RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ IBN KHALDOUN DE TIARET

FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUEES

Département de Génie Mécanique

Polycopié de cours

Module

Electronique appliquée

Elaboré par :
Dr. NEGADI Karim
Maitre de conférences A à l'Université de Tiaret

Examiné par ;

Pr. ZEGHLACHE Samir — **Université de M'Sila**

Dr. NASRI Djilali — **Université de Tiaret**

Préambule

L'électronique appliquée est définie par l'ensemble des applications (industrielles, grand public ou autre) utilisant des composants semi-conducteurs. Ainsi, ce sont les principes physiques de fonctionnement, les propriétés des matériaux semi-conducteurs, le savoir-faire propre aux différentes technologies de fabrication, les caractéristiques électriques des composants, élémentaires ou complexes, qui détermineront les potentialités et les performances des applications, quel que soit le domaine applicatif concerné.

Ce cours d'électronique appliquée permet la découverte des montages de base, la connaissance des règles de calcul des différentes valeurs physique d'un circuit ainsi que la mise en œuvre des composants de base (transistor, amplificateur, oscillateur…etc).

Le cours s'adresse de façon privilégiée aux étudiants d'électromécanique, Il est divisé en 5 chapitres qui permettent, par ailleurs, aux étudiants d'acquérir, selon les cas, des connaissances physiques et technologiques complémentaires leur permettant de mieux appréhender les conditions et limites de fonctionnement des composants, ou le savoir-faire indispensable pour la bonne mise en œuvre de ces derniers.

Le premier chapitre (**les transistors à effet de champ FET**) présente le principe de fonctionnement des transistors FET, les caractéristiques de transfert d'entrée et de sortie, les différents types de polarisation des FETs et leurs schémas équivalent en régime dynamique. A la fin de ce chapitre, l'auteur a ajouté un certain nombre des exercices soigneusement sélectionnés qui devrait aider l'étudiant à développer les compétences et l'initiative dans l'application pratique du cours présenté.

Dans le deuxième chapitre (**les amplificateurs différentiels et opérationnels**) nous allons commencer par la description d'un amplificateur différentiel, puis on s'intéresse à l'examination de la structure d'un amplificateur opérationnel afin de se familiariser avec les amplificateurs différentiels en montage opérationnel à travers l'étude de leurs caractéristiques et de quelques montages simples. La description des outils nécessaires et leur fonctionnement pour mesurer ces propriétés physiques.

Le chapitre trois (**les amplificateurs de puissance**) traite l'amplificateur de puissance qui est un dispositif électronique qui doit satisfaire un double objectif : d'une part, la tension de sortie doit être reproduite le plus fidèlement possible la tension de commande appliquée en entrée. Dans un cas idéal, on souhaiterait avoir à tout instant la tension d'entrée égale à celle de sortie et d'autre part, la charge résistive absorbe un courant dont l'intensité peut être élevée. L'amplificateur de puissance doit donc pouvoir débiter le courant demandé par la charge. Dans ce chapitre, nous étudierons les droites de charge dynamique, la dynamique du signal alternatif de sortie, les classes de fonctionnement et le bilan de puissance relatif à chaque type d'amplificateur.

Le chapitre quatre (**la contre réaction**) est consacré à l'étude des propriétés de la contre réaction et la classification des montages série-série, série-parallèle, parallèle-série et parallèle-parallèle.

Dans le cinquième chapitre (**les oscillateurs sinusoïdaux**), on aborde les différents types d'oscillateurs sinusoïdaux suivi par les conditions d'oscillations, stabilité de fréquence et d'amplitude.

Les idées de ce cours ont été principalement inspirées par un grand nombre de sources dont les plus pertinentes sont citées dans la partie références bibliographiques.

ELECTRONIQUE APPLIQUEE

SOMMAIRE

Rappels d'électricité

1. Définition d'un circuit électrique..... 2
1.1. Eléments passifs..... 2
1.2. Source de tension et source de courant..... 3
1.2.1. Générateur de tension..... 3
1.2.2. Générateur de courant..... 3
1.3. Une branche..... 4
1.4. Un nœud..... 4
1.5. Une maille..... 4
2. Les lois de Kirchhoff..... 5
2.1. La loi des nœuds (la loi des courants) 5
2.2. Loi des mailles (loi des tensions) 5
3. Association d'éléments passifs de même nature en série et parallèle... 6
3.1. Association des résistances..... 6
a) Association série..... 6
b) Association parallèle..... 7
3.2. Association des bobines..... 7
a) Association série..... 7
b) Association parallèle..... 8
3.3. Association des condensateurs..... 8
a) Association série..... 8
b) Association parallèle..... 9
4. Diviseur de tension..... 9
5. Diviseur de courant..... 10
6. Exemple d'application..... 11

Chapitre 1
Les transistors à effet de champ FET

I.1. Introduction..... 15
I.2. Types de transistors à effet de champ..... 15
I.3. Les JFET..... 16
I.3.1. Structure..... 16
I.3.2. Caractéristiques statiques du JFET à canal N..... 17
1.3.4. Expression du courant de drain I_{DS} 18
I.3.5. Avantages du JFET..... 18
I.3.6. Caractéristiques de sortie et de transfert..... 18
a) Zone résistive..... 19
b) Zone du coude..... 20
c) Zone de saturation..... 20
d) Zone d'avalanche..... 20
e) Influence de la température..... 20
1.3.7. Réseau de caractéristiques..... 20
1.3.7.1. Réseau d'entrée.....20
1.3.7.2. Réseau de transfert ou de transconductance..... 21
1.3.7.3. Paramètres du JFET..... 21
1.3.7.4. Variation de la transconductance g_m du JFET..... 22
1.4. Polarisation des transistors à effet de champ..... 22

1.4.1. Polarisation par la grille..... 23
1.4.2. Polarisation automatique (on appelle ce type de polarisation aussi auto-polarisation) 23
1.4.3. Polarisation par source de courant..... 24
1.4.4. Polarisation par diviseur de tension..... 24
1.5. Le TEC en régime dynamique..... 25
1.6. FET à semi-conducteur à oxyde de métal (MOSFET) 26
1.6.1. Les différents types de MOSFET..... 27
1.6.2. Réseaux de caractéristiques pour les MOSFET..... 28
1.6.3. Polarisation des MOSFET..... 29
1.6.4. Comparaison entre les transistors bipolaires et les transistors à effet de champs..... 30
1.7. Exercices sur les JFET et les en régime statique et dynamique..... 31

Chapitre 2
Les amplificateurs différentiels et opérationnels

2.1. Introduction..... 47
2.2. Amplificateur différentiel à transistors bipolaires NPN..... 47
2.2.1. Grandeurs caractéristiques..... 48
2.2.2. Étage de principe à transistors bipolaires..... 48
2.2.3. Étude statique..... 48
2.2.4. Étude dynamique..... 51
2.5. L'amplificateur opérationnel parfait..... 52
2.2.1. Principe..... 52
2.2.2. Méthodes de calcul des montages à AOP..... 54
2.2.3. Montages de base à AOP..... 54
2.3. Les types d'amplificateur linéaire..... 55
2.3.1. Amplificateur inverseur..... 55
a) Calcul par la loi d'Ohm..... 55
b) Généralisation à des dipôles quelconques..... 56
2.3.2. Amplificateur non inverseur..... 57
2.3.3. Montage suiveur..... 58
2.4. Montages opérationnels..... 58
2.4.1. Additionneur inverseur..... 58
2.4.2. Montage soustracteur (différentiel) 60
2.4.3. Montage intégrateur..... 62
2.4.4. Montage dérivateur..... 62
2.4.5. Montage logarithmique..... 63
2.4.6. Montage exponentiel..... 64
2.5. Exercices sur les amplificateurs opérationnels..... 66

Chapitre 3
Les amplificateurs de puissance

3.1. Introduction..... 76
3.2. Caractéristiques d'un amplificateur de puissance..... 76
3.3. Critères de sélection d'une classe d'amplificateur..... 76
3.3.1. Rendement..... 77
3.4. Amplificateur classe A..... 78

3.4.1. Avantage..... 80
3.4.2. Inconvénients..... 80
3.5. Amplificateurs de puissance de classe B (Push-Pull) 81
3.5.1. Avantages..... 84
3.5.2. Inconvénients..... 84
3.5.4. Distorsion..... 84
3.5.5. Bilan des puissances..... 85
3.5.6. Attaque des amplificateurs Push-pull..... 85
3.6. Amplificateur Classe C..... 86
3.6.1. Avantages..... 88
3.6.2. Inconvénients..... 88
3.7. Exercices sur les amplificateurs de puissance..... 89

Chapitre 4
La contre réaction

4.1. Introduction..... 107
4.2. Principe de la contre réaction..... 107
4.3. Propriétés de la contre réaction..... 109
4.3.1. Elargissement de la bande passante..... 109
4.3.2. Distorsion harmonique..... 110
4.3.3. Réduction du bruit..... 111
4.5. Les différents types de contre-réaction.....111
4.5.1. Types d'amplificateurs.....111
4.5.2. Les quatre types de contre réaction.....111
4.6. Exercice d'application..... 113

Chapitre 5
Les Oscillateurs sinusoïdaux

5.1. Introduction..... 120
5.2 Oscillateurs de rétroaction..... 121
5.3. Stabilité des oscillateurs 123
5.3.1. Stabilité de fréquence 123
5.3.2. Stabilité de l'amplitude 123
5.4. Les principaux types d'oscillateurs 123
5.5. Oscillateur basse fréquence : réseau de réaction RC..... 124
5.5.1. Oscillateur à pont de Wien..... 124
5.5.2. L'oscillateur à déphasage "Phase shift"..... 126
5.6. Oscillateurs hautes fréquences, réseau de réaction LC..... 126
5.6.1. L'oscillateur Colpitts..... 127
5.6.2. Oscillateur Hartley..... 129
5.6.3. Oscillateur Clapp..... 130
6.6.4. Oscillateurs à résistance Négative..... 131
5.7. Oscillateur à résonateur..... 133
5.8. Oscillateur à quartz..... 133
5.9. Exercice d'application sur les oscillateurs sinusoïdaux..... 126

Références bibliographiques 143

Rappels d’électricité

Rappels d'électricité

Ce rappel d'électricité consiste à donner quelques notions fondamentales nécessaires pour l'analyse des réseaux électriques à savoir la loi d'Ohm, l'association des dipôles (série et parallèle), les lois de Kirchhoff et les règles de division de courant et de tension. Ces notions sont exploitées dans les méthodes et les théorèmes utilisées pour analyser les circuits électriques.

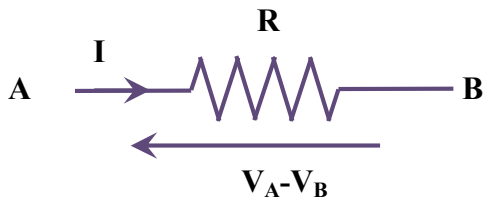
1. Définition d'un circuit électrique

Il est constitué par un nombre fini d'éléments connectés entre eux.

1.1. Eléments passifs

C'est le constituant de base du circuit. Dans le cas présent ce sera soit une résistance, soit une self, soit un condensateur. Il a 2 extrémités (bornes) A et B (d'où le nom de dipôle) qui ont chacune un potentiel V et il est parcouru par un courant d'intensité I. Il existe une relation entre l'élément, la différence de potentiel V_A - V_B (tension) entre les 2 extrémités et le courant qui circule dans l'élément. Selon l'élément considéré les relations sont les suivantes :

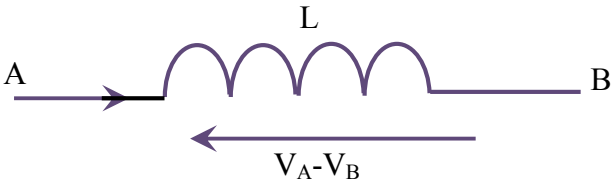
Résistance R :



$$V_A - V_B = RI \tag{1}$$

Figure 1. Résistance parcourue par une courant électrique

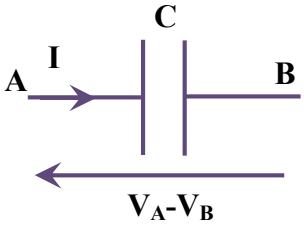
Self L :



$$V_A - V_B = L\frac{dI}{dt} \tag{2}$$

Figure 2. Tension aux bornes d'une bobine

Condensateur C :



$$I = C\frac{d\left(V_A - V_B\right)}{dt} \tag{3}$$

Figure 3. Tension aux bornes d'un condensateur

Par convention la relation tension-courant aux bornes d'un élément passif sera positive lorsque le courant I circule dans l'élément du point de potentiel le plus élevé (A) vers le point de potentiel le moins élevé (B). Ceci par analogie avec l'eau d'une rivière qui s'écoule d'amont (niveau le plus élevé) en aval (niveau le plus bas). Les éléments précédents sont incapables de fournir de l'énergie, mais la self et le condensateur peuvent restituer l'énergie qu'ils ont emmagasinée. Ainsi les appelle-t-on éléments passifs.

1.2. Source de tension et source de courant

Un circuit électrique a besoin d'énergie pour fonctionner. C'est le rôle des sources indépendantes de tension et de courant dites éléments actifs. On parlera de sources d'excitation du circuit.

1.2.1. Générateur de tension

Un générateur de tension idéal délivre une différence de potentiel indépendante du courant qu'il délivre. On représente ce générateur par les symboles suivants :

Ce générateur de tension n'existe pas et en pratique, la différence de potentiel en sortie d'un générateur de tension décroit en fonction du courant de sortie.

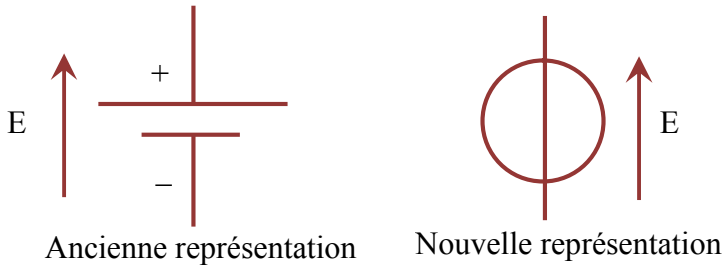


Figure 4. Source de tension

1.2.2. Générateur de courant

Un générateur de courant idéal délivre un courant indépendamment de la différence de potentiel entre ses bornes. On représente ce générateur par les symboles suivants :

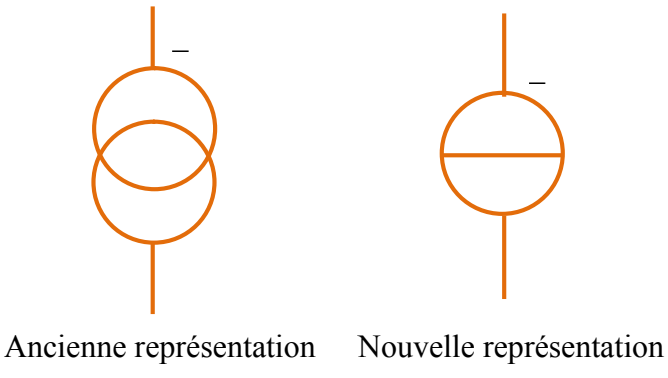


Figure 5. Source de courant

Par convention, une source fournit de l'énergie à un circuit si le courant circule dans l'élément du point de potentiel le moins élevé vers le point de potentiel le plus élevé.

Remarque.

Dans le cadre des exercices, la mesure des intensités de courant et des différences de potentiel se fait respectivement avec des ampèremètres et des voltmètres idéaux. Ceci amène à considérer dans le schéma du circuit étudié un ampèremètre comme un court-circuit (tension à ses bornes nulle) et un voltmètre comme un circuit ouvert (courant circulant nul).

1.3. Une branche

La branche regroupe les éléments situés entre 2 nœuds et traversés par un même courant I.
Autre définition : une branche est une portion de circuit comprise entre deux nœuds consécutifs.
Le courant circulant dans cette branche sera appelé courant de branche.

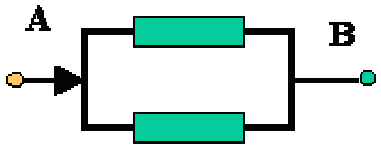


Figure 6. Exemple d'un circuit qui contient deux branches

1.4. Un nœud

De la même façon, on dit qu'une branche est terminée en chacune de ses extrémités par un nœud.
A chaque nœud correspond un potentiel appelé potentiel de nœud.
En se tenant à ces définitions, on obtient dans un circuit un nombre de branches et de nœuds qui peut être très important. On prendra souvent des définitions moins restrictives : une branche peut comporter plusieurs éléments; un nœud correspond à la connexion d'au moins 3 éléments entre eux.

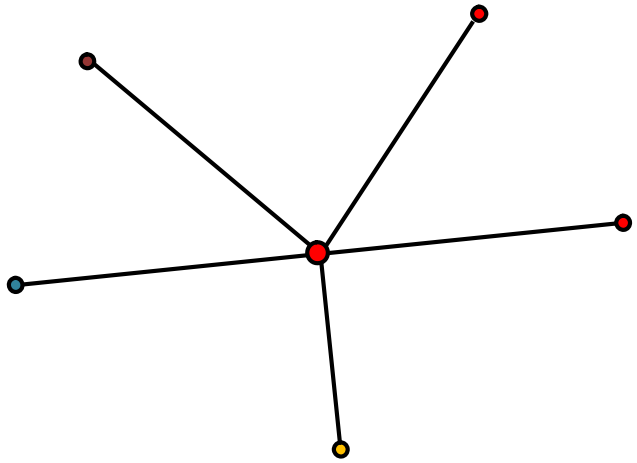


Figure 7. Exemple d'un circuit qui contient un nœud

1.5. Une maille

Dans un circuit, une maille est constituée d'éléments connectés entre eux formant une boucle fermée(ABCDEF), (ABEF)...
Une boucle ne passe pas deux fois par le même nœud sauf le nœud de début et de fin de boucle.
Un élément n'apparait qu'une fois dans une maille.

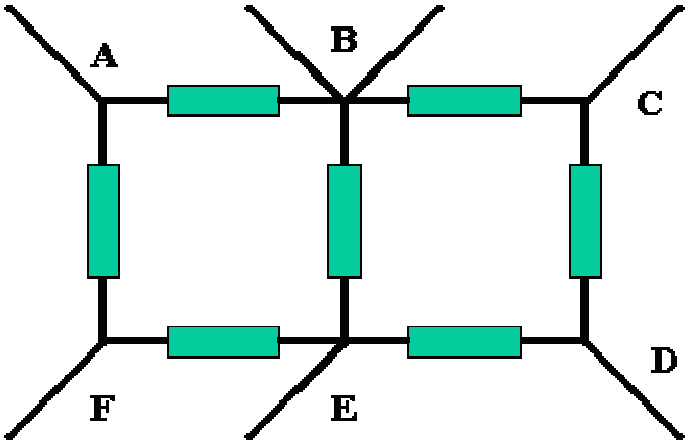


Figure 8. Exemple d'un circuit qui contient deux mailles, six nœuds et sept branches

2. Les lois de Kirchhoff

2.1. La loi des nœuds (la loi des courants)

La somme des courants qui arrivent à un nœud est égale à la somme des courants qui en partent.

Autre définition : la somme des courants entrant au nœud d'un réseau est égale à la somme des courants sortant de ce nœud.

En appliquant cette loi sur le schéma de la figure 9, on trouve :

$$I_1 + I_2 + I_3 = I_4 + I_5 \tag{4}$$

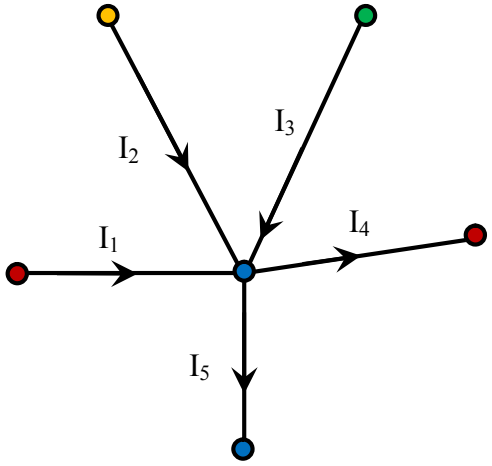


Figure 9. Application de la loi des nœuds

2.2. Loi des mailles (loi des tensions)

La somme algébrique des tensions aux bornes des différentes branches d'une maille est égale à zéro.

En appliquant la loi des mailles sur le schéma 9, on trouve :

$$V_3 + V_4 - V_2 = 0 \tag{5}$$

$$V_3 + V_4 - V_1 = 0 \tag{6}$$

$$V_1 - V_2 = 0 \tag{7}$$

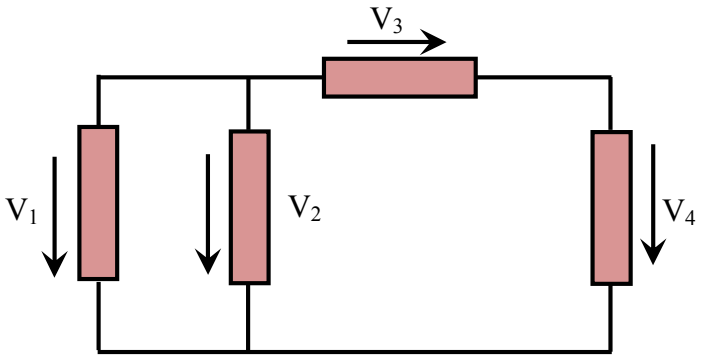


Figure 10. Application de la loi des mailles

Relation entre nœud, maille et branche :

$$M = B - (N - 1) \tag{8}$$

Ou :

M : est le nombre des mailles indépendantes,

B : est le nombre des branches,

N : est le nombre des nœuds.

3. Association d'éléments passifs de même nature en série et parallèle

3.1. Association des résistances

a) Association série:

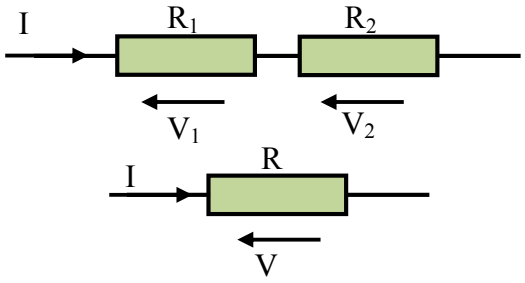


Figure 11. Regroupement de deux résistances en série

D'après la figure 11, on a :

$$V = V_1 + V_2 \tag{9}$$

$$\begin{aligned} RI &= R_1 I + R_2 I \\ \Rightarrow R &= R_1 + R_2 \end{aligned} \tag{10}$$

Généralisation :

$$R = \sum_{i=1}^{n} R_i \tag{11}$$

b) Association parallèle :

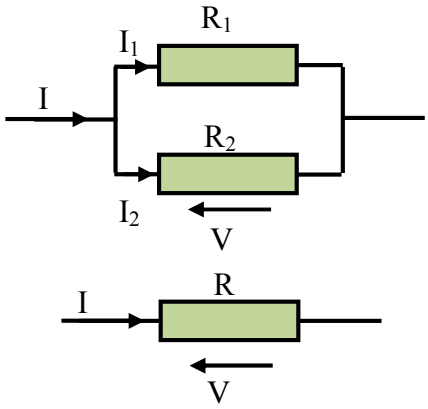


Figure 12. Regroupement de deux résistances en parallèle

L'analyse de la figure 12, nous donne :

$$I = I_1 + I_2 \tag{12}$$

$$\frac{V}{R} = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} \Rightarrow \frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \tag{13}$$

Généralisation :

$$\frac{1}{R} = \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{R_i} \tag{14}$$

3.2. Association des bobines :

a) Association série :

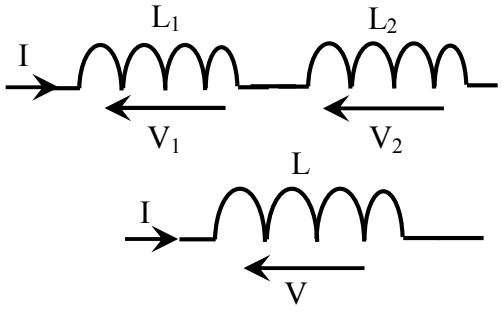


Figure 13. Regroupement de deux bobines en série

La figure 13 montre le regroupement de deux selfs en série :

$$V = V_1 + V_2 \tag{15}$$

$$L\frac{dI}{dt} = L_1\frac{dI}{dt} + L_2\frac{dI}{dt} \Rightarrow L = L_1 + L_2 \tag{16}$$

Généralisation :

$$L = \sum_{i=1}^{n} L_i \tag{17}$$

b) Association parallèle :

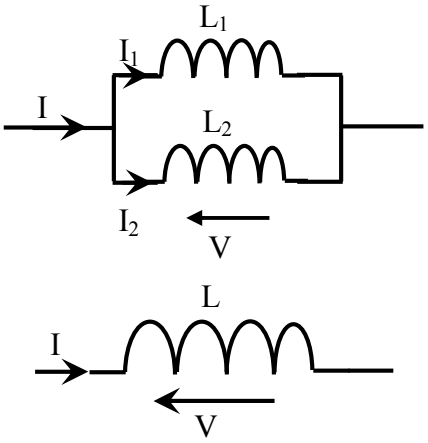


Figure 14. Regroupement de deux bobines en parallèle

Les deux bobines présentées sur la figure 14 sont en parallèles :

$$I = I_1 + I_2 \tag{18}$$

$$\frac{1}{L}\int Vdt = \frac{1}{L_1}\int Vdt + \frac{1}{L_2}\int Vdt$$
$$\Rightarrow \frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \tag{19}$$

Généralisation :

$$\frac{1}{L} = \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{L_i} \tag{20}$$

3.3. Association des condensateurs :

a) Association série

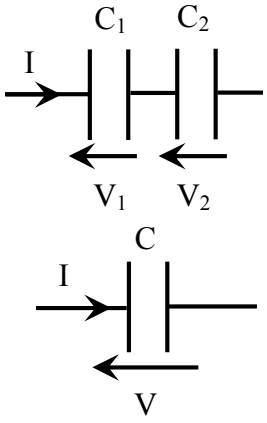


Figure 15. Regroupement de deux condensateurs en série

$$V = V_1 + V_2 \tag{21}$$

$$\frac{1}{C}\int Idt = \frac{1}{C_1}\int Idt + \frac{1}{C_2}\int Idt$$
$$\Rightarrow \frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \quad (22)$$

Généralisation :

$$\frac{1}{C} = \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{C_i} \quad (23)$$

b) Association parallèle :

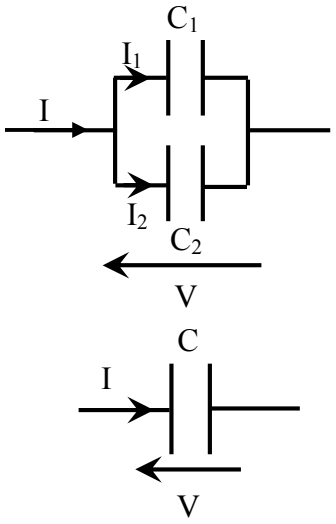


Figure 16. Regroupement de deux condensateurs en parallèle

Le courant donné par le schéma 15 peut être écris sous la forme :

$$I = I_1 + I_2 \quad (24)$$

$$C\frac{dV}{dt} = C_1\frac{dV}{dt} + C_2\frac{dV}{dt}$$
$$\Rightarrow C = C_1 + C_2 \quad (25)$$

Généralisation :

$$C = \sum_{i=1}^{n} C_i \quad (26)$$

Remarque
L'association parallèle de condensateurs doit satisfaire la loi des mailles. En conséquence les divers condensateurs doivent avoir la même tension initiale.

4. Diviseur de tension

Soit le circuit constitué d'une source de tension réelle indépendante E, Ri et d'une résistance R (figure 17). Calculer la tension V_A - V_M aux bornes de la résistance R en fonction de E, Ri et R.

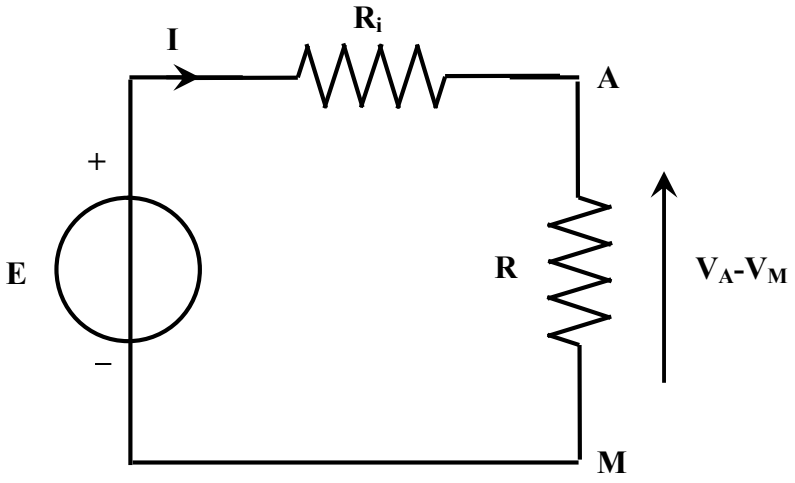


Figure 17. Circuit contient une source de tension alimente une charge résistive

Réponse: $V_A - V_M = \dfrac{R}{R_i + R} E$

Il est trivial de rappeler que la tension inconnue V_A - V_M sera exprimée en fonction des grandeurs connues : E, R_i et R et non en fonction du courant inconnu I.
La tension V_A - V_M aux bornes de la branche R s'écrit :

$$V_A - V_M = RI \tag{27}$$

L'équation de la maille que constitue le circuit s'écrit en appliquant la loi des mailles

$$E = \left(R_i + R\right) I \tag{28}$$

En éliminant I de ces 2 équations :

$$V_A - V_M = \left(\frac{R}{R_i + R}\right) E \tag{29}$$

C'est la formule du diviseur de tension qui permet de calculer directement la tension aux bornes d'un élément en fonction de cet élément et des autres éléments du circuit sans passer par le calcul du courant. De cette façon, on obtient la répartition de la tension de la source aux bornes d'un (des) élément(s) du circuit.

Remarque
L'examen du calcul de V_A - V_M montre que pour appliquer, sans passer par des calculs intermédiaires, la formule du diviseur de tension aux bornes d'un élément, il faut que le courant **I** fourni par la source circule dans la résistance aux bornes de laquelle on calcule la tension. Ce critère est à vérifier systématiquement. D'autre part, comme les exemples suivants vont le montrer, la présence de plusieurs sources rend l'emploi du diviseur de tension plus délicat.

5. Diviseur de courant

Soit le circuit de la figure 18 constitué d'une source de courant réelle indépendante (J//R_i) et d'une résistance R branchée en parallèle. Calculer le courant I circulant dans la résistance R en fonction de J, R_i et R.

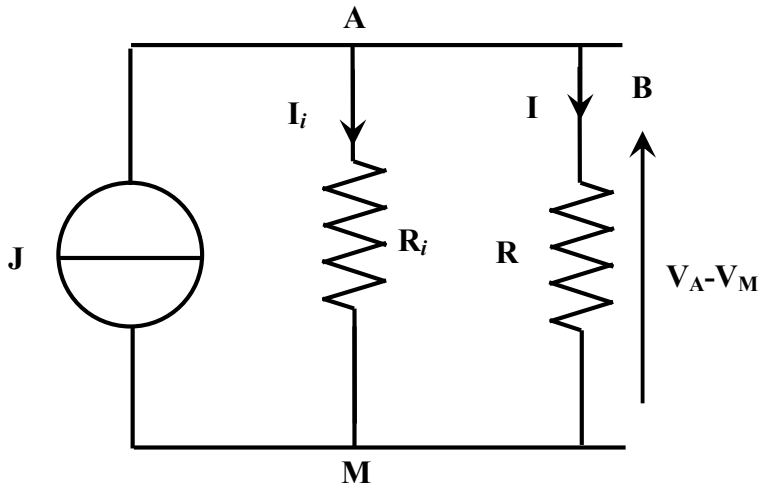


Figure 18. Circuit à source de courant et deux résistances branchées en parallèle

Réponse: $I = \dfrac{R_i}{R_i + R} J$

Il est à nouveau trivial de rappeler que l'inconnue I sera exprimée en fonction des grandeurs connues : J, R_i et R.

Le courant I s'obtient en écrivant :

La relation courant-tension aux bornes des résistances R_i et R :

$$V_A - V_M = RI \tag{30}$$

La loi des nœuds en A:

$$I_i = J - I = R_i I = R_i \left(J - I \right) \tag{31}$$

et :

$$I = \frac{R_i}{R_i + R} J \tag{32}$$

C'est la formule du diviseur de courant qui permet de calculer directement le courant circulant dans un élément en fonction de cet élément et des autres éléments du circuit sans calculer de tension.

Remarque :

L'examen du calcul de I montre que pour appliquer directement la formule du diviseur de courant, il faut que la tension $\mathbf{V_A - V_M}$ aux bornes de la source soit aussi la tension aux bornes de la résistance où l'on calcule le courant. Ce critère est à vérifier systématiquement. D'autre part, comme les exemples suivants vont le montrer, la présence de plusieurs sources rend l'emploi du diviseur de courant plus délicat.

6. Exemple d'application

Déterminons les intensités de chaque branche du schéma de la figure 19.

Le réseau de la Figure 19 comporte 3 branches, 2 nœuds et 3 mailles.

On écrira tout d'abord 2 – 1 équations de nœuds. Pour ce faire, il faut tout d'abord représenter les intensités dans les branches en dessinant une flèche (figure 20).

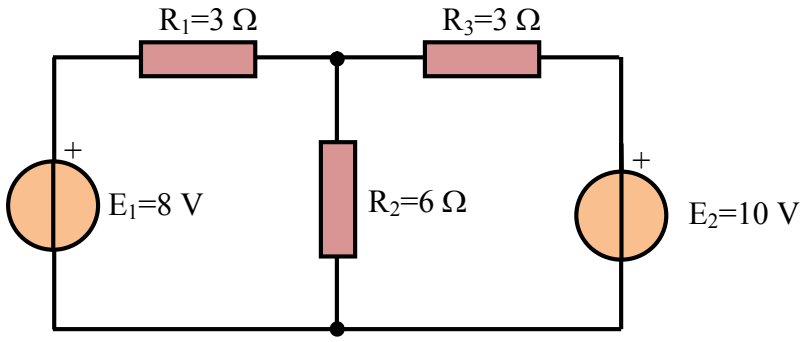


Figure 19. Circuit à deux sources de tensions et trois résistances

Nous la placerons dans le sens qui nous apparaîtra comme le plus probable, en sachant qu'en cas d'erreur de sens, le calcul nous donnera une intensité négative.

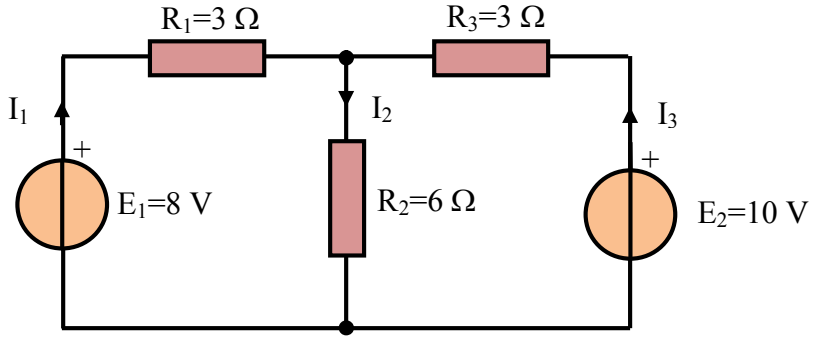


Figure 20. Représentation des différents courants circulant dans les mailles

Le nœud supérieur de la Figure 21 donne :

$$I_2 = I_1 + I_3$$

Il reste à écrire 2 équations de maille de manière à former un système de 3 équations à 3 inconnus.

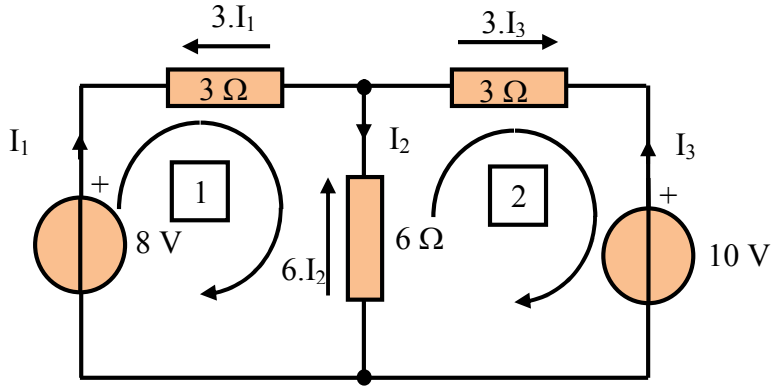


Figure 21. Choix arbitraire du sens du courant dans les différentes mailles

Maille 1 :

$$-R_1 I_1 - R_2 I_2 + E_1 = 0$$

Maille 2 :

$$R_2 I_2 + R_3 I_3 - E_2 = 0$$

On remplace par les valeurs numériques, on trouve :

$$\begin{cases} 8-3I_1-6I_2=0 \\ 6I_2+3I_3-10=0 \end{cases}$$

On obtient donc le système :

$$\begin{cases} 8-3I_1-6I_2=0 \\ 6I_2+3I_3-10=0 \\ I_1+I_3=I_2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} I_1=0,2667 \\ I_2=1,2000 \\ I_3=0,9333 \end{cases}$$

La résolution « à la main » ne pose pas de problème particulier tant que l'on a affaire à des systèmes 3x3 au maximum. A partir des systèmes 4x4, il est souhaitable d'utiliser des calculatrices permettant d'effectuer des opérations sur les matrices ou des logiciels de calcul (Mathematica, Mapple, Mathcad, Matlab ou autres).

$$\begin{cases} 8-3I_1-6I_2=0 \\ 6I_2+3I_3-10=0 \\ I_1+I_3=I_2 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} 3I_1+6I_2+0I_3=8 \\ 0I_1+6I_2+3I_3=10 \\ I_1-I_2+I_3=0 \end{cases}$$

$$\begin{pmatrix} 3 & 6 & 0 \\ 0 & 6 & 3 \\ 1 & -1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 8 \\ 10 \\ 0 \end{pmatrix} \Leftrightarrow [A][I]=[B] \Rightarrow [I]=\frac{[B]}{[A]}=inv([A])[B]$$

Chapitre 1

Les transistors à effet de champ (FET)

Chapitre 1
Les transistors à effet de champ FET

1.1. Introduction

Les transistors à effet de champ (FET) sont l'épine dorsale de l'industrie électronique. Les progrès remarquables de l'électronique au cours des dernières décennies sont dus en grande partie aux progrès de la technologie FET, en particulier à leur miniaturisation, qui a amélioré la vitesse, réduit la consommation d'énergie et permis la fabrication de circuits plus complexes [1]. Par conséquent, les ingénieurs ont travaillé pour doubler approximativement le nombre de FET dans une puce complexe telle qu'un circuit intégré tous les 1,5 à 2 ans; voir Fig. 1 dans l'introduction. Cette tendance, connue maintenant sous le nom de loi de Moore, a été notée pour la première fois en 1965 par Gordon Moore, un ingénieur Intel. Nous aborderons la loi de Moore et ses limites spécifiquement à la fin du cours. Mais pour l'instant, nous notons simplement que les FET sont déjà petits et de plus en plus petits. Les derniers processeurs d'Intel ont une séparation source-drain d'environ 65 nm.

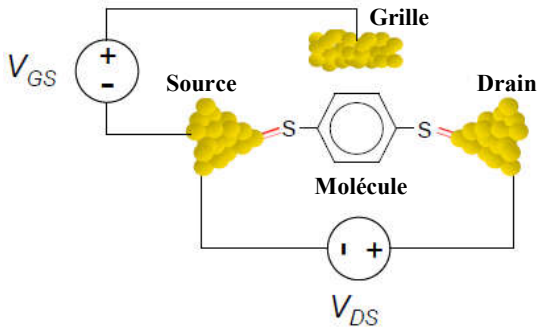


Figure 1.1. Structure interne d'un transistor FET

Nous connaissons le transistor ordinaire. Dans ce type de transistor, les trous et les électrons jouent un rôle dans le processus de conduction. Pour cette raison, il est parfois appelé transistor bipolaire. Le transistor ordinaire ou bipolaire présente deux inconvénients principaux. Premièrement, il a une faible impédance d'entrée en raison de la jonction d'émetteur polarisée en direct. Deuxièmement, il a un niveau de bruit considérable. Bien que le problème de faible impédance d'entrée puisse être amélioré par une conception et une utilisation soigneuses de plus d'un transistor, il est cependant difficile d'obtenir une impédance d'entrée supérieure à quelques mégohms. Le transistor à effet de champ (FET) présente, du fait de sa construction et de sa polarisation, une impédance d'entrée importante qui peut être supérieure à 100 mégohms. Le FET est généralement beaucoup moins bruyant que le transistor ordinaire ou bipolaire. L'expansion rapide du marché FET a conduit de nombreux responsables marketing des semi-conducteurs à croire que cet appareil deviendra bientôt le dispositif électronique le plus important, principalement en raison de ses applications de circuits intégrés. Dans ce chapitre, nous concentrerons notre attention sur la construction, le fonctionnement et les applications de circuit des transistors à effet de champ [2].

1.2. Types de transistors à effet de champ

Un transistor à jonction bipolaire (BJT) est un dispositif contrôlé en courant, c'est-à-dire que les caractéristiques de sortie du dispositif sont contrôlées par le courant de base et non par

la tension de base. Cependant, dans un transistor à effet de champ (FET), les caractéristiques de sortie sont contrôlées par la tension d'entrée (c'est-à-dire le champ électrique) et non par le courant d'entrée. C'est probablement la plus grande différence entre BJT et FET [3]. Il existe deux types de base de transistors à effet de champ:

- Transistor à effet de champ de jonction (JFET)
- Transistor à effet de champ semi-conducteur à oxyde métallique (MOSFET) Pour commencer, nous étudierons le JFET puis la forme améliorée de JFET, à savoir; MOSFET

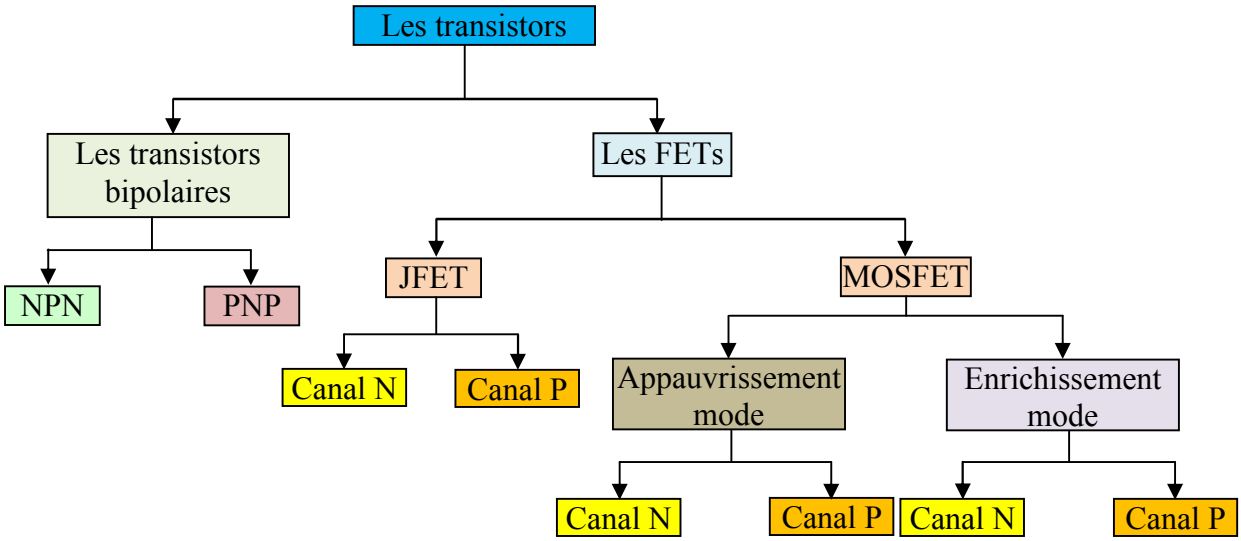


Figure 1.2. Classification des transistors

1.3. Les JFET

1.3.1. Structure

La structure de base d'un JFET canal n est représentée sur la figure 1.3. Il se compose d'une barre semi-conductrice de type n uniformément dopée avec deux contacts ohmiques à ses deux extrémités.

Le courant est amené à circuler à travers la barre en appliquant une tension entre les bornes d'extrémité. Les terminaux par lesquels les porteurs majoritaires (ici l'électron) pénètrent dans la barre s'appellent la source. L'autre terminal par lequel les transporteurs majoritaires quittent la barre est appelé drain. Sur deux côtés de la barre de type n, des jonctions p-n sont formées en dopant fortement les côtés avec des impuretés de type p. Ces régions d'impuretés sont appelées la porte.

La région de la barre de type n entre les deux régions de grille à travers laquelle les porteurs majoritaires se déplacent de la source au drain est appelée le canal. Le symbole de circuit d'un JFET à canal n est représenté sur la figure 1.3, où la tête de flèche est dans la direction du courant conventionnel lorsque la porte est polarisée en direct.

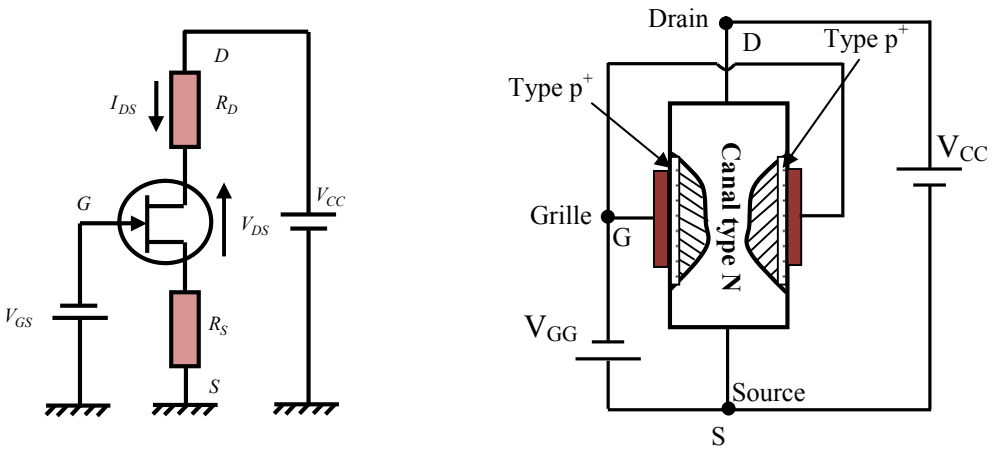


Figure 1.3. Un JFET à canal N (a) Structure (b) Circuit et symbole avec des tensions d'alimentation

Un JFET à canal P est constitué d'une barre semi-conductrice de type P avec deux contacts ohmiques à ses deux extrémités. Comme auparavant, l'un d'eux est la source par laquelle les transporteurs majoritaires entrent dans le bar. L'autre terminal est le drain par lequel la majorité des trous quittent la barre.

Les deux côtés de la barre de type P sont fortement dopés avec des impuretés de type N. Ces régions sont appelées la porte. La région de barre de type P entre les deux régions à travers laquelle les porteurs majoritaires se déplacent de la source au drain est appelée canal. La structure et le symbole de circuit du canal p JFET sont représentés sur la figure 1.4.

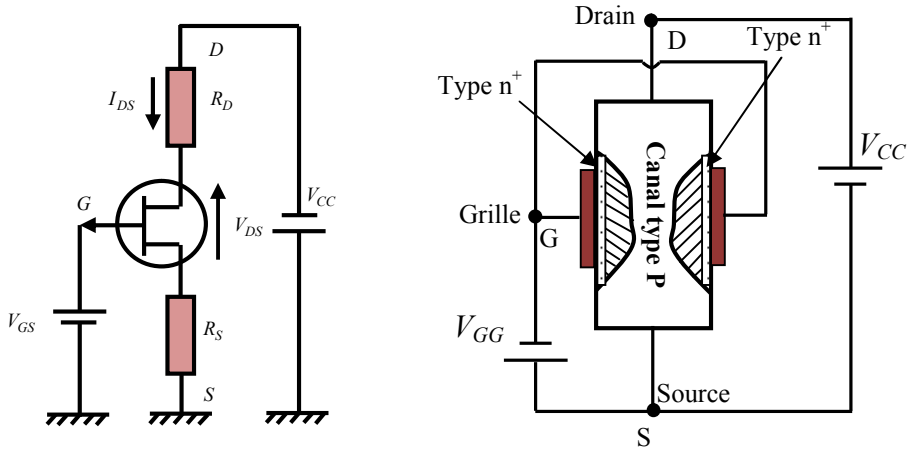


Figure 1.4. Un JFET à canal P (a) Structure (b) Circuit et symbole avec des tensions d'alimentation

1.3.2. Caractéristiques statiques du JFET à canal N

La jonction grille-source est polarisée en inverse. Pour le JFET à canal n, l'électron dérive de la source au drain, donc le courant circule du drain à la source, ce qui est appelé courant de drain (I_{DS}). Les tracés graphiques du courant de drain (I_{DS}) par rapport à la tension drain-source (V_{DS}) avec la tension grille-source (V_{GS}) comme paramètre sont connus sous le nom de caractéristiques statiques d'un JFET [4].

1.3.4. Expression du courant de drain I_{DS}

La relation entre le courant I_{DSS} et la tension V_P est montrée sur la figure 1.6. On note que la tension de coupure grille-source sur la caractéristique de transfert est égale à la tension de pincement V_P sur la caractéristique de drain

$$V_P = \left| V_{GSoff} \right| \tag{1.1}$$

La caractéristique de transfert du JFET présentée sur la figure 1.6 a une forme parabolique. Une analyse mathématique assez complexe donne l'expression suivante pour le courant de drain :

$$I_{DS} = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2 \tag{1.2}$$

Ou :

I_{DS} : est le courant de drain pour différentes valeur de V_{GS}

I_{DSS} : est le courant de drain maximal

V_{GS} : est la tension grille-source

V_{GSoff} : est la tension de pincement de la source de grille.

1.3.5. Avantages du JFET

Un JFET est un dispositif à courant constant contrôlé en tension (similaire à une pentode à vide) dans lequel les variations de tension d'entrée contrôlent le courant de sortie. Il combine les nombreux avantages du transistor bipolaire et de la pentode sous vide. Certains des avantages d'un JFET sont:

- Il a une impédance d'entrée très élevée (de l'ordre de 100 MΩ). Cela permet un degré élevé d'isolation entre les circuits d'entrée et de sortie.
- Le fonctionnement d'un JFET dépend des transporteurs de courant de matériau en vrac qui ne traversent pas les jonctions. Par conséquent, le bruit inhérent aux tubes (dû au fonctionnement à haute température) et celui des transistors (dû aux transitions de jonction) ne sont pas présents dans un JFET.
- Un JFET a un coefficient de température négatif de résistance. Cela évite le risque d'emballement thermique.
- Un JFET a un gain de puissance très élevé. Cela élimine la nécessité d'utiliser des étapes de pilote.
- Un JFET a une taille plus petite, une durée de vie plus longue et un rendement élevé.

1.3.6. Caractéristiques de sortie et de transfert

On procède au relevé des caractéristiques en utilisant le montage ci-après. En fonctionnement normal la jonction grille canal est polarisée en inverse : le courant d'entrée I_G est très faible et les courants drains et sources sont identiques.

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

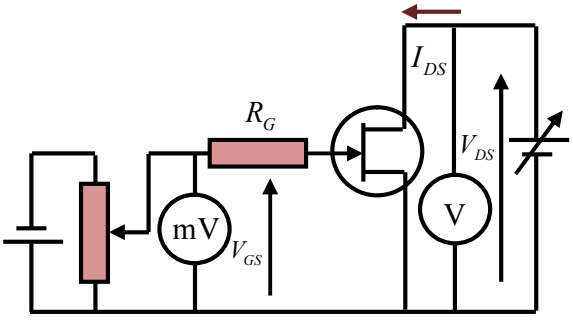


Figure 1.5. Caractéristiques du FET à jonction

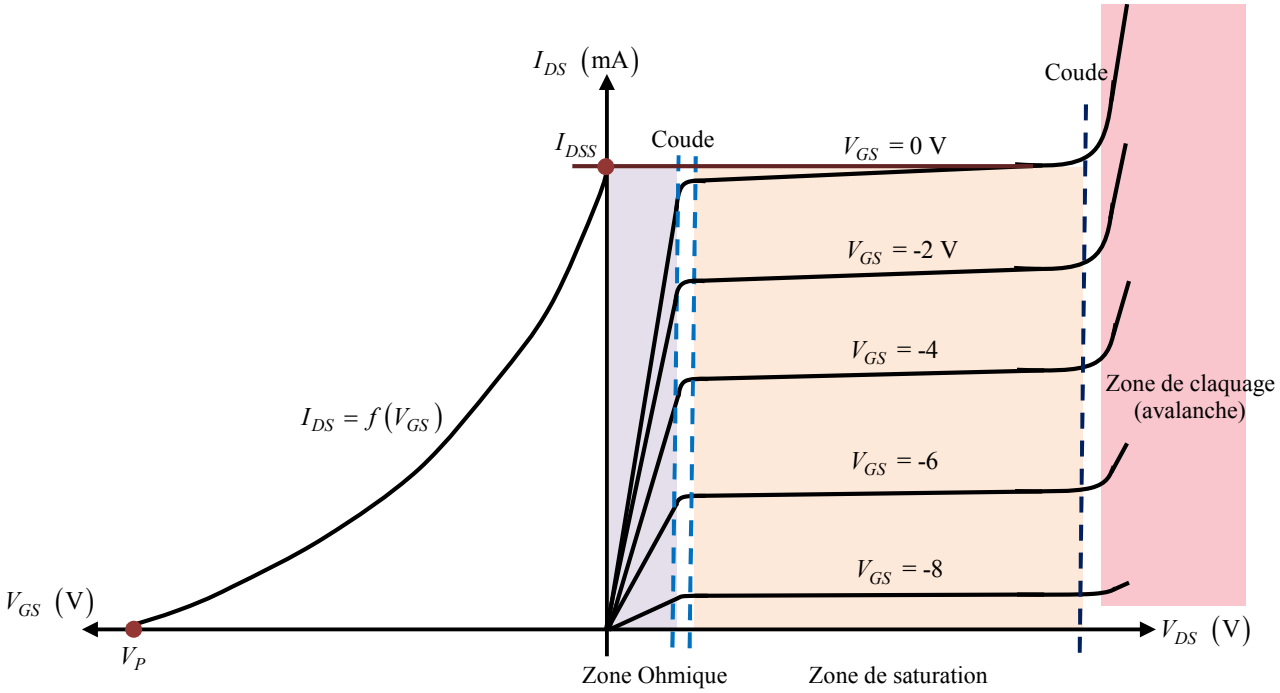


Figure 1.6. Caractéristiques du FET à jonction

La figure 1.6 représente les caractéristiques de transfert $I_{DS} = f(V_{GS})$ à gauche et de sortie $I_{DS} = f(V_{DS})$ à droite.

Si on observe le réseau de caractéristique $I_{DS} = f(V_{DS})\big|_{VGS=Cte}$, on s'aperçoit qu'on peut distinguer plusieurs modes de fonctionnement du FET:

a) Zone résistive

Pour les tensions V_{DS} faibles, le canal se comporte comme une résistance ohmique dont la valeur est fonction de sa section et donc de la tension inverse entre la grille et la source. Le JFET est alors équivalent à une résistance commandée par une tension. Pour une valeur V_P suffisamment négative de V_{GS}, la conduction s'annule. On dit que le canal est « pincé » et que V_P est la tension de pincement.

$$I_{DS} = \frac{V_{DS}}{R_D} \tag{1.3}$$

avec :

$$R_D = \frac{R_{DON}}{1 + \frac{V_{GS}}{V_P}} \tag{1.4}$$

b) Zone du coude

Lorsque V_{DS} augmente, l'épaisseur du canal dépend à la fois des tensions :

- V_{DS} qui se répartit dans le canal,
- V_{GS} par création d'une zone de charge d'espace.

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 (figure 1.6).

c) Zone de saturation

Dans cette zone tout accroissement de V_{DS} qui augmenterait le courant I_{DS} 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 ne dépend quasiment pas de V_{DS}. Cette région est dite zone de saturation. La valeur maximum de I_{DS} pour $V_{GS} = 0$, qui correspond au pincement du canal est notée I_{DSS}.

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.

e) Influence de la température

La largeur de la zone de déplétion diminue avec la température ce qui induit une croissance du courant drain. Mais la mobilité des porteurs diminue avec la température. C'est le second effet qui est prépondérant pour les courants drains élevés et il n'y a pas de risque d'emballement thermique avec les transistors à effet de champ.

1.3.7. Réseau de caractéristiques

1.3.7.1. Réseau d'entrée

Les transistors JFET doivent uniquement être utilisés avec des tensions V_{GS} négatives et inférieures à la tension de claquage inverse. La caractéristique d'entrée est celle d'une diode polarisée en inverse. On a donc toujours : $I_G = 0$ (Figure 1.7).

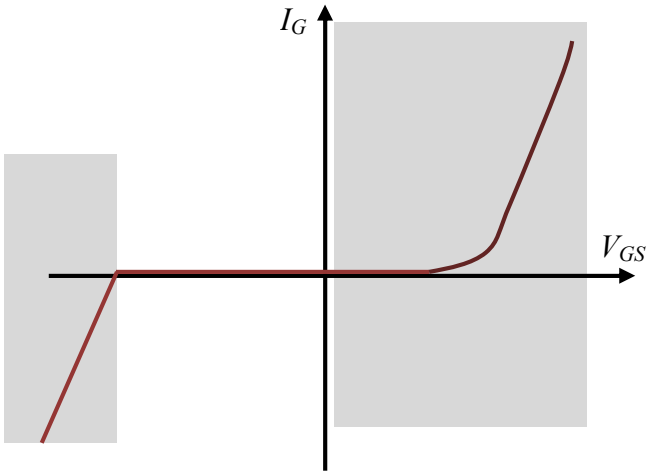


Figure 1.7. Caractéristique d'entrée d'un transistor FET ($V_{GS} < V_P$)

1.3.7.2. Réseau de transfert ou de transconductance

Ce réseau correspond aux courbes $I_{DS} = f\left(V_{GS}\right)$ pour V_{DS} = Constante. Les caractéristiques sont des droites pour la partie ohmique. Dans la zone de saturation pour les valeurs supérieures de V_{DS}, la caractéristique est parabolique et on peut écrire en première approximation que :

$$I_{DS} = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2 \tag{1.5}$$

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 2N 5459, on note les valeurs suivantes :
4 mA < I_{DSS}< 16 mA et – 2 V > V_P> – 8 V.

1.3.7.3. Paramètres du JFET

La méthode analytique d'analyse des amplificateurs JFET implique trois paramètres, appelés paramètres JFET. Ceux-ci sont déterminés par les pentes des courbes caractéristiques.
Ceux-ci sont définis ci-dessous :

1) Résistance de drain R_D :

C'est la résistance entre les bornes de drain et de source et elle est définie comme le rapport de la petite variation de la tension de drain à la variation correspondante du courant de drain à une tension de grille constante

$$R_D = \left.\frac{\partial V_{DS}}{\partial I_{DS}}\right|_{V_{GS}=\text{constante}} \tag{1.6}$$

2) La conductance mutuelle g_m :

Est défini comme le rapport de la petite variation du courant de drain à la variation correspondante de la tension de grille à une tension de drain constante.

$$g_m = \left.\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}}\right|_{V_{DS}=\text{constante}} \tag{1.7}$$

3) Facteur d'amplification μ : il est défini comme le petit changement de tension de drain en changement correspondant de tension de grille pour un courant de drain constant

$$\mu = -\left.\frac{\partial V_{DS}}{\partial V_{GS}}\right|_{I_{DS}=\text{constante}} \tag{1.8}$$

où le signe négatif indique que tout changement d'id dû à un incrément positif de V_{ds} doit être contrebalancé par un incrément négatif de V_{GS}.

Physiquement μ représente l'efficacité relative de la tension de grille sur la tension de drain pour contrôler le courant de drain.

relation entre μ, R_D et g_m :

Le courant de drain id s est fonction de la tension de drain et de la tension de grille :

$$I_{DS} = f\left(V_{DS}, V_{GS}\right) \tag{1.9}$$

$$dI_{DS} = \left.\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}}\right|_{V_{GS}} dV_{DS} + \left.\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}}\right|_{V_{DS}} dV_{GS} \tag{1.10}$$

Si V_{DS} et V_{GS} sont simultanément tellement modifiés que I_{DS} reste constant alors $dI_{DS} = 0$ et nous pouvons écrire à partir de l'équation (1.10) après réarrangement :

$$\left.\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}}\right|_{V_{GS}} \left.\frac{\partial V_{DS}}{\partial V_{GS}}\right|_{I_{DS}} + \left.\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}}\right|_{V_{DS}} dV_{GS} = 0 \tag{1.11}$$

Maintenant, utilisant les équations (1.6) et (1.8), on obtient :

$$\frac{1}{R_D}(-\mu) + g_m = 0 \tag{1.12}$$

Or :

$$\mu = R_D g_m \tag{1.13}$$

1.3.7.4. Variation de la transconductance g_m du JFET

Nous avons vu que la transconductance g_m d'un JFET est le rapport d'un changement de courant de drain ΔI_{DS} à un changement de tension grille-source ΔV_{GS} à V_{DS} constante.

$$g_m = \frac{\Delta I_{DS}}{\Delta V_{GS}} \tag{1.14}$$

La transconductance g_m d'un JFET est un paramètre important car c'est un facteur majeur pour déterminer le gain de tension de l'amplificateurs JFET. Cependant, la courbe caractéristique de transfert car un JFET est non linéaire de sorte que la valeur de g_m dépend de l'emplacement sur la courbe. Ainsi la valeur de g_m au point A dans La figure 7 sera différente de celle du point B. Heureusement, il y a l'équation suivante pour déterminer la valeur de g_m à une valeur spécifiée de V_{GS} :

$$g_m = g_{m0}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}\right) \tag{1.15}$$

où :

g_m : est la valeur de la transconductance en tout point de la courbe caractéristique de transfert.

g_{m0} : est la valeur de transconductance (maximum) à $V_{GS} = 0$.

Normalement, la fiche technique indique la valeur des g_{m0}. Lorsque la valeur de g_{m0} n'est pas disponible, vous pouvez calculer approximativement les g_{m0} en utilisant la relation suivante:

$$g_m = \frac{2I_{DS}}{|V_{GSoff}|} \tag{1.16}$$

1.4. Polarisation des transistors à effet de champ

A cause de cette dispersion des paramètres, il est impossible de régler le point de fonctionnement en imposant le potentiel de grille car le courant du drain I_D peut varier de manière trop importante pour une tension V_{GS} donnée [5].

1.4.1. Polarisation par la grille

On applique une tension de grille constante : V_{GG} compte tenu de la dispersion de caractéristiques pour des transistors de mêmes références, la polarisation par la grille est la plus mauvaise méthode pour polariser le transistor dans la zone linéaire car le point Q est trop instable.

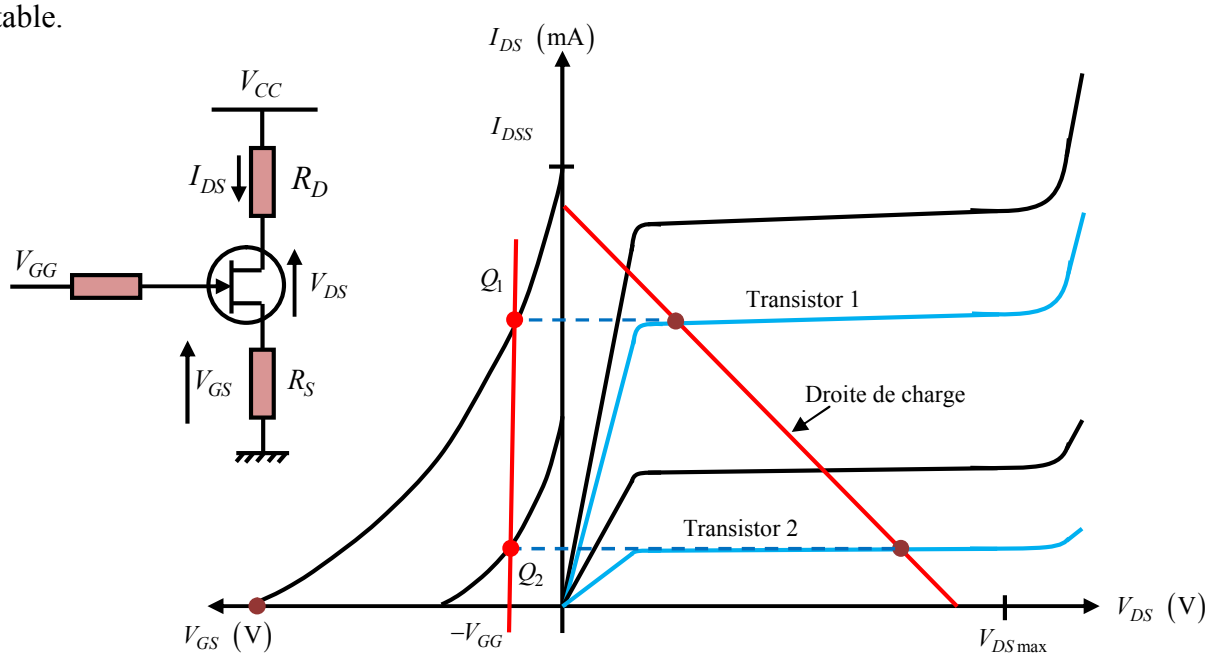


Figure 1.8. Montage de polarisation par la grille et les caractéristiques de transfert.

1.4.2. Polarisation automatique (on appelle ce type de polarisation aussi auto-polarisation)

Le courant circulant dans le TEC et dans la résistance R_S génère une tension : $V_S = R_S I_D$. Le courant de grille étant nul, $V_G = 0$ donc $V_{GS} = -R_S I_D$. Le montage crée donc sa propre polarisation en utilisant la tension aux bornes de la résistance R_S pour polariser la grille en inverse.

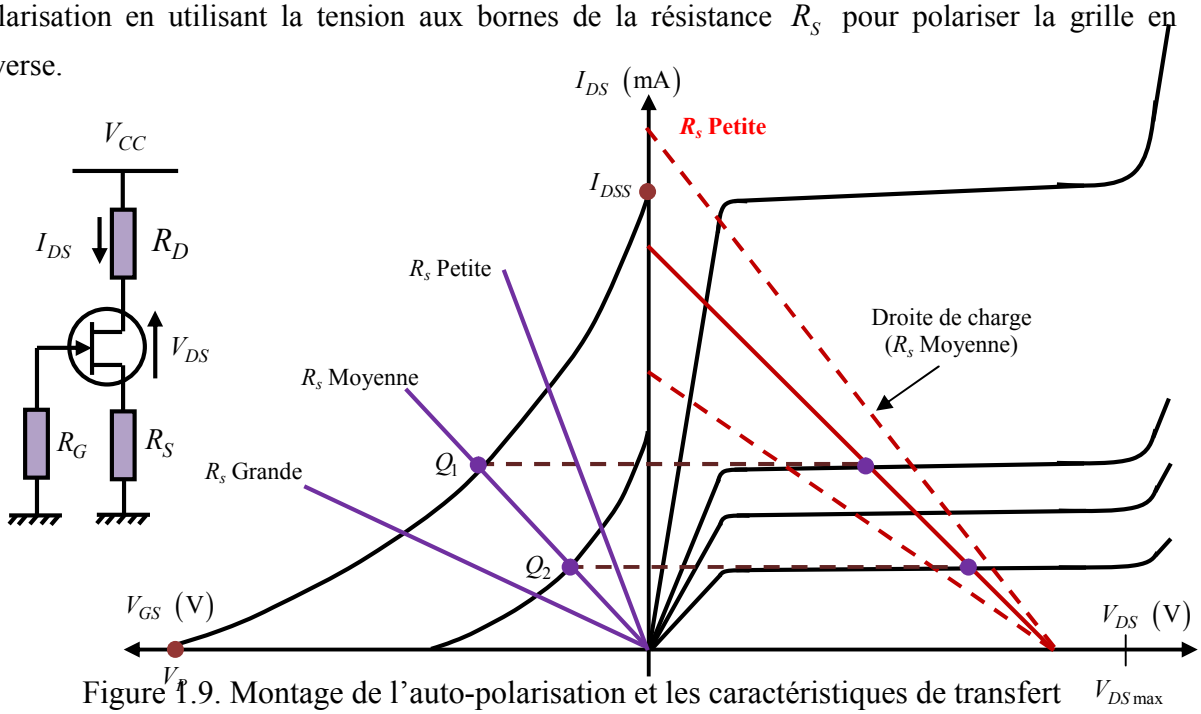


Figure 1.9. Montage de l'auto-polarisation et les caractéristiques de transfert

1.4.3. Polarisation par source de courant

Bien que la tension V_{GS} varie, le point de polarisation P reste fixe. Toutefois ce montage nécessite une seconde source de tension.

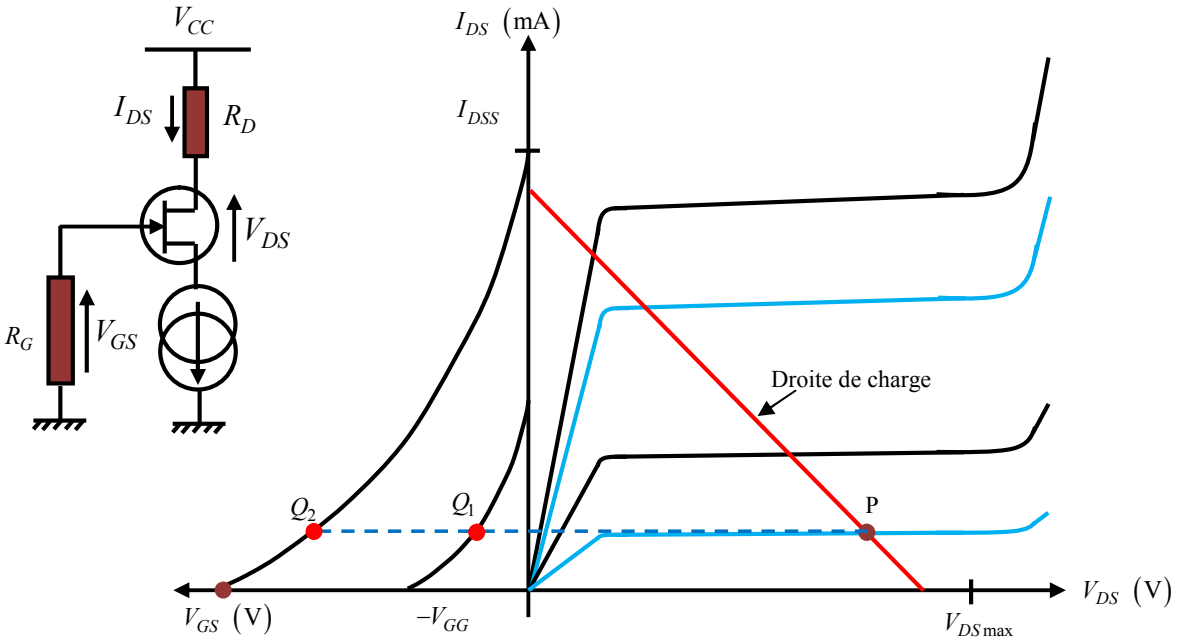


Figure 1.10. Montage de polarisation par source de courant et les caractéristiques de transfert

1.4.4. Polarisation par diviseur de tension

La tension à la source du JFET doit être plus positive que la tension à la grille pour conserver la jonction grille-source en polarisation inverse. La tension à la grille est déterminée par R_1 et R_2 :

$$V_G = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_{CC} \qquad (1.17)$$

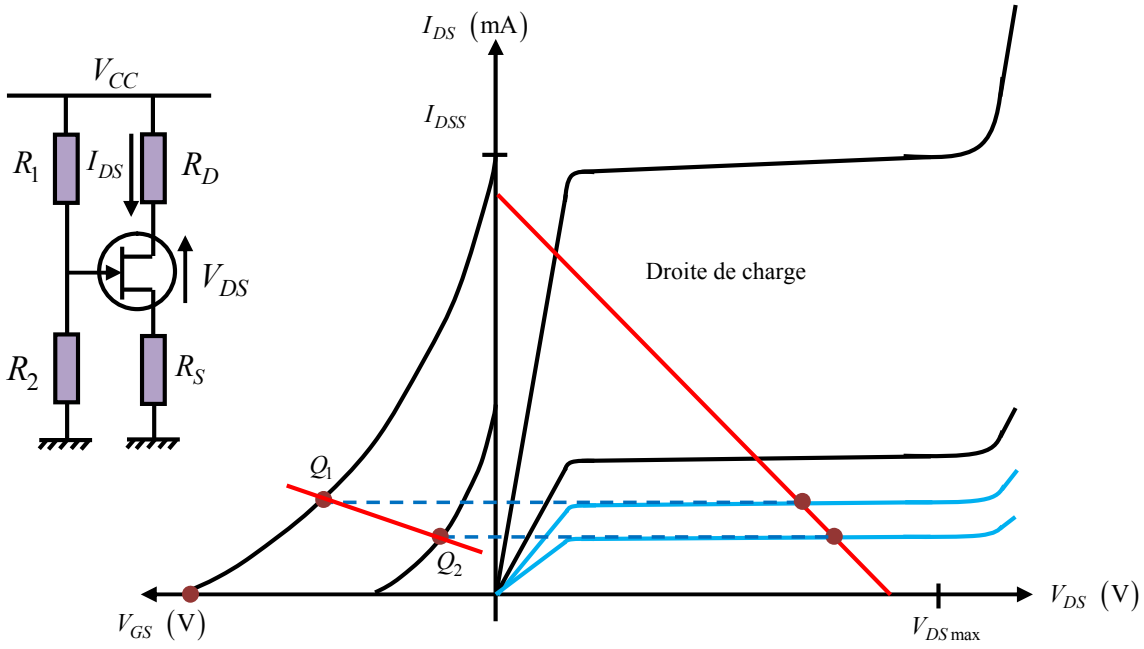


Figure 1.11. Montage de polarisation par diviseur de tension et les caractéristiques de transfert

La tension grille-source est:

$$V_{GS} = V_G - V_S \Rightarrow V_S = V_G - V_{GS} \tag{1.18}$$

Le courant drain est exprimé par:

$$I_{DS} = \frac{V_S}{R_S} \tag{1.19}$$

En substituant V_S :

$$I_{DS} = \frac{V_G - V_{GS}}{R_S} \tag{1.20}$$

Equation de la droite d'attaque statique :

$$I_{DS} = \frac{1}{R_S} V_{GS} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{V_{CC}}{R_D} \tag{1.21}$$

Equation de la droite de charge statique :

$$V_{CC} = \left(R_S + R_D\right) I_{DS} + V_{DS} \tag{1.22}$$

$$I_{DS} = \left(-\frac{1}{R_D + R_S} \right) V_{DS} + \left(\frac{V_{CC}}{R_D + R_S} \right) \tag{1.23}$$

L'intersection de la droite d'attaque et de la courbe de la caractéristique de transconductance nous donne le point de repos $Q_0 = \left(V_{GS0}, I_{DS0}\right)$. V_{DS0} est calculée à partir de l'équation suivante:

$$V_{DS0} = V_{CC} - \left(R_S + R_D\right) I_{DS0} \tag{1.24}$$

Le pont diviseur fournit une tension : On en déduit la tension $V_G - V_{GS}$ et le courant du drain :

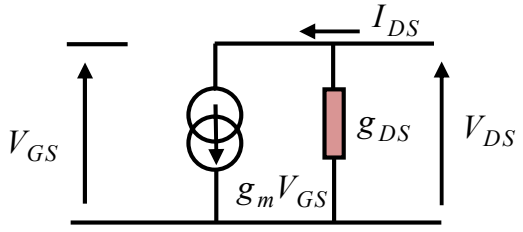
$$I_{DS} = \frac{V_G - V_{GS}}{R_S} \tag{1.25}$$

1.5. Le TEC 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.

Les amplificateurs à transistors à effet de champ sont très utilisés car ils présentent une très grande résistance d'entrée du fait que le courant qui entre dans la grille est nul. Comme les transistors bipolaires, les transistors TEC fonctionnent pour les trois montages [6]:

- Amplificateur Source commune
- Amplificateur drain commun
- Amplificateur Grille commune



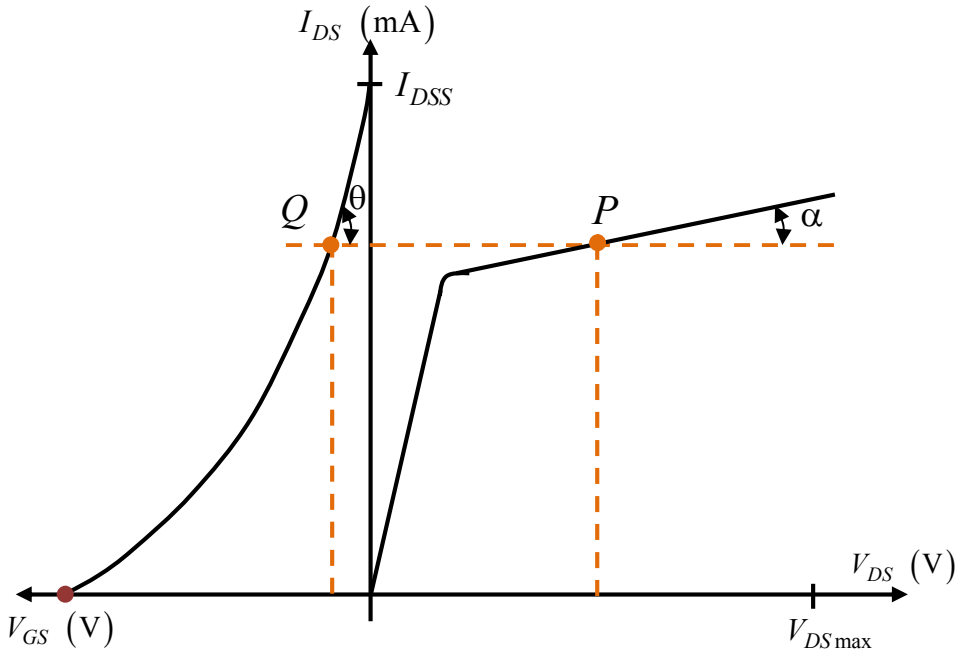


Figure 1.12. Schéma équivalent d'un FET en régime dynamique et caractéristique de transfert.

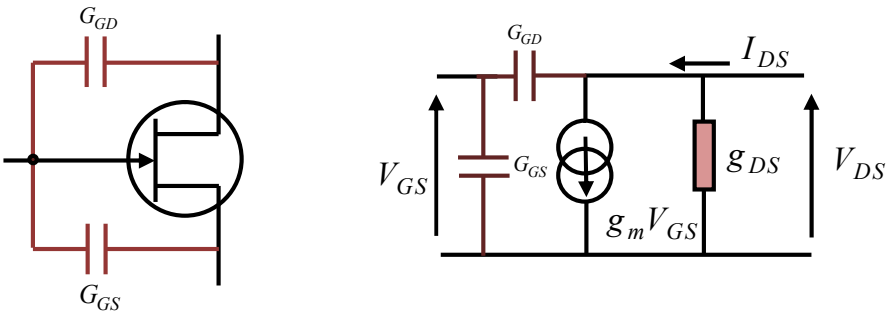


Figure 1.13. Schéma équivalent d'un FET en présence des capacités de parasites

Néanmoins les transistors unipolaires ou à effet de champ peuvent fonctionner comme les bipolaires en régime de faible signaux ou de fort signaux. Ils sont très utilisés dans la fabrication des circuits logiques en électronique digitale, exemple les CMOS.

Les transistors TEC sont aussi très utilisés dans les basses fréquences pour réaliser les préamplificateurs et les amplificateurs de puissances audio, dans les hautes et très hautes fréquences pour la conception des mélangeurs, des oscillateurs et les amplificateurs radiofréquences.

1.6. FET à semi-conducteur à oxyde de métal (MOSFET)

Le principal inconvénient du JFET est que sa grille doit être polarisée en inverse pour un fonctionnement correct du dispositif, c'est-à-dire qu'il ne peut avoir un fonctionnement de grille négatif pour le canal n et un fonctionnement de porte positif pour le canal p. Cela signifie que nous ne pouvons que diminuer la largeur du canal (c'est-à-dire diminuer la conductivité du canal) à partir de sa taille de polarisation nulle. Ce type d'opération est appelé fonctionnement en mode d'épuisement. Par conséquent, un JFET ne peut être utilisé qu'en mode de déplétion. Cependant, il existe un transistor à effet de champ (FET) qui peut être utilisé pour améliorer (ou augmenter) la largeur du canal (avec une augmentation conséquente

de la conductivité du canal), c'est-à-dire qu'il peut avoir un fonctionnement en mode d'amélioration. Un tel FET est appelé MOSFET. Un transistor à effet de champ (FET) qui peut être actionné en mode d'amélioration est appelé un MOSFET [7].
Un MOSFET est un dispositif semi-conducteur important et peut être utilisé dans n'importe lequel des circuits couverts pour JFET. Cependant, un MOSFET présente plusieurs avantages par rapport au JFET, notamment une impédance d'entrée élevée et un faible coût de production.

Figure 1.14. Photo d'un MOSFET de type IRF9540N

1.6.1. Les différents types de MOSFET

Il existe deux types de base de MOSFET à savoir :
1. MOSFET ou D-MOSFET de type à déplétion : le type D-MOSFET peut être utilisé à la fois en mode d'épuisement et en mode d'amélioration. Pour cette raison, un D-MOSFET est parfois appelé MOSFET d'appauvrissement / amélioration.
2. MOSFET ou E-MOSFET de type amélioration : le type E-MOSFET ne peut être utilisé qu'en mode amélioration. La manière dont un MOSFET est construit détermine s'il s'agit d'un D-MOSFET ou d'un EMOSFET.

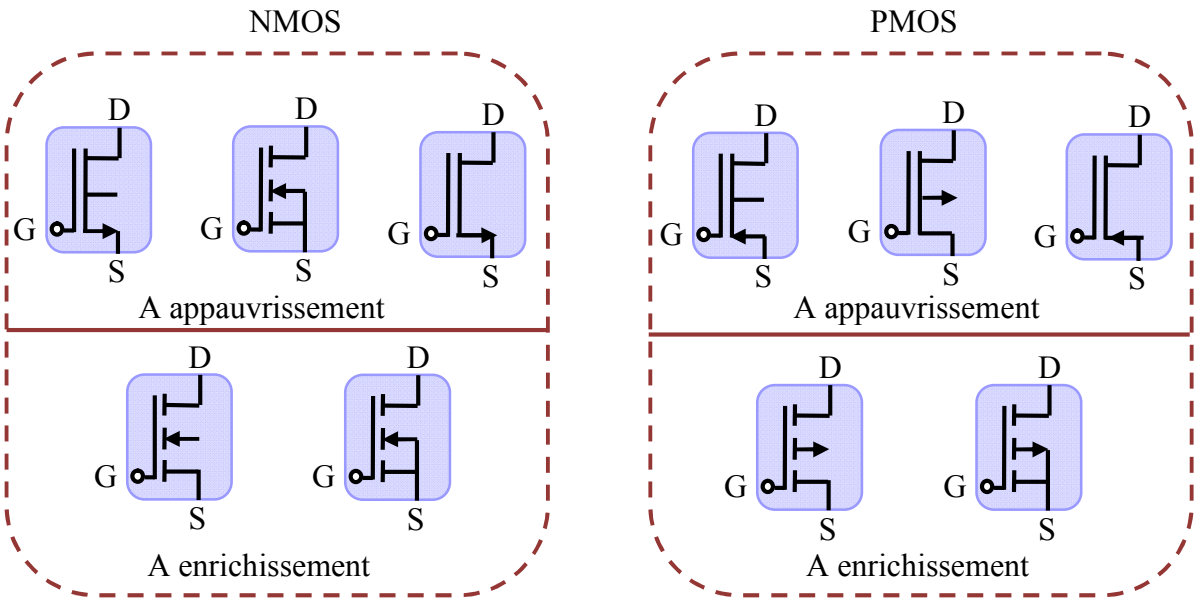


Figure 1.15. Symbole : tensions et courants pour les différents types des MOSFET

1.6.2. Réseaux de caractéristiques pour les MOSFET

La tension appliquée entre la grille et la source, V_{GS}, permet de contrôler le courant circulant entre le drain et la source, I_{DS} est considéré comme source de courant commandée par une tension.

Le courant de grille sera considéré nul : $I_G \approx 0$.

a) Caractéristique $I_{DS} - V_{DS}$:

Pour : $V_{GS} \leq 0$: transistor bloqué $I_{DS} = 0$

Pour : $V_{GS} \leq V_T$: inversion faible $I_{DS} \approx 0$.

Ou :

V_T : tension de seuil du NMOS (quelques centaines de mV)

$V_{GS} > 0$ repousse les trous libres de la zone de canal vers le substrat. $V_{GS} > 0$ attire finalement les e- libres contenus dans la drain et la source (n+) dans la zone du canal. Quand ils sont en nombre suffisant (au-delà d'un certain seuil pour $V_G = V_{GS} > V_T$, V_T est la tension de seuil du NMOS) on considère qu'une région N a été créée. Désormais si une tension est appliquée entre le drain et la source un courant d'e- va circuler dans le canal N (d'où le terme canal et le nom du transistor).

b) Caractéristique $I_{DS} - V_{GS}$:

Pour $V_{GS} > V_T$ et $V_G \geq V_{GS} - V_T$: régime saturé

Pour que le MOSFET a enrichissement conduise, il faut que $V_{GS} > V_T$. V_T : étant la tension de seuil.

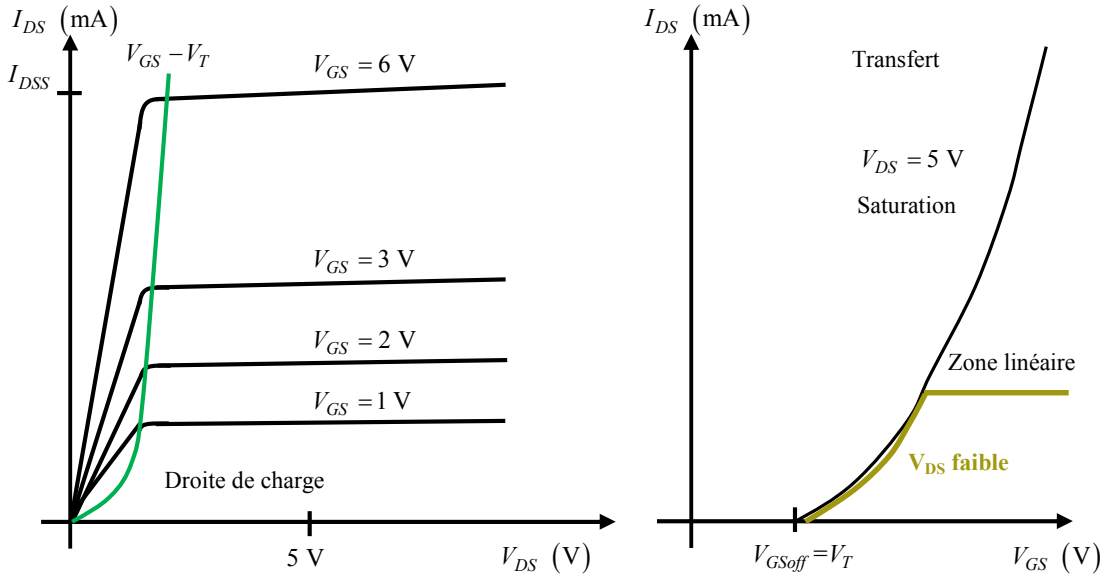


Figure 1.16. Structure interne d'un transistor FET.

Les réseaux de caractéristiques des PMOS sont similaires, mais toutes les grandeurs sont négatives.

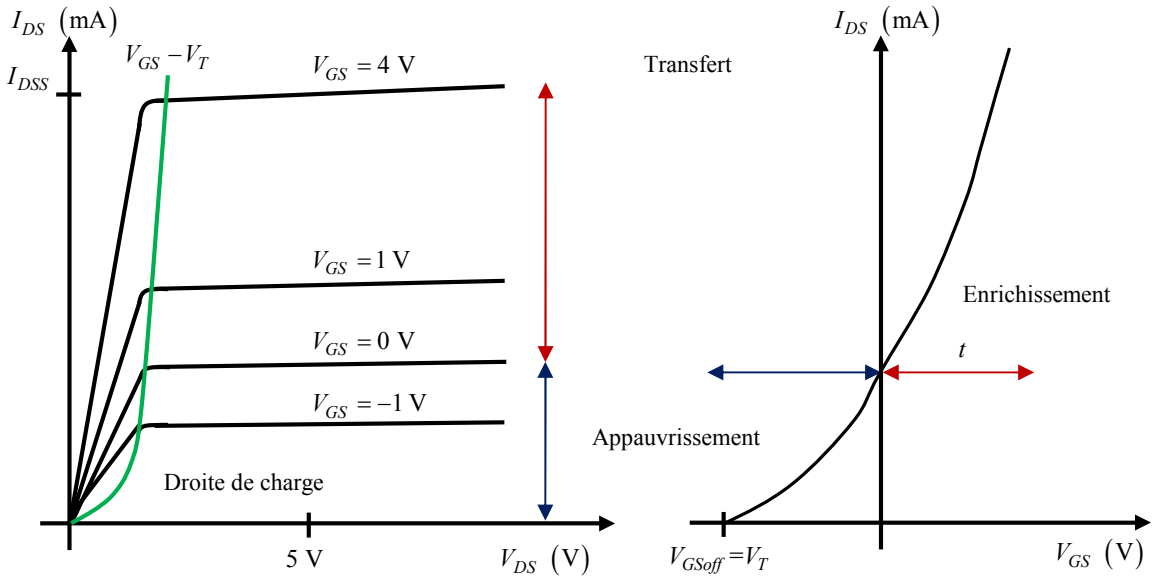


Figure 1.17. Structure interne d'un transistor FET.

1.6.3. Polarisation des MOSFET

Les montages de polarisation utilises pour les MOSFET sont similaires à ceux étudies pour les JFET. Exemples des montages de polarisation des transistors MOSFET [8]:

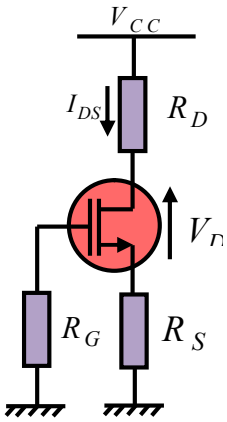


Figure 1.18. Auto-polarisation MOSFET à appauvrissement V_{GS}=0

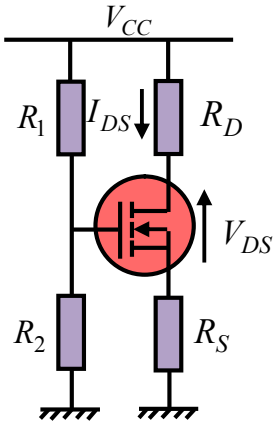


Figure 1.19. Polarisation par pont MOSFET à enrichissement $V_{GS} > 0$

A l'image des JFET, les MOSFET peuvent fonctionner en commutateurs analogiques suivant les montages étudies précédemment.

	Enrichissement		Appauvrissement	
	NMOS	PMOS	NMOS	PMOS
V_{DS}	> 0	< 0	> 0	< 0
V_{GS}	> 0	< 0	$V_T < 0$	$V_T > 0$

Tableau 1.1. Comparaison entre les différents types de MOSFET

Une autre application pour ces transistors réside dans les circuits numériques. En effet, la tension seuil provoque un basculement brutal de l'état bloque a l'état sature lorsque la tension

de grille passe de 0 a une tension supérieure à V_T. Le MOSFET est donc un composant idéal pour les circuits logiques.
Les circuits logiques étant alimentés avec une tension unique, il faut que les tensions V_{GS} et V_{DS} soient de même polarité. Dans ces conditions, seuls les transistors a enrichissement peuvent fonctionner en régime bloque et sature.
Les circuits logiques sont donc réalises avec des MOSFET a enrichissement.

1.6.4. Comparaison entre les transistors bipolaires et les transistors à effet de champs

Les transistors bipolaires NPN et PNP	Les transistors à effet de champs JFET et MOSFET canal N ou P à enrichissement ou appauvrissement
- Contrôle par courant. - En commutation, résistance série faible si I_C est important. - Tension d'early $I_C = f\left(V_{BE}\right)$ non plat dans la zone linéaire. - Impédance d'entrée faible (vue de la base). - Consommation de courant en régime tout ou rien. - Tension de seuil très reproductible en composants discret $V_{BE} = f\left(I_C, I_B\right)$ - β défini par son minimum.	-Contrôle en tension. -Résistances Ron faible (plus forte que le bip mais moins dépendante du courant). -Effet Early existant mais moins marqué que le bip -Impédance d'entrée très forte (vue de la grille). -Pas de consommation en dehors des transitions en régime tout ou rien. -Peut de reproductibilité en composant discrets $V_{GS} = f\left(V_{DS}, I_{DS}\right)$ varie d'un rapport deux.

Tableau 1. Comparaison entre les transistors BJT et les transistors FET

1.7. Exercices sur les JFET en régime statique et dynamique

Exercice N°1

On désire alimenter une LED (diode luminescente) à courant constant
(10 mA) avec une source de tension V_{CC} qui peut évoluer entre 12 V et 24 V .

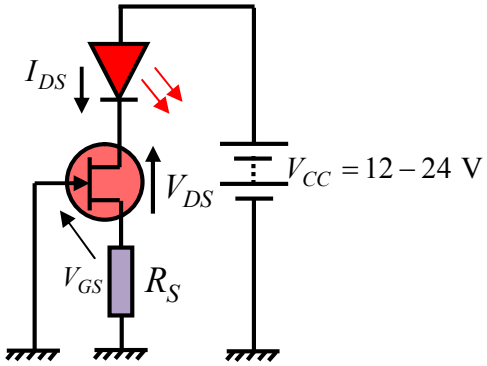
Pour cela on utilise un transistor JFET (BF245C) ($I_{DSS} = 17$ mA)
(ce qui est suffisant pour fournir 10 mA).

1) Calculer la valeur de la résistance R .

2) Calculer V_{CC} minimale qui permet d'avoir un courant de 10 mA .

On donne : tension aux bornes de la LED : 2 V pour 10 mA .

3) Le Data Sheet du transistor indique que p=300 mW , vérifier qu'il n'a pas de problème d'échauffement du transistor.



Corrigé de l'exercice N°1

D'après la figure :

$$I_{DS} = 10 \text{ mA} \Rightarrow I_{DS} = 10 \text{ mA} \Rightarrow V_{GS} = -1.6 \text{ V} \Rightarrow R = -\frac{V_{GS}}{I_{DS}} = 160\ \Omega$$

D'après la figure :

$$V_{DS} > 4 \text{ V} \Rightarrow V_{CC} > 4 + 1.6 + 2 = 7.6 \text{ V}$$

3)

$$P = V_{DS} I_{DS} = \left(V_{CC} - 1.6 - 2\right) 0.010$$

$P = 200$ W , donc pour $V_{CC} = 24$ V donc pas de problème d'échauffement.

Exercice N°2

Considérons un transistor à effet de champ à jonction (canal N) ayant une tension V_{DS} qui est comprise entre 4 V et 20 V. La caractéristique de transfert est donnée par la relation suivante :

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

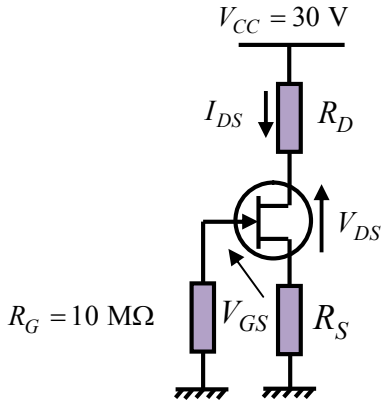
1) Tracer la caractéristique de transfert sachant que $I_{DSS} = 20$ mA et $V_{GSoff} = -V_P = -8$ V .

La tangente à la courbe $I_{DS} = f\left(V_{GS}\right)$ au point $I_{DS} = I_{DSS}$ coupe l'axe des tensions V_{GS} en un point *P*. Déterminer les coordonnées du point *P*.

2) Calculer les résistances R_D et R_S pour avoir $V_{DS} = 10$ V et $V_{GS} = -3$ V .

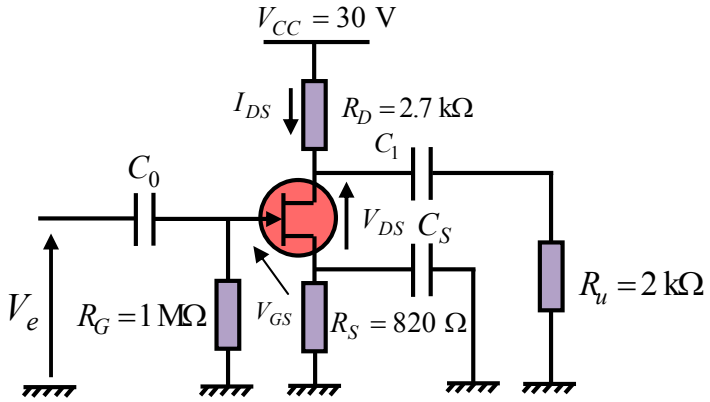
3) On choisit $R_D = 2.7\ \text{k}\Omega$ et $R_S = 820\ \Omega$.

Calculer I_{DS}, V_{GS} et V_{DS}



4) Tracer la droite de charge statique du transistor dans le circuit de la figure précédente et placer le point de repos P_0.

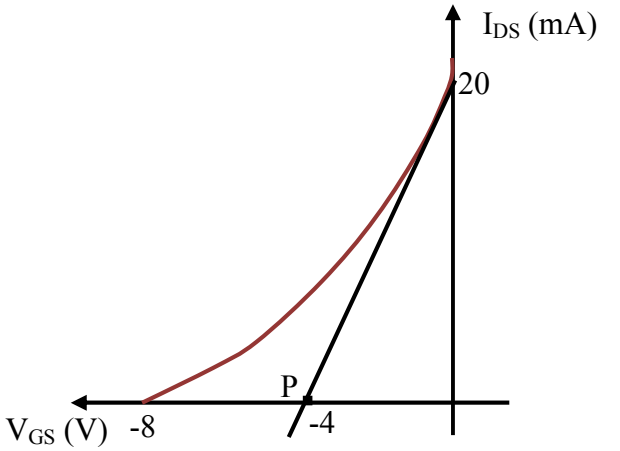
5) On peut considérer que tous les condensateurs se comportent comme des courts-circuits aux fréquences utilisées. Tracer la droite de charge dynamique pour le montage amplificateur ci-dessous.



Corrigé de l'exercice N°2

1) On peut tracer la courbe de transfert en dressant le tableau suivant :

V_{GS} (V)	0	-2	-4	-6	-8
I_{DS} (mA)	20	11.25	5	1.25	0



Equation de la tangente

La forme générale : $y - y_0 = f'(x_0)(x - x_0)$

Par analogie, on a : $y = I_{DS}$, $y_0 = I_{DSS}$, $x = V_{GS}$, $x_0 = 0$

Calcul de la dérivée partielle :

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

$$\left(\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}}\right)_{V_{GS}=0} = -\frac{2I_{DSS}}{V_{GSoff}}$$

Par la suite, il vient :

$$I_{DS} - I_{DSS} = -\frac{2I_{DSS}}{V_{GSoff}}V_{GS}$$

$$I_{DS} = I_{DSS}\left(1 - \frac{2V_{GS}}{V_{GSoff}}\right)$$ Equation de la tangente

Les coordonnées du point P :

Pour : $I_{DS} = 0$, on a :

$$1 - \frac{2V_{GS}}{V_{GSoff}} = 0 \Rightarrow V_{GS} = \frac{V_{GSoff}}{2}$$

Donc les coordonnées du point P sont :

$V_{GSP} = -4$ V et $I_{DSP} = 0$

2) $V_{DS} = 10$ V , $V_{GS} = -3$ V

D'après la fameuse équation :

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

on aura :

$$I_{DS} = 20.10^{-3}\left(1 - \frac{+3}{+8}\right)^2 = 7.81 \text{ mA}$$

Calcul de R_S :

$$R_S = -\frac{V_{GS}}{I_{DS}} = \frac{3}{7.81\ 10^{-3}} = 384\ \Omega$$

Calcul de R_D :

$$V_{DD} = \left(R_D + R_S\right)I_{DS} + V_{DS}$$

D'où :

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

Application numérique :

$$R_D = \frac{30 - 10}{7{,}81.10^{-3}} - 384 = 2177\ \Omega$$

Donc :

$$R_D = 2.177\ \text{k}\Omega$$

3) Pour $V_{DD} = 30\ V$, $R_D = 2.7\ \text{k}\Omega$, $R_S = 820\ \Omega$

Calcul de I_{DS} :

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

Or : $V_{GS} = -R_S I_{DS}$

Donc, il vient :

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

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

Application numérique :

$$I_{DS} = 20.10^{-3}\left(1 - \frac{2.820}{8} I_{DS} + \left(\frac{820}{8}\right)^2 I_{DS}^2\right)$$

$$210{,}125.I_{DS}^2 + 5{,}1.I_{DS} + 20.10^{-3} = 0$$

Résolution d'une équation du deuxième degré :

$\Delta = b^2 - 4.a.c$

$\Delta = (5{,}1)^2 - \left(4.20.10^{-3}.210{,}125\right)$

$\Delta = 9{,}2 \Rightarrow \sqrt{\Delta} = 3.03$

$$\begin{cases} I_{DS1} = \dfrac{5{,}1 - 3.03}{2.210{,}125} = 4.9\ \text{mA} \\ I_{DS2} = \dfrac{5{,}1 + 3.03}{2.210{,}125} = 38.7\ \text{mA} > I_{DSS} \end{cases}$$

$I_{DS2} = 38.7\ \text{mA} > I_{DSS}$ à rejeter cette valeur

Donc :

$I_{DS2} = 4.9\ \text{mA}$

Calcul de V_{GS} :

$V_{GS} = -R_S I_{DS}$

Application numérique :

$$V_{GS} = -820.4{,}9.10^{-3} = 4.02\ \text{V}$$

Calcul de V_{DS} :

En appliquant la loi des mailles, on obtient :

$$V_{DD} = \left(R_D + R_S\right) I_{DS} + V_{DS}$$

D'où :

$$V_{DS} = V_{DD} - \left(R_D + R_S\right) I_{DS}$$

Application numérique :

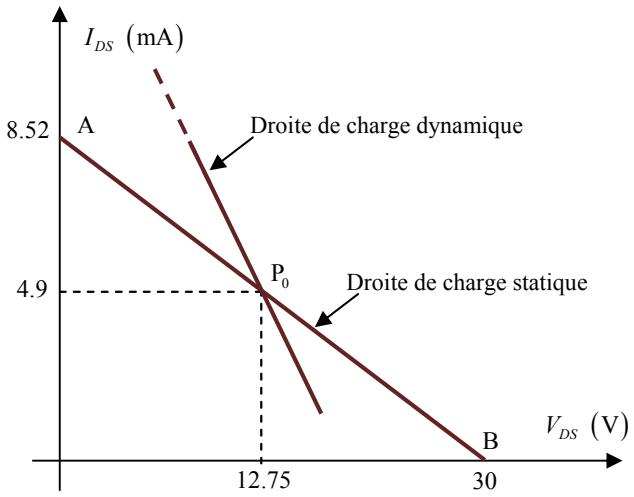
$$V_{DS} = 30 - (2.7 + 0.82)4.9 = 12.75 \text{ V}$$

4) L'équation de la droite de charge statique s'écrit :

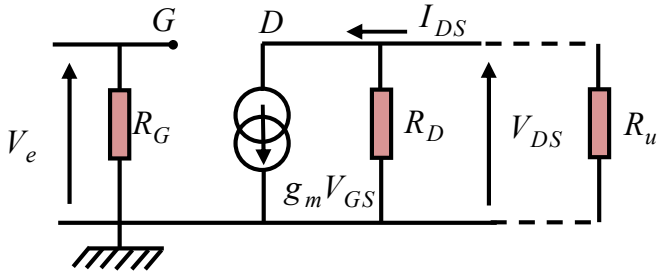
$$I_{DS} = -\frac{1}{R_D + R_S} V_{DS} + \frac{V_{DD}}{R_D + R_S}$$

Elle passe par les points A et B:

$$A = \begin{pmatrix} 0 \\ 8.52 \text{ V} \end{pmatrix}, \quad B = \begin{pmatrix} 30 \text{ V} \\ 0 \end{pmatrix}$$



5) Le schéma équivalent en basse fréquence est donnée par la figure ci-dessous, en supposons que $r_{ds} \to \infty$



On peut écrire :

$$I_{DS} = g_m V_{GS}$$
$$V_S = -R_L I_{DS}$$

avec : $R_U // R_L$

La droite de charge dynamique passe par le point $P_0 \begin{pmatrix} V_{DS0} \\ I_{DS0} \end{pmatrix}$

de pente $a = -\frac{1}{R_L}$ et a une équation de la forme : $i_{DS} = aV_{DS} + b$

Application numérique :

$$a = -\frac{4.7}{2.2,7} = -\frac{R_u + R_D}{R_u . R_D} = -0.87 \ \Omega^{-1}$$

$$I_{DS} = I_{DS0} - \frac{1}{R_L}\left(V_{DS} - V_{DS0}\right)$$

$$I_{DS} = -\frac{V_{DS}}{R_L} + I_{DS0} + \frac{V_{DS0}}{R_L}$$

$$I_{DS} = -0.87V_{DS} + 16$$

Exercice N°3

On considère le circuit électrique décrit par la figure ci-dessous.

1) Déterminer l'expression de la résistance R_S en fonction de la tension V_{GS}.

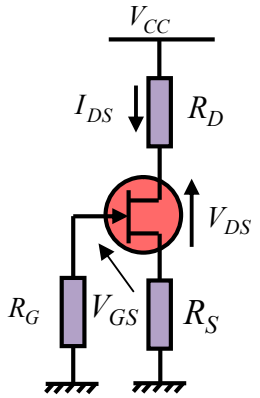
2) Ce transistor a une tension de grille de repos $V_{GS} = \frac{V_{GSoff}}{4}$. Quelle erreur fait-on en admettant que l'on a dans ce cas $I_D = \frac{I_{DSS}}{2}$.

Déduire l'expression de la résistance R_S.

3) On donne : $V_p = -4$ V, $I_{DSS} = 10$ mA.

Déterminer, en plus de la résistance R_S, la valeur de R_D pour que la différence de potentiel à ses bornes soit de 10 V.

Que vaut alors V_{DS} si $V_{CC} = 21$ V.



Corrigé de l'exercice N°3

1) Comme $I_G = 0$ alors : $V_{GS} = -R_S I_{DS}$

Donc : $R_S = -\frac{V_{GS}}{I_{DS}}$

Cette technique de polarisation est appelée : Polarisation automatique ou auto-polarisation.

On a une tension $V_{GS} \neq 0$ malgré que la tension $V_{GS} = 0$

2) On sait que :

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

Pour : $V_{GS} = \frac{V_{GSoff}}{4}$

Il vient : $$I_{DS} = I_{DSS}\left(1 - \frac{1}{4}\right)^2$$

$$I_{DS} = \frac{9}{16} I_{DSS}$$

Donc :

$\Delta I_{DS} = \left(\frac{9}{16} - \frac{8}{16}\right) I_{DSS} = \frac{1}{16} I_{DSS}$ (ΔI_{DS} égal I_{DS} final moins I_{DS} précédent)

D'ou l'erreur relative:

$$\frac{\Delta I_{DS}}{I_{DS}} = \frac{\frac{1}{16} I_{DSS}}{\frac{9}{16} I_{DSS}} = \frac{1}{9} \qquad \text{soit } 11\%$$

$$\frac{\Delta I_{DS}}{I_{DS}} = 11\%$$

Donc pour : $I_{DS} = \frac{I_{DSS}}{2}$ on a $V_{GS} = \frac{V_{GSoff}}{4}$

D'où : $$R_S = -\frac{V_{GSoff}}{4\frac{I_{DSS}}{2}}$$

$$R_S = -\frac{1}{2}\frac{V_{GSoff}}{I_{DSS}}$$

3) On a : $V_{GSoff} = -4$ V et $I_{DSS} = 10$ mA

$$R_S = -\frac{1}{2}\frac{(-4)}{10.10^{-3}} = 200\ \Omega$$

$$R_S = 200\ \Omega$$

Calcul de la résistance R_D :

$$V_{RD} = R_D I_{DS} \Rightarrow R_D = \frac{V_{RD}}{I_{DS}}$$

Application numérique :

$$R_D = \frac{10}{\frac{10}{2}10^{-3}} = 2\ \text{k}\Omega$$

$$\Rightarrow R_D = 2\ \text{k}\Omega$$

Calcul de V_{DS} :

La loi des mailles nous permet d'écrire :

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

D'où :

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

Application numérique :

$$V_{DS} = \left[21 - (2 + 0.2)5\right] V$$

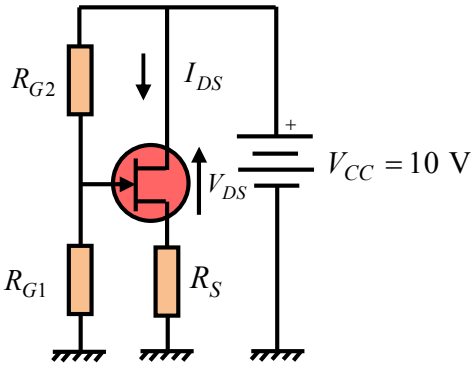
$$V_{DS} = 10\ V$$

Exercice N°4

Soit le montage de la figure 1, On donne : $V_p = -4$ V, $I_{DSS} = 10$ mA, $V_{CC} = 10$ V et $R_{G2} = 100\ \text{k}\Omega$.

1) Ecrire l'équation de la droite de charge du transistor $I_D = f(V_{GS})$, tracer la droite de charge et choisir un point au milieu de cette droite.

2) En déduire la valeur de V_{GS} et calculer la valeur de R_{G1}

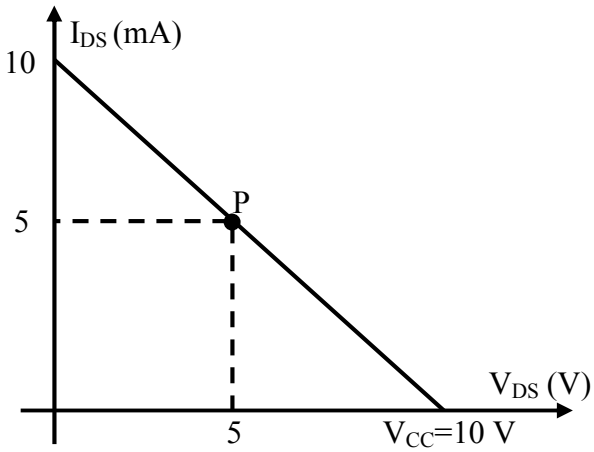


Corrigé de l'exercice N°4

1. Équation de la droite de charge

L'équation de la droite de charge est :

$$V_{DS} = V_{CC} - R_S I_S = V_{CC} - R_S I_{DS}$$



Cette droite passe par les deux points de coordonnées successifs :

$$(10\text{ V},\ 0\text{ mA}),(0\text{ V},\ 10\text{ mA})$$

Le point de fonctionnement situé au milieu de la droite de charge est le point P de coordonnées :

$$(V_{DS} = 5\text{ V},\ \ I_{DS} = 5\text{ mA})$$

Le potentiel de la source devient donc :

$$V_S = V_{CC} - V_{DS} = 10 - 5 = 5\text{ V}$$

2. Calcul de la valeur de V_{GS} et calcul de la valeur de R_{G2}.

Puisque le courant ID=5 mA, on peut déterminer la tension VGS. En effet, on connaît :

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

On en déduit :

$$\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) = \sqrt{\frac{I_{DS}}{I_{DSS}}} = \sqrt{\frac{5}{10}} = 0.707$$

Ce qui donne :

$$V_{GS} = V_P(1.707) = -1.172\text{ V}$$

Connaissant la différence de potentiel entre la grille et la source et sachant qu'aucun courant n'entre dans la grille, le potentiel de la grille devient :

$$V_G = V_S + V_{GS} = 5 + (-1.172) = 3.828\text{ V}$$

Ce potentiel est donné par le diviseur de tension :

$$V_G = 3.828 = \frac{R_{G1}}{R_{G1} + R_{G2}} V_{CC} = \frac{100\text{x}10^3}{100\text{x}10^3 + R_{G2}} 10$$

On en déduit donc :

$$R_{G2} = \frac{61.72}{0.3828} 10^3 = 161.233\ \text{k}\Omega$$

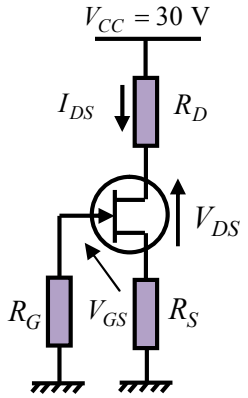
Exercice N°5

Soit le montage de la figure ci-dessous, On donne le courant: $I_{DSS} = 12$ mA, la pente : $g_{m0} = 8$ mS, la résistance $R_G = 1$ MΩ.

1) On désire polariser le transistor à la valeur $V_{GS} = \frac{V_p}{2}$. Donner la valeur de la résistance R_S qui permet d'avoir cette polarisation.

2) Pour la valeur trouver de R_S, déterminer la valeur du courant I_D qui circule dans le drain ainsi que la tension V_{DS}.

3) Tracer la droite de charge statique et placer le point de repos P.



Corrigé de l'exercice N°5

1) Calcul de la valeur de la résistance R_S :

On commence par déterminer la valeur de la tension de pincement V_P. On connait l'expression de la pente g_{m0} :

$$g_{m0} = -\frac{2I_{DSS}}{V_P}$$

Soit :

$$V_P = -\frac{2I_{DSS}}{g_{m0}} = -\frac{24.10^{-3}}{8.10^{-3}} = -3\ \text{V}$$

La résistance de la grille R_G sert uniquement pour mettre le potentiel de la grille à la masse et d'éviter les charges électrostatiques. Sa valeur est élevée afin de garder une résistance d'entrée du montage élevée.

Le courant qui circule dans la grille d'un transistor à effet de champ est pratiquement nul. Le potentiel de la grille est donc zéro volt. Il vient :

$$V_{GS} = -\frac{3}{2} = -1.5\ \text{V}$$

Or :

$$V_{GS} = -V_{SG} = -V_{S\text{masse}} = -R_S I_S = -R_S I_D$$

En remplaçant I_D par son expression, on obtient :

$$V_{GS} = -1.5 = -R_S I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = -R_S \text{x} 24\text{x}10^{-3}\left(1-\frac{-1.5}{-3}\right)^2$$

On en déduit la valeur de la résistance R_S :

$$R_S = \frac{1.5}{24\text{x}10^{-3}\left(1-\frac{-1.5}{-3}\right)^2} = \frac{1.5\text{x}4}{24\text{x}10^{-3}\left(1-\frac{-1.5}{-3}\right)^2} = 250\ \Omega$$

2) Calcul de la valeur du courant I_D et de la tension V_{DS}

Le courant I_D qui circule dans le drain est :

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = 24\text{x}10^{-3}\left(1-\frac{-1.5}{-3}\right)^2 = 24\text{x}10^{-3}\text{x}\frac{1}{4} = 6\ \text{mA}$$

La maille de sortie nous permet de déterminer la différence de potentiel entre le drain et la source V_{DS} :

$$V_{DS} = V_{DD} - \left(R_D + R_S\right) I_D = 30 - 6\text{x}10^{-3}\left(3\text{x}10^3 + 250\right) = 10.5\ \text{V}$$

3) Trace de la droite de charge statique :

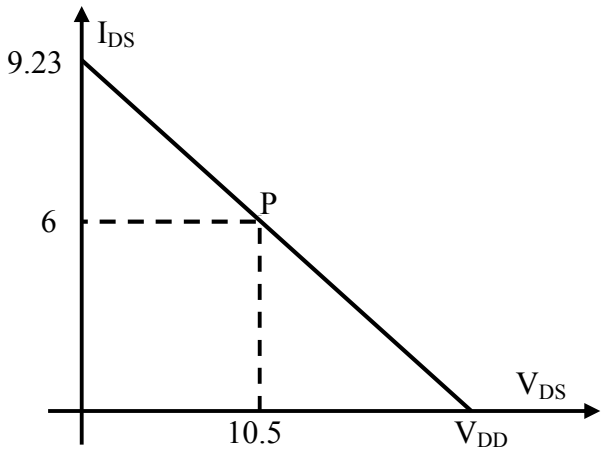
L'équation de la droite de charge statique s'écrit :

$$V_{DS} = V_{DD} - \left(R_D + R_S\right) I_D = 30 - I_D\left(3\text{x}10^3 + 250\right)$$

La droite de charge passe par les points de coordonnées : $\left(V_{DS} = V_{DD} = 30\ \text{V},\ I_D = 0\ \text{mA}\right)$

Et le point de coordonnées : $\left(V_{DS} = 0\ \text{V},\ I_D = \frac{V_{DD}}{R_D + R_S} = \frac{30}{3250} = 9.23\ \text{mA}\right)$

Droite de charge statique



Exercice N°6

On se propose d'étudier un étage amplificateur à transistor à effet de champ dont le schéma est donné sur la figure ci-dessous.

On donne :

$V_{DD} = 12\ \text{V}$, $I_{DS} = 4\ \text{mA}$, $V_P = -V_{GSoff} = -4\ \text{V}$, $R_S = 1\ \text{k}\Omega$, $r_{ds} = 50\ \text{k}\Omega$.

1) Calculer la valeur de la résistance R_D pour avoir $R_{DS} = \frac{V_{DD}}{2}$ (on prendra $E = 0$).

2) Quelles seront les nouvelles valeurs V_{DS} et I_{DS} pour $E = -1\ \text{V}$?

3) Donner le schéma équivalent du montage en régime dynamique. On supposera que les condensateurs se comportent comme des courts-circuits aux fréquences de travail.

Corrigé de l'exercice N°6

1) L'équation de la droite de charge statique est :

$V_{DD} = (R_D + R_S) I_{DS} + V_{DS}$ (on sait que I_G tend cers zéro)

Ou encore :

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

On vent que : $V_{DS} = \frac{V_{DD}}{2}$

D'ou :

$$I_{DS} = \frac{V_{DD}}{2(R_D + R_S)}$$

Or :

$$I_{DS} = -\frac{V_{GS}}{R_S}$$

Calcul de V_{GS} :

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

avec :

$V_{GS} < 0$ et $V_P > 0$

$$-\frac{V_{GS}}{R_S} = I_{DSS}\left(1 + 2\frac{V_{GS}}{V_p} + \frac{V_{GS}^2}{V_p^2}\right),$$

pour une valeur de : $V_{GS} > -V_P$

$$-\frac{V_{GS}}{R_S I_{DSS}} = \left(1 + 2\frac{V_{GS}}{V_p} + \frac{V_{GS}^2}{V_p^2}\right)$$

Application numérique :

$R_S I_{DSS} = 10^3.4.10^{-3} = 4$ V

$V_p = 4$ V

$$-\frac{V_{GS}}{4} R_S I_{DSS} = 1 + 2\frac{V_{GS}}{4} + \frac{V_{GS}^2}{16}$$

Par la suite, on peut écrire :

$$V_{GS}^2 + 12V_{GS} + 16 = 0$$

D'où :

$$\Delta' = \left(\frac{12}{2}\right)^2 - 16 = 20$$

$$V_{GS1} = \frac{-6-\sqrt{20}}{1} = -10.5 \text{ V} < -V_P \text{, à rejeter}$$

$$V_{GS2} = \frac{-6+\sqrt{20}}{1} = -1.53 \text{ V} > -V_P$$

Donc :

$$V_{GS} = -1.53 \text{ V}$$

D'où :

$$I_{DS} = -\frac{V_{GS}}{R_S} = 1.53 \text{ mA}$$

et:

$$R_D = \frac{V_{DD}}{2I_{DS}} - R_S = \frac{12}{2.1{,}53.10^{-3}} - 1.10^{-3} = 2.93 \text{ k}\Omega$$

$$R_D = 2.93 \text{ k}\Omega$$

2)

$E = -1$ V

$$E = V_{GS} + R_S I_{DS}$$

$$I_{DS} = \frac{E - V_{GS}}{R_S}$$

$$I_{DS} = \frac{E - V_{GS}}{R_S} = I_{DSS}\left(1 + \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

$$\frac{E - V_{GS}}{R_S I_{DSS}} = 1 + 2\frac{V_{GS}}{V_P} + 1 + \frac{V_{GS}^2}{V_P^2}$$

Application numérique :

$$-\frac{1}{4} - \frac{V_{GS}}{4} = 1 + 2\frac{V_{GS}}{4} + 1 + \frac{V_{GS}^2}{16}$$

$$V_{GS}^2 + 12V_{GS} + 20 = 0$$

d'où :

$$\Delta' = 36 - 20 = 16$$

$$V_{GS1} = \frac{-6-4}{1} = -10 \text{ V} < -V_P \quad \text{Solution à rejeter}$$

$$V_{GS2} = \frac{-6+4}{1} = -2 \text{ V} \qquad \text{Solution à retenue}$$

donc :

$$V_{GS} = -2 \text{ V}$$

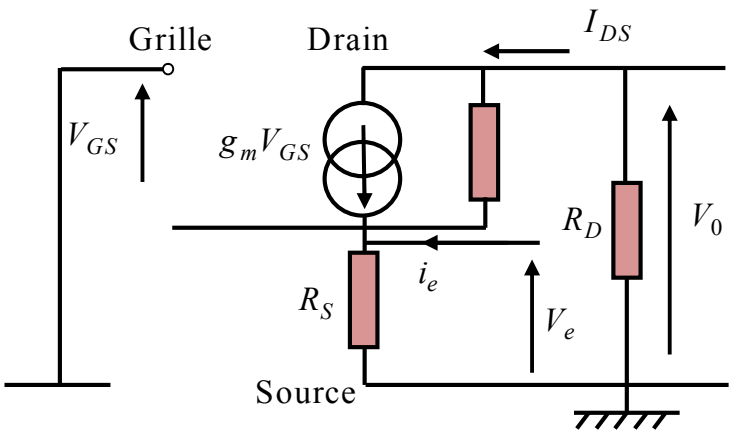
Par la suite, on aura :

$$I_{DS} = \frac{E - V_{GS}}{R_S} = \frac{-1+2}{10^{-3}} = 1 \text{ mA}$$

enfin :

$$V_{DS} = V_{DD} - \left(R_S + R_D\right) I_{DS} = 12 - \left(2.93 + 1\right)1 = 8.1 \text{ V}$$

3) Le schéma équivalent en régime dynamique est illustré sur la figure ci-dessous :



Exercice N°7

Un JFET est caractérisé dans la région de saturation par l'expression suivante du courant de drain de saturation :

$$I_D = 30\left(1+\frac{V_{GS}}{10}\right)^2$$

1) Ce transistor présente-t-il un canal n ou p ? Justifier votre réponse

2) Donner les valeurs numériques de I_{DSS} et V_p pour ce transistor.

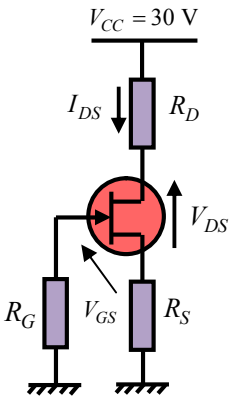
3) On monte ce transistor dans le circuit de la figure ci-contre avec une tension d'alimentation $V_{CC} = 30$ V

Quel type de polarisation employé dans ce cas. ?

On désire que le point de polarisation correspond à $V_{GS0} = -4$ V , $V_{DS0} = 15$ V . Calculer les valeurs qu'il convient de donner aux résistances R_S et R_D .

4) Calculer la pente ou la transconductance du JFET à V_{GS0}

5) Donner le schéma équivalent en petits signaux (basses fréquences) du montage. On donne pour le JFET $r_{ds} = 20$ kΩ $\left(r_{ds} = \frac{1}{g_{ds}}\right)$.



Corrigé de l'exercice N°7

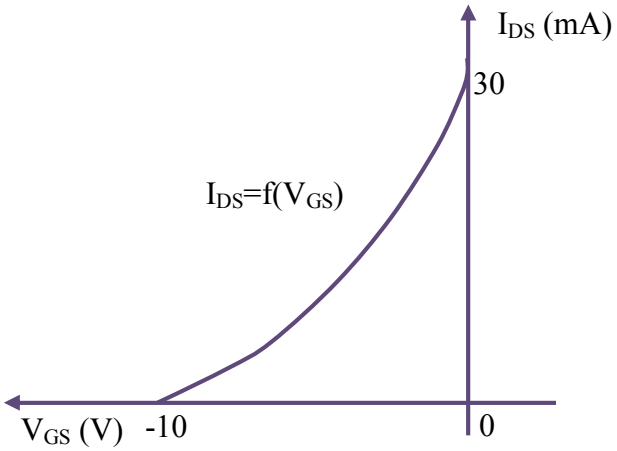
$$I_D = 30\left(1+\frac{V_{GS}}{10}\right)^2$$

1) Ce transistor canal N parce que : $V_{GS} < 0$, $V_{DS} > 0$

2) Par analogie à l'équation $I_{DS} = f\left(V_{GS}\right)$, on trouve : $I_{DSS} = 30$ mA et $V_P = -10$ V

3) Caractéristiques de transfert :

V_{GS} (V)	0	-2	-4	-6	-8	-10
I_{DS} (mA)	30	19.2	10.8	4.8	1.2	0



4) Le type de polarisation : auto-polarisation (polarisation automatique).
$V_{CC} = 30$ V , $V_{DS0} = 15$ V et $V_{GS0} = -4$ V
Calcul de R_S et :
Calcul de R_S :

$$I_D = 30\left(1+\frac{-4}{-10}\right)^2 = 10.8 \text{ mA}$$

$$V_{GS} = V_G - V_S = -R_S I_{DS}$$

$$\Rightarrow R_S = V_G - V_S = -\frac{V_{GS}}{I_{DS}} = -\frac{-4}{10.8\text{x}10^{-3}} = 370\ \Omega$$

Calcul de R_D :

$$V_{CC} = V_{DS} + \left(R_D + R_S\right) I_{DS}$$

$$R_D = \frac{V_{CC} - V_{DS}}{I_{DS}} - R_S = \frac{30-15}{10.8\text{x}10^{-3}} - 370 = 1018\ \Omega$$

5) Calcul de g_m :

$$g_m = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}}$$

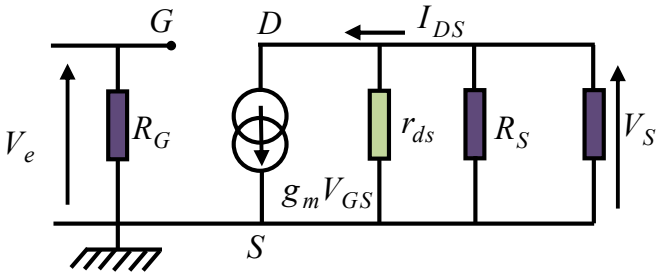
et comme :

$$I_D = 30\left(1+\frac{V_{GS}}{10}\right)^2$$

donc :

$$g_m = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} = \frac{-2I_{DSS}}{V_P}\left(1+\frac{V_{GS}}{V_P}\right) = \frac{-2\text{x}30}{-10}\left(1+\frac{-4}{-10}\right) = 6\left(1+0.4\right) = 6\text{x}0.6 = 3.6 \text{ mA/V}$$

6) Le schéma équivalent en basses fréquences (Régime dynamique) $r_{ds} = \frac{1}{g_{ds}}$.



Chapitre 2

Les amplificateurs différentiels et opérationnels

Chapitre 2
Les amplificateurs différentiels et opérationnels

2.1. Introduction

Les montages amplificateurs de base à transistors ne sont pas très commodes d'emploi : Ils ne transmettent pas le continu. Ils sont tributaires des dispersions des transistors, ce qui fait que leurs caractéristiques sont imprécises et non répétables ; leurs performances sont moyennes, et à moins d'aligner un montage à plusieurs transistors, on ne peut pas avoir simultanément fort gain en tension, haute impédance d'entrée et faible impédance de sortie.
Les amplificateurs opérationnels sont nés au début des années 60, quand on a commencé à intégrer plusieurs transistors et résistances sur le même substrat de silicium ; cette technologie a permis de bâtir des montages complexes, et de les faire tenir sur une petite plaquette de silicium encapsulée dans un boîtier (généralement à 8 broches) commode d'emploi.
Avec ces composants, on a eu accès à des amplificateurs simples d'utilisation, transmettant des signaux continus, et à mise en œuvre facile à l'aide de quelques composants annexes (résistances, condensateurs...) ; les caractéristiques des montages obtenus ne dépendent quasiment plus de l'amplificateur opérationnel, mais uniquement des composants passifs qui l'accompagnent, ce qui garantit une bonne fiabilité du résultat et assure sa répétabilité.
Les amplificateurs opérationnels ont beaucoup progressé depuis leur création, et tendent maintenant à devenir très proches de l'amplificateur idéal (l'amplificateur opérationnel parfait, AOP) [9].

2.2. Amplificateur différentiel à transistors bipolaires NPN

L'amplificateur différentiel montré sur la figure 2.1 est un dispositif électronique à deux entrées et deux sorties. Il est alimenté par deux sources d'alimentations de tensions opposées : $+V_{CC}$ et $-V_{EE}$ (le plus souvent $V_{CC} = V_{EE}$). Ceci pour éviter les circuits de polarisation habituels (entre base et masse) et les condensateurs de liaisons dans les bases des transistors. Aussi, ce montage offre la possibilité, sous certaines conditions qui seront développées, d'amplifier la tension continue différentielle d'entrée $V_{ED}= V_E1-V_{E2}$, contrairement aux montages fondamentaux habituels.

Les deux entrées et les deux sorties sont « flottantes ». Le montage peut être attaqué indifféremment entre ces deux entrées ou entre une entrée et la masse, on peut prélever d'autre part un signal de sortie entre les deux sorties ou entre une sortie et la masse.

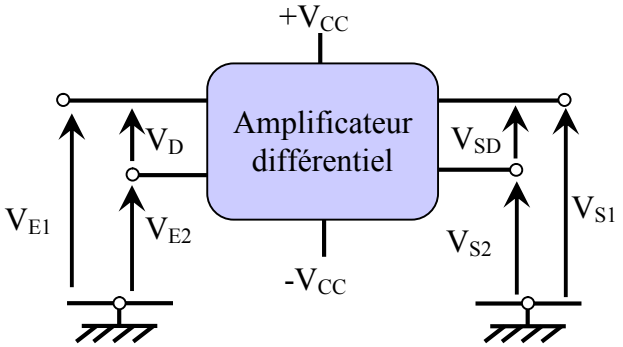


Figure 2.1. Schéma de principe d'un amplificateur différentiel

L'alimentation symétrique permet d'obtenir des potentiels d'entrée de repos nuls. Il n'y a donc pas besoin d'insérer des condensateurs de liaison a l'entrée, ce qui permet de traiter des signaux continus ou bien variables dans le temps.

2.2.1. Grandeurs caractéristiques

Le système doit amplifier la différence de potentiel entre ses deux entrées, soit

$$V_D = V_{E1} + V_{E2} \tag{2.1}$$

V_D : est appelée tension différentielle d'entrée. On attend idéalement

$$V_{SD} = A_D V_D \tag{2.2}$$

A_D : est appelée amplification différentielle. Cependant, par suite d'inévitables imperfections, cet étage est également sensible au potentiel moyen de ses deux entrées, soit :

$$V_C = \frac{V_{E1} + V_{E2}}{2} \tag{2.3}$$

V_C : est appelée tension de mode commun.

Finalement, on obtient en réalité pour V_{SD} :

$$V_{SD} = A_D \mathrm{x} V_D + A_C \mathrm{x} V_C \tag{2.4}$$

V_{SD} : est appelée amplification de mode commun.

Bien évidemment AC reste très faible devant A_D, on mesure la qualité d'un amplificateur différentiel par la valeur du rapport $\frac{A_D}{A_C}$,

ou plus exactement :

$$TRMC_{dB} = 20 \log \left| \frac{A_D}{A_C} \right| \tag{2.5}$$

$TRMC_{dB}$: est appelé taux de réjection de mode commun.

2.2.2. Étage de principe à transistors bipolaires

Les deux transistors T_1 et T_2 sont identiques, de même que les deux résistances de collecteur R_C; L'étage est polarisé par une alimentation symétrique ± V_{CC} et comporte une source de courant constant I_0. (Figure 2.2) Au repos : Les deux entrées sont portées au 0 V par une liaison électrique directe. Le potentiel des deux émetteurs se fixe alors à – 0,7 V environ. Au vu de la symétrie des deux branches, les courants collecteurs sont :

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_0}{2} \tag{2.6}$$

Il vient alors :

$$V_{S1} = V_{S2} = V_{CC} - \frac{R_C I_0}{2} \tag{2.7}$$

Soit : $V_{SD} = 0$.

2.2.3. Étude statique

Les deux bases sont attaquées par deux générateurs de Thévenin comme est illustré sur la figure 2.3 ci-dessous.

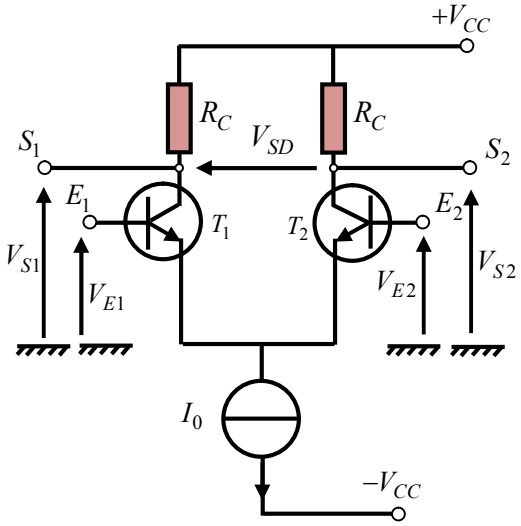


Figure 2.2. Amplificateur différentiel à transistors bipolaires NPN identiques.

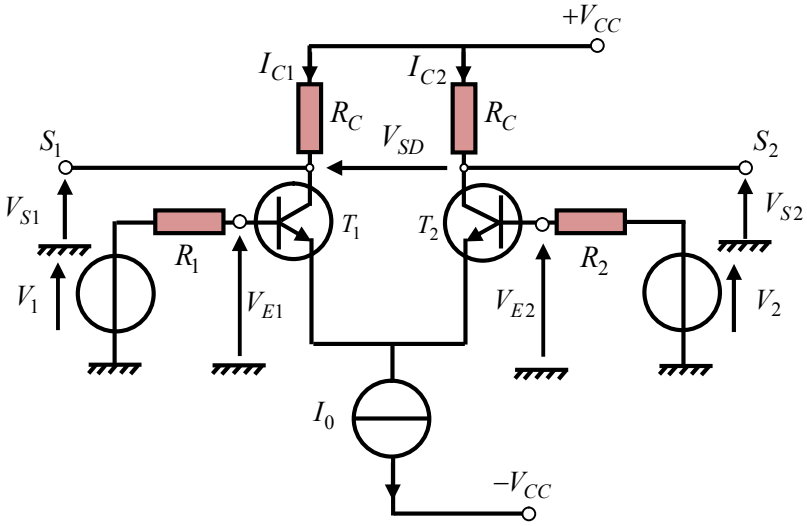


Figure 2.3. Deux générateurs de Thevenin attaquent les bases de transistors

Si U1 ≠ U2 alors $I_{C1} \neq I_{C2}$; par contre, on doit toujours vérifier $I_{C1} + I_{C2} = I_0 = \text{Constant}$.
Les deux transistors obéissent à la loi exponentielle suivante:

$$I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \tag{2.8}$$

avec :

$$V_T = 26 \text{ mV} \qquad \text{à } 300 \text{ °K} \tag{2.9}$$

Soit :

$$I_{C1} = I_S e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} \tag{2.10}$$

et :

$$I_{C2} = I_S e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} \tag{2.11}$$

or :

$$V_D = V_{E1} - V_{E2} = V_{BE1} - V_{BE2} \tag{2.12}$$

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = e^{\frac{V_{BE1}-V_{BE2}}{V_T}} = e^{\frac{V_D}{V_T}} \tag{2.13}$$

En combinant les équations précédentes, on obtient :

$$I_{C1} = \frac{I_0}{1+e^{-\frac{V_D}{V_T}}} \tag{2.14}$$

et :

$$I_{C2} = \frac{I_0}{1+e^{\frac{V_D}{V_T}}} \tag{2.15}$$

Les variations de I_{C1} et I_{C2} avec V_D sont données par la figure 2.4 (la courbe est réalisée pour I_0 = 1 mA) :

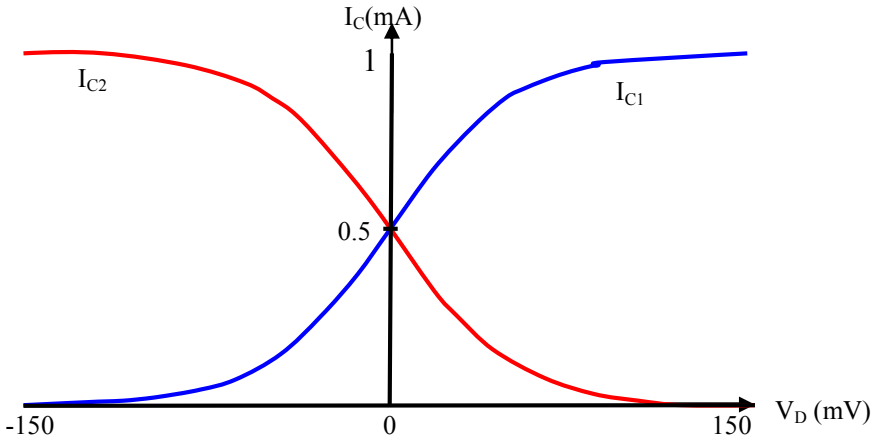


Figure 2.4. Courbe du courant de collecteur en fonction de V_D.

- Les variations de I_{C1} et I_{C2} avec V_D ne sont linéaires que pour $|V_D| < 25$mV environ.
- Un des transistors se bloque dès que $|V_D|$ atteint 100 à 150 mV.

La tension de sortie différentielle V_{SD} s'écrit :

$$V_{SD} = R_C I_{C2} - R_C I_{C1} \tag{2.16}$$

soit :

$$V_{SD} = R_C I_0 \frac{1-e^{\frac{V_D}{V_T}}}{1+e^{\frac{V_D}{V_T}}} \tag{2.17}$$

L'évolution de I_C avec V_D est la suivante (Toujours avec I_0 = 1 mA et R_C = 5 kΩ) :

L'étage amplifie la tension différentielle V_D, mais sa zone de linéarité est très restreinte : $|V_D| < 25$mV environ. Effectuons une linéarisation au voisinage de l'origine :

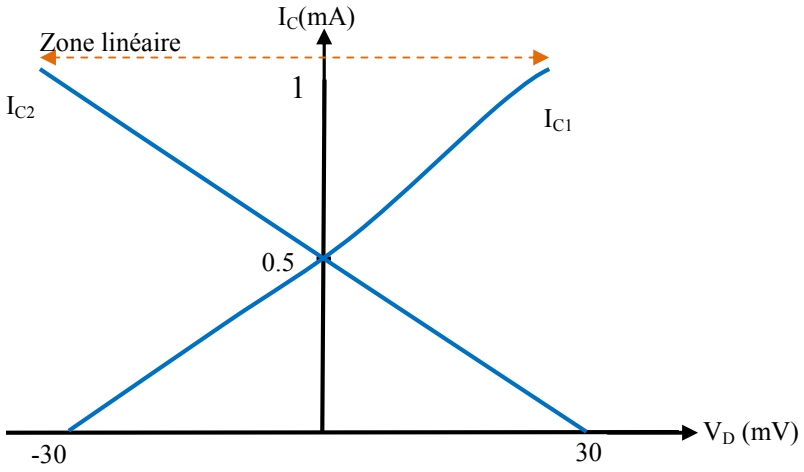


Figure 2.5. Courbe de I_C en fonction de V_D dans la zone de linéarité.

Pour $V_D << V_T$ (rappel $V_T \approx 26$ mV), on peut écrire :

$$e^{\frac{V_D}{V_T}} = 1 + \frac{V_D}{V_T} \tag{2.18}$$

soit :

$$V_{SD} = R_C I_0 \frac{1 - 1 - \frac{V_D}{V_T}}{1 + 1 + \frac{V_D}{V_T}} = -\frac{R_C I_0}{2V_T} V_D \tag{2.19}$$

D'où l'amplification différentielle :

$$A_D = \frac{V_{SD}}{V_D} = -\frac{R_C I_0}{2V_T} \tag{2.20}$$

Valable pour : $|V_D| < 25$ mV

2.2.4. Étude dynamique

L'amplificateur fonctionne en petits signaux: $V_D < 25$mV. Le schéma dynamique de l'étage est représenté à droite (figure 2.6).

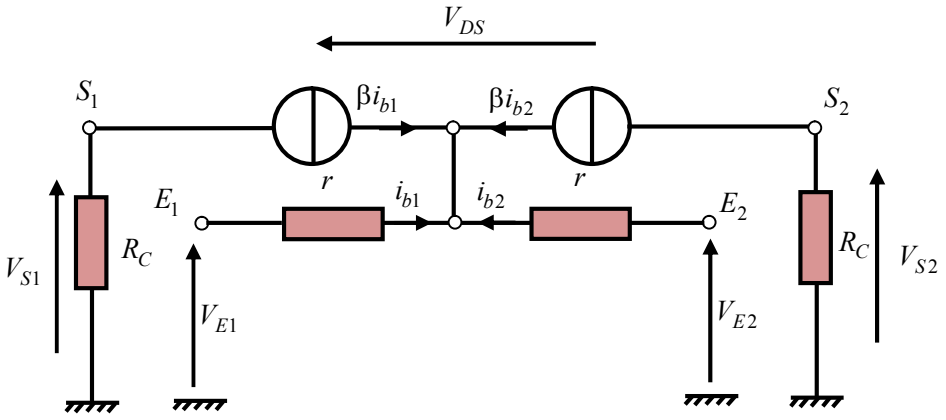


Figure 2.6. Schéma de l'étage de l'amplificateur différentiel en régime dynamique

$$V_D = V_{E1} - V_{E2} = r\left(i_{b1} - i_{b2}\right) \tag{2.21}$$

$$V_{SD} = V_{S1} - V_{S2} = \beta R_C \left(i_{b1} - i_{b2}\right) \tag{2.22}$$

D'où :

$$V_{SD} = -\frac{\beta R_C}{r} V_D = -g_m R_C V_D \tag{2.23}$$

Les lois de nœuds aux émetteurs :

$$(\beta+1)i_{b1} + (\beta+1)i_{b2} = 0 \tag{2.24}$$

soit :

$$i_{b1} = -i_{b2} \tag{2.25}$$

il vient :

$$V_{S1} = -V_{S2} = -\beta R_C i_{b1} = \beta R_C i_{b2} \tag{2.26}$$

et comme :

$$V_D = r\left(i_{b1} - i_{b2}\right) = 2ri_{b1} \tag{2.27}$$

$$V_{S1} = -V_{S2} = -\frac{\beta R_C}{2r} V_D \tag{2.28}$$

On dispose de 2 possibilités de sorties :

- Sortie flottante (entre S_1 et S_2) ; la tension V_D est amplifiée d'un facteur : $A_D = -g_m R_C$.
- Deux sorties référencées en opposition de phase (entre S_1 et masse ou entre S_2 et masse) ; la tension V_D est alors amplifiée d'un facteur 2 fois plus faible : $A'_D = \frac{A_D}{2}$.

2.5. L'amplificateur opérationnel parfait

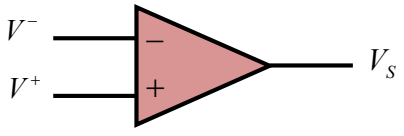
2.5.1. Principe

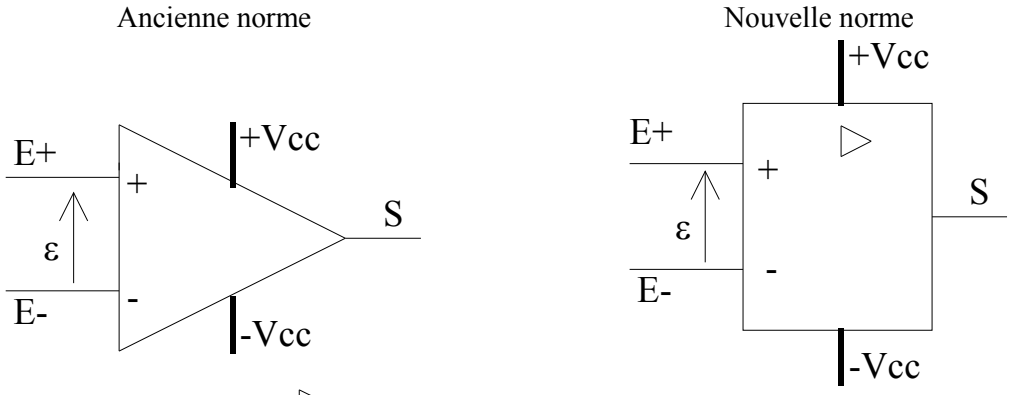
L'ampli opérationnel est un circuit intégré comportant plusieurs transistors. L'ensemble de ces composants sont enfermés dans un boîtier et liés à l'extérieur par l'intermédiaire de plusieurs broches.

1, 5 Réglage d'offset
4, 7 Bornes d'alimentations
2, 3 Entrée inverseuse et non-inverseuse
6 Borne de sortie
8 Borne non utilisée

Figure 2.7. Photo et schéma d'un amplificateur opérationnel

A la base, l'AOP est un amplificateur différentiel, donc muni de deux entrées , l'une dite non inverseuse (V+) et l'autre inverseuse (V-), et d'une sortie (s) :





Signification des symboles : ▷ : Circuit amplificateur
: Coefficient amplification très grande

Figure. 2.8. Symbole d'un amplificateur différentiel

Les principales caractéristiques d'un ampliop sont :

- Une haute amplification de tension (>100 dB),
- Une haute impédance d'entrée (1 MΩ, ou beaucoup plus grand s'il s'agit d'un ampliop avec des transistors à effet de champs à l'entrée),
- Une faible impédance de sortie (< 100 Ω),
- Une grande amplification de puissance,
- La gamme de fréquence couvre le courant continu à quelques MHz ou, selon le type quelques GHz,
- L'amplification en tension décroît régulièrement de 20 dB par décade,
- L'amplificateur opérationnel est équipé de deux entrées une positive et une négative (inverseuse). A la sortie il produit la différence amplifiée des deux tensions aux entrées. Cela lui donne le nom « d'amplificateur différentiateur » ou moins précisément d' « amplificateur différentiel »,
- L'ampliop est le plus souvent alimenté par deux alimentations symétriques mais on peut aussi le brancher à une seule tension. Dans ce cas la masse se trouve au milieu de cette tension et est fixée par deux résistances,
- La correction de la réponse fréquentielle est réalisée par des éléments internes ou par un circuit externe.

La fonction de transfert complète en continu (en pratique, A_{vd} et A_{vmc} dépendent de la fréquence) de cet amplificateur est donnée par la formule :

$$S = A_{vd}\left(V^{+} - V^{-}\right) + A_{vmc}\left(\frac{V^{+} - V^{-}}{2}\right) \tag{2.29}$$

A_{vd} : est le gain en tension différentiel de l'amplificateur,

A_{vmc} : est le gain en tension de mode commun.

Dans le cas d'un amplificateur parfait, on fait l'hypothèse que ces gains ne dépendent pas de la fréquence.

Les gains, ainsi que les impédances d'entrée et de sortie d'un AOP doivent répondre à des critères précis. On peut donner un schéma équivalent de l'AOP :

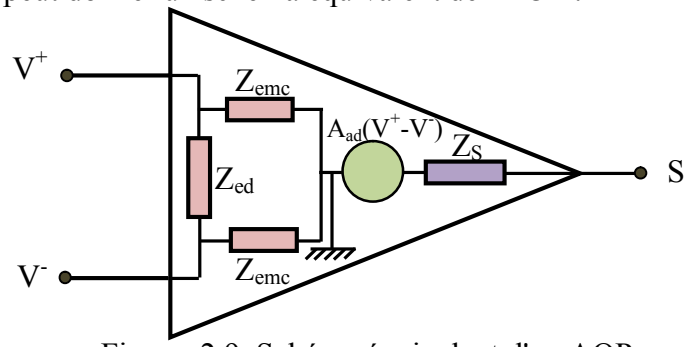


Figure. 2.9. Schéma équivalent d'un AOP

2.5.2. Méthodes de calcul des montages à AOP

Il existe deux alternatives pour calculer les montages à amplificateurs opérationnels : utiliser la loi d'ohm, ou les traiter par la méthode des schémas-blocs.

Pour la suite du cours, les montages (qui sont des montages de base, donc simples) seront calculés à l'aide de la loi d'ohm ; toutefois, pour illustrer au moins une fois le calcul par schéma-blocs, nous allons traiter l'amplificateur inverseur par cette méthode.

Pour des montages un peu compliqués, la loi d'Ohm (et ses dérivés : théorème de superposition, Thévenin...) donnent assez vite des mises en équation laborieuses ; de plus, si on veut prendre en ligne de compte le comportement fréquentiel de l'amplificateur réel, les calculs deviennent trop complexes et peu intelligibles.

On calculera alors les montages par la méthode des blocs. Cette méthode est aussi très pratique dans le cas de calcul de fonctions de transferts à l'aide d'outils informatiques : le problème est bien décomposé et donc plus facile à simuler [10].

2.5.3. Montages de base à AOP

Dans "amplificateur opérationnel", il y a deux mots :

Amplificateur : c'est la fonction de base de ce composant ; on va étudier plusieurs montages amplificateurs de base.

Opérationnel : les caractéristiques de cet ampli nous donnent la possibilité de créer des fonctions mathématiques telles que dérivée, intégrale, Log... Ces fonctions ont autrefois (il y a 25 ans !) été utilisées dans des calculateurs analogiques, et permettaient notamment de résoudre des équations différentielles, et ainsi de simuler des réponses de systèmes physiques divers (mécaniques, acoustiques...). D'où le nom "opérationnel". Nous étudierons les fonctions opérationnelles de base [11].

En résumé, les conditions idéales de l'ampli opérationnel sont:

Pas de courant dans les bornes d'entrée	$I^+ = I^- = 0$
Résistance d'entrée infinie	$R_i \to \infty$
Résistance de sortie nulle	$R_0 = 0$
Gain en boucle ouverte infinie	$A \to \infty$

2.6. Les types d'amplificateur linéaire

2.6.1. Amplificateur inverseur

La configuration de base de l'amplificateur inverseur est illustrée à la figure 2.10. Le signal d'entrée, Vin, est appliquée à la borne inverseuse et la balance du circuit est constituée de résistances R_1 et R_2.

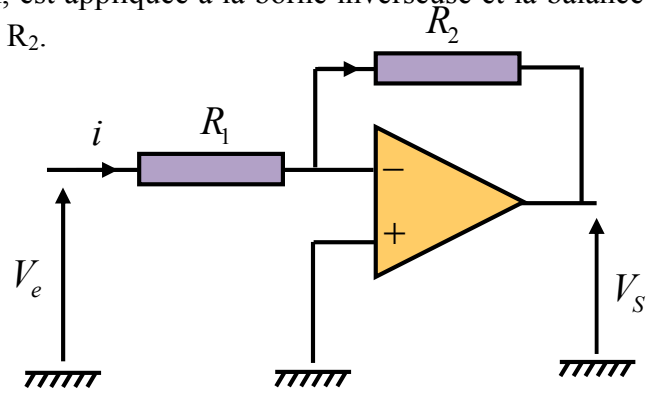


Figure. 2.10. Circuit d'amplificateur inverseur

a) Calcul par la loi d'Ohm

La mise en équation est très simple, et s'appuie sur les conditions vues lors de la définition de l'AOP :

Les impédances d'entrée étant infinies, il n'y a pas de courant qui rentre dans l'entrée inverseuse (V) ; par conséquent, tout le courant i arrivant dans R_1 ira par R_2 vers la sortie de l'AOP.

Le gain A_{vd} est infini ; dans ces conditions, (V^+ - V^-) va tendre vers 0.

De cette dernière constatation, on peut tirer une équation simplissime, mais fondamentale, et toujours vraie en fonctionnement linéaire :

Comme V^+ est à la masse, V^- se retrouve au même potentiel : comme ce point n'est pas relié physiquement à la masse, on parle de masse virtuelle ; pratiquement, et du point de vue calcul, tout se passe comme si V^- était vraiment relié à la masse.

Le calcul du gain en tension est [12]:

$$V^+ = V^- \tag{2.30}$$

$$V_e = R_1 i \tag{2.31}$$

$$V_S = -R_2 i \tag{2.32}$$

On fera attention à l'expression 2.32, la tension et le courant sont dans le même sens, d'où le signe -.

$$Z_e = \frac{V_e}{i} \tag{2.33}$$

$$V_e = R_1 i \tag{2.34}$$

$$V_S = -R_2 i \tag{2.35}$$

Le gain en tension est donc négatif, et sa valeur ne dépend que des deux résistances R_1 et R_2, qui peuvent être très précises : contrairement aux montages à transistors, le résultat va être fiable et répétable !

$$A_V = \frac{V_S}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} \tag{2.36}$$

Le calcul de l'impédance d'entrée est aussi simple :

$$Z_e = \frac{V_e}{i} \tag{2.37}$$

$$Z_e = R_1 \tag{2.38}$$

On voit ici les limites de ce montage amplificateur : pour obtenir un fort gain en tension, il faut augmenter R_2 et diminuer R_1 ; or, on va de ce fait diminuer l'impédance d'entrée. Comme celle ci devra rester suffisamment grande et que d'autre part, on ne peut pas augmenter R_2 au delà de quelques MΩ (problèmes de bruit, les imperfections des amplis réels deviennent sensibles...), le gain sera limité et ne pourra pas trop dépasser quelques centaines, ce qui est déjà très bon !

L'impédance de sortie sera nulle, comme celle de l'AOP, et comme celle de tous les autres montages basés sur un AOP [13] :

$$Z_e = 0 \tag{2.39}$$

b) Généralisation à des dipôles quelconques

On a précédemment établi un résultat pour deux résistances R_1 et R_2 ; on peut appliquer ce résultat à n'importe quels dipôles d'impédances Z_1 et Z_2.

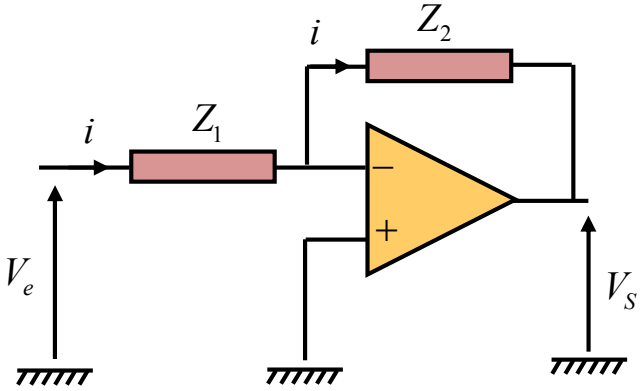


Figure. 2.11. Amplificateur inverseur généralisé

La condition que Z_1 et Z_2 soient des dipôles est fondamentale. Le gain en tension est le suivant :

$$A_V = \frac{V_S}{V_e} = -\frac{Z_2}{Z_1} \tag{2.40}$$

Ceci ouvre la voie à tout une panoplie de filtres et correcteurs en fréquence divers et variés ; le gros avantage de l'AOP par rapport à des circuits purement passifs, c'est qu'on va pouvoir amplifier le signal à certaines fréquences, et non plus seulement l'atténuer, ce qui offre des débouchés nouveaux et intéressants [14].

2.6.2. Amplificateur non inverseur

La figure 2.12 montre la configuration de base de l'amplificateur non inverseur. La rétroaction négative est maintenue et le signal d'entrée est maintenant appliqué à la borne non inverseuse.

L'amplificateur non inverseur est le deuxième amplificateur de base. Pour calculer le gain en tension, on va se servir de $V^+ = V^-$ et en déduire :

$$V_e = V^- \tag{2.41}$$

R_2 et R_1 forment un pont diviseur entre Vs et V^-, soit :

$$V_e = V_S \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{2.42}$$

On en tire :

$$V_e = \frac{V_S}{V_S} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \tag{2.43}$$

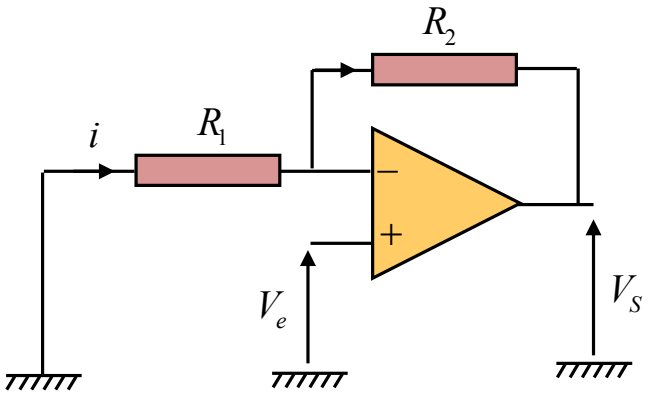


Figure. 2.12. Circuit d'amplificateur non inverseur

Le gain est non seulement positif (ampli non inverseur), mais il est aussi toujours supérieur à 1, alors que l'ampli non inverseur autorisait un gain (en valeur absolue) inférieur à 1, soit une atténuation. Notons que pour un ampli, cette caractéristique n'est pas trop gênante [15].

Pour ce qui est de l'impédance d'entrée, on attaque directement l'entrée de l'ampli : elle sera donc infinie dans le cas d'un AOP, et très grande dans tous les cas ; de plus, elle ne dépend pas du gain choisi, ce qui laisse plus de latitude dans le choix de R_1 et R_2 pour régler le gain que dans le cas du montage inverseur. L'impédance de sortie est nulle :

$$Z_e = \infty \tag{2.44}$$

$$Z_S = 0 \tag{2.45}$$

On a donc ici un ampli qui présente des caractéristiques idéales ! En pratique, seul le comportement en fréquence de l'amplificateur opérationnel réel viendra ternir le tableau.

On notera la simplicité de mise en œuvre du montage, comparé à un étage à transistor : impédances idéales, gain ajustable à loisir et de façon précise, voire réglable par un simple potentiomètre, transmission de signaux continus, tout ceci avec un seul amplificateur opérationnel (généralement en boîtier de 8 broches) et deux résistances !

Tout comme pour l'amplificateur inverseur, une généralisation de ce montage est faisable avec n'importe quels dipôles d'impédance Z_1 et Z_2 remplaçant respectivement les résistances R_1 et R_2. L'expression du gain devient :

$$A_V = \frac{V_S}{V_e} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \tag{2.46}$$

2.6.3. Montage suiveur

Ce montage est une extrapolation de l'ampli précédent, avec $R_1 = \infty$ et $R_2 = 0$. On obtient un montage tout simple, de gain unité, dont la seule fonction est l'adaptation d'impédance. On le placera donc en tampon entre deux portions de circuit de façon à les isoler l'une de l'autre pour prévenir toute interaction parasite [16].

Ce circuit est aussi idéal en entrée et en sortie d'un montage pour bénéficier d'impédance d'entrée infinie (ou presque) et d'impédance de sortie très basse.

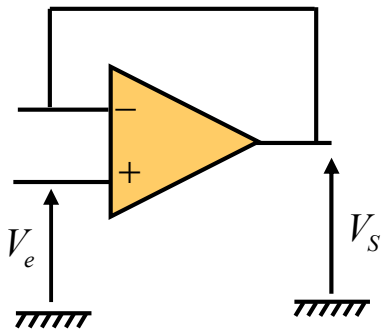


Figure. 2.13. Montage d'amplificateur suiveur

2.7. Montages opérationnels

Après les fonctions d'amplification de base, on va voir plusieurs montages opérationnels, dans le sens où ils vont réaliser des opérations arithmétiques sur un ou plusieurs signaux.

2.7.1. Additionneur inverseur

On a souvent besoin de mélanger plusieurs signaux ensemble ; la difficulté réside dans le fait qu'il faut éviter toute interaction de réglage des gains affectés aux différentes entrées, ceci pour deux raisons :

Si on doit recalculer tout l'échafaudage à chaque modification du gain d'une entrée, ou en cas de rajout d'une entrée, le montage n'est pas vraiment pratique.

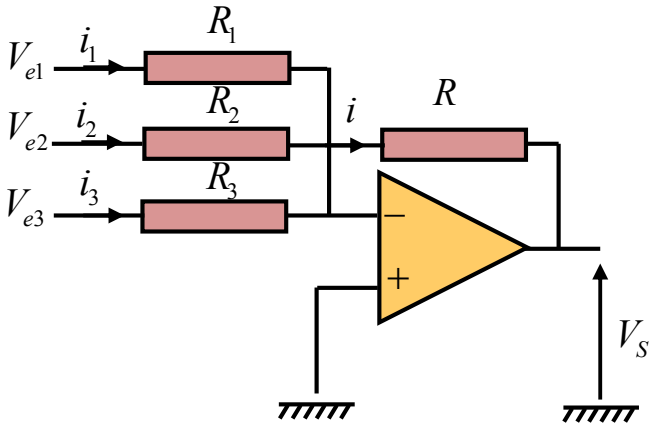


Figure. 2.14. Montage d'amplificateur sommateur inverseur

On ne peut pas faire varier le gain de chaque voie indépendamment des autres, à l'aide d'un potentiomètre, par exemple, alors que c'est une fonction souvent demandée à ce genre de montage.

Le circuit décrit ici permet de s'affranchir de ces défauts.

À la base de ce montage, on retrouve l'amplificateur inverseur ; on avait vu que l'entrée inverseuse était considérée comme une masse virtuelle, et qu'aucun courant n'entrait dans l'AOP. De ce fait, chaque courant i_i ne dépend que de la tension d'entrée V_{ei} et de R_i relatif à sa branche : il n'y aura donc pas d'interaction entre les différentes entrées.

On a :

$$V_{e1} = R_1 i_1 \tag{2.47}$$

$$V_{e2} = R_2 i_2 \tag{2.48}$$

$$V_{e3} = R_3 i_3 \tag{2.49}$$

La loi des nœuds en V- nous donne :

$$i = i_1 + i_2 + i_3 \tag{2.50}$$

En sortie, on a :

$$V_S = -Ri \tag{2.51}$$

Au global, on obtient pour Vs :

$$V_S = -\left(V_{e1}\frac{R}{R_1} + V_{e2}\frac{R}{R_2} + V_{e3}\frac{R}{R_3} \right) \tag{2.52}$$

On voit qu'on peut ajuster le gain globalement en jouant sur R, et le gain de chaque entrée en jouant sur les résistances Ri. Ce montage offre donc toutes les souplesses.

On peut obtenir un additionneur inverseur pur en fixant toutes les résistances du montage à la même valeur.
Aux chapitres des inconvénients, l'impédance d'entrée de chaque voie i est égale à la résistance Ri :

$$Z_{ei} = R_i \tag{2.53}$$

La latitude de réglage citée précédemment baisse donc un peu du fait de cette contrainte, car plus le gain sera élevé, plus l'impédance d'entrée sera faible.

Comme d'habitude, l'impédance de sortie de ce circuit est voisine de 0.

2.7.2. Montage soustracteur (différentiel)

Ce montage permet d'amplifier la différence de deux signaux. C'est un montage de base très important en mesures.

Pour calculer le gain en tension de cet étage, on va faire appel à la formule du pont diviseur et au théorème de superposition. Le lien va encore être l'équation :

$$V^+ = V^- \tag{2.54}$$

La tension sur l'entrée non inverseuse est :

$$V^+ = V_{e1} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{2.55}$$

La formule du pont diviseur est ici appliquée sans approximation, car l'impédance d'entrée de l'AOP est infinie.

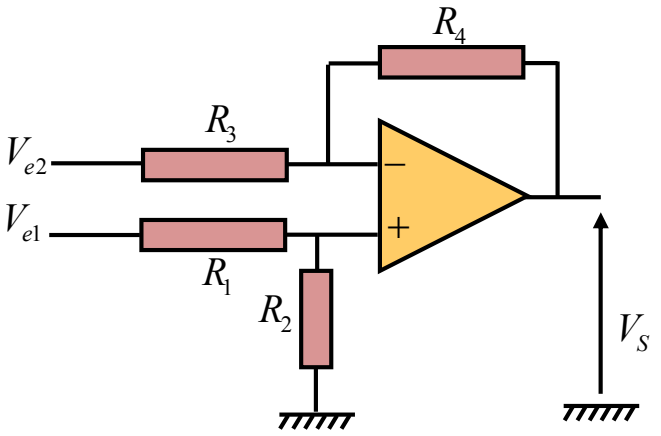


Figure. 2.15. Amplificateur différentiel

Le calcul de la tension sur l'entrée inverseuse se fait en deux temps, et avec l'aide du théorème de superposition :

$$V^- = V_{e2} \frac{R_4}{R_3 + R_4} + V_S \frac{R_3}{R_3 + R_4} \tag{2.56}$$

Des équations des trois équations précédentes, on tire :

$$V_S \frac{R_3}{R_3 + R_4} = V_{e1} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{e2} \frac{R_3}{R_3 + R_4} \tag{2.57}$$

La formule générale de la tension de sortie de ce montage est donc :

$$V_S = V_{e1} \frac{1 + \frac{R_4}{R_3}}{1 + \frac{R_1}{R_2}} - V_{e2} \frac{R_4}{R_3} \tag{2.58}$$

Tel quel, ce montage n'est pas un ampli de différence ; il faut imposer des conditions sur les résistances. Si on pose :

$$K = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \tag{2.59}$$

En remplaçant *K* par sa valeur dans (2.58) et compte tenu de la propriété suivante :

$$K = \frac{1 + K}{1 + \frac{1}{K}} \tag{2.60}$$

On obtient :

$$V_S = K \left(V_{e1} - V_{e2} \right) \tag{2.61}$$

On a bien en sortie la différence des deux signaux d'entrée multipliée par le gain K.

Si les résistances ne sont pas bien appariées deux à deux dans le rapport de k, le gain ne sera plus purement différentiel ; il va apparaître un terme de mode commun.

Les impédances d'entrée Z_{e1} et Z_{e2} sont difficiles à cerner, surtout celle de l'entrée inverseuse Z_{e2} ; on retiendra qu'elles sont différentes, ce qui peut poser des problèmes pour certaines applications.

On peut aussi définir une impédance d'entrée différentielle Z_{ed} et une de mode commun Z_{emc}. Une de ces impédances est constante, c'est l'impédance d'entrée différentielle Z_{ed} :

$$Z_{ed} = \frac{V_{e1} - V_{e2}}{i_{e1} - i_{e2}} = R_1 \tag{2.62}$$

Cette valeur est équivalente à ce qu'on obtient avec l'amplificateur inverseur : elle est faible quand le gain devient élevé.

2.7.3. Montage intégrateur

Nous attaquons ici les montages opérationnels plus sophistiqués que de simples additions ou soustractions.

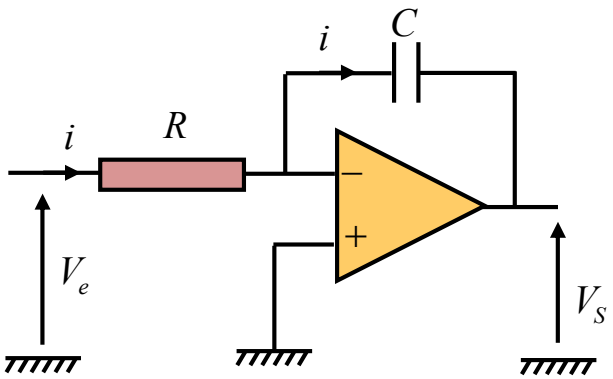


Figure. 2.16. Montage intégrateur

Le calcul de la réponse V_S à un signal d'entrée V_e se traite comme dans le cas de l'amplificateur inverseur. On a :

$$V_e = Ri \tag{2.63}$$

En sortie, le condensateur a aux bornes de ses armatures une charge électrique q égale à :

$$q = CV_S \tag{2.64}$$

Cette charge électrique est l'intégrale du courant i qui traverse le condensateur ; compte tenu du sens de i, on a :

$$q = \int -i dt \tag{2.65}$$

Si on remplace dans (2.65) i et q par leur valeur en fonction de V_e et de V_s (équations (2.38) et (2.64)), on obtient :

$$V_S = -\frac{1}{RC}\int V_e dt \tag{2.66}$$

On retrouve en sortie l'intégrale du signal d'entrée. Ce montage est délicat à utiliser et devra faire l'objet de précautions : en effet, la moindre tension continue présente à l'entrée (y compris et surtout une tension parasite) sera intégrée et générera une rampe en sortie [17]. Il faudra donc prévoir des dispositifs annexes, soit un système de stabilisation, soit un système de remise à zéro de la sortie.

2.7.4. Montage dérivateur

Ce montage est similaire au précédent et se traite de la même manière.

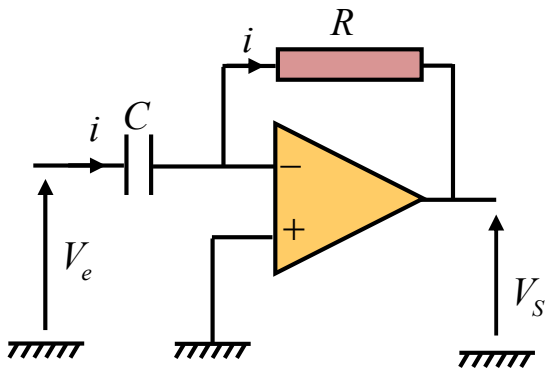


Figure. 2.17. Montage dérivateur.

En entrée et en sortie, on a :

$$V_S = -Ri \tag{2.67}$$

$$q = CV_S \tag{2.68}$$

Le courant i est la dérivée de la charge électrique q présente sur les électrodes du condensateur :

$$i = \frac{dq}{dt} \tag{2.69}$$

Au final, on obtient :

$$V_S = -RC\frac{dV_e}{dt} \tag{2.70}$$

La sortie est proportionnelle à la dérivée de l'entrée. Comme pour le montage précédent, avec un amplificateur réel, on aura des difficultés à faire fonctionner ce circuit tel quel (système instable), et il faudra rajouter des éléments pour le rendre pleinement fonctionnel.

2.7.5. Montage logarithmique

Dans ce montage, on retrouve la structure traditionnelle de l'ampli inverseur, mais avec une diode en contre-réaction. Cette diode, dont la caractéristique courant/tension est logarithmique va nous donner une fonction de transfert de ce type. En entrée, on a :

$$V_e = Ri \tag{2.71}$$

Et en sortie :

$$V_S = -V_d \tag{2.72}$$

$$i = i_f\left(e^{\frac{qV_d}{kT}} - 1\right) \tag{2.73}$$

Lorsque le terme en exponentielle est significativement supérieur à 1 (V_d > 50 mV environ), on peut écrire :

$$V_e = \frac{kT}{q}\log\left(\frac{i}{i_f}\right) \tag{2.74}$$

Soit, en remplaçant i par sa valeur :

$$V_e = -\frac{kT}{q}\log\left(\frac{V_e}{Ri_f}\right) \tag{2.75}$$

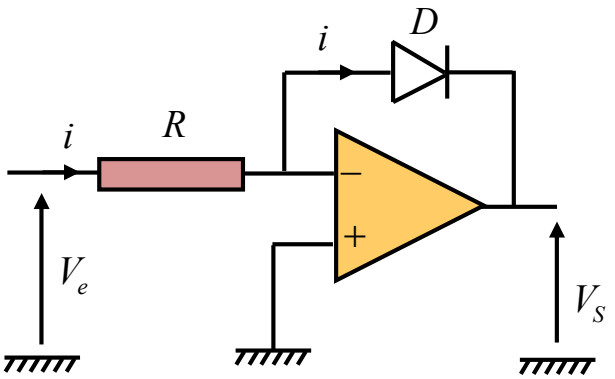


Figure. 2.18. Montage logarithmique

En sortie, on trouve bien une fonction logarithmique du signal d'entrée. Tel quel, ce montage aurait peu d'intérêt ; mais, si on se rappelle qu'additionner des logarithmes revient à faire une multiplication, on en perçoit l'utilité !

En pratique, et une fois de plus, ce montage (bien que fonctionnel) n'est pas utilisé tel quel : d'abord, il ne fonctionne que pour des tensions d'entrée positives, et il nécessite de sérieuses compensations thermiques pour permettre des opérations précises. De plus, on remplace souvent la diode par une jonction base-émetteur de transistor, linéaire sur une plus grande plage de courant.

2.7.6. Montage exponentiel

Pour multiplier deux signaux, il ne suffit pas de prendre le Log de chacun des signaux, et d'additionner ; il faut ensuite prendre l'exponentielle du résultat. Ce circuit est fait pour ça.

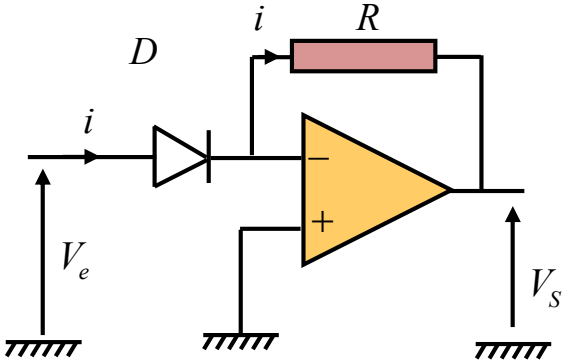


Figure. 2.19. Montage exponentiel.

Par des calculs analogues aux précédents, on démontre facilement et de la même manière :

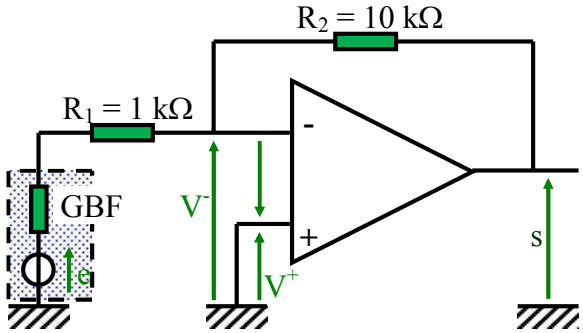
$$V_S = -Ri_f e^{\frac{qV_e}{kT}} \tag{2.76}$$

En pratique, on trouve des circuits intégrés tout faits comprenant le montage Log, le montage exponentiel, ainsi que les compensations thermiques et diverses possibilités de réglage de gain. Ces montages sont des multiplieurs analogiques, et servent notamment, en mesures, à linéariser certains capteurs [18]. A noter que ces composants sont délicats, coûteux, et présentent des dérives importantes. L'utilité de tels montages est devenue douteuse avec l'introduction massive du traitement numérique.

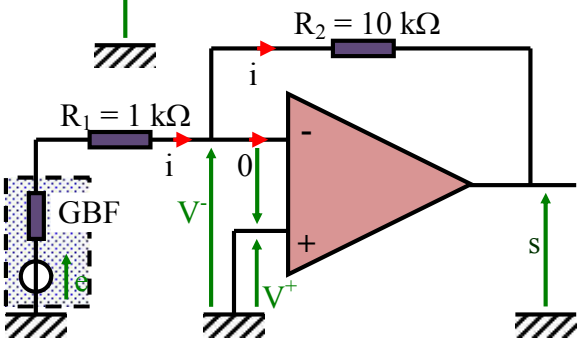
2.8. Exercices sur les amplificateurs opérationnels

Exercice N°1

Déterminer l'expression du signal de sortie $s(t)$ en fonction de du signal d'entrée $e(t)$ en supposant l'amplificateur opérationnel idéal (non saturé) et en supposant que le Générateur Basse Fréquence présente une résistance interne de 600 Ω.



Corrigé de l'exercice N°1

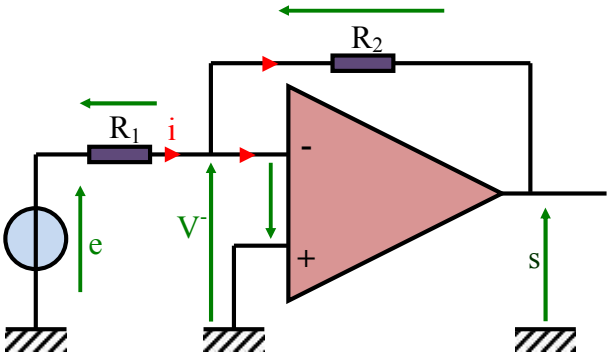


$$e(t) = (R_1 + R_{GBF}).i \;\; ; \;\; s(t) = -R_2.i$$

$$\Leftrightarrow s(t) = -\frac{R_2.e(t)}{R_1 + R_{GBF}} = -\frac{10}{1+0,6}.e(t) = -6,25\,1.e(t)$$

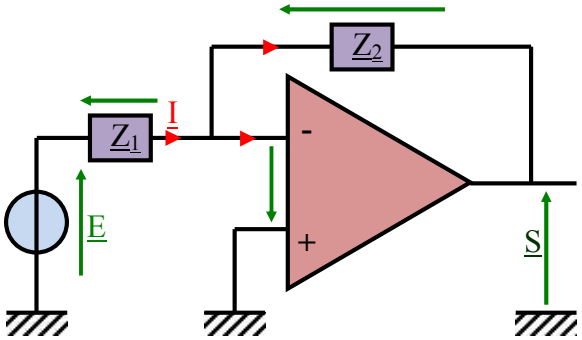
Exercice N°2

Déterminer l'expression du rapport $\frac{s(t)}{e(t)}$ en fonction des résistances R_1 et R_2 en supposant l'amplificateur opérationnel idéal (non saturé).



Le montage ci-contre fonctionne en régime alternatif sinusoïdal. Il peut donc être étudié en considérant directement les grandeurs complexes.

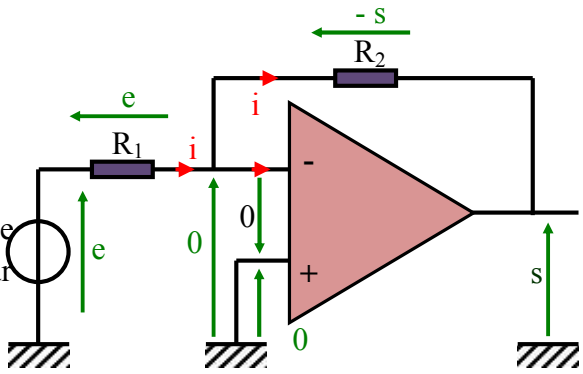
Déterminer l'expression du rapport $\frac{\underline{S}}{\underline{E}}$ en fonction des impédances $\underline{Z_1}$ et $\underline{Z_2}$ en supposant l'amplificateur opérationnel idéal (non saturé).



Corrigé de l'exercice N°2

$e(t) = R_1.i \;\; ; \;\; s(t) = -R_2.i$

$$\Leftrightarrow s(t) = -\frac{R_2.e(t)}{R_1} \Leftrightarrow \frac{s(t)}{e(t)} = -\frac{R_2}{R_1}$$



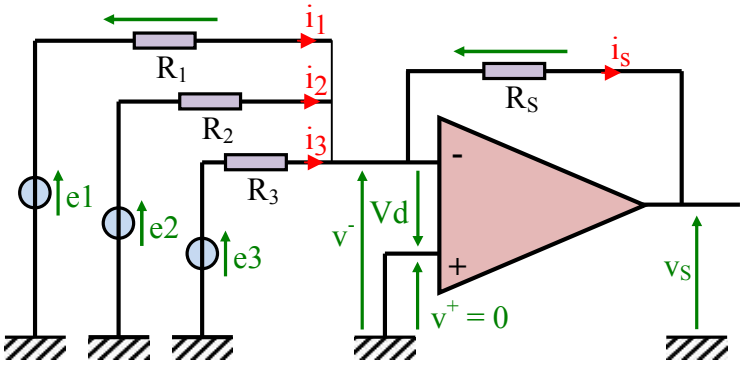
Le second montage s'étudie de la même façon que le premier en remplaçant les grandeurs réelles par les grandeurs complexes correspondantes.

Donc : $\frac{\underline{S}}{\underline{E}} = -\frac{\underline{Z_2}}{\underline{Z_1}}$

Exercice N°3

On supposera l'amplificateur idéal en fonctionnement linéaire.

Démontrer l'expression de v_s en fonction de e_1, e_2 et e_3, et des valeurs des résistances.



Corrigé de l'exercice N°3

La loi des nœuds, nous donc :

$$i_s = i_1 + i_2 + i_3$$

En utilisant la loi d'Ohm, on aura donc :

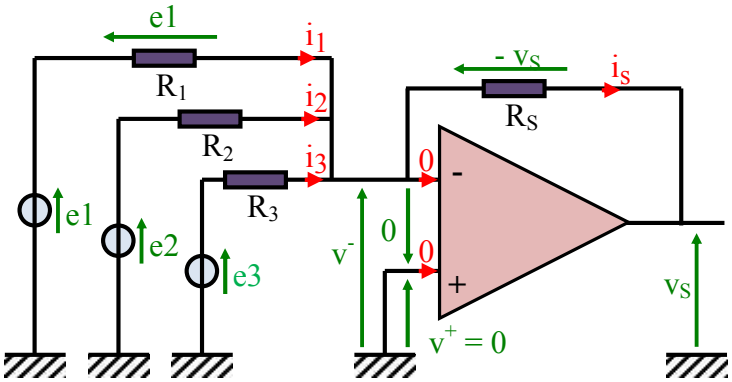
$$i_s = \frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} + \frac{e_3}{R_3}$$

et :

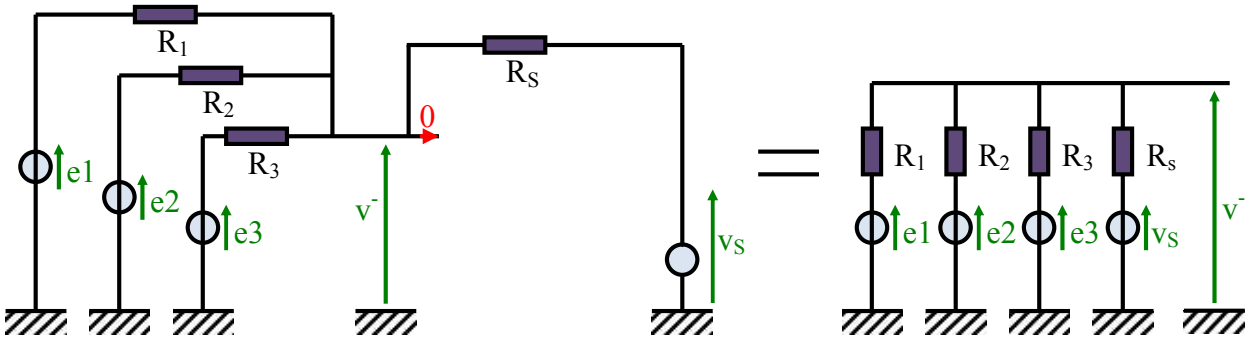
$$i_s = \frac{-v_s}{R_s}$$

Donc

$$\frac{-v_s}{R_s} = \frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} + \frac{e_3}{R_3} \Leftrightarrow v_s = -R_s \cdot \left(\frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} + \frac{e_3}{R_3} \right)$$



c) On peut reconstruire la tension $v_s(t)$ avec une source de tension. Ceci ne change pas les autres tensions et courant du montage. Ensuite, on peut calculer v^- a l'aide du théorème de Millman :



$$v^- = \frac{\frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} + \frac{e_3}{R_3} + \frac{v_s}{R_s}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_s}}$$

avec :

$$v^- = v^+ = 0 \quad \Rightarrow \frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} + \frac{e_3}{R_3} + \frac{v_s}{R_s} = 0$$

$$\Leftrightarrow v_s = -R_s \cdot \left(\frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} + \frac{e_3}{R_3} \right)$$

Ce montage est un sommateur inverseur.

Exercice N°4

On supposera l'amplificateur idéal.

1) Comment reconnaît-on que l'AOP ci-dessous peut fonctionner en régime linéaire ?

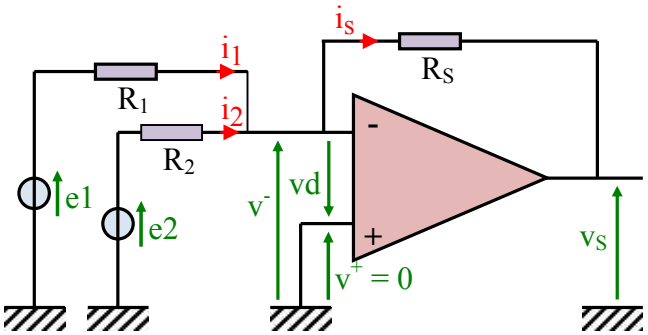
Pour la suite, on le supposera en fonctionnement linéaire.

2) Que vaut V_d dans ce cas ?

3) Le montage reçoit en entrées deux tensions : « e_1 » et « e_2 ».

Trouver une relation entre i_1, i_2 et i_s.

4) En déduire la relation exprimant v_s en fonction de e_1, e_2, R_1, R_2 et R_s



5) Application numérique :
$e_1 = 5\,V$ continue , $e_2(t) = 2.\sin(\omega.t)$, $R_1 = R_2 = R_s = 1\,k\Omega$.
Exprimer $v_s(t)$

Corrigé de l'exercice N°4

a) La sortie de l'AOP est rebouclée sur l'entrée « - ». C'est la condition pour que l'AOP puisse fonctionner en régime linéaire.
Dans ce cas $vd \approx 0$

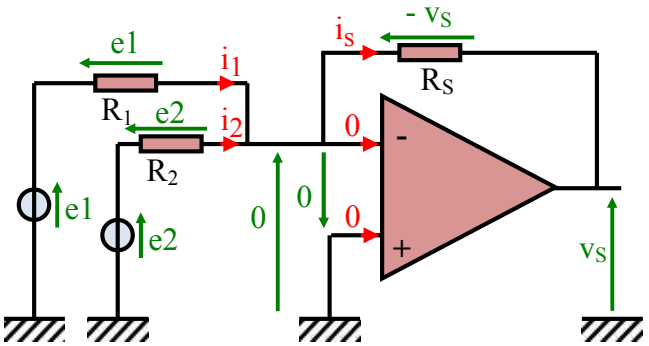
b) $i_s = i_1 + i_2$ (loi des nœuds).

$$\Rightarrow \frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} = \frac{-v_s}{R_s}$$

$$\Leftrightarrow v_s = -\left(e_1.\frac{R_s}{R_1} + e_2.\frac{R_s}{R_2}\right)$$

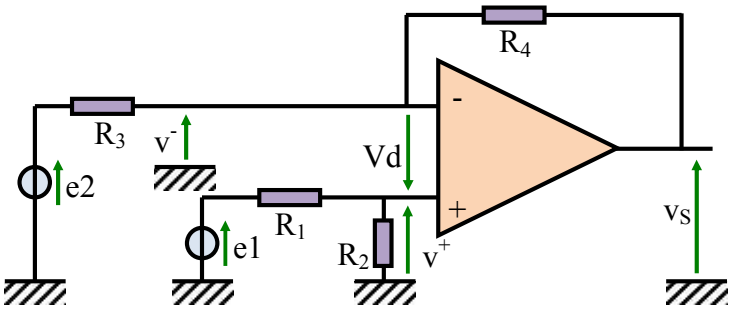
Le montage réalise une fonction sommateur inverseur

c) Application numérique : $v_s = -(e_1 + e_2) = -5 - 2.\sin(\omega.t)$



Exercice N°5

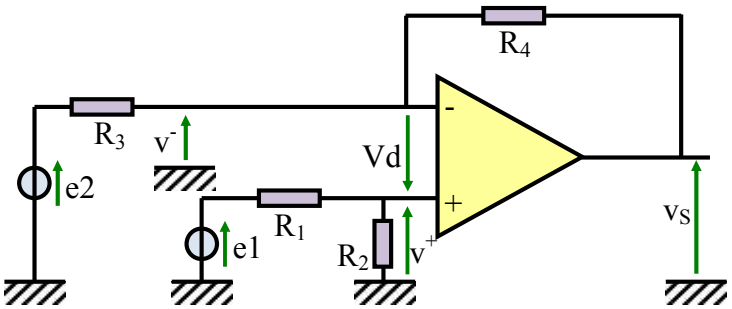
On adoptera le modèle idéal pour l'amplificateur opérationnel ci-contre.
1) A quoi reconnait-on que le montage peut fonctionner en régime linéaire ?
2) Exprimer V^+ en fonction de e_1 et des résistances présentes dans le montage.
3) Exprimer V^- en fonction de e_2, v_s et des résistances présentes dans le montage.
4) En déduire, lorsque le fonctionnement est linéaire, v_s en fonction de e_1, e_2 et des résistances du montage.
5) Que devient cette relation lorsque $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$?



Corrigé de l'exercice N°5

Modèle idéal : $i^+ = i^- = 0$

La sortie est rebouclée sur l'entrée « - » donc l'amplificateur opérationnel fonctionne en régime linéaire tant qu'il n'est pas saturé.



$V^+ = \dfrac{e_1 \,.\, R_2}{R_1 + R_2}$ Pont diviseur de tension

$V^- = \dfrac{e_2 \,.\, R_4 + v_s \,.\, R_3}{R_3 + R_4}$ Théorème de superposition ou théorème de Millman

$$Vd = 0 \Leftrightarrow V^+ = V^- \Leftrightarrow \frac{e_1 \,.\, R_2}{R_1 + R_2} = \frac{e_2 \,.\, R_4 + v_s \,.\, R_3}{R_3 + R_4} \Leftrightarrow v_s = \left(\frac{e_1 \,.\, R_2}{R_1 + R_2} - \frac{e_2 \,.\, R_4}{R_3 + R_4} \right) . \frac{R_3 + R_4}{R_3}$$

Ou :

$$v_s = e_1 \,.\, \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) . \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) - e_2 \,.\, \frac{R_4}{R_3} \,.$$

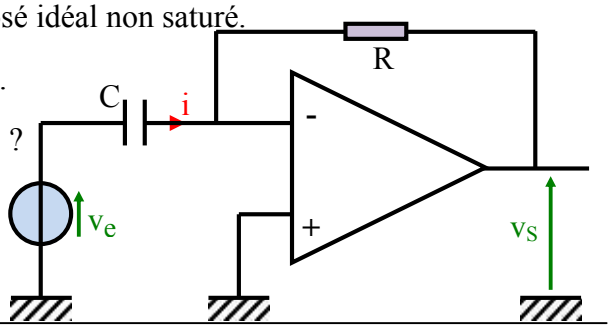
Lorsque $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$: $v_s = e_1 - e_2$. ⇨ C'est la fonction soustracteur.

Exercice N°6

L'amplificateur opérationnel ci-contre est supposé idéal non saturé.

1) Exprimer la relation entre $\dfrac{d(v_e(t))}{dt}$ et $v_s(t)$.

2) Quelle est la fonction réalisée par ce montage ?



Corrigé de l'exercice N°6

$$i = C \cdot \frac{d(v_e(t))}{dt} = \frac{-v_s(t)}{R} \Leftrightarrow \frac{d(v_e(t))}{dt} = -\frac{v_s(t)}{R.C}$$

Ce montage est un « **dérivateur** »

Exercice N°7

On suppose l'amplificateur opérationnel ci-contre idéal et en régime linéaire.

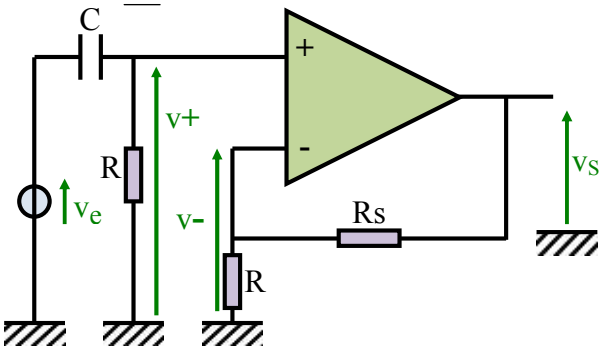
Soit $v_e(t) = V_{max}.cos(\omega.t)$, on lui associe le complexe $\underline{V_e} = V_{max}.e^{j0}$

Les deux résistances « R » ont le même nom et donc la même valeur.

Exprimer $\underline{V+}$ en fonction de $\underline{V_e}$ et des impédances de R et C

Exprimer $\underline{V-}$ en fonction de $\underline{Vs}$ et des impédances de R et Rs

En déduire le rapport complexe $\frac{\underline{V_s}}{\underline{V_e}}$ en fonction des impédances des éléments du montage



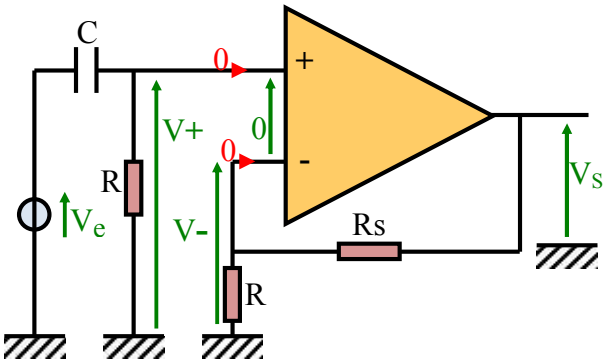
Corrigé de l'exercice N°7

Sur chaque entrée de l'AOP, on appliqe la relation du pont diviseur de tension, on obtient:

$$\underline{V+} = \frac{\underline{V_e}.R}{R + \frac{1}{j.C.\omega}} = \frac{\underline{V_e}.j.RC.\omega}{j.RC.\omega + 1}$$

$$\underline{V-} = \frac{\underline{V_s}.R}{R + Rs}$$

$$\underline{Vd} = 0 \Leftrightarrow \underline{V+} = \underline{V-} \Leftrightarrow \frac{\underline{V_e}.j.RC.\omega}{j.RC.\omega + 1} = \frac{\underline{V_s}.R}{R + Rs} \Leftrightarrow \frac{\underline{V_s}}{\underline{V_e}} = \frac{j.RC.\omega.(R + Rs)}{(j.RC.\omega + 1).R} = \frac{j.C.\omega.(R + Rs)}{1 + j.RC.\omega}$$

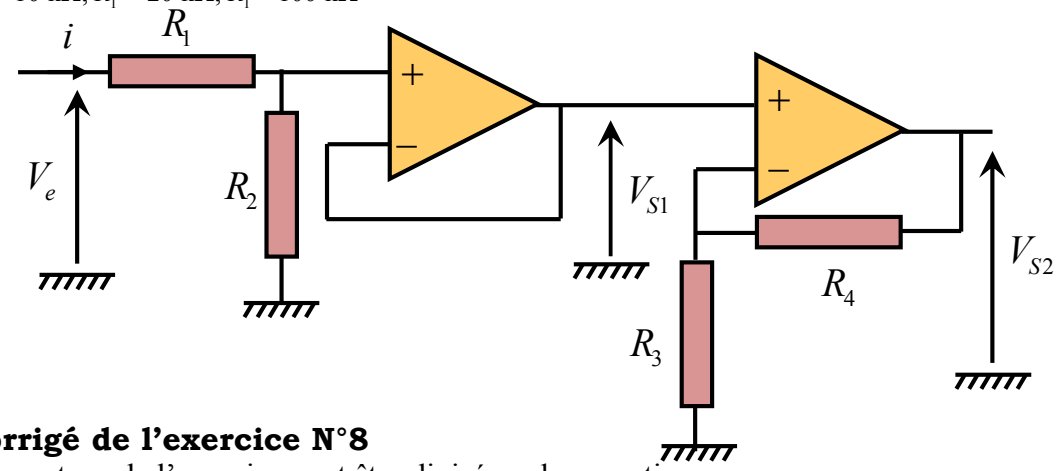


Exercice N°8

Etudier le montage de la figure ci-dessous.

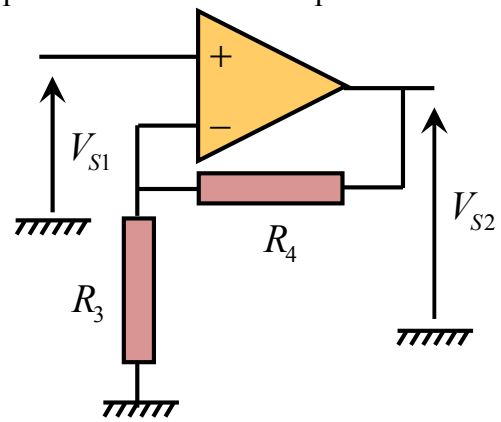
On donne :

$R_1 = 10\ \text{k}\Omega,\ R_1 = 20\ \text{k}\Omega,\ R_1 = 100\ \text{k}\Omega$



Corrigé de l'exercice N°8

Le montage de l'exercice peut être divisé en deux parties :

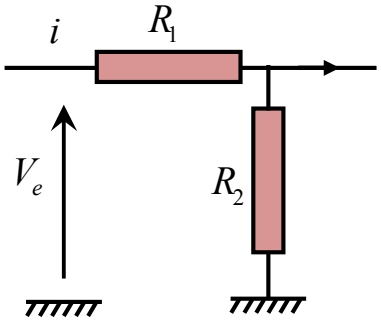


$$V_{S2} = \left(1 + \frac{R_4}{R_4}\right) V_{S1}$$

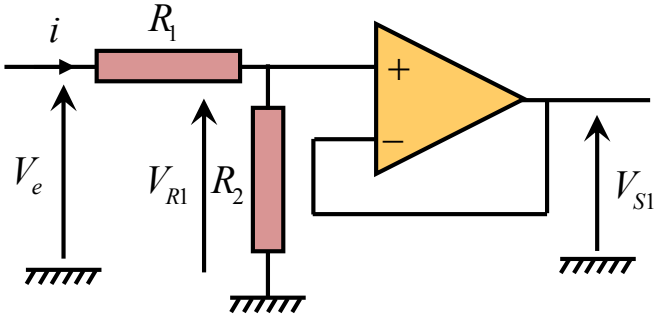
C'est montage amplificateur non-inverseur

On utilise la relation du pont diviseur de tension

$$V_{R2} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_1}\right) V_e$$



3)



$$V_{S1} = V_{S2} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) V_e$$

C'est montage suiveur

4)

$$V_{S2} = \left(1+\frac{R_4}{R_4}\right)V_{S1} = \left(1+\frac{R_4}{R_3}\right)\left(\frac{R_2}{R_1+R_2}\right)V_e = \left(1+\frac{R_4}{100}\right)\left(\frac{20}{10+20}\right)V_e$$

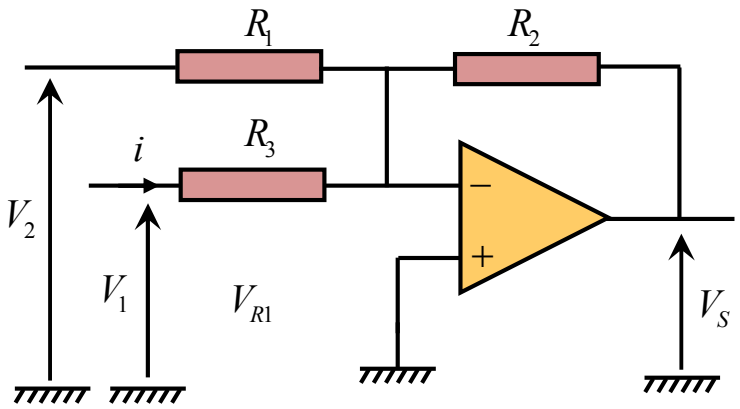
$$V_{S2} = \frac{2}{3}\left(1+\frac{R_4}{100}\right)V_e$$

5)

$$V_{S2} = 2V_e \Rightarrow 2 = \frac{2}{3}\left(1+\frac{R_4}{100}\right) \Rightarrow R_4 = 200\ \text{k}\Omega$$

Exercice N°9

Soit le montage de la figure ci-dessous.
Utiliser le théorème de Millman pour déterminer la tension V^-



Corrigé de l'exercice N°9

Application du Théorème de Millman sur la montage ci-dessus, on obtient :

$$V^- = \frac{\frac{V_1}{R_3}+\frac{V_2}{R_1}+\frac{V_S}{R_2}}{\frac{1_1}{R_3}+\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_1}} = V^+ = 0$$

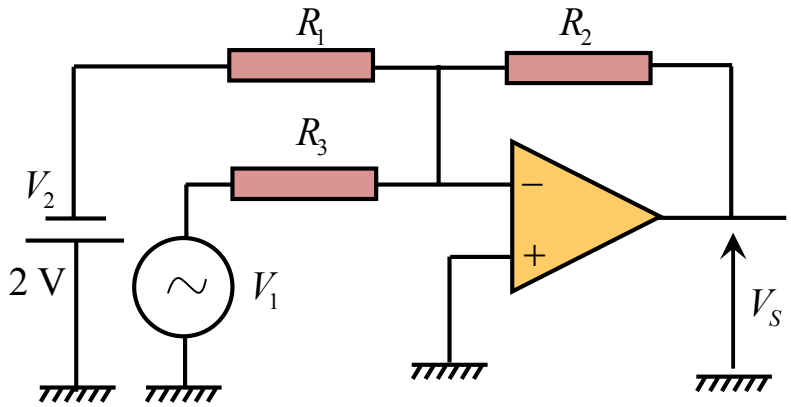
$$\frac{V_1}{R_3}+\frac{V_2}{R_1}+\frac{V_S}{R_2} = 0$$

$$\frac{V_S}{R_2} = -\frac{V_1}{R_3}-\frac{V_2}{R_1} \Rightarrow V_S = -R_2\left(\frac{V_1}{R_3}+\frac{V_2}{R_1}\right)$$

C'est le montage d'un sommateur inverseur.

Exercice N°10

On considère le montage de la figure
Etudier le montage suivant, il contient à l'entée deux sources de tensions, une source continue et l'autre sinusoïdale :



Corrigé de l'exercice N°10

$$V_S = -R_2\left(\frac{V_1}{R_3}+\frac{V_2}{R_1}\right) = -10\left(\frac{\sin\omega t}{10}+\frac{-2}{5}\right) \Rightarrow V_S = -\sin\omega t + 2$$

Chapitre 3

Les amplificateurs de puissance

Chapitre 3
Les amplificateurs de puissance

3.1. Introduction

L'amplificateur de puissance est le dernier étage d'une chaine amplificatrice. Il permet de fournir une puissance beaucoup plus grande que celle fournie par le signal de commande, tout en gardant la même forme du signal.

La finalité des amplificateurs est la commande d'un actionneur (haut-parleur, moteur, inductance, résistance...) sans déformation du signal appliqué en entrée.

Dans la plupart des cas, l'amplification en puissance est une amplification en courant. C'est pourquoi on utilise des transistors bipolaires, ou des transistors MOS de puissance [19].

Un amplificateur de puissance est un amplificateur conçu pour fournir une grande quantité d'énergie à une charge. À remplir cette fonction, un amplificateur de puissance doit lui-même être capable de dissiper de grandes quantités du pouvoir; de sorte que la chaleur générée lors de son fonctionnement à des niveaux de courant et de tension élevés est libéré dans l'environnement à un rythme suffisamment rapide pour empêcher une température destructrice accumuler. Les amplificateurs de puissance contiennent généralement des composants volumineux ayant de grandes surfaces pour améliorer le transfert de chaleur vers l'environnement. Un transistor de puissance est un dispositif discret avec une grande surface et un boîtier métallique.

3.2. Caractéristiques d'un amplificateur de puissance

L'électronique utilise un certain nombre de fonctions. L'amplification est l'une d'entres elles. En partant d'un signal de faible amplitude et de faible puissance, on veut en obtenir un autre, de même forme, capable de fournir l'énergie nécessaire à une charge quelconque : moteur, haut-parleur, etc….

Exemple :

Si on relie directement un micro sur un haut parleur de 8 Ω.

On récupère en sortie du micro un signal de quelques microvolts d'où $P = \frac{V_{eff}^2}{R} =$ quelques Watts.

Il est nécessaire d'avoir recours à un amplificateur de puissance pour émettre un son.

Puissance et forts signaux font apparaître deux nouveaux concepts :

3.3. Critères de sélection d'une classe d'amplificateur

De nombreux critères peuvent être pris en compte lors de la sélection d'un amplificateur.

Les points importants étant :

- La puissance de sortie,
- Le rendement,
- La puissance maximale que peut dissiper l'élément actif,
- Le gain (en tension, en puissance),
- La distorsion,
- La fréquence maximale de travail.

3.3.1. Rendement

Il caractérise la capacité de l'amplificateur à fournir à la charge toute la puissance qu'il reçoit.

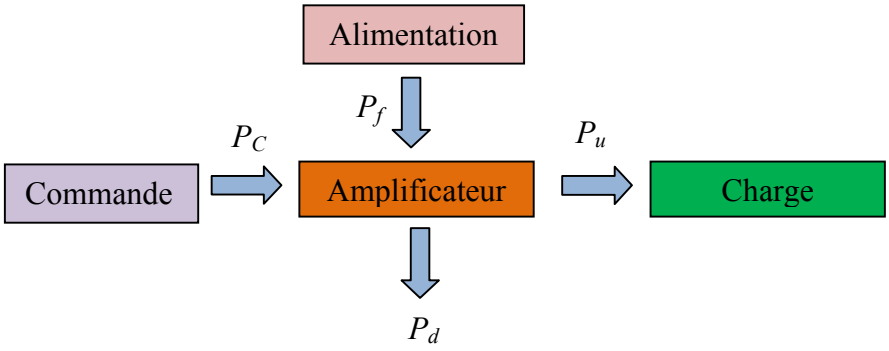


Figure 3.1. Bilan de puissance

$\boldsymbol{P_C}$: puissance de commande
$\boldsymbol{P_f}$: puissance fournie par l'alimentation
$\boldsymbol{P_d}$: puissance dissipée par l'amplificateur (transistor, résistance de polarisation, etc…)
$\boldsymbol{P_S}$: Puissance de sortie.

$$\eta=\frac{Ps}{Pf}=\frac{Ps}{Pd+Ps} \tag{3.1}$$

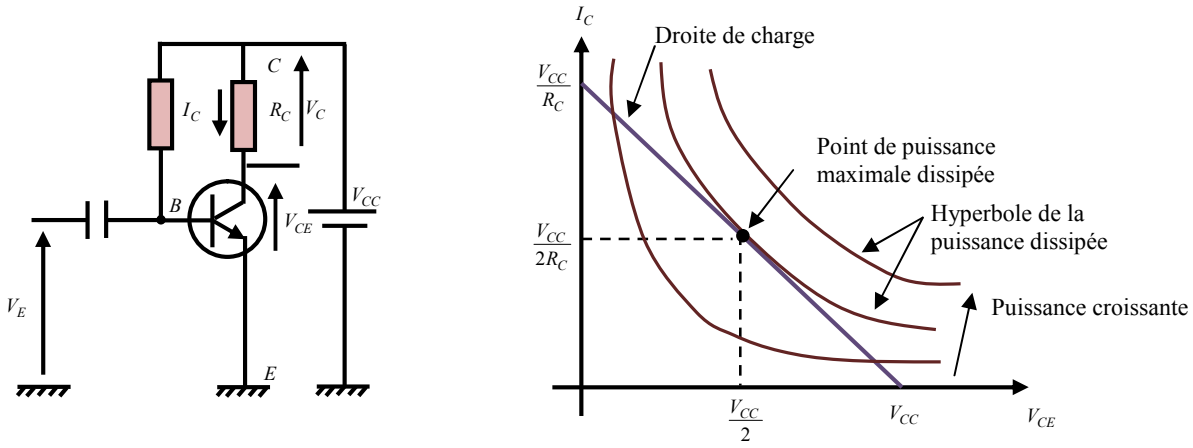


Figure 3.2. Bilan de puissance

On peut montrer que le point de dissipation de puissance maximale se situe au centre de la droite de charge statique.
où :
$V_{CE}=\frac{V_{CC}}{2}$ et $I_C=\frac{V_{CC}}{2R_C}$ (voir Figure. 3.2). Par conséquent, le maximum la dissipation de puissance est :

$$P_{d\max}=\left(\frac{V_{CC}}{2}\right)\left(\frac{V_{CC}}{2R_C}\right)=\frac{V_{cc}^2}{4R_C} \tag{3.2}$$

Pour s'assurer que la ligne de charge se situe en dessous de l'hyperbole de dissipation maximale, nous exigent donc que :

$$\frac{V_{cc}^2}{4R_C} < P_{d\max} \tag{3.3}$$

$$R_C > \frac{V_{cc}^2}{4P_{d\max}} \tag{3.4}$$

où :

P_{dmax} est la dissipation maximale spécifiée par le fabricant à une température ambiante spécifiée Température.

Exercice d'application 1

L'amplificateur de la Figure. 3.2 doit fonctionner avec V_{CC} = 20 V et R_C = 1 kΩ.

(a) Quelle puissance maximale de dissipation doit avoir le transistor?

(b) Si une augmentation de la température ambiante réduit la valeur nominale maximale trouvée en (a) d'un facteur de 2, quelle nouvelle valeur de RC devrait être utilisée pour assurer un fonctionnement sûr?

Réponses

(a) 0.1 W,

(b) 2 kΩ

3.4. Amplificateur classe A

Tous les amplificateurs à petit signal ont été conçus pour que la tension de sortie puisse varier réponse aux entrées positives et négatives; autrement dit, les amplificateurs sont polarisés de sorte qu'en fonctionnement normal, la sortie ne sature ou ne se coupe jamais. Un amplificateur qui a cette propriété est appelé un amplificateur de classe A. Plus précisément, un amplificateur est de classe A si sa sortie reste dans la région active pendant un cycle complet (une période complète) d'une entrée sinusoïdale signal [20, 21].

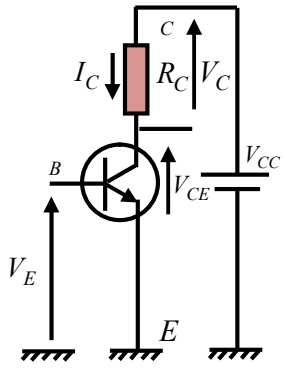


Figure 3.3. Amplificateur classe A

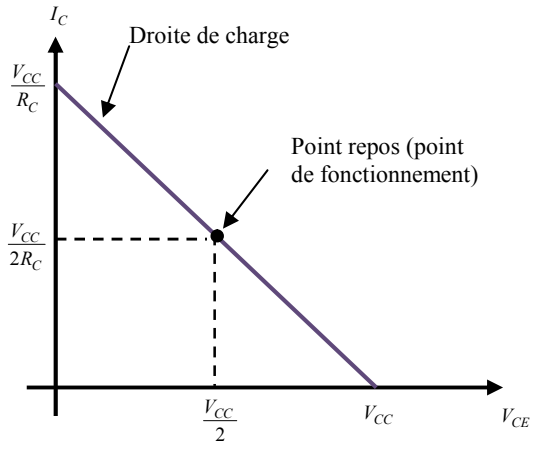


Figure 3.4. Droite de charge et point de fonctionnement

Le rendement d'un amplificateur de puissance est défini comme étant :

$$\eta = \frac{\text{puissance moyenne du signal fournie à la charge}}{\text{puissance moyenne du signal tirée de la source AC}} \tag{3.5}$$

Le numérateur de l'équation (3.5) est la puissance moyenne du signal, c'est-à-dire la puissance moyenne en courant alternatif, à l'exclusion tout composant de courant continu ou de polarisation dans la charge.
Le transistor conduit sur l'intervalle [0,2π] au cours d'une période L'angle de conduction θc du transistor sur une période vaut 2π On considère que la tension aux bornes de la charge a pour expression:

$$V_C = R_C I_C \tag{3.6}$$

a) Puissance utile :

$$P_u = \frac{1}{2} V_C I_C = \frac{V_C^2}{2R_C} \tag{3.7}$$

Si le point de repos est situé au milieu de la droite de charge $\left(V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2} \right)$,

alors :

$$V_C = \frac{V_{CC}}{2} \tag{3.8}$$

$$P_{u\max} = \frac{V_{CC}^2}{8R_C} \tag{3.9}$$

b) Puissance fournie par l'alimentation :

$$P_f = \frac{1}{2\pi} \int_0^T P_f(t)\,dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (V_{CC} I_C)\,dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{CC} (I_{C0} - I_{C\max} \sin \omega t) = V_{CC} I_{C0} \tag{3.1}$$

$$P_f = \frac{V_{CC}^2}{2R_C} \tag{3.10}$$

Elle est constante quel que soit le régime de fonctionnement
c) Puissance dissipée par le transistor :

$$P_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^T P_d(t)\,dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (V_{CE} I_C)\,dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (V_{CE0} - V_{C\max} \sin \omega t)(I_{CE0} - I_{C\max} \sin \omega t)\,dt \tag{3.11}$$

$$P_d = \frac{1}{4} \frac{V_{CC}^2}{R_C} - \frac{1}{2} V_{C\max} I_{C\max} = \frac{1}{4} \frac{V_{CC}^2}{R_C} - \frac{1}{2} \frac{V_{C\max} I_{C\max}}{R_C} \tag{3.12}$$

$$P_{d\max} = \frac{V_{CC}^2}{4R_C} \tag{3.13}$$

La puissance dissipée par le transistor est maximale lorsqu'aucune puissance utile n'est fournie à la charge; elle est minimale lorsque la puissance fournie à la charge est maximale [22].

Rendement :

Lorsque la puissance utile est nulle la puissance dissipée par le transistor n'est pas égale à la puissance fournie par l'alimentation; en effet il existe dans la charge une puissance

continue dissipée par effet Joules et sans aucun intérêt si ce n'est d'assurer la polarisation du transistor.

$$\eta = \frac{P_u}{P_f} = \frac{V_{C\max}^2}{V_{CC}^2} \tag{3.14}$$

$$\eta_{\max} = \frac{1}{4} = 0.25 \tag{3.15}$$

Pour l'amplificateur classe A, on polarise le transistor au milieu de sa droite de charge.

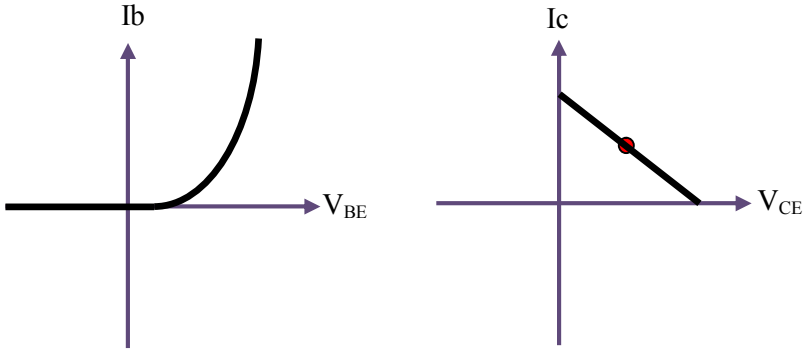


Figure 3.5. Le point de repos sur la droite de charge statique

3.4.1. Avantage

- Faible distorsion en sortie,
- 1 seul transistor.

3.4.2. Inconvénients

- Mauvais rendement qui dépend du type de liaison avec la charge :

- $\eta \approx 0.25$ pour une liaison directe
- $\eta \leq 0.25$ pour une liaison capacitive
- $\eta \approx 50\%$ pour une liaison par transformateur

- Faible puissance (< 1W)
- Consomme au repos (polarisation)

Le tableau ci-dessous permet la comparaison des puissances de polarisation (repos) et à condition de rendement maximum $\eta_{\max}$

		Au repos	avec $\eta_{\max}$
Puissance dissipée par le transistor	P_d	$\frac{V_{CC}I_{C0}}{2}$	$\frac{V_{CC}I_{C0}}{4}$
Puissance totale dans la charge	P_C	$\frac{V_{CC}I_{C0}}{2}$	$3\frac{V_{CC}I_{C0}}{4}$
Puissance fournie par l'alimentation	P_f	$V_{CC}I_{C0}$	$V_{CC}I_{C0}$

Tableau 3.1. Bilan de puissance pour un amplificateur classe A

Ce qui conduit à un rendement maximum $\eta_{\max}$ de 25%

Exercice d'application 2

L'amplificateur de classe A représenté sur la figure ci-dessous est polarisé à V_{CE} = 12 V. La tension de sortie est maximale possible et sans distorsion.

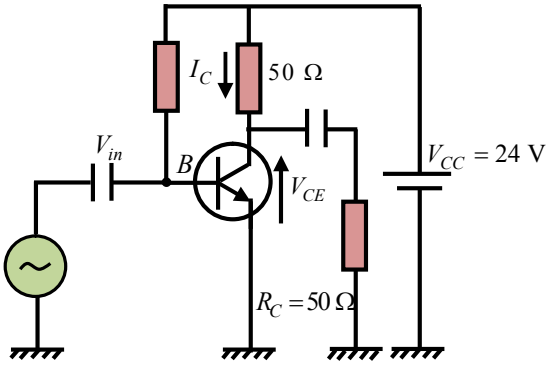
Trouver :

(a) La puissance moyenne de l'alimentation en courant continu,

(b) La puissance moyenne fournie à la charge,

(c) Le rendement,

(d) L'efficacité du capteur.



Réponses

(a) 5.76 W,

(b) 0.36 W,

(c) 0.0625,

(d) 0.125.

3.5. Amplificateurs de puissance de classe B (Push-Pull)

Le fonctionnement du transistor est dit de classe B lorsque le courant de sortie varie pendant un demi-cycle seulement d'une entrée sinusoïdale. En d'autres termes, le transistor est dans sa région active, répondant à l'entrée de signal, uniquement pendant un demi-cycle positif ou uniquement pendant un demi-cycle négatif de la conduction. Cette opération est illustrée à la Figure. 3.7. Dans les amplificateurs pratiques, deux transistors sont opéré classe B: l'un pour amplifier les variations de signal positives et l'autre pour amplifier variations négatives du signal. La sortie de l'amplificateur est la forme d'onde composite obtenue par combiner les formes d'onde produites par chaque transistor de classe B. Un amplificateur utilisant les transistors qui fonctionnent en classe B sont appelés amplificateurs de classe B [23, 24].

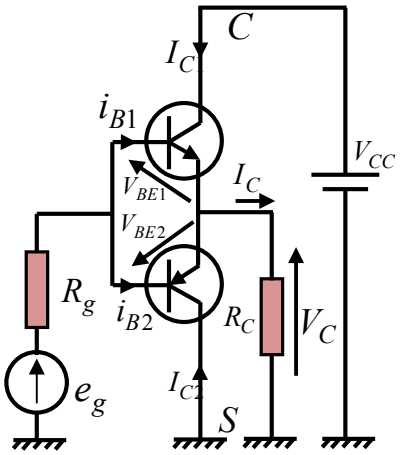


Figure 3.6. Amplificateur classe B

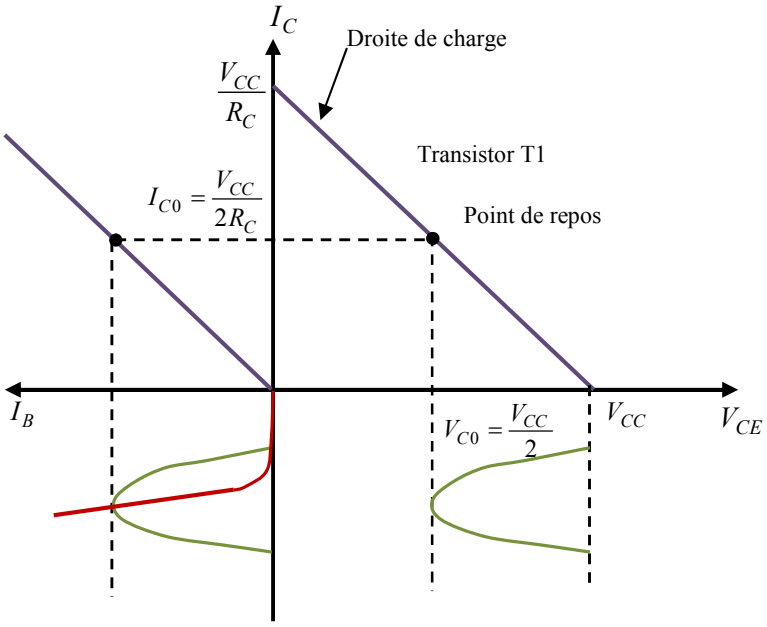


Figure 3.7. Caractéristiques de transfert

a) Puissance fournie par l'alimentation :

Nous disposons d'une alimentation symétrique $\pm V_{CC}$; calculons la puissance fournie par une alimentation :

$$P_{f1} = \frac{1}{2\pi}\int_0^T P_{f1}(t)\,dt = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}(V_{CC}I_{C1})\,dt = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} V_{CC}\left(I_{C\max}\sin\omega t\right) = \frac{V_{CC}V_{C\max}}{\pi R_C} \qquad (3.16)$$

Pour les 2 alimentations la puissance fournie vaut:

$$P_f = 2P_{f1} = \frac{2V_{CC}}{\pi}\frac{V_{C\max}}{R_C} \Rightarrow P_{f\max} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi R_C} \qquad (3.17)$$

b) Puissance dissipée par le transistor : calculons la puissance dissipée dans un transistor sur une période :

$$P_{d1} = \frac{1}{2\pi}\int_0^T P_{d1}(t)\,dt = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}(V_{CE1}I_{C1})\,dt = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\left(V_{CC} - V_{C\max}\sin\omega t\right)\left(I_{C\max}\sin\omega t\right)dt \qquad (3.18)$$

$$P_{d1} = \frac{1}{\pi}\frac{V_{C\max}}{R_C} - \frac{V_{C\max}^2}{4R_C} \qquad (3.19)$$

Cette puissance est maximale pour:

$$\frac{dP_{d1}}{dt} = 0 \Rightarrow V_{C\max} = \frac{2V_{CC}}{\pi} = 0.64\ V_{CC} \qquad (3.20)$$

Rendement :

Lorsque la puissance utile est nulle la puissance dissipée par le transistor est nulle également ainsi que la puissance fournie par l'alimentation

$$\eta = \frac{P_u}{P_f} = \frac{\pi}{4}\frac{V_{C\max}}{V_{CC}} \qquad (3.21)$$

$$\eta_{\max} = \frac{\pi}{4} = 0.785 \qquad (3.22)$$

Dans les applications ou la distorsion de "cross-over" n'est pas acceptable par exemple pour les amplificateurs audio, il est nécessaire de modifier la structure de base de l'amplificateur classe B afin d'éliminer ou tout au moins de réduire drastiquement les non-linéarités.

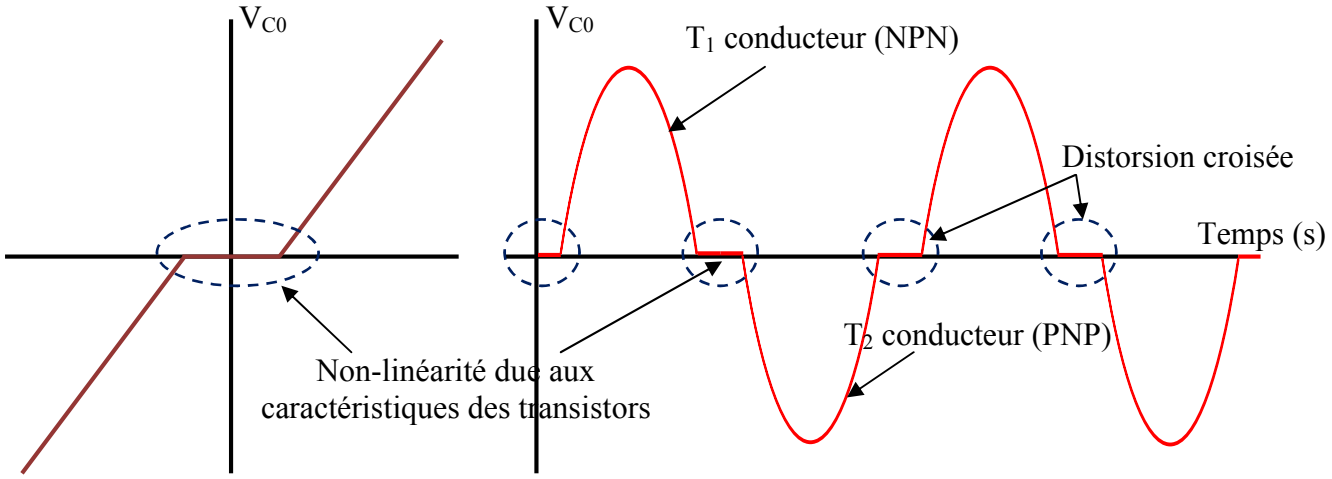


Figure 3.7. Signal de sortie amplifié en présence du phénomène de distorsion croisée

Une nouvelle classe d'amplificateurs a donc été définie sous la dénomination de la classe AB. Cette classe a pour objectif d'éliminer le phénomène de distorsion croisée et de rendre l'amplificateur fidèle [25].

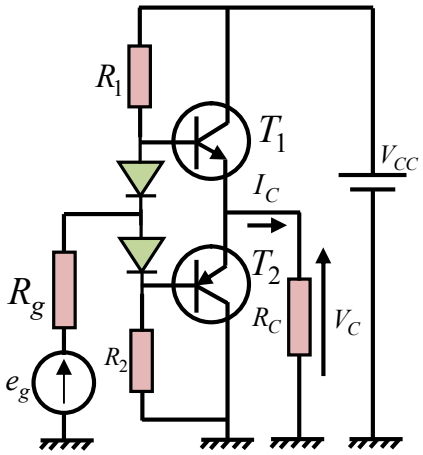


Figure 3.8 Correction de la distorsion par insertion des diodes

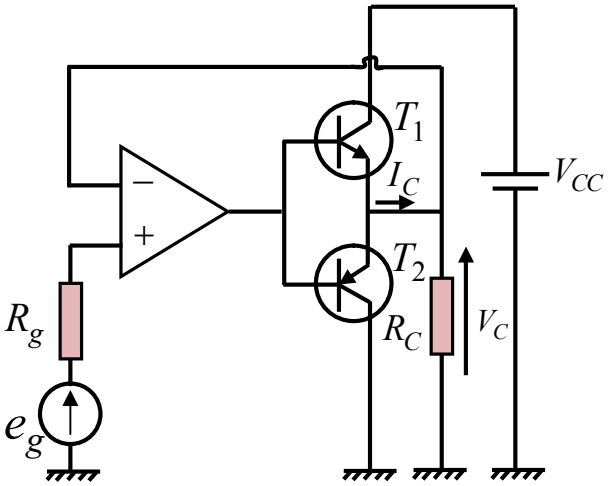


Figure 3. 9. Correction de la distorsion par AOP

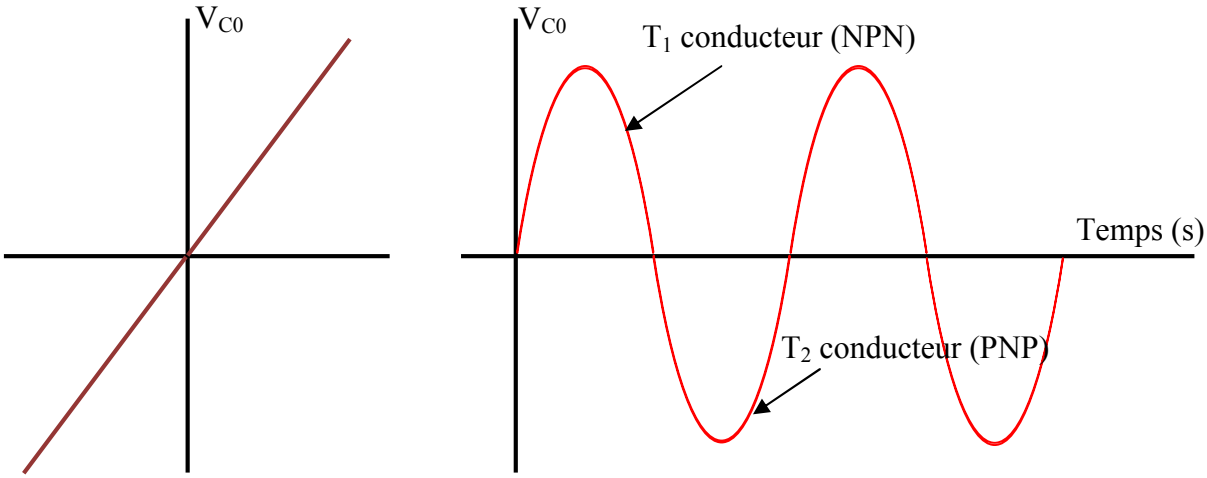


Figure 3. 10. Signal de sortie pour un amplificateur classe AB sans distorsion

On polarise le transistor à la limite de conduction ($I_B = 0$)
Ceci impose la présence d'un deuxième transistor pour récupérer le signal complet.

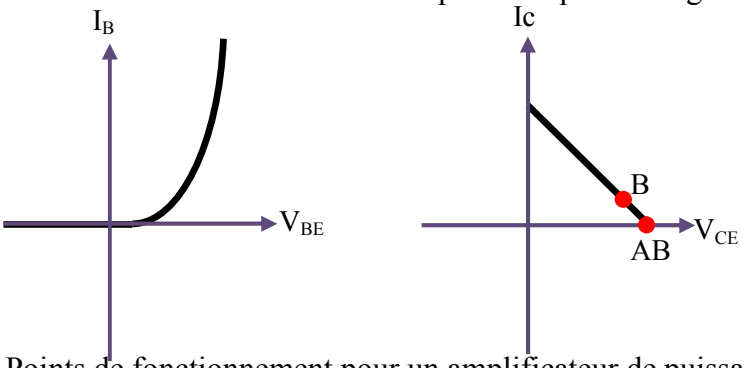


Figure 3. 11. Points de fonctionnement pour un amplificateur de puissance classe B, AB

3.5.1. Avantages

- $\eta_{t\max} \approx 75\%$
- pas de consommation au repos

3.5.2. Inconvénients :

- Raccordement imparfait → distorsion important
- Nécessité d'un montage symétrique.

3.5.3. Configuration de l'amplificateur classe AB

Afin de diminuer la distorsion de sortie, on polarise chaque transistor au début de la partie à peu près linéaire de la caractéristique.

3.5.4. Distorsion

Elle caractérise la capacité de l'amplificateur à produire une amplification linéaire (pas de présence d'harmoniques non désirés en sortie).

$$d = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + ... + A_n^2}}{A1} \tag{3.23}$$

On classe les amplificateurs suivants leurs fréquences d'utilisation et suivant leurs classes de fonctionnement. On parle notamment :

- amplificateur continu (TBF) : *sortie des générateurs de fonctions*
  amplificateur pilotant les MCC

- amplificateur audiofréquence (f < 20 kHz) : *amplificateur des signaux audibles*
- amplificateur radiofréquence (f > 30 kHz) : *amplificateur FI*
- amplificateur vidéofréquence (f < qq MHz) : *TV, radar*

On distingue aussi plusieurs classes de fonctionnement des amplificateurs de puissance suivant leur rendement et leur taux de distorsion.

Les amplificateurs de type push-pull sont rencontrés en basses et moyennes fréquences. De part leur fonctionnement, ces amplificateurs sont de classes AB.

- La polarisation en début de la droite de charge s'effectue à l'aide des diodes **D1** et **D2**.

- La valeur des résistances **R** est fixé à partir de la dynamique maximale de sortie souhaitée lorsqu'une des deux diodes est bloquées.

$$\boxed{Vs_{\max} = (V_{CC} - V_{BE}) \cdot \frac{\beta \cdot R_C}{R + \beta \cdot R_C}}$$

- Pour que Vs soit le plus grand possible, il faut R petit devant R_C.
- Si I_C est trop important alors la puissance dissipée dans le transistor augmente. Ainsi, la température du transistor augmente ce qui entraîne une diminution de V_{BE}. Si V_d reste constant alors I_d augmente et Ic aussi. Il y a un **emballement thermique** qui conduit à destruction du transistor. Les résistances R_E servent à éviter cet emballement, on limite I_C grâce à $\mathbf{R_E}$. Il faut RE petit face à R_C.

3.5.5. Bilan des puissances

- $Pf = P_{+Vcc} + P_{-Vcc} = 2 \cdot P_{Vcc}$

- $P_{VCC} = \frac{1}{T}\int_0^T V_{CC} \cdot i(t)dt = \frac{V_{CC}}{T}\int_0^T I_{\max} \cdot \sin(\omega t)dt = \frac{V_{CC} \cdot I_{\max}}{\pi}$ avec $I_{\max} = \frac{Vs_{\max}}{R_C}$

  ⇒ $\boxed{Pf = \frac{2 \cdot Vcc \cdot Vs_{\max} \cdot}{\pi \cdot Rch}}$

- $Ps = \frac{Vs_{eff}{}^2}{R_C} = \frac{\left(\frac{Vs_{\max}}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_C} = \frac{Vs_{\max}{}^2}{2R_C}$

  ⇒ $\boxed{Ps = \frac{Vs_{\max}{}^2}{2R_C}}$

d'où un rendement de :

⇒ $\boxed{\eta = \frac{Ps}{Pf} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{Vs_{\max}}{Vcc}}$

On obtient un rendement maximum pour $Vs_{max} = Vcc$:

⇒ $\boxed{\eta = \frac{\pi}{4} \approx 78\%}$

Remarque : ces valeurs sont des valeurs maximales puisqu'on ne tient pas compte des tensions de déchets dues aux transistors.

3.5.6. Attaque des amplificateurs Push-pull

Comme les 2 transistors travaillent l'un après l'autre, on peut décomposer le schéma en 2 collecteurs communs. Le gain en tension de l'étage d'amplification est donc sensiblement égale à 1.

En pratique, l'étage push-pull de sortie est pilotée par un autre étage pré-amplificateur afin d'obtenir une amplification plus.

On rencontre couramment deux solutions :

- un amplificateur linéaire intégré
- un montage émetteur commun

3.6. Amplificateur Classe C

Un amplificateur de classe C est celui dont la sortie conduit le courant de charge pendant moins de la moitié cycle d'une onde sinusoïdale d'entrée. La Figure .3.12 montre une forme d'onde de courant typique de classe C, et évident que l'angle total pendant lequel le courant circule est inférieur à 180 °. Cet angle est appelé l'angle de conduction, θc.

Bien entendu, la sortie d'un amplificateur de classe C est une version fortement déformée de son entrée [26].

Il ne peut pas être utilisé dans une application nécessitant une haute fidélité, telle qu'un amplificateur audio.

Les amplificateurs de classe C sont principalement utilisés dans les applications haute puissance et haute fréquence, telles que émetteurs radiofréquences.

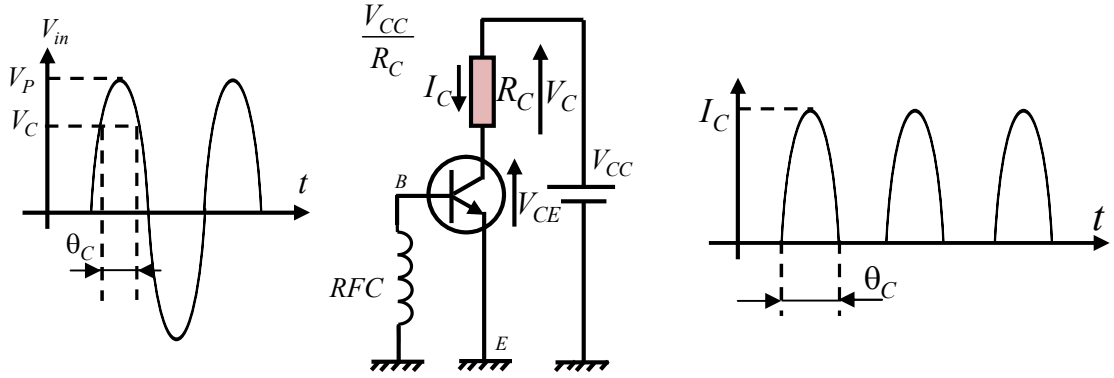


Figure 3.12. Courant dans un amplificateur classe C

Dans ces applications, les impulsions haute fréquence traitées par les amplificateurs ne sont pas eux-mêmes le signal, mais constituent ce qu'on appelle le porteur du signal. Le signal est transmis en faisant varier l'amplitude de la porteuse, en utilisant le processus appelé, modulation d'amplitude (AM). Le signal est finalement récupéré dans un récepteur par filtrer la fréquence porteuse. Le principal avantage d'un amplificateur de classe C est qu'il a un rendement très élevé.

La Figure 3.12 montre l'amplificateur de classe C tel qu'il fonctionne normalement, avec un réservoir LC réseau dans le circuit collecteur. Le réservoir est un réseau résonnant dont la fréquence centrale, en supposant une faible résistance de bobine, est étroitement approchée par :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{RC}} \tag{3.24}$$

Le but du réservoir est de produire le composant fondamental de la classe C pulsée, qui a la même fréquence que V_{in}. La configuration est appelée un amplificateur, et la fréquence centrale du réservoir est égale à (accordée à) l'entrée la fréquence. Il existe plusieurs façons de voir son comportement comme une aide pour comprendre comment il récupère la fréquence fondamentale. Nous pouvons considérer le réservoir comme un (high-Q) filtre qui supprime les harmoniques dans la forme d'onde de classe C et passe son fondamental. Le gain de tension du transistor est égal à l'impédance dans le collecteur circuit divisé par la résistance de l'émetteur. Puisque l'impédance du réservoir est très grande à sa fréquence centrale, le gain est

proportionnellement important à cette fréquence, tandis que le l'impédance et le gain aux fréquences harmoniques sont beaucoup plus faibles [27].

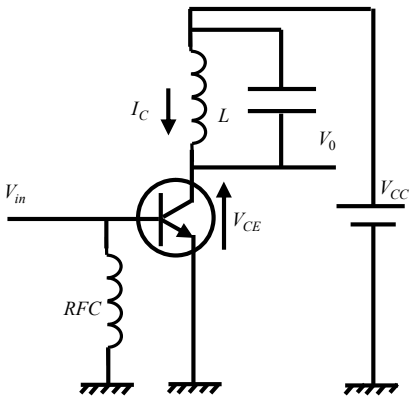


Figure 3.13. Circuit d'un amplificateur classe C

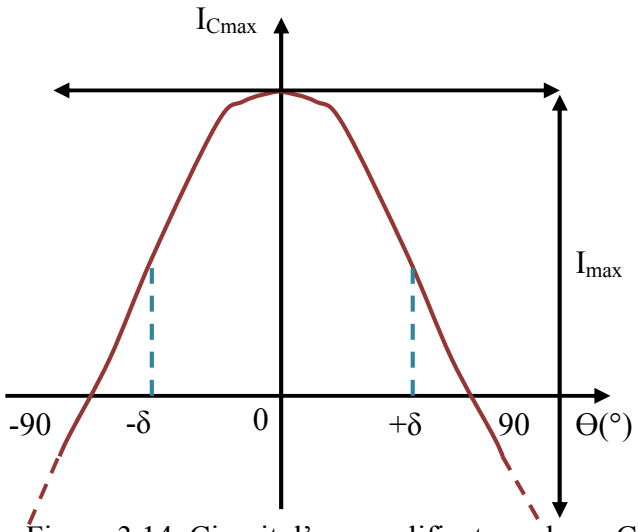


Figure 3.14. Circuit d'un amplificateur classe C

$$I_C = I_C \cos\theta - \left(I_{\max} - I_{C\max}\right) \tag{3.25}$$

$$I_{C\max} = I_{mac}\left(1-\cos\delta\right) \tag{3.26}$$

$$\left(I_{\max} - I_{C\max}\right) = I_{\max}\cos\delta \tag{3.27}$$

$$I_C = I_{\max}\left(\cos\theta - \cos\delta\right) = I_{C\max}\frac{\cos\theta-\cos\delta}{1-\cos\delta} \tag{3.28}$$

La tension aux bornes de la charge vaut:

Puissance utile :

$$P_u = \frac{1}{\pi}\int_0^{\delta} V_C I_C d\theta = \frac{1}{\pi}\int_0^{\delta} I_{C\max}\frac{\cos\theta-\cos\delta}{1-\cos\delta}V_C\cos\theta d\theta \tag{3.29}$$

$$P_u = \frac{V_{C\max}I_{C\max}}{4\pi}\frac{2\delta-\sin 2\delta}{1-\cos\delta} \tag{3.30}$$

$$P_{u\max} = \frac{V_{CC}I_{C\max}}{4\pi}\frac{2\delta-\sin 2\delta}{1-\cos\delta} \tag{3.31}$$

Puissance fournie par l'alimentation :

$$P_f = \frac{1}{\pi}\int_0^{\delta} V_{CC} I_C d\theta = \frac{1}{\pi}\int_0^{\delta} I_{C\max}\frac{\cos\theta - \cos\delta}{1-\cos\delta} V_{CC} d\theta \tag{3.32}$$

$$P_f = \frac{V_{CC} I_{C\max}}{\pi}\frac{\sin\theta - \delta\cos\delta}{1-\cos\delta} \tag{3.33}$$

Rendement :

$$\eta = \frac{P_u}{P_f} = \frac{1}{4}\frac{V_{C\max}}{V_{CC}}\frac{2\delta - \sin 2\delta}{\sin\delta - \delta\sin\delta} \tag{3.34}$$

$$\eta_{\max} = \frac{P_u}{P_f} = \frac{1}{4}\frac{2\delta - \sin 2\delta}{\sin\delta - \delta\sin\delta} \tag{3.35}$$

Etude des différents régimes :

$2\delta = \pi$ $\eta_{\max} = \frac{\pi}{4}$ (Cas limite de la classe B)

$2\delta = 0$ $\eta_{\max} = \frac{\pi}{4}$

$2\delta = \pi$ $\eta_{\max} = 1$ (Limite de fonctionnement) (Développement limité d'ordre 3)

Du fait de la présence du circuit LC accordé
On amplifie seulement une partie du ½ cycle ($I_B < 0$)

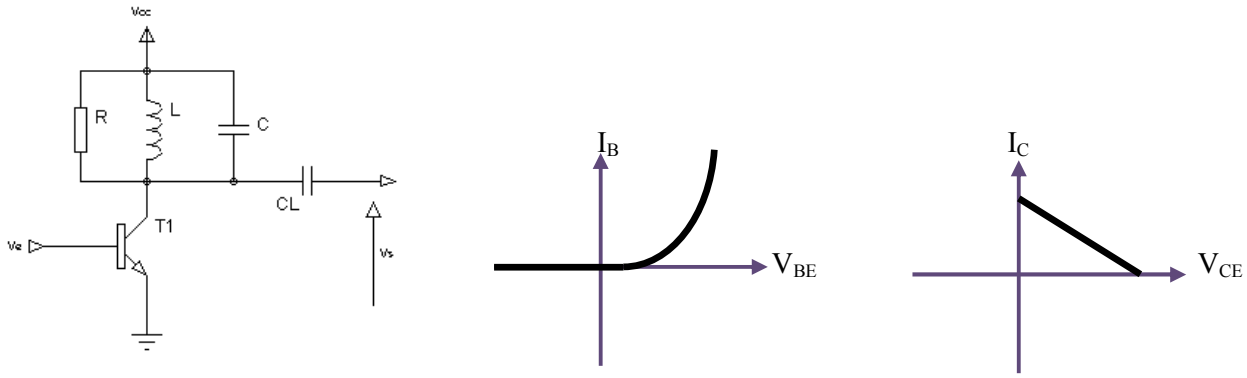


Figure 3.15. Circuit d'un amplificateur classe C

3.6.1. Avantage

- Le rendement est très important (entre 90 et 99%)

3.6.2. Inconvénients

- Distorsion importante
- Nécessité d'un filtre de sortie pour retrouver le fondamentale
- 1 seule fréquence d'amplification.

3.7. Exercices sur les amplificateurs de puissance

Exercice N°1

Le transistor du circuit ci-dessous est polarisé au milieu de la caractéristiques de sortie $I_C = f(V_{CE})$. Pour $V_{CE} = 0.5$ V :

1°) Etablir le point de fonctionnement $Q = f(V_{CEQ}, I_{CQ})$.

2°) Donner la puissance maximale que doit pouvoir dissiper le transistor.

3°) Quelle est la puissance fournie par l'alimentation ?

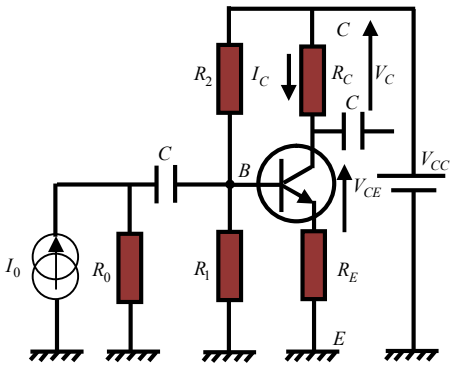
4°) Quelle est la valeur du courant crête de sortie possible ?

5°) Donner la valeur de la tension de sortie maximale possible

6°) Quelle est la valeur de la valeur de la puissance efficace de sortie possible ?

7°) Quel est le rendement maximal ?

On donne : $E_C = 30$ V , $R_0 = 250\ \Omega$, $R_1 = 30\ \Omega$, $R_2 = 270\ \Omega$



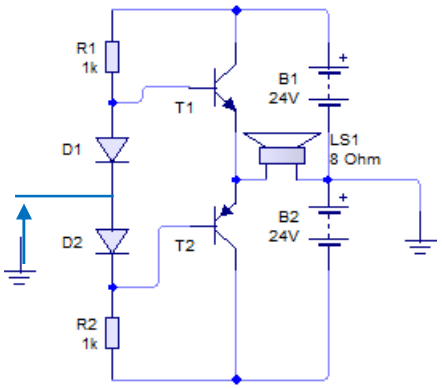
Exercice N°2

Soit le montage de la figure ci-dessous.

1) Quel est le rôle de l'étage 3 et le rôle des diodes D1 et D2.

2) Calculer la valeur maximale du courant $I_{C_{\max}}$ dans la charge R_L , avec $R_L = 8\Omega$.

3) Calculer la puissance utile maximale $P_{\max_{utile}}$.



Corrigé de l'exercice N°2

1) Le rôle de l'étage 3 est un amplificateur de puissance de type classe B.
Le rôle des diodes D_1 et D_2 est l'élimination de phénomène de distorsion croisée.

2) Calcul du courant maximal dans la charge :

$$V_{C\max} = R_C I_{C\max} \Rightarrow I_{C\max} = \frac{V_{C\max}}{R_C} = \frac{24}{8} = 3 \text{ A}$$

3) Calcul de la puissance utile maximale :

$$P_u = V_C I_C = \frac{V_{C\max} I_{C\max}}{\sqrt{2}\sqrt{2}} = \frac{V_{C\max} V_{C\max}}{2R_C}$$

$$P_u = \frac{V_{C\max}^2}{2R_C} = \frac{V_{CC}}{2R_C} = \frac{(24)^2}{2\text{x}8}$$

$$P_u = 36 \text{ W}$$

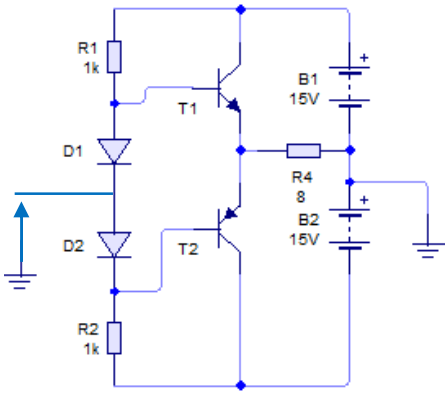
Exercice N°3

Soit le montage de la figure ci-contre, on donne :

$V_{CC} = 15$ V, $R_L = 8\Omega$, $I_s = 1.15$ A

Calculer :

1) La puissance donnée par l'alimentation
2) La puissance donnée à la charge R_L
3) La puissance consommée par les deux transistors.
4) Le rendement η de l'amplificateur.



Corrigé de l'exercice N°3

1) la puissance fournie par l'alimentation :

$$P_f = \frac{2V_{CC}V_{C\max}}{\pi R_C}$$

avec :

$$V_{C\max} = \sqrt{2} R_C I_C$$

$$P_f = \frac{2V_{CC}\sqrt{2}R_C I_C}{\pi R_C} = \frac{2\text{x}15\text{x}1.15\text{x}\sqrt{2}}{3.1415}$$

$$P_f = 15.53 \text{ W}$$

2) La puissance donnée à la charge (la puissance utile) :

$$P_u = V_C I_C = R_C I_C^2 = 8\text{x}(1.15)^2 = 10.58 \text{ W}$$

3) La puissance consommée par les deux transistors :

$$P_d = P_f - P_u = 15.53 - 10.58 = 4.95 \text{ W}$$

4) Le rendement de l'amplificateur :

$$\eta = \frac{P_u}{P_f} = \frac{10.58}{15.53} = 0.68 \Rightarrow \eta = 68\ \%$$

Exercice N°4

Le transistor de l'amplificateur de puissance représenté sur la figure 1 a les caractéristiques de sortie illustré à la Figure 2. Supposons que le transformateur a une résistance nulle.

(a) Construisez les lignes de charge CC et CA (idéales) nécessaires pour obtenir une puissance maximale oscillation de tension. Quelles valeurs de repos du collecteur et du courant de base sont nécessaires pour réaliser la ligne de charge ca?
(b) Quelle est la plus petite valeur de I_C (max) pour laquelle le transistor doit être évalué?
(c) Quelle est la tension maximale du collecteur crête à crête et quelle base crête à crête le courant est-il nécessaire pour y parvenir? Supposons que le courant de base ne peut pas devenir négatif et que, pour minimiser la distorsion, le collecteur ne doit pas être conduit en dessous de 2,5 V la région de saturation.
(d) Trouver la puissance moyenne fournie à la charge dans les conditions de signal maximum de la partie (c).
(e) Trouvez la puissance dissipée dans le transistor dans des conditions d'absence de signal (veille).
(f) Trouvez le rendement.

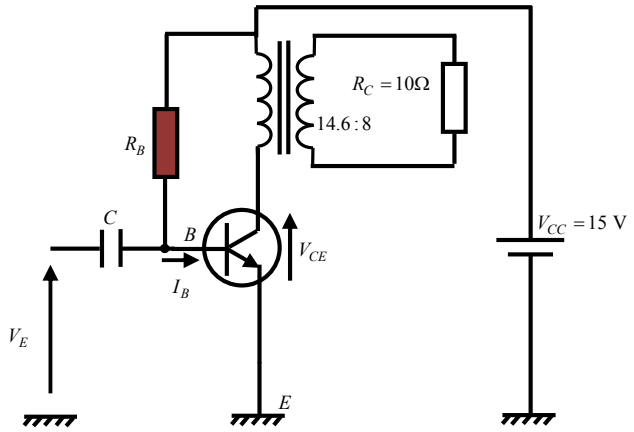


Figure 1

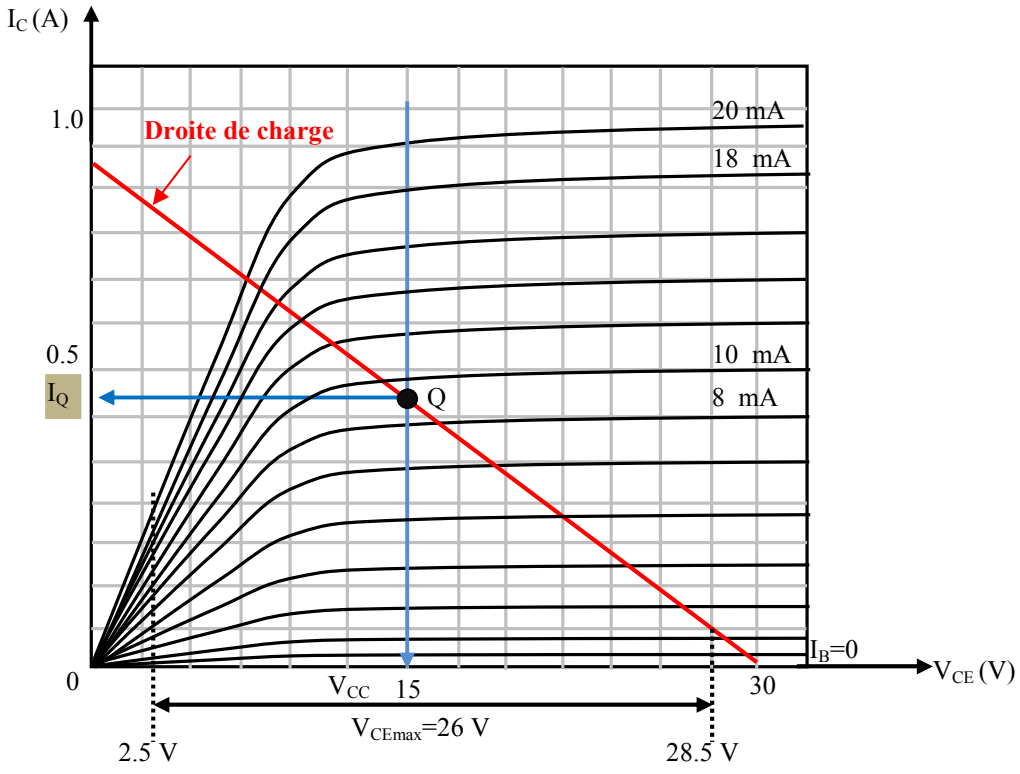


Figure 2

Corrigé de l'exercice N°4

(a) La ligne de charge DC verticale coupe l'axe V_{CE} à V_{CC} = 15 V, comme indiqué dans Figure 2. Pour trouver la pente de la ligne de charge ca, il faut trouver r_C.
De l'équation :

$$r_C = \left(\frac{N_P}{N_S}\right)^2 R_C = \left(\frac{14.6}{8}\right)^2 10 = 33.3\ \Omega$$

Ainsi, la pente de la ligne de charge alternative est : $\frac{1}{r_C} = -\frac{1}{33.3} = -0.03$ A/V .

Pour atteindre l'oscillation de sortie maximale idéale, nous voulons que la ligne de charge alternative les intercepte sur l'axe V_{CE} à $2V_{CC}$ = 30 V. Puisque la pente de cette ligne a une magnitude de 0,03, elle interceptera l'axe I_C à I_C = (0,03) (30) = 0,9 A. La ligne de charge CA est alors tracée entre les deux intercepte (0 A, 30 V) et (0,9 A, 0 V), comme indiqué sur la figure 2.
La ligne de charge en courant alternatif coupe la ligne de charge en courant continu au point *Q*. Le courant du collecteur à ce point est considéré comme étant I_Q = 0,45 A. Le courant de base correspondant est environ à mi-chemin entre I_B = 8 mA et I_B = 10 mA, donc le courant de base doit être de 9 mA.
(b) Le courant maximal du collecteur est I_{Cmax} = 0,9 A, à l'intersection de la courbe de charge sur l'axe I_C. En fait, nous n'utiliserons pas le transistor aussi loin saturation, puisque nous ne permettons pas à V_{CE} de descendre en dessous de 2,5 V. Cependant, un maximum une note de 0,9 A (ou 1 A) nous fournira une marge de sécurité.
(c) La valeur maximale de V_{CE} se produit sur la ligne de charge alternative au point où I_B = 0. Comme illustrée à la Figure 2, cette valeur est de 28,5 V. Puisque la valeur minimale admissible de V_{CE} est de 2,5 V, l'oscillation maximale de tension crête à crête est de 28,5 - 2,5 = 26 Vc-c. Comme est montré sur les courbes caractéristiques, le courant de base doit varier de I_B = 0 à I_B = 18 mA, ou 18 mA crête à crête, pour réaliser cette oscillation de tension.
(d) La tension primaire de crête dans le transformateur est (1 / 2) (26) = 13 V. Par conséquent, la crête secondaire ou la tension de charge est V_{PL} = (Ns / Np) V_P (primaire) = (8 / 14,6) (13) = 7,12 V. la puissance de charge moyenne est alors

$$P_C = \frac{V_{PL}^2}{2R_C} = \frac{(7.12)^2}{20} = 2.53\ \text{W}$$

(e) La dissipation de puissance en mode veille est :

$$P_d = V_Q I_Q = V_{CC} I_Q = 15\text{x}4.45 = 6.75\ \text{W}$$

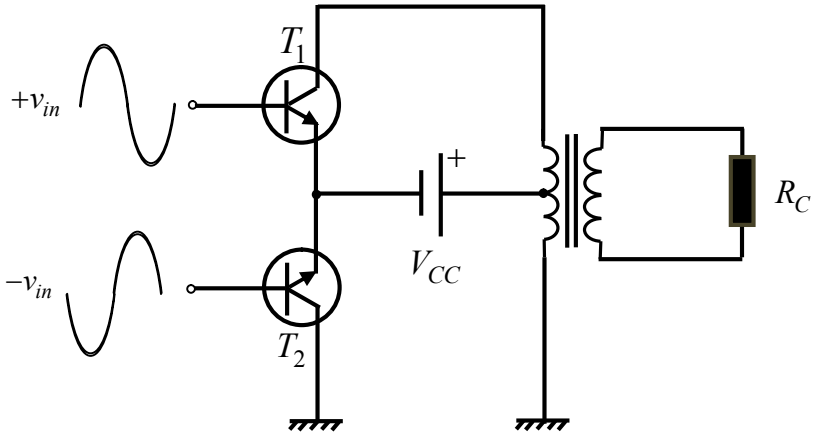
(f) La dissipation de puissance en veille trouvée dans la partie (e) est la même que la puissance moyenne fourni par la source DC, donc

$$\eta = \frac{2.53}{6.75} = 0.375$$

Exercice N°5

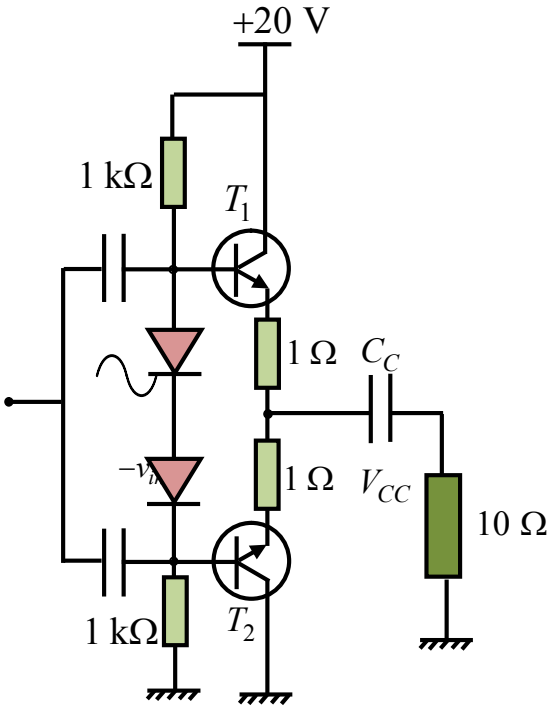
L'amplificateur push-pull de la Figure ci-dessous a V_{CC} = 20 V et R_L = 10 Ω. Le nombre total de tours sur l'enroulement primaire est de 100 et l'enroulement secondaire à 50 tours. Suppose que le transformateur a une résistance nulle.
(a) Trouvez la puissance maximale qui peut être fournie à la charge.

(b) Trouvez la puissance dissipée dans chaque transistor lorsque la puissance maximale est fournie à la charge.
(c) Trouvez la puissance fournie à la charge et la puissance dissipée dans chaque transistor lorsque la dissipation de puissance du transistor est maximale.



Réponses:
(a) 20 W,
(b) 2,73 W,
(c) 8,09 W, 4,05 W.

Exercice 6 :
En supposant que tous les composants de la figure 3-23 (a) correspondent parfaitement, trouvez
(a) Les tensions base-terre V_{B1} et V_{B2} de chaque transistor,
(b) La puissance fournie à la charge dans des conditions de signal maximal,
(c) Le rendement dans des conditions de signal maximales,
(d) la valeur du condensateur Cc si l'amplificateur doit être utilisé à des fréquences de signal jusqu'à 20 Hz.



Réponses:
(a) 10,7 V,
9,3 V, Fig. 3-23 (b),
(b) 4,132 W,
(c) 0,714,
(d) 723 Mf.

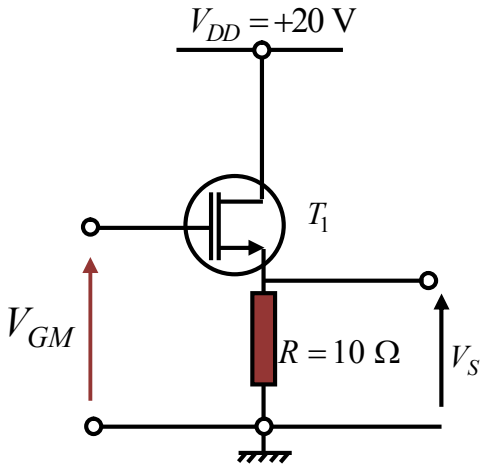
Exercice 7:
Un amplificateur de classe C a une tension de polarisation de base de -5 V et V_{CC} = 30 V. Il est déterminé qu'un une tension d'entrée de crête de 9,8 V à 1 MHz est nécessaire pour conduire le transistor à sa saturation courant de 1,8 A.
(a) Trouvez l'angle de conduction.
(b) Trouvez la puissance de sortie à 1 MHz.

(c) Trouvez le rendement.
(d) Si un circuit LC ayant C = 200 pF est connecté dans le circuit du collecteur, trouver la valeur de l'inductance nécessaire pour régler l'amplificateur.

Réponses:
(a) 108,9 °,
(b) 9,64 W,
(c) 0,925,
(d) 0,127 mH

Exercice 8
On considère dans un premier temps, le montage de la figure 3 dans lequel T_1 est un MOS canal N de puissance du modèle T_A. Sa tension de seuil V_T est de 2 V.
1.1) Déterminer l'équation et tracer sur le réseau de caractéristiques T_A , la droite de charge du transistor T_1.
1.2) Sachant que les tensions continues V_{GM} et V_S sont telles que : $V_{GM} = V_{GS} + V_S$ et $V_S = RI_D$, vérifier point par point, en se déplaçant sur la droite de charge, que la caractéristique de transfert : $V_S = f\left(V_{GM}\right)$ est conforme au graphe suivant.
1.3) Evaluer numériquement le gain en tension du montage dans la partie linéaire de la caractéristique de transfert. Ce résultat était-il prévisible compte-tenu de la nature du montage ?

Figure 3



On excite le transistor T1 (figure 3) entre grille et masse par un signal constitué :
• D'une tension continue de polarisation V_G 0 de 2 V.
• D'une tension vi sinusoïdale d'amplitude 18 V.
1.4) Dessiner sur une période du signal V_{GM}, l'allure correspondante de la tension de sortie V_S.
1.5) Quel est le rôle de la tension continue V_{G0} ?
1.6) Evaluer l'amplitude maximale $V_{S\max}$ de la tension de sortie V_S. En déduire les valeurs correspondantes de : I_D, V_{GS} et V_{DS}.

1.7) En négligeant la légère courbure de la caractéristique de transfert pour les faibles tensions, écrire l'expression de l'intégrale donnant la puissance de sortie P_u dans la résistance R :

$$P_u = \frac{1}{T}\int_0^T \frac{V(t)_S}{R} dt$$

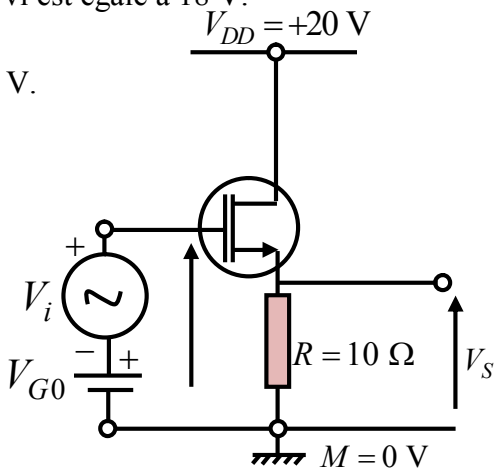
Faire l'application numérique.

1.8) Déterminer l'expression de l'intégrale donnant le courant de drain moyen I_{Dmoy}. Calculer sa valeur sachant que l'amplitude de la tension vi est égale à 18 V.

1.9) En déduire :

a) La puissance P_f fournie par l'alimentation V_{DD} = 20 V.

b) La valeur du rendement η en % du montage.



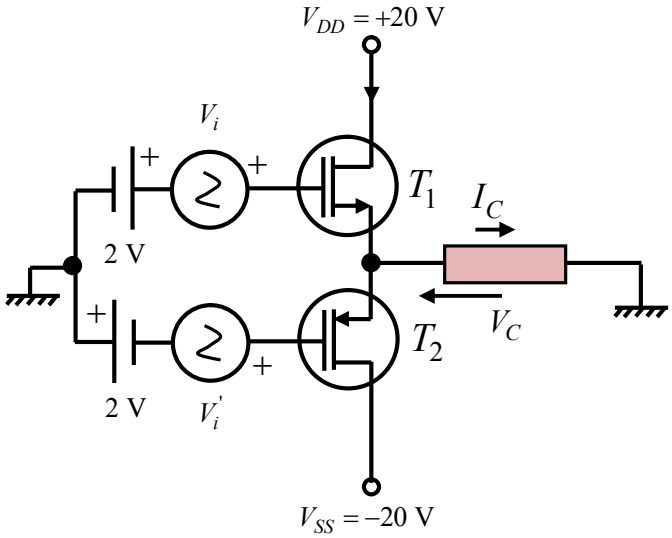
Le silicium du transistor ne peut supporter une température de jonction Tj > 150 °C. On donne par ailleurs les résistances thermiques du MOS T_A :

• Rth j-case= 10 °C/W

• Rth j-amb= 60 °C/W.

1.10) Dessiner le schéma thermique équivalent au transistor. Un radiateur est-il nécessaire?

On utilise maintenant deux transistors MOS complémentaires T1 T2 parfaitement appariés, montés selon la figure 4, en montage "push-pull", alimentés par V_{DD} = + 20 V et -V_{SS} = -20V. Les deux tensions d'excitations sinusoïdales V_i et V'_i sont en phase et d'amplitudes égales.



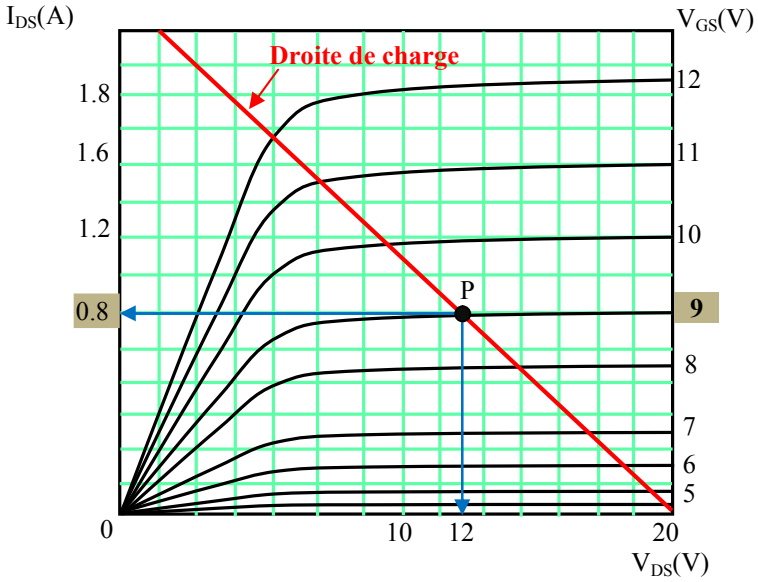
1.11) Dans les mêmes conditions d'attaque avec V_i max de 18 V:

• Dessiner l'allure de la tension de sortie du montage.

• Quelle est la puissance moyenne disponible dans la résistance de charge R ?
• Quelle est la nouvelle valeur du rendement du montage ?

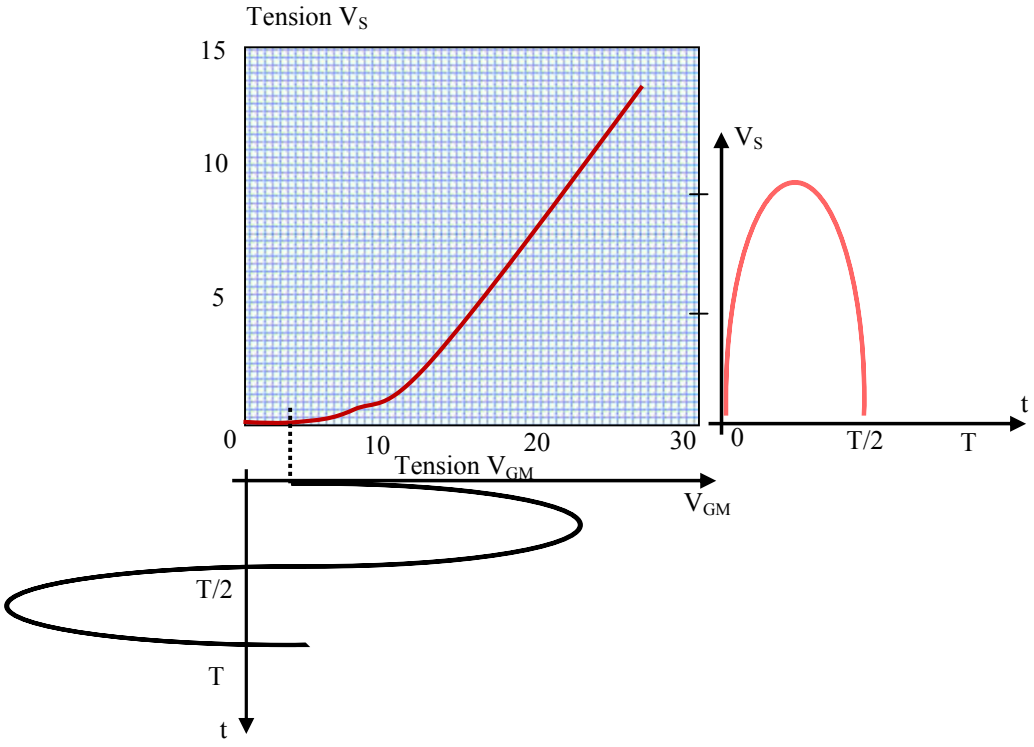
Corrigé de l'exercice 8

1.1) Droite de charge : $V_{DS} = V_{DD} - RI_D$. Elle passe par les coordonnées suivantes : ($V_{DD} = 20$ V, $I_D = 0$ A) et ($V_{DD} = 2$ V, $I_D = 1{,}8$ A).



1.2) En choisissant un point P de la droite de charge, on obtient trois données : V_{GS}, I_D et V_{DS}. On peut alors calculer : V_{GM} et V_S et reconstituer point par point le graphe donné.

1.3) Dans la partie linéaire : $A = \dfrac{\Delta V_S}{\Delta V_{GM}} = 0.673$



1.4) Tension de sortie $V_S(t)$. Seule l'alternance positive de $V_{GM}(t)$ est transmise ! En effet, lorsque $V_{GM}(t) < 2$ V, le MOS est bloqué.

1.5) V_{G0} est une tension de polarisation qui permet de compenser la tension de seuil du MOS et qui évite alors une « distorsion de croisement ».

1.6) $V_{S\max} = 10.3$ V , $I_{D\max} = 1.03$ A , $V_{GS\max} = 9.7$ V , $V_{DS\max} = 9.7$ V

1.7) Puissance de sortie P_R dans la résistance R :

1.7) Puissance de sortie P_u dans la résistance R :

$$P_u = \frac{1}{T}\int_0^T \frac{V(t)_S}{R} dt$$

La tension de sortie pour : $0 < t < \frac{T}{2}$ est : $V_S = V_{S\max}\sin(\omega t)$ et nulle pour : $\frac{T}{2} < t < T$

$$P_u = \frac{V_{S\max}^2}{TR}\int_0^{\frac{T}{2}} \sin^2(\omega t)\, dt$$

avec :

$\sin^2(\omega t) = \frac{1-\cos(2\omega t)}{2}$ (règle trigonométrique)

$$P_u \frac{TR}{V_{S\max}^2} = \frac{T}{4} - \frac{1}{2\omega}\left[\sin(2\omega t)\right]_0^{\frac{T}{2}}$$

Donc :

$P_u = \frac{V_{S\max}^2}{4R} = 2.65$ W

Expression du courant de drain moyen I_{Dmoy}.

Courant de drain pour : $0 < t < \frac{T}{2}$

$$I_D = I_{D\max}\sin(\omega t)$$

Et nul pour : $\frac{T}{2} < t < T$

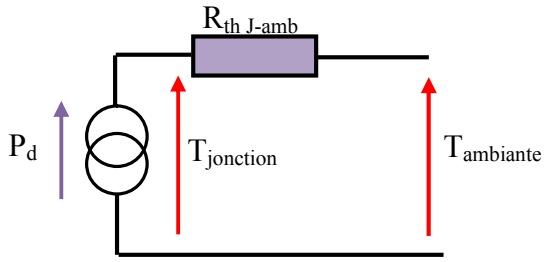
Dans ces conditions :

1.9) Puissance fournie par l'alimentation : $P_f = V_{DD} I_{moy} = 6.56$ W

Rendement du montage : $\eta = \frac{P_u}{P_f} = 40.4$ %

1.10) Puissance dissipée dans le transistor MOS : $P_d = P_f - P_u = 3.91$ W .

Schéma thermique :



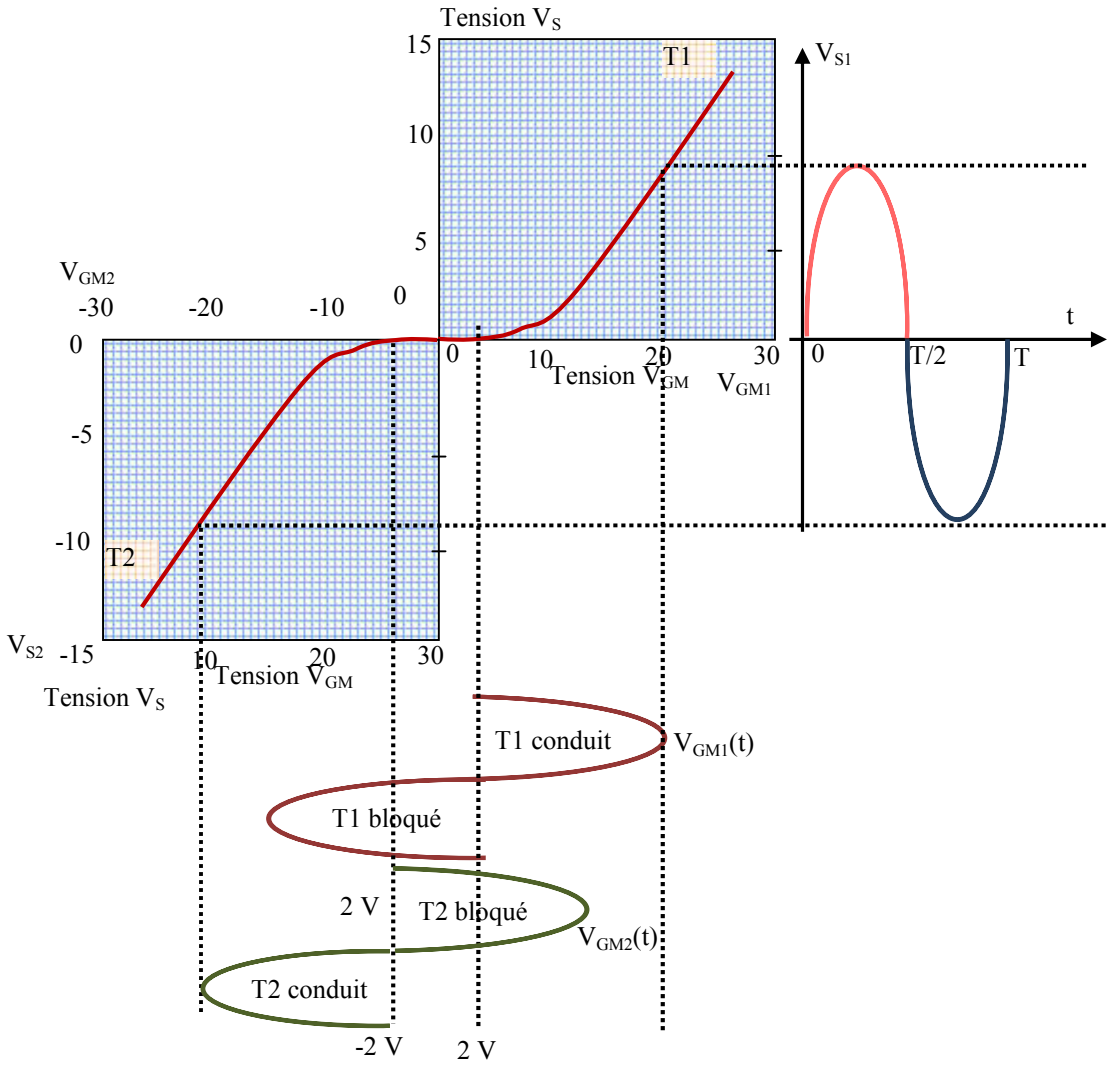
$T_{\text{jonction}} = P_d R_{Thj-amb} + T_{\text{amb}} = 234.6\ °\text{C} + T_{\text{amb}} > 175\ °\text{C}$

Il faut associer un dissipateur thermique au transistor MOS.

1.11) Il s'agit alors d'un montage « push-pull » dont le fonctionnement est illustré sur la figure suivante : chaque transistor MOS conduit durant une alternance, T1 pour la positive et T2 pour la négative.

La tension de sortie est quasiment sinusoïdale et la puissance dans R est doublée soit 5,3 W.

Sachant que le montage possède deux alimentations, le rendement reste identique soit 40,4%.



Exercice N°9

L'amplification linéaire en classe A présente un très faible taux de distorsion, par contre, le rendement, rapport de la puissance utile dans la charge sur la puissance fournie par l'alimentation est faible. Dans le montage amplificateur classe A de la figure 4, le point de fonctionnement statique du transistor T est : $\left(V_{CE}=\frac{V_{CC}}{2}, I_C=\frac{V_{CC}}{2R_C}\right)$, R_C est la résistance de charge, c'est dans cette résistance que doit être déposée la puissance.

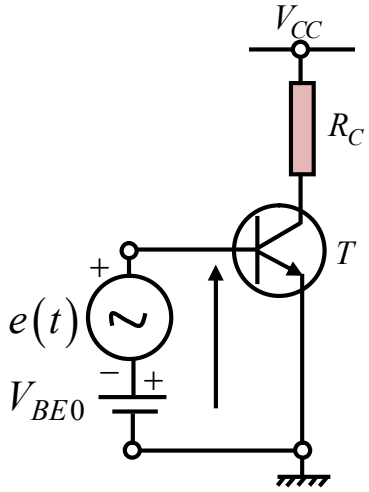


Figure 4. Montage amplificateur classe A

Pour dégager les paramètres pertinents, simplifions les caractéristiques : $I_B=f(V_{BE})$, $I_C=f(I_B)$ et $I_C=f(V_{CE})$ du transistor T en les linéarisant par morceaux comme le montre les courbes de la figure 5. La tension V_0 correspond au seuil de conduction de la diode Base–Emetteur.

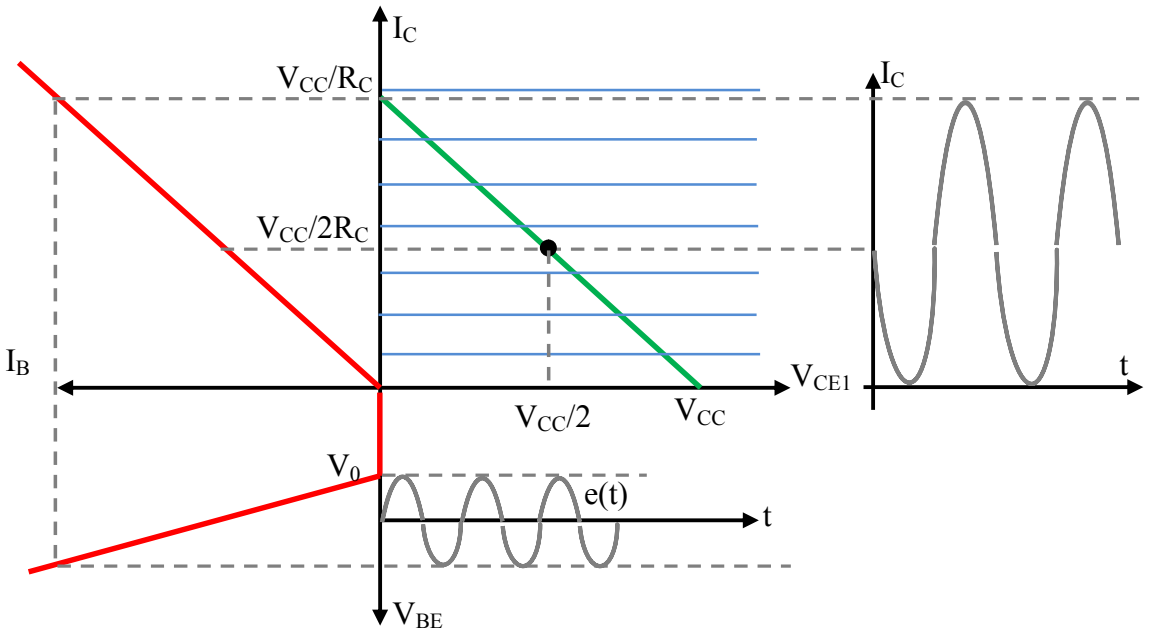


Figure 5 Réseau de caractéristiques du transistor T et la droite de charge

1) Calculer la puissance P_{S0} fournie par l'alimentation V_{CC} quand le signal e(t) = 0. Quelle est la puissance P_{C0} dissipée dans la charge R_C quand e(t) = 0 ?

2) Le signal e(t) est de type sinusoïdal et de pulsation ω_0, il est tel que le point de fonctionnement du transistor évolue sur la droite de charge entre les points $(V_{CC}, 0)$ et $\left(0, \frac{V_{CC}}{R_C}\right)$. Exprimer le courant de collecteur $I_C(t)$ et calculer la puissance P_C dissipée dans la charge R_C. Mettre P_C sous la forme $P_C = P_{C0} + P_{umax}$ où P_{umax} est la puissance utile, c'est-à-dire celle susceptible de fournir la puissance acoustique quand la charge est un haut-parleur de résistance R_C.

3) Calculer la puissance P_S fournie par l'alimentation V_{CC} quand le signal e(t) est présent, la comparer à P_{S0}.

4) Calculer le rendement $\eta_{max} = \frac{P_{max}}{P_S}$. Quel est le taux de distorsion D du signal récupéré dans la charge ?

5) Le rendement η_{max} calculé précédemment n'est obtenu que lorsque l'amplificateur délivre le maximum de puissance dans la charge R_C. Montrer que dans le cas général, c'est-à-dire pour une puissance Pu telle que $0 < P_u < P_{max}$, le rendement η se met sous la forme :

$$\eta = \frac{1}{4}\frac{P_u}{P_{max}}$$

Pour augmenter le rendement, on utilise généralement un amplificateur fonctionnant en classe AB. Le schéma de principe est donné à la figure 3. La tension V_0 est égale au seuil de conduction de la diode Base–Emetteur.

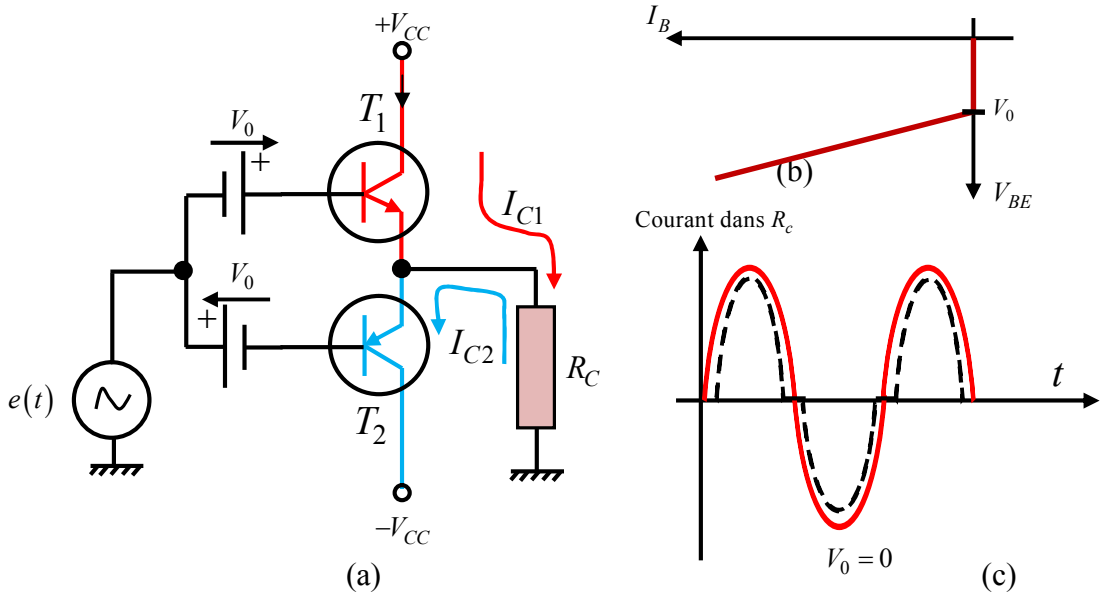


Figure 3 : (a) Amplificateur en classe AB, (b) caractéristique $I_B = f(V_{BE})$, (c) courant dans la charge R_C avec et sans les tensions V_0

Le transistor T_1 entre en conduction quand $e(t) > 0$, le transistor T_2 entre en conduction quand $e(t) < 0$. Si les tensions continues V_0 sont retirées, T_1 ne conduit que si $e(t) > V_0$ et T_2 ne conduit que si $e(t) < -V_0$. Il existe dans ce cas un intervalle de temps où les courants I_{C1} et I_{C2} sont nuls, ce qui conduit à une distorsion non négligeable puisque le courant dans la charge R_C n'est plus sinusoïdal. Ce type d'amplificateur est de classe B.
Le réseau de caractéristiques du transistor T_1 et la droite de charge sont donnés à la figure 6. Quand $e(t) = 0$, le point de fonctionnement statique de T_1 est $(V_{CC}, 0)$.

6) Le signal e(t) est de type sinusoïdal et de pulsation ω_0, il est tel que le point de fonctionnement du transistor T1 évolue sur la droite de charge entre les points $(V_{CC},0)$ et $\left(0,\frac{V_{CC}}{R_C}\right)$. En déduire la puissance P_{S1} fournie par l'alimentation $+V_{CC}$. Quelle est la puissance totale P_S fournie par les alimentations $+V_{CC}$ et $-V_{CC}$?
7) Calculer la puissance utile maximale P_{umax} dissipée dans la charge Rc.

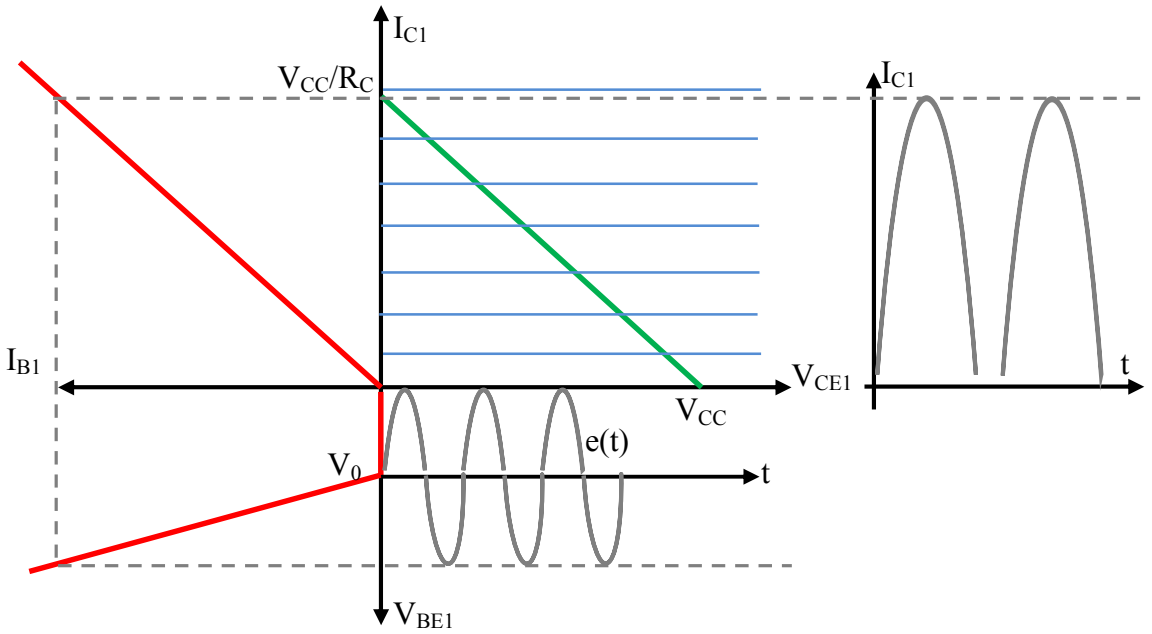


Figure 6. Réseau de caractéristiques du transistor T_1 et droite de charge

8) Calculer le rendement maximum $\eta_{max}=\frac{P_{max}}{P_S}$. Quel est le taux de distorsion D du signal récupéré dans la charge ?

9) Le rendement η_{max} calculé précédemment n'est obtenu que lorsque l'amplificateur délivre le maximum de puissance dans la charge R_C. Montrer que dans le cas général, c'est-à-dire pour une puissance Pu telle que : $0 < Pu < P_{max}$, le rendement η se met sous la forme :

$$\eta=\frac{\pi}{4}\sqrt{\frac{P_u}{P_{max}}}$$

Tracer l'allure des rendements en classe A et AB en fonction du rapport $\frac{P_u}{P_{\max}}$.

Corrigé de l'exercice 9

1)

Puissance P_{S0} fournie par l'alimentation V_{CC} lorsque e(t)=0

$$P_{S0}=V_{CC}\frac{V_{CC}}{2R_C}=\frac{V_{CC}^2}{2R_C}$$

Puissance P_{C0} dissipée dans la charge R_C est :

$$P_{C0}=\frac{V_{CC}}{2}\frac{V_{CC}}{2R_C}=\frac{V_{CC}^2}{4R_C}$$

2) Expression du courant $I_C(t)$ du collecteur :

$$I_C(t)=\frac{V_{CC}}{2R_C}+\frac{V_{CC}}{2R_C}\cos(\omega_0 t)$$

Puissance P_C dissipée dans la charge R_C, on pose : $\omega_0=\frac{2\pi}{T_0}$

$$P_C=\frac{1}{T}\int_0^{T_0}R_C I_C^2(t)\,dt$$

$$P_C(t)=\frac{V_{CC}^2}{4T_0R_C}\int_0^{T_0}\left(1+2\cos(\omega_0 t)+\frac{1}{2}+\frac{1}{2}\cos(2\omega_0 t)\right)dt$$

$$P_C(t)=\frac{V_{CC}^2}{4T_0R_C}\left(T_0+\frac{T_0}{2}\right)=\frac{V_{CC}^2}{4R_C}+\frac{V_{CC}^2}{8R_C}$$

$$P_C=P_{C0}+P_{u\max}$$

avec :

$$P_{u\max}=\frac{V_{CC}^2}{8R_C}$$

3) Puissance P_S fournie par l'alimentation V_{CC} quand e(t) ≠ 0 :

$$P_S=\frac{1}{T_0}\int_0^{T_0}V_{CC}I_C(t)\,dt=\frac{V_{CC}^2}{2R_CT_0}\int_0^{T_0}(1+\cos\omega_0 t)\,dt=\frac{V_{CC}^2}{2R_CT_0}T_0$$

D'où :

$$P_S=\frac{V_{CC}^2}{2R_C}=P_{S0}$$

4) Le rendement :

$$\eta_{\max}=\frac{P_{u\max}}{P_S}=\frac{\frac{V_{CC}^2}{8R_C}}{\frac{V_{CC}^2}{2R_C}}=\frac{1}{4}$$

Soit :

$$\eta_{\max}=25\ \%$$

Le taux de distorsion est nul dans l'hypothèse de linéarité.

5) Le rendement η est égal à :

$$\eta_{\max}=\frac{P_u}{P_S}$$

Ou :

P_u et P_S sont respectivement la puissance utile et la puissance fournie par l'alimentation V_{CC}.

Soit :

$$I_C(t)=\frac{1}{T_0}\int_0^{T_0} V_{CC}\left(\frac{V_{CC}}{2R_C}+I_m\cos(\omega_0 t)\right)dt=\frac{V_{CC}^2}{2R_C}=4P_{u\max}$$

$$I_C(t)=\frac{V_{CC}}{2R_C}+I_m\cos(\omega_0 t)$$

avec :

$I_m \le \frac{V_{CC}}{2R_C}$: est le courant dans la charge R_C

La puissance P_S Fournie par l'alimentation s'écrit :

$$I_C(t)=\frac{1}{T_0}\int_0^{T_0} V_{CC}\left(\frac{V_{CC}}{2R_C}+I_m\cos(\omega_0 t)\right)dt=\frac{V_{CC}^2}{2R_C}=4P_{u\max}$$

D'où le rendement η :

$$\eta_{\max}=\frac{1}{4}\frac{P_u}{P_{\max}}$$

6) La puissance P_{fl} fournie par l'alimentation + V_{CC} est :

$$P_{S1}=\frac{1}{T_0}\int_0^{\frac{T_0}{2}} V_{CC}\frac{V_{CC}}{R_C}\sin(\omega_0 t)dt$$

$$P_{S1}=\frac{V_{CC}^2}{T_0R_C}\int_0^{\frac{T_0}{2}}\sin(\omega_0 t)dt=\frac{V_{CC}^2}{T_0R_C}\left[\frac{-\cos(\omega_0 t)}{\omega_0}\right]_0^{\frac{T_0}{2}}=\frac{V_{CC}^2}{T_0R_C}\left[\frac{-(-1)+1}{\frac{2\pi}{T_0}}\right]$$

D'où :

$$P_{S1}=\frac{V_{CC}^2}{\pi R_C}$$

La puissance totale P_S fournie par les alimentations + V_{CC} et – V_{CC} est égale à :

$$P_S=2P_{S1}=\frac{2V_{CC}^2}{\pi R_C}$$

7) La puissance utile P_{umax} dissipée dans la charge est :

$$P_{u\max}=2\left[\frac{1}{T_0}\int_0^{\frac{T_0}{2}} R_C\left(\frac{V_{CC}}{R_C}\sin(\omega_0 t)\right)^2 dt\right]=\frac{2V_{CC}^2}{T_0R_C}\int_0^{\frac{T_0}{2}}\sin^2(\omega_0 t)dt$$

$$P_{u\max}=\frac{2V_{CC}^2}{T_0R_C}\int_0^{\frac{T_0}{2}}\left(1-\cos^2(\omega_0 t)\right)dt=\frac{2V_{CC}^2}{T_0R_C}\int_0^{\frac{T_0}{2}}\left(1-\frac{1}{2}-\cos(2\omega_0 t)\right)dt$$

$$P_{u\max}=\frac{2V_{CC}^2}{T_0R_C}\left[\frac{t}{2}-\frac{\sin(2\omega_0 t)}{2\omega_0}\right]_0^{\frac{T_0}{2}}=\frac{2V_{CC}^2}{T_0R_C}\left[\frac{T_0}{4}-0\right]$$

D'où :

$$P_{u\max} = \frac{V_{CC}^2}{2R_C}$$

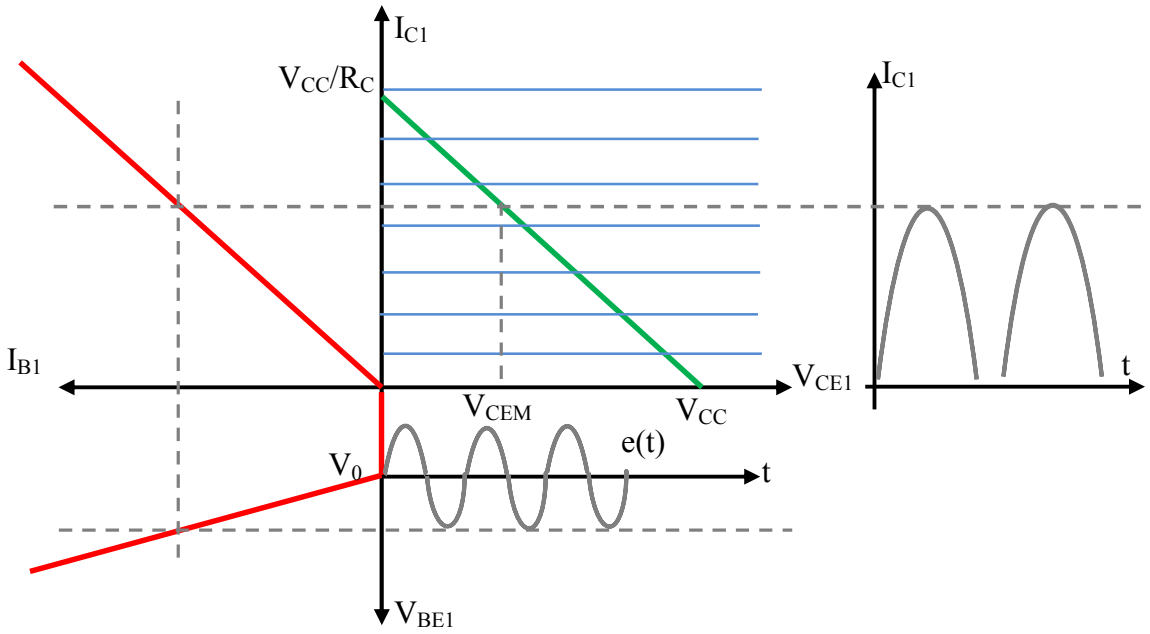
8) Le rendement

$$\eta_{\max} = \frac{P_{u\max}}{P_S} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{2R_C}}{\frac{2V_{CC}^2}{\pi R_C}} = \frac{\pi}{4} \approx 78\ \%$$

Le taux de distorsion reste nul dès lors que la tension de seuil des transistors est compensée (Classe AB)

9) Soit V_{CEM} la tension aux bornes du transistor T_1 quand le courant I_{C1} est maximum. La puissance P_s fournie par les deux alimentations $+V_{CC}$ et $-V_{CC}$ s'écrit :

$$P_S = 2\left[\frac{1}{T_0}\int_0^{\frac{T_0}{2}} V_{CC}\left(\frac{V_{CC}-V_{CEM}}{R_C}\right)\sin(\omega_0 t)\,dt\right] = \frac{2V_{CC}\left(V_{CE}-V_{CEM}\right)}{\pi R_C}$$



La puissance P_u fournie à la charge s'écrit :

$$P_u = \frac{1}{T_0}\int_0^{T_0} R_C\left[\frac{\left(V_{CC}-V_{CEM}\right)}{R_C}\sin(\omega_0 t)\right]^2 dt$$

Le rendement η est égal à :

$$\eta = \frac{\pi}{4}\frac{\left(V_{CC}-V_{CEM}\right)}{V_{CC}}$$

Montrons que :

$$\frac{\left(V_{CC}-V_{CEM}\right)}{V_{CC}} = \sqrt{\frac{P_u}{P_{\max}}}$$

Ecrivons que :

$$\left(V_{CC}-V_{CEM}\right) = \sqrt{2R_C P_u}$$

D'après la question 7,

$$P_{u\max}=\frac{V_{CC}^2}{2R_C}$$

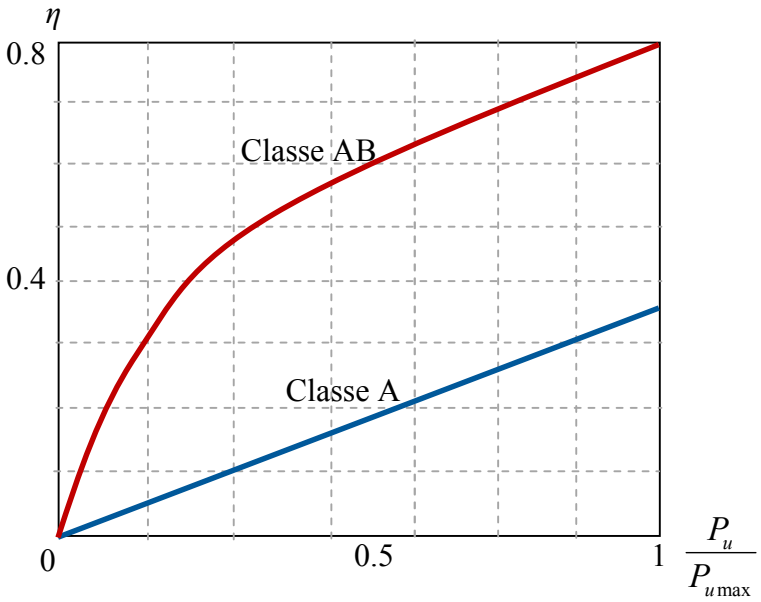
Il vient que :

$$(V_{CC}-V_{CEM})=\sqrt{\frac{V_{CC}^2}{P_{u\max}}P_u}$$

D'où :

$$\frac{(V_{CC}-V_{CEM})}{V_{CC}}=\sqrt{\frac{P_u}{P_{u\max}}}$$

Le rendement η varie donc comme la racine carrée du rapport $\frac{P_u}{P_{u\max}}$, $\eta=\frac{\pi}{4}\sqrt{\frac{P_u}{P_{\max}}}$



Rendement en classe A et AB en fonction du rapport $\frac{P_u}{P_{u\max}}$

Chapitre 4

La contre réaction

Chapitre 4
La contre réaction

4.1. Introduction

La contre-réaction consiste à comparer la sortie d'un système avec une valeur de consigne, et à appliquer des corrections si nécessaire. Dans le cas d'un amplificateur, on désire que le signal de sortie soit un multiple du signal d'entrée. On va donc comparer la tension d'entrée à une fraction de la tension de sortie : la différence produit un *signal de différence*, qui va conditionner la correction nécessaire. Dans la très grande majorité des applications, la correction va viser à annuler le signal de différence : on parle alors de *contre-réaction négative.* Une contre-réaction négative est la condition nécessaire pour obtenir un système stable. Mais il existe certains cas où l'on ne désire pas un système stable : c'est le cas, par exemple, des oscillateurs que nous étudierons par la suite. On réalise dans ce cas un système à *contre-réaction positive,* dans lequel on impose au système de réagir au signal de différence en l'amplifiant [28].

L'amplificateur opérationnel est le composant de base, en électronique, qui va permettre de construire ces systèmes à contre-réaction. En *boucle ouverte*, c'est-à-dire en l'absence de boucle de contre-réaction, le circuit produit un signal de sortie caractérisé par un gain extrêmement élevé (de l'ordre de 106 typiquement). Mais l'amplificateur opérationnel n'est quasiment jamais utilisé en boucle ouverte : une contre-réaction (négative) va être réalisée en ramenant à l'entrée de l'amplificateur une fraction du signal de sortie, et en la soustrayant du signal d'entrée. Bien entendu, cela aura pour effet de diminuer le gain de l'ensemble, mais d'autres caractéristiques en seront améliorées: il n'y a presque plus de distorsion, ni de défaut de linéarité, et la réponse en fréquence est plate (ou conforme à la réponse souhaitée). En fait, plus la contre-réaction est forte, moins les caractéristiques de l'amplificateur résultant dépendront des caractéristiques de l'amplificateur en boucle ouverte (sans contre-réaction).

4.2. Principe de la contre réaction

Le principe de la réaction est utilisé dans de très nombreux circuits électroniques. Il consiste à réinjecter une partie du signal de sortie d'un amplificateur 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

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** (voir la figure 4.1).
On peut distinguer deux parties principales :

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

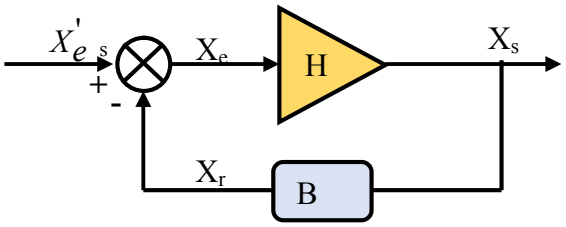


Figure 4.1. Schéma fonctionnel d'un système à réaction

La fonction de transfert du montage complet à contre réaction est donnée par la relation suivante:

- ✓ 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.

Les relations suivantes entre les signaux d'entrée et de sortie de l'amplificateur et du circuit de réaction [29]:

$$X_S = H.X'_e \tag{4.1}$$

$$X_r = B.X_S \tag{4.2}$$

d'autre part :

$$X_e = X'_e - X_r \tag{4.3}$$

Donc :

$$X_S = H(X'_e - X_r) = H(X'_e - B.X_S) \tag{4.4}$$

La fonction de transfert du montage complet à contre réaction est donnée par la relation suivante:

$$G_{BF} = \frac{X_S}{X'_e} = \frac{H}{1 + B.H} \tag{4.5}$$

B : s'appelle le taux de rétroaction
A.B :s'appelle le gain de boucle, il doit être positif pour que la réaction soit bien négative.
(1+A.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.

4.3. Propriétés de la contre réaction

L'amplificateur de base H est généralement sensible aux variations de la température, aux paramètres de ses composantes, aux variations des tensions d'alimentations…, ect.
Nous avons vu que le gain en boucle fermée est donné par l'équation générale de la contreréaction [30].
Supposons que, suite à des variations des paramètres des éléments actifs, le transfert *H* de la chaine directe varie de *dH* . Le transfert G_{BF} du système en boucle fermée varie de dG_{BF}
On exprime cette variation relative par $\frac{dH}{H}$. La variation relative de l'amplificateur avec contre réaction est donnée par:

$$\frac{dG_{BF}}{G_{BF}} = \frac{1}{1+B.H}.\frac{dH}{H} \tag{4.6}$$

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

Exemple : on prend un amplificateur de gain en boucle ouverte H = 10^5 utilisé dans un montage à contre réaction de gain G_{BF} = 100. Supposons que la variation relative de l'amplification est dH/H=20%
Quelle la variation relative de l'amplitude du montage à contre réaction ?
Réponse : dG_{BF} / G_{BF} = 0.02%

4.3.1. Elargissement de la bande passante

On considère une chaine directe qui présente une fonction de transfert de type passe bas du 1er ordre de pulsation coupure ω_c
On a donc :

$$A(j\omega) = \frac{H_0}{1+j\omega/\omega_c} \tag{4.7}$$

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

$$G_{BF}(j\omega) = \frac{H(j\omega)}{1+\beta H(j\omega)} = \frac{H_0^{'}}{1+j\frac{\omega}{\omega_c^{'}}} \tag{4.1}$$

avec :

$$H_0^{'} = \frac{H_0}{1+\beta H(j\omega)} \text{ et } \omega_c^{'} = \omega_c.(1+\beta.H_0) \tag{4.8}$$

On constate une diminution du gain en continu d'un facteur $1+\beta.H_0$ et une augmentation de la pulsation de coupure du même facteur.

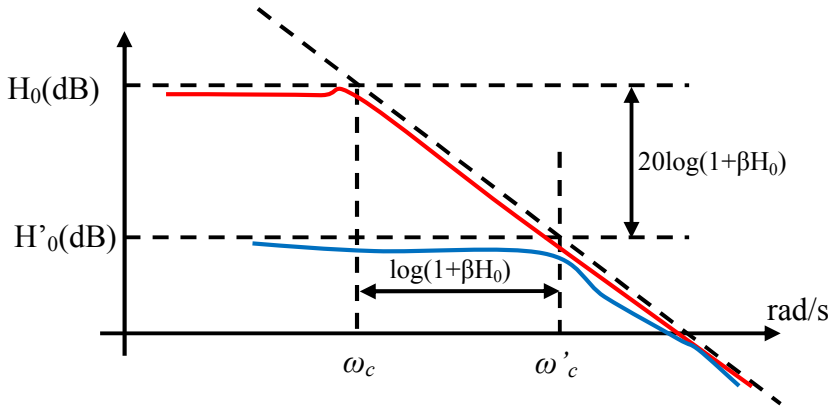


Figure 4.2. Effet de la contre réaction sur la bande passante

4.3.2. Distorsion harmonique

On suppose que l'amplificateur de base ***H*** génère de la distorsion harmonique en appliquant un signal sinusoïdale X_e parfait de fréquence f_0 et d'amplitude a_0. sa sortie X_s transmet la fréquence f_0 avec une amplitude Ha_0 mais génère aussi des harmoniques indésirables $2f_0$, $3f_0$, d'amplitude a_2, a_3

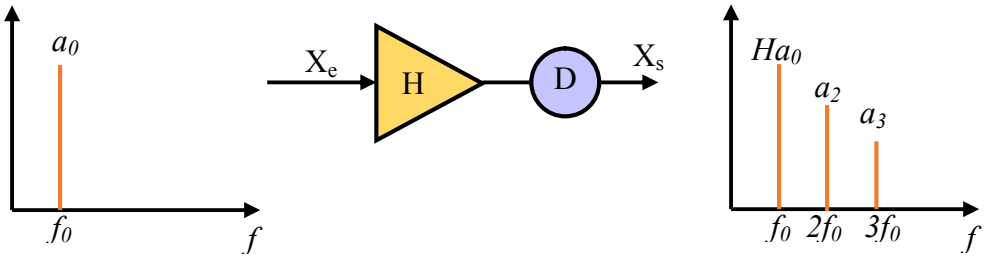


Figure 4.3. Distorsion harmonique dans un amplificateur

Pour illustrer ce phénomène, on place à la sortie de l'amplificateur un générateur D signature de la distorsion harmonique. Le montage avec contre réaction est le suivant :

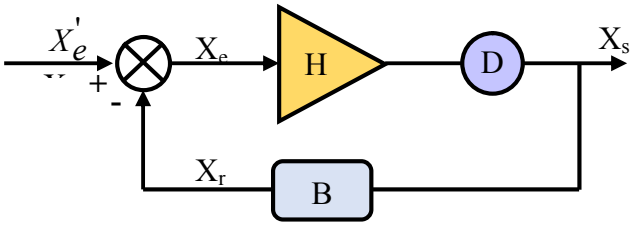


Figure 4.4. Contre réaction avec distorsion harmonique

La relation qui lie X_s , X'_e et qui prend en considération la distorsion harmonique est donnée par :

$$X_S = \frac{H}{1+HB} X'_e + \frac{H}{1+B.H} \tag{4.9}$$

Donc la contre réaction réduit la distorsion harmonique

4.3.3. Réduction du bruit

On considère le montage avec contre réaction suivant en injectant une source de bruit N à la sortie voir la figure 4.5.

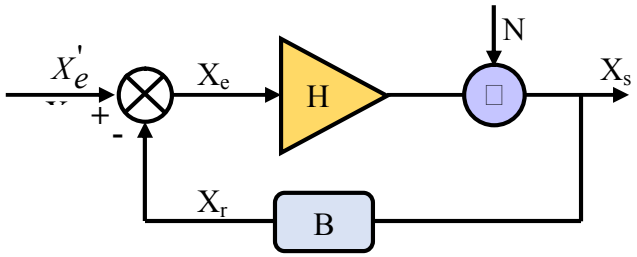


Figure 4.5. Contre réaction avec un bruit à la sortie

La relation qui lie *Xs* et *X'e* et qui prend en considération l'effet du bruit est donnée par :

$$X_S = \frac{H}{1+HB} X'_e + \frac{N}{1+B.H} \tag{4.10}$$

La contre réaction réduit le bruit à la sortie de l'amplificateur.

4.5. Les différents types de contre-réaction

4.5.1. Types d'amplificateurs

Selon la nature du signal d'entrée Xe et du signal de sortie Xs, on peut distinguer quatre types d'amplificateurs: amplificateur de tension, ampli de courant, ampli à transconductance et ampli à transrésistance [31].

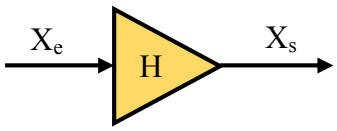


Figure 4.6. Symbole d'un amplificateur opérationnel

Signal X_e	**Signal X_s**	**Ampli de Type**	**Expression de H**
Tension	Tension	Tension	**A_V**
Tension	Courant	transconductance	**G_m**
Courant	Tension	Transrésistance	**R_m**
Courant	Courant	Courant	**A_i**

Tableau 4.1. Les différents types d'amplificateurs

4.5.2. Les quatre types de contre réaction

La contre réaction est réalisé en tension ou en courant avec un couplage à l'entrée parallèle ou série. On parvient ainsi aux quatre montages suivants :

1. Contre réaction à entrée série et sortie parallèle. (Appelée également série/parallèle ou tension/tension) figure 4.7.a

2. Contre réaction à entrée parallèle et sortie parallèle. (appelée également parallèle/ parallèle ou tension/courant) figure 4.7.b.
3. Contre réaction à entrée série et à sortie série. (appelée également série/série, ou courant/tension) figure 4.7.c.
4. Contre réaction à entrée parallèle et à sortie série. (appelés également parallèle /série, ou courant/courant) figure 4.7.d.

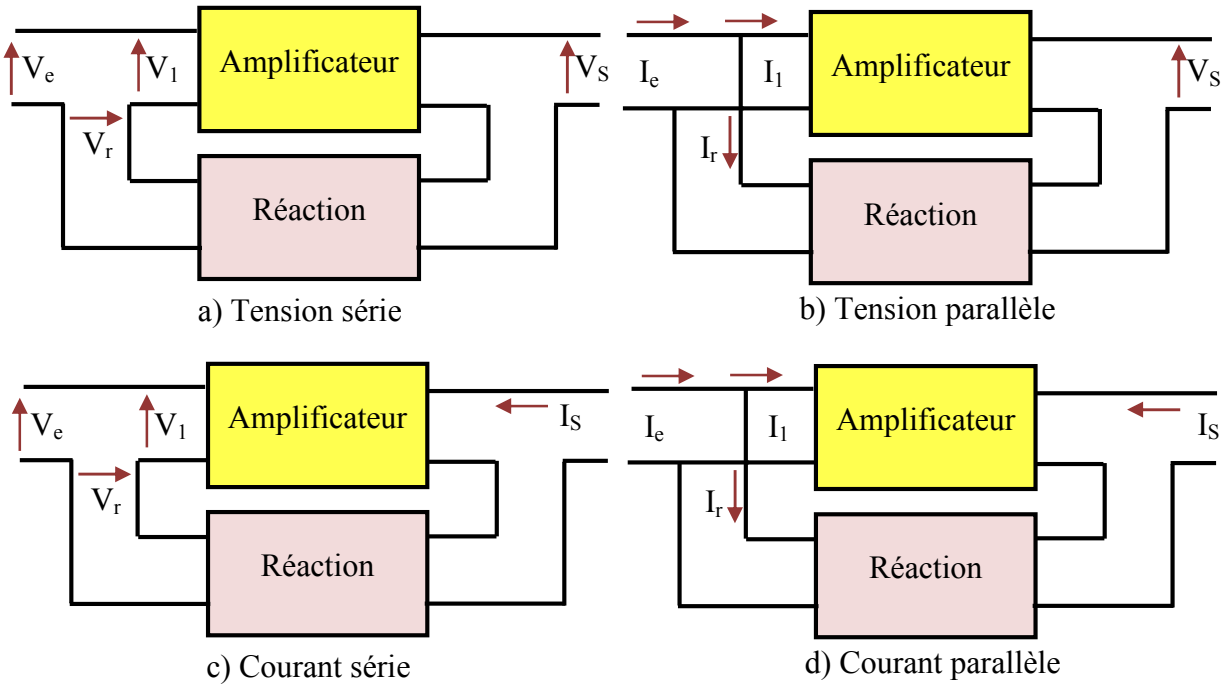


Figure 4.7. Les différant type de contre réaction

4.6. Exercice d'application sur la contre réaction

Exercice N°1

Soit le montage de la Figure (a). (Montage sans CR)

A. Donner le schéma équivalent en dynamique.

B. Trouver : Gv, G_A; Ze; Zs.

1. On modifie le montage de la Figure (a) par le montage de la Figure (b). (montage avec CR)

a) Donner les schémas équivalents en dynamique.

b) Donner le type de configuration.

c) Trouver :Gv; G_A; Ze, Zs.

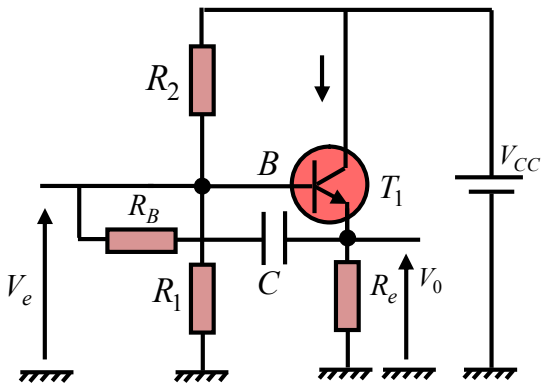


Figure (a)

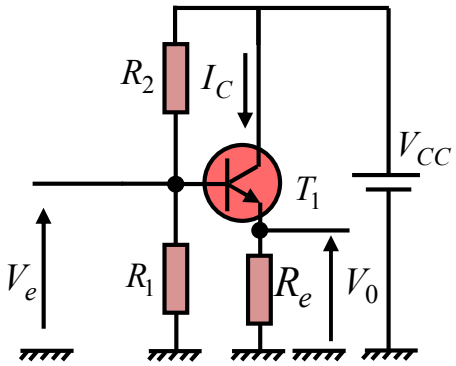


Figure (b)

Corrigé de l'exercice N°1

1. Figure (a) (Montage sans CR)

a) $$G_V = \frac{V_s}{V_e} = \frac{(h_{21}+1)R_E}{h_{11}+(h_{21}+1)R_E}$$

b) $$Z_e = \frac{V_e}{I_e} = R_1 // R_2 // (h_{11}+(h_{21}+1)R_E)$$

c) $$G_A = \frac{I_S}{I_e} = \frac{Z_e G_V}{R_E}$$

d) $$Z_S = R_E // h_{11}$$

2. Figure b (Montage avec CR)

A. $$G_V = \frac{V_S}{V_e} = \frac{R_1 // R_2 // (\frac{h_{11}}{R_B} + h_{21} + 1) R_E)}{h_{11} // R_1 // (\frac{h_{11}}{R_B} + h_{21} + 1) R_E)}$$

B. $$Z_e = \frac{V_e}{I_e} = h_{11} // R_B + R_1 // R_2 // R_E (1 + \frac{R_B}{R_B + h_{11}})$$

C. $$G_A = \frac{I_S}{I_e} = \frac{Z_e G_V}{R_E}$$

D. $$Z_S = R_E // h_{11} // R_B // R_1 // R_2$$

Exercice N° 2 (Contre-réaction et amplificateurs)
Etudier le montage de l'amplificateur non inverseur en présence d'une contre réaction.

Corrigé de l'exercice N°2
Lors de l'étude des circuits linéaires à amplificateurs opérationnels, on a bien compris que ces applications utilisaient la contre-réaction. On peut dès lors se demander quelles relations existent entre leur schéma et l'équation générale de la contre-réaction :

$$Y = \frac{A}{1 + AB} X \rightarrow \frac{1}{B} = \frac{V_2}{V_1} \quad \text{Si: } AB >> 1$$

Dans les exemples qui suivent, on prendra la peine de bien distinguer entre l'approche circuit et l'approche contre réaction
Amplificateur non-inverseur Approche circuit Considérant le schéma d'un amplificateur non-inverseur (figure ci-dessous) réalisé avec un amplificateur opérationnel à gain A_{ao} ni, on tire immédiatement les deux équations suivantes :

$$V_2 = +A_{ao} V_{in}$$

$$V_{in} = V_1 - V_f = V_1 - V_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Portant la deuxième équation dans la première, il vient

$$V_2 = +A_{ao} \left(V_1 - V_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

Résolvant par rapport à V_2, on obtient :

$$V_2 = \frac{A_{ao}}{1 + A_{ao} \frac{R_1}{R_1 + R_2}} V_1$$

$$V_2 = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_1 \quad \text{si: } A_{ao} \rightarrow \infty$$

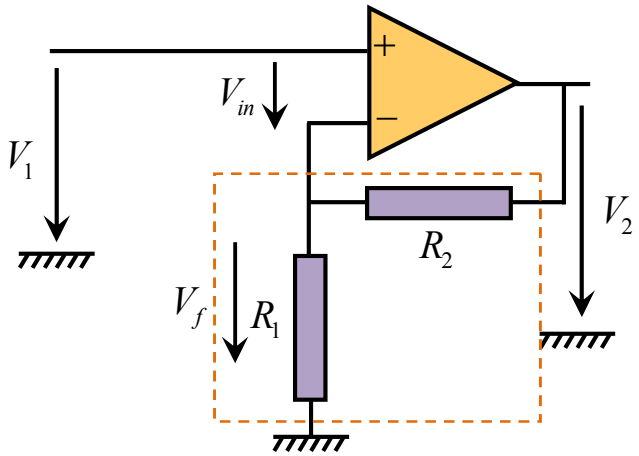


Schéma d'un amplificateur non inverseur

Approche contre-réaction :

$$Y = \frac{A}{1+AB}X$$

ou :

$$\begin{cases} X = V_1 \\ Y = V_2 \end{cases}$$

Comparant ce résultat à celui de la contre-réaction :

On voit immédiatement que :

1) Le gain A de la contre réaction est équivalent au gain de l'amplificateur A_{ao}

$A = A_{ao}$

2) le taux de contre réaction β est déterminé par le diviseur de tension constitué des résistances R_1 et R_2

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

3) l'inverse de celui-ci donne le gain théorique (lorsque $A_{ao} \rightarrow \infty$) de l'amplificateur non inverseur :

$$\frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{V_2}{V_1}$$

On a donc une équivalence évidente entre le schéma de la contre réaction et celui d'un amplificateur non inverseur. Cela n'est pas toujours vrai comme le montrent les deux circuits suivants.

Exercice N°3

Considérant un amplificateur non-inverseur de gain théorique A_u = 100 réalisé avec un amplificateur opérationnel dont le gain A_{ao} vaut en moyenne 200000 mais au moins 50000, on aimerait connaître la valeur exacte du gain A_u.

Corrigé de l'exercice N°3

On a vu que, pour l'amplificateur non inverseur, on a :

$$\beta = \frac{1}{A_u} = \frac{1}{100}$$

et que le gain A n'est autre que le gain A_{ao} de l'amplificateur opérationnel. Considérant les deux valeurs de gain de l'AO, on voit que le gain réel de l'amplificateur non inverseur vaudra en moyenne :

$$A_{u\min} = \frac{1}{B}\frac{1}{1+\frac{1}{AB}} = 100\frac{1}{1+\frac{100}{50000}} = 99.80$$

et au minimum :

$$A_{u\text{moy}} = \frac{1}{B}\frac{1}{1+\frac{1}{AB}} = 100\frac{1}{1+\frac{100}{200000}} = 99.95$$

On constate ainsi que le gain réel est très proche du gain théorique et que malgré une faible contre-réaction (B = 1/100), une variation de 400% du gain de l'amplificateur opérationnel n'entraîne qu'une altération de 0.15% sur le gain en boucle fermée.

Corrigé de l'exercice N°4

On considère ici un amplificateur non inverseur réalisé avec les résistances R_1 = 10 [kΩ], R_2 = 100 [kΩ] et un amplificateur opérationnel caractérisé par :

- Son gain basses-fréquences A_{ao} = 1000000,
- Sa fréquence de transition f_T = 2 [MHz].

Calculer son gain et sa bande passante.

Corrigé de l'exercice N°4

Dans le cas où l'on admet que la réponse fréquentielle de l'AO est décrite par un modèle d'ordre 1

$$A_{AO}(jf) = \frac{A_{ao}}{1+\frac{jf}{f_{ao}}}$$

on a :

$$A_{ao} = 100000$$

$$f_{ao} = \frac{f_T}{A_{ao}} = \frac{2}{100000} = 20 \text{ Hz}$$

Concernant l'amplificateur non inverseur, on sait que le gain et le taux de contre-réaction sont décrits par

$$A_O = A_{ao} = 100000$$

$$B = \frac{R_1}{R_1+R_2} = \frac{10}{110} = \frac{1}{11}$$

On en déduit le gain de l'amplificateur non inverseur

$$A_U = \frac{1}{B} = \frac{R_1+R_2}{R_1} = 11$$

et sa bande passante

$$f_{bt} = A_0 f_{ba} B = A_{ao} f_{aa} B = 100\text{x}10^{-3}\text{x}20\text{x}\frac{1}{11} = 182 \text{ kHz}$$

On peut noter qu'en remplaçant chacun des coefficients de fbf par son expression littérale, on obtient

$$f_{bf} = A_{ao} f_{ao} \frac{R_1 + R_2}{R_1} = f_T B$$

avec :

$$f_T = A_{ao} f_{ao}$$

d'ou :

$$f_{bf} = f_T \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

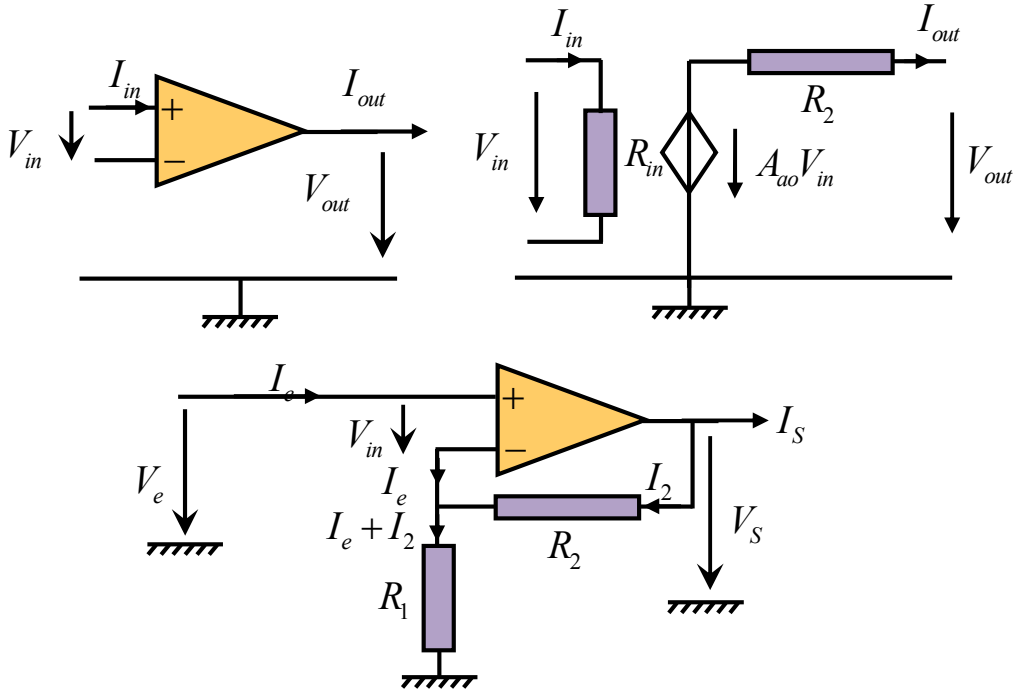
On en conclut que la bande passante f_{bf} d'un amplificateur réalisé à partir d'un AO dépend directement de la fréquence de transition de celui-ci et des résistances qui déterminent le gain.
Remarque : Il est important de noter que ce résultat est également valable pour les amplificateurs inverseurs.

Exercice N°5

On considère un amplificateur non inverseur (figure ci-dessous) dont on souhaite calculer la résistance d'entrée. Cet amplificateur est réalisé avec les résistances
$R1 = 10\ [k\Omega]$, $R2 = 90\ [k\Omega]$
et un AO à entrée di← érentielle bipolaire caractérisé par :

- son gain A_{ao} ' 1000000 ;
- sa résistance d'entrée R_{in} ' 10 [kΩ] ;
- sa résistance de sortie R_{out} ' 100 Ω ;
- ses équations :

$$V_{in} = R_{in} I_{in}$$
$$V_{out} = A_{ao} V_{in} - R_{out} I_{out}$$



Corrigé de l'exercice N°5

Observant que les courants I_e et I_{in} sont les mêmes, la figure ci-dessus permet alors d'écrire les équations suivantes :

$$V_e = R_{in} I_e + R_1 \left(I_e + I_2 \right)$$
$$V_{out} = R_2 I_2 + R_1 \left(I_e + I_2 \right)$$

Pour ne pas compliquer inutilement les calculs, on admettra que la chute de tension dans R_{out} est négligeable par rapport à la tension de sortie ; on a alors :

$$V_{out} = A_{ao} V_{in} - R_{out} I_{out} = A_{ao} V_{in} = A_{ao} R_{in} I_e$$

On tire :

$$I_2 = \left(\frac{A_{ao} R_{in} - R_1}{R_1 + R_2} \right) I_e$$

En remplaçant le courant I_2 dans l'expression de tension, on obtient :

$$V_e = R_{in} I_e + R_1 \left(1 + \frac{A_{ao} R_{in} - R_1}{R_1 + R_2} \right) I_e$$

$$V_e = R_{in} I_e + R_1 \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{A_{ao} R_{in}}{R_1 + R_2} \right) I_e$$

On voit ainsi que la résistance d'entrée de l'amplificateur non inverseur vaut

$$R_e = \frac{V_e}{I_e} = R_{in} \left(1 + A_{ao} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Se souvenant que, du point de vue de la contre-réaction, on a

$$A = A_{ao}, \quad B = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

il vient :

$$R_e = R_{in} \left(1 + AB \right) + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Ce résultat montre que, du point de vue de l'utilisateur, la résistance d'entrée R_{in} de l'AO est augmentée du facteur (1 + A B) grâce à l'apport de la contre réaction et qu'à cette valeur vient s'ajouter l'e← et des résistances R_1 et R_2 du circuit.

L'application numérique conduit au résultat suivant :

$$R_e = 10 \left(1 + \frac{10^5}{10} \right) + \left(\frac{10 \text{x} 90}{100} \right) = 100 \text{ M}\Omega$$

Chapitre 5
Les oscillateurs sinusoïdaux

Chapitre 5
Les oscillateurs sinusoïdaux

5.1. Introduction

Un oscillateur est un appareil qui génère un signal de sortie alternatif périodique sans aucune forme de signal d'entrée requis avec uniquement la tension d'alimentation continue comme entrée. La tension de sortie peut être soit sinusoïdale, soit non sinusoïdale (voir Figure. 5.1). Deux classifications majeures des oscillateurs, les oscillateurs à rétroaction et les oscillateurs à relaxation; un oscillateur est conçu pour ont un chemin de rétroaction avec des caractéristiques connues, de sorte qu'une oscillation prévisible se produisent à une fréquence prédéterminée [32].

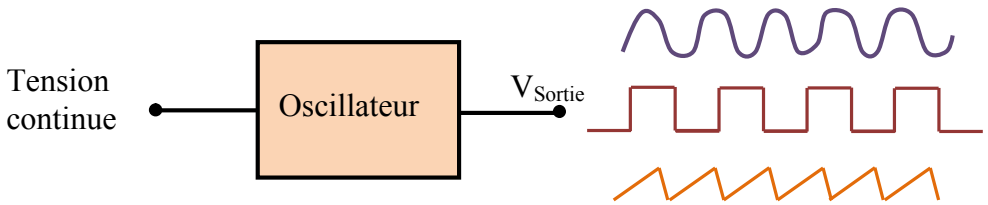


Figure 5.1. Schéma de principe d'un oscillateur

Un type d'oscillateur est l'oscillateur à rétroaction, qui renvoie une fraction du signal de sortie vers l'entrée sans déphasage net, résultant en un renforcement de la sortie signal. Après le démarrage des oscillations, le gain de la boucle est maintenu à 1 pour maintenir oscillations. Un oscillateur à rétroaction se compose d'un amplificateur pour le gain (soit un transistor ou un ampli-op) et un circuit de rétroaction positive qui produit un déphasage et fournit une atténuation, comme est illustré sur la Figure. 5.2.

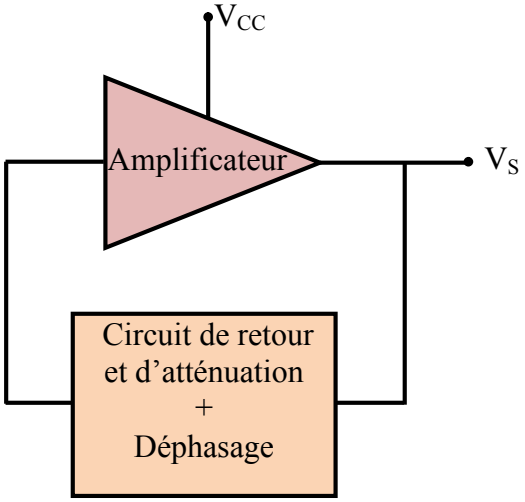


Figure 5.2. Un oscillateur à rétroaction avec amplificateur

Un deuxième type est un oscillateur à relaxation qui utilise un circuit de synchronisation RC pour générer un forme d'onde qui est généralement une onde carrée ou une autre forme d'onde non sinusoïdale [33]. En règle générale, un oscillateur de relaxation utilise un déclencheur de Schmitt ou un autre dispositif qui change d'état en alternance charger et décharger un condensateur à travers une résistance.

5.2 Oscillateurs de rétroaction

Le fonctionnement de l'oscillateur à rétroaction est basé sur le principe de la rétroaction positive. Le retour d'information des oscillateurs sont largement utilisés pour générer des formes d'onde sinusoïdales. La rétroaction positive est caractérisée par la condition dans laquelle une partie en phase de la tension de sortie d'un l'amplificateur est renvoyé à l'entrée sans déphasage net, ce qui entraîne un renforcement du signal de sortie. Comme le montre la Figure .5.3, la tension de retour en phase, V_f est amplifiée à produire la tension de sortie, qui à son tour produit la tension de retour. Autrement dit, une boucle est créé dans lequel le signal se maintient et une sortie sinusoïdale continue est produite [34].
Ce phénomène est appelé oscillation.

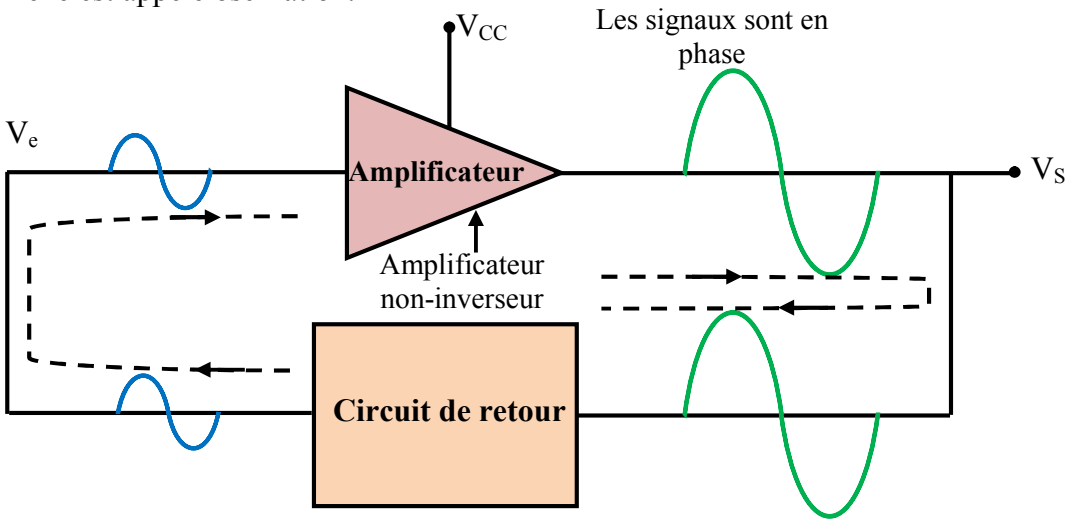


Figure 5.3. Rétroaction positive avec un déphasage net

Deux conditions, illustrées sur la Figure .5.4, sont nécessaires pour un état soutenu d'oscillation:
1. Le déphasage autour de la boucle de rétroaction doit être effectivement de 0 °.
2. Le gain de tension, A, autour de la boucle de rétroaction fermée (gain de boucle) doit être égal à 1 (unité).

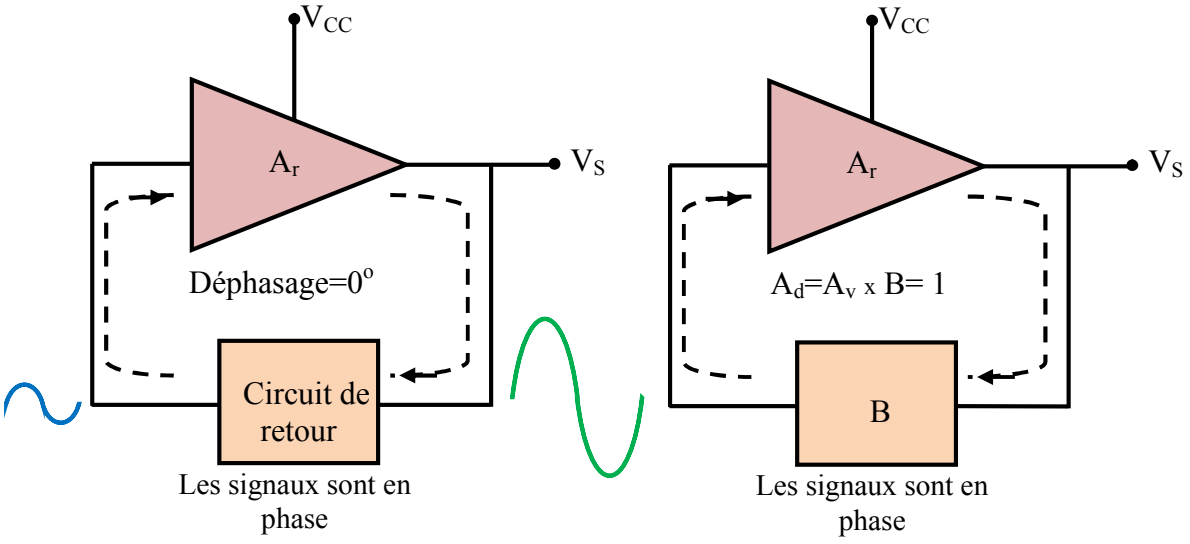


Figure 5.4. Conditions nécessaire pour un état d'oscillation

La condition de gain unitaire doit être remplie pour que l'oscillation soit maintenue. Pour l'oscillation à commencer, le gain de tension autour de la boucle de rétroaction positive doit être supérieur à 1 pour que le l'amplitude de la sortie peut atteindre un niveau souhaité. Le gain doit alors diminuer à 1 donc que la sortie reste au niveau souhaité et que l'oscillation est maintenue.

Un oscillateur est un amplificateur (A) qui utilise une boucle de retour (B) positive.

La portion du signal de sortie réinjectée en entrée est en phase avec le signal d'entrée.

Si A introduit un déphasage de 180° alors B doit aussi introduire un déphasage de 180°.

La tension de sortie s'écrit :

La fonction de transfert en boucle fermée a pour expression :

$$V_S = A\left(V_e + V_f\right) \tag{5.1}$$

La tension de sortie s'écrit :

$$V_S = A\left(V_e + BV_S\right) \tag{5.2}$$

La fonction de transfert en boucle fermée a pour expression :

$$\frac{V_S}{V_e} = H = \frac{A}{1 - AB} \tag{5.3}$$

Ce résultat montre que le gain H peut devenir infini en fonction du gain de la boucle de retour.

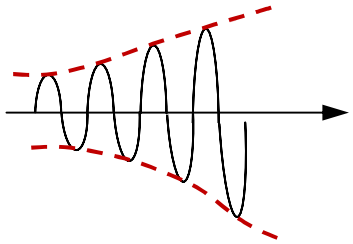
Dans ce cas il est possible d'avoir un signal de sortie en l'absence de signal d'entrée.

Pour avoir des oscillations, il faut répondre aux deux critères de **Barkhausen** :

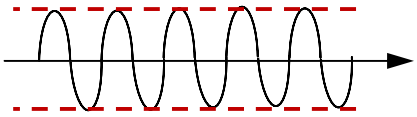
Le déphasage total de la boucle (amplificateur + boucle de retour) doit être exactement de 0° ou 360°.

✓ Le gain total de la boucle (amplificateur + boucle de retour) doit être de 1 soit : |A.B|=1

|A.B| > 1, oscillations divergentes



|A.B| = 1, oscillations entretenues



|A.B| < 1, oscillations amorties

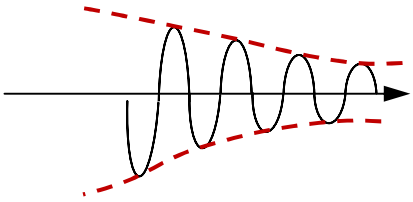


Figure 5.5. Différentes oscillations possibles selon la valeur du produit A.B

Conditions d'oscillations:

- Analyse d'un système bouclé
- Critère de stabilité
- Condition d'oscillation

Critère de Barkhausen: A.B=1

S peut être non nul, même si e est nul

5.3. Stabilité des oscillateurs

Réellement l'oscillateur délivre un signal dont la fréquence et l'amplitude peuvent varier. Ces variations sont liées à l'évolution des éléments actifs ou passifs (vieillissement, échauffement…) ou voir même aux variations de la charge de l'oscillateur, on dit qu'il y a dérive d'amplitude ou dérive de fréquence. Pour les applications qui nécessitent des sources de précision, ces dérives sont gênantes dans la plupart du temps qu'il est indispensable de les stabilisées [35].

5.3.1. Stabilité de fréquence

Beaucoup des dispositifs électronique travaillent avec des sources de fréquence précise tel que : L'horloge pour la télécommunication satellite, balises hertziennes pour le guidage des avions ou des bateaux…etc.

Pour pallier aux contraintes thermiques qui entraînent la variation de la fréquence, on utilise des organes de très faible coefficients de température et dans certains cas ayant des courbes de variation en fonction de la température parfaitement déterminées (thermistance), afin de réaliser une compensation de la dérive thermique. Souvent l'oscillateur est placé dans une enceinte thermostatée.

La stabilité de la fréquence peut être également obtenue par synchronisation des oscillateurs sur des résonateurs piézoélectriques étalons tel que le quartz, qui fonctionne dans sa zone inductif délimitée par deux fréquences formants une bande étroite : f_s fréquence de résonance série et fp fréquence de résonance parallèle, correspondant successivement à l'état très basse impédance et l'état très haute impédance du quartz [36].

5.3.2. Stabilité de l'amplitude

La variation de la température se traduit souvent par un écrêtage du signal fournit par l'oscillateur puisque son amplitude est limitée par la saturation de l'amplificateur de la chaîne directe. Pour éviter ce genre d'inconvénients, on introduit généralement dans le système bouclé, un dispositif qui permet de faire varier le gain soit de la chaîne directe soit de la chaîne de retour, en fonction de la température ou de l'amplitude du signal de sortie. Cette opération est appelée contrôle automatique du gain "CAG".

5.4. Les principaux types d'oscillateurs

L'amplificateur peut être un simple classe A constitué d'un seul transistor, classe B constitué de deux transistors ou alors un amplificateur opérationnel (AOP).

Le filtre est réalisé avec des capacités, selfs et résistances et l'agencement de ces éléments donne le nom de l'oscillateur [37].

On distingue plusieurs types, les figures 5.6 et 5.7 ci-dessous montrent la classification des oscillateurs sinusoïdaux ainsi que leurs montages de bases.

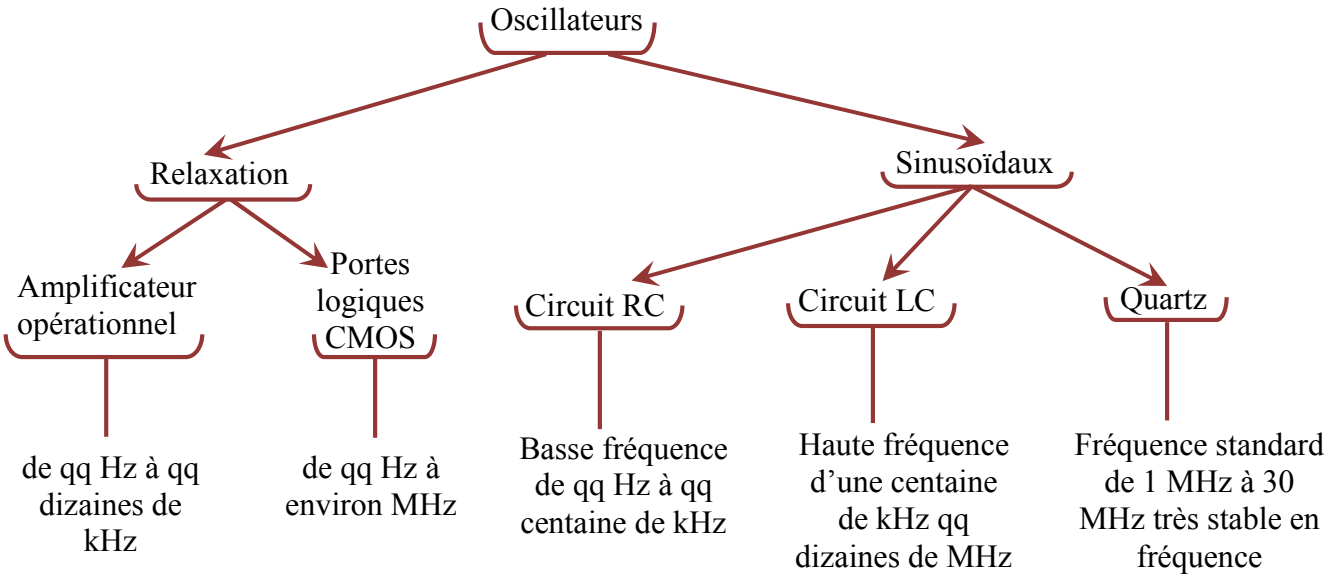


Figure 5.6. Classification des principaux types d'oscillateurs

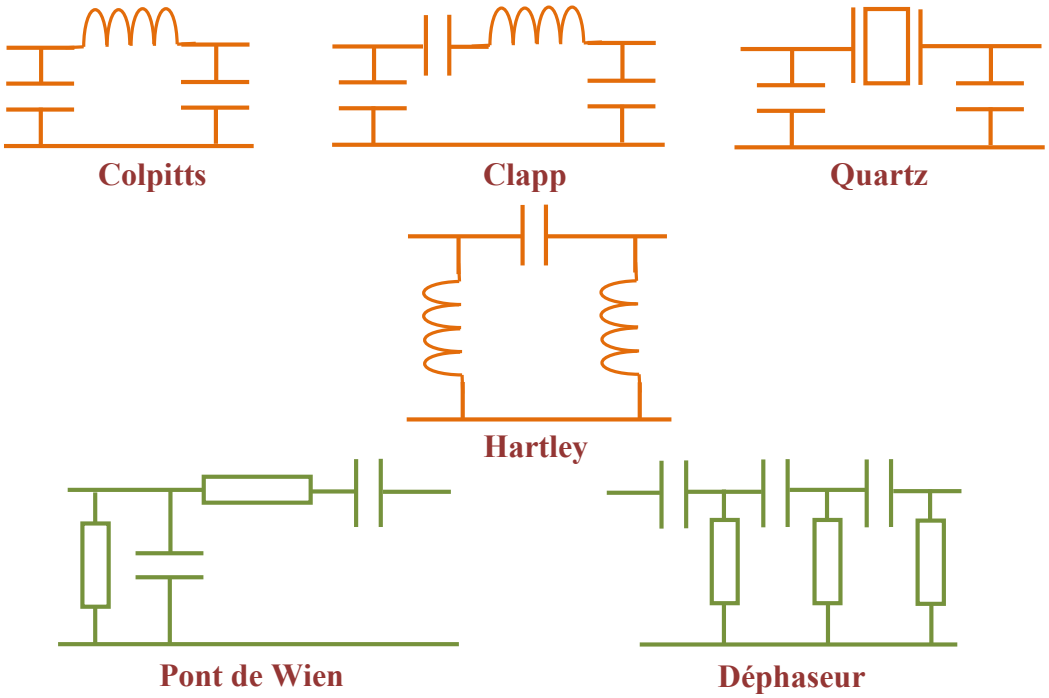


Figure 5.7. Montages des différents types d'oscillateurs sinusoïdaux

5.5. Oscillateur basse fréquence : réseau de réaction RC

Domaine en fréquence: Oscillateurs de quelques hertz à quelques centaines de kHz. A ces fréquences, la fonction amplification peut être réalisée à l'aide d'amplificateurs opérationnels. La principale précaution à prendre concerne la limitation introduite par le produit Gain par Bande passante = constante, ainsi que celle due à la vitesse de balayage (slew-rate) ; cette dernière introduisant d'ailleurs une non linéarité [38].

5.5.1. Oscillateur à pont de Wien

L'oscillateur à pont de Wien est l'un des oscillateurs les plus simples. La figure 5.8 montre le Wien de base configuration du circuit de pont. OPAMP est utilisé comme appareil d'amplification et le pont de Wien est utilisé comme élément de rétroaction.

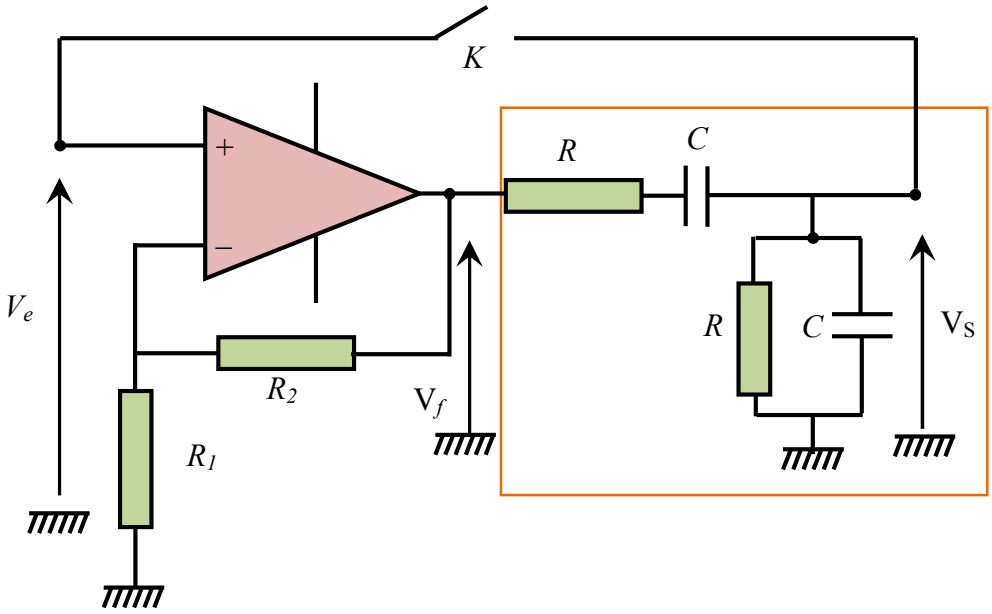


Figure 5.8. Oscillateur à pont de Wien

Analyse mathématique de l'oscillateur de Wien :
La réaction étant de type tension - série. Le quadripôle de réaction (R, C) est appelé « réseaux de Wien » ou « pont de Wien » .
La tension de retour V_f est donnée par :
Chaîne directe :

$$A(j\omega)=\frac{V_f}{V_e}=1+\frac{R_2}{R_1} \tag{5.4}$$

Chaîne de retour :

$$B(j\omega)=\frac{V_S}{V_f}=\frac{Z_2}{Z_1+Z_2} \tag{5.5}$$

Ou :

$$Z_1=\frac{1+Rj\omega C}{Rj\omega C} \tag{5.6}$$

et :

$$Z_2=\frac{R}{1+Rj\omega C} \tag{5.7}$$

Condition d'oscillation :
On ferme l'interrupteur *K*, alors $V_S(j\omega) = V_e(j\omega)$.

$$A(j\omega)B(j\omega)=\frac{V_S V_e}{V_e V_S}=1 \tag{5.8}$$

$$AB=1\Rightarrow\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\left(\frac{RCj\omega}{1+3RCj\omega+(RCj\omega)^2}\right)=1 \tag{5.9}$$

$$1+\frac{R_2}{R_1}=3+RCj\omega+\frac{1}{RCj\omega} \tag{5.10}$$

$$1+\frac{R_2}{R_1}=3+j\left(RC\omega+\frac{1}{RC\omega}\right) \tag{5.11}$$

$$1+\frac{R_2}{R_1}=3 \tag{5.12}$$

$$RCj\omega+\frac{1}{RCj\omega}=0 \tag{5.13}$$

$R_2 = 2R_1$ $\omega_{osc}=\frac{1}{RC}$ $f_{osc}=\frac{1}{2\pi RC}$

On trouve à la sortie un signal quasi sinusoïdal de fréquence f_{osc} à condition que $R_2 = 2R_1$.

5.5.2. L'oscillateur à réseau déphaseur "Phase shift"

L'oscillateur à déphasage utilise trois circuits RC dans la rétroaction chemin ayant un déphasage total de 180 ° à une fréquence – pour cette raison, un amplificateur inverseur est nécessaire pour ce circuit.

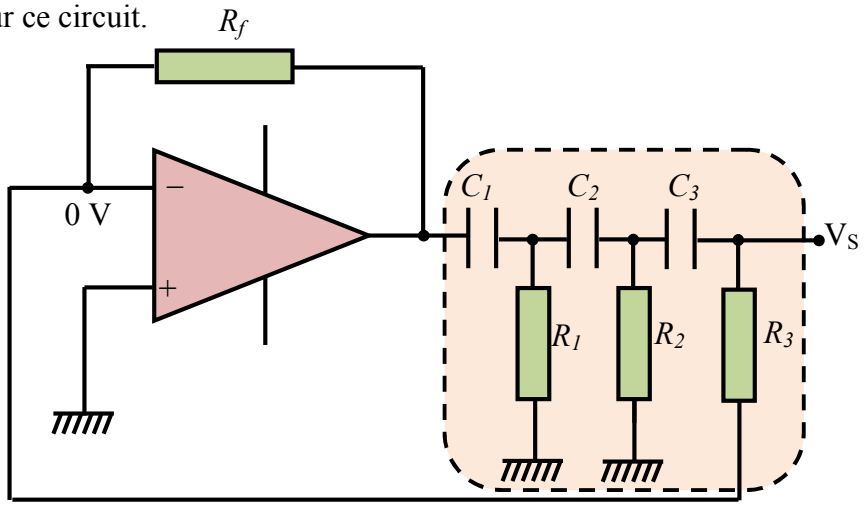


Figure 5.9. Montage d'un oscillateur à réseau déphaseur

- Chacun des trois circuits RC de la boucle de rétroaction peut fournir un déphasage maximum approchant 90 °.
- L'oscillation se produit à la fréquence à laquelle la phase totale le décalage à travers les trois circuits RC est de 180 °.
- L'inversion de l'ampli-op lui-même fournit les 180 ° pour répondre à l'exigence d'oscillation d'un 360 ° (ou 0 °) déphasage autour de la boucle de rétroaction.
- L'atténuation du circuit de retour RC à trois sections est 1/29
- Pour répondre à l'exigence de gain de boucle unitaire, la boucle fermée le gain de tension de l'amplificateur opérationnel inverseur doit être de 29.

Les conditions d'oscillation avec l'oscillateur à déphasage sont que si tous les R et C sont égaux, l'amplificateur doit avoir un gain d'au moins 29 pour compenser l'atténuation du circuit de rétroaction. Cela signifie que $Rf / R_3 \geq 29$.

5.6. Oscillateurs hautes fréquences, réseau de réaction LC

Domaine en fréquence: d'une centaine de kHz à quelques dizaines de MHz. Ces oscillateurs sont constitués d'un élément actif, un transistor bipolaire ou un FET et d'un réseau

de réaction accordé sur la fréquence d'oscillation. Le réseau de réaction utilise des selfs et condensateurs. Les selfs ne sont pas utilisées aux basses fréquences car leur encombrement est trop important. Le réseau de réaction est en général une cellule en p, différents montages sont possibles suivant l'agencement des selfs et condensateurs. Nous passons ainsi en revue les oscillateurs Colpitts, Hartley et Clapp [39].

5.6.1. L'oscillateur Colpitts

Un type de base de retour de circuit résonnant est l'oscillateur Colpitts montré sur la figure 5.10. Ce type d'oscillateur utilise un Circuit LC dans la boucle de rétroaction pour fournir le déphasage nécessaire et agir comme un filtre résonnant qui passe seulement la fréquence souhaitée d'oscillation.

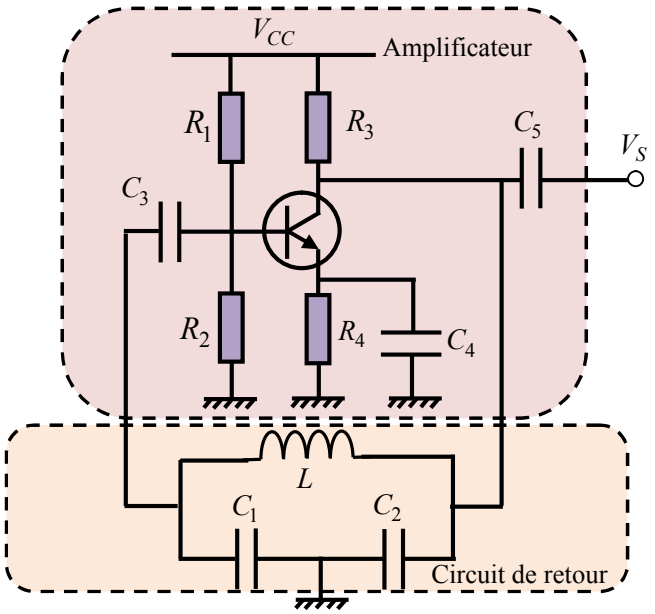


Figure 5.10. Montage de base d'un oscillateur Colpitts

La fréquence approximative d'oscillation est la résonance fréquence du circuit LC et est établie par les valeurs de C_1, C_2 et L selon la formule:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}} \tag{5.14}$$

Où C_T est la capacité totale des condensateurs série autour le circuit réservoir, donné par:

$$C_T = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \tag{5.15}$$

La tension de sortie est développée à travers C_1 et la rétroaction la tension est développée à travers C_2.

L'atténuation B, de la de rétroaction du circuit de résonance dans les oscillateurs Colpitts est essentiellement déterminé par les valeurs de C_1 et C_2.

La tension développée à travers C_2 est la tension de sortie de l'oscillateur V_S et la tension développée à travers C_1 est la tension de retour V_f [40].

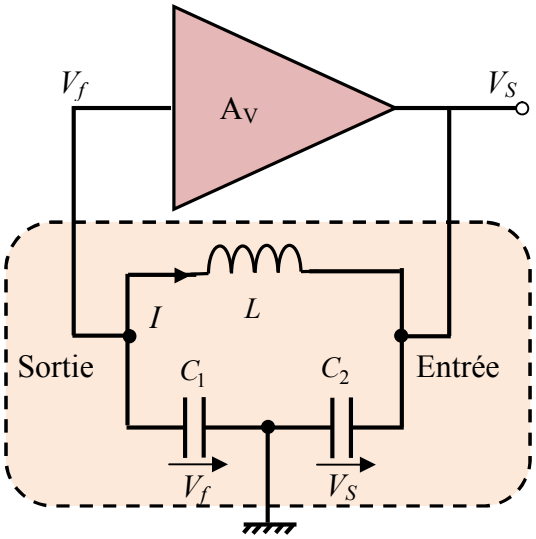


Figure 5.11. Oscillateur Colpitts en parallèle à un amplificateur opérationnel

L'expression de l'atténuation est :

$$B = \frac{C_2}{C_1} \tag{5.16}$$

La condition d'oscillation est :

$$A_V B = 1 \text{ ou } A_V = \frac{C_1}{C_2} \tag{5.17}$$

- L'impédance d'entrée de l'amplificateur agit comme une charge sur le résonnant circuit de rétroaction et réduit le Q du circuit.
- La fréquence de résonance d'un parallèle circuit résonnant dépend du Q comme:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}}\sqrt{\frac{Q^2}{Q^2+1}} \tag{5.18}$$

Pour un Q supérieur à 10, $f_r \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}}$

Lorsque Q est inférieur à 10, f_r est considérablement réduite.

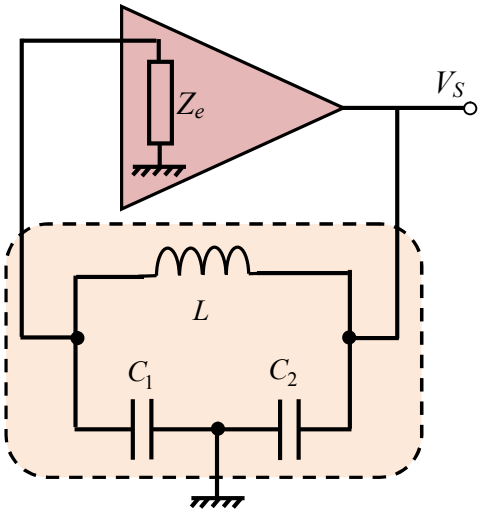


Figure 5.12. Oscillateur Colpitts associé à un amplificateur à impédance infinie

Un FET peut être utilisé à la place d'un BJT afin de minimiser l'effet de l'impédance d'entrée plus élevée du transistor FET.

- De plus, lorsqu'une charge externe est connectée à la sortie de l'oscillateur, f_r peut diminuer en raison d'une réduction de Q si la résistance de charge est trop faible.
- Une façon d'éliminer les effets de charge résistive est par le couplage d'un transformateur.

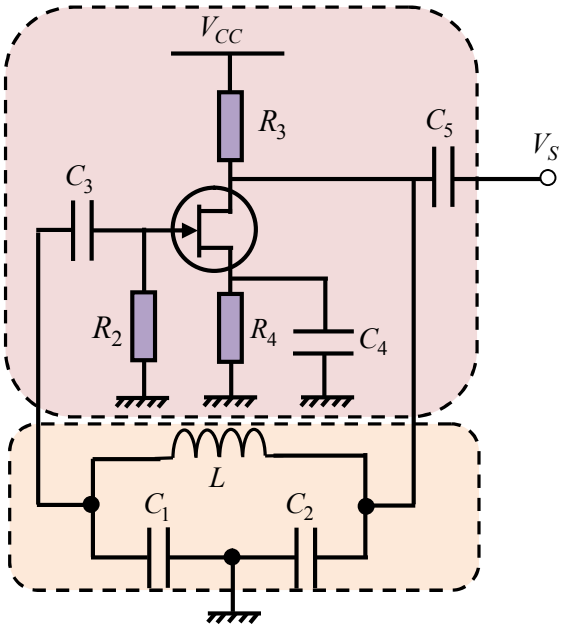
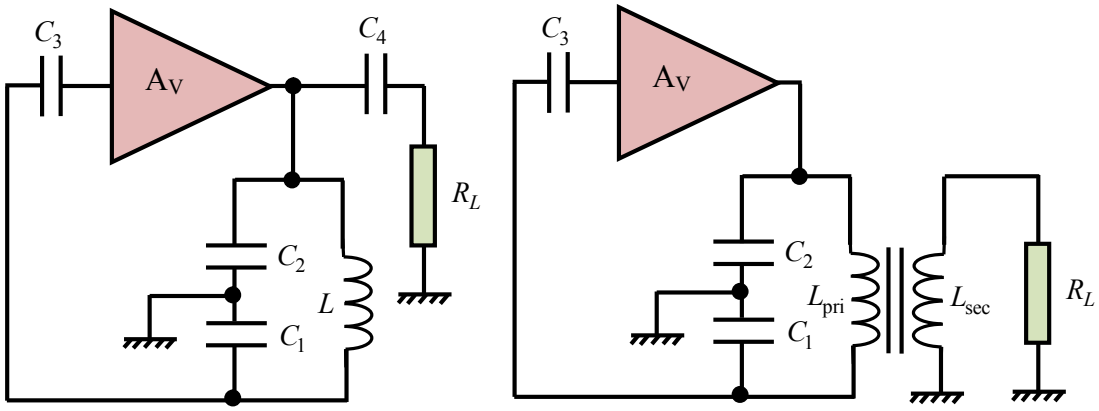


Figure 5.13. Montage Colpitts associé à un amplificateur doté par un FET



(a) (b)

Figure 5.14. (a) Une charge capacitive couplée à la sortie de l'oscillateur peut réduire le circuit Q et fr
(b) Le couplage de la charge par un transformateur peut réduire l'effet de charge par transformation d'impédance

5.6.2. Oscillateur Hartley

Le circuit de l'oscillateur Hartley est montre à la figure 5.15, il ressemble beaucoup à l'oscillateur Colpitts.

La réaction est de type tension série.

- Chaîne directe :

$$A(j\omega) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + R\left(jC\omega + \frac{1}{jL\omega}\right)} \tag{5.19}$$

- Chaîne de retour :

$$B(j\omega) = \frac{L_2}{L_1 + L_2} = \frac{L_2}{L} \tag{5.20}$$

avec :

$$L = L_1 + L_2 \tag{5.21}$$

Condition d'oscillation:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{L_1}{L_2} \tag{5.22}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C(L_1 + L_2)}} \tag{5.23}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L_1 + L_2)}} \tag{5.24}$$

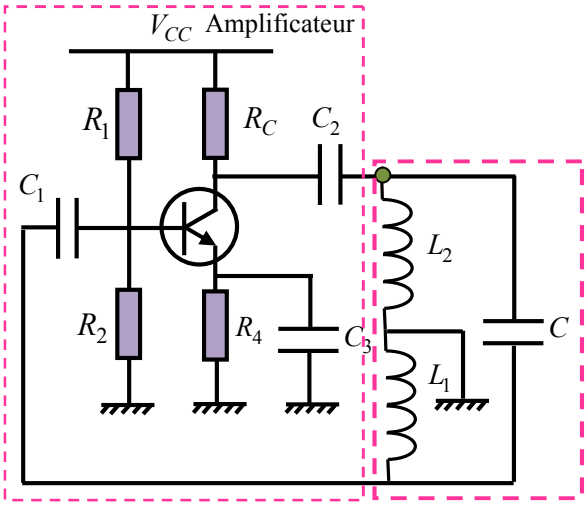


Figure 5.15. Oscillateur Hartley

On peut réaliser un oscillateur Hartley à transistor à effet de champ. Le quadripôle de réaction est constitué d'une cellule en Π comportant deux inductances et un condensateur.
Les capacités C_l de liaison et C_S de découplage sont considérées comme des courts-circuits à la fréquence d'oscillation. Le transistor est caractérisé par sa pente en source commune s.

5.6.3. Oscillateur Clapp

Le circuit de l'oscillateur Hartley est montre à la figure 5.16, il comporte trois condensateurs et une bobine.

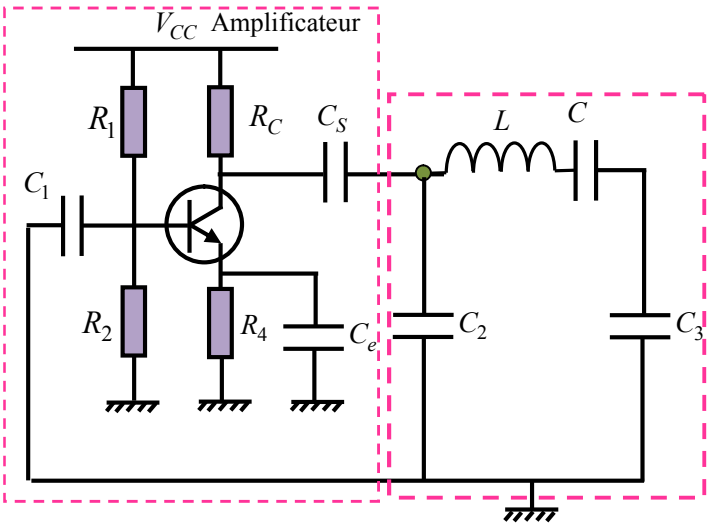


Figure 5.16. Oscillateur Clapp

Chaîne de retour :

$$B(j\omega) = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{C_e}{C_2} \tag{5.25}$$

$$C_e = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \tag{5.26}$$

Condition d'oscillation:

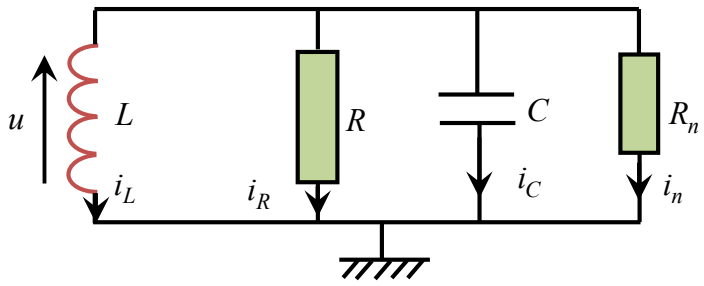
$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{C_2}{C_1} \tag{5.27}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L}\left(\frac{1}{C_e} + \frac{1}{C}\right)} = \sqrt{\frac{1}{L}\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C}\right)} \tag{5.28}$$

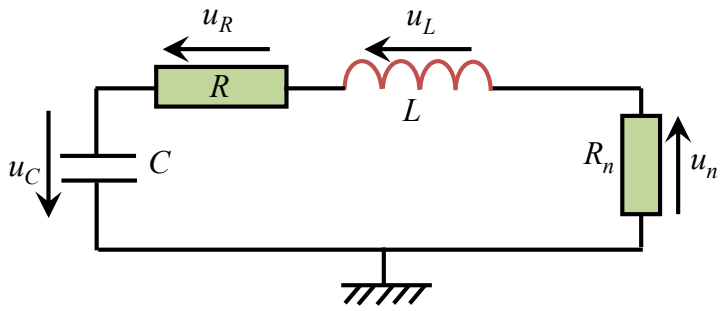
$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L}\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C}\right)} \tag{5.29}$$

6.6.4. Oscillateurs à résistance Négative

Dans un circuit RLC, il y a échange permanent d'énergie entre la bobine et le condensateur, mais cette énergie décroît constamment à cause de la puissance dissipée par effet joule dans la résistance. Le signal utile est une sinusoïde amortie, donc une pseudo sinusoïde et l'amplitude de la tension est une fonction exponentielle décroissante du temps.



(a)



(b)

Figure 5.17. Principe des oscillateurs à résistance négative : (a) étude en courant, (b) étude en tension

Pour avoir des oscillations sinusoïdales, il faut fournir au circuit une énergie égale à celle qui a été dissipée durant chaque pseudo période.

Ceci est possible en plaçant un dispositif qui présente un effet dit de résistance négative. Un simple montage à base d'AO peut être assimilé à une résistance négative [41, 42].

L'application de la loi des nœuds au circuit de la figure 5.17 (a) conduit à:

$$i_L + L\left(\frac{1}{R}+\frac{1}{R_n}\right)\frac{di_L}{dt} + LC\frac{d^2 i_L}{dt^2} = 0 \tag{5.30}$$

L'application de la loi des mailles au circuit de la figure 5.17 (b) conduit à:

$$u_C + L\left(R+R_n\right)C\frac{du_C}{dt} + LC\frac{d^2 u_C}{dt^2} = 0 \tag{5.31}$$

Dans les deux cas, si $R_n = -R$, les équations ainsi que leurs solutions générales prennent les formes suivantes :

$$\ddot{i}_L + \omega_0^2 i_L = 0 \Rightarrow i_L(t) = i_{\max}\sin\left(\omega_0 t + \varphi\right) \tag{5.32}$$

$$\ddot{u}_C + \omega_0^2 u_C = 0 \Rightarrow u_C(t) = u_{\max}\sin\left(\omega_0 t + \varphi\right) \tag{5.33}$$

Exemple d'oscillateur à résistance négative :

Oscillateur harmonique.

Exemple: Oscillateur LC

Résistance négative: fournit de la puissance

Puissance consommée: $P = V.I = RI_2$

Réalisation d'une résistance négative

(diode d'Esaki ou diode de tunnel)

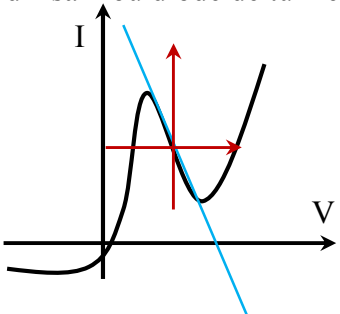


Figure 5.18. Caractéristique I=f(V) de la diode tunnel

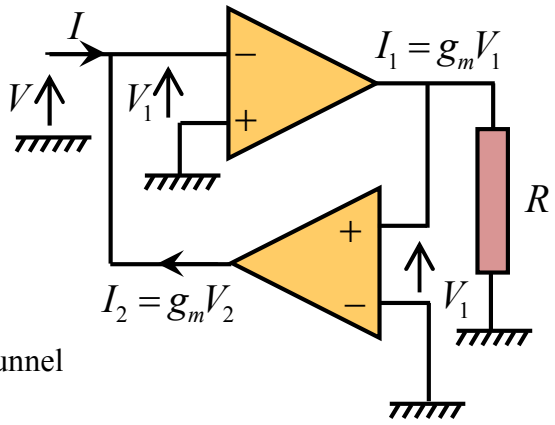


Figure 5.19. Oscillateur à résistance négative

Amplificateur à transconductance :
La tension d'entrée $I_{in} = 0$

$$R_{in} = \frac{V}{I} = -\frac{V_2}{I_2} = -\frac{1}{Rg_m^2}$$

L'oscillateur à résistance négative :
Montrer que le circuit encadré de pointillés est une résistance négative de valeur :

$$\frac{u}{i} = -\frac{R_1 R_2}{R_3}$$

C'est à dire, en observant le fléchage de *u* et de *i*, que c'est un dipôle générateur.

Si on réalise l'égalité : $R = \frac{R_1 R_2}{R_3}$

On retrouve le circuit oscillant LC.

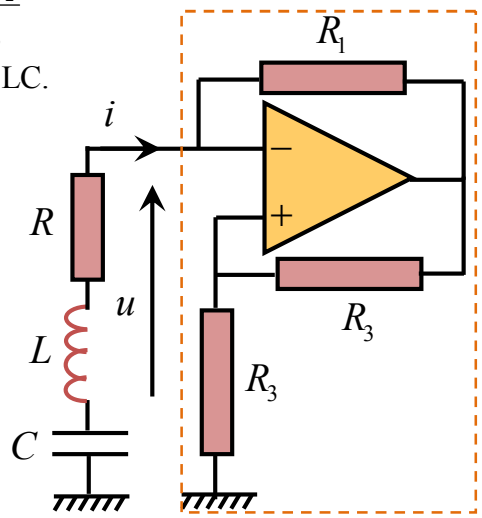


Figure 5.20. Oscillateur à résistance négative en présence de rétroaction avec trois résistances

5.7. Oscillateur à résonateur

La fréquence des oscillateurs peut varier suite à une variation d'un paramètre (température, tension d'alimentation…etc). Lorsque nous avons besoin de générer une fréquence de grande précision, on emploie des résonateurs constitués de cristaux piézo–électrique.

5.8. Oscillateur à quartz

Un tel oscillateur dit de **Pierce** est représenté ainsi. La chaîne directe est un amplificateur à transistor à effet de champ monté en source commune. La chaîne de retour comporte trois condensateurs C_1, C_2, C_3 ainsi que le cristal de quartz qui fonctionne dans sa zone inductive.

Les oscillateurs à quartz sont destinés à produire des signaux de haute précision très stables en fréquence. C'est le cas par exemple des émetteurs radiophoniques qui doivent garder des fréquences très précises fixées à l'avance. C'est le cas aussi des étalons de temps dans les montres électroniques.
La grande stabilité de la fréquence des oscillateurs à quartz provient d'une part de la valeur élevée du facteur de qualité (de l'ordre de 105 à 106) et, d'autre part, des excellentes propriétés mécaniques du quartz. Les quartzs d'usage général ou industriel vont de 3 MHz à 14 MHz environ. La gamme professionnelle s'étend de 1 MHz à 125 MHz, mais peut atteindre 251 MHz suivant la demande. Cependant, c'est la gamme de 1,8 à 125 MHz qui est

la plus utilisée. Précisons que l'obtention de fréquences supérieures à la dizaine de mégahertz n'est envisageable qu'en faisant fonctionner le quartz sur ses harmoniques (ou partiels) 3, 5 ou 7. En pratique, les variations de fréquence des oscillateurs utilisés couramment pour les applications de transmission vont de $\Delta f/f$=1 ppm à 10^{-3} ppm (soit de 10^{-6} à 10^{-9}).
Exemple : une montre à quartz utilise une fréquence de 32 768 Hz. Pour une variation relative de $\Delta f/f = 10^{-6}$ Δf = 32 768 La précision peut atteindre f = 32 768 ±, Δ0,03 Hz

Modélisation du quartz : un oscillateur à quartz présente une stabilité en fréquence bien supérieure à celle obtenue avec des circuits RC ou LC. Du point de vu électrique, on peut modéliser le quartz, autour de l'une de ses fréquences de résonance, par le dipôle suivant:
- Branche série R, L, C traduisant l'effet piézoélectrique du quartz.

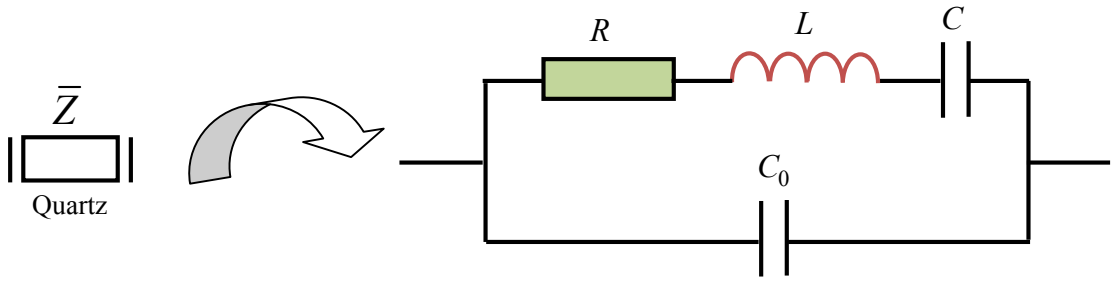


Figure 5.21. Circuit d'oscillateur à quartz et le son schéma équivalent

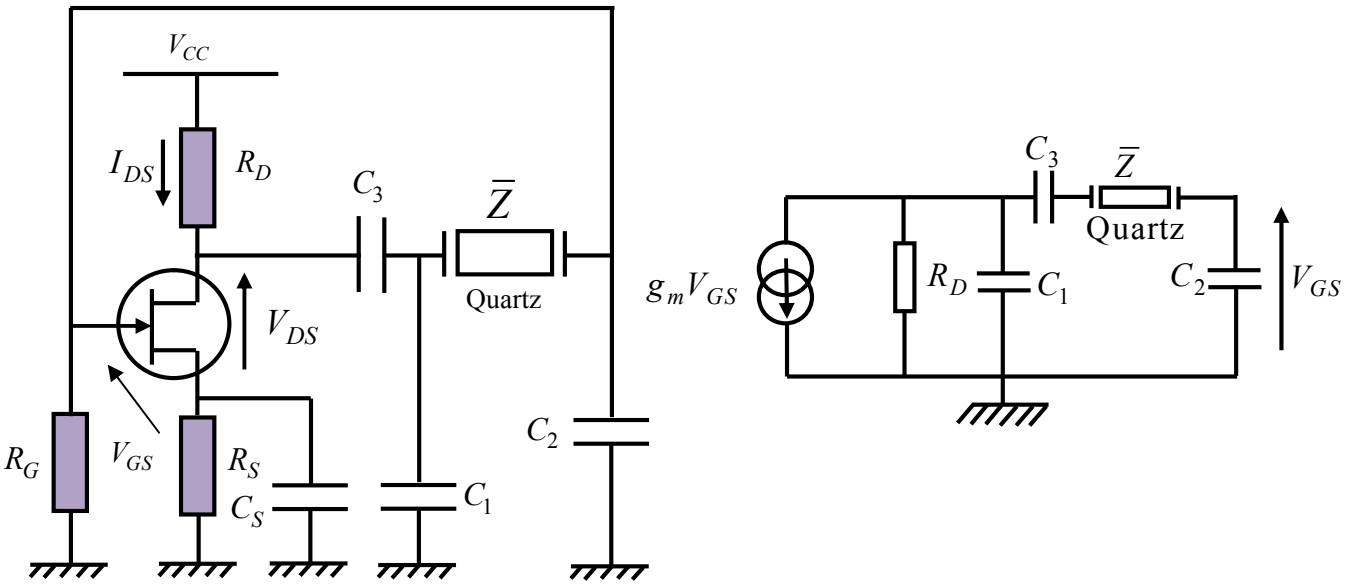


Figure 5.22. Circuit d'oscillateur à quartz et le son schéma équivalent

Dans le schéma équivalent on a supposé que R_G est infinie et que le TEC est caractérisé par ses paramètres en source commune s et ρ (ρ est supposée infinie). Les capacités de liaisons C_S et C_1 se comportent comme un court circuit à la fréquence d'oscillation.

$$V_{GS}\left(\frac{1}{C_2 p}+\frac{R_D}{1+C_1 R_D p}+\frac{1}{C_{3p}}+\bar{Z}\right)=-\frac{sR_D}{C_2 p\left(1+C_1 p\right)}V_{GS} \qquad (5.34)$$

ou :

$$\bar{Z} = jX \tag{5.35}$$

et :

$$X = -\frac{1}{C_0\omega}\frac{\omega^2 - \omega_s^2}{\omega^2 - \omega_p^2} \tag{5.36}$$

$$-sR_D = 1 + C_1R_Dp + C_2R_D + \frac{C_2}{C_3} + \frac{C_2}{C_3}C_1R_Dp + jXC_2p + jXC_2C_1R_Dp^2 \tag{5.37}$$

$$-sR_D = 1 + \frac{C_2}{C_3} - XC_2\omega + jR_D\omega\left(C_1 + C_2 + \frac{C_2}{C_3}C_1 - XC_2C_1\omega\right) \tag{5.38}$$

$$C_1 + C_2 + \frac{C_2}{C_3}C_1 - XC_2C_1\omega = 0 \tag{5.39}$$

$$X\omega = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \tag{5.40}$$

$$-sR_D = 1 + \frac{C_2}{C_3} - X\omega C_2 \tag{5.41}$$

$$-sR_D = 1 + \frac{C_2}{C_3} - C_2\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}\right) \Leftrightarrow sR_D = \frac{C_2}{C_1} \tag{5.42}$$

$$X\omega = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} = -\frac{1}{C_0\omega}\frac{\omega^2 - \omega_s^2}{\omega^2 - \omega_p^2}\omega = -\frac{1}{C_0}\frac{\omega^2 - \omega_s^2}{\omega^2 - \omega_p^2} \tag{5.43}$$

$$\omega^2\left(\frac{1}{C_0} + \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}\right) = -\frac{1}{C_0}\omega_s^2 + \omega_p^2\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}\right) \tag{5.44}$$

$$\omega_{osc}^2 = \frac{\frac{1}{C_0}\omega_s^2 + \omega_p^2\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}\right)}{\left(\frac{1}{C_0} + \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}\right)} \tag{5.45}$$

$$\omega_{osc}^2 = \frac{C_3\omega_s^2 + C_0\omega_p^2}{C_0 + C_3} \tag{5.46}$$

Si :

$$C_1 >> C_3 \quad \text{et} \quad C_2 >> C_3 \tag{5.47}$$

$$sR_D = \frac{C_2}{C_1} \tag{5.48}$$

$$f_{\text{osc}}^2 \approx \frac{C_0f_p^2 + C_3f_s^2}{C_0 + C_3} \tag{5.49}$$

ou :

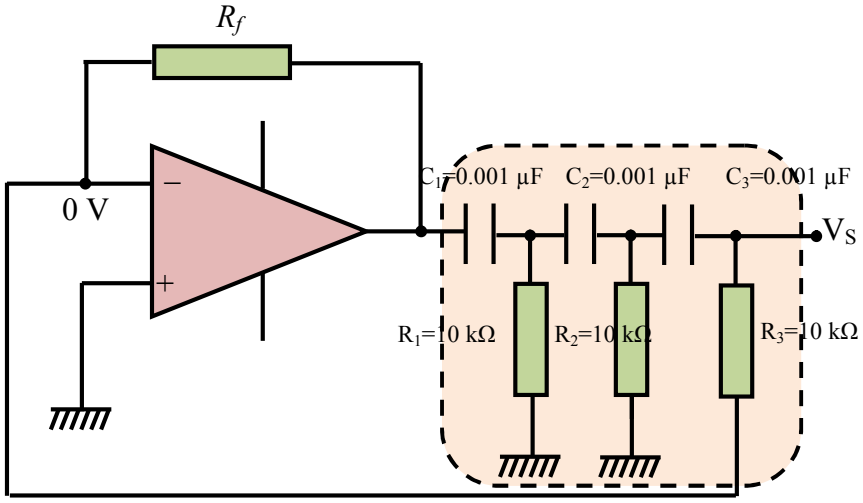
$$f_p = \frac{\omega_p}{2\pi} \le f_{\text{osc}} \le f_s = \frac{\omega_s}{2\pi} \tag{4.50}$$

5.9. Exercice d'application sur les oscillateurs sinusoïdaux

Exercice N°1

Déterminer la valeur de *R* nécessaire pour que le circuit de la figure ci-dessous fonctionne comme un oscillateur

Déterminer la fréquence d'oscillation



Corrigé de l'exercice N°1

a)

$$A_{cl} = 29 \text{ et } B = \frac{1}{29} = \frac{R_3}{R_f} \tag{1.2}$$

donc :

$$\frac{R_f}{R_3} = 29 \Rightarrow R_f = 29R_3 = 29\text{x}10\text{=}290 \text{ k}\Omega \tag{1.2}$$

b)

$$R_1 = R_2 = R_3 = R \text{ et } C_1 = C_2 = C_3 = C \tag{1.2}$$

donc :

$$R = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}f_r C} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}\text{x}10\text{x}0.001} \cong 6.5 \text{ kHz} \tag{1.2}$$

Exercice N°2

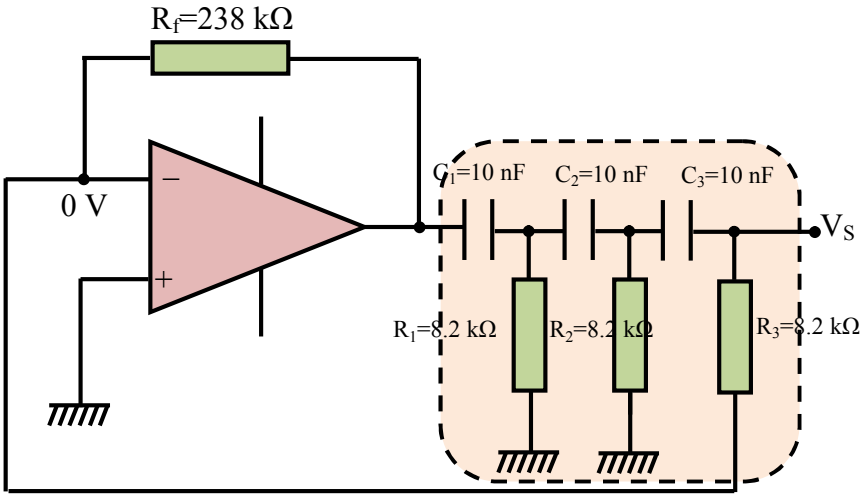
Concevez un oscillateur à déphasage pour une fréquence de 800 Hz. Les condensateurs doivent être de 10 nF.

Commencez par résoudre les résistances nécessaires dans le circuit de retour:

$$R = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}f_r C} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}\text{x}800\text{x}10} = 8.12 \text{ k}\Omega$$

Calcul de la résistance de rétroaction nécessaire :

$$R_f = 29R = 238 \text{ k}\Omega$$



Exercice N°3

a) Déterminer la fréquence de l'oscillateur de la figure ci-dessous. Supposons qu'il y a une charge négligeable sur le circuit de rétroaction et que son Q est supérieur à 10.

b) Trouver la fréquence si l'oscillateur est chargé à un point où le Q tombe à 8.

Corrigé de l'exercice N°3

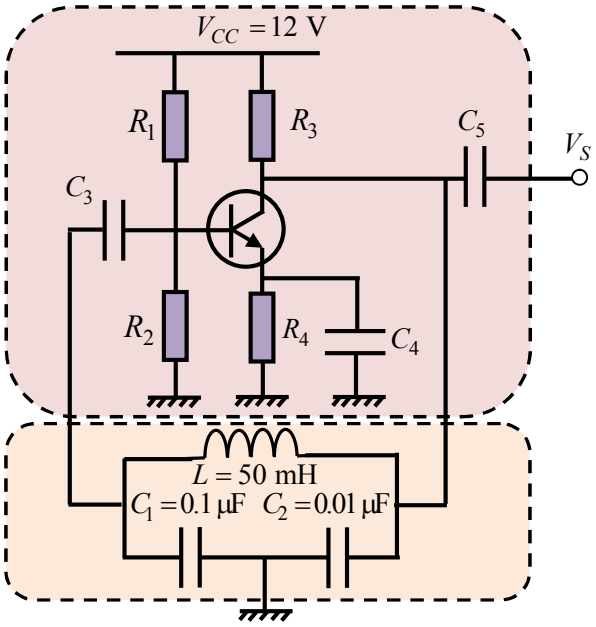
a)

$$C_T = \frac{C_1 C_2}{C_2 + C_1} = \frac{(0.1)(0.01)}{0.11} = 0.0091\ \mu\text{F}$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}}\sqrt{\frac{Q^2}{Q^2+1}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{50\text{x}0.0091}} = 7.46\ \text{kHz}$$

b)

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}}\sqrt{\frac{Q^2}{Q^2+1}} = 7.46\text{x}0.9923 = 7.40\ \text{kHz}$$



Exercice N°4

Il est difficile de concevoir des oscillateurs sélectifs en fréquence en utilisant des filtres RC lorsque les fréquences souhaitées sont de l'ordre du kHz. On préfère utiliser, par exemple,

des filtres appelés <oscillateur Colpitts> (du nom de son inventeur). La figure 1 présente la structure électrique construite autour d'un amplificateur actif, interprété par un transistor JFET (à canal N) monté en source commune, et d'un circuit oscillant réalisé en montage ou les impédances Zi sont assimilées à des réactances.

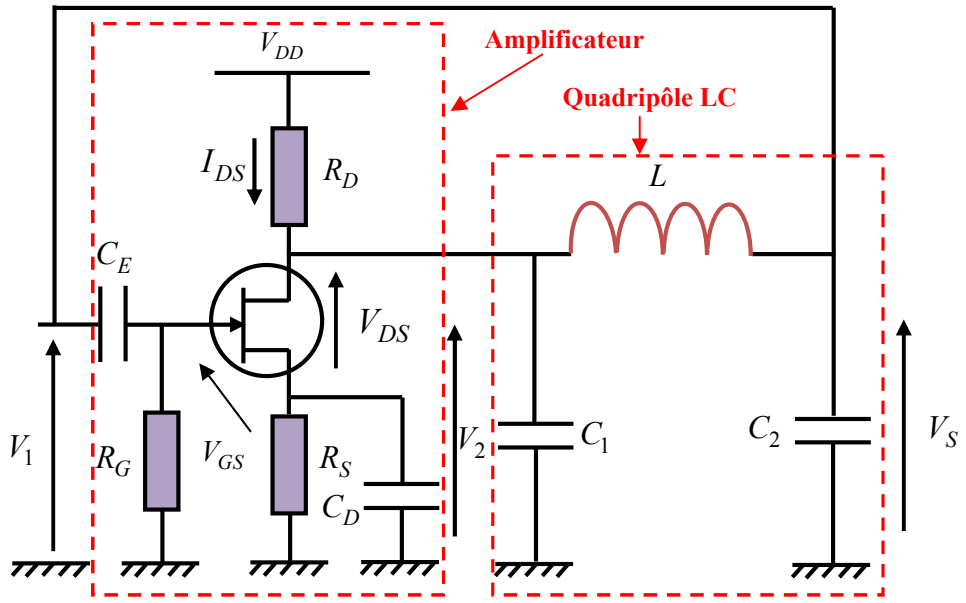


Figure 1. Oscillateur Colpittts

Dans le cas d'un oscillateur Colpitts, on a :

- $Z_1 = \frac{1}{C_1 S}$
- $Z_2 = \frac{1}{C_2 S}$
- $Z_3 = LS$

avec :

$S = i\omega$

Pour déterminer les objectifs (pulsation d'oscillation et condition d'entre- tien des oscillations), on se propose de répondre aux questions :

1) Donner le schéma équivalent en petits signaux.

2) Déterminer la f.d.t. $\frac{V_S}{V_2}$ de la cellule en Л.

3) Déterminer la f.d.t. $\frac{V_2}{V_1}$ du filtre actif chargé par l'admittance Y .

Information. — Y correspond `a l'admittance vue `a l'entrée du quadripôle LC.

4) Exprimer le produit des deux f.d.t, puis déduire la pulsation d'oscillation ainsi que la condition pour entretenir ces oscillations.

Corrigé de l'exercice N°4

1) En s'appuyant sur le schéma équivalent donné vu au cours et en remplaçant les impédances, le schéma équivalent en petits signaux associé à l'oscillateur Colpitts est présenté en figure 2.

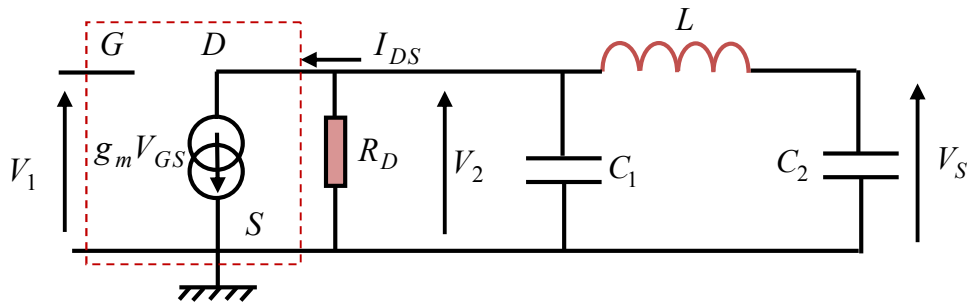


Figure 2. Schéma équivalent en petits signaux de l'Oscillatteurs Colpittts.

2) Il suffit de faire tout simplement le pont diviseur de tension entre L et C_2 :

$$\frac{V_S}{V_2}(S) = \frac{Z_{C_2}}{Z_{C_2} + Z_L} = \frac{\frac{1}{C_2 S}}{\frac{1}{C_2 S} + LS}$$

$$\frac{V_S}{V_2}(S) = \frac{1}{1 + LC_2 S^2}$$

3) Dans un premier temps, déterminons l'admittance Y :

$$Y = \frac{1}{LS + \frac{1}{C_2 S}} + C_1 S = \frac{C_2 S}{1 + LC_2^{\,2}} + C_1 S$$

$$Y = \frac{(C_1 + C_2)S + LC_1 C_2 S^3}{1 + LC_2^{\,2}}$$

Maintenant, exprimons l'admittance Y1 correspondant `a la mise en parallèle entre la résistance R_D et l'admittance Y :

$$Y_1 = \frac{1}{R_D} + Y = \frac{1}{R_D} + \frac{(C_1 + C_2)S + LC_1 C_2 S^3}{1 + LC_2^{\,2}}$$

$$Y_1 = \frac{1 + LC_2 S^2 + R_D (C_1 + C_2)S + LC_1 C_2 S^3}{R_D (1 + LC_2 S^2)}$$

Comme $V_{GS} = V1$, alors la tension V_2 est :

$$V_2 = -g_m Z_1 V_1$$

avec :

$$Z_1 = \frac{1}{Y_1}$$

Donc :

$$\frac{V_2}{V_1}(S) = \frac{-g_m R_D (1 + LC_2 S^2)}{1 + LC_2 S^2 + R_D \left[(C_1 + C_2)S + LC_1 C_2 S^3\right]}$$

4) En effectuant le produit des f.d.t. trouvées aux questions 2. et 3, il vient la f.d.t. correspondant `a la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$\frac{V_S}{V_1}(S) = \frac{-g_m R_D \left(1 + LC_2 S^2\right)}{1 + LC_2 S^2 + R_D \left[\left(C_1 + C_2\right) S + LC_1 C_2 S^3\right]}$$

Pour trouver la pulsation d'oscillation, il faut que la f.d.t. en boucle ouverte soit nulle, autrement dit réelle. Cela est rendu possible `a la condition qu'en régime harmonique (s = iω) :

$$R_D \left(C_1 + C_2\right) S + LC_1 C_2 S^3 = 0$$

Simplifiant par R_D et ω, la quantité située dans les crochets s'annule si et seulement si :

$$\omega = \omega_0 = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{LC_1 C_2}} = \frac{1}{\sqrt{L \dfrac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$$

A présent, pour maintenir les oscillations en sortie de ce circuit, l'inégalité suivante doit être respectée :

$$\left|\frac{V_S}{V_1}\right|_{\omega=\omega_0} = \left|\frac{-g_m R_D}{1 - LC_2\omega_0^2 + i\omega_0 R_D \left[\left(C_1 + C_2\right) - LC_1 C_2 \omega_0^2\right]}\right| \geq 1$$

et donne :

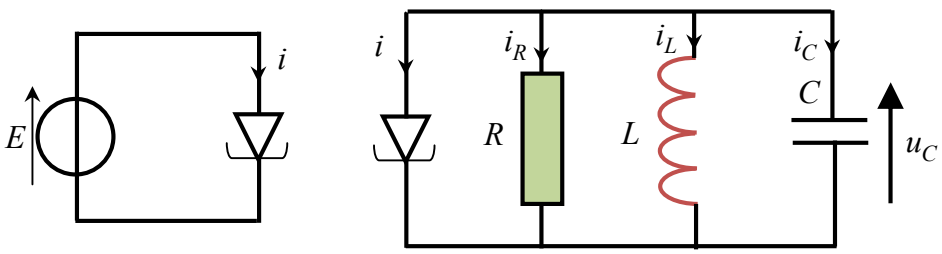
$$\left|\frac{-g_m R_D}{1 - LC_2 \dfrac{C_1 + C_2}{LC_1 C_2}}\right| \geq 1$$

$$g_m \geq \frac{1}{R_D} \frac{C_2}{C_1}$$

Exercice N° 5

La caractéristique de la diode tunnel devenant affine, le système est linéaire et peut se décomposer en deux circuits, l'un en régime stationnaire (Figure 1.a), l'autre en régime variable (Figure 1.b). Dans ce dernier cas, la diode tunnel se comporte comme un composant de résistance négative : $u(t) = -r_d i$.

Faire l'étude de cet oscillateur



(a) (b)

Figure 1. Circuit d'un oscillateur à diode Esaki (diode tunnel) : (a) régime stationnaire, (b) régime variable

Corrigé de l'exercice N°5

1. La loi des nœuds, appliquée à la sortie de la diode donne (Figure. 1.b) :

$$i + i_R + i_L + i_C = 0$$

avec :

$$i = -\frac{u}{r_d},\ i_R = \frac{u}{R},\ u = L\frac{di}{dt},\ i_C = C\frac{du}{dt}$$

En dérivant par rapport au temps et en posant $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, on trouve :

$$\frac{d^2u}{dt^2} + \frac{1}{\tau}\frac{du}{dt} + \omega_0^2 u = 0$$

avec :

$$\tau = C\left(\frac{1}{R} - \frac{1}{r_d}\right)^{-1}$$

On doit avoir tau < 0 , c'est-à-dire R > rd ≈ 100 V .

2. L'application numérique donne $f = \frac{\omega_0}{2\pi} \approx 225$ kHz. L'amplitude des oscillations est limitée par les effets non linéaires, c'est-à-dire par les extremums de la caractéristique définis par :

$$u_m = \frac{150 - 50}{2} = 50 \text{ mV}$$

Références bibliographiques

Références bibliographiques

[1] Tahar Neffati, Introduction à l'électronique analogique, Cours et exercices corrigés, Maître de conférences à l'Université de Cergy-Pontoise et au CNAM.

[2] Enrique San Millán, Celia López, Session 13 Introduction to Field Effect Transistors (FET) Electronic Components and Circuits, Universidad Carlos III de Madrid, www.uc3m.es

[3] Working Principle of MOSFET and MOSFET Characteristics, https://www.electrical4u.com/mosfet-working-principle-of-p-channel-n-channel-mosfet/.

[4] Ali Gharsallah, Tarek Ben Nasrallah, Lassâad Gargouri, Exercices et problèmes corrigés d'électronique analogique, Collection (Economie poche), Maison d'édition : New Horizons, Lieu d'édition : Tunis, année d'édition 2003.

[5] Tran Tien Lang, Circuits fondamentaux de l'électronique analogique (3° Éd.) Langue : Français, Date de parution : 09-1996

[6] Chelbi Hassen, ECUE n° 1 : Electronique Générale, Chapitre 8 Les Transistors à Effet de Champ: Transistors à Jonction (JFET), ISET Nabeul,

[7] Dr. Tilak Narayan Ghosh, Field Effect Transistors.

[8] B.Ghosh, Fundamental Principles of Electronics, https://www.bookdepository.com/Fundamentals-Principles-Electronics-Ghosh-Basudev/9788187134398.

[9] Marie-André Lantz, Amplificateurs fondamentaux et opérationnels Principes, fonctionnement, utilisations, Éditeur Ellipses , date de parution 30/07/2007, ISBN13 : 978-2-7298-3539-2

[10] Kayal Maher, Electronique - Volume 1, Amplificateur Opérationnel Et Applications, Editeur : Ppur Presses Polytechniques, © Notice établie par DECITRE, libraire, Collection: Électricité, Format: Broché, 183 pages, Parution : 19/01/2017.

[11] Girard Michel, Amplificateurs Opérationnels, Editeur : Ediscience, © Notice établie par DECITRE, libraire Collection : Electronique analogique, Date de Parution : 01/01/1995.

[12] Mohamed Reda Benbrahim, Cours : Electronique Analogique, https://www.est-usmba.ac.ma/benbrahim/index.html.

[13] J.-C. Marchais, L'amplificateur opérationnel et ses applications, Masson, Paris 1978 (Bibliothèque des T.P.2 N° 22).

[14] Dziadowiec A., Lescure M., Fonctions à amplificateurs opérationnels, Eyrolles, 1996

[15] C. Grossetête ; électronique –1 circuits électriques, électroniques et amplificateur opérationnel idéal. Ellipses. 1987.

[16] Gabriel Cormier, GELE2112 Chapitre 4 : Amplificateur opérationnel, PhD Université de Moncton, 2009.

[17] J.G. Graeme, Applications of operational amplifiers, Mc Graw-Hill, New York. 1973. York

[18] Grossetete Christian, Electronique Tome 1 : circuits électriques, électroniques et amplificateur opérationnel idéal, Date de parution : 05-1998, Ouvrage de 272 p, 17.5x26 cm.

[19] Jean-Claude FANTOU, Calcul pratique des circuits Electroniques: les amplificateurs de puissance - Tome 2: Les Amplificateurs De Puissanc, Éditeur : Dunod, Broché 162 pages, ISBN-13 : 978-2709110150, date de parution le 27 janvier 1993.

[20] Moez HAJJI, Electronique Analogique, Chapitre III : Amplificateur de puissance, ISET DE NABEUL (2014)

[21] Valkov S., Electronique analogique, Casteilla, 1994, site web : https://ulysse.univ-lorraine.fr/discovery/fulldisplay?vid=33UDL_INST%3AUDL&docid=alma991003755749705596&lang=fr&context=L&adaptor=Local%20Search%20Engine.

[22] Bernard Latorre, Corinne Berland, François de Dieuleveult, Christophe Delabie, Olivier Français, Patrick Poulichet, Electronique analogique - Composants et systèmes complexes, by Library1février 26, 2019.

[23] Michel Girard, Amplificateurs de puissance, Editeur : McGraw-Hill, ISSN : 978-2-7042-1180-7, 1988, https://www.leslibraires.fr/livre/1405148-amplificateurs-de-puissance-michel-girard-mcgraw-hill.

[24] Markus Liniger, Electronique Analogique, 2000/01, Site web : https://docplayer.fr/79363689-Electronique-analogique-markus-liniger-2000-01.html

[25] Laurent Pichon Electronique - Bases de l'électronique analogique - Du composant au circuit intégré. Cours et exercices corrigés (niveau A), Paru le 17 mars 2015

[26] F. Dattée, électronique, concepts de base, Eyrolles 1987 (cours de l'école supérieure d'Electricité. ESE3).

[27] Amplificateurs audio fréquence Classe A, AB et D G. Couturier, département GEII, IUT Bordeaux1 gerard.couturier@u-bordeaux1.fr, http://www.j3ea.org or http://dx.doi.org/10.1051/j3ea:2008037.

[28] M. Aumiaux, Pratique de l'électronique, Masson 1977, tome I chap. 3 p. 49 et suivantes; tome II chap. 3 p. 43; (Bibliothèque des T.P.2 N° 2 et 3).

[29] Boittiaux B., Cours d'électronique, Lavoisier, 1995, site web : https://www.eyrolles.com/Sciences/Livre/cours-d-electronique-9782743000868/

[30] Didier Le Ruyet, Pierre Provent, Electronique Analogique PHR002 / ELE 004 / DUT GEII 1iere année, Conservatoire National des arts et Metiers, Janvier 2010.

[31] Freddy Mudry, Étude de la contre-réaction, http://freddy.mudry.org/.

[32] Jelinski ; Amplificateurs – Oscillateurs Cours complet, 77 exercices corrigés d'application, Éditeur Vuibert, Nb. de pages : 228, ISBN13 : 978-2-7117-8856-9, Parution 01/07/1996

[33] Michel Piou et la référence au site Internet IUT en ligne, Site web : https://eduscol.education.fr/sti/ressources_techniques/suite-elecpro-fondements-du-genie-electrique.

[34] Coeurdacier ; électronique 3 : amplification hautes fréquences-réaction. Dunod 1980.

[35] Robert L. Boylestad, Electronics devices and Circuit Theory, 20 avril 2012, site web: https://www.amazon.fr/Boylestad-Elect-Devic-Circu-Theo_11/dp/0132622262

[36] Moez HAJJI, Electronique Analogique, Chapitre VI : Les Oscillateurs Sinusoïdaux, ISET DE NABEUL (2014)

[37] Etienne Gheeraert, Fonctions électroniques : Les oscillateurs sinusoïdaux, Institut des Sciences et de Technologie de Grenoble.

[38] L. Lubrano, Oscillateurs Colpitts, Clapp, Pierce, IUFM Préparation CAPET Génie Electrique, 2000

[39] J. Auvray, Systèmes électroniques, Les oscillateurs, site web : https://docplayer.fr/20955637-J-auvray-systemes-electroniques-les-oscillateurs-un-oscillateur-est-un-generateur-de-signaux-periodiques-sinusoidaux-ou-non.html.

[40] S. Coeurdacier ; électronique 2 : amplification basses fréquences-commutation. Dunod 1980, https://www.abebooks.fr/Electronique-composants-discrets-lin%C3%A9aires-Amplification basses/6156423513/bd.

[41] Pascal Masson, des oscillateurs à la radio, Ecole Polyethnique Universitaire de Nice Sophia Antipolie, Edition 2012/2013.

[42] Site web du Professeur Philippe le roux : http://philipperoux.nexgate.ch/.