

COURS PHQ-350
ÉLECTRONIQUE

Christian Lupien

Notes de cours
(août 2006)

basé sur des notes de Denis Morris



UNIVERSITÉ DE
SHERBROOKE

Département de Physique

I Table des Matières

II INTRODUCTION

- II.1 L'électronique moderne
- II.2 Mise en contexte du cours
- II.3 Contenu des notes de cours
- II.4 Méthode pédagogique

Chapitre 1. RAPPELS SUR LES CIRCUITS

- 1.1 SYMBOLES ET NOTATIONS
 - 1.1.1 Terminologie
 - 1.1.2 Symboles des composants électroniques
 - 1.1.3 Autres conventions et définitions
- 1.2 COMPOSANTS DE BASE
 - 1.2.1 La résistance (ou le résistor)
 - 1.2.2 Le condensateur
 - 1.2.3 L'inductance (ou l'inductor)
 - 1.2.4 1.2.4 La diode
 - 1.2.5 L'amplificateur opérationnel
 - 1.2.6 Les sources
- 1.3 ÉLÉMENTS D'ANALYSE DES CIRCUITS
 - 1.3.1 THÉORÈME DE SUPERPOSITION
 - 1.3.2 THÉORÈME DE THÉVENIN ET NORTON
 - 1.3.3 Impédance d'entrée et de sortie
- 1.4 Circuits simples: filtres RC et RLC
 - 1.4.1 FILTRE PASSE-BAS
 - 1.4.2 FILTRE PASSE-HAUT
 - 1.4.3 FILTRE PASSE-BANDE RLC
 - 1.4.4 FILTRE DE RÉJECTION DE BANDE RLC
- 1.5 CIRCUITS AVEC DIODE
 - 1.5.1 Circuits de limitation de tension
 - 1.5.2 Circuits de redressements de signaux
 - 1.5.3 Circuits de transformation de signaux
 - 1.5.4 Circuit de protection

Chapitre 2. L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL ET LA RÉTROACTION

- 2.1 RÉTROACTION
- 2.2 APPLICATIONS ANALOGIQUES
 - 2.2.1 AMPLIFICATEUR INVERSEUR ET NON-INVERSEUR
 - 2.2.2 AMPLIFICATEUR SOMME
 - 2.2.3 INTÉGRATEUR ET DIFFÉRENTIATEUR
- 2.3 LES OSCILLATEURS
 - 2.3.1 Oscillateurs sinusoïdaux
 - 2.3.2 Bascules de Schmitt

Chapitre 3. PHYSIQUE DES SEMICONDUCTEURS

- 3.1 BANDES D'ÉNERGIE DES SOLIDES CRISTALLINS
- 3.2 SEMICONDUCTEURS INTRINSÈQUES ET EXTRINSÈQUES
- 3.3 CONDUCTION DANS LES SEMICONDUCTEURS
 - 3.3.1 Dérive
 - 3.3.2 Diffusion

Chapitre 4. JONCTION P-N

I Table des Matières

4.1 JONCTION P-N À L'ÉQUILIBRE

4.2 JONCTION P-N POLARISÉE

4.3 DIODES RÉELLES

4.3.1 Caractéristique courant-tension

4.3.2 Diode Zener

4.3.3 Réponse en fréquence

Chapitre 5. TRANSISTOR BIPOLAIRE À JONCTIONS

5.1 STRUCTURE ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

5.2 Particularités du BJT

5.3 CONFIGURATION DE POLARISATION

5.3.1 Modes de fonctionnement

5.3.2 Montages des transistors

5.4 CARACTÉRISTIQUES COURANT-TENSION

5.5 ANALYSE STATIQUE

5.6 Analyse dynamique

5.7 Modèle simple pour analyse

5.8 Exemple d'analyse d'un circuit avec transistor

5.9 Exemple de circuits

5.9.1 L'AMPLIFICATEUR ET LA SOURCE DE COURANT

5.9.2 L'amplificateur et la source de tension

5.10 AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL

5.10.1 Calcul de gain en mode commun

5.10.2 Calcul du gain en mode différentiel

5.10.3 Considérations importantes pour l'amplificateur différentiel

Chapitre 6. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

6.1 STRUCTURE ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU JFET

6.2 TRANSISTOR À EFFET DE CHAMP MÉTAL-OXYDE-SEMICONDUCTEUR (MOSFET)

6.3 CARACTÉRISTIQUES COURANT-TENSION

6.3.1 Transistor à effet de champ à jonctions (JFET)

6.4 Analyse statique

6.5 Analyse dynamique

6.6 EXEMPLES DE POLARISATION ET D'AMPLIFICATEUR

Chapitre 7. AMPLIFICATEURS ANALOGIQUES

7.1 ÉTAGES D'AMPLIFICATION DE BASE

7.2 CARACTÉRISTIQUES DES ÉTAGES D'AMPLIFICATION

7.2.1 Impédances d'entrée et de sortie

7.2.2 Gain en courant et en tension

7.2.3 Calcul du gain d'un amplificateur à plusieurs étages

7.3 AMPLIFICATEURS À PLUSIEURS ÉTAGES

7.3.1 Choix de montages et améliorations des caractéristiques

7.3.2 Polarisation des étages à BJT

7.3.3 Décalage de la tension continue

7.3.4 Structure de l'amplificateur opérationnel

Chapitre 8. Ampli-op réel et sources de bruits

8.1 Source de bruits

8.1.1 Bruit intrinsèque

8.1.2 Bruits extrinsèques

8.2 Paramètres détaillés d'un ampli-op

8.3 Gain et compensation

8.4 Bruit d'un ampli-op

Chapitre 9. CIRCUITS NUMÉRIQUES

- 9.1 PORTES LOGIQUES
- 9.2 ADDITIONNEUR BINAIRE
- 9.3 Comparateur numérique
- 9.4 Codeur et décodeur
- 9.5 Bascules et mémoires
- 9.6 Compteurs et registres

Annexe A. TECHNOLOGIE MONOLITHIQUE

- A.1 ÉTAPES DE FABRICATION "PLANAIRE"
- A.2 FABRICATION DES TRANSISTORS
- A.3 FABRICATIONS AUTRES COMPOSANTS INTÉGRÉS DE BASE

Annexe B. REPRÉSENTATION D'EBERS-MOLL

- B.1 Taux de transfert α_F en mode direct (E vers C)
- B.2 Gain de courant direct en configuration d'émetteur commun (β_F)
- B.3 Taux de transfert α_R en mode inverse (C vers E)
- B.4 Gain de courant inverse en configuration d'émetteur commun (β_R)
- B.5 Transistor bipolaire monté en configuration de base commune
- B.6 Transistor bipolaire monté en configuration d'émetteur commun

Annexe C. RÉPONSE EN FRÉQUENCE DES AMPLIFICATEURS

- C.1 RÉPONSE À UNE EXCITATION SINUSOÏDALE EN RÉGIME STATIONNAIRE
 - C.1.1 Diagramme de Bode des filtres passe-haut et passe-bas
 - C.1.2 Système de complexité arbitraire
 - C.1.3 Les points extrêmes en fréquence
 - C.1.4 Méthode de superposition des pôles
- C.2 INFLUENCE DES CONDENSATEURS SUR LA FONCTION DE TRANSFERT DES AMPLIFICATEURS
 - C.2.1 Influences sur les réponses en basse et haute fréquences
 - C.2.2 Concept du pôle dominant
 - C.2.3 Méthode générale de détermination des pôles

Annexe D. LES FILTRES RC ACTIFS

- D.1 FILTRES DU PREMIER ORDRE
- D.2 FILTRES DU SECOND ORDRE DE TYPE SALLEN-KEY
- D.3 FILTRES D'ORDRE SUPÉRIEUR DE TYPES BUTTERWORTH

II INTRODUCTION

II.1 *L'électronique moderne*

Dans son sens le plus strict, l'électronique est la science et la technologie du mouvement des particules chargées dans le vide, dans les gaz, et dans les solides. Au début du 20^e siècle, l'électronique a permis le développement rapide de nombreuses applications dans les domaines des télécommunications, des systèmes de commandes et de contrôles, et du calcul scientifique. Ces domaines constituent, de nos jours, la nature même de l'électronique. L'électronique moderne a pour objet: l'étude des composants passifs (résistance, condensateur, ...) et actifs (diode, transistor, ...), ainsi que l'étude des circuits basés sur ces composants, et utilisés pour le traitement des signaux électriques. Par l'élaboration des premiers modèles atomiques puis par le développement de la physique statistique jusqu'aux théories du transport des charges dans les solides, le physicien a toujours joué un rôle de premier plan dans l'évolution de cette science. Le travail de celui-ci est à l'origine du développement des premiers composants électroniques (les diodes) et des premiers dispositifs modernes (les transistors). En contrepartie, les progrès de l'électronique ont permis de faire progresser la physique en la dotant d'une instrumentation scientifique et informatique très performante. Que ce soit du côté théorique ou expérimental, le physicien ne peut plus se passer, des outils que nous procure l'électronique. Le nombre d'applications de l'électronique est sans cesse croissant, et les performances des dispositifs et circuits en progrès constant, de sorte que cette science occupe une place grandissante dans notre vie de tous les jours. Le physicien continue de contribuer à l'évolution de cette discipline en appliquant ses connaissances de la physique statistique et quantique aux développements des théories du transport des charges dans les solides (en particulier les semiconducteurs). Le physicien est appelé à participer de plus en plus à la conception et à la réalisation des circuits électroniques. Le développement de nouvelles techniques de fabrication des dispositifs ainsi que la caractérisation des propriétés électriques de ces dispositifs sont encore d'autres domaines où l'expertise du physicien est mise à profit. Parce que le physicien possède les connaissances nécessaires pour décrire la complexité des interactions entre les charges dans des systèmes de très petites tailles où des effets quantiques peuvent apparaître, celui-ci est appelé à contribuer de façon significative à l'essor de la microélectronique moderne. Pour toutes ces raisons, l'enseignement des notions de base de l'électronique devient un élément indispensable à la formation du physicien d'aujourd'hui.

II.2 *Mise en contexte du cours*

Ce cours d'introduction à l'électronique moderne, vise à donner aux étudiants les connaissances nécessaires à la compréhension et à la réalisation des circuits utilisés en électronique analogique et numérique. L'étude des circuits électroniques est très importante pour le physicien car ils constituent les éléments de base de l'instrumentation scientifique. En plus de l'étude des circuits classiques, le principe de fonctionnement des dispositifs microélectroniques ainsi que les techniques de fabrication de ces dispositifs seront étudiés. Des applications courantes seront vues durant les cours magistraux et lors des séances de laboratoire et de simulation de circuits.

Ce cours donne aux étudiants une vue d'ensemble du domaine de l'électronique. À la fin de ce cours, les étudiants devraient pouvoir concevoir et réaliser des circuits simples à base de diodes, de transistors et d'amplificateurs opérationnels. Un autre des objectifs de ce cours est de permettre aux étudiants de se familiariser et d'utiliser d'une façon plus adéquate l'instrumentation scientifique. Ce cours se veut aussi préparatoire pour les étudiants qui choisiront le module de microélectronique, dans lequel d'autres types de dispositifs (micro- et opto-électroniques) et des circuits intégrés plus complexes seront étudiés.

En plus de l'apprentissage de l'électronique même, ce cours donner des notions générales de physique. Par exemple il y a une introduction à la physique des semiconducteurs et de l'état solide. Des notions d'approximation et de choix des bon modèles théorique sont aussi explorées.

II INTRODUCTION

II.3 Contenu des notes de cours

Après une brève introduction à l'électronique moderne, nous exposerons quelques notions de base sur les circuits. Au chapitre 1, nous définirons les symboles, notations et conventions usuels utilisés dans les schémas de circuit. Par la suite, nous rappellerons les caractéristiques des composants de base (résistance, condensateur, etc.) utilisés en électronique. Finalement les équations de Kirchhoff utilisées pour l'analyse des réseaux de composants seront revues. Ces équations des réseaux, seront réutilisées tout au long de ce cours.

Au chapitre 2, nous allons discuter de rétro-action et de son application aux amplificateur opérationnels. Nous présentons ensuite plusieurs circuits construit à partir d'ampli-op avec rétroaction négative et positive.

Au chapitre 3, nous introduirons des concepts élémentaires de physique des semiconducteurs. Nous montrerons de façon qualitative que l'origine des bandes de conduction d'un semiconducteur provient du couplage des fonctions d'onde électroniques associées aux atomes voisins du réseau cristallin. Certaines propriétés électriques des semiconducteurs seront étudiées, notamment la conductivité et la mobilité des porteurs de charge. Nous verrons comment le dopage (type n et type p) des semiconducteurs affecte les propriétés de conduction de celui-ci. Les notions de physique des semiconducteurs, vues dans ce chapitre, sont essentielles à la compréhension du principe de fonctionnement des dispositifs électroniques.

Au chapitre 4, nous appliquerons directement les notions de physique des semiconducteurs, vues précédemment, à la dérivation de l'équation courant-tension d'une jonction p-n. Nous décrirons les propriétés importantes des diodes réelles. Nous analyserons également leur réponse en fréquence. La jonction p-n est la structure de base de la plupart des dispositifs microélectroniques. Nous nous attarderons donc à bien expliquer l'influence de la polarisation de la jonction p-n sur les courants de porteurs de charge minoritaires et majoritaires.

Au chapitre 5, nous décrirons la structure et expliquerons le principe de fonctionnement des transistors bipolaires à jonctions (BJT). Nous introduirons par la suite les différentes configurations de polarisation de ces transistors qui déterminent essentiellement leur mode de fonctionnement. À l'annexe B, nous donnerons les détails de la dérivation des caractéristiques courant-tension des BJT. Nous verrons que le transistor agit soit comme un interrupteur, soit comme un amplificateur dépendant de la région de la caractéristique I-V dans laquelle il opère. À partir de ces caractéristiques I-V, nous verrons comment faire les analyses statique et dynamique d'un circuit afin de trouver le point de fonctionnement du transistor et son gain de courant. En complément à ce chapitre (Annexe A), nous décrirons les techniques de fabrication de divers composants intégrés dont le transistor (Annexe A). Les transistors à jonctions sont surtout utilisés dans les circuits de puissance et dans les circuits de régulation ; quelques-unes de ces applications sont données.

Au chapitre 6, nous décrirons la structure et le principe de fonctionnement des transistors à effet de champ (FET). Nous verrons qu'il existe deux types importants de FET soit le transistor à jonctions p-n (JFET) et le transistor métal-oxyde-semiconducteur (MOSFET). Nous décrirons par la suite les différentes régions des caractéristiques courant-tension de ces transistors. Comme au chapitre précédent, nous appliquerons les techniques d'analyses statique et dynamique pour trouver les courants et tensions aux différents nœuds d'un circuit à transistor. Les applications des transistors à effet de champ sont nombreuses et variées. Ils sont notamment les éléments de base de la plupart des portes logiques qui trouvent bien sûr de multiples applications dans les circuits numériques.

Nous décrirons, au chapitre 7, les caractéristiques des étages d'amplification de circuits analogiques. Nous représenterons un étage d'amplification donné par une boîte noir possédant des caractéristiques propres d'entrée et de sortie. Nous donnerons quelques règles de conception d'amplificateur à plusieurs étages et discuterons de différents montages communs. Nous étudierons en particulier les techniques de calcul des gains en tension et en courant de tels amplificateurs.

Au chapitre 7, nous exposerons des notions fondamentales reliées à la fonction de réponse d'un système linéaire (circuit analogique, dans notre cas). Nous étudierons la réponse de circuits passe-haut et passe-bas à une excitation sinusoïdale en régime stationnaire. Nous étendrons cette analyse à celle

d'un circuit de complexité arbitraire. Nous verrons qu'il est possible, en pratique, de réaliser des opérations complexes (amplification sélective en fréquence par exemple) en superposant de façon judicieuse plusieurs étages d'amplification caractérisés par des fonctions de transfert choisies. Nous introduirons le concept de pôle dominant et appliquerons quelques techniques de résolution des fréquences de coupure haute et basse d'un circuit amplificateur à un ou plusieurs étages.

Au chapitre 8 on retourne aux amplificateurs opérationnels pour l'étudier plus en détail. Nous allons aussi discuter des questions de bruits électrique de toutes sortes et des calculs associés.

Au chapitre 9 on étudie les circuits numérique qui sont à la base des microprocesseur.

Finalement, vous trouverez en annexe certains développements détaillés d'équations vues au cours en plus de quelques compléments d'informations portant sur les technologies monolithiques.

II.4 Méthode pédagogique

Pour les cours magistraux, j'exposerai la matière du cours à l'aide de transparents ou en utilisant le tableau noir. La plupart du temps, les démonstrations, les développements d'une équation et les exercices seront faits au tableau. Des séances d'exercices intégrées au cours sont prévues tout au long de la session. J'incorporerai également dans quelques cours magistraux, des démonstrations de simulation de fonctionnement de circuits à l'aide du logiciel PSCiPE. Quelques séances de laboratoire et de simulations de circuits sont prévues durant lesquelles les étudiants pourront se familiariser aux dispositifs et circuits électroniques.

Durant les cours magistraux, il est de la responsabilité des étudiants de compléter ses notes de cours en annotant les schémas et figures présentés sur transparent, et en prenant en note les exercices faits au tableau.

Références

- **“Electronics : circuits, amplifiers, and gates”**, 2^e ed, D.V. Bugg, TK 7815 B84 2006. Ce livre, est pour physicien et est une bonne introduction. Il contient beaucoup de problèmes avec réponses.
- **“Principles of electronics : analog and digital”**, Lloyd R. Fortney, TK 7816 F67 1987. Ce livre est un peu plus théorique et mathématique que les autres.
- **“The art of electronics”**, 2^e ed, P. Horowitz and W. Hill, TK 7815 H67 1989. Ce livre n'est pas bon pour apprendre les connaissances de base mais est un outil de référence très utiles par la suite. Il est léger en mathématique et présente des modèles simples pour comprendre et pour concevoir des circuits. Ils contient une énorme quantité d'information. Il y a aussi une version française à la bibliothèque : **“Traité de l'électronique analogique et numérique”**, TK 7815 H6714 1996, ainsi qu'un manuel de laboratoire qui donne des informations très pratique (tel que lire les codes de résistances ou de condensateurs) ainsi que plusieurs circuits à construire : **“Student manual for The art of electronics”**, T.C. Hayes and P. Horowitz, TK 7818 H39 1989.
- **“Microelectronics circuits”**, 5^e ed, A.S. Sedra and K.C. Smith, TK 7867 S39 2004. Ce livre est conçu pour un cours donné à des ingénieurs et contient des notions de conception (design). Il est extrêmement complet au sujet des transistors et contient plusieurs problèmes avec réponses (la moitié des problèmes). Il mentionne le modèle T de BJT (section 5.6.7) et utilise SPICE. Il a un site web associé contenant notamment des feuillets de spécifications de composants électroniques : <http://www.us.oup.com/us/companion.websites/0195142519>
- **“Microelectronic circuits and devices”**, 2e ed, M.N. Horenstein, TK 7874 H66 PT A 1996 and TK 7874 H66 PT B 1996. Ce livre est conçu pour un cours donné à des ingénieurs et est semblable à Sedra. Il contient des problèmes pour Pspice.

II INTRODUCTION

Autres suggestions

- *"Microélectronique"*, Jacob Millmann et Arvin Grabel, TK 7874 M52614 (1988).
- *"Student Reference Manual for Electronic and Instrumentation Laboratories"*, S. Wolf and R.F.M. Smith. TK 7878.4 W65 (1990).
- *"Principes d'électronique"*, 3^e Ed., A.P. Malvino. TK 7816 M3414 (1993)
- *"Introduction to Electronic Design"*, 2nd Ed., F.H. Mitchell Jr. and Sr. TK 7870 M54 (1992)
- *"Electronic Devices and Circuit Theory"*, 5th Ed., R. Boylestad and L. Nashelsky. TK 7867 B66 (1992)
- *"Electronic for scientifics and engineers"*, 2nd Ed., R.R. Benedict. TK 7815.B45 (1976)
- *"Physique des Composants et Dispositifs Électroniques"*, G. Goureaux. QC 611 G69 (1994)
- *"Les composants"*, J.P. Vabre. TK 7868 P8V32 (1991)
- *"Signaux et circuits"*, N. Boutin et A. Clavet. TK 454.B68 (1989)
- *"Introduction to electric circuits"*, R.C. Dorf. TK 454.D67 (1993)
- MicroSims with PSPICE vol 1 et 2.

Information sur PSPICE

Dernière version disponible de la compagnie Cadence (OrCAD) :
[href="http://www.orcad.com/downloads.aspx](http://www.orcad.com/downloads.aspx)

Version du labo (PSPICE 9.1) et documentation sur le site electronics-lab: <http://www.electronics-lab.com/downloads/schematic/013/index.html>. Le lien pour télécharger est en bas de la page.

Chapitre 1. RAPPELS SUR LES CIRCUITS

1.1 SYMBOLES ET NOTATIONS

1.1.1 Terminologie

q : charge d'un électron = 1.6×10^{-19} (Coulombs)

\vec{E} : champ électrique = $\vec{F}_{\text{coulomb}} / q$ (Volts/m)

V : potentiel électrique = $-\int \vec{E} \cdot d\vec{x}$ (Volts)

U : énergie potentielle = $q \cdot V$ (Joule ou eV)

I : courant (Ampère. ou Coulomb/s)

J : densité de courant (Amp. / m²)

R : résistance (Ohm)

C : capacité (Farad)

L : inductance (Henry)

Z : impédance (grandeur complexe, unité: Ohm)

D_n, D_p : coefficient de diffusion (m²/s)

μ : mobilité (m²/(Volts.s))

$v_d = \mu \cdot E$: vitesse de dérive (m/s)

$\sigma = J/E$: conductivité (Ohm. m)⁻¹

$V_T = T/11600$: tension équivalente de la température (Volts)

E_g : énergie de la bande interdite (eV)

n : concentration d'électrons de conduction (m⁻³)

p : concentration de trous (m⁻³)

n_i : concentration intrinsèque des porteurs (m⁻³)

N_A : concentration d'impureté accepteur (m⁻³)

N_D : concentration d'impureté donneur (m⁻³)

I_S : courant de saturation en inverse (Ampère)

η : facteur d'idéalité d'une diode

r_d, r_{π}, r_{ds} : résistance différentielle

R_o : résistance de sortie

R_i : résistance d'entrée

g_d, g_m, g_{ds} : transconductance (Ohm)⁻¹ ou Siemens (S)

α_F : gain de courant direct en configuration base commune

α_R : gain de courant inverse en configuration base commune

β_F : gain de courant direct en configuration émetteur commun

β_R : gain de courant inverse en configuration émetteur commun

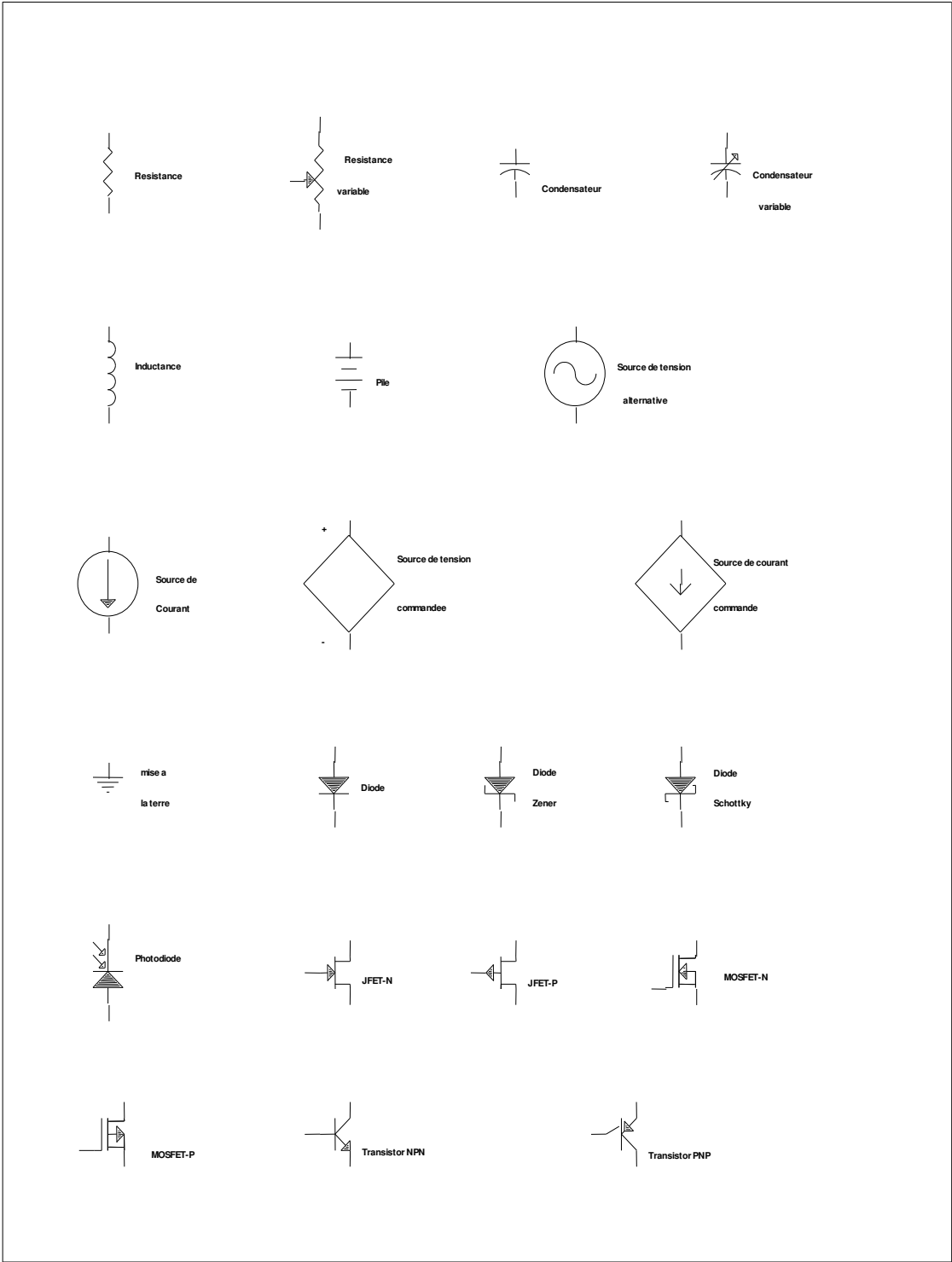
β_0 : gain de courant au point d'opération du dispositif

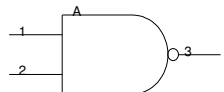
f_c : fréquence de coupure

f_L : fréquence de coupure basse

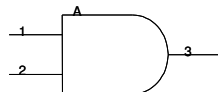
f_H : fréquence de coupure haute

1.1.2 Symboles des composants électroniques

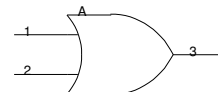




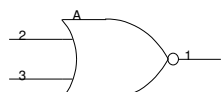
porte NON-ET



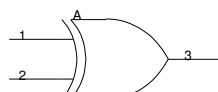
porte ET



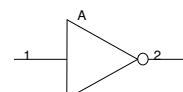
porte OU



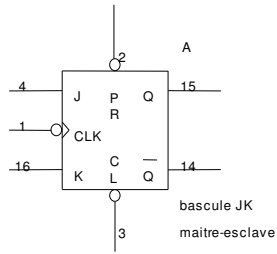
porte NON-OU



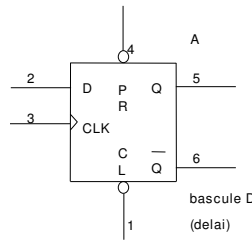
porte OU exclusif



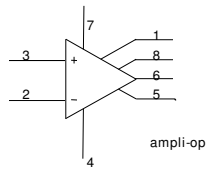
inverseur



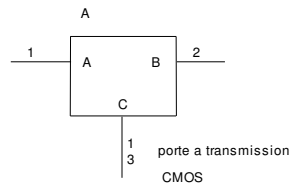
bascule JK maître-esclave



bascule D (délai)



ampli-op



porte a transmission CMOS

1.1.3 Autres conventions et définitions

Conventions pour le tracé des schémas de circuits

- on néglige la résistance et la capacité des lignes métalliques joignant les différents dispositifs du circuit. Ces lignes sont représentées par un trait fin sur les schémas de circuit.
- à cause de la complexité de certains schémas, on permet le croisement des traits fins. Un point foncé dessiné à l'intersection de deux ou plusieurs lignes permet de spécifier une connexion réelle entre ces lignes. En l'absence de ce point foncé, ces lignes sont considérées comme indépendantes.
- lorsqu'on spécifie la tension en un point du circuit (par $+V_C$ ou $+5V$, par exemple), cela signifie que la tension est constante en ce point. Par conséquent, cette notation est tout à fait équivalente à celle comprenant une pile idéale ($+V_C$ ou $+5V$) placée entre le point de mise à la terre et ce point spécifique du circuit.
- sauf indication contraire, les sources de tension et de courant sont considérées comme idéales.
- pour simplifier les schémas en éliminant des lignes il faut noter que tous les points de mise à la terre ayant le même symbole sont reliés ensemble.

Convention pour le signe du courant

Le sens du courant correspond, par convention, au sens du mouvement des charges positives (de la borne + à la borne - de la pile). Cette convention fut adoptée au tout début du développement de l'électrostatique au 18^{ième} siècle. On sait aujourd'hui que ce sont les électrons qui se déplacent dans les fils métalliques, mais on continue d'utiliser la convention historique du signe du courant.

Notations standards des tensions et des courants

Les notations utilisées dans ces notes de cours pour désigner les tensions et les courants sont en accord avec la convention adoptée par l'organisme IEEE (the Institute for Electrical and Electronic Engineers). Cette notation est résumée dans le tableau 1-1.

Tableau 1-1 : Notations standards des tensions et des courants

	Alimentation	Au repos	Composante Alternative		Total (alt.+continu)	
			Instantanée	Efficace	Instantané	Moyenne
tension (au point C)	V_{CC}	V_{CQ}	v_c	V_c	v_c	V_C
courant (au point C)	I_{CC}	I_{CQ}	i_c	I_c	i_c	I_C

Signaux continus et alternatifs

Lorsque le signal électrique est continu, on parle de *signal DC* (direct-current). On parle plutôt de *signal AC* (alternative-current) lorsque celui-ci varie en fonction du temps. La forme la plus usuellement de signal AC correspond à un signal purement cosinusoidal :

$$v(t) = V_0 \cos(\omega t + \phi_0),$$

où V_0 est l'amplitude, ω est la fréquence angulaire (la période $T = 2\pi/\omega$) et ϕ_0 est la phase du signal. La valeur moyenne d'un signal alternatif est donnée par :

$$\langle v(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt$$

Notez que la valeur moyenne d'un signal purement sinusoïdal est égale à zéro. Malgré cela, ce signal peut tout de même transporter de l'énergie (ou fournir une certaine puissance à une charge). Pour cette raison, on utilise souvent la notion de *valeur efficace* ou *r.m.s* (*root-mean-square*) pour désigner la

valeur moyenne d'un signal alternatif. La valeur r.m.s d'un signal est définie comme :

$$v_{r.m.s.} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [v(t)]^2 dt}$$

Notation des phaseurs

Un signal $V_0 \cos(\omega t + \phi)$ peut être représenté sous forme exponentielle par $\text{Re}\{V_0 e^{j\phi} \cdot e^{j\omega t}\}$. Plus loin dans le cours, nous verrons que la réponse d'un circuit linéaire à une excitation sinusoïdale demeure sinusoïdale mais d'amplitude et/ou de phase différentes. Le seul terme essentiel pour l'analyse d'un circuit linéaire est l'amplitude complexe $V_0 e^{j\phi}$ que l'on appellera un phaseur. Celui-ci est généralement désigné par une lettre majuscule en caractère gras soit $\mathbf{V}_0 = V_0 e^{j\phi} = V_0 \angle \phi$.

Le décibel

De nombreux composants et appareils de mesure ont des réponses non linéaires en fonction de la puissance ou de la tension du signal d'excitation. L'oreille et l'oeil sont deux exemples de capteurs non linéaires. C'est Alexandre Graham Bell qui suggéra le premier une unité de mesure adaptée à ce type de composants qui mesure la valeur relative d'une puissance par rapport à une valeur de référence. Il définit le nombre de bel comme étant égal à $\log_{10} \left(\frac{P}{P_{ref.}} \right)$. Au fil des années, cette unité de mesure a été remplacée par le décibel (db) :

$$\text{Nombre de db} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_2}{P_1} \right)$$

Le décibel est également utilisé en électronique pour représenter la relation entre des valeurs de tensions (signaux d'entrée et de sortie, par exemple). Dans ce cas, le décibel est défini comme :

$$\text{Nombre de db} = 20 \log_{10} \left(\frac{V_2}{V_1} \right)$$

Cette expression est équivalente à la précédente (puissances obtenues des voltages) et donc valide seulement si la résistance vue entre les bornes d'entrée d'un circuit est égale à la résistance vue entre les bornes de sortie de ce même circuit. Cependant, on s'accorde maintenant à utiliser cette définition du décibel même si cette dernière condition n'est pas remplie.

Quantités physiques mesurables en électronique

Il existe deux quantités physiques mesurables sur lesquelles agissent les différents composants d'un circuit électronique soit : la différence de potentiel (souvent appelée la tension) et le courant. *La différence de potentiel (V)* entre deux points correspond à l'énergie requise pour déplacer une charge unitaire entre ces points. La différence de potentiel est exprimée en volts. Un joule de travail est requis pour déplacer 6×10^{18} électrons (1 coulomb) à travers une différence de potentiel de 1 Volt. *Attention*: la définition du potentiel en un point donné d'un circuit n'a pas de sens. On doit toujours parler de différence de potentiel entre deux points. Lorsqu'on omet de préciser le point de référence du potentiel dans un circuit donné, c'est souvent parce que celui-ci est défini par rapport au point de *mise à la terre*.

Chapitre 1. RAPPELS SUR LES CIRCUITS

Le courant (I) correspond au nombre de charges électriques traversant un point donné d'un circuit, par seconde. Son unité de mesure est le Ampère. Un courant de 1 ampère équivaut à un débit de charge de 1 coulomb/seconde. La puissance (P) dissipée dans un composant est donnée par le produit ($V \cdot I$). L'unité de mesure de la puissance électrique est le Watt (ou Joule/s). *Remarque*: si la tension et le courant oscillent en fonction du temps, il faudra plutôt parler de puissance instantanée $P(t) = v(t) \cdot i(t)$ et

de puissance moyenne $P_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T P(t) dt$.

Mise à la terre / mise à la masse

La mise à la terre ou à la masse à plusieurs utilité. Elle représente un point commun du circuit ce qui permet de définir des voltages par rapport à celle-ci. Elle permet aussi de simplifier les schémas en éliminant des lignes (évidemment un circuit réel doit avoir ces connections entre masses même si elles n'apparaissent pas au schéma). Finalement, la plupart du temps, cela représente une connection réel au sol (la terre). Ceci est pour des raisons de sécurité.

1.2 COMPOSANTS DE BASE

L'électronique repose sur l'art d'utiliser des dispositifs et d'assembler ceux-ci de façon à produire la relation désirée entre le courant et la tension. Ces relations sont décrites dans les pages qui suivent pour quelques composants de base des circuits électroniques soient la résistance, le condensateur, l'inductance, la diode, l'amplificateur opérationnel, la pile et la source de courant.

Les composants électroniques dans lesquels la puissance dissipée est positive ou nulle sont appelés des *composants passifs* ; les autres types de composants sont dits *actifs*. La résistance, le condensateur, l'inductance et la diode sont tous des composants passifs, tandis que le transistor, l'amplificateur opérationnel et les sources sont des composants actifs.

Le rapport $v(t)/i(t)$ entre courant et tension aux bornes d'un composant donné est appelé "*l'impédance (Z)*" (*l'admittance (Y)* correspond au rapport inverse). L'unité de l'impédance est le ohm (Ω). L'impédance d'un composant est un nombre complexe dont la grandeur correspond à la somme de la résistance (R) et de la réactance¹ (X) de ce composant. La résistance, le condensateur et l'inductance sont tous des composants pour lesquels l'impédance est simplement une constante pour une excitation purement sinusoïdale. Ce type de composants est dit *linéaire* : si on double l'amplitude du courant traversant le composant, la tension aux bornes de celui-ci doublera.

1.2.1 La résistance (ou le résistor)

Il existe plusieurs types de résistance adaptée à des applications électroniques spécifiques. Elles sont utilisées comme charges ou comme éléments de contre-réaction dans les amplificateurs. Associées à des condensateurs, ils définissent les constantes de temps des filtres. On les utilise pour régler les courants de fonctionnement et le niveau des signaux. Dans les circuits de puissance, les résistances sont également utilisées pour dissiper de la puissance, pour mesurer des courants ou pour décharger des condensateurs lorsque l'alimentation est coupée. Dans les circuits de précision, elles sont utilisées pour déterminer des courants, pour établir des rapports de tension exacts et pour fixer des valeurs de gain précises. Dans les circuits à fréquence radio, elles servent souvent de mandrins pour le bobinage d'inductances.

L'unité de la résistance est le ohm (Ω). La valeur des résistances varie typiquement de 0,01 à $10^{12} \Omega$ avec des tolérances de 0,005% à 20% et des puissances associées allant de 1/8 W à 250 W. Les résistances peuvent être faites d'un alliage de carbone, de couches métalliques, de fils bobinés sur un mandrin ou encore d'éléments semi-conducteurs comparables à des transistors à effet de champ. Le

¹ La définition de la réactance est donnée plus loin

modèle le plus répandu est la résistance au carbone de ¼ ou ½ W, en valeurs standard de 1 Ω à 100 M Ω, avec des tolérances de 5% ou 10% (le code des couleurs de ces résistances est donné dans le manuel des applications des dispositifs électroniques). Les résistances ne sont pas des éléments parfaits : les valeurs de résistance sont sensibles à la température, à l'humidité et à la tension ; les résistances peuvent également présenter une composante inductive et/ou capacitive (gênante pour les applications à haute fréquence).

La caractéristique *courant-tension* associée à une résistance est donnée par :

$$R = \frac{V}{I}$$

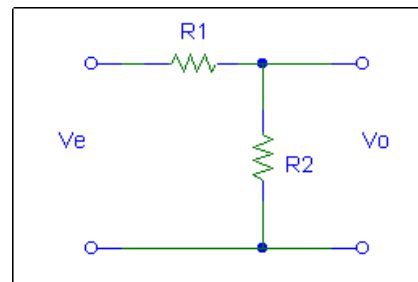
Cette dernière équation est la loi d'Ohm. On remarque qu'il n'y a pas de déphasage introduit entre le courant et la tension. Il découle de cette définition que la résistance de deux de ces composants placés en série est égale à :

$$R = R_1 + R_2$$

L'ajout d'une ou plusieurs résistances en série donne toujours une résistance équivalente plus grande. On peut utiliser cette combinaison série pour diviser la valeur d'une tension entre différentes résistances.

Dans le circuit de droite, la tension de sortie est donnée par :

$$V_o = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_e$$



La résistance de deux de ces composants placés en parallèle est égale à :

$$R = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}$$

Ainsi, l'ajout d'un ou de plusieurs résistances en parallèle a toujours pour effet de réduire la valeur de la résistance équivalente.

1.2.2 Le condensateur

Contrairement à la résistance, il existe d'autres types de composants qui réagissent au signal électrique d'excitation : le condensateur et l'inductance en sont des exemples. Leur caractéristique courant-tension fait intervenir des dérivées par rapport au temps. On appelle ces composants des éléments réactifs. *La réactance (notée X)* correspond à la partie imaginaire de l'impédance complexe. La réactance dépend de la fréquence de l'onde excitatrice. Les condensateurs sont des composants essentiels dans presque tous les circuits de traitement des signaux. Ils sont utilisés pour la création de forme d'ondes, le filtrage, les applications de blocage et de découplage des signaux. On les utilise

également dans les intégrateurs et les différentiateurs.

Les condensateurs disponibles sur le marché sont extrêmement variés. Ils sont généralement construits à l'aide de deux plaques métalliques séparées par un isolant. Les différents condensateurs se distinguent essentiellement par le type d'isolant utilisé dans leur fabrication. Les isolants couramment utilisés sont : le mica, la céramique, le mylar, différents types de polymère, le verre, la porcelaine, le tantale, différents types d'huile ou d'électrolyte et le vide. En particulier, certains isolants sont polarisés et le condensateur ne peut alors emmagasiner de la charge que dans une direction (l'autre polarité risque de faire exploser le condensateur). On choisit le type de condensateurs en fonction de l'application spécifique à remplir. L'unité de la capacité est le farad (F). Dépendant du type d'isolant utilisé, la gamme de capacité va de 0,1 pF jusqu'à 10 F, avec des tensions de claquage variant de quelques V à quelques dizaines de kV. Les condensateurs sont loin d'être des composants parfaits, ils peuvent présenter les problèmes suivants : courant de fuite, stabilité en température, stabilité à long terme (dégradation de l'isolant ou des électrodes), résistance série, caractéristiques variables avec la fréquence, etc. La valeur de la capacité est généralement indiquée sur le composant commercial.

La caractéristique *courant-tension* associée à un condensateur est :

$$i(t) = C \cdot \frac{d v(t)}{dt}$$

Dans l'espace des fréquences $\mathbf{I}(\omega) = j\omega C \cdot \mathbf{V}(\omega)$, où \mathbf{I} et \mathbf{V} sont les phaseurs de courant et de tension respectivement. Pour une excitation purement sinusoïdale, la phase du courant $i(t)$ est avancée de 90 degrés par rapport à celle de la tension $v(t)$. L'impédance de ce composant est alors

$Z = R + jX = \frac{\mathbf{V}}{\mathbf{I}} = -\frac{j}{\omega C}$, de sorte que la réactance $X_c = \frac{-1}{\omega C}$. De plus, notons qu'un condensateur

de C farads, ayant une différence de potentiel de 1 Volt appliquée entre ses bornes, accumule une charge de $+(C \cdot V)$ coulombs sur une de ses électrodes et de $-(C \cdot V)$ sur l'autre. Il est à noter également que la puissance moyenne dissipée dans un condensateur est nulle.

La capacité de deux condensateurs placés en série est :

$$C = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}}$$

tandis que celle associée à deux condensateurs placés en parallèle est :

$$C = C_1 + C_2$$

1.2.3 L'inductance (ou l'inductor)

L'inductance est un composant réactif du même type que le condensateur. Souvent utilisée dans les circuits de traitement des signaux, l'inductance est toutefois surtout utilisée comme composant de base des transformateurs¹. L'inductance est constituée un enroulement de fils autour d'un noyau

¹ Un transformateur est un appareil composé de deux bobinages couplés (appelés primaire et secondaire) qui permet de transformer l'amplitude d'une tension alternative par un facteur qui dépend du rapport du nombre de tours des enroulements.

magnétique. Le rôle du noyau est d'accroître l'inductance de la bobine. Le noyau le plus fréquemment utilisé est le fer (ou des alliages de fer) et sa forme est généralement celle d'un barreau ou d'un tore.

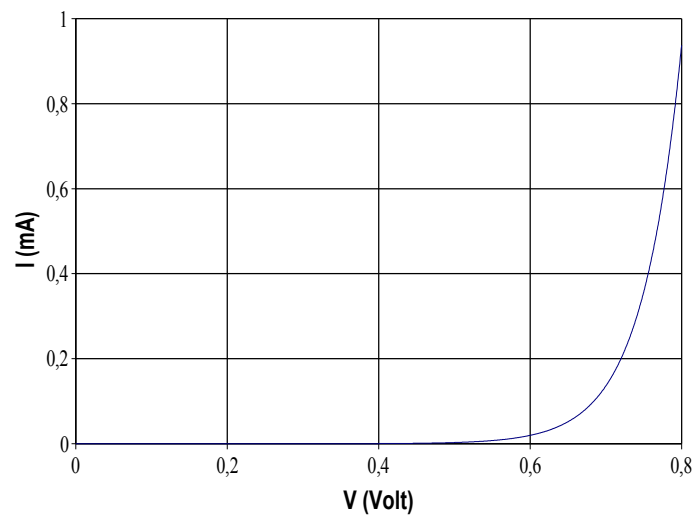
L'unité utilisée pour représenter une inductance est le Henry (H). La valeur d'une inductance dépend du nombre de tours d'enroulement, de la perméabilité et de la forme du noyau magnétique, du diamètre et de l'espacement entre les fils constituant l'enroulement. Sa caractéristique *courant-tension* est :

$$v(t) = L \cdot \frac{d i(t)}{dt}$$

Notons que la phase du signal $v(t)$ est avancée de 90 degrés par rapport à celle du courant $i(t)$. Tout comme pour le condensateur, la puissance moyenne dissipée dans une inductance est égale à zéro. Notons de plus que pour un signal purement imaginaire, la réactance d'une inductance est égale à $X_L = \omega L$

1.2.4 La diode

La diode est un composant non-linéaire formé de la jonction entre deux semi-conducteurs, un agissant comme l'anode et l'autre comme la cathode. La caractéristique courant-tension d'une diode est illustrée ci-dessous.

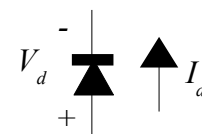


Les diodes sont les composants de base de plusieurs dispositifs avancés en microélectronique. Elles sont surtout utilisées pour le redressement des signaux (transformation AC → DC), le filtrage et la régulation d'alimentation. Le principe de fonctionnement de la diode, sa caractéristique I-V, les différents types de diodes et leurs applications seront décrits plus en détail dans une autre chapitre.

Le modèle de base approximant une diode est qu'il n'y a aucun courant avec un voltage négatif et que le voltage est petit et constant lorsqu'un courant traverse la diode. Donc mathématiquement cela est représenté par

$$V_d < \varepsilon \Rightarrow I_d = 0$$

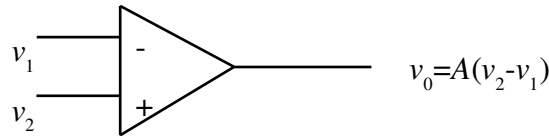
$$I_d > 0 \Rightarrow V_d = \varepsilon$$



où ε est un petit voltage. Le plus simple est que $\varepsilon = 0V$. Le prochain niveau d'approximation est d'utiliser $\varepsilon = 0.6V$ (ou $\varepsilon = 0.7V$... voir la figure ci-haut). Il y a d'autres niveaux d'approximations qu'on étudiera plus tard.

1.2.5 L'amplificateur opérationnel

L'amplificateur opérationnel est probablement devenu le circuit intégré le plus utilisé dans les appareils électroniques modernes. C'est un composant actif dont le rôle est d'amplifier la différence de tension présente entre ses deux bornes d'entrée. Son symbole est le suivant :



La borne négative correspond à l'entrée inverseuse de l'amplificateur tandis que la borne positive correspond à son entrée non-inverseuse. Ses caractéristiques s'approchent de celles d'un amplificateur idéal à savoir : 1) un gain infini en boucle ouverte (sans réaction) $A \rightarrow \infty$; 2) une résistance d'entrée infinie ; 3) une résistance de sortie nulle ; 4) une largeur de bande passante infinie.

Un amplificateur opérationnel idéal peut être analysé de façon assez simple avec les 2 règles suivantes :

1. Le circuit tente de maintenir $v_1 = v_2$ si il y a de la rétroaction négative.
2. Aucun courant n'entre dans les terminaux + et -.

La **rétroaction** (feedback) est une technique très importante en électronique mais qui apparaît aussi dans de nombreux autres domaines (mécanique, biologie ...). En électronique il s'agit d'utiliser une partie du signal de sortie qui est redirigé vers l'entrée. Ceci forme une boucle qui permet de contrôler un circuit. La rétroaction est séparée en deux types : positive (qui tend à amplifier les différences) et négative (qui tend à diminuer les différences). Tous les circuits que nous allons étudier pour commencer seront avec rétroaction négative.

Nous allons revenir sur la rétroaction ainsi que sur ce circuit pour étudier sa construction interne comme pour apprendre ses limitations.

1.2.6 Les sources

Les sources d'énergie électrique usuelles sont d'origine électromécanique (générateur à turbine) ou électrochimique (piles alcalines). Différents circuits électriques de transformation peuvent être utilisés pour modifier la forme et l'amplitude des signaux délivrés par la source. Ces circuits ne seront pas étudiés explicitement dans ce cours. Dans l'analyse des circuits linéaires vus dans ce cours, nous considérerons les sources comme idéales.

Une *source idéale de tension* fournit une tension constante, et ce indépendamment de la résistance de charge (donc sa résistance interne est nulle et n'importe quel courant peut la traverser). Une source réelle d'énergie convertit toujours un peu de son énergie en chaleur. On tient compte de cette dissipation d'énergie en ajoutant une résistance de source R_s en série avec la source idéale de tension.

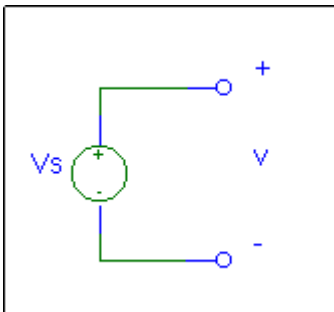


Figure 1.1 Circuit équivalent d'une

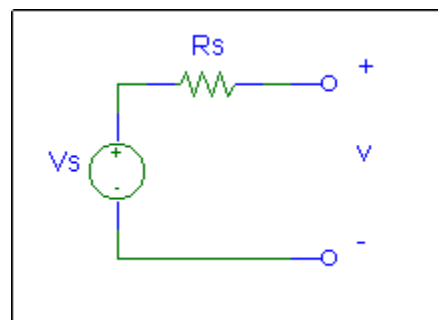


Figure 1.2 Circuit équivalent d'une source

source de tension idéale

de tension réelle

Une *source idéale de courant* fournit un courant constant, et ce indépendamment de la résistance de charge (donc sa résistance interne est infinie et représente donc n'importe quel voltage). Le circuit équivalent d'une source réelle de courant est obtenu en ajoutant une résistance de source R_s en parallèle avec la source idéale.

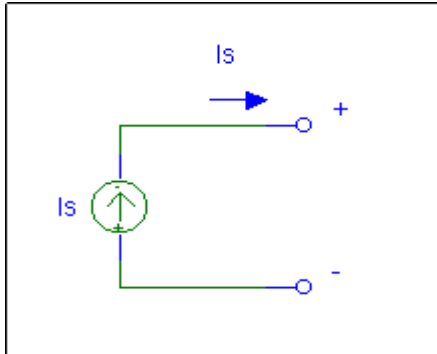


Figure 1.3 Circuit équivalent d'une source de courant idéale

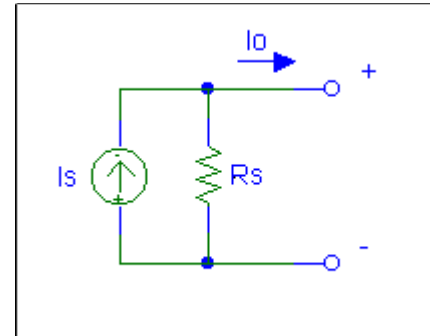


Figure 1.4 Circuit équivalent d'une source de courant réelle

1.3 ÉLÉMENTS D'ANALYSE DES CIRCUITS

L'analyse d'un réseau de composants passifs avec sources de courant et de tension repose sur deux règles physiques fondamentales :

1) la loi de conservation de la charge. Cette loi, aussi appelée la loi de Kirchhoff des courants, s'énonce ainsi : "la somme des courants entrant en un point d'un circuit est égale à la somme des courants sortant de ce point". La méthode de résolution des équations d'un réseau de composants utilisant cette loi s'appelle *la méthode des noeuds*.

2) le champ électrique est un champ conservatif ; i.e. que le travail effectué pour amener une charge électrique d'un point A à un point B est indépendant du trajet parcouru entre ces points. Cette loi peut aussi s'exprimer de la façon suivante : "la somme de toutes les chutes de tension le long d'une boucle fermée doit toujours être nulle". Ce dernier énoncé correspond à la loi des tensions de Kirchhoff. La méthode de résolution des équations d'un réseau de composants utilisant cette loi s'appelle *la méthode des boucles*.

Dans ce qui suit, nous énonçons des théorèmes permettant de simplifier grandement l'analyse des réseaux linéaires. Les réseaux comprenant des composants non-linéaires ou actifs sont plus difficiles à analyser. Dans certaines conditions, nous verrons qu'il est possible de trouver un circuit linéaire équivalent pour représenter une diode ou un transistor. Ce sont les modèles équivalents utilisés dans l'industrie pour la simulation des dispositifs et des circuits électroniques.

1.3.1 THÉORÈME DE SUPERPOSITION

La réponse d'un réseau linéaire à plusieurs sources indépendantes est égale à la somme des réponses des sources considérées séparément. Pour calculer la réponse d'une source isolée, remplacer les autres sources indépendantes par leur résistance interne. Notez que cela fonctionne aussi bien avec des circuits DC que AC.

Lorsqu'il y a une ou plusieurs sources dépendantes ou algébriques (qui dépendent du voltage ou du courant à d'autres points du circuit) la procédure est plus complexe. Soit elles sont considérées avec les sources indépendantes, soit elles sont considérées séparément, leurs valeurs devant être obtenues avec le résultat des autres sources indépendantes et dépendantes.

1.3.2 THÉORÈME DE THÉVENIN ET NORTON

On peut remplacer tout réseau linéaire (contenant des résistances et des sources dépendantes ou non dépendantes) relativement à une paire de bornes par une source de tension V_{Th} , égale à la tension à vide du circuit, en série avec la résistance R_{Th} vue entre ces bornes. Pour calculer R_{Th} , il suffit de remplacer les sources indépendantes par leurs résistances internes ce qui revient dans le cas de sources idéales à court-circuiter toutes les sources de tension et à ouvrir toutes les sources de courant.

Dans les circuits où il est plus simple de travailler avec des sources de courant, on peut utiliser un théorème similaire du nom de théorème de Norton. Celui-ci s'énonce ainsi : on peut remplacer tout réseau linéaire relativement à une paire de bornes par une source de courant (égal au courant de court-circuit) en parallèle avec la résistance vue entre les deux bornes.

On peut facilement convertir un circuit équivalent de Norton en circuit équivalent de Thévenin et vice-versa. Aussi ces théorèmes s'appliquent aussi bien au circuit DC que AC. Lorsqu'on considère un circuit AC il faut conserver la dépendance en fréquence de R_{th} (il serait plus exact de parler de $Z_{th}(\omega)$) et la source pourrait être composée de plusieurs fréquences différentes. Lorsque plusieurs signaux sont additionnés, si les fréquences sont les mêmes la somme est faite en considérant les phases et lorsque les fréquences sont différentes il n'y a pas de simplification (la somme reste une somme explicite).

1.3.3 Impédance d'entrée et de sortie

L'impédance d'entrée (Z_e) d'un circuit est l'impédance équivalente observée au borne d'entrée d'un circuit. Elle est obtenue directement par simplification des impédances du circuit ou, de façon plus générale, en calculant le courant d'entrée i_e dû à un voltage d'entrée v_e (ou vice-versa) et ainsi obtenir l'impédance d'entrée soit $Z_e = v_e / i_e$.

L'impédance de sortie (Z_o) d'un circuit est l'impédance de l'équivalent Thévenin ou Norton de la sortie du circuit. Elle peut évidemment être obtenue en trouvant l'impédance de l'équivalent Thévenin ou Norton au borne de sortie. Une façon plus empirique est d'observer les changements de voltage (ou courant) de sortie en fonction de l'impédance de charge appliquée à la sortie. Deux exemples possibles d'impédance de charge (les extrêmes) sont le court-circuit et le circuit ouvert.

1.4 Circuits simples: filtres RC et RLC

Les circuits non purement résistifs, tels les filtres RC et RLC, possèdent la propriété de modifier le contenu en fréquence d'un signal donné. La fonction de transfert $F(\omega)$ est utilisée pour caractériser la réponse en fréquence de ce type de circuit. Elle est définie comme le rapport entre la tension de sortie $v_o(\omega)$ et la tension d'excitation $v_e(\omega)$ du circuit (voir schéma ci-dessous).

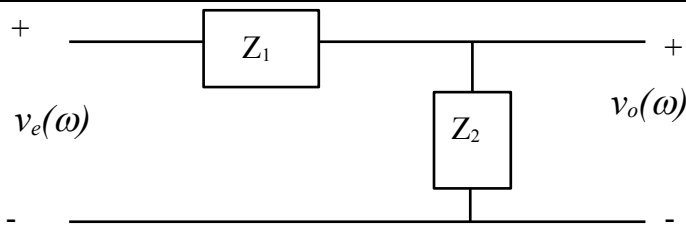


Figure 1.5 Circuit équivalent d'un filtre quelconque

On peut réaliser différentes opérations de traitement du signal en choisissant un arrangement parallèle ou série approprié de résistances, de condensateurs et d'inductances. Nous décrivons ici les fonctions de transfert de divers filtres de base.

1.4.1 FILTRE PASSE-BAS

Le circuit RC suivant possède la propriété de couper (plus en moins efficacement) toutes les composantes à haute fréquence d'un signal d'excitation donné à partir d'une certaine valeur seuil, appelée la fréquence de coupure haute. Ce type de circuit s'appelle un filtre passe-bas. Remarquer qu'il est possible de deviner l'allure de sa fonction de transfert simplement par l'analyse du comportement en fréquence des composants réactifs du circuit. À haute fréquence, l'impédance du condensateur ($-j/\omega C$) tend vers zéro de sorte que le signal de sortie tendra aussi vers zéro. À très basse fréquence, l'impédance tend vers l'infini de sorte que la tension d'excitation se retrouve presque entièrement à la sortie ($F(\omega)$ tend vers 1).

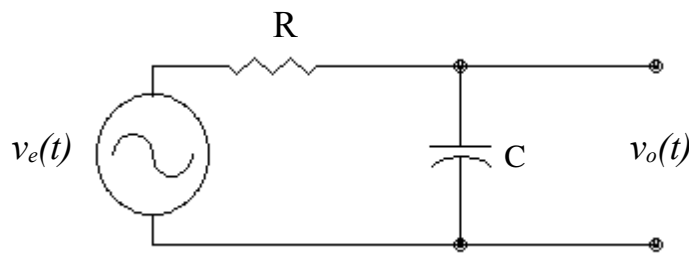


Figure 1.6 Filtre RC passe-bas

Dérivons tout de même l'expression de la fonction de transfert. Le courant traversant le condensateur est égal à $i_c = v_e(t)/Z_{total}$. Dans l'espace des fréquences, ce courant s'écrit :

$$I_c(\omega) = \frac{V_e \cdot [R + j/\omega C]}{R^2 + (1/\omega C)^2}$$

La tension de sortie est donc égale à :

$$V_o = I_c \cdot \left(\frac{-j}{\omega C} \right) = V_e \frac{[1 - j\omega RC]}{[1 + \omega^2 R^2 C^2]}$$

de sorte que la fonction de transfert $F(\omega)$ peut s'écrire comme :

$$F(\omega) = \left| \frac{V_o}{V_e} \right| = \frac{(V_o \cdot V_o^*)^{1/2}}{V_e} = \frac{1}{(1 + \omega^2 R^2 C^2)^{1/2}}$$

Cette fonction est illustrée ci-dessous. On remarque que la coupure en haute fréquence n'est pas très abrupte. Pour couper plus efficacement ces hautes fréquences, on peut utiliser plusieurs de ces filtres en série.

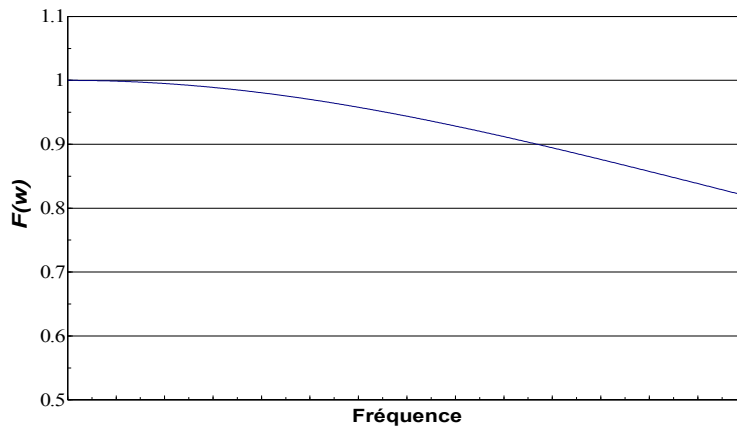


Figure 1.7 Fonction de transfert d'un filtre RC passe-bas

La coupure en fréquence n'étant jamais parfaitement abrupte, il devient nécessaire de se doter d'une définition formelle de la fréquence de coupure. Celle-ci est définie comme la fréquence à laquelle une demie de la puissance du signal est perdue entre l'entrée et la sortie. La perte équivalente en tension correspond à $\frac{1}{\sqrt{2}}$ (soit 0,707 ou de façon équivalente 3dB). Dans le cas de ce filtre passe-bas, la

fréquence de coupure basse est égale à $f_B = f_{3dB} = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC}$

1.4.2 FILTRE PASSE-HAUT

La figure suivante illustre le schéma de circuit d'un filtre passe-haut. Remarquer que l'on a simplement permuté la résistance et le condensateur du circuit précédent. Un condensateur placé en série dans un circuit a donc comme effet de bloquer les basses fréquences (son impédance devenant très grande, il ne laisse plus passer le courant à ces fréquences). Nous verrons dans un autre chapitre que cette caractéristique est utilisée dans la conception des amplificateurs à plusieurs étages pour découpler les alimentations continues de ces étages.

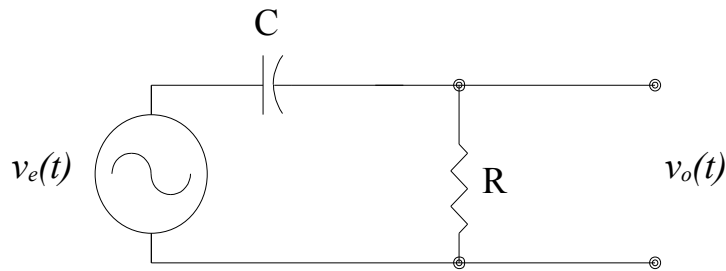


Figure 1.8 Filtre RC passe-haut

Nous dérivons dans ce qui suit la fonction de transfert de ce filtre. Le courant traversant la résistance R est égal à $i_R = v_e(t)/Z_{total}$. Dans l'espace des fréquences, ce courant s'écrit :

$$I_R(\omega) = \frac{V_e}{Z_{total}} = \frac{V_e \cdot [R + j/\omega C]}{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}$$

La tension aux bornes de cette résistance est égale à :

$$V_o = I_R \cdot R = V_e \frac{\left[R + \frac{j}{\omega C} \right] R}{\left[R^2 + \left(\frac{1}{\omega C} \right)^2 \right]}$$

de sorte que la fonction de transfert du circuit est donnée par :

$$F(\omega) = \frac{|V_o|}{|V_e|} = \frac{\left(V_o \cdot V_o^* \right)^{\frac{1}{2}}}{V_e} = \frac{R}{\left(R^2 + (1/\omega C)^2 \right)^{\frac{1}{2}}}$$

L'allure de cette fonction est illustrée à la figure suivante. Comme précédemment, la fréquence de coupure haute de ce filtre est égale à $f_H = f_{3dB} = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC}$

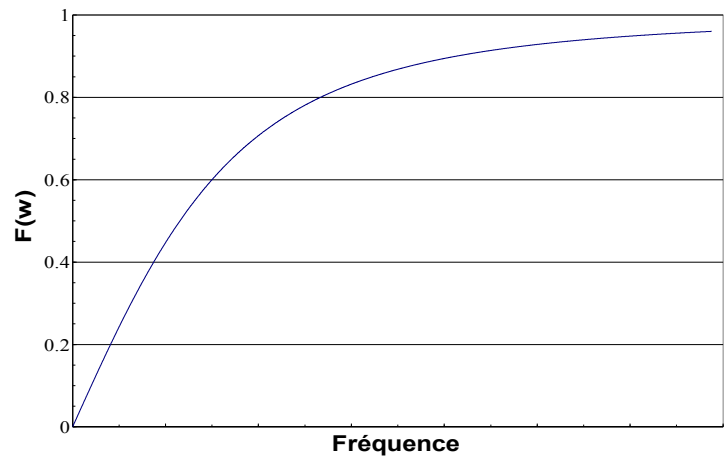


Figure 1.9 Fonction de transfert d'un filtre RC passe-haut

1.4.3 FILTRE PASSE-BANDE RLC

Une inductance (dont l'impédance est $Z_L=j\omega L$) placée en parallèle entre l'entrée et la sortie d'un circuit joue le même rôle qu'un condensateur placé en série. Dans le circuit suivant, l'équivalent parallèle inductance et condensateur a comme effet de couper à la fois les composantes hautes et basses fréquences du signal d'excitation. Seule une bande de fréquence centrée autour de la fréquence de résonance du circuit pourra être transmise entre l'entrée et la sortie. On appelle ce type de circuit un filtre passe-bande.

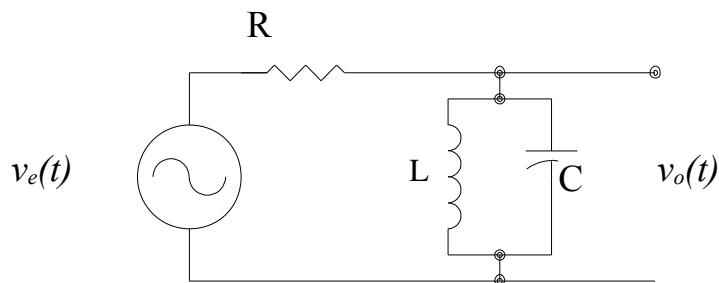


Figure 1.10 Filtre RLC passe-bande

Dériver l'expression de la fonction de transfert de ce filtre et montrer que la fréquence de résonance

est égale à : $f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$.

1.4.4 FILTRE DE RÉJECTION DE BANDE RLC

La figure suivante illustre le schéma électronique d'un filtre à encoche possédant la propriété de couper une bande restreinte de fréquences autour de la fréquence de résonance du circuit.

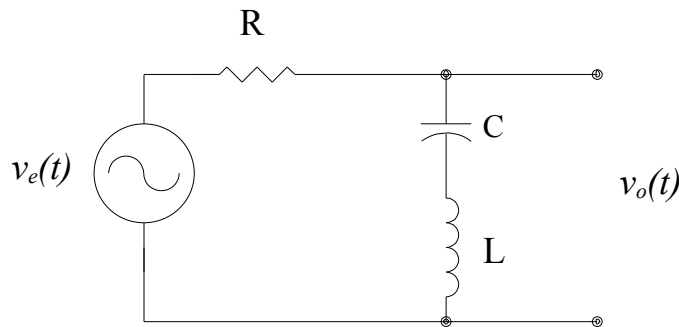


Figure 1.11 Filtre RLC à encoche ("réjection" de bande)

Dériver l'expression de la fonction de transfert de ce filtre et montrer que la fréquence de résonance est aussi égale à :

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

1.5 CIRCUITS AVEC DIODE

Dans cette section nous donnons quelques exemples de circuits de base réalisés à l'aide de diodes.

1.5.1 Circuits de limitation de tension

Les diodes sont souvent utilisées pour limiter la tension à une certaine valeur seuil (à des fins de protection) dans des circuits de traitement des signaux. Dans le circuit illustré à la Figure 1.12a), la tension de sortie V_o est limitée à $V_{ref} + 0,7V$. On peut éliminer le décalage de $0,7V$, associé à la tension de coude de la diode, en utilisant un ampli-op idéal (voir Figure 1.12b). Lorsque la tension V_s est plus petite que V_{ref} , la diode D2 ne conduit pas et l'ampli-op ne joue alors aucun rôle. Dans ce cas, le courant traversant R1 est nul (donc $V_o = V_s$). Au contraire si V_s devient plus grand que V_{ref} , le courant I traversant la diode D2 doit être tel que $V_s - R_1 \cdot I = V_2 = V_{ref}$.

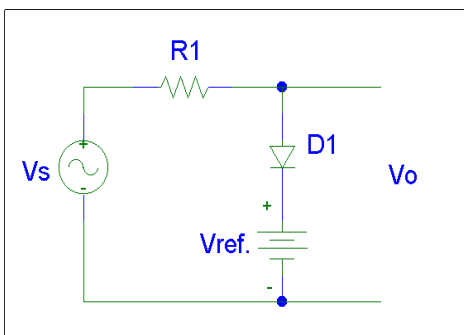


Figure 1.12a) limiteur de tension

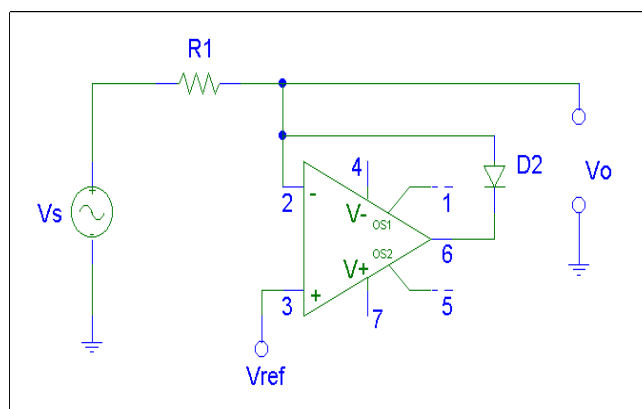


Figure 1.12b) limiteur de tension de précision

1.5.2 Circuits de redressements de signaux

a) *redresseur plein cycle*

Le circuit suivant est utilisé pour redresser la composante négative d'un signal alternatif. On peut obtenir un signal continu à la sortie de ce circuit en ajoutant simplement un condensateur en parallèle avec la résistance de charge R (il faut bien sûr que le temps de charge du condensateur soit $<$ à la période du signal).

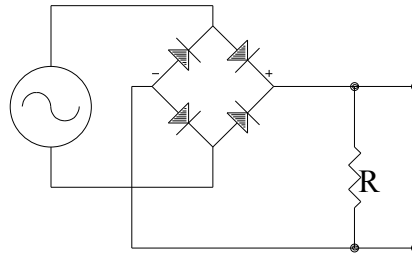


Figure 1.13 Circuit d'un redresseur plein-cycle

b) *redresseur de crête*

Le circuit suivant permet de transformer un signal alternatif en un signal continu d'amplitude égale à la tension de crête du signal AC. Durant l'alternance positive du signal le condensateur se charge à la tension $+V_s$. Pendant l'alternance positive la diode est bloquée et la tension continue de sortie se maintient à condition que le temps de décharge du condensateur soit beaucoup plus long que la période du signal AC.

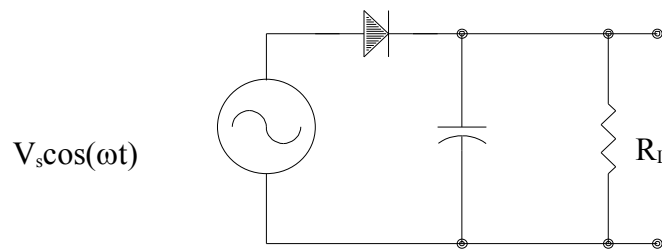


Figure 1.14 Circuit redresseur de crête

1.5.3 Circuits de transformation de signaux

a) *circuit de décalage de la tension continue*

Plusieurs applications nécessitent que l'on effectue un décalage de la tension continue d'un signal alternatif. Le circuit suivant permet l'obtention d'un décalage positif de la tension continue. Durant le premier cycle négatif, la diode conduit et le condensateur se charge jusqu'à la tension crête du signal AC. Par la suite, la tension de sortie est simplement donnée par la somme de cette tension continue et de la tension AC de la source en autant que la constante de temps $R_L C$ soit beaucoup plus grande que la période T du signal. Il suffit d'inverser la diode pour obtenir un décalage négatif de la tension continue.

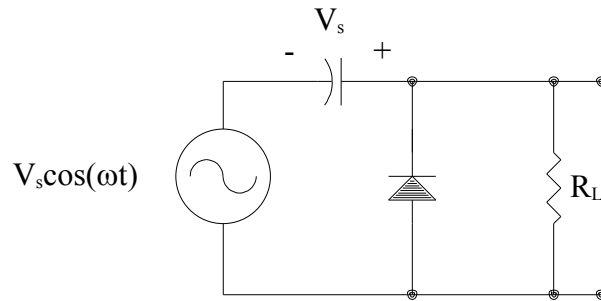


Figure 1.15 Circuit de décalage de la tension continue

b) détecteur crête à crête

Il est possible de mesurer l'amplitude crête à crête d'un signal alternatif en couplant le circuit de décalage de la tension continue avec un circuit redresseur de crête. Le circuit complet est illustré ci-dessous. Durant l'alternance négative de la tension, la diode D1 conduit et le condensateur C1 se charge (presque qu'instantanément) jusqu'à la tension crête $-V_{\min}$. Durant l'alternance positive, la diode D2 conduit et le condensateur C2 se charge à la tension $-V_{\min} + v_s(t)$ en un temps correspondant à la constante de temps du circuit de charge. Après plusieurs cycles, la tension de sortie se stabilise à $-V_{\min} + V_{\max}$ (soit l'amplitude crête à crête)².

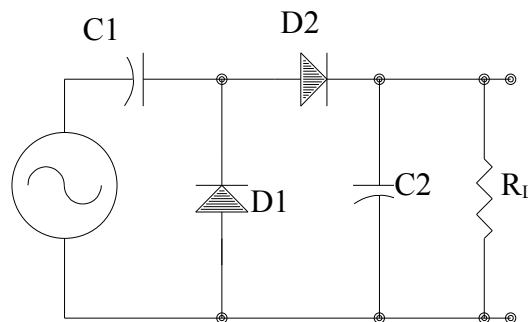


Figure 1.16 Circuit de détection crête à crête

c) multiplicateur de tension

Le multiplicateur de tension est un circuit comportant plusieurs redresseurs de crête qui produisent une tension continue égale à un multiple de la tension crête d'entrée. Le circuit de la Figure 1.17 représente un circuit doubleur de tension. Ce circuit est identique au circuit de détection crête à crête. On peut augmenter la tension de sortie en ajoutant d'autres étages à ce dernier circuit (voir le circuit tripleur de tension de la figure Figure 1.18).

² on néglige ici les tensions de décalage associées aux tensions de coude des diodes.

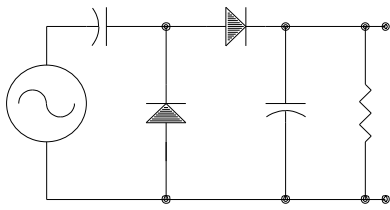


Figure 1.17 Circuit doubleur de tension

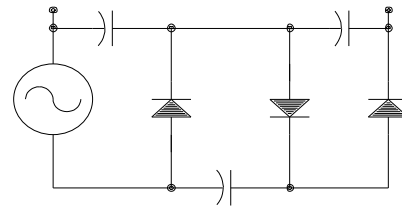


Figure 1.18 Circuit tripleur de tension

1.5.4 Circuit de protection

Les diodes peuvent également être utilisées dans un circuit de protection élémentaire qui assure l'alimentation électrique d'une charge quelconque (la mémoire d'un ordinateur, par exemple) en cas de panne du réseau électrique principal.

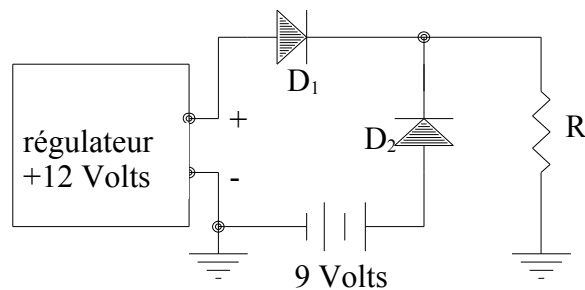


Figure 1.19 Circuit logique élémentaire à base de diodes

LECTURES COMPLÉMENTAIRES

1. Pour une description du principe de fonctionnement des instruments de mesures (ampèremètre, voltmètre, oscilloscope,...) voir les références suivantes :
 - Brophy J. J., *Basic Electronics for Scientists*, McGraw-Hill, New York, 1966
 - Wolf S., and Smith R.F.M., *Student Reference Manual for Electronic Instrumentation Laboratories*, Prentice Hall, New Jersey, 1990
 - Moore J.H., Davis C., and Michael A., *Building Scientific Apparatus*, 2^e édition, Addison-Wesley, U.S.A., 1989
2. Pour des exemples de résolution de problème de réponse d'un circuit linéaire à une excitation sinusoïdale à l'aide de la méthode des phaseurs voir :
 - Noël Boutin et André Clavet, *Signaux et Circuits*, 1989, section 6.3

Chapitre 2. L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL ET LA RÉTROACTION

2.1 RÉTROACTION

La rétroaction (ou « feedback ») est un principe qui est présent dans un grand nombre de domaines. Il s'agit qu'un élément d'une chaîne causale est une effet à un point précédent de cette chaîne. Il y a alors la formation d'une boucle et cela prend alors un certain contrôle du système. Il n'est pas toujours facile d'identifier les différentes parties d'une boucle de rétroaction. Elle existe dans la nature pour contrôler des activités biologiques ou l'équilibre d'écosystèmes. En ingénierie la rétroaction est utilisé pour contrôler des systèmes, qu'ils soient électriques ou mécaniques.

Comme exemple, nous allons étudier la rétroaction qui est présente dans un systèmes de chauffage et climatisation. À la Figure 2.1, le schéma d'une système est présenté. Les éléments principaux sont le thermomètre, un système qui calcul la différence ente la température voulue et la valeur obtenue du thermomètre, un système de contrôle qui prend cette différence pour activer et ajuster le chauffage ou la climatisation.

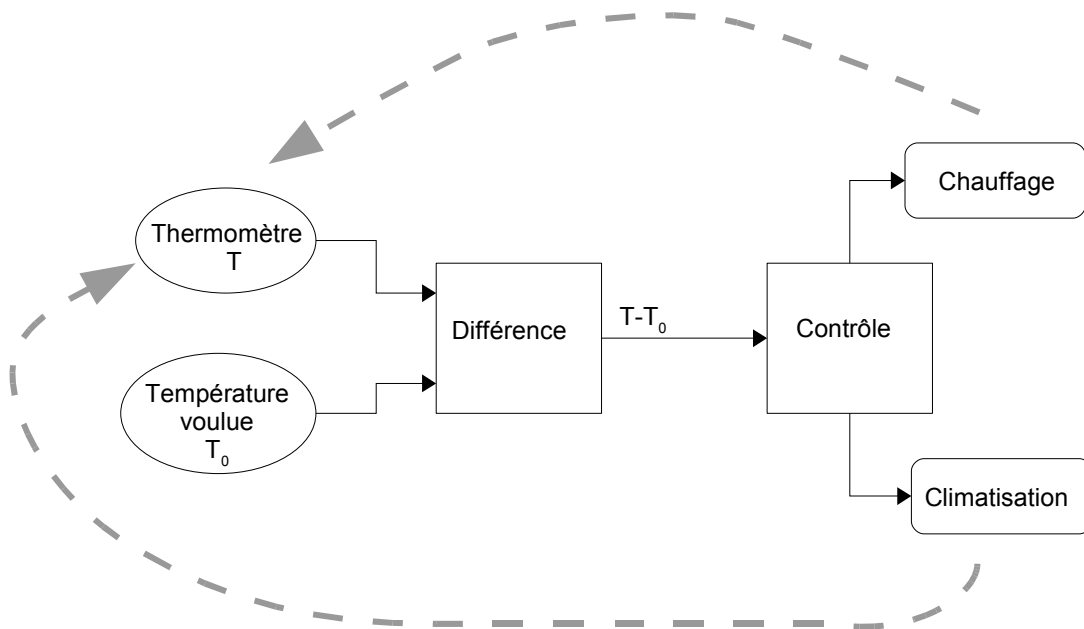


Figure 2.1 Système de chauffage et climatisation

La rétroaction dans ce systèmes et représenté par les flèches en pointillés. Il s'agit ici de la température de la pièce. Elle est mesurée par le thermomètre et influencée par le chauffage et la climatisation. Évidemment le chauffage augmente la température et la climatisation la diminue. Le système de contrôle choisi d'activer soit le chauffage, soit la climatisation selon la valeur de la différence. Si celle-ci est positive (donc il fait plus chaud que voulu) le contrôle active la climatisation. Avec la climatisation active la température va diminuer et éventuellement la différence sera négative (donc la température sera plus froide que désirée). Alors le contrôle va désactiver la climatisation et activer le chauffage et ainsi faire augmenter la température à nouveau. Le systèmes va donc ajuster de façon automatique la climatisation et le chauffage pour maintenir la température aux environs de la valeur voulue. Il pourrait y avoir une personne qui lit régulièrement le thermomètre et ajuste directement le climatiseur ou le chauffage. Cette personne devient alors un élément de la boucle de rétroaction. Mais puisque c'est un travail plutôt ennuyant, la personne est remplacé généralement remplacé par un système mécanique ou électrique. Sans la rétroaction, la température de la pièce ne cesserait de fluctuer.

Chapitre 2. L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL ET LA RÉTROACTION

Le système décrit ci-haut est un exemple de rétroaction **négative**. L'autre type de rétroaction est **positive**. Avec la rétroaction négative, le système est organisé pour trouver un équilibre. Souvent cela s'obtient en minimisant une valeur. Dans le système de chauffage, ce qui est minimisé est la valeur absolue de la différence en température ($|T - T_0|$).

La rétroaction positive, à l'inverse, va tenter de s'éloigner d'un équilibre. Dans ce cas il y a maximisation d'une valeur. Pour le système de chauffage, cela arrive si le système était branché incorrectement de façon à ce que seulement la différence soit inversée. Alors si la température est trop chaude (donc $T_0 - T$ est négative) ce sera le chauffage qui est enclenché. Cela aura pour effet d'augmenter la température. Si le système est proportionnel (plus la différence est grande, plus le chauffage/climatisation est fort) alors la température ne va cesser d'augmenter. À l'opposé, si la température était initialement trop froide, alors le contrôle va enclencher le climatiseur et la température ne va cesser de diminuer.

En théorie, la rétroaction positive du système de chauffage s'emballerait jusqu'à une température infini ou 0 K. Évidemment en réalité cela ne se produira pas. Le système de climatisation ou chauffage ont tous deux une limite de puissance et la rétroaction positive va saturer le système à un de ces maxima.

Il faut noter que la plupart des systèmes de chauffage ou climatisation pour les maisons et édifices ne sont pas linéaires. Le détecteur de température, le système de différence et de contrôle font tous parti du thermostat. Celui identifie si la température est inférieure (supérieure) à la température voulue et lorsque c'est le cas il active le chauffage (la climatisation). La puissance de chauffage (climatisation) n'est pas ajustée. Le système est soit activer ou non (on/off). Aussi, très souvent, seulement le chauffage (Québec) ou la climatisation (Floride) va être présent dans le système. Dans ce cas si la température est trop élevée et il n'y a pas de climatisation, alors la rétroaction négative sera incapable de faire baisser la température de façon active. Elle ne fera qu'empêcher le chauffage d'être activé en attendant que la température extérieure puisse refroidir le local.

Finalement, pour éviter des oscillations rapides, il y a ajout d'hysteresis. Cela veut dire que la température ou le chauffage est activé et désactivé sont différents. Donc la séquence est la température descend sous une température T_1 , ce qui active le chauffage. À cause de l'inertie thermique la température pourrait continuer de diminuer un peu et ensuite elle se mettra à augmenter à cause du chauffage. Elle va continuer à augmenter et dépasser T_1 mais cela n'aura aucun effet. La température va continuer d'augmenter jusqu'à une température T_2 . À ce moment le chauffage est arrêté. La température peut continuer d'augmenter un peu (à cause de l'inertie thermique) puis elle se met à redescendre. Elle passe T_2 sans effet et continue jusqu'à T_1 ou le cycle peut recommencer. Évidemment ici il y aura une oscillation de la température entre environ T_2 et T_1 . Mais sans cette hysteresis, lorsque la température atteint le point de contre T_0 , le système est à la limite entre l'activation et la désactivation. Avec la présence d'un peu de bruit sur le thermomètre (ou l'électronique) il y aura oscillation rapide (suivant le bruit) entre les deux états ce qui n'est pas très bon pour les systèmes de contrôle/chauffage/climatisation.

Même sans hysteresis et sans considérer le point T_0 , il est possible qu'il y ait des oscillations. Dans un système de chauffage, la quantité de matériel à réchauffer ou refroidir agit comme une inertie thermique. En d'autres termes, cela ajoute un délai entre le chauffage et l'effet sur la température. Tout dépendant du système de contrôle, il est alors possible que l'activation du chauffage et les changements de températures se retrouvent hors phases. Cela produit alors une inversion dans le système et ce qui devait être une rétroaction négative devient positive. À la frontière des deux il y a très souvent présence d'oscillation. Et comme nous allons le voir plus tard, les deux types de rétroaction ne sont pas très éloignées l'une de l'autre. Après tout, un signal alternatif qui change sa phase de 180 degrés vient de s'inverser. Pour des considérations de stabilité de la rétroaction négative, il faut donc faire attention à ce qu'elle ne puisse se transformer en rétroaction positive sous certaines conditions.

Notions avancées

Le système linéaire est une des composantes des systèmes de contrôle PID. C'est la partie **P**roportionnel ou le signal de sortie est proportionnel (linéaire) avec le différence d'entrée. C'est généralement réalisé par un amplificateur, donc on le décrit souvent par le gain. Les deux autres composantes du contrôle PID sont l'**I**ntégrale et la **D**érivé. Les deux peuvent être réaliser avec des circuits électroniques (ampli-op) ou de façon numérique par un DSP (digital signal processor: c'est un peu comme un ordinateur spécialisé). L'intégral permet de rejoindre la valeur voulu. La sortie est l'intégral de la différence à l'entrée. Le système atteint donc l'équilibre lorsque la différence est nul. Ce n'est pas le cas pour la partie proportionnel.. Celle-ci nécessite une petite différence non-nul à l'entrée. Sinon, si l'entrée est nul, la sortie sera nul puisque c'est proportionnel. La dérivé, comme le nom l'implique, prend la dérivé de la différence et permet de contrecarrer un peu l'effet d'inertie du systèmes et ainsi améliorer son temps de réaction au changements. Le gain et les constantes de temps doivent être choisis en prenant compte de la quantité de contrôle voulue ainsi que le temps de réaction du systèmes (par exemple l'inertie thermique d'une système de chauffage). Choisi incorrectement, il est possible que le système ce mette à osciller.

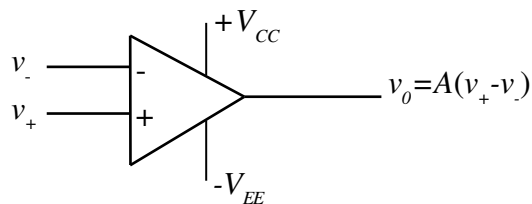
Le contrôle de type PID est souvent utiliser dans les laboratoires. C'est la technique employé pour contrôler la température dans les cryostats à basse température. Elle est aussi utiliser dans les systèmes de microscopie à force atomique (et effet tunnel) ainsi que pour contrôler la fréquence d'un laser et pour plusieurs autres usages.

2.2 APPLICATIONS ANALOGIQUES

Nous allons maintenant considérer la rétroaction comme elle s'applique aux amplificateur opérationnels.

L'amplificateur opérationnel (ampli.-op.) est un circuit intégré comprenant plusieurs étages d'amplification qui rendent ses caractéristiques "quasi-idéales". Les propriétés et les règles de construction par bloc élémentaire de ces étages d'amplification sont décrites au chapitre 7 .

Le symbole de l'amplificateur opérationnel idéal est le suivant :



La borne négative correspond à l'entrée inverseuse de l'ampli. tandis que la borne positive correspond à l'entrée non-inverseuse. Les caractéristiques de l'ampli-op idéal sont les suivantes :

- 1- La résistance d'entrée est infinie ($R_i \rightarrow \infty$). Par conséquent, le courant d'entrée dans l'amplificateur est nul.
- 2- La résistance de sortie est nulle ($R_o \rightarrow 0$). L'amplificateur agit donc comme une source de tension idéale.
- 3- La bande passante est infinie. En principe, l'ampli-op. permet d'amplifier un signal sans introduire de distorsion.
- 4- Le gain en tension est infini ($A \rightarrow \infty$). Puisque le niveau de tension à la sortie de l'amplificateur ne peut être infini, c'est la boucle de réaction (injection d'une partie du signal de sortie à l'entrée de l'amplificateur) qui régira la tension réelle de sortie. Si la rétroaction est négative la tension différentielle d'entrée est maintenue à zéro. Dans ce cas, les deux entrées sont au même potentiel et le gain effectif de l'étage est diminué. En fait, ce gain est fixé par l'impédance des

Chapitre 2. L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL ET LA RÉTROACTION

composants branchés aux bornes de l'amplificateur. À l'opposé, si on branche l'amplificateur sans boucle de rétroaction ou avec une boucle de rétroaction positive, la sortie de celui-ci saturera à la valeur de la tension d'alimentation ($+V_{CC}$ ou $-V_{EE}$). Un amplificateur totalement idéal n'aurait pas ces limites de voltages, mais un amplificateur réel n'a pas le choix d'être limité par ses tensions d'alimentations.

Cet amplificateur est utilisé pour effectuer une large variété de fonctions allant des filtres actifs aux générateurs de fonctions complexes. Dans cette section nous analysons quelques exemples de circuits analogiques de base.

Ici la rétroaction apparaît comme la fraction du signal de sortie qui est mélangé aux signaux d'entrées. Si on regarde la Figure 2.2, l'ampli-opérationnel est représenté par le circuit sommeur Σ (qui prend la différence des deux entrées) et l'amplificateur de gain A_0 . La rétroaction est représenté $\alpha(\omega)$ et $\beta(\omega)$. Ces deux boîtes noir peuvent être composés de résistances, condensateurs, inducteurs, d'autres amplis-op etc... Ils peuvent même être composées de transmissions lumineuses ou de transfert de chaleur (pour un système de chauffage par exemple). Très souvent il n'y aura qu'une seule des deux composantes de rétroaction qui va être présente.

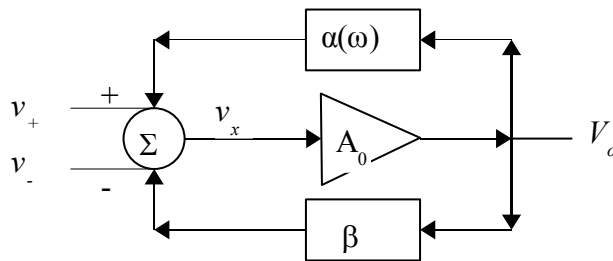


Figure 2.2 Représentation schématique d'un amplificateur opérationnel

Lorsqu'on considère un circuit avec un amplificateur opérationnel il y a plusieurs gains qui peuvent être définis et on doit faire attention de bien les distinguer. Ultiment on est intéressé au gain du circuit au complet soit le rapport entre l'entrée et la sortie du circuit. On va le décrire comme le **gain du circuit** ou tout simplement le gain. Ensuite il y a le gain A_0 de l'ampli-op même, qu'on définit comme étant le **gain de boucle ouverte**. Finalement on considère le **gain de boucle** qui représente le changement d'un signal qui traverse la boucle de rétroaction. Ici il y a deux gains de boucles possible. Si on considère les fonctions $\alpha(\omega)$ et $\beta(\omega)$ comment étant des facteurs multiplicatifs (diviseur de tension) alors les gains de boucles sont $A_0\alpha(\omega)$ et $-A_0\beta(\omega)$. Si A_0 , $\alpha(\omega)$ et $\beta(\omega)$ sont tous réels et positifs alors $A_0\alpha(\omega)$ représente de la rétroaction positive et $-A_0\beta(\omega)$ de la rétroaction négative.

2.2.1 AMPLIFICATEUR INVERSEUR ET NON-INVERSEUR

Le montage de l'ampli.-op. en amplificateur inverseur est illustré à la Figure 2.3. L'impédance d'entrée de l'ampli. étant infinie, le courant traversant R_1 est égal à celui qui traverse R_2 . Notons aussi que la réaction est négative, ce qui implique que la tension différentielle à l'entrée est maintenue à zéro ($v_- = v_+$, $=0$ dans ce cas). Ainsi, le gain en tension de cet étage est égal à :

$$A_V = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_- - R_2 i}{v_s} = \frac{-R_2 (v_s / R_1)}{v_s} = -\frac{R_2}{R_1}$$

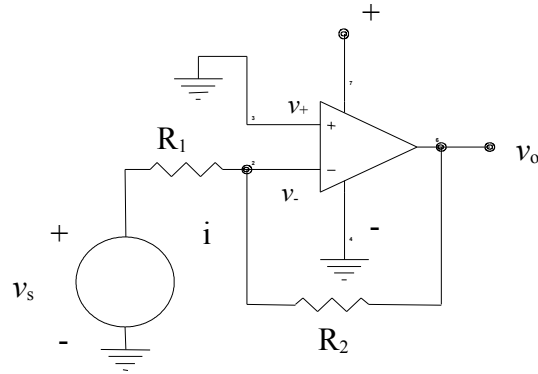


Figure 2.3 Amplificateur inverseur

Le montage en amplificateur non-inverseur est illustré à la Figure 2.4. En utilisant les mêmes arguments que pour l'ampli. inverseur, on peut dériver aisément l'expression du gain en tension de cet étage.

$$A_V = \frac{v_o}{v_s} = \left(\frac{v_- + R_2 \cdot i}{v_s} \right) = \left(\frac{v_s + R_2 \cdot \left(\frac{v_s}{R_1} \right)}{v_s} \right) = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

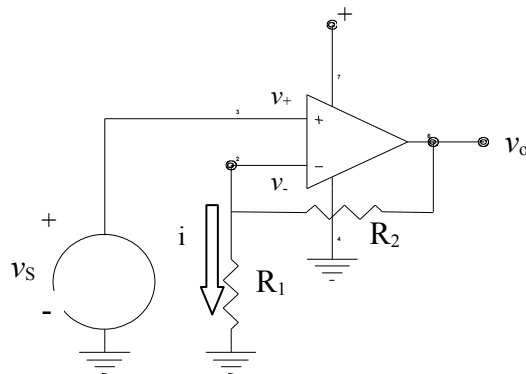
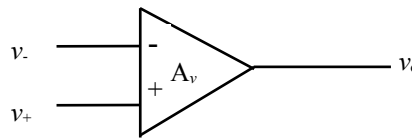


Figure 2.4 Amplificateur non-inverseur

Étage amplificateur réel

Le symbole de l'amplificateur opérationnel réel est le suivant :



Pour calculer avec plus de précision les caractéristiques d'un étage amplificateur, il faut tenir compte du gain et de la résistance d'entrée finis de l'amplificateur opérationnel. Le gain en boucle ouverte (sans réaction) typique d'un ampli-op réel $A_v \approx 3 \times 10^5$, tandis que sa résistance d'entrée $R_i \approx 100 \text{M}\Omega$ et que sa résistance de sortie $R_o \rightarrow 0$. Dans l'exemple suivant, nous dérivons l'expression exacte du gain en tension d'un amplificateur inverseur (Figure 2.5). L'ampli-op. est remplacé par une résistance d'entrée, une résistance de sortie et une source de tension de sortie qui est dépendante de la tension différentielle d'entrée ($v_i = v_+ - v_-$). Le circuit équivalent petits signaux de cet amplificateur est représenté à la Figure 2.6.

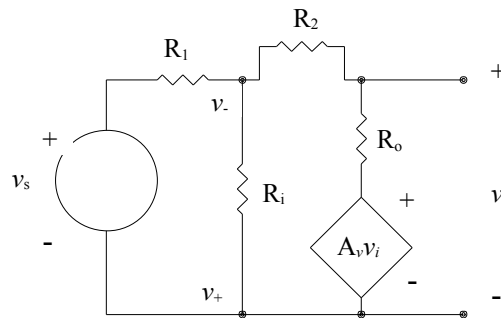
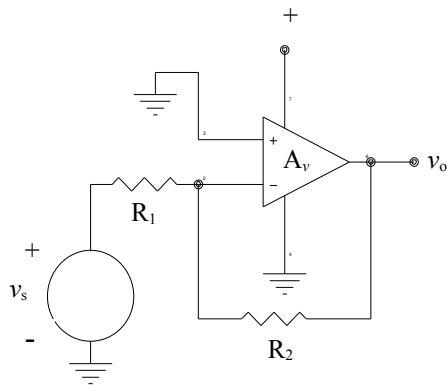
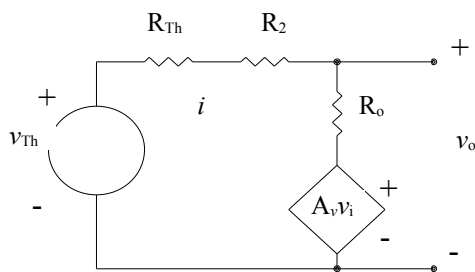


Figure 2.5 Amplificateur inverseur réel

Figure 2.6 Circuit équivalent petits signaux

Pour simplifier l'analyse de ce circuit, remplaçons la boucle de gauche par son équivalent Thévenin.



$$v_{Th} = \frac{R_i \cdot v_s}{R_1 + R_i} \approx v_s \quad \text{car } R_i \gg R_1$$

$$R_{Th} = R_1 \parallel R_i \approx R_1$$

Pour trouver le gain en tension de l'étage nous devons résoudre les équations du réseau avec comme inconnues : i , v_i et v_o .

$$v_o = A_v \cdot v_i + R_o i \tag{1}$$

$$-v_i = v_o + R_2 \cdot i \quad (2)$$

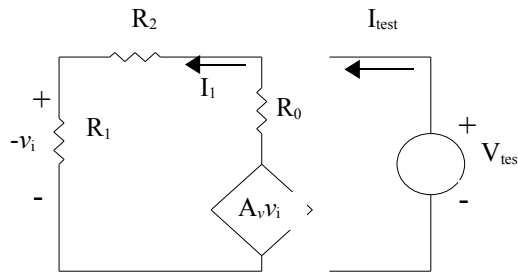
$$v_s - (R_2 + R_1 + R_0) \cdot i - A_v \cdot v_i = 0 \quad (3)$$

Le gain en tension s'obtient simplement en isolant le rapport v_o/v_s de ces équations (exercice laissé à l'étudiant).

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{R_0 - A_v \cdot R_2}{R_0 + R_1 + R_2 + R_1 \cdot A_v}$$

Pour $A_v \rightarrow \infty$, on retrouve bien le gain en tension de l'amplificateur inverseur idéal ($-R_2/R_1$). D'autre part, la résistance de sortie de cet amplificateur correspond à la résistance vue à la sortie lorsque le signal d'entrée est égal à zéro. On peut utiliser un appareil de mesure pour déterminer cette résistance de sortie. Cette mesure correspond au rapport entre la tension et le courant de la source test utilisée (voir schéma suivant).

pour $R_i \gg R_1$



À partir de la définition $R_{sortie} = V_{test}/I_{test}$, il est possible d'utiliser la méthode des mailles pour trouver analytiquement les courants dans chacune des boucles du circuit (I_1 et I_{test}).

boucle 1 : $A_v v_i - R_0(I_1 - I_{test}) - R_2 I_1 - R_1 I_1 = 0$

boucle 2 : $V_{test} - R_0(I_{test} - I_1) - A_v v_i = 0$

En isolant V_{test}/I_{test} de ces deux équations on obtient R_{sortie} :

$$R_{sortie} = \frac{R_0 \cdot (R_1 + R_2)}{R_0 + R_1 + R_2 + A_v \cdot R_1}$$

Pour $A_v \rightarrow \infty$, on retrouve bien la résistance de sortie de l'amplificateur idéal soit $R_{sortie} \rightarrow 0$.

2.2.2 AMPLIFICATEUR SOMME

L'ampli-op peut être utilisé pour additionner plusieurs signaux. La Figure 2.7 montre le circuit typique d'un amplificateur somme. Si on considère l'ampli comme idéal, la tension différentielle à l'entrée de l'ampli. est nulle. Puisque l'entrée non-inverseuse est mise à la terre, on dira que la borne inverseuse de l'ampli correspond à un point de masse virtuelle³. Dans ces conditions, le signal de sortie est

³ Malgré le fait que les deux bornes d'entrée de l'amplificateur sont au même potentiel cela ne représente pas un court-

proportionnel à la somme des courants d'entrée.

$$v_o = -R' \cdot i = -R' \cdot \left(\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \dots + \frac{v_n}{R_n} \right)$$

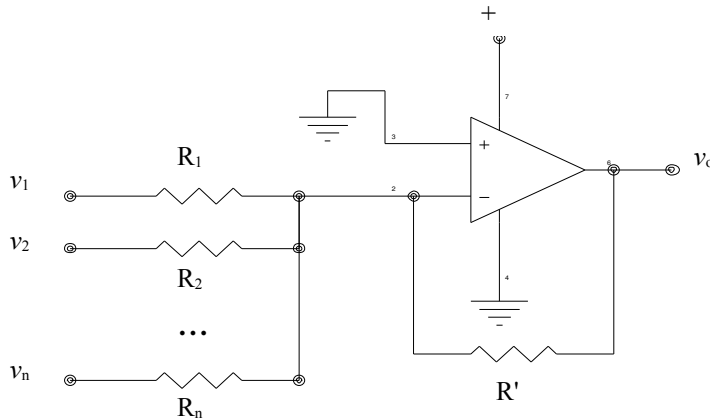


Figure 2.7 Amplificateur somme

Cet amplificateur peut être utilisé comme convertisseur numérique-analogique. Dans ce cas, les différentes entrées correspondent aux différents bits du code binaire. Le code de conversion est fixé par les valeurs des différentes résistances.

Il existe d'autres types de convertisseurs faisant appel aux ampli.-op.; c'est le cas notamment des convertisseurs courant-tension et tension-courant. Dans plusieurs circuits de commande, la variation du courant traversant une inductance est utilisée pour déclencher un interrupteur. Il est souvent plus simple d'utiliser une tension comme signal de commande et un convertisseur tension-courant pour alimenter l'inductance. Cette fonction est réalisée à l'aide d'un circuit du type de celui de la Figure 2.8. Dans ce cas, la charge Z_L est flottante (aucune de ces bornes n'est référenciée à la masse). Noter que le courant i_L est indépendant de la charge Z_L .

circuit car la résistance entre ces points est très grande.

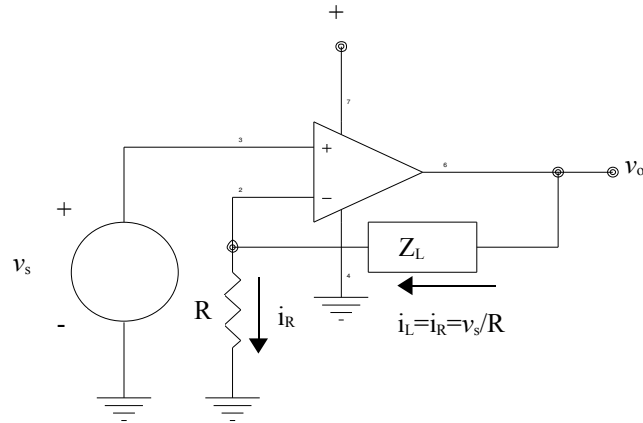


Figure 2.8 Convertisseur tension-courant avec charge flottante

Si la charge Z_L du circuit doit absolument être reliée à la masse, on utilise plutôt le convertisseur suivant :

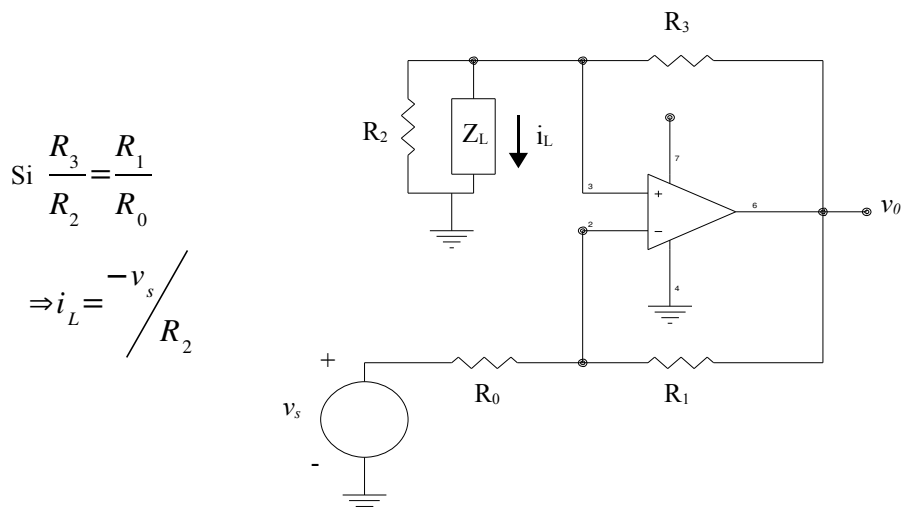


Figure 2.9 Convertisseur tension-courant avec charge à la masse

Les convertisseurs courant-tension trouvent surtout des applications aux circuits de photodétection. Par exemple, le circuit de la Figure 2.10 permet de convertir le courant généré par un signal lumineux en une tension. L'intérêt d'utiliser un ampli-op pour réaliser cette fonction réside dans le fait que la cathode de la photodiode est reliée à un point de masse virtuelle. Ainsi, l'intensité du photocourant I_{ph} ne modifie pas l'état de polarisation de la diode.

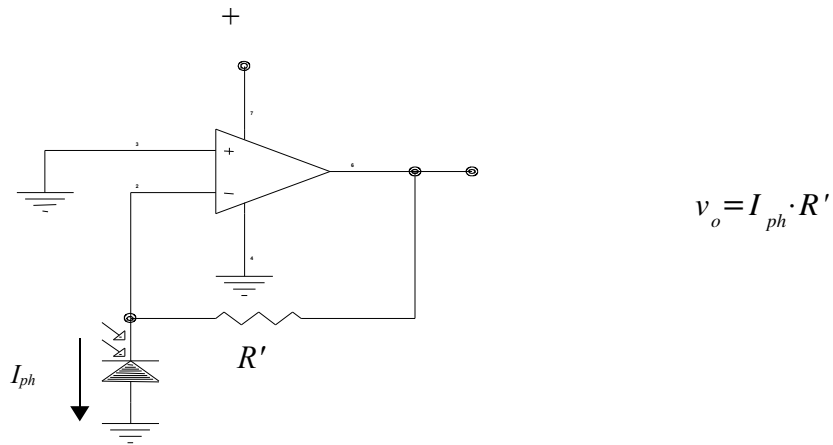


Figure 2.10 Convertisseur courant-tension

2.2.3 INTÉGRATEUR ET DIFFÉRENTIATEUR

Les circuits intégrateurs et différentiateurs sont largement utilisés dans les circuits de traitement des signaux. Le schéma du circuit de l'intégrateur est représenté à la Figure 2.11.

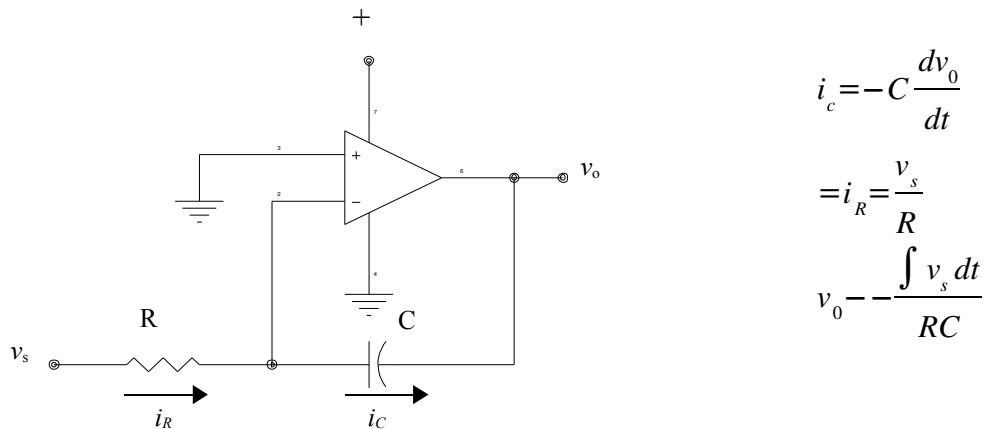


Figure 2.11 Intégrateur

L'intégrateur peut être utilisé pour faire la moyenne d'un signal ou pour modifier la forme d'une onde (par exemple, il transforme une onde carrée en onde triangulaire). Dans les systèmes de balayage comme le tube cathodique, on utilise souvent le circuit intégrateur pour générer la rampe de tension qui est appliquée entre les plaques métalliques servant de déflecteurs.

Le schéma du circuit différentiateur est illustré à la Figure 2.12.

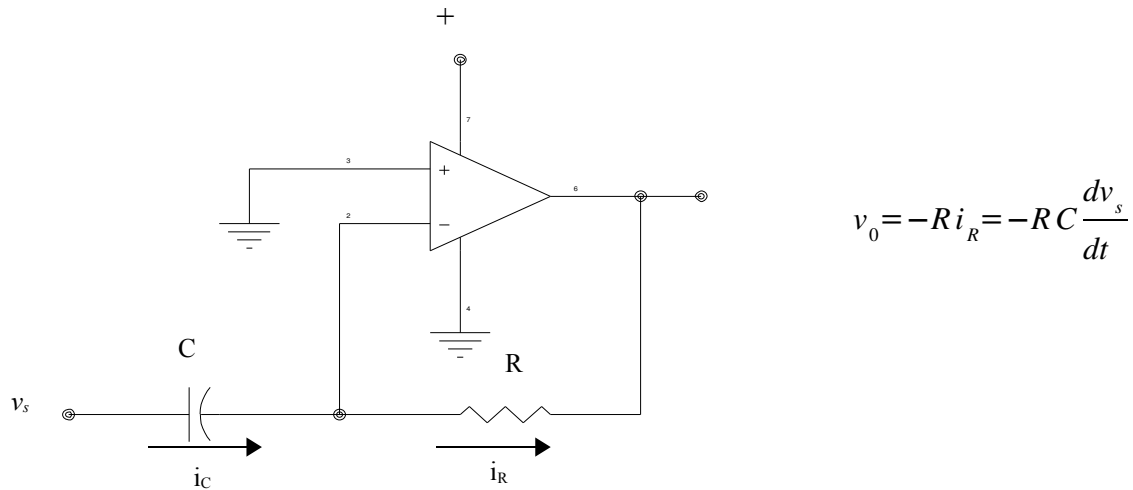


Figure 2.12 Différentiateur

On utilise fréquemment ce circuit pour générer des impulsions à partir d'une onde carrée.

2.3 LES OSCILLATEURS

Les oscillateurs sont des circuits pour lesquels la tension de sortie oscille sans la présence d'un signal source. Ces circuits tirent profit des instabilités ou de la non linéarité de certains composants (celui considéré ici est l'amplificateur opérationnel). Dans cette section, nous décrivons le circuit et le principe de fonctionnement de quelques oscillateurs d'onde sinusoïdale ou d'onde carrée.

2.3.1 Oscillateurs sinusoïdaux

Tout circuit d'oscillation est basé sur un principe d'amplification avec réaction (phase et gain) contrôlée. Analysons en détail les conditions d'obtention d'un signal de sortie oscillant (dont l'instabilité est contrôlée) à l'aide du circuit classique utilisé pour générer une onde sinusoïdale soit l'oscillateur à pont de Wien (Figure 2.13).

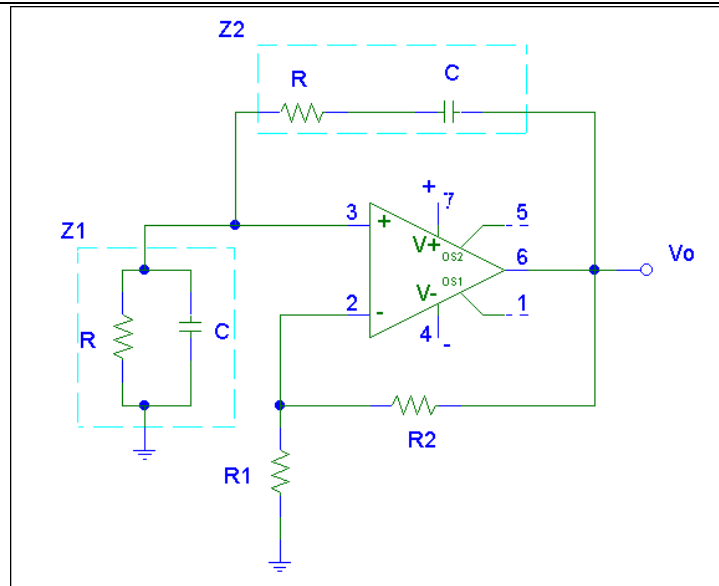


Figure 2.13 Oscillateur à pont de Wien

Dans ce circuit les impédances équivalentes des combinaisons série et parallèle des résistances et condensateurs s'expriment comme :

$$Z_1 = R \parallel \left(\frac{1}{j\omega C} \right) = \frac{R}{1 + j\omega RC}; \quad Z_2 = R + \left(\frac{1}{j\omega C} \right) = \frac{1 + j\omega RC}{j\omega C}$$

L'oscillateur peut être représenté à l'aide d'un schéma à deux boucles de réaction (positive et négative)

avec $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$, la fraction de la tension de sortie réinjectée à l'entrée (-) de l'amplificateur et

$\alpha(\omega) = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}$, la fraction de la tension de sortie réinjectée à l'entrée (+) de l'amplificateur. Le

paramètre A_0 correspond au gain en boucle ouverte de l'ampli-op dont la valeur tend vers l'infini.

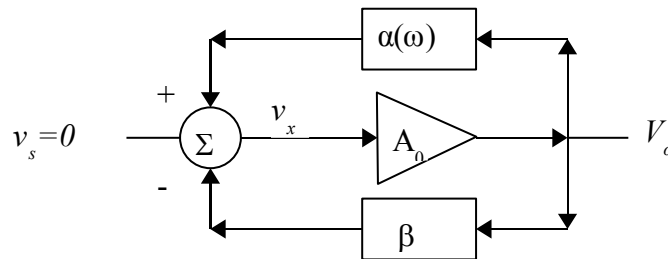


Figure 2.14 Représentation schématique de l'oscillateur à pont de Wien

En développant le paramètre $\alpha(\omega)$ on obtient :

$$\alpha(\omega) = \frac{j\omega RC}{1 - (\omega RC)^2 + 3j\omega RC}$$

$$= \frac{3(\omega RC)^2 + j\omega RC \cdot [1 - (\omega RC)^2]}{[1 - (\omega RC)^2]^2 + [3\omega RC]^2}$$

Par définition la tension de sortie est égale à la tension différentielle d'entrée multipliée par le gain en boucle ouverte de l'ampli-op.

$$V_0 = A_0 v_x = A_0 (V_+ - V_-)$$

$$= A_0 (\alpha - \beta) \cdot V_0$$

Puisque le gain A_0 tend vers l'infini, seule la condition $\alpha \approx \beta$ permettra l'obtention d'une tension de sortie V_0 non nulle. Pour que cette condition soit satisfaite, il faut que la partie imaginaire de α soit égale à zéro et que sa partie réelle soit égale à la valeur réelle de β .

$$\text{partie Im}[\alpha] = 0 \quad \Rightarrow \quad 1 - (\omega RC)^2 = 0 \quad \omega = \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$\text{partie Re}[\alpha] = \beta \quad \Rightarrow \quad \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{3}$$

Noter que $\beta=1/3$ correspond à un gain de l'étage non-inverseur de $A_v=3$. L'oscillateur ne peut qu'osciller à la fréquence particulière ω_0 , fixée par la constante de temps R.C. Pour que l'oscillation soit entretenue, il faut de plus que le gain de l'étage soit exactement égal à 3. Si $A_v < 3$, l'oscillation s'atténuera en fonction du temps alors qu'elle va croître en amplitude dans le cas où $A_v > 3$. Noter aussi que l'oscillation est amorcée à partir des fluctuations de tension associées à un bruit quelconque. Seule la composante du bruit à la fréquence propre de l'oscillateur sera entretenue. En pratique, on s'arrange pour que le gain soit légèrement supérieur à 3, de façon à ce que l'amplitude du signal augmente avec le temps. Lorsque celle-ci prend une valeur appréciable, la non-linéarité de l'amplificateur entraîne une légère diminution du gain assurant ainsi l'établissement d'une oscillation d'amplitude constante. Dans le cas de l'oscillateur à pont de Wien, il est possible d'ajuster la fréquence d'oscillation en modifiant simultanément la capacité des condensateurs C. Ceci peut être difficile à réaliser avec beaucoup de précision. Pour cette raison, on préfère en général utiliser un autre type d'oscillateur dans la conception de circuit de génération de signaux de précision. La Figure 2.15 montre un exemple d'un tel oscillateur.

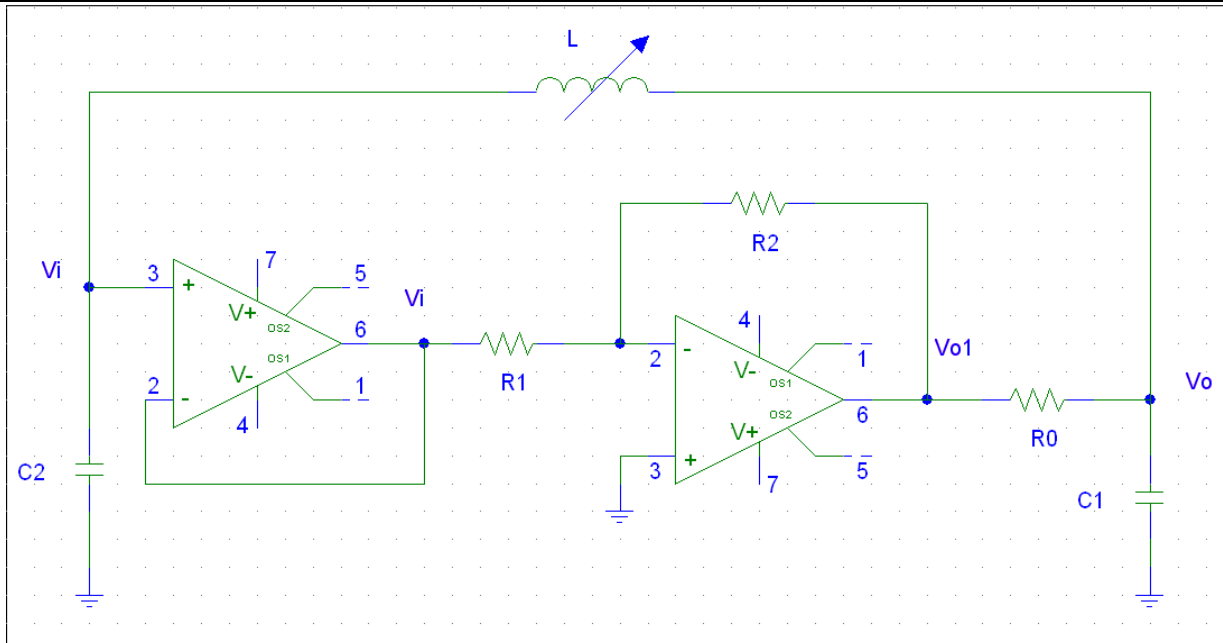


Figure 2.15 Oscillateur LC à fréquence accordable

La fréquence d'oscillation peut être ajustée via une bobine à inductance variable. L'analyse de ce circuit est facilitée par l'utilisation d'une représentation équivalente de ce circuit (Figure 2.16) dans laquelle nous avons remplacé l'étage inverseur par un simple amplificateur à gain fini de $A_v = \frac{-R_2}{R_1}$ mais à impédance d'entrée infini.

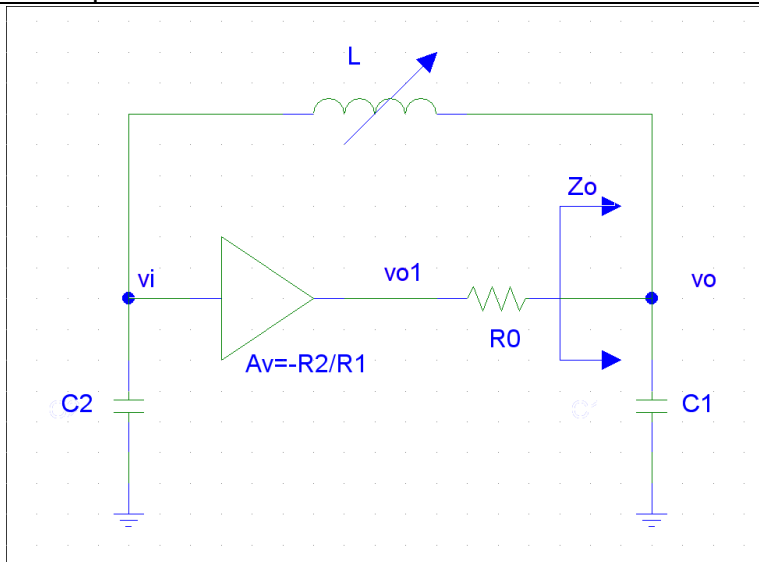


Figure 2.16 Représentation équivalente du circuit de l'oscillateur LC

En écrivant les équations reliant les tensions d'entrée et de sortie, il est facile de montrer que :

$$\begin{aligned}
 V_o &= v_{oi} \cdot \left(\frac{Z_0}{R_0 + Z_0} \right) = A_v \cdot \left(\frac{Z_0}{R_0 + Z_0} \right) \cdot v_i \\
 &= A_v \cdot \left(\frac{Z_0}{R_0 + Z_0} \right) \cdot \left(\frac{Z_{C2}}{Z_{C2} + Z_L} \right) \cdot V_o \\
 &= A_v \cdot \alpha \cdot \beta \cdot V_o
 \end{aligned}$$

où Z_0 correspond à l'impédance équivalente vue après la résistance R_0 . Cette dernière équation est satisfaite si et seulement si : $A_v \cdot \alpha \cdot \beta = 1$. En égalant les parties réelles et les parties imaginaires entre elles, on obtient les deux conditions nécessaires pour l'établissement d'une oscillation entretenue. Cet exercice est laissé à l'étudiant.

$$\begin{aligned}
 \omega_0 &= \left(\frac{C_1 + C_2}{LC_1 C_2} \right)^{\frac{1}{2}} \\
 \frac{R_2}{R_1} &= \frac{C_2}{C_1}
 \end{aligned}$$

2.3.2 Bascules de Schmitt

Les applications des bascules aux circuits numériques et analogiques sont nombreuses. Mentionnons à titre d'exemple les mémoires, les compteurs et registres ainsi que les générateurs de fonctions. Une bascule correspond à un circuit pour lequel la tension de sortie peut commuter entre deux niveaux stables. Le montage d'un ampli-op en comparateur correspond à un tel circuit (voir Figure 2.17). La tension de sortie du comparateur sature à $+V_{CC}$ lorsque $V_{(+)} > V_{(-)}$ et à $+V_{EE}$ lorsque $V_{(+)} < V_{(-)}$.

Chapitre 2. L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL ET LA RÉTROACTION

L'amplificateur agit comme un comparateur (ou une bascule) lorsqu'il est branché soit en boucle ouverte (sans contre-réaction) ou alors avec boucle de réaction positive. Il est à noter qu'il existe sur le marché des amplificateurs spécialement conçus pour travailler en comparateur. Son circuit correspond à celui d'un amplificateur opérationnel moins un condensateur (celui créant un pôle à basse fréquence). On peut éliminer ce condensateur car l'utilisation du comparateur ne requiert pas une compensation en fréquence (haut degré de stabilité). Cette modification permet d'élargir la bande passante de l'amplificateur et de réduire le temps de commutation entre les niveaux de tension de sortie.

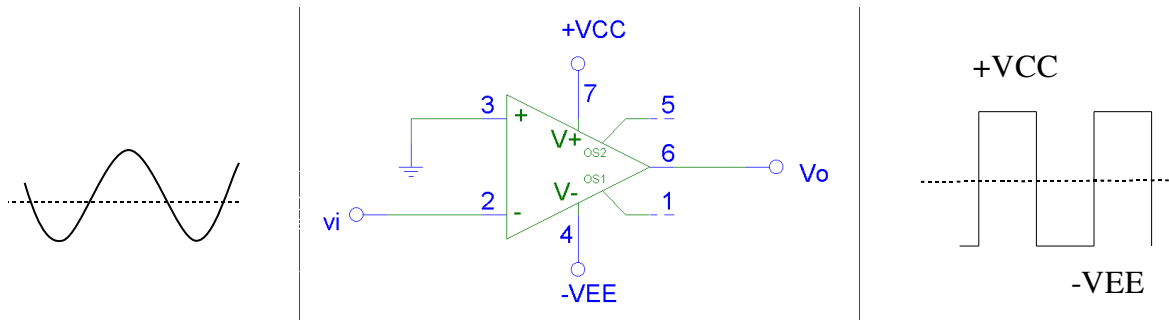


Figure 2.17 Montage en comparateur

Dans le circuit de la Figure 2.17, le niveau de déclenchement du comparateur est égal à zéro car la borne (+) de l'amplificateur est mise à la terre. On peut ajuster ce point de déclenchement en fixant la tension sur l'une des entrées de l'amplificateur à l'aide d'une pile ou d'un diviseur de tension (voir Figure 2.18). Dans ce circuit, le point de déclenchement dépend du niveau de tension de sortie. Les points de déclenchement haut et bas sont alors de :

$$V_{(+)}^{Haut} = V_{CC} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

$$V_{(+)}^{Bas} = -V_{EE} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

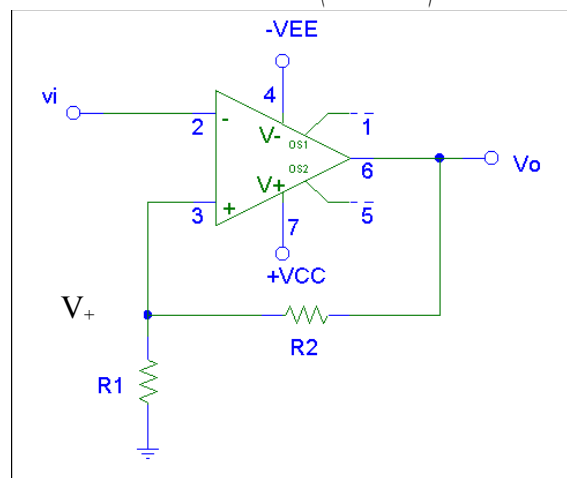


Figure 2.18 Comparateur avec point de déclenchement variable

On peut utiliser ce type de circuit pour détecter par exemple le nombre de fois qu'un signal relativement bruyant dépasse un certain seuil. La marge de tolérance du niveau de déclenchement correspond à l'écart entre ces points de déclenchement haut et bas.

La bascule de Schmitt utilise le principe du niveau de déclenchement variable du comparateur afin de générer une onde carrée ou rectangulaire. Son circuit est illustré ci-dessous (Figure 2.19).

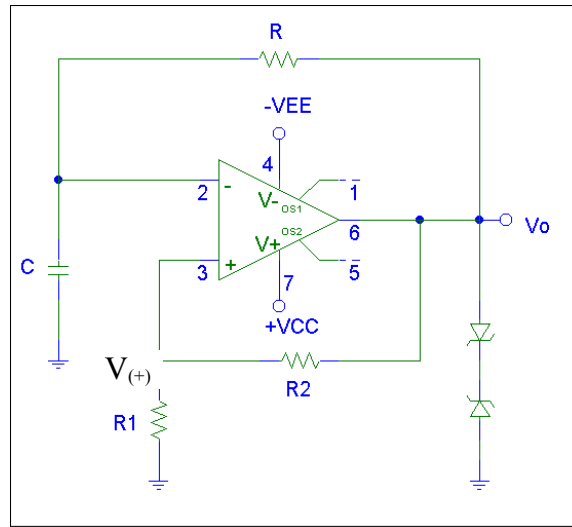


Figure 2.19 Bascule de Schmitt

Le niveau de tension de sortie prend deux valeurs stables fixées par la tension Zener (V_Z) d'une des diodes et la tension de coude (V_D) de l'autre diode. Le niveau haut de la tension de sortie est égal à $(V_Z + V_D)$ tandis que le niveau bas est de $-(V_Z + V_D)$. À chacun de ces niveaux de tension de sortie est associé un point de déclenchement $V_{(+)}$ donné. Ces points de déclenchement haut (V_{Haut}) et bas (V_{Bas}) sont donnés par :

$$V_{+}^{Haut} = \left(\frac{R1}{R1 + R2} \right) \cdot (V_Z + V_D); \quad V_{+}^{Bas} = -V_{+}^{Haut}$$

La Figure 2.20 illustre l'évolution dans le temps des tensions V_o et $V_{(c)} = V_C$ en faisant l'hypothèse qu'à $t=0$ le niveau de tension de sortie est haut et que le condensateur est chargé négativement.

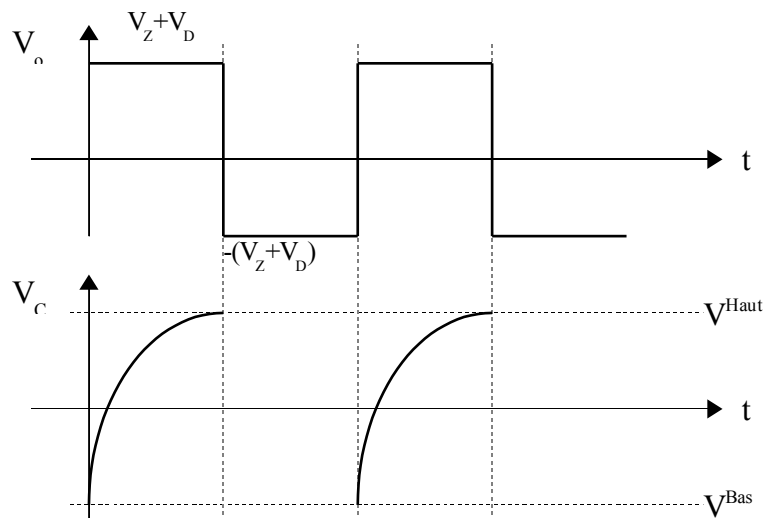


Figure 2.20 Valeurs de la tension de sortie V_o et de la tension d'entrée V_C en fonction du temps

À $t=0$, le condensateur se chargera graduellement via la boucle de contre-réaction. Lorsque $V_C = V_{(c)}$

Chapitre 2. L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL ET LA RÉTROACTION

devient légèrement supérieure au point de déclenchement haut V_+^{Haut} , la tension de sortie et le point de déclenchement de l'amplificateur V_+ basculent vers leur niveau bas respectif. La tension de sortie devient alors inférieure à la tension V_C . Il s'ensuit une décharge graduelle du condensateur via la même boucle de contre-réaction. Lorsque la tension aux bornes du condensateur V_C redevient inférieure au niveau de déclenchement bas, la tension de sortie et le point de déclenchement V_+ basculent de nouveau vers leur niveau haut respectif et le cycle continue. Il est à noter que comme pour l'oscillateur à pont de Wien, l'oscillation est amorcée par du bruit. La période de l'onde carrée générée par la bascule de Schmitt de la Figure 2.19 s'obtient aisément sachant qu'à demi-période la tension aux bornes du condensateur V_C est égale à la tension correspondant au point de déclenchement haut. La période ainsi trouvée est :

$$T = 2RC \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$$

Noter que l'on peut obtenir une onde rectangulaire en remplaçant la résistance de la boucle de contre-réaction par l'équivalent parallèle illustré à la figure suivante.

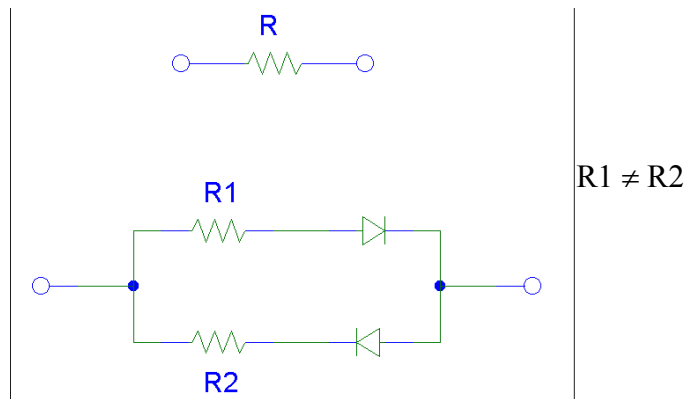


Figure 2.21 Circuit de remplacement pour l'obtention d'une onde rectangulaire

Chapitre 3. PHYSIQUE DES SEMICONDUCTEURS

Les semiconducteurs usuels sont des solides cristallins dont les propriétés de conduction des charges changent de façon importante en fonction de plusieurs paramètres tels la température, le nombre d'impuretés incorporées au volume et la densité de photons frappant sa surface. Le fonctionnement d'un grand nombre de dispositifs électroniques modernes repose justement sur la facilité avec laquelle on peut changer les propriétés électriques (résistance, mobilité des charges, ...) des semiconducteurs. Pour comprendre les propriétés des semiconducteurs, il faut introduire des notions élémentaires de bandes d'énergie des solides. Cette introduction est faite à la section 2.1 de ce chapitre. À la section 2.2, nous discutons de l'effet des impuretés sur la densité de porteurs de charge libres (ceux pouvant contribuer au courant électrique). Finalement, à la section 2.3, nous décrivons les deux mécanismes de conduction dominants dans les semiconducteurs : la dérive et la diffusion.

3.1 BANDES D'ÉNERGIE DES SOLIDES CRISTALLINS

Le réseau cristallin est le squelette du solide. Il est formé d'un arrangement périodique de points virtuels sur lesquels les atomes ou groupements d'atomes sont disposés. Les niveaux d'énergie permis des électrons dans les solides ressemblent beaucoup à ceux rencontrés dans les atomes isolés. Dans le cas des atomes, les états d'énergie permis sont discrets (voir modèle de Bohr). On peut associer à chacun de ces états stationnaires une orbitale ou une fonction d'onde électronique représentant la probabilité de présence de l'électron autour du noyau atomique chargé positivement⁴. Les électrons de l'atome se distribuent sur les différents niveaux d'énergie permis tout en minimisant l'énergie totale et en respectant le principe d'exclusion de Pauli. Lorsque la distance entre deux atomes diminue, l'interaction électrostatique modifie sensiblement la forme des orbitales. Les couches périphériques sont les plus fortement affectées par la présence des atomes voisins. Ce sont les électrons de ces couches qui assurent la liaison chimique des molécules du solide. Dans le cas du silicium des orbitales hybrides de type sp^3 sont formées lorsqu'on rapprochent les atomes. La superposition de ces orbitales (4 pour les 4 électrons de valence du silicium) forme la structure tétragonale caractéristique de ce cristal. La véritable structure de bandes d'énergies du solide découle en fait d'une combinaison de ces orbitales moléculaires sp^3 qui forment dans le cas du cristal de silicium des orbitales dites liantes (rapprochement du nuage électronique) ou antiliantes (éloignement du nuage électronique). Les niveaux d'énergie associés à ces orbitales forment deux séries de niveaux très rapprochés que l'on désigne par bandes d'énergies. Le nombre d'états dans ces bandes dépend du nombre d'atomes contenus dans le cristal tandis que le remplissage de ces états dépend de l'occupation initiale des orbitales atomiques à partir desquelles les bandes d'énergies sont formées. Les bandes d'énergie totalement occupées (à $T=0K$), sont appelées les bandes de valence. Les bandes partiellement remplies ou complètement vides sont appelées les bandes de conduction. La séparation en énergie entre la dernière bande de valence et la première bande de conduction est appelée la bande interdite (aussi appelée le gap). Vous trouverez au Tableau 3.1 les valeurs de bande interdite des semiconducteurs communs.

⁴ Pour plus de détails, référez-vous à un manuel d'introduction à la mécanique quantique.

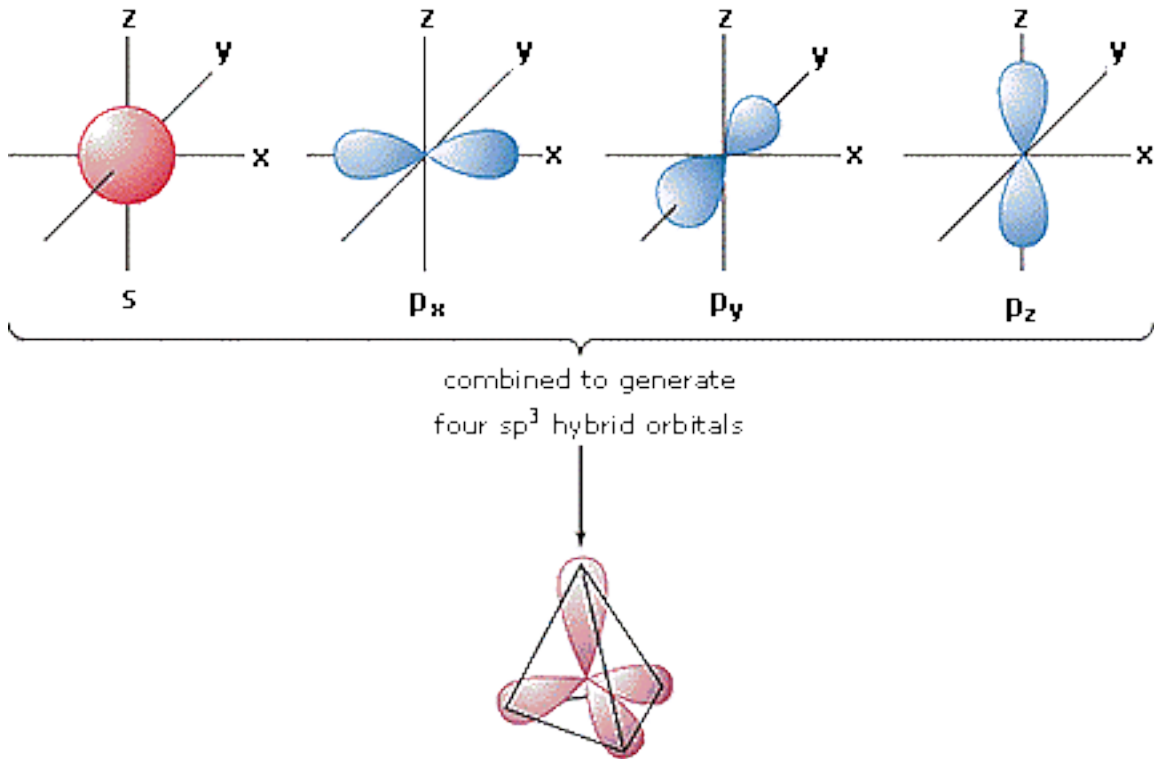
Chapitre 3. PHYSIQUE DES SEMICONDUCTEURS

Pour les images animées des orbitales atomiques et moléculaires du Silicium voir les sites WEB :

<http://oncampus.richmond.edu/academics/as/chemistry/CMoR/info/newmod/AOhyb/>

<http://www.shef.ac.uk/chemistry/orbitron/>

Orbitales s et p associées aux couches périphériques d'un atome de silicium isolé ($1s^2 2s^2 2p^6 3s^2 3p^2$) et l'une des 4 orbitales hybrides sp^3 résultant:



Orbitales liante et anti- liante formées de deux orbitales s et formation de bandes distinctes (note : imaginer le même type d'orbitales à partir des orbitales hybrides $s-p^3$, voir par exemple le site <http://www.cem.msu.edu/~reusch/VirtualText/intro3.htm>)

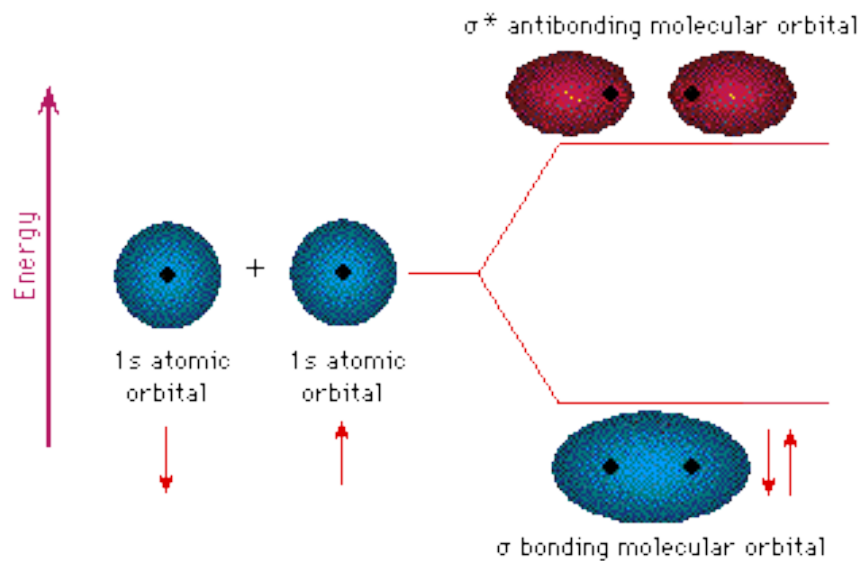
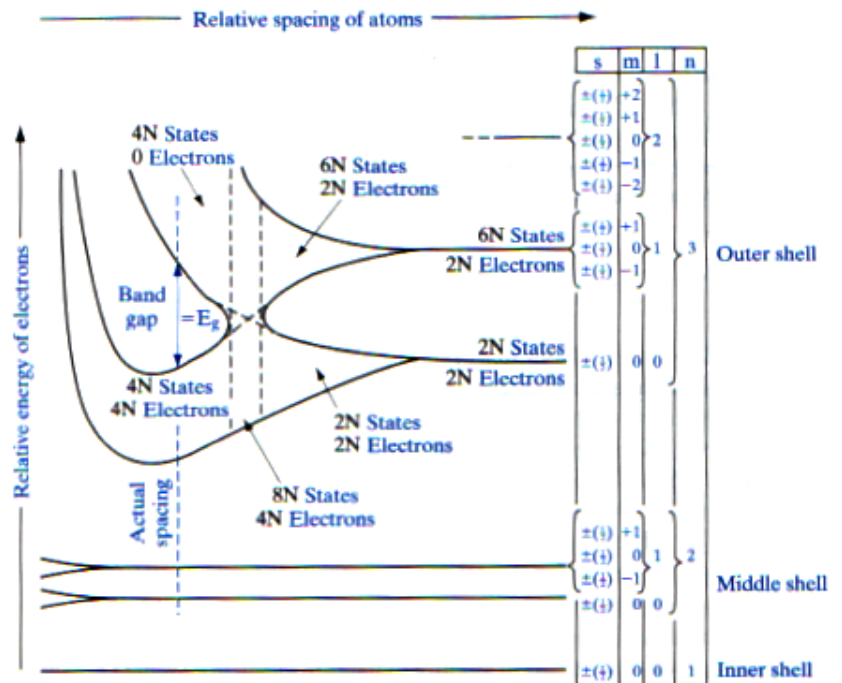


Schéma des bandes d'énergies des électrons dans un cristal de Si, formées à partir des états discrets atomiques. (tiré de Streetman et al, Solid State Electronic Devices, 5^eEd., 1995)

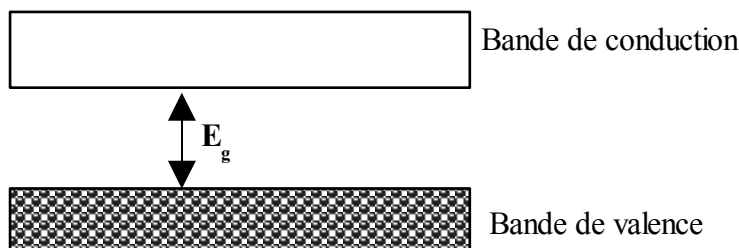


La distinction entre un métal, un semiconducteur et un isolant peut se comprendre aisément à l'aide du diagramme de bandes des solides. Un métal est un solide ayant sa bande de conduction partiellement remplie (voir figure page suivante). Lorsqu'on applique une différence de potentiel aux bornes d'un métal, le courant circule car les électrons sont libres de se déplacer (il existe des états libres dans la bande). Pour un semiconducteur, la bande de conduction est vide à $T=0K$. De plus, les électrons des bandes de valence ne contribuent pas au courant car ces bandes sont totalement remplies (à $T=0K$). Le semiconducteur peut toutefois devenir un excellent conducteur si on peuple la bande de conduction par excitation électrique, thermique ou optique (d'où l'appellation semiconducteur). Un isolant est matériau non conducteur; c'est l'équivalent d'un semiconducteur à grand gap (où il est difficile de peupler la bande de conduction) ou alors c'est un matériau dans lequel les mécanismes de conduction sont bloqués (par incorporation de défauts, par exemple).

métal:



semiconducteur:



isolant:semiconducteur à grand gap ou matériau dans lequel les mécanismes de conduction sont bloqués.

Tableau 3.1 Bandes interdites des semiconducteurs communs, à 300K

Semiconducteur	E_g (eV)	λ (μm)
InSb	0.18	6.9
InAs	0.36	3.4
Ge	0.67	1.85
Si	1.11	1.11
InP	1.35	0.91
GaAs	1.43	0.86
GaP	2.26	0.55
ZnSe	2.70	0.46
GaN	3.40	0.36

3.2 SEMICONDUCTEURS INTRINSÈQUES ET EXTRINSÈQUES

Les définitions de semiconducteurs intrinsèques et extrinsèques nécessitent que l'on définisse d'abord les deux types de porteurs de charge pouvant contribuer au courant électrique. Nous avons déjà mentionné que les électrons de la bande de conduction peuvent conduire en présence d'un champ électrique. Notons que les électrons de valence peuvent également contribuer au courant électrique si la bande de valence n'est pas complètement remplie. À la température ambiante, certains électrons chauds ont suffisamment d'énergie pour franchir la bande interdite du semiconducteur. Cette excitation thermique laissera des états libres dans la bande de valence. Pour décrire la conduction dans cette bande, il est plus facile de traiter ces états libres comme des porteurs de charge positive (des trous). La Figure 3.1 représente une vue bi-dimensionnelle d'un réseau de silicium avec les positions fictives des charges électriques. Les électrons de valence du silicium assurent les liens covalents entre les atomes. À $T=0\text{K}$, tous les électrons sont liés. Un électron pourra se balader quasi librement dans le semiconducteur si on lui fournit suffisamment d'énergie pour le délocaliser. Le trou laissé par l'excitation de cet électron correspond à une région de l'espace globalement chargée positivement. En présence d'un champ électrique, cette charge positive va se déplacer tout comme un électron quasi libre. Les propriétés de conduction du trou diffèrent toutefois sensiblement de celles des électrons.

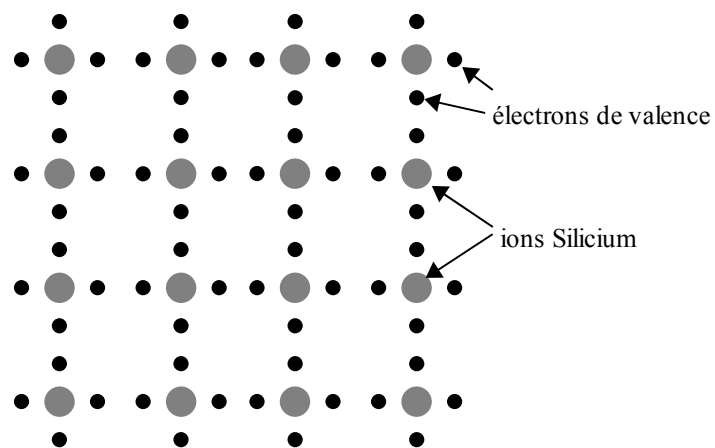


Figure 3.1 Représentation bi-dimensionnel d'un réseau de silicium

semiconducteur intrinsèque

Un semiconducteur est intrinsèque si la densité de trou est égale à la densité d'électrons.

$$n = p = n_i$$

n : densité d'électrons (cm^{-3})

p : densité de trous (cm^{-3})

La concentration des porteurs de charge libres (n_i), dans un semiconducteur intrinsèque à l'équilibre thermique, est donnée par l'expression suivante :

$$n_i \approx A \cdot T^{3/2} \cdot \exp\left(\frac{-E_g}{2k_B T}\right)$$

où A est une constante qui dépend du semiconducteur, T est la température en Kelvin, E_g correspond à l'énergie de la bande interdite (gap), et $k_B = 8.617 \times 10^{-5}$ eV/K est la constante de Boltzmann. Nous introduirons à la fin de cette section quelques notions élémentaires de physique statistique à partir desquelles il devient possible de dériver cette dernière équation^[1]. Le Tableau 3.2 donne des valeurs typiques de concentrations de porteurs de charge intrinsèques, pour les semiconducteurs les plus communs.

Tableau 3.2 Valeurs typiques de concentrations de porteurs de charge à 300K.

	E_g (300 K)	n_i (300K)
Silicium	1.11	$\approx 1.5 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}$
Germanium	0.67	$\approx 2 \times 10^{13} \text{ cm}^{-3}$
Arséniure de Gallium	1.43	$\approx 3 \times 10^6 \text{ cm}^{-3}$

On remarque dans ce tableau que la concentration de porteurs varie beaucoup d'un semiconducteur à l'autre. Notons toutefois que ces concentrations de porteurs sont plusieurs ordres de grandeurs plus petites que ce que l'on retrouve pour les métaux car chaque atome du semiconducteur fournit en moyenne très peu d'électrons de conduction. Pour que le semiconducteur devienne un bon conducteur, il faut augmenter le nombre de porteurs de charge; on réalise ceci en incorporant des impuretés (dopage) dans le semiconducteur.

semiconducteur extrinsèque:

La présence d'impuretés dans un semiconducteur déséquilibre les densités d'électrons et de trous. Un semiconducteur est de type n, lorsque la densité d'électrons est plus grande que celle des trous. Au contraire, il est de type p si la densité des trous est plus grande que celle des électrons. On appelle électrons de valence, les électrons des couches périphériques de l'atome. Les bandes d'énergie pertinentes pour les propriétés électriques (bandes de conduction et de valence) sont formées à partir des états associés à ces électrons. Les nombres d'électrons de valence (par atome) des quelques éléments du tableau périodique sont donnés au Tableau 3.3.

[1] Vous trouverez une démonstration simple de cette équation dans le livre de B.G. Streetman, « Solid State Electronic Devices ».

Tableau 3.3: Nombre d'électrons de valence

<i>Valence 3</i>	<i>Valence 4</i>	<i>Valence 5</i>
<i>B</i>	<i>C</i>	<i>N</i>
<i>Al</i>	<i>Si</i>	<i>P</i>
<i>Ga</i>	<i>Ge</i>	<i>As</i>
<i>In</i>	<i>Sn</i>	<i>Sb</i>
<i>Tl</i>	<i>Pb</i>	<i>Bi</i>

On peut changer les propriétés électriques du semiconducteur en lui incorporant dans le volume différents types d'impuretés. Dépendant du nombre d'électrons de valence de ces impuretés on parlera d'impuretés de type donneur ou de type accepteur. Dans le silicium, les impuretés ayant 5 électrons de valence (un électron de plus que les atomes de la matrice cristalline) sont de type donneur (voir Figure 3.2). Au contraire, elles sont de type accepteur si elles ont 3 électrons de valence. Prenons, par exemple une impureté de phosphore dans un cristal de silicium. L'électron de valence supplémentaire ne participe pas à la liaison chimique entre l'atome de phosphore et les atomes de silicium voisins. Par conséquent, on conçoit aisément que l'énergie de liaison qui retient cet électron à l'atome de phosphore soit très faible. Les énergies de liaison aux impuretés dans le silicium sont d'environ 40meV. Cette valeur est bien inférieure à l'énergie de gap (1.11 eV). À 100K, la presque totalité de ces électrons excédentaires passent à la bande de conduction. Ce sont donc ces porteurs qui dominent les propriétés de conduction du silicium.

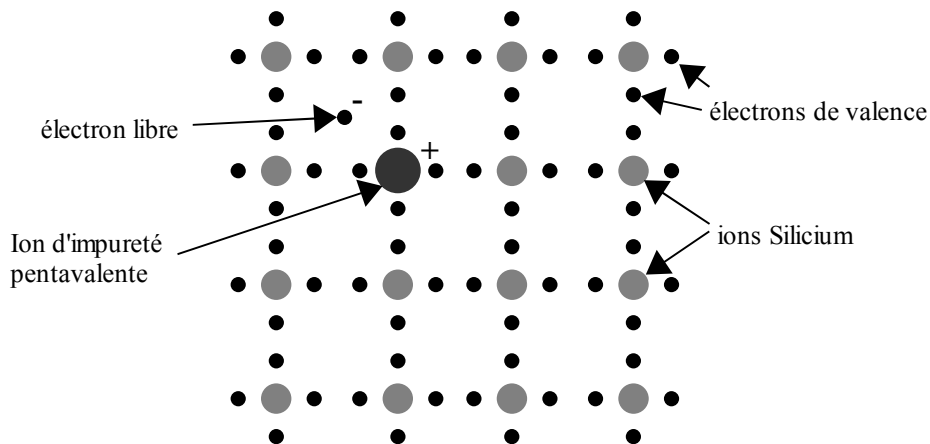


Figure 3.2 Impureté de type donneur dans une matrice de silicium

Un semiconducteur dopé avec des impuretés de type donneur sera de type n (porteurs de charge négative). De même, un semiconducteur dopé avec des impuretés de type accepteur sera de type p (porteurs de charge positive).

Note: Une incorporation de 10^{16} impuretés/cm³ est considérée comme un fort dopage et change considérablement les propriétés électriques du silicium. Pourtant cette incorporation ne représente qu'une impureté de substitution à tous les 10^6 atomes. Voilà pourquoi, il est important d'éviter toute contamination des matériaux de base utilisés en microélectronique.

Nous verrons dans les chapitres suivants que le fonctionnement des dispositifs à base de semiconducteurs découle en grande partie des possibilités ouvertes par les diverses techniques de fabrication (dont le dopage) de modifier localement les propriétés du semiconducteur. Par exemple, il est possible de fabriquer une diode en faisant une jonction entre un semiconducteur dopé n et un semiconducteur dopé p. Pour dériver les caractéristiques courant-tension (I-V) des dispositifs, nous aurons besoin de connaître les concentrations locales des porteurs de charge libres dans ce dispositif.

Pour ce faire, nous utiliserons deux équations fondamentales reliant les concentrations d'électrons et de trous et les concentrations d'impuretés. Ces équations sont décrites ci-dessous.

- 1) la loi de conservation de la charge impose que la concentration des charges positives soit égale à la concentration des charges négatives en tout point du semiconducteur.

$$N_D^+ + p = N_A^- + n$$

avec N_D^+ la concentration d'impuretés ionisées de type donneur et N_A^- la concentration d'impuretés ionisées de type accepteur.

- 2) à l'équilibre, le produit de la densité d'électrons et de la densité de trous est une constante (égale à n_i), indépendante des densités d'accepteurs et de donneurs. Cette loi dite "loi d'action de masse"⁵ peut être dérivée à partir des lois de physique statistique.

$$n \cdot p = n_i^2$$

Concepts de physique statistique

La plupart des systèmes physiques, chimiques ou biologiques sont composés de plusieurs atomes ou molécules. Lorsque le nombre de particules d'un système augmente, il devient très difficile de caractériser la vitesse et l'énergie de chacune de ces particules. Les scientifiques ont développé des outils pour traiter ces systèmes ; c'est la physique statistique. Pour un système à l'équilibre thermique, cette discipline est également appelée la thermodynamique. Alors plutôt que de chercher à caractériser le mouvement de chacune des particules, on préférera parler d'un comportement d'ensemble. On peut par exemple caractériser l'état d'un gaz, à une température T donnée, en donnant la distribution des vitesses des molécules contenues dans ce gaz. De façon générale, on cherche à caractériser un système à l'aide de paramètres macroscopiques tels la pression, le volume, la conductivité électrique, etc. Les lois de la physique statistique permettent d'établir des relations entre ces paramètres caractéristiques d'un système donné. Vous verrez dans votre cours de physique statistique que les lois statistiques utilisées pour décrire ces systèmes tiennent compte à la fois de la nature des particules et du type d'interaction entre ces particules au niveau microscopique.

Dans cette section, le système que l'on cherche à décrire est composé d'un gaz d'électrons et de trous. La fonction statistique qui caractérise ce système est la loi de probabilité d'occupation des différents niveaux d'énergie du semiconducteur (on l'appelle également la fonction de distribution). Pour un gaz d'électrons à l'équilibre, à la température T, la probabilité d'occupation (*fonction de distribution de Fermi-Dirac*) est donnée par :

$$f(E) = \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{E - E_F}{k_B \cdot T}\right)}$$

où $k_B = 8.617 \times 10^{-5}$ eV/K est la constante de Boltzmann. Les électrons vont se distribuer dans les différents états d'énergie permis en respectant cette loi de probabilité. La probabilité d'occupation par un trou est évidemment égale à la probabilité pour cet état de n'être pas occupé par un électron ($f_p(E) = 1 - f_n(E)$). L'énergie E_F est appelée l'énergie de Fermi et correspond à l'énergie pour laquelle la

⁵ cette désignation provient du fait que lorsqu'on augmente la concentration d'électrons par dopage de type n la concentration de trous diminue, ce qui constitue un équivalent de réaction à la masse implantée.

probabilité d'occupation est égale à $1/2$.

La Figure 3.3a) illustre la dépendance en température de cette probabilité d'occupation ($f(E)$). À $T=0$ K, nous avons déjà vu au chapitre précédent que tous les états de la bande de valence étaient remplis ($f(E)=1$) tandis que tous ceux de la bande de conduction étaient vides ($f(E)=0$). Lorsqu'on augmente la température, les électrons plus faiblement liés commencent à vibrer autour de leur état d'équilibre. Quantiquement, on dit que les électrons sautent entre des états d'énergie voisins de leur état d'équilibre. Un observateur peut compter la fréquence d'occupation d'un niveau E donnée par un électron, sur un intervalle de temps suffisamment long. La fonction de distribution de Fermi-Dirac détermine justement cette fréquence d'occupation d'un niveau en fonction de l'énergie. On remarque que cette distribution a tendance à s'étaler avec la température. Il est facile de montrer que $f(E)$ est antisymétrique par rapport au niveau de Fermi. Pour un semiconducteur intrinsèque, le niveau de Fermi est situé au milieu du gap car le nombre d'électrons libres est égal au nombre de trous libres (voir Fig 3.3b).

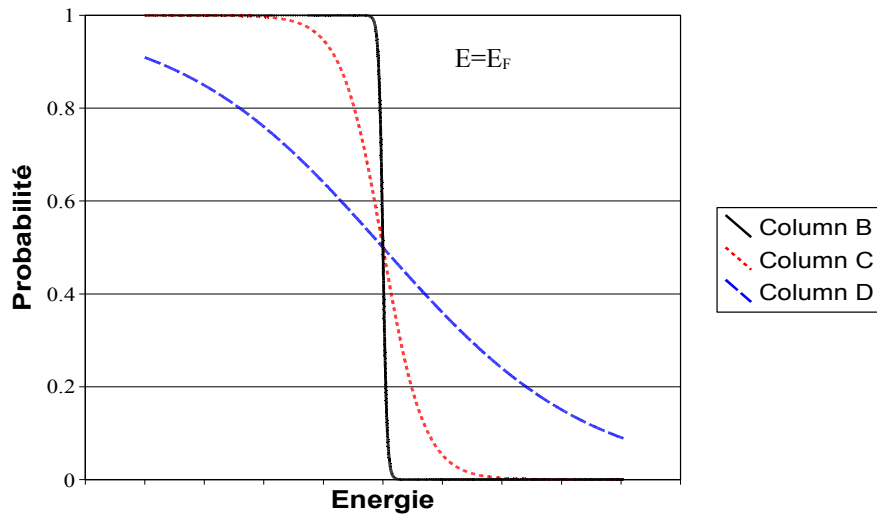


Figure 3.3 a) Dépendance en température de la fonction de distribution de Fermi-Dirac

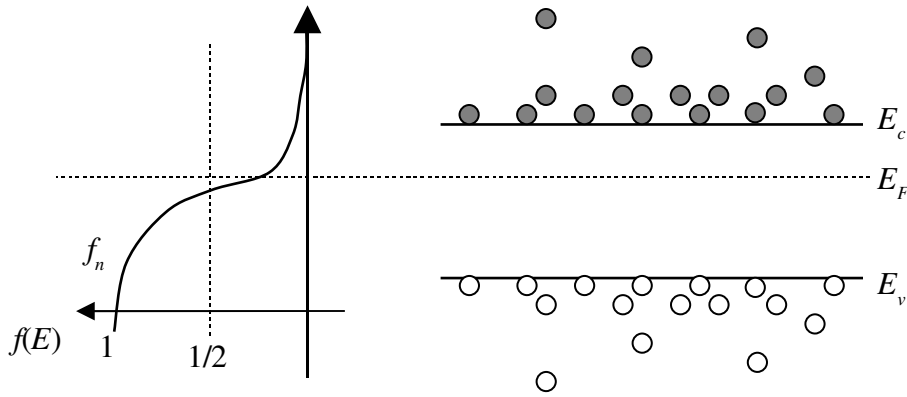


Fig 3.3b) Fonctions de distribution de Fermi-Dirac pour les électrons et les trous

L'expression de la densité de porteurs libres dans un semiconducteur intrinsèque est déduite de cette loi de probabilité. La dérivation de cette expression dépasse le cadre de ce cours. Pour ce faire, il faudrait calculer la densité d'états par unité de volume, ce qui nécessite l'introduction de plusieurs concepts que vous verrez seulement dans votre cours de physique du solide.

Pour un semiconducteur extrinsèque, nous avons vu que les densités de trous dans la bande de valence et d'électrons dans la bande de conduction sont proportionnelles aux concentrations d'impuretés de type donneur et accepteur. Dans un semiconducteur de type n, le niveau de Fermi est très près de la bande de conduction (voir Fig. 3.4a). Au contraire, dans un semiconducteur de type p, le niveau de Fermi est très près de la bande de valence (Fig. 3.4b). Pour la plupart des dispositifs étudiés dans ce cours, nous pouvons faire l'hypothèse que $(E-E_F) \gg k_B T$, de sorte que la distribution de Fermi-Dirac se ramène à :

$$f(E) = \exp\left(\frac{-(E-E_F)}{k_B \cdot T}\right) \quad (\text{distribution de Maxwell-Boltzmann})$$

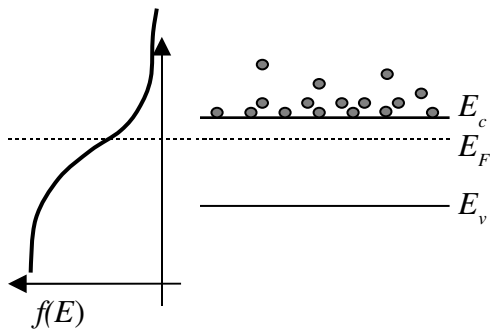


Fig. 3.4 a) Bandes d'énergie et fonction de distribution pour un semi-conducteur de type n

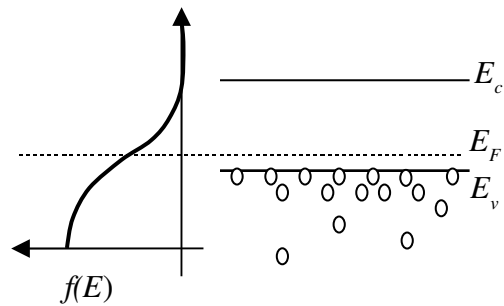


Fig 3.4 b) Bandes d'énergie et fonction de distribution pour un semi-conducteur de type p

3.3 CONDUCTION DANS LES SEMICONDUCTEURS

Dans les semiconducteurs, on distingue deux mécanismes principaux de conduction soit la diffusion et la dérive. Ces mécanismes sont décrits ci-après. Nous décrivons les propriétés électriques du semiconducteur en termes de quelques grandeurs caractéristiques telles la vitesse de dérive (v_d), la mobilité (μ), le coefficient de diffusion (D), la conductivité (σ) et la résistivité (ρ).

3.3.1 Dérive

En présence d'un champ électrique, les porteurs sont accélérés dans la direction du champ entre chacune des collisions qu'ils subissent. En régime stationnaire, la force électrique agissant sur les porteurs de charge est compensée par la force de frottement (les collisions sur les atomes et entre les électrons). Dans ces conditions, l'ensemble des électrons dérive à vitesse constante dans la direction du champ électrique. La vitesse de dérive et la mobilité des porteurs caractérisent ce mode de conduction.

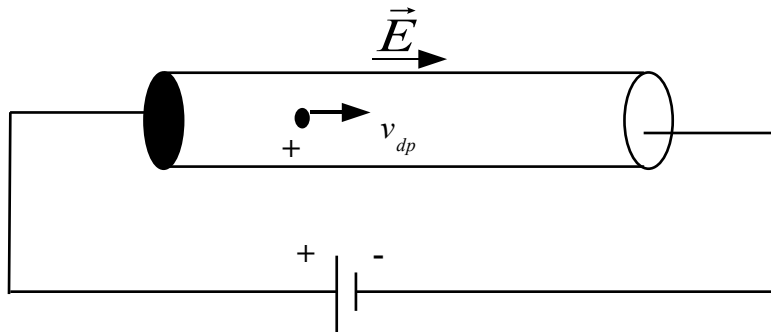


Fig. 3.5 Schéma du circuit électrique permettant la dérive des porteurs de charge libres

On appelle vitesse de dérive (v_d), la vitesse moyenne des électrons (ou des trous) dans la direction du champ électrique, en régime stationnaire. La mobilité (μ) des porteurs est définie comme la constante de proportionnalité entre la vitesse de dérive et le champ électrique \vec{E} .

$$\vec{v}_d = \pm \mu \vec{E}$$

Note : cette vitesse s'exprime également comme $\langle v_x \rangle = \frac{q \tau}{m^} E_x$, où τ correspond au temps moyen entre les collisions tandis que m^* correspond à la masse effective du porteur de charge considéré et $q = \pm e$.*

La densité de courant d'électrons (J_n) traversant le semiconducteur est donnée par :

$$\vec{J}_n = -e n \vec{v}_{dn} : (A/m^2)$$

La conductivité est une autre grandeur caractéristique du semiconducteur. Elle est définie comme la constante de proportionnalité entre la densité de courant et la grandeur du champ électrique.

$$\vec{J}_n = \sigma_n \vec{E}$$

$$\Rightarrow \sigma_n = e n \mu_n : (\Omega \cdot m)^{-1}$$

La résistivité ($\rho=1/\sigma$) du semiconducteur correspond à l'inverse de la conductivité. Noter que la résistivité est une caractéristique intrinsèque au semiconducteur tandis que la résistance dépend de la forme du matériau dans lequel les porteurs de charge se déplacent. Ainsi la résistance d'un barreau semiconducteur de section A et de longueur L, est donnée par :

$$R = \frac{L}{\sigma A} : (\Omega)$$

Si on tient compte à la fois des densités d'électrons et des densités de trous, la densité de courant total et la conductivité totale du semiconducteur s'écrivent de la façon suivante :

$$\vec{J} = \vec{J}_n + \vec{J}_p = e \cdot (p \mu_p + n \mu_n) \vec{E}$$

$$\sigma = \sigma_p + \sigma_n = e \cdot (p \sigma_p + n \sigma_n) : (\Omega \cdot m)^{-1}$$

3.3.2 Diffusion

Lorsque la densité des porteurs de charge varie en fonction de la position dans le semiconducteur, le mouvement thermique de ces charges fait en sorte qu'elles se dispersent des régions riches en porteurs vers les régions plus pauvres (voir figure suivante). Il en résulte un courant net dans la direction du gradient de concentration des charges. Le coefficient de diffusion des porteurs caractérise ce mécanisme de conduction. Il est défini à partir de la relation de proportionnalité qui existe entre la densité de courant (J) et le gradient de concentration.

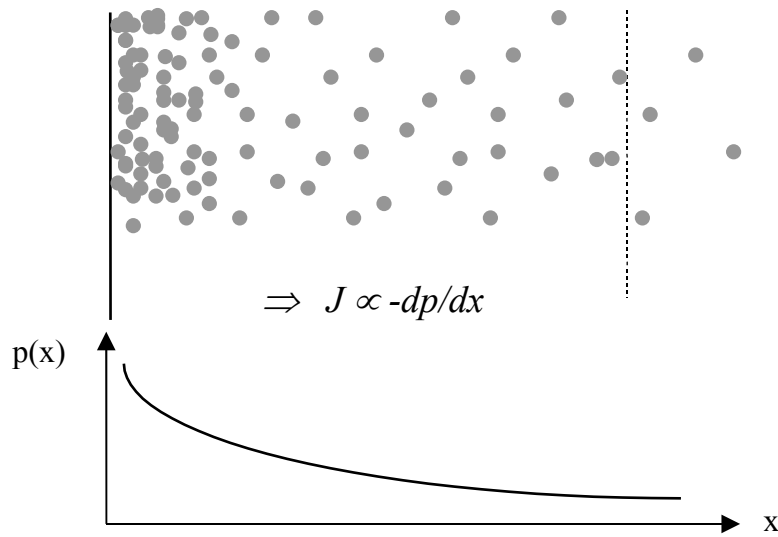


Figure 3.6 Distribution non-uniforme de porteurs de charge donnant lieu au phénomène de diffusion

Chapitre 3. PHYSIQUE DES SEMICONDUCTEURS

Les courants de diffusion d'électrons et de trous sont donnés par :

$$\vec{J}_n = e \cdot D_n \cdot \frac{dn}{dx} \cdot \hat{x} \quad \vec{J}_p = -e \cdot D_p \cdot \frac{dp}{dx} \cdot \hat{x}$$

où \hat{x} est le vecteur unitaire dans la direction x . Puisque la diffusion et la dérive sont deux phénomènes pouvant être décrits par la thermodynamique, on peut montrer que le coefficient de diffusion et la mobilité sont reliés par la relation d'Einstein suivante :

$$\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{D_p}{\mu_p} = V_T,$$

où V_T est la tension équivalente de la température $= k_B T / e$ ($= 25,9$ mV à 300K). La démonstration de cette relation sera faite en classe.

Finalement, la densité de courant total circulant dans le semiconducteur est la somme des courants de diffusion et de dérive.

$$J_{total} = e \mu_n n \vec{E} + e D_n \frac{dn}{dx} \cdot \hat{x} + e \mu_p p \vec{E} - e D_p \frac{dp}{dx} \cdot \hat{x}$$

Démonstrations:

1) Dérivez l'équation d'action de masse ($n \cdot p = n_i^2$).

2) Dérivez la relation d'Einstein : $\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{D_p}{\mu_p} = V_T$

LECTURES COMPLÉMENTAIRES

Energy bands and charge carriers in semiconductors, Chap.3 , *Solid State Electronic Devices*, Streetman B.G., Prentice Hall, 5^e edition

Chapitre 4. JONCTION P-N

La jonction p-n est le module élémentaire dont dépend le fonctionnement d'un grand nombre de dispositifs à semiconducteurs. Dans ce chapitre, nous décrivons dans un premier temps la structure de bande d'une jonction p-n à l'équilibre et les conditions qui régissent cet état d'équilibre. Nous analysons par la suite l'effet d'une tension de polarisation sur le courant traversant la jonction en régime stationnaire. La caractéristique courant-tension d'une diode réelle et son comportement en fréquence sont aussi analysés dans ce chapitre.

4.1 JONCTION P-N À L'ÉQUILIBRE

Une jonction p-n est un dispositif à deux électrodes (une diode) obtenu en mettant en contact un semiconducteur dopé n avec un semiconducteur dopé p. Nous avons vu au chapitre précédent qu'un semiconducteur extrinsèque contient une densité de porteurs de charge libres proportionnelle à la densité d'impuretés. Pour décrire correctement l'équilibre entre les populations de porteurs de charge de chaque côté de la jonction p-n, on doit faire appel à la thermodynamique statistique. Dans un premier temps, nous décrirons qualitativement les conséquences de cet équilibre thermodynamique sur les populations de porteurs. J'introduirai dans la section qui suit, quelques concepts de physique statistique qui nous permettront de dériver l'équation caractéristique de la diode.

Du côté p de la jonction, la densité de trous est plus grande que la densité d'électrons (voir Figure 4.1). De ce côté de la jonction, on dira que les trous sont les porteurs de charge majoritaires alors que les électrons sont les porteurs minoritaires. Du côté n, la situation est inversée ; les électrons sont majoritaires et les trous minoritaires. À cause du gradient de concentration des porteurs en proximité de la jonction, les trous auront tendance à diffuser du côté n, tandis que les électrons auront tendance à diffuser du côté p. Les trous traversant la jonction vont se recombiner avec des électrons situés en proximité de la jonction (du côté n). Par conséquent, cette région de l'espace sera appauvrie en charges libres. Le même phénomène se produit en proximité de la jonction, du côté p. Cette région de l'espace appauvrie en charges libres est appelée la région d'appauvrissement ou la région de déplétion. La charge d'espace (la charge des impuretés ionisées) du côté p est de signe opposé à celle du côté n. Il en résulte donc un champ électrique interne au niveau de l'interface. La largeur de la région de déplétion dépend des concentrations d'impuretés du côté p et du côté n. Elle est typiquement de l'ordre du dixième de micromètre pour des concentrations d'environ 10^{16} cm^{-3} et diminue avec la concentration d'impuretés.

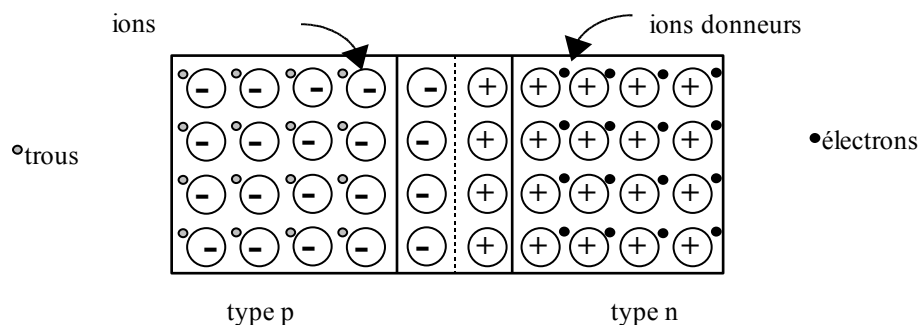


Figure 4.1 Jonction p-n à l'équilibre

À l'équilibre, le courant total traversant la jonction doit s'annuler. Ceci signifie que les courants de diffusion des porteurs et de dérive résultant du champ électrique régnant au niveau de l'interface doivent être égaux. Autrement dit, les porteurs continueront de diffuser à travers la jonction jusqu'à ce que le champ électrique résultant de la charge des impuretés ionisées dans la région de déplétion soit

Chapitre 4. JONCTION P-N

en mesure de freiner totalement ce mouvement de charges. La Figure 4.2 illustre les distributions typiques des charges d'espace, du champ électrique et du potentiel en fonction de la position mesurée par rapport au centre de la jonction p-n. Si l'on connaît la distribution des charges au niveau de l'interface on obtient aisément les distributions du champ $E(x)$ et du potentiel $V(x)$ à l'aide de l'équation de Poisson.

$$\frac{d^2 V(x)}{dx^2} = -\frac{\rho(x)}{\varepsilon}$$

où ε est la permittivité du milieu. Le champ électrique s'obtient en intégrant cette dernière équation sur x .

$$\int_{E(x_0)}^{E(x)} \frac{d}{dx'} \left(-\frac{dV(x')}{dx'} \right) dx' = \int_{E(x_0)}^{E(x)} dE(x') = \int_{x_0}^x \frac{\rho(x')}{\varepsilon} dx'$$

En intégrant une seconde fois sur x , on obtient le potentiel électrique $V(x)$.

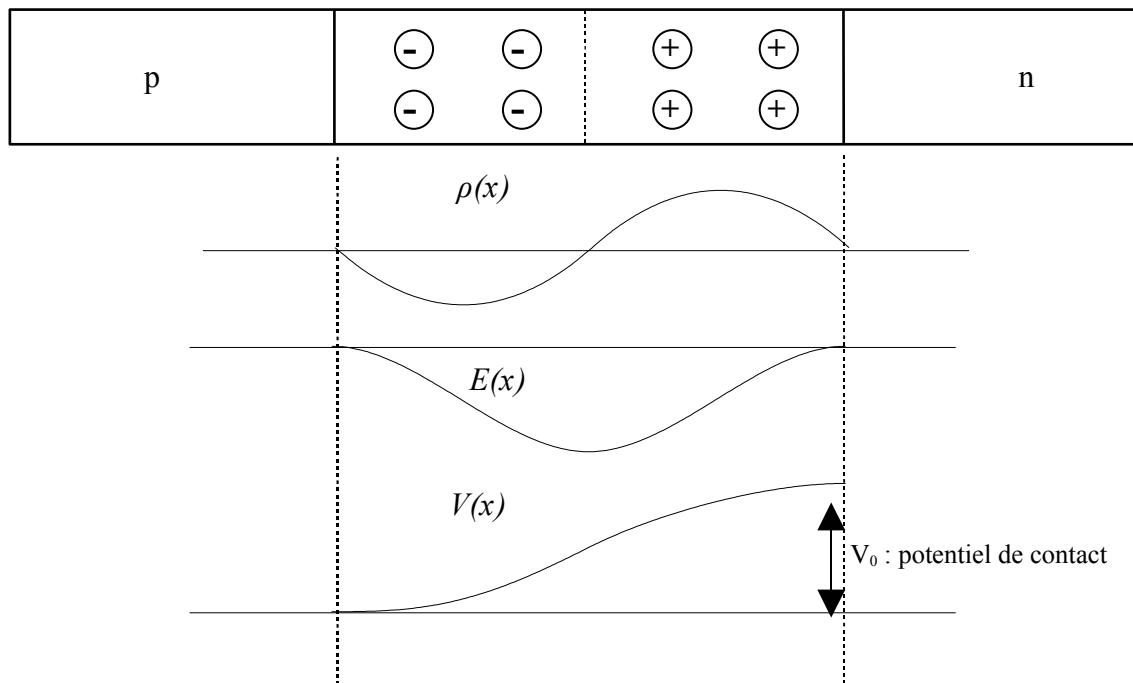


Figure 4.2 Distribution des charges d'espace $\rho(x)$ (a), du champ électrique (b), et du potentiel électrique c) en fonction de la position.

On peut également exprimer cet état d'équilibre d'une autre façon à l'aide des concepts de physique statistique. Lorsqu'on met en contact un semiconducteur de type n avec un semiconducteur de type p, il s'établit un équilibre thermodynamique entre les populations d'électrons et de trous. Les deux semiconducteurs doivent être au même potentiel ; ceci équivaut à dire que les niveaux de Fermi de chaque côté de la jonction doivent s'aligner. Pour ce faire, il y aura transfert de charges au niveau de la jonction. Ce transfert de charges s'arrêtera lorsque le champ électrique induit au niveau de la jonction freine totalement ce mouvement de charges. Le diagramme de bandes correspondant à cet état équilibre est illustré à la Figure 4.3. On possède maintenant tous les éléments pour dériver l'équation de la diode.

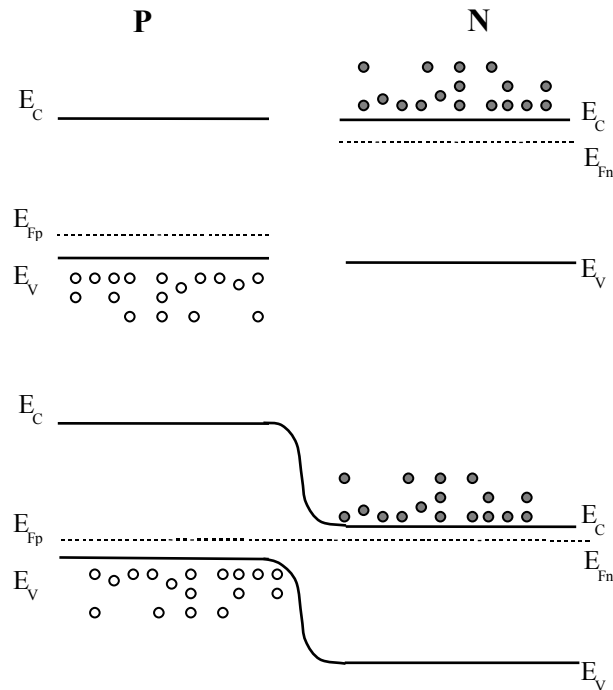


Figure 4.3 Jonction p-n à l'équilibre, avant et après contact.

4.2 JONCTION P-N POLARISÉE

Lorsqu'on polarise une diode, la différence de potentiel appliquée aux bornes du dispositif se retrouve presque totalement au niveau de la jonction p-n (c'est dans cette région que la résistance est la plus grande). En polarisation directe, la barrière de potentiel est abaissée au niveau de la jonction p-n, de sorte qu'un grand nombre de porteurs majoritaires (les trous du côté p et les électrons du côté n) peut maintenant franchir la jonction. Le courant augmente de façon exponentielle en fonction de la tension appliquée. En polarisation inverse, la différence de potentiel est augmentée au niveau de la jonction. Le courant de porteurs majoritaires est bloqué par cette augmentation de la hauteur de barrière. Les porteurs minoritaires peuvent se déplacer en présence du champ appliqué mais puisque leur densité est faible, le courant mesuré en inverse sera aussi très petit.

L'équation de la diode s'obtient en faisant un bilan des courants traversant la jonction. Appelons V_D la tension appliquée aux bornes de la diode, et eV_0 la hauteur de la barrière de potentiel pour une jonction p-n à l'équilibre. Le courant d'électrons du côté n qui diffusent vers la gauche en présence du champ appliqué est proportionnel au nombre d'électrons ayant la bonne énergie pour franchir la barrière de potentiel $e(V_0 - V_D)$. Considérant la fonction de distribution des porteurs (voir Figure 4.4), ce courant est donné par :

$$I_{gauche}^{el.} = C \cdot n_{n0} \exp\left(\frac{-e(V_0 - V_D)}{k_B T}\right)$$

où C est une constante qui tient compte de la mobilité des électrons dans le semiconducteur, et n_{n0} est la densité d'électrons à l'équilibre dans la bande de conduction, du côté n. Les électrons minoritaires du côté p sont tous à une énergie plus grande que le minimum de la bande de conduction du côté n ; ils

vont tous contribuer au courant.

$$I_{droite}^{el.} = C n_{p0},$$

où n_{p0} est la densité d'électrons au minimum de la bande de conduction, du côté p. Le courant net d'électrons s'écrit donc comme :

$$I_{total}^{el.} = C \cdot n_{n0} \exp\left(\frac{-e(V_0 - V_D)}{k_B T}\right) - C \cdot n_{p0}$$

À l'équilibre ($V_D=0$), le courant net d'électrons doit s'annuler. On peut utiliser cette condition pour déduire la relation entre n_{n0} et n_{p0} .

$$n_{p0} = n_{n0} \exp\left(\frac{-e V_0}{k_B T}\right)$$

En reportant cette expression dans l'équation du courant total d'électrons, on obtient :

$$I_{total}^{el.} = C \cdot n_{p0} \cdot \left[\exp\left(\frac{e V_D}{k_B T}\right) - 1 \right]$$

Le même développement peut être fait pour les trous. Il faut alors parler de trous majoritaires du côté p et de trous minoritaires du côté n. Le courant net traversant la jonction p-n est alors :

$$\begin{aligned} I_{total} &= I^{el.} + I^{tr.} = (C \cdot n_{p0} + \bar{C} \cdot p_{n0}) \cdot \left[\exp\left(\frac{e V_D}{k_B T}\right) - 1 \right] \\ &= I_S \cdot \left[\exp\left(\frac{e V_D}{k_B T}\right) - 1 \right] \end{aligned}$$

où \bar{C} est une constante qui dépend de la mobilité des trous et I_S correspond au maximum de courant obtenu en polarisation inverse (on l'appelle le courant de saturation).

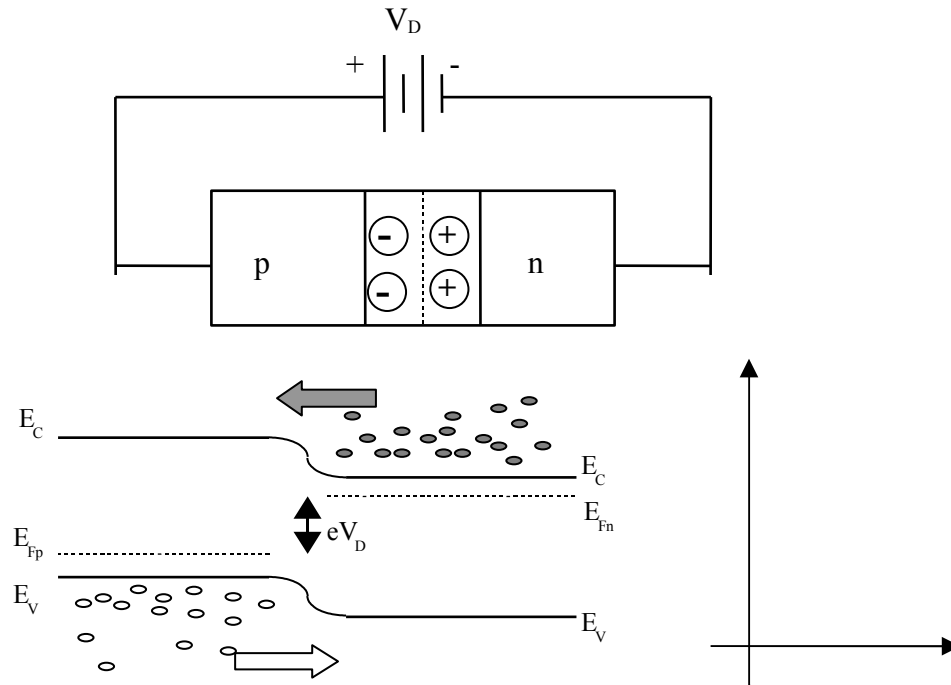


Figure 4.4 a) jonction p-n polarisée en direct

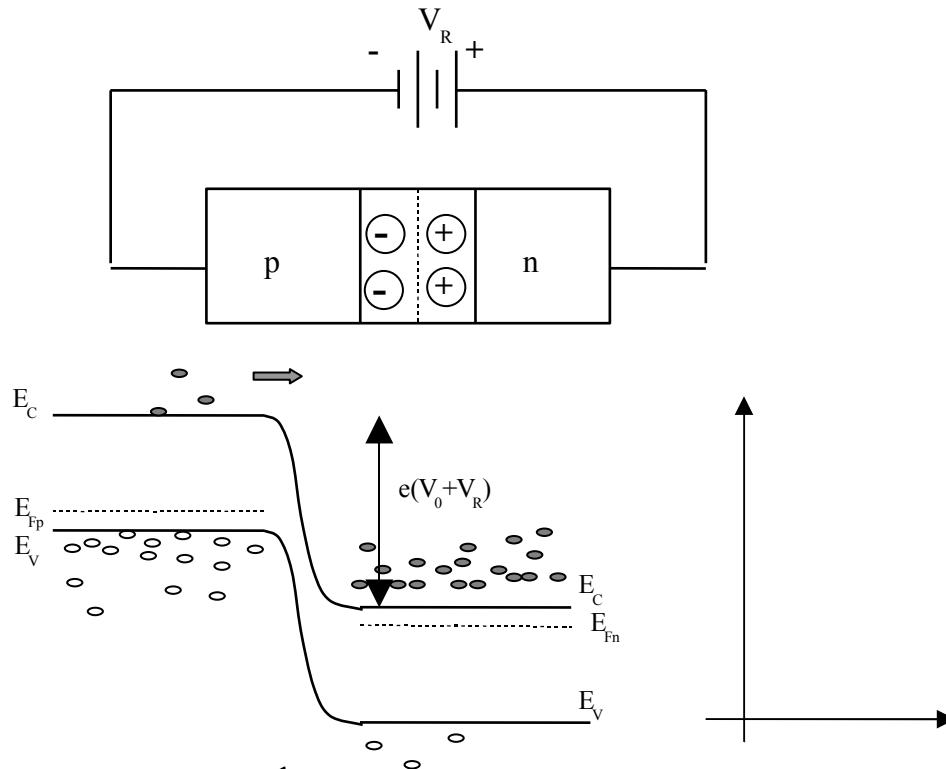


Figure 4.4 b) jonction p-n polarisée en inverse

4.3 DIODES RÉELLES

4.3.1 Caractéristique courant-tension

L'allure de la caractéristique I-V d'une diode réelle est illustrée à la Figure 4.5. Cette courbe présente plusieurs différences par rapport à la caractéristique I-V de la diode idéale. Les raisons des écarts observés les plus significatifs, sont expliquées dans cette section.

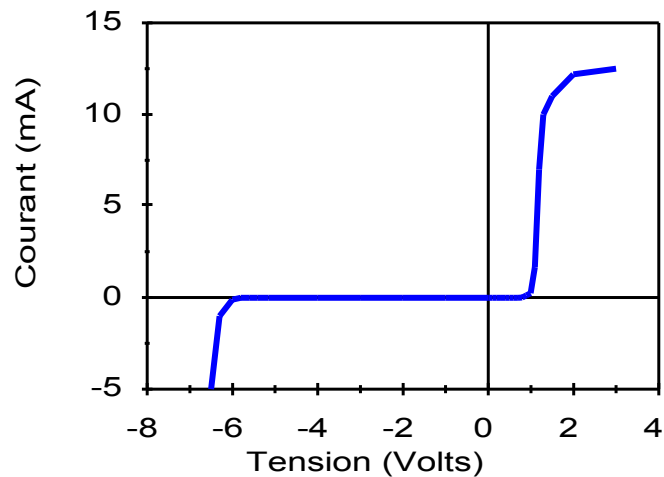


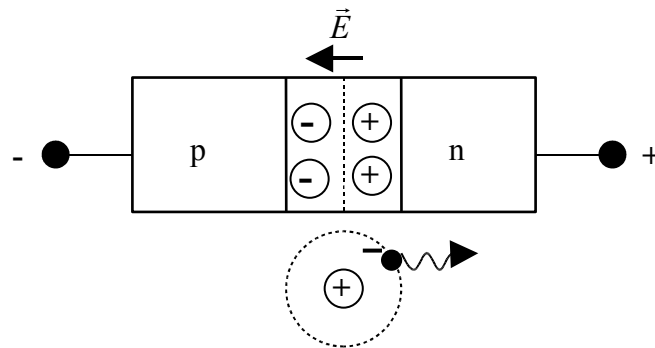
Figure 4.5 Caractéristique I-V d'une diode réelle

En polarisation directe, on observe un comportement exponentiel du courant en fonction de la tension. En régime fort courant (à partir de I_{limite}), la caractéristique I-V s'écarte du comportement exponentiel à cause de la résistance des contacts. En effet, même si la résistance du contact métal-semiconducteur est relativement faible (quelques Ω), à fort courant, la chute de potentiel à ce contact n'est plus négligeable. Il est usuel d'appeler la tension à courant nul, obtenue en extrapolant la courbe exponentielle jusqu'à zéro : la tension de coude ou la tension de décalage.

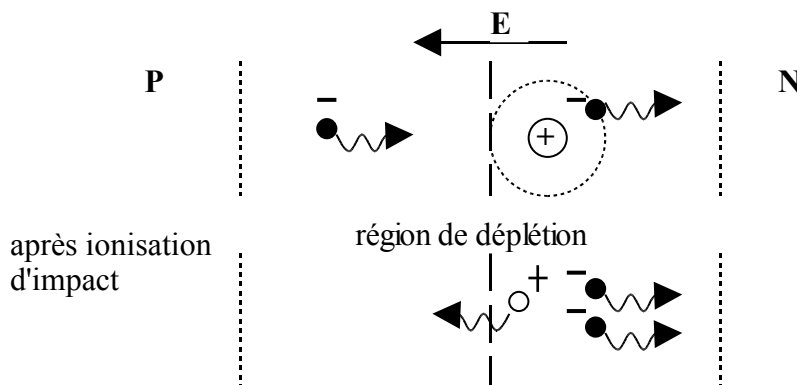
À faible tension inverse, on observe une région de saturation de courant. À partir d'une certaine tension seuil, le courant augmente subitement. Cette région est appelée la région de claquage. Deux phénomènes concourent à ce processus de claquage : l'effet Zener et l'effet d'avalanche.

L'effet Zener⁶ correspond au processus de rupture des liens covalents par le champ électrique élevé régnant au sein de la jonction p-n. Le champ de claquage dépend donc de l'énergie d'ionisation de l'atome placé dans un réseau cristallin (i.e. l'énergie du gap). Il est possible de diminuer la tension de claquage en augmentant la concentration des dopants de chaque coté de la jonction p-n. Ce fort dopage a comme effet de diminuer la largeur de la région de déplétion, donc d'augmenter le champ électrique interne.

⁶ en pratique, les diodes qu'on appelle diodes Zener vont claquer en polarisation inverse par un effet de transport tunnel des électrons (ou des trous) à travers la barrière de potentiel de hauteur finie et de faible épaisseur séparant les deux régions de fort dopage de ces diodes.



L'effet d'avalanche est associé au processus de multiplication des charges dans la région de déplétion. Lorsque soumis à un champ électrique, les électrons (trous) libres peuvent acquérir des énergies cinétiques considérables. Lorsqu'ils entrent en collision avec des atomes du réseau, ils peuvent ioniser ceux-ci générant ainsi de nouvelles paires électron-trou. Ces nouveaux porteurs libres peuvent à leur tour provoquer le même processus d'ionisation entraînant un effet d'avalanche.



Notions avancées (cours de physique des composants électroniques)

Un agrandissement des échelles du graphique précédent dans la région des faibles tensions permet de discerner de nouveaux écarts de la caractéristique I-V par rapport au comportement de la diode idéale. Pour comprendre ces écarts il faut tenir compte des effets de génération et de recombinaison des porteurs dans la région de déplétion de la jonction p-n. Dans l'analyse théorique de la caractéristique courant-tension de la diode, vue à la section précédente, nous avons négligé ces processus. La génération spontanée d'un électron et d'un trou dans cette région contribue au courant total. En inverse, la contribution de ce courant de génération est importante et augmente donc le courant de saturation I_s . La recombinaison d'un électron et d'un trou dans la région de déplétion de la jonction p-n contribue également au courant total. Par contre, en polarisation directe, ce processus diminue le courant de diffusion des porteurs majoritaires à travers la jonction. La caractéristique I-V d'une diode réelle va dépendre de la probabilité de génération et de recombinaison des porteurs dans la région de déplétion. L'analyse de tous les processus contribuant au courant total est relativement complexe, mais l'expression de la caractéristique I-V est toujours de la forme de celle donnée à la section précédente. Dans la pratique, on utilise l'expression empirique suivante :

$$I_D = I_s \cdot \left(\exp\left(\frac{V_D}{\eta \cdot V_T}\right) - 1 \right)$$

où I_S est le courant de saturation en inverse, η est le facteur d'idéalité de la diode, V_D est la tension appliquée aux bornes de la diode et V_T est la tension équivalente de la température ($=k_B T/e$). Pour une diode au silicium $\eta \approx 2$, tandis que pour une diode au germanium $\eta \approx 1$.

Dans la pratique, la représentation d'une diode par une combinaison de composants idéaux et linéaires est souvent très commode. On peut ainsi appliquer les théorèmes des réseaux linéaires, vus au chapitre 1, à l'analyse des circuits contenant des diodes. Le modèle équivalent choisi dépendra de la grandeur du signal électrique.

Modèle grands signaux

Lorsque la tension appliquée aux bornes de la diode est grande ou continue (DC), on peut remplacer la diode, dans un circuit donné, par le modèle suivant :

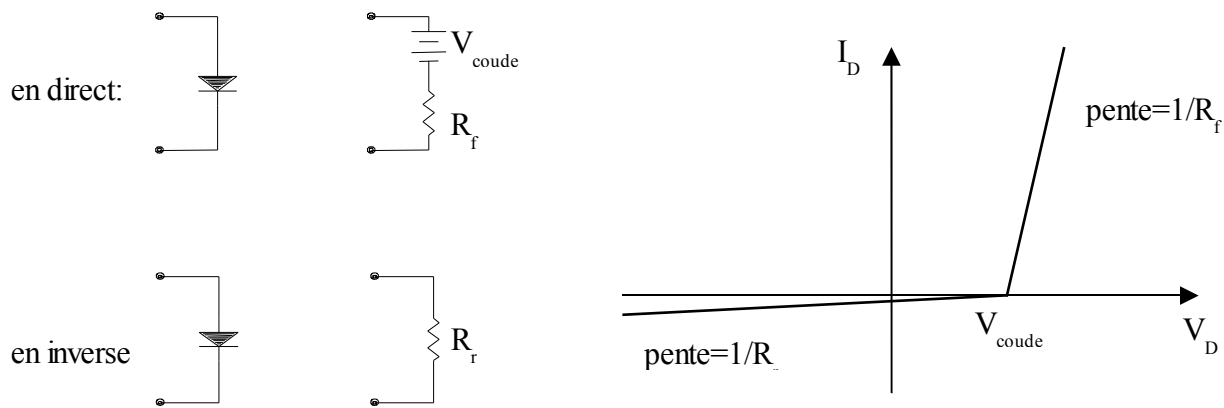


Figure 4.6 Caractéristique I-V et résistances équivalentes de la diode en mode grands signaux

La méthode d'analyse d'un circuit DC contenant des diodes consiste à : 1°) remplacer la diode dans le circuit par son modèle équivalent (pour cela on doit deviner le sens du courant traversant la diode) ; 2°) appliquer les lois de Kirchhoff au réseau équivalent et résoudre pour I et V ; 3°) vérifier les hypothèses de départ ; si elles sont fausses, recommencer avec le bon modèle équivalent pour chacune des diodes.

Modèle petits signaux

Lorsqu'un signal alternatif de faible amplitude est appliqué aux bornes d'une diode polarisée en direct, on peut remplacer celle-ci par sa résistance équivalente au point d'opération. Le modèle équivalent petits signaux est le suivant :

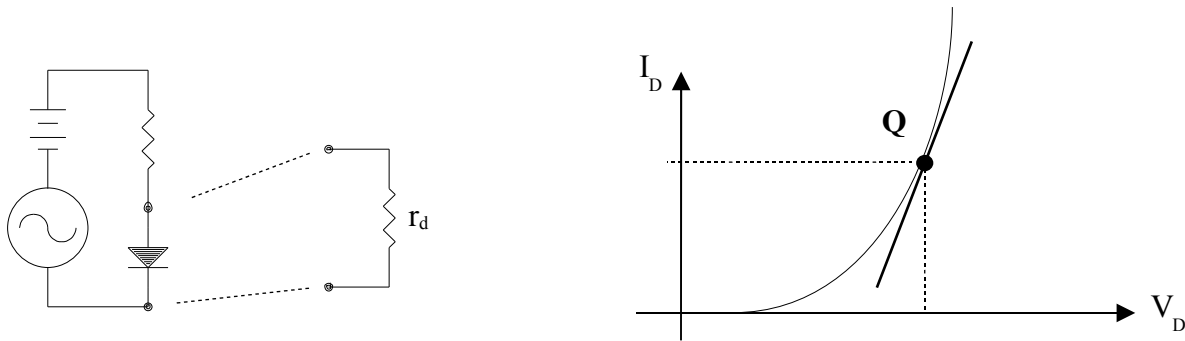


Figure 4.7 Caractéristique I-V et résistance équivalente de la diode en mode petits signaux

Noter que $i_D(t) = I_D + i_d(t)$. La résistance différentielle (r_d) de la diode au point d'opération Q est donnée par l'inverse de la pente de la caractéristique I-V. On appelle transconductance (g_d), l'inverse de cette résistance :

$$\frac{1}{r_d} = g_d = \left. \frac{di_D}{dv_D} \right|_Q = I_S \cdot \frac{\exp\left(\frac{v_{DQ}}{\eta V_T}\right)}{\eta V_T} = \frac{I_D + I_S}{\eta V_T}$$

$$r_d \approx \frac{\eta V_T}{I_D}$$

On utilise le modèle petits signaux pour trouver la composante alternative de la tension aux bornes d'une diode. La valeur de r_d dépend du point d'opération de la diode (voir l'expression ci-dessus). Il faudra donc d'abord trouver la valeur de I_D avant de résoudre le circuit équivalent petits signaux.

L'analyse d'un circuit AC + DC, contenant des diodes, nécessite que l'on sépare les contributions des sources continues et alternatives (théorème de superposition). La méthode d'analyse consiste à : 1^o) résoudre le circuit DC en utilisant la méthode décrite plutôt pour les circuits équivalents grands signaux. Vous obtiendrez ainsi les valeurs des courants et des tensions DC des diodes, et par conséquent les valeurs des résistances différentielles au point d'opération r_d et 2^o) résoudre le circuit AC (remplacer les sources DC par leurs résistances internes) en remplaçant les diodes par leur modèle petits signaux. Vous obtiendrez ainsi les composantes AC des courants et tensions aux bornes des diodes.

4.3.2 Diode Zener

Les diodes Zener sont des diodes pouvant dissiper suffisamment de puissance pour travailler dans la région de claquage. L'expression "diode Zener" est utilisée indépendamment du mécanisme de claquage. Cette diode a comme propriété intéressante de maintenir une tension constante à ces bornes lorsqu'on la polarise en inverse (voir Figure 4.8). On l'utilise couramment dans les circuits de régulation de tension (voir Figure 4.9).

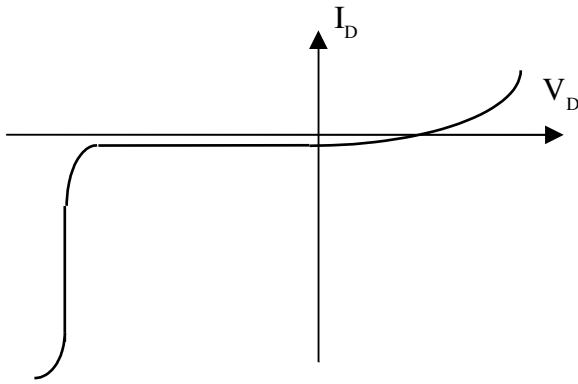


Figure 4.8 Caractéristiques I-V de la diode dans la région de claquage

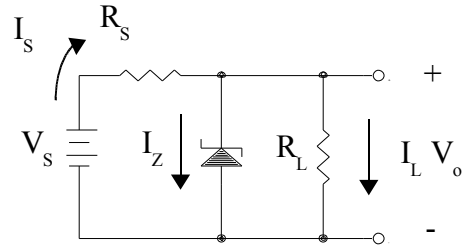


Figure 4.9a) Régulateur Zener simple

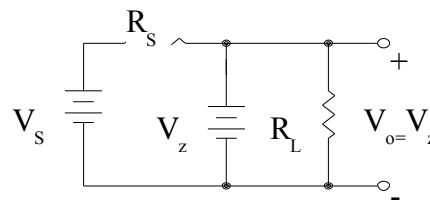


Figure 4.9b) Circuit équivalent du régulateur de tension simple

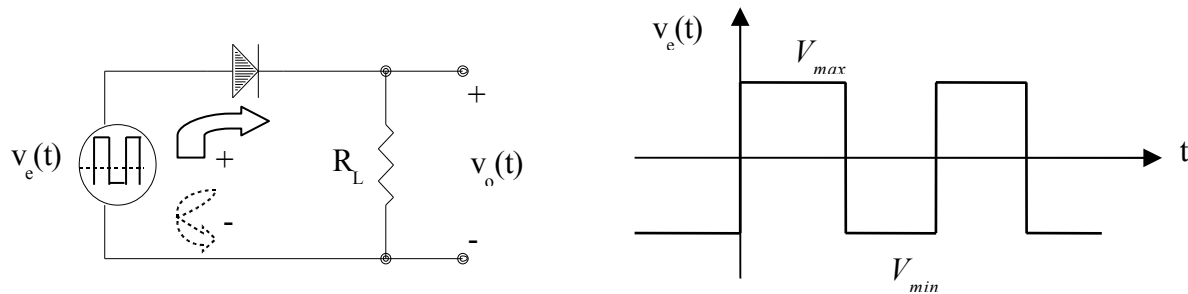
Si on applique les lois de Kirchoff au circuit équivalent du régulateur de tension, on trouve que le courant traversant la diode peut s'écrire :

$$I_Z = I_S - I_L = \frac{V_S - V_o}{R_S} - \frac{V_Z}{R_L}$$

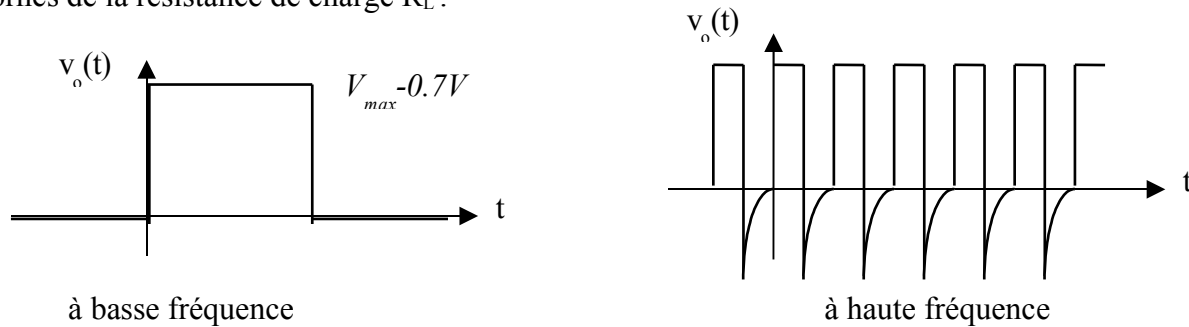
Lorsque l'on change la résistance de charge R_L , la tension V_Z entre ces bornes demeure constante si le courant de source I_S reste inchangé (car $V_Z = V_S - R_S I_S$). Puisque $I_S = I_Z + I_L$, le courant I_Z traversant la diode Zener s'ajustera au courant demandé par la résistance de charge. En pratique, la diode Zener agit comme un bon régulateur de tension dans une plage limitée de courant ($I_{zmin} < I_Z < I_{zmax}$). La limite grand courant découle de la puissance maximale dissipée dans la diode. La limite petit courant découle du fait que la caractéristique I-V de cette diode ne correspond plus à une droite verticale pour des faibles valeurs de courant.

4.3.3 Réponse en fréquence

Expérimentalement, on note qu'à haute fréquence la diode ne se comporte plus comme une diode idéale. Illustrons l'effet de la fréquence d'excitation sur le comportement de la diode à l'aide du circuit suivant:



Si on excite ce circuit à l'aide d'une onde carrée, voilà l'allure de la tension de sortie observée aux bornes de la résistance de charge R_L :



La déformation du signal, observée à haute fréquence d'excitation, est causée par des effets capacitifs intrinsèques à la jonction p-n. Nous avons déjà vu au chapitre 1, qu'un condensateur est l'équivalent d'un réservoir de stockage de charges électriques. Ce phénomène d'accumulation des charges n'est pas instantané ; le temps de charge d'un condensateur est donné par la constante de temps $\tau = R \cdot C$. La limitation due aux temps de charge et de décharge d'un condensateur est responsable du mauvais fonctionnement des diodes aux hautes fréquences. Dans une jonction p-n, la valeur de la capacité du condensateur équivalent est différente selon le signe de la polarisation appliquée aux bornes de cette jonction. En polarisation directe, on associe à la jonction une capacité de diffusion C_D . En polarisation inverse, on parlera plutôt d'une capacité de transition C_T .

en direct

Dans une jonction polarisée en direct, le courant provient essentiellement du mouvement des porteurs de charge majoritaires. Les trous diffusent de côté n, tandis que les électrons diffusent du côté p. Par conséquent, dans le voisinage de la jonction du côté n on retrouve une densité de trous supérieure à la concentration à l'équilibre. De même, dans le voisinage de la jonction du côté p on retrouve un excès d'électrons. La Figure 4.10 illustre le profil de ces concentrations de porteurs en excès de chaque côté de la jonction.

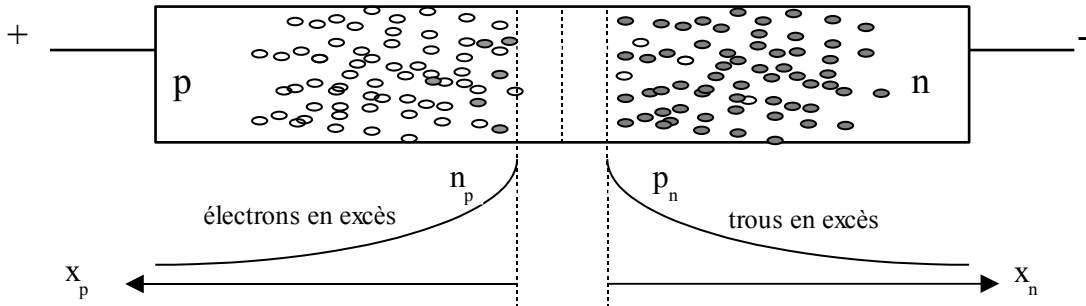


Figure 4.10 Profil des concentrations de porteurs libres en polarisation directe

La concentration des porteurs en excès dQ augmente lorsqu'on augmente la tension dV aux bornes de la diode. Par définition, la capacité C_D de diffusion est égale à :

$$C_D = \frac{dQ}{dV} \Big|_Q = \tau \frac{dI}{dV} \Big|_Q = \tau \cdot g_d = \frac{\tau}{r_d},$$

où τ est égal au temps de recombinaison des porteurs minoritaires en excès (i.e. les trous du côté n et les électrons du côté p), g_d est la conductance et r_d la résistance différentielle de la diode. Dans le modèle équivalent petits signaux d'une diode polarisée en direct, on doit ajouter cette capacité C_D en parallèle avec la résistance r_d de la jonction.

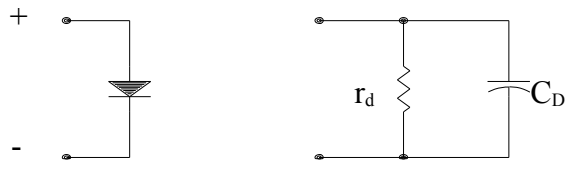


Figure 4.11 Modèle équivalent petits signaux d'une diode (en direct)

en inverse

Lorsqu'on polarise une jonction p-n en inverse, on augmente la barrière de potentiel au niveau de la jonction. Ceci se traduit par une augmentation de la charge d'espace (la charge des impuretés ionisées).

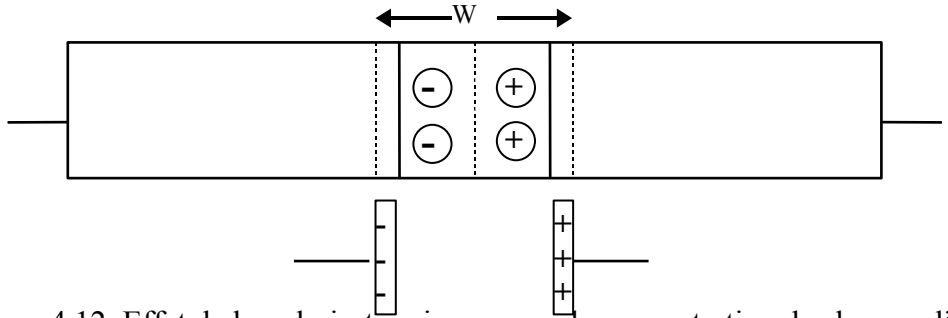


Figure 4.12 Effet de la polarisation inverse sur la concentration de charges d'espace

Par définition, la capacité C_T de la région de transition est égale à dQ_T/dV . On peut montrer (c.f. Millmann et Grabel, « Microélectronique », pp.73-75) que la capacité de transition est équivalente à la valeur de la capacité d'un condensateur à plaques parallèles :

$$C_T = \frac{\varepsilon A}{W}$$

où ε est la constante diélectrique du semiconducteur, A est l'aire de la jonction et W est la largeur de la région de transition. Dans le modèle équivalent petits signaux d'une diode polarisée en inverse, on doit ajouter cette capacité C_T en parallèle avec la résistance r_r de la jonction.

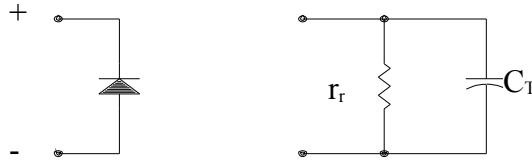


Figure 4.13 Modèle équivalent petits signaux (en inverse)

LECTURES COMPLÉMENTAIRES

Pour en savoir plus sur la physique statistique appliquée aux semiconducteurs, voir :

- Section 3.3 de Streetman B., Solid State Electronic Devices, 4^e édition, 1995
- Chap IV de Sapoval B., et Hermann C., Physique des semiconducteurs, Ellipses, 1990
- Chap I et II de Mathieu H., Physique des semiconducteurs et des composants électroniques, 2^e édition, Masson, 1993

Chapitre 5. TRANSISTOR BIPOLAIRE À JONCTIONS

Le transistor est l'équivalent semiconducteur de la triode (cathode-grille-anode). Le mot transistor vient de la contraction des mots anglais « transfert » et « resistor ». En effet, le transistor est l'équivalent d'une résistance « active » dont la grandeur est contrôlée par la polarisation appliquée aux différentes électrodes. Dépendant de la configuration de polarisation des différentes électrodes, le transistor agira comme un amplificateur de faibles signaux alternatifs ou encore comme un commutateur (ouvert/fermé). L'exemple ci-dessous illustre graphiquement comment un dispositif non-linéaire peut présenter ces deux modes de fonctionnement. Soit un composant non-linéaire présentant la caractéristique I-V qui suit.

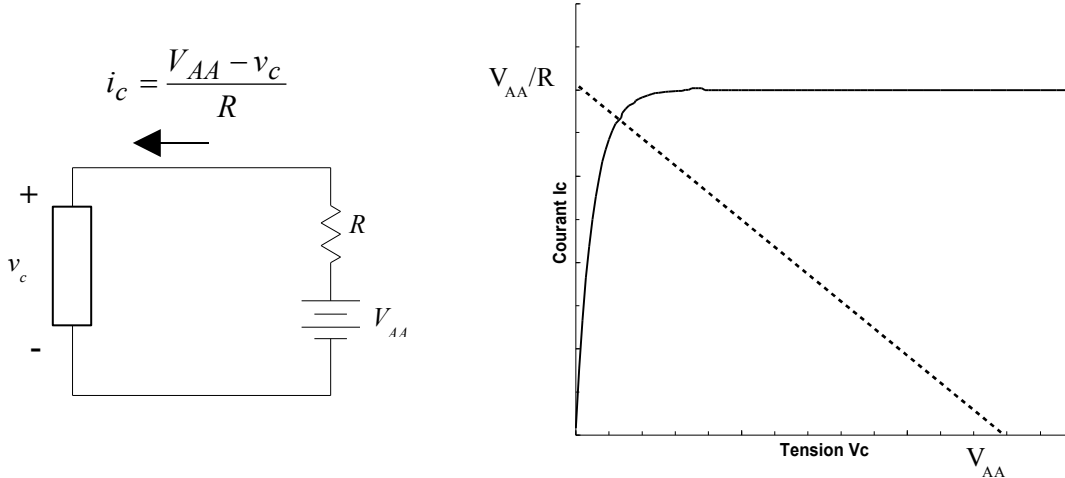


Figure 5.1 Caractéristique I-V d'un composant non-linéaire

Ajoutons une troisième électrode (une grille) à ce dispositif de telle sorte que le courant entrant par cette électrode (i_G) contrôle le courant total (i_C). La caractéristique I-V de ce dispositif correspond alors à une série de courbes i_C - v_C obtenues pour différentes valeurs de courant i_G (voir figure ci-dessous)

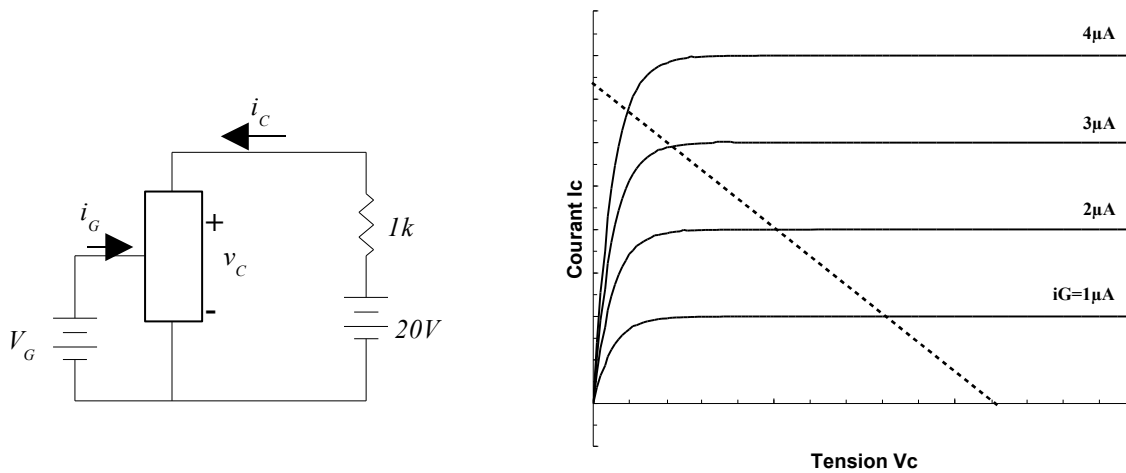


Figure 5.2 Caractéristique I-V dépendante de la tension appliquée à l'électrode de grille.

Un transistor est un tel dispositif non-linéaire. En mode amplificateur, le transistor transforme un faible courant i_g alternatif en un grand courant i_c . En mode commutation, le transistor commute de l'état passant (i_c maximum) à l'état bloqué ($i_c=0$) lorsque le grand signal appliqué à la grille est coupé.

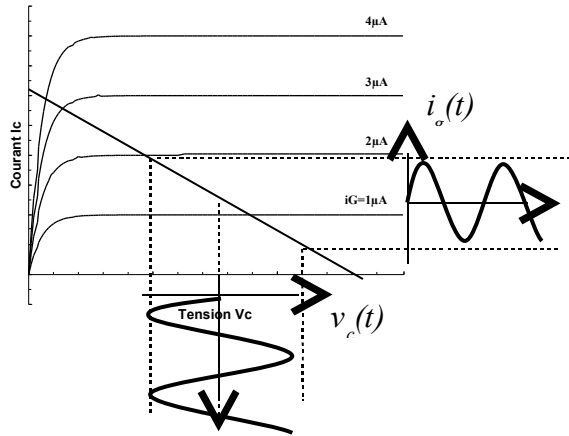


Fig. 5.3 Mode amplificateur

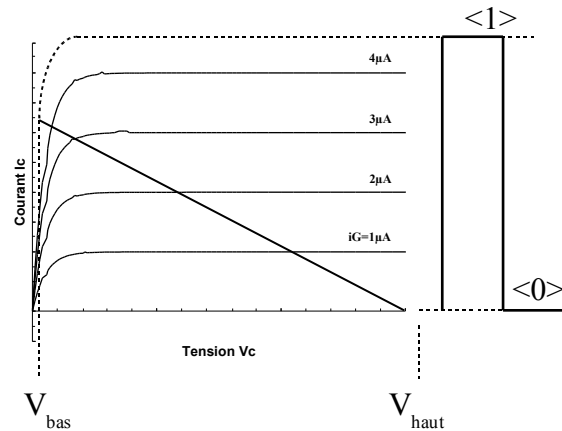


Fig. 5.4 Mode interrupteur

Il existe deux grandes familles de transistors : les transistors bipolaires à jonctions (BJT) et les transistors à effet de champ (FET). Dans ce chapitre, nous décrivons la structure et le principe de fonctionnement du BJT. Nous étudions, par la suite, les différentes configurations de polarisation des électrodes du transistor. Finalement, nous analysons des circuits à transistors en régime statique et en régime dynamique. Les FET seront étudiés au chapitre 6.

5.1 STRUCTURE ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le transistor bipolaire est le premier transistor à avoir été étudié puis fabriqué. C'est encore aujourd'hui un des principaux dispositifs utilisés pour l'amplification. On l'emploie beaucoup dans les circuits électroniques de puissance et dans divers circuits analogiques. Il est constitué d'un semiconducteur monocristallin dans lequel on introduit trois régions extrinsèques de façon à former deux jonctions p-n. La région intermédiaire est appelée la base. Les régions extrêmes sont appelées l'émetteur et le collecteur. Le fonctionnement du transistor en mode normal justifie cette appellation.

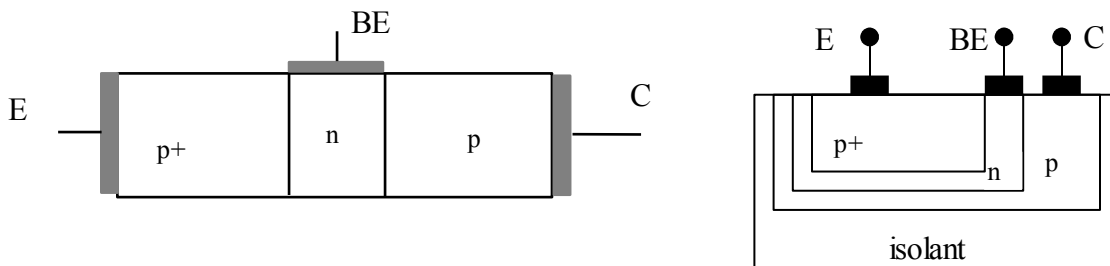
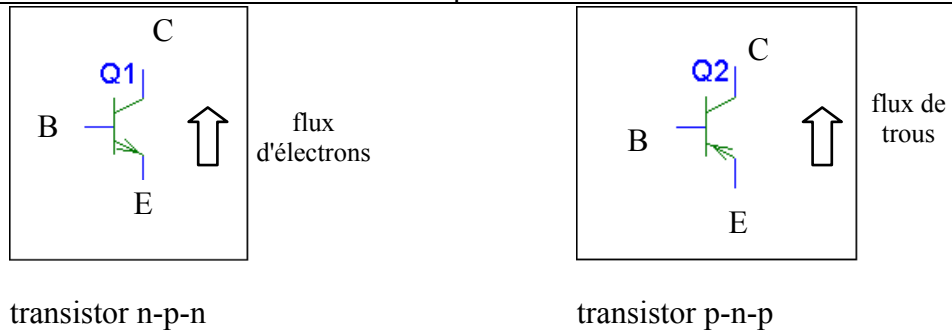


Figure 5.5 Structure du transistor bipolaire. Le schéma de droite montre les différentes régions de dopage tel que fabriquées en technologie planaire.

Deux types de transistors bipolaires peuvent être réalisés : le transistor p-n-p ou n-p-n. Les symboles associés à ces transistors sont les suivants :



5.2 Particularités du BJT

- l'émetteur correspond à la région où la concentration de dopants est la plus élevée ;
- l'épaisseur de la base est faible (< à quelques microns) et cette région est peu dopée ;
- la région "collecteur" est généralement peu dopée.

Pour mieux comprendre la raison de ces régions de dopage particulier, analysons le principe de fonctionnement d'un transistor en mode normal.

Fonctionnement en mode normal:

Par définition, on dira que le transistor fonctionne en mode normal lorsque la jonction émetteur-base est en direct tandis que la jonction collecteur-base est en inverse. Le circuit de polarisation du transistor et son principe de fonctionnement sont schématisés à la Figure 5.6.

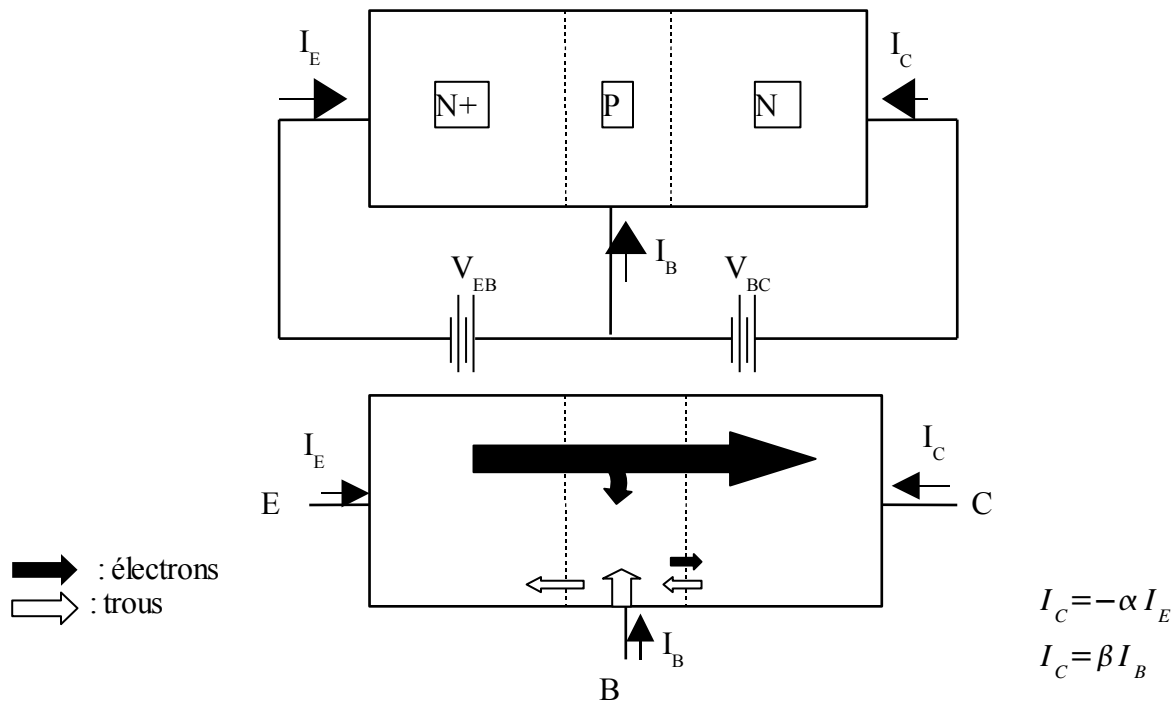


Figure 5.6a) Structure du transistor BJT et flux de porteurs à travers chacune des jonctions p-n

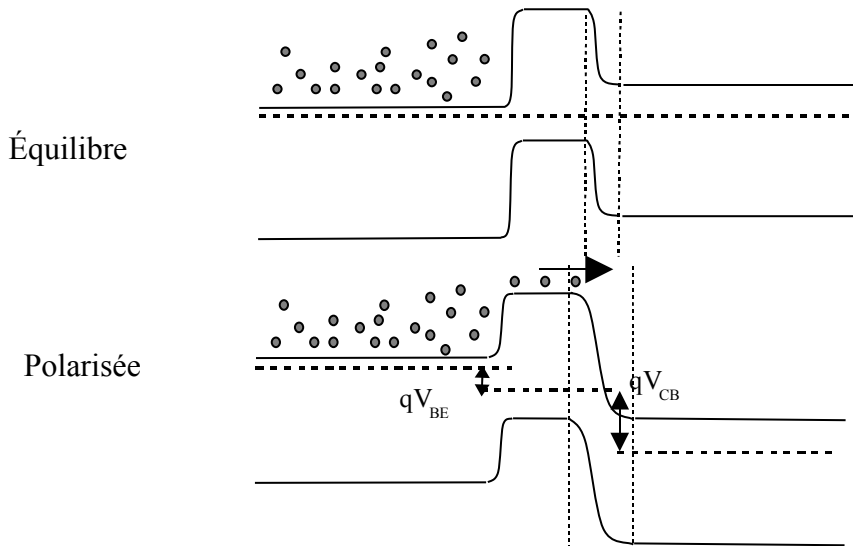


Figure 5.6b) Diagramme de bandes associé au transistor NPN BJT polarisée en mode normal

Le courant d'injection dans le dispositif est contrôlé par la tension base-émetteur (V_{BE}). Pour $V_{BE} > 0.6V$ (la tension de coude de la jonction p-n) le courant injecté à l'émetteur I_E varie de façon exponentielle avec V_{BE} . Puisque l'épaisseur de la base est relativement faible, presque tous les porteurs traverseront la base sans se recombiner ($I_B \ll I_E$). Ces porteurs pourront également traverser sans difficulté la jonction base-collecteur car celle-ci est polarisée en inverse (pour vous convaincre de ceci, dessiner la direction du champ électrique au niveau de cette jonction). Par conséquent, $I_E \approx I_C$ et dépend peu de V_{BC} tant que la jonction base-collecteur demeure polarisée en inverse. Dans cette configuration de polarisation, on peut négliger les courants injectés par la base et par le collecteur. *Question: Pourquoi peut-on faire ces approximations ?*

La caractéristique I-V du transistor en mode de fonctionnement normal est illustrée à la Figure 5.7. L'effet transistor découle du fait que le courant traversant le dispositif dépend des hauteurs de barrière de potentiel au niveau des jonctions p-n qui peuvent être contrôlées via les différences de potentiel appliquées entre les électrodes.

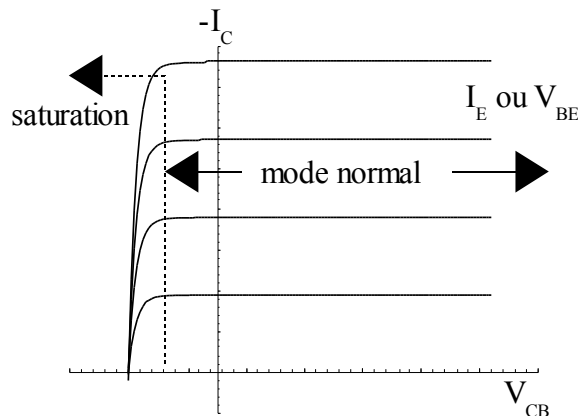


Figure 5.7 Caractéristique I-V d'un transistor bipolaire monté en configuration de base commune.

5.3 CONFIGURATION DE POLARISATION

Il existe différentes façons de connecter un transistor dans un circuit donné. Dans cette section, nous verrons que l'état de polarisation des jonctions p-n régit le mode de fonctionnement des transistors tandis que la configuration choisie entrée-sortie des électrodes influencera les caractéristiques d'amplification du transistor.

5.3.1 Modes de fonctionnement

On compte quatre modes distincts de fonctionnement pour un transistor bipolaire. Ces différents modes sont résumés au Tableau 5.1. Les régions correspondant à ceux-ci sont illustrées à la Figure 5.8.

Tableau 5.1 Mode de fonctionnement des transistors

Mode	Polarisation		caractéristiques
	jonction émetteur-base	Jonction Collecteur-base	
Normal (actif direct)	Directe	Inverse	$\alpha_F = -I_C/I_E$; $\beta_F = I_C/I_B$ ⁷ ⇒ circuits analogiques
Blocage	Inverse	Inverse	Mode commutation ⇒ circuits numériques
Saturation	Directe	Directe	
Actif inverse	Inverse	Directe	$\alpha_R = -I_E/I_C$; $\beta_R = I_E/I_B$

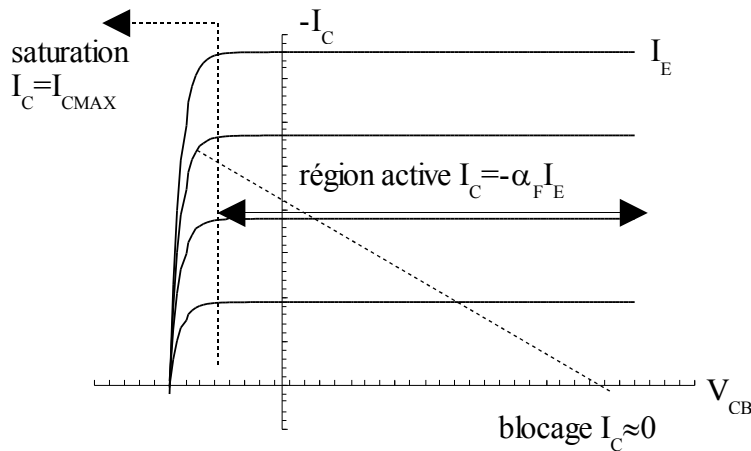


Figure 5.8 Différents modes de fonctionnement du transistor bipolaire

En mode de fonctionnement normal ou actif direct, la jonction émetteur-base (E-B) est polarisée en direct et la jonction collecteur-base (C-B) est polarisée en inverse. La majorité des transistors utilisés dans des circuits analogiques sont polarisés de cette façon.

En mode actif inverse, la jonction E-B est en inverse et la jonction C-B est en direct. Le gain en courant est plus petit dans ce cas, car la densité de porteurs libres de coté collecteur est plus faible que celle du coté émetteur. Ce mode de fonctionnement du transistor est moins commun que le mode normal. Mentionnons toutefois qu'il est exploité dans les circuits numériques TTL⁸.

⁷ Ces gains de courant en direct (F) et en inverse (R) sont définis rigoureusement à l'Annexe B.

⁸ Transistor-transistor-logic

Chapitre 5. TRANSISTOR BIPOLAIRE À JONCTIONS

En mode blocage, les deux jonctions p-n sont polarisées en inverse. Le courant traversant le transistor est alors très faible. Il correspond à la somme des courants de saturation en inverse des diodes. À l'opposée, si les deux jonctions sont polarisées en direct, le transistor opère dans un mode de saturation où le courant atteint une limite maximale fixée par la droite de charge (voir Figure 5.8). Dans les circuits numériques, des signaux binaires de grandes amplitudes font commuter les transistors du mode blocage (OFF) au mode saturation (ON).

5.3.2 Montages des transistors

Un transistor est un dispositif à trois électrodes dont la fonction de transfert dépend du choix des électrodes d'entrée et de sortie du signal. Les configurations de polarisation du transistor sont associées aux différentes combinaisons entrée-sortie possibles. Les Fig 5.9a) à c) illustrent les différentes configurations de polarisation d'un transistor bipolaire.

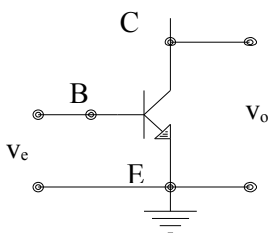


Fig 5.9a) montage émetteur commun

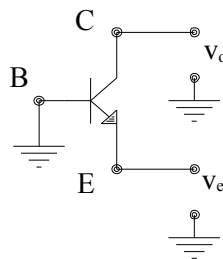


Fig 5.9b) montage base commune

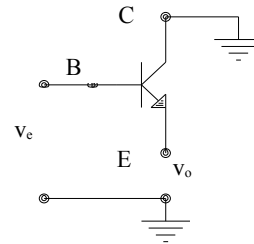


Fig. 5.9c) montage collecteur commun

Chaque configuration de polarisation possède des caractéristiques propres qui peuvent être exploitées dans les circuits d'amplification à plusieurs étages. Ces caractéristiques sont le gain en courant, le gain en tension, l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie (nous étudierons ces caractéristiques au chapitre 7). Le Tableau 5.2 résume ces caractéristiques.

Tableau 5.2 Comparaison des configurations de polarisation du transistor bipolaire à jonctions en termes des caractéristiques d'étage amplificateur

	Émetteur commun	Collecteur commun	Base commune
gain de courant $ A_I $	Grand ≈ 100	Grand ≈ 100	Petit ≈ 1
Résistance d'entrée R_i	Moyenne $\approx 1 \text{ k}\Omega$	Grande $\approx 100 \text{ k}\Omega$	Petite $\approx 10 \Omega$
gain de tension $ A_V $	Grand ≈ 100	Petit ≈ 1	Petit ≈ 2
Résistance de sortie (R_o) $R_o' = R_o // R_C$	Grande $\rightarrow \infty$ $\approx R_C$	Petite $\approx 10 \Omega$	Grande $\rightarrow \infty$ $\approx R_C$
REMARQUES:	Montage à grand gain, polyvalent. Le plus utilisé dans les circuits d'amplification.	Utilisation pour l'alimentation d'une charge de faible impédance.	Utilisation en combinaison avec d'autres étages afin d'améliorer la réponse en fréquence.

5.4 CARACTÉRISTIQUES COURANT-TENSION

Les caractéristiques courant-tension sont des propriétés électriques intrinsèques au transistor. À partir de ces courbes et de la droite de charge, il est possible de déduire toutes les caractéristiques d'un étage amplificateur ou d'une porte logique. Ces caractéristiques sont dérivées à partir de l'analyse du circuit équivalent au transistor. Dans ce circuit, le transistor bipolaire à jonctions est modélisé par un ensemble de deux diodes couplées. Le couplage des deux diodes résulte du fait que la largeur de la base est faible ; ce qui permet au courant injecté à travers l'une des jonctions p-n de franchir en partie la seconde. Le modèle équivalent du transistor bipolaire, illustré à la Figure 5.10b), est désigné sous le nom de représentation d'Ebers-Moll.

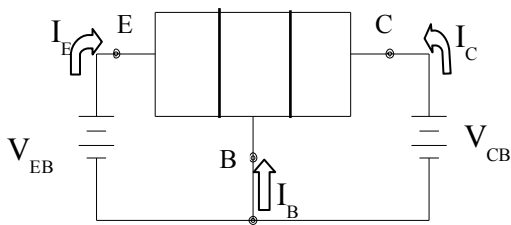


Figure 5.10a) Structure du transistor bipolaire PNP.

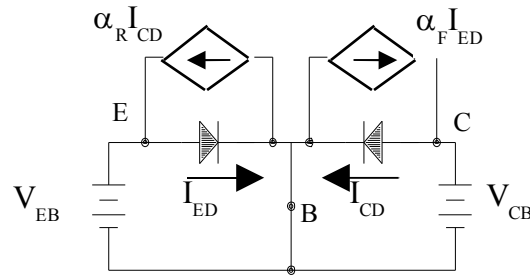


Figure 5.10b) Représentation d'Ebers-Moll

Note: conventions des courants

Pour éviter toute ambiguïté entre les différents fabricants de composants électroniques, l'institut pour ingénieurs électriciens et électroniciens (IEEE) a imposé la convention suivante pour le sens des courants aux différents contacts terminaux ("broches de sortie") du dispositif : ces courants terminaux (I_E , I_B et I_C) sont tous définis comme entrant dans le dispositif.

À la Figure 5.10b), V_{EB} correspond à la tension de polarisation de la diode émetteur-base (E-B), tandis que V_{CB} correspond à la tension de polarisation de la diode collecteur-base (C-B). Les expressions des courants traversant chacune des jonctions p-n, prises séparément (I_{ED} et I_{CD}), correspondent à celles dérivées au chapitre 4 pour la diode.

$$I_{ED} = I_{ES} \left(\exp \left[\frac{V_{EB}}{\eta V_T} \right] - 1 \right); \quad I_{CD} = I_{CS} \left(\exp \left[\frac{V_{CB}}{\eta V_T} \right] - 1 \right)$$

où I_{CS} et I_{ES} sont les courants de saturation en inverse des diodes. Le couplage entre les jonctions est modélisé à l'aide de deux sources idéales dépendantes d'un courant. Le courant de la source⁹, située du côté collecteur, correspond à la fraction (α_F) du courant d'injection I_{ED} qui traverse la base. De même, le courant de la source, située du côté émetteur, correspond à la fraction (α_R) du courant d'injection I_{CD} qui traverse la base. Les valeurs de α_F et α_R dépendent de la largeur de la base et des concentrations d'impuretés dans chacune des régions du transistor. Leurs valeurs typiques sont de $\alpha_F \approx 0.99$ et $\alpha_R \approx 0.5$. Puisque le circuit à transistor contient deux boucles distinctes de polarisation, il est nécessaire de spécifier les caractéristiques courant-tension du transistor pour chacune de ces boucles. Ainsi les caractéristiques I-V de sortie décrivent la relation qui existe entre le courant et la tension aux bornes des électrodes du transistor qui font partie de la boucle de sortie du montage considéré (base commune, émetteur ou collecteur commun).

Caractéristiques I-V de sortie: $I_s = f(V_s)$, et ce pour différents I_e ou V_e

De même les caractéristiques I-V d'entrée décrivent la relation qui existe entre le courant et la tension aux bornes des électrodes du transistor qui font partie de la boucle d'entrée du montage considéré.

Caractéristiques I-V d'entrée: $I_e = f(V_e)$, et ce pour différents I_s ou V_s

Les caractéristiques I-V et les paramètres de gain des transistors varient d'un modèle à l'autre. Par conséquent, il est nécessaire d'utiliser les caractéristiques fournies par le fabricant pour la conception ou l'analyse des circuits à transistors. Dans ce qui suit, nous donnons l'allure des caractéristiques I-V des transistors associée à chacune des configurations de polarisation. La dérivation de ces équations de courant, à partir du modèle d'Ebers-Moll décrit plus haut, est faite à l'annexe B.

1°) Caractéristiques I-V d'un BJT monté en base commune

Caractéristique I-V d'entrée :

$$I_E = I_{ES} \left(\exp \left[\frac{V_{EB}}{\eta \cdot V_T} \right] - 1 \right) - \left(\frac{\alpha_R \cdot I_{CO}}{1 - \alpha_F \alpha_R} \right) \cdot \left(\exp \left[\frac{V_{CB}}{\eta \cdot V_T} \right] - 1 \right)$$

avec
$$I_{CO} = (1 - \alpha_R \cdot \alpha_F) I_{CS}$$

⁹ Cette source est aussi désignée sous le nom de source de courant commandé

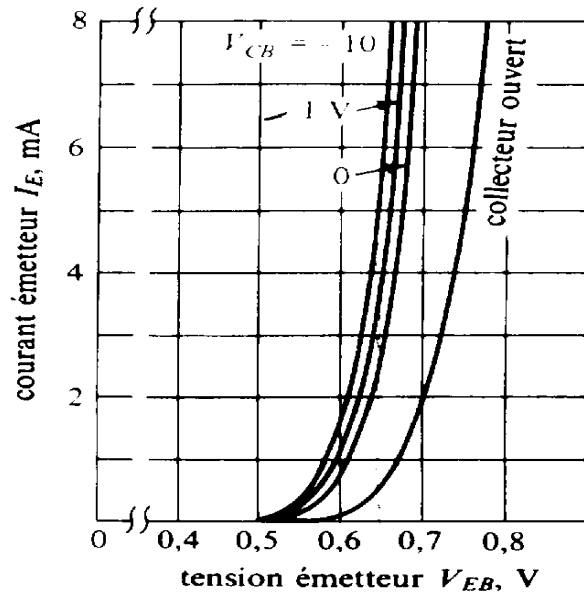


Figure 5.11 Caractéristiques I-V d'entrée d'un transistor pnp (Motorola 2N2907A) monté en base commune.

Noter que lorsque $-V_{CB}$ est grand, c'est le premier terme de l'équation ci-dessus qui domine et la caractéristique I-V se réduit à l'équation d'une diode simple.

Caractéristique I-V de sortie :

$$I_C = I_{CO} \left(\exp \left[\frac{V_{CB}}{\eta \cdot V_T} \right] - 1 \right) - \alpha_F \cdot I_E$$

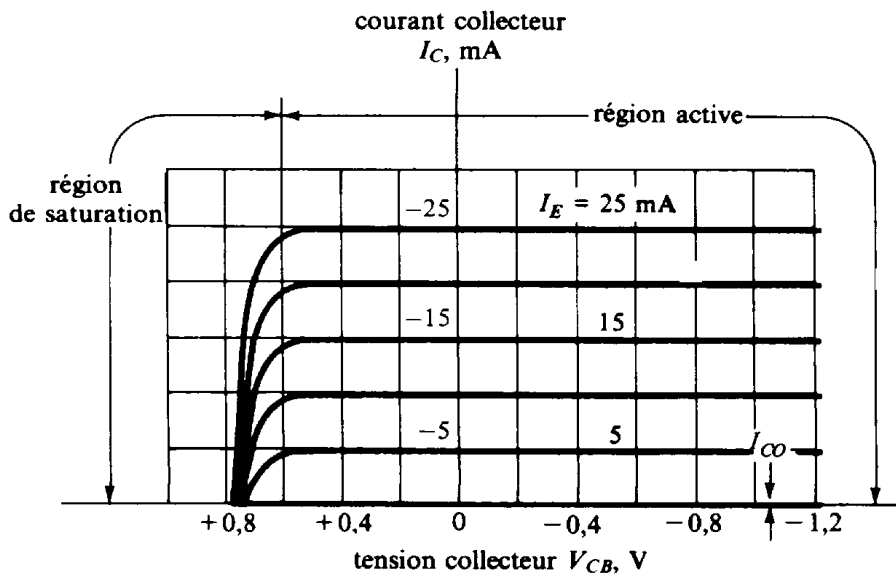


Figure 5.12 Caractéristiques I-V de sortie d'un transistor pnp (Motorola 2N2907A) monté en base commune.

Noter encore une fois que lorsque $-V_{CB}$ est grand, le courant dans la boucle de sortie I_C est constant et

Chapitre 5. TRANSISTOR BIPOLAIRE À JONCTIONS

simplement dépendant du courant d'entrée I_E . La région associée à ce comportement (région active) correspond au mode de fonctionnement normal du transistor.

2°) Caractéristiques I-V d'un BJT monté en émetteur commun

Caractéristique I-V d'entrée :

$$I_B = (1 - \alpha_F) \cdot I_{ES} \cdot \left(\exp \left[\frac{V_{BE}}{\eta \cdot V_T} \right] - 1 \right) + (1 - \alpha_R) \cdot I_{CS} \cdot \left(\exp \left[- \frac{(V_{CE} - V_{BE})}{\eta \cdot V_T} \right] - 1 \right)$$

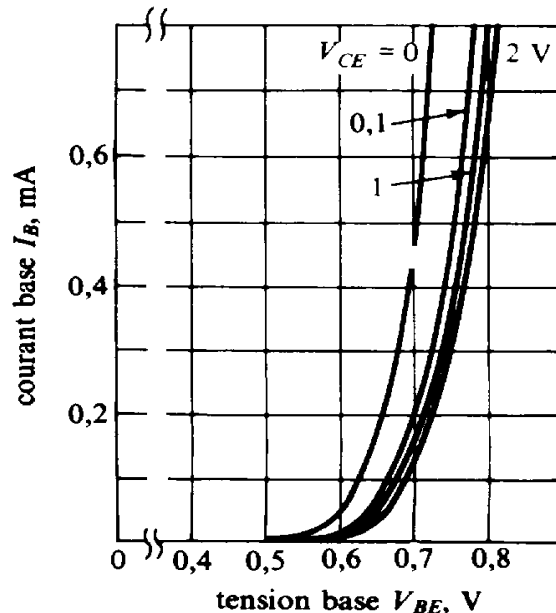


Figure 5.13 Caractéristiques I-V d'entrée d'un transistor npn (Motorola 2N2222A) monté en émetteur commun.

Caractéristique I-V de sortie:

$$I_C = (\beta_F + 1) \cdot I_{CO} \cdot \left(1 - \exp \left[- \frac{(V_{CE} - V_{BE})}{\eta \cdot V_T} \right] \right) + \beta_F \cdot I_B$$

Lorsque V_{CE} est grand, c'est le premier terme de la courbe I-V d'entrée qui domine, tandis que c'est le deuxième terme qui est dominant dans l'expression de la caractéristique I-V de sortie.

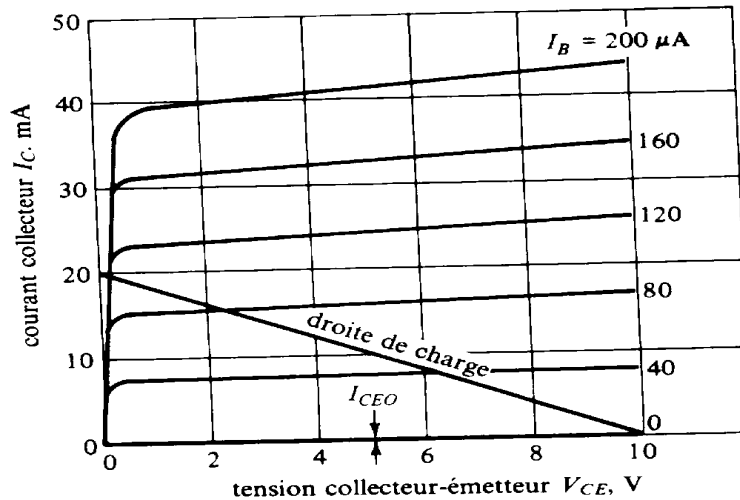


Figure 5.14 Caractéristiques I-V de sortie d'un transistor npn (Motorola 2N2222A) monté en émetteur commun.

3°) Caractéristiques I-V d'un BJT monté en collecteur commun

Les caractéristiques courant-tension du transistor bipolaire monté en collecteur commun sont similaires à celles du montage en émetteur commun. On peut obtenir ces équations caractéristiques en remplaçant simplement I_C par $-(I_E + I_B)$ dans les équations du montage à émetteur commun.

Notions avancées : effet Early

La largeur de la région de transition d'une jonction p-n augmente lorsqu'on polarise celle-ci en inverse. Pour un transistor, ce changement a comme conséquence de diminuer la largeur de la région de base. Cet effet de modulation de la largeur de la base en fonction de la tension appliquée est appelé l'effet Early. Considérons un transistor monté en configuration de base commune, avec la diode E-B polarisée en direct et la diode C-B polarisée en inverse (mode de fonctionnement normal). Lorsqu'on augmente la tension inverse C-B, on diminue la largeur de la base. Ceci a comme conséquence: 1°) d'augmenter le gain de courant direct α_F , car la probabilité de recombinaison dans la base diminue avec la largeur de la base; 2°) d'augmenter le courant d'injection à l'émetteur I_E , car la concentration des porteurs minoritaires dans la base diminue (voir Fig. 5.15b)); 3°) d'entraîner le claquage du transistor lorsque la largeur de la base devient négligeable et que V_{CB} devient très grand en inverse.

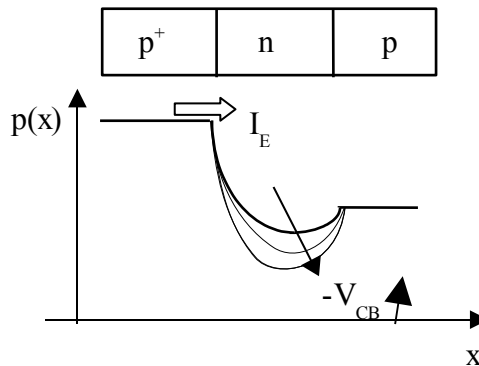
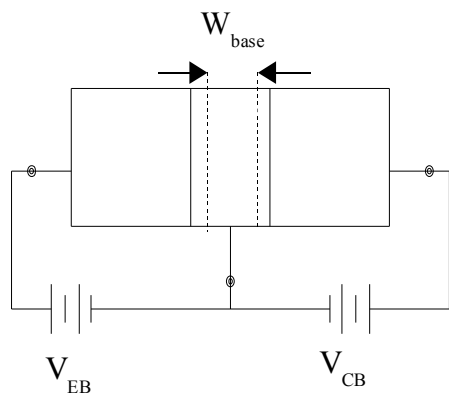


Fig. 5.15a) Transistor monté en base commune fonctionnant en mode normal

Fig. 5.15b) Effet de la tension de sortie (V_{CB}) sur le courant d'injection à l'entrée (I_E)

Si la tension d'entrée V_{EB} est constante, le courant d'entrée I_E croît lorsqu'on augmente la tension inverse V_{CB} . Ce comportement permet d'expliquer le décalage des caractéristiques I-V d'entrée du transistor en fonction des tensions de sortie V_{CB} (Figure 5.11) ou V_{CE} (Figure 5.13). L'augmentation du gain de courant direct α_F en fonction de la tension V_{CB} modifie également la pente de la caractéristique I-V de sortie du transistor dans la région active. En configuration de base commune, ce changement est non perceptible (voir Figure 5.12) tandis qu'il est important dans la configuration d'émetteur commun (voir Figure 5.14). Dans ce dernier cas, le courant dans la région active est donné par :

$$I_C = \beta_F I_B = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} I_B$$

Une petite variation du gain de courant direct (α_F) se traduit par une grande variation du gain β_F ; c'est la raison pour laquelle les pentes des courbes I-V, dans la région active, ne sont pas nulles, en configuration d'émetteur commun. Si on extrapole les parties linéaires de ces caractéristiques I-V de sortie (voir Figure 5.16), toutes ces droites vont couper l'axe des x négatif ($-V_{CE}$) en un seul point : la tension d'Early (désigné par V_A).

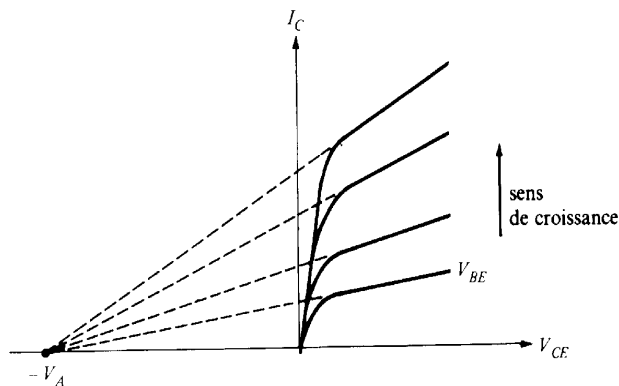


Figure 5.16 Caractéristiques I-V de sortie d'un transistor npn à montage à émetteur commun. Les prolongements des droites des régions actives coupent l'axe des V_{CE} négatifs à la tension d'Early.

5.5 ANALYSE STATIQUE

L'analyse statique d'un circuit contenant un transistor, consiste à trouver les courants traversant chacun des composants du circuit et les différences de potentiel aux bornes de ceux-ci, en régime stationnaire. Pour ce faire, il faut résoudre les équations de Kirchoff du réseau dans lequel on remplace le transistor par un circuit équivalent constitué de composants linéaires (modèle grands signaux). La recherche du modèle équivalent au transistor est plus compliquée que dans le cas des diodes car celui-ci dépend de l'état de polarisation de chacune des jonctions p-n (voir Tableau 5.1). Le Tableau 5.3 résume les valeurs approximatives des tensions présentes aux bornes des jonctions p-n, pour différentes conditions de polarisation. Noter que la jonction p-n d'un transistor commence à conduire à une valeur de tension ($\approx 0.5V$) légèrement inférieure à la tension de coude d'une diode ($\approx 0.6V$ pour le silicium).

Tableau 5.3 Valeurs des tensions aux bornes des jonctions p-n d'un transistor au silicium

à la limite de conduction	en mode saturation (fortement polarisée)	en mode normal (polarisation directe)
$V_D \approx 0.5V$	$V_{B-E} \approx 0.8V$ $V_{B-C} \approx 0.5V$	$V_{B-E} \approx 0.7V$

Nous allons utiliser les valeurs de ce tableau et la connaissance de l'allure des courbes I-V pour construire quelques modèles équivalents de montages à transistor. Le Tableau 5.4 suivant résume la démarche à suivre pour y arriver. Dans ce tableau, vous remarquerez que le mode inverse n'est pas représenté. Pour obtenir le modèle équivalent du transistor en mode inverse il suffit d'inverser l'état de polarisation des jonctions p-n du mode direct et de remplacer les gains de courant direct (α_F et β_F) par les gains de courant inverse (α_R et β_R).

Tableau 5.4 Construction du modèle équivalent grands signaux d'un transistor, en fonction de sa configuration de polarisation et de son mode de fonctionnement

	<i>mode normal</i>	<i>mode saturation</i>	<i>mode blocage</i>
<i>Montage base Commune</i>	1 ^o) jonction E-B en direct \Rightarrow remplacer par une pile de 0.7V 2 ^o) jonction C-B en inverse \Rightarrow remplacer par une R infinie 3 ^o) entre l'émetteur et le collecteur introduire une source dépendante $I_C = -\alpha_F I_E$ 4 ^o) négliger la dépendance $\alpha_F = f(V_{CB}) \Rightarrow$ considérer R_o infinie	1 ^o) jonction E-B fortement polarisée en direct \Rightarrow remplacer par une pile de 0.8V 2 ^o) jonction C-B conduit légèrement en direct \Rightarrow remplacer par une pile de 0.6V 3 ^o) pas de dépendance entrée-sortie	les deux jonctions sont ouvertes
<i>Montage émetteur Commun</i>	1 ^o) jonction B-E en direct \Rightarrow remplacer par une pile de 0.7V 2 ^o) jonction C-B en inverse \Rightarrow remplacer par une R infinie 3 ^o) entre l'émetteur et le collecteur introduire une source dépendante $I_C = \beta_F I_B$ 4 ^o) tenir compte de la dépendance $\beta_F = f(V_{CE}) \Rightarrow$ introduire R_o à la sortie	1 ^o) jonction B-E fortement polarisée en direct \Rightarrow remplacer par une pile de 0.8V 2 ^o) jonction B-C conduit légèrement en direct \Rightarrow remplacer par une pile de 0.6V, ce qui revient à introduire une pile de 0.2V entre le collecteur à l'émetteur commun. 3 ^o) pas de dépendance entrée-sortie	les deux jonctions sont ouvertes

On utilise la représentation quadripolaire (quatre contacts) pour dessiner les modèles équivalents des transistors (voir Fig. 5.17 à 20). Cette représentation permet de mieux visualiser les relations existant entre les boucles du circuit d'entrée et de sortie du transistor. Par exemple, dans la configuration d'émetteur commun le signal entre via le circuit de polarisation B-E tandis que celui-ci sort dans le circuit de polarisation C-E. Ainsi la ligne de base dans cette représentation correspond à l'électrode commune (l'émetteur dans ce dernier cas). Les figures suivantes illustrent quelques exemples de

Chapitre 5. TRANSISTOR BIPOLAIRE À JONCTIONS

modèles équivalents grands signaux que vous devriez être en mesure de construire à partir du Tableau 5.4.

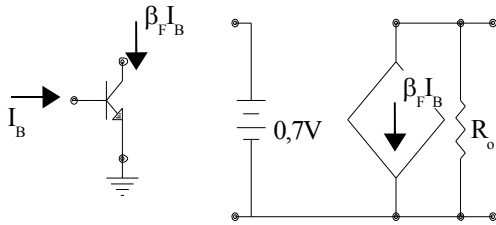


Fig. 5.17 Circuit équivalent d'un transistor npn, monté en émetteur commun et fonctionnant en mode normal

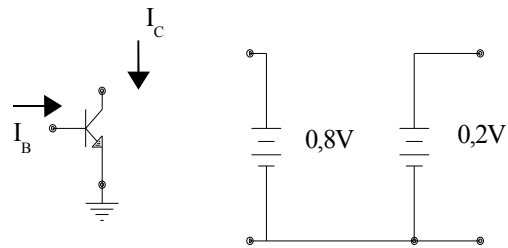


Fig. 5.18 Circuit équivalent d'un transistor npn, monté en émetteur commun et fonctionnant en mode saturation

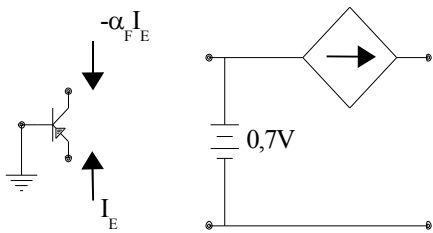


Fig. 5.19 Circuit équivalent d'un transistor pnp, monté en base commune et fonctionnant en mode normal

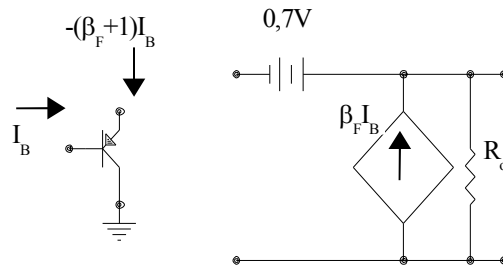


Fig. 5.20 Circuit équivalent d'un transistor pnp, monté en collecteur commun et fonctionnant en mode normal

Afin d'alléger l'analyse des circuits à transistors, l'étudiant peut se limiter pour l'instant à l'analyse des circuits dans lesquels les transistors sont montés en émetteur commun. Ce type de montage est le plus utilisé dans les circuits analogiques d'amplification de signaux.

Pour un circuit à transistors quelconque, voici la méthodologie générale à suivre pour trouver les tensions continues aux différents nœuds du circuit et pour déterminer les courants continus traversant chacun des composants. 1°) faire des hypothèses de départ sur le mode de fonctionnement des transistors; 2°) remplacer ceux-ci par leur modèle équivalent grands signaux; 3°) résoudre les équations de Kirchhoff du réseau équivalent; 4°) vérifier les hypothèses de départ, si l'une de celles-ci n'est pas vérifiée recommencer à l'étape 1.

5.6 Analyse dynamique

L'analyse dynamique d'un circuit à transistors consiste à trouver la réponse du transistor à une excitation périodique de faible amplitude. Pour ce faire, on remplacera le transistor dans le circuit par son modèle équivalent petits signaux au point d'opération Q qui a été déterminé dans une étape antérieure à l'aide de l'analyse statique. La réponse du transistor à une excitation $i_B(t)$ est illustrée graphiquement à la figure ci-dessous.

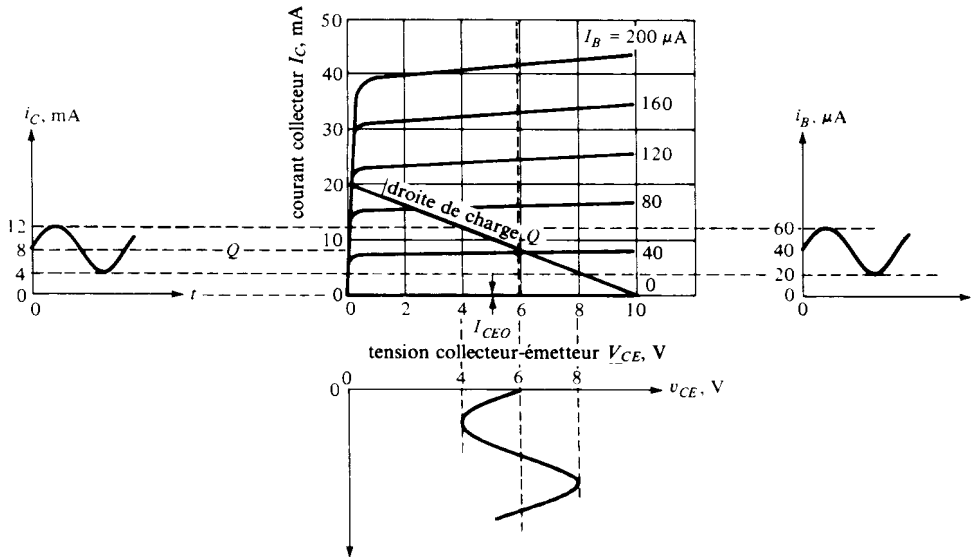


Figure 5.21 Réponse $v_{CE}(t)$ et $i_C(t)$ d'un transistor à une excitation $i_B(t)$

Il est à noter que l'analyse dynamique s'applique exclusivement au transistor fonctionnant dans la région active de sa caractéristique I-V. Lorsqu'on s'écarte de cette région, la réponse du transistor est non-linéaire et les valeurs de résistance et de gain ne peuvent plus être considérées comme constantes. On utilise encore la représentation quadripolaire pour le modèle équivalent petits signaux du transistor. Le Tableau 5.5 suivant résume la démarche à suivre afin d'obtenir le circuit équivalent du transistor.

Tableau 5.5 Construction du modèle équivalent petits signaux

Configuration de polarisation	Mode de fonctionnement normal
Indépendamment de la configuration de polarisation	<ol style="list-style-type: none"> 1) la jonction B-E est polarisée en direct \Rightarrow on la remplace par sa résistance différentielle au point Q, en parallèle avec sa capacité de jonction en direct (r_{π}/C_{π}); 2) la jonction C-B est polarisée en inverse \Rightarrow on la remplace par sa résistance inverse, en parallèle avec sa capacité de jonction en inverse (r_{μ}/C_{μ}); 3) on ajoute une source de courant commandé entre le collecteur et l'émetteur \Rightarrow le courant = $g_m \cdot v_{\pi} = \beta_o \cdot i_b$; 4) pour tenir compte de la pente de la caractéristique I-V, on ajoute une résistance r_o entre les électrodes de sortie du transistor; 5) pour tenir compte de la résistance de la couche mince de la base, on ajoute une résistance r_b entre l'électrode de base et la jonction.

Note : en mode de fonctionnement inverse, inverser l'état de polarisation des jonctions.

La Figure 5.22 illustre le modèle équivalent petits signaux d'un transistor bipolaire monté en émetteur commun et fonctionnant en mode normal. Les différents symboles de cette figure sont définis ci-dessous.

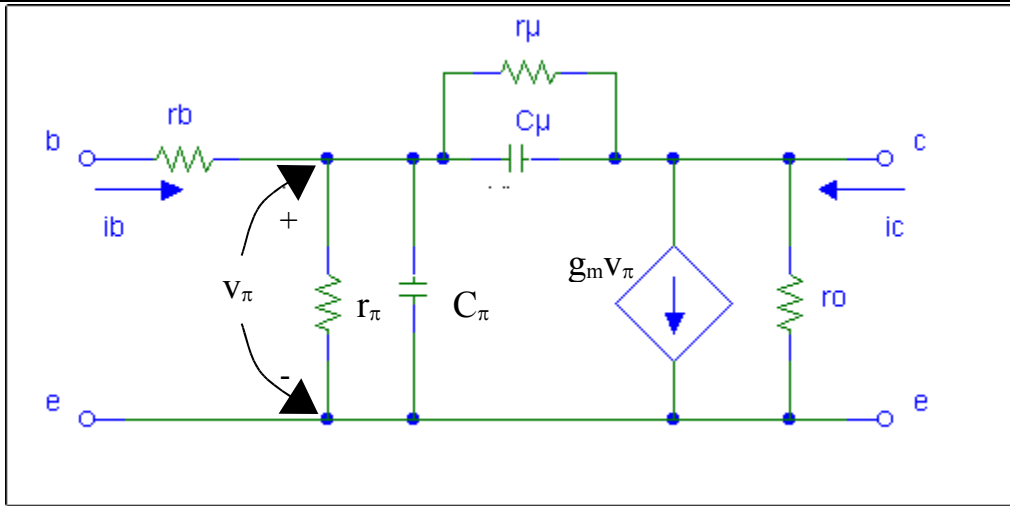


Figure 5.22 Modèle équivalent d'un transistor bipolaire monté en émetteur commun et fonctionnant en mode normal

r_o : résistance de sortie \equiv l'inverse de la pente de la caractéristique I-V de sortie ($10\text{k}\Omega < r_o < 500\text{k}\Omega$);

r_π : résistance différentielle de la diode B-E polarisée en direct;

C_π : capacité de la diode B-E polarisée en direct $\equiv C_{\text{diffusion}}$ (\approx qq 10pF);

r_μ : résistance de la diode B-C polarisée en inverse ($\rightarrow \infty$);

C_μ : capacité de la diode B-C polarisée en inverse $\equiv C_{\text{transition}}$ (\approx qq pF);

r_b : résistance interne de base \equiv tient compte de la résistance de couche mince de la base (voir Figure 5.23). ($40\Omega < r_b < 400\Omega$);

g_m : transconductance au point d'opération = $\left. \frac{\Delta i_c}{\Delta v_{BE}} \right|_Q$;

β_0 : gain de courant direct au point d'opération = $\left. \frac{\Delta i_c}{\Delta i_b} \right|_Q$ ($20 < \beta_0 < 500$).

$g_m \cdot v_\pi$: courant de la source dépendante;

On peut réécrire l'expression de la transconductance g_m en fonction du courant mesurable en sortie I_{CQ} :

$$g_m = \left. \frac{\Delta i_c}{\Delta v_{BE}} \right|_Q = -\alpha_F \left. \frac{\Delta i_E}{\Delta v_{BE}} \right|_Q = \alpha_F \cdot g_d$$

$$g_m = \frac{\alpha_F}{\eta} \frac{|I_{EQ}|}{V_T}, \text{ avec } V_T = kT/e. \text{ Puisque } \eta = 1 \text{ pour la plupart des transistors.}$$

$$\Rightarrow g_m = \left| \frac{I_{CQ}}{V_T} \right|$$

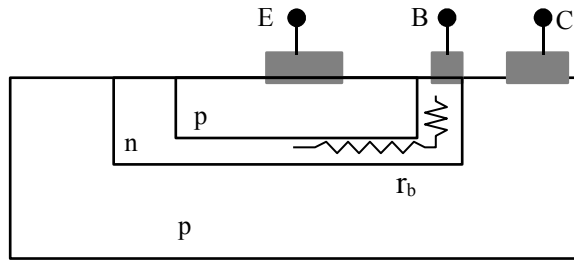


Figure 5.23 Structure du transistor bipolaire intégré et illustration de la résistance de base

5.7 Modèle simple pour analyse

Les modèles statiques et dynamiques du transistor vu jusqu'à maintenant sont très utilisés pour l'analyse de circuit. Évidemment, les paramètres n'ont pas tous la même importance et plusieurs modèles simplifiés existent. À la Figure 5.24 on présente un modèle simplifié (parfois appelé modèle T) qui est facile à mémoriser et facile d'emploi pour certains des circuits les plus communs. Il faut noter que le modèle est valide en mode normale seulement. Il ne fonctionne pas en mode saturé (le collecteur n'agit plus comme source de courant). Ce modèle n'a que deux paramètres de base soit β qui est le gain en courant et r_e qui est la résistance dynamique de l'émetteur et est obtenues en prenant la dérivé de la diode au point d'opération. β pour des transistors régulier est d'environ 100 mais peut varier de 50 à 250. La valeur de r_e dépend de I_E et est donnée approximativement par $r_e = 25\Omega / I_E [mA]$. Ce modèle est équivalent au modèle précédent, et il peut aussi est rendu plus compliqué en ajoutant d'autres paramètres. Mais ce modèle est suffisant pour analyser beaucoup de circuit.

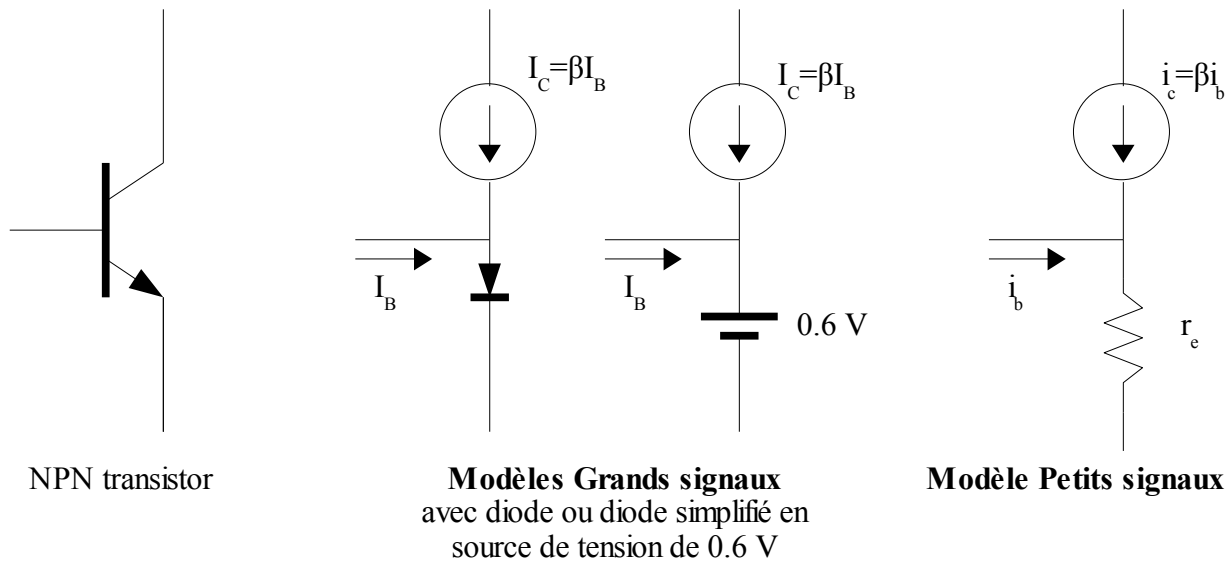


Figure 5.24 Modèle simple d'un transistor NPN en mode normal

Malgré le grand nombre de paramètre possible pour d'écrire un transistor, un bon circuit devrait dépendre le moins possible de ceux-ci. Dans ce cas les variations qui existent d'un transistor à l'autre (qui peuvent être large dans certain cas) n'auront pas d'effet majeur sur le fonctionnement du circuit. Si un transistor brise on peut alors le remplacer par un autre sans avoir à modifier le circuit.

5.8 Exemple d'analyse d'un circuit avec transistor

Dans cette section on va analyser, avec plusieurs approximations, un circuit de base avec un transistor soit un amplificateur à émetteur commun (Figure 5.25). Le but de l'analyse est d'obtenir le gain du circuit pour petits signaux soit v_o/v_e . D'autres paramètres qui pourraient être calculés sont l'impédance d'entrée et de sortie.

Même si le circuit est non-linéaire on peut l'analyser par superposition si on le linéarise. Comme pour une série de Taylor où une fonction $f(x)$ est approximée (linéariser si on considère seulement le premier ordre) autour d'une valeur x_0

$$f(x) \approx f(x_0) + f'(x_0)(\Delta x) + \dots \quad \text{où} \quad \Delta x = x - x_0$$

on choisit d'analyser le circuit par une superposition. On aura donc une somme (superposition) de deux résultats. Le premier circuit (équivalent de $f(x_0)$) considère tous les grands signaux (équivalent de x_0). Le second circuit considère les petites déviations (Δx) autour du premier circuit. Il agit comme la dérivée du circuit premier circuit autour du point d'opération. On a donc un modèle petits signaux.

Les sources doivent donc être séparées entre grands et petits signaux. Mathématiquement on veut $x_0 \gg \Delta x$. Très souvent les grands signaux seront tous des sources DC utilisés pour polariser (atteindre le point d'opération) le circuit. Les petits signaux seront très souvent les signaux d'entrées du circuit et souvent ce seront des signaux AC.

Pour que l'approximation grands/petits signaux demeure valide, les variations de voltage/courant à la sortie et aux autres points du circuit doivent demeurer faibles. Ceci n'est pas toujours le cas. Par exemple un circuit d'amplification pourrait avoir un très petit signal à l'entrée qui se transforme en un signal trop large à la sortie lorsqu'il y a un gain élevé. Ce signal trop large peut saturer l'amplificateur qui perd ainsi sa linéarité et le modèle petits signaux est alors invalide (tous les signaux sont grands).

On doit donc commencer par calculer la polarisation du transistor (son point d'opération) pour s'assurer du bon mode de fonctionnement pour le modèle choisi et pour obtenir l'information nécessaire pour calculer les paramètres petits signaux. On procède en conservant seulement les sources DC, donc tous les condensateurs deviennent des circuits ouverts.

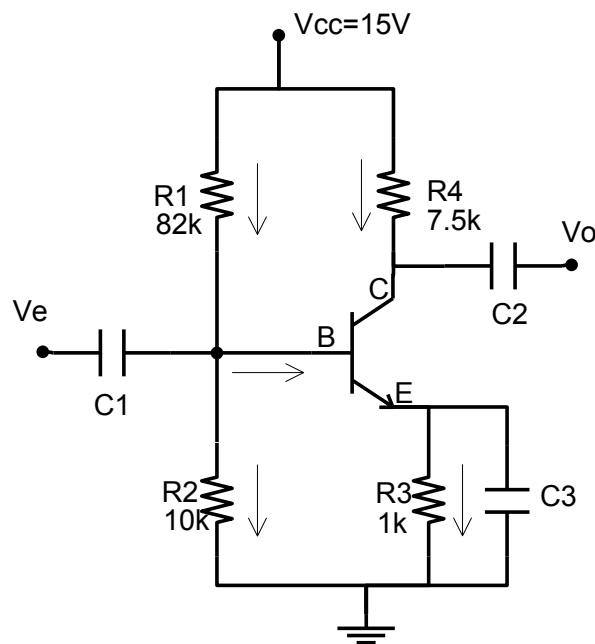


Figure 5.25 Amplificateur à émetteur commun

On peut commencer par faire l'approximation que $I_B \ll I_{R1}$ (à vérifier plus tard). Alors le voltage V_B est donné par

$$V_B = V_{CC} \frac{R2}{R1 + R2} = 15 \frac{10}{10 + 82} = 1.6 \text{ V}$$

Et puisque $V_{BE} = 0.6 \text{ V}$ (une diode) on obtient $V_E = 1.0 \text{ V}$. On obtient maintenant

$$I_3 = I_E = \frac{V_E}{R3} = \frac{1.0 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 1 \text{ mA}$$

Et on peut maintenant obtenir I_C et I_B puisque

$$I_C = \beta I_B \quad \text{et} \quad I_E = I_C + I_B$$

donc

$$I_C = I_E \frac{\beta}{\beta + 1} \quad \text{et} \quad I_B = I_E / (\beta + 1)$$

Aucune valeur pour β n'est spécifiée alors on peut choisir 100. Dans ce cas on obtient que $I_C \approx I_E = 1 \text{ mA}$ ($100/101 \approx 1$) et $I_B \approx 0.01 \text{ mA}$. On peut maintenant comparer cette valeur avec I_{R1}

$$I_{R1} = \frac{V_{R1}}{R1} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R1} = \frac{15 - 1.6 \text{ V}}{82 \text{ k}\Omega} = 0.16 \text{ mA}$$

Donc l'approximation $I_B \ll I_{R1}$ était valide.

Finalement une dernière valeur qui peut être utile est V_C

$$V_C = V_{CC} - V_{R4} = V_{CC} - I_C R4 = 15 - 1.0 \times 7.5 = 7.5 \text{ V}$$

Maintenant on peut étudier le modèle petits signaux (voir Figure 5.26). Toutes les sources DC sont court-circuitées puisqu'on vient de les utiliser pour l'analyse de polarisation. La seule source qui reste est le petit signal d'entrée v_e . Ici, puisqu'aucune valeur n'est donnée pour les condensateurs, on peut assumer qu'ils sont assez large pour être considérés des condensateurs de couplage et donc qu'ils sont l'équivalent de court-circuit pour le petit signal désiré. (Si une valeur est donnée on peut obtenir leur impédance à la fréquence désirée. Un condensateur de couplage aura une impédance beaucoup plus petite que les autres dans le circuit.)

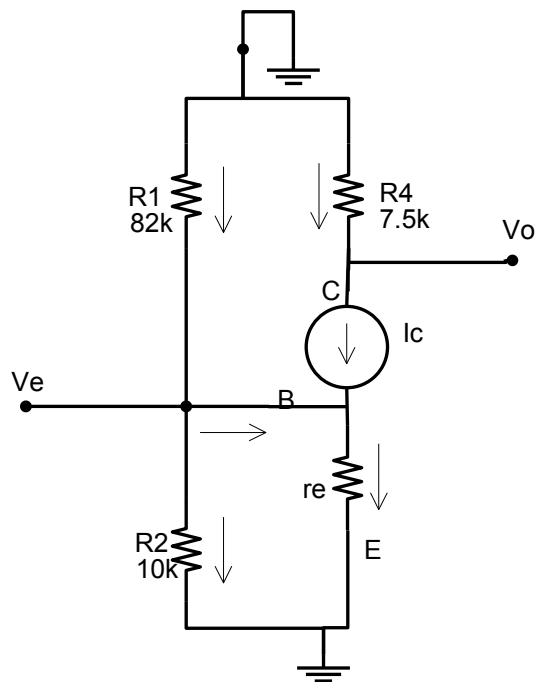


Figure 5.26 Amplificateur à émetteur commun, modèle de petits signaux

On veut obtenir le gain. Pour ce faire on doit trouver v_o en fonction de v_e . En commençant à la sortie on trouve que

$$v_o = 0V - i_C R4 = -R4 i_C$$

comme ci-haut on a $i_C \approx i_E$, donc $v_o = -R4 i_E$.

Puisque $v_B = v_e$, on a

$$i_E = \frac{v_B}{r_e} = \frac{v_e}{r_e}$$

Donc le gain du circuit est donné par

$$\text{gain} = \frac{v_o}{v_e} = \frac{-R4}{r_e}$$

Pour obtenir une valeur réel on doit trouver r_e . À la section précédente on donne que $r_e = 25 \Omega / I_E [mA]$. Alors ici, puisque $I_E = 1 \text{ mA}$, on a $r_e = 25 \Omega$, ce qui donne un gain finale de $-7.5k / 25 = -300$.

Donc le circuit de la Figure 5.25 est un amplificateur inverseur avec un gain de -300.

L'impédance de sortie du circuit s'obtient directement par inspection du schéma de la Figure 5.26 et est de $R4 = 7.5 \text{ k}\Omega$.

L'impédance d'entrée est $R1 \parallel R2 \parallel ((\beta + 1)r_e) \approx 2.5 \text{ k}\Omega$ (démontré en classe).

5.9 Exemple de circuits

Les transistors sont des composants actifs qui permettent l'amplification de signaux électriques. Dans le cas des instruments de mesures, ces signaux constituent souvent l'information de courant ou de tension que l'on cherche à détecter ou à traiter. Dans le cas des appareils de contrôle, ces signaux

électriques représentent l'information servant à contrôler une machine (robotique, instrumentation) ou un appareil de reproduction de signaux acoustiques ou mécaniques. On parlera d'amplificateur analogique lorsque le signal de sortie du circuit à transistor est analogue au signal d'entrée. Deux conditions doivent être remplies afin que le transistor agisse comme un dispositif linéaire : 1°) il doit être polarisé de façon à fonctionner dans la région courant constant de sa caractéristique I-V ; 2°) l'amplitude du signal à mesurer ou à traiter doit être de faible amplitude (le transistor ne doit jamais entrer en mode blocage ou en mode saturation). Dans cette section, nous présentons quelques exemples de circuits analogiques simples à transistors.

5.9.1 L'AMPLIFICATEUR ET LA SOURCE DE COURANT

Le transistor bipolaire à jonctions est généralement utilisé comme amplificateur de courant. En mode de fonctionnement normal, le gain de courant attendu est $\approx \beta_F$ en montage à émetteur ou à collecteur commun (voir Figure 5.27). Ce gain peut être augmenté en utilisant un montage de type Darlington (voir Figure 5.28) à deux transistors placés en série. C'est souvent ce type de montage qui est utilisé comme dernier étage d'amplification pour l'alimentation d'une charge de faible impédance.

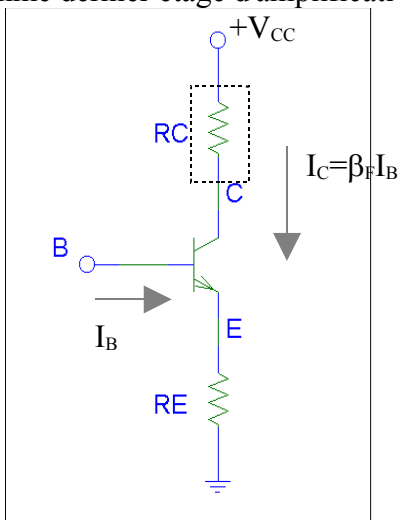


Figure 5.27 Amplificateur de courant

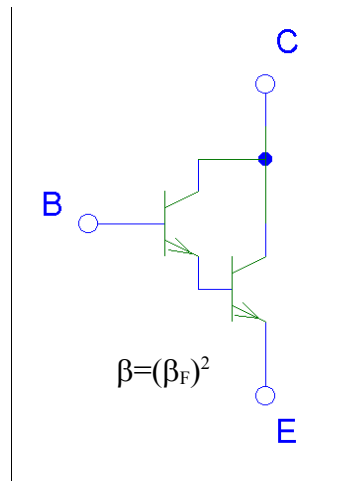


Figure 5.28 Montage Darlington

Les BJT sont aussi très utiles pour les applications en photodétection. La figure Figure 5.29 montre un montage permettant l'amplification du photocourant produit par la création de paires électron-trou dans la région de déplétion d'une jonction p-n. Il existe sur le marché un composant spécialement conçu pour ce type d'application, c'est le phototransistor. La région photosensible de ce détecteur correspond à la région de transition de la jonction base-collecteur du transistor bipolaire. La figure Figure 5.30 illustre un circuit simple de détection utilisant un phototransistor.

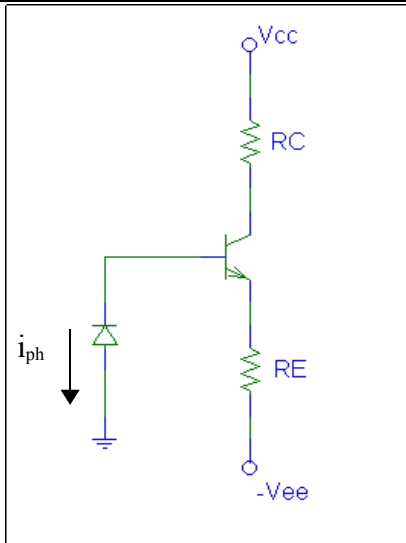


Figure 5.29 Montage avec photodiode

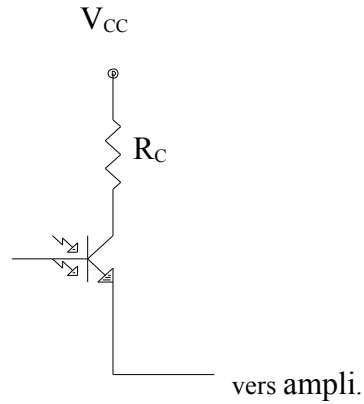


Figure 5.30 Montage à phototransistor

Les transistors BJT sont aussi utilisés comme source de courant contrôlé et stabilisé. Ainsi dans le montage de la figure Figure 5.27, le courant alimentant la résistance R_C est environ égal à $(V_B - V_{BE})/R_E$. En mode de fonctionnement normal la tension $V_{BE} \approx 0,7V$ de sorte que ce courant peut être contrôlé par la résistance R_E ou par la tension de base V_B . On peut polariser la base du transistor à l'aide d'un diviseur de tension (Figure 5.31).

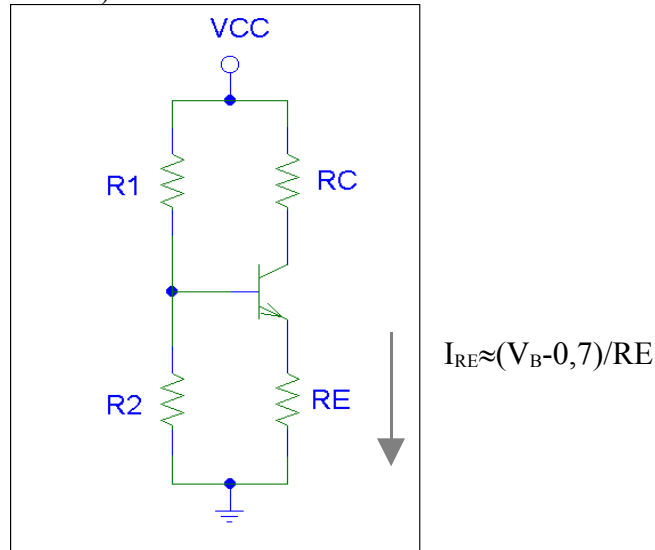


Figure 5.31 Source de courant avec polarisation de la base

Il existe trois facteurs principaux affectant la stabilité du courant I_{RE} : 1°) le degré de stabilité de la source de tension d'alimentation du transistor ($+V_{CC}$), 2°) la dépendance en température de la caractéristique I-V du transistor et 3°) l'influence de la résistance de charge R_C via l'effet Early (I_C et V_{BE} dépendent de V_{CE}).

1°) on peut limiter le problème de mauvaise régulation de la tension V_{CC} en remplaçant la résistance R_2 du circuit Figure 5.31 par une diode Zener. Ainsi, la tension de base sera fixée par la tension aux bornes de cette diode, et ce indépendamment de la tension V_{CC} (à condition que $V_{CC} > V_{Zener}$).

2°) il est possible de minimiser l'influence des fluctuations de température sur l'intensité du courant en utilisant un montage à deux transistors avec jonctions base-émetteur inversées (voir Fig. 5.32). Dans ce circuit, la tension à l'émetteur de Q_2 est égale à $V_B(Q_1) + V_{BE}(Q_1) - V_{BE}(Q_2)$. De cette manière les

variations en température de V_{BE} se compensent, ce qui permet de maintenir constante la tension à l'émetteur de Q2.

3°) à cause de l'effet Early, le courant débité par le transistor dépendra légèrement de la résistance de charge RC (rappel : une source de courant idéal doit débiter un courant constant, et ce indépendamment de la résistance de charge). On peut minimiser cette dépendance face à RC, en utilisant un montage à deux transistors branchés en série, comme celui de la Fig. 5.33. Dans ce cas, la tension $V_{CE}(Q1)$ est stabilisée car la tension au collecteur de Q1 est fixée par la tension de base de Q2. L'intensité du courant est toujours contrôlée par la tension de base et la résistance à l'émetteur du transistor Q1.

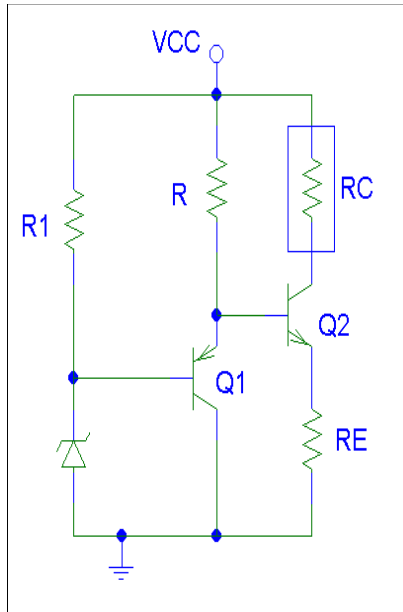


Fig. 5.32 Source de courant stabilisée en température

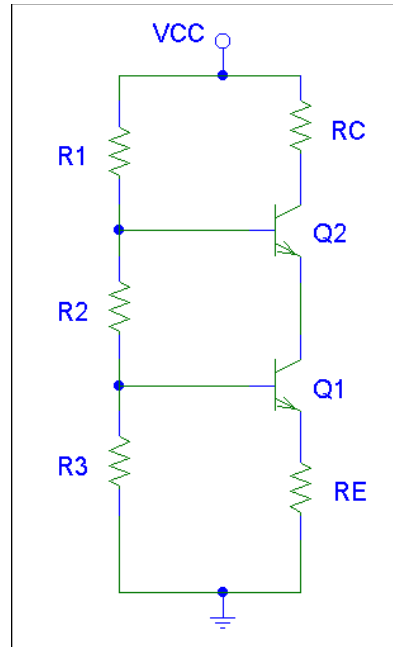


Fig. 5.33 Source de courant insensible à la résistance de charge

Mentionnons finalement une autre application intéressante des transistors BJT comme source de courant contrôlé : le circuit miroir de courant (voir Figure 5.34). Ce circuit est utilisé pour contrôler le courant dans chacune des branches d'un réseau de composants en parallèle. En reliant en parallèle les jonctions bases-émetteurs de deux (ou de plusieurs) transistors, on impose le même courant collecteur I_C dans chacun de ces transistors. On peut ajuster la valeur de ce courant en changeant la résistance au collecteur du transistor pilote. Dans ce cas :

$$I_R \approx \frac{V_{CC} - 0.7V}{R} = I_C + 2 \cdot I_B$$

$$I_C = \frac{V_{CC} - 0.7V}{R} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{2}{\beta_F}\right)}$$

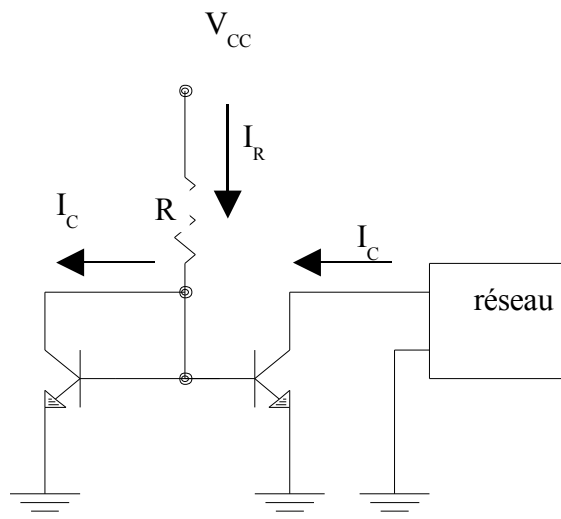
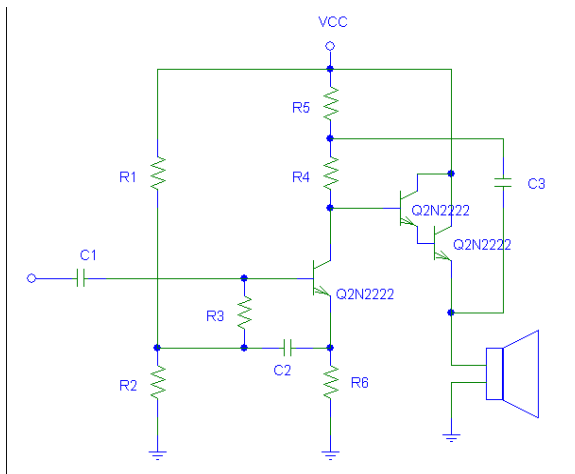
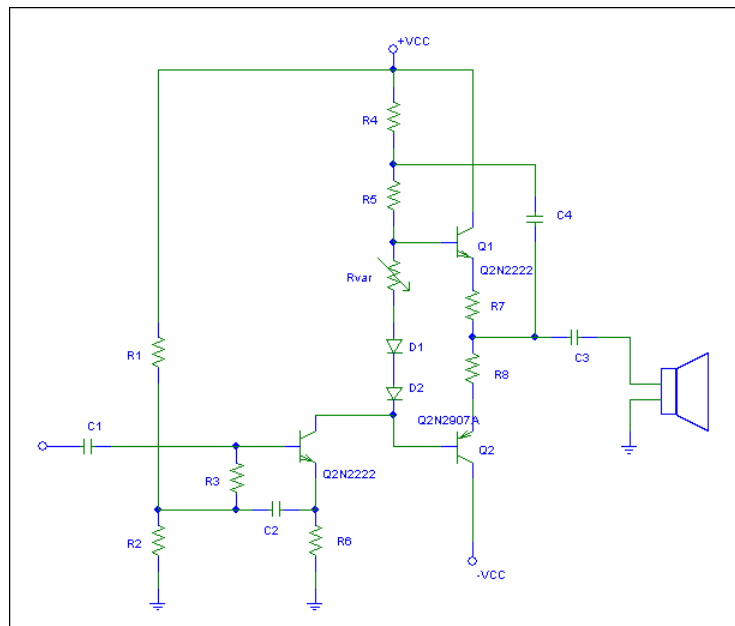


Figure 5.34 Circuit miroir de courant

5.9.2 L'amplificateur et la source de tension

On utilise presque exclusivement des amplificateurs intégrés (ampli-op) pour la majorité des applications petits signaux dans les domaines de l'instrumentation et du traitement des signaux. Toutefois, les étages terminaux de nombreux systèmes électroniques de puissance doivent être des amplificateurs de forts signaux. Par exemple, ces amplificateurs peuvent être utilisés pour alimenter un moteur électrique ou à un haut-parleur de puissance. Pour des raisons de dissipation de chaleur, ces amplificateurs se prêtent mal à la construction en circuits intégrés et il faut encore les fabriquer avec des composants discrets. Il existe plusieurs classes d'amplificateurs à transistors BJT dont les avantages et désavantages sont brièvement discutés dans vos notes de cours à chapitre 7. L'étage de gain en tension est souvent constitué d'un montage à BJT en émetteur commun. Comme étage de sortie, on choisit généralement un montage à faible résistance de sortie et à grand gain de courant (montage push-pull ou Darlington). Les Fig. 5.35 et 36 illustrent deux exemples d'amplificateurs complets utilisés pour alimenter un haut-parleur de faible impédance. Les détails du rôle de chacun des composants dans le circuit dépasse le cadre de ce cours (voir notes en bas de page et aussi la section 7.3.2).


 Fig. 5.35 Amplificateur de puissance de classe A complet¹⁰

 Fig 5.36 Amplificateur de puissance classe AB¹¹

Dans les applications aux sources de tension, on utilise presque exclusivement les transistors bipolaires à jonctions. Le montage en émetteur suiveur (Figure 5.37) est intéressant pour l'alimentation d'une charge de faible impédance à tension constante. En effet l'impédance effective de cette charge vue à partir de la base du transistor est augmentée par le gain de courant β_F du transistor. La différence de potentiel aux bornes de cette charge est environ égale à $V_{BE} - 0,7V$. La tension à la base du transistor peut être maintenue constante à l'aide d'une diode Zener (voir Fig. 5.32). De plus, pour éviter que le transistor entre en blocage lorsque l'amplitude du signal alternatif devient grande et que $V_{BE} < 0,5V$, il faut polariser négativement le côté émetteur du circuit suiveur (Figure 5.38).

Ce dernier montage illustre bien le principe de fonctionnement d'une source de tension simple. C'est ce type de montage que l'on utilise comme étage de sortie d'un amplificateur de tension idéal. Notons qu'il existe sur le marché des circuits intégrés (à base d'amplificateur opérationnel) spécialement conçus comme source de tension régulée.

¹⁰ Dans le circuit de la Figure 5.37, la rétroaction (via C2 et R3) permet d'augmenter l'impédance d'entrée de l'amplificateur. La rétroaction (via C3) permet de stabiliser la tension de sortie du premier étage et par le fait même de diminuer les distorsions du signal. Les étudiants intéressés à approfondir ces notions de rétroaction sont invités à consulter le livre « The Art of Electronics » dont la référence est donnée dans l'introduction.

¹¹ Dans le circuit Figure 5.38, les deux diodes permettent d'éliminer le problème de distorsion due à la tension coude des jonctions bases-émetteurs des transistors « le cross-over ». La petite résistance variable améliore la stabilité thermique du montage push-pull. Pour plus de détails voir « The Art of Electronic ».

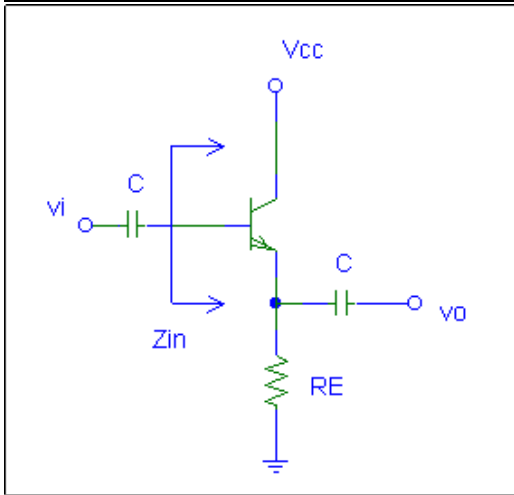


Figure 5.37 Montage émetteur suiveur polarisé négativement à l'émetteur

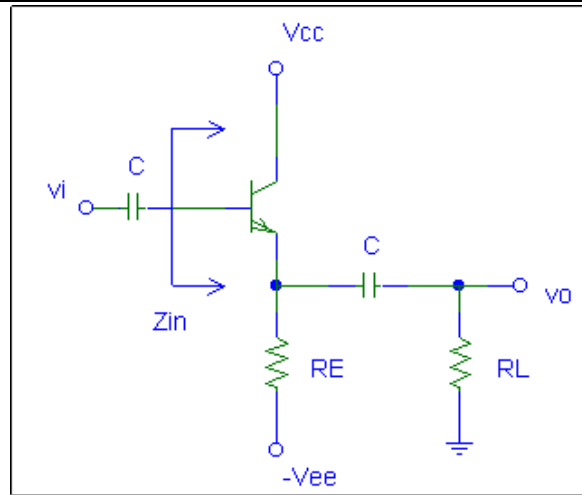


Figure 5.38 Montage émetteur suiveur

COMPLÉMENTS :

Voir MicroSim PSpice for Windows Volume 1 :DC,AC and Devices & Circuits

- Chap. 15 : Bipolar Biasing Stability and DC Sensitivity
- Chap. 16 : Bipolar Amplifier : Small-Signal
- Chap. 18 : Amplifier Power : Class A Operation
- Chap. 19 : Amplifier Efficiency : Class B and C

5.10 AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL

L'amplificateur différentiel ou paire à couplage par les émetteurs est un module essentiel des amplificateurs intégrés modernes ; c'est l'étage d'entrée des amplificateurs opérationnels. Son rôle est d'amplifier la différence entre deux signaux d'entrée. Les caractéristiques importantes de l'amplificateur différentiel sont : un grand gain en tension (≈ 1000) et une grande impédance d'entrée ($>10M\Omega$). La Figure 5.39 suivante montre le schéma de cet amplificateur.

Avant de dériver l'expression du gain en tension de cet étage, évaluons d'abord la plage de linéarité de cet amplificateur en mode différentiel. Supposons que le courant traversant la résistance R_E est beaucoup plus petit que le courant de la source I_{EE} . Dans ce cas:

$$\alpha_F I_{EE} = i_{C1} + i_{C2} \tag{1}$$

Utilisons l'équation de la diode pour réécrire I_{C1} et I_{C2} :

$$i_{C1} = -\alpha_F i_{ES} e^{v_{BE1}/V_T} \tag{2}$$

$$i_{C2} = -\alpha_F i_{ES} e^{v_{BE2}/V_T} \tag{3}$$

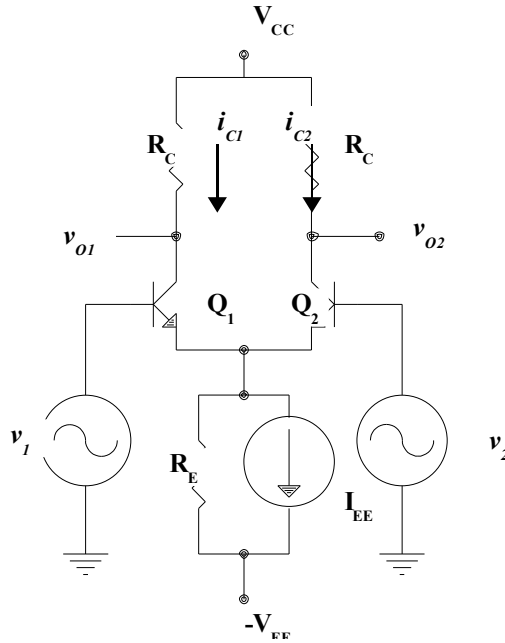


Figure 5.39 Amplificateur différentiel

En divisant l'équation (2) par l'équation (3) on obtient :

$$\frac{i_{C1}}{i_{C2}} = e^{v_d/V_T} \quad (4)$$

avec $v_d = v_{BE1} - v_{BE2} = v_1 - v_2$. Cette dernière égalité a été obtenue en appliquant la loi de Kirchhoff des tensions sur la boucle bases-émetteurs. Réécrivons l'équation (1) de façon à isoler le rapport i_{C1}/i_{C2} :

$$\frac{i_{C1}}{i_{C2}} = \frac{\alpha_F I_{EE}}{i_{C2}} - 1 \quad (5)$$

En égalant l'équation (5) et (4) on peut isoler i_{C2} et i_{C1} :

$$i_{C2} = \frac{\alpha_F I_{EE}}{1 + e^{v_d/V_T}}$$

$$i_{C1} = \frac{\alpha_F I_{EE}}{1 + e^{-v_d/V_T}}$$

Le graphique suivant illustre le comportement des courants collecteurs en fonction de la différence entre les signaux d'entrée v_d . Lorsque $v_1 \gg v_2$, tout le courant de la source I_{EE} passe dans le transistor Q_1 ($i_{C1} = \alpha_F I_{EE}$ et $i_{C2} = 0$). Au contraire si $v_2 \gg v_1$, tout le courant de la source passe dans le transistor Q_2 . Pour $v_1 = v_2$, $i_{C1} = i_{C2} = \alpha_F I_{EE}/2$.

$$i_{C1}, i_{C2}$$

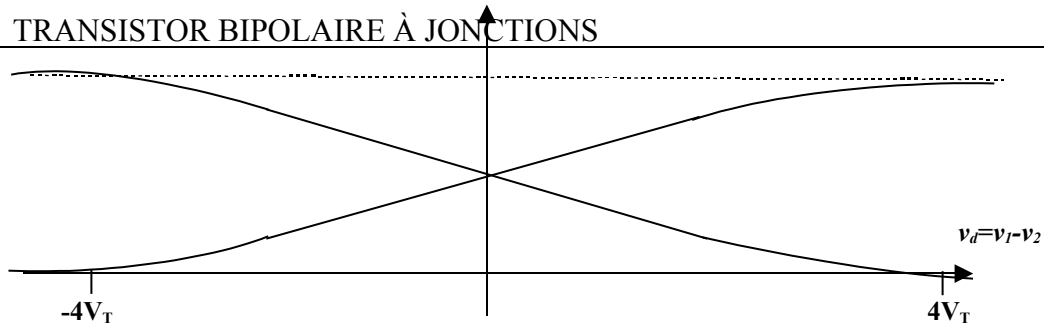


Figure 5.40 Caractéristique de transfert (i_c versus v_d) d'un amplificateur différentiel

Les tensions de sortie v_{o1} et v_{o2} de l'étage sont égales à :

$$v_{o1} = V_{CC} - R_C i_{c1}$$

$$v_{o2} = V_{CC} - R_C i_{c2}$$

La caractéristique de transfert en tension v_o versus v_d est illustrée ci-dessous.

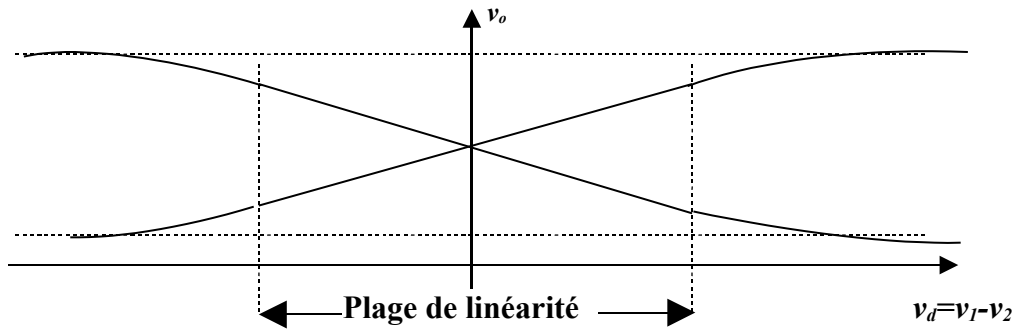


Figure 5.41 Caractéristique de transfert (v_o versus v_d) d'un amplificateur différentiel

La région de linéarité de l'amplificateur est limitée à une région restreinte autour de $v_d=0$. Cette région est approximativement égale à $4 \cdot V_T \approx 100\text{mV}$. Au point de vue des applications, cette limitation semble très restrictive. Pourtant dans la plupart des circuits analogiques, l'amplificateur différentiel fonctionne bien dans son régime de linéarité notamment à cause de la rétroaction qui maintient $v_d \approx 0$.

Comme l'amplificateur est linéaire seulement autour de $v_d=0$, développons v_1 et v_2 autour de la valeur moyenne des signaux d'entrée :

$$v_1 = v_{CM} + v_{DM} \quad \text{CM: mode commun}$$

$$v_2 = v_{CM} - v_{DM} \quad \text{DM: mode différentiel}$$

où
$$v_{DM} = \frac{v_1 - v_2}{2} \quad \text{: valeur différentielle}$$

$$v_{CM} = \frac{v_1 + v_2}{2} \quad \text{: valeur moyenne}$$

Si l'amplificateur fonctionne dans le régime linéaire on peut écrire les tensions de sortie comme :

$$v_{o1} = A_{DM} v_{DM} + A_{CM} v_{CM}$$

$$v_{o2} = -A_{DM} v_{DM} + A_{CM} v_{CM}$$

où A_{DM} est le gain en mode différentiel et A_{CM} le gain en mode commun. Les expressions de ces gains sont dérivées ci-dessous.

5.10.1 Calcul de gain en mode commun

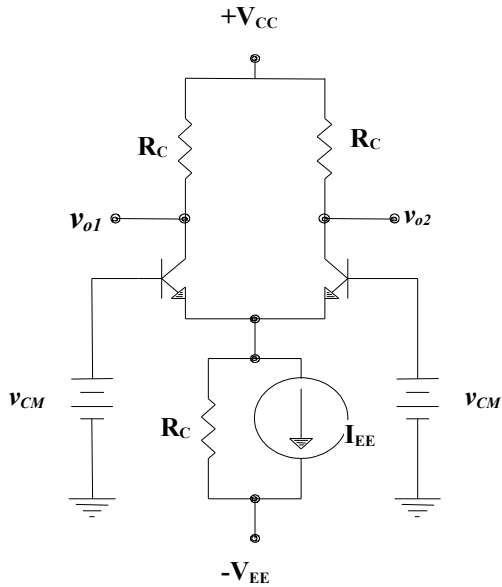


Figure 5.42a) Circuit équivalent en mode commun

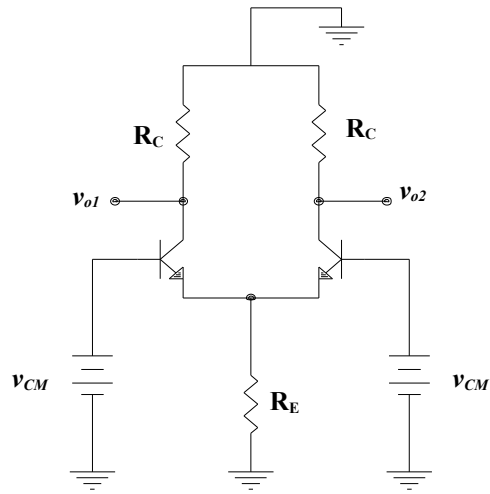


Figure 5.42b) Circuit équivalent petits signaux ($v_{CM} \ll V_{CC}, V_{EE}$)

Comme les deux transistors sont identiques, chaque source de signal v_{CM} contribue un même courant à travers la résistance R_E . Ainsi, on peut découpler les transistors en remplaçant la résistance R_E par deux résistances $2R_E$ en parallèle (voir Figure 5.43).

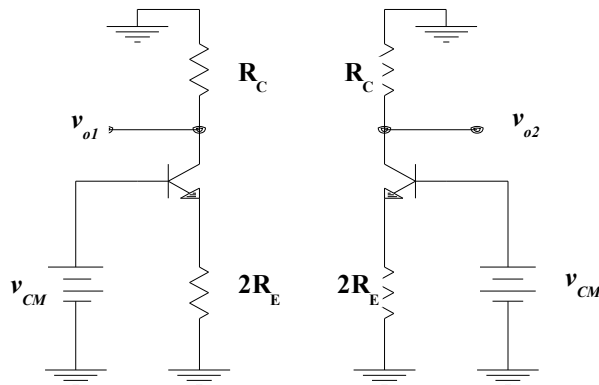


Figure 5.43 Circuit équivalent petits signaux d'un amplificateur différentiel en mode commun

Ces deux étages d'amplification sont des étages à émetteur commun avec résistance $2R_E$. L'expression du gain en tension de cet étage est donnée par

$$A_{CM} = \frac{v_{o1}}{v_{CM}} = -\frac{\beta_0 R_C}{(\beta_0 + 1) \cdot (2R_E + r_e)}$$

$$\approx -\frac{R_C}{2R_E}, \text{ pour } \beta_0 \gg 1 \text{ et } 2R_E \gg r_e$$

5.10.2 Calcul du gain en mode différentiel

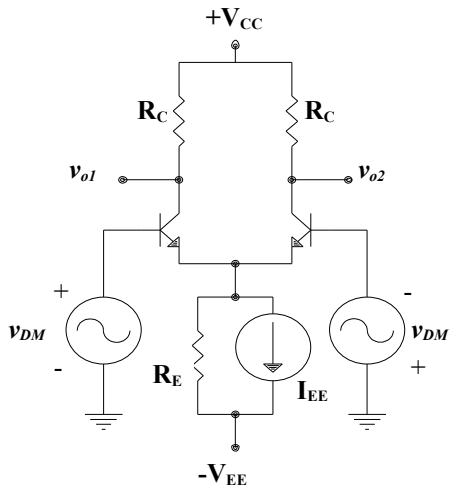


Figure 5.44a) circuit équivalent en mode différentiel

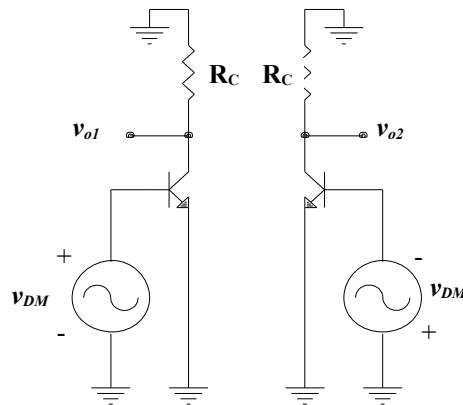


Figure 5.44b) circuit équivalent petits signaux ($v_{DM} \ll V_{CC}, V_{EE}$)

On remarque qu'en mode différentiel, les courants supplémentaires (traversant R_E) dus aux sources $+v_{DM}$ et $-v_{DM}$ se compensent parfaitement. Dans ces conditions, la résistance R_E n'a aucun effet dans l'analyse du gain différentiel petits signaux ; c'est la raison pour laquelle nous avons connecté les émetteurs des transistors à la masse. Les transistors Q_1 et Q_2 sont alors des étages à émetteur commun dont l'expression du gain est :

$$A_{DM} = \frac{v_{o1}}{v_{DM}} \approx -\frac{R_C}{r_e}$$

La valeur typique du gain différentiel est de 1000. *Note: le gain différentiel est défini par rapport à la sortie V_{o1} qui est celle utilisée dans le montage de l'amplificateur opérationnel. Notons également que le signal de sortie au collecteur de Q_1 est inversé (déphasé de 180°) si le signal d'entrée est appliqué à la base de Q_1 et n'est pas inversé si le signal entre par la base de Q_2 . Ainsi la base de Q_1 est appelée la borne d'entrée inverseuse tandis que la base de Q_2 est appelée la borne d'entrée non-inverseuse.*

5.10.3 Considérations importantes pour l'amplificateur différentiel

1) En pratique, on s'intéresse à la différence entre deux signaux et non à la valeur moyenne des signaux. Un grand gain en mode commun rendrait l'amplificateur très sensible au niveau continu des signaux d'entrée. Il est important de minimiser le gain en mode commun et de maximiser le gain en mode différentiel. Le rapport entre ces valeurs de gain est un facteur de qualité important dans le choix d'un amplificateur différentiel. On appelle ce rapport des gains : le taux de réjection de mode commun. Il est défini ainsi :

$$CMRR = \frac{A_{DM}}{A_{CM}} \approx \frac{2R_E}{r_e}$$

Il faut donc choisir une résistance de source à l'émetteur R_E la plus grande possible. La valeur typique du CMRR (common mode rejection ration) est d'environ 4000 (72 dB). Des caractéristiques semblables sont obtenues pour les amplificateurs à FET.

2) La résistance d'entrée de cet étage doit être la plus grande possible. En mode différentiel la résistance d'entrée correspond à la résistance entre les bases de Q_1 et Q_2 .

$$R_{entrée} \approx 2\beta_0 r_e \approx \frac{(50\Omega) \cdot \beta_0}{I[\text{mA}]}$$

On fabrique, pour ces étages spécifiques, des transistors avec de grandes valeurs de gain de courant β_0 (transistors super β , avec $\beta \approx 5000$). De plus, on polarise les transistors à l'aide de source stable de faible courant $I_{CQ} \approx 15\mu\text{A}$. Dans ces conditions, on arrive à augmenter la résistance d'entrée de l'amplificateur à environ $20\text{M}\Omega$ pour un BJT (pour les FET cela peut-être encore mieux).

LECTURES COMPLÉMENTAIRES

- Pour une description des procédés de fabrication en technologie planaire sur silicium, voir l'Annexe A des notes de cours.
- Il existe plusieurs variantes de transistors bipolaires (HEMT, HBT) et de transistors à effet de champ (MODFET, MISFET) qui ne sont pas décrits dans ce cours ; pour avoir une idée de la structure et des avantages de ces nouveaux transistors, vous pouvez consulter par exemple les références suivantes :
 - Chap. 7 et 8 de Streetman B., Solid State Electronic Devices, 4^e édition, New Jersey : Prentice Hall Series, 1995
 - Sze S.M., High-Speed Semiconductor Devices, New York : Wiley, 1990
 - Singh, J., Semiconductor Devices, New York : McGraw-Hill, 1994
 - Ma page WEB personnel du cours sous Compléments et Dispositifs

QUESTIONS DE RÉVISION

- 5- Nommer et décrire les deux modes d'utilisation des transistors.
- 6- Nommer les trois particularités de la structure du transistor bipolaire.
- 7- Expliquer le principe de fonctionnement du transistor bipolaire.
- 8- Quel est l'état (passant ou bloqué) de chacune des jonctions p-n dans le cas où le BJT

- fonctionne en mode normal ?
- 9- Décrire les différents modes de fonctionnement d'un transistor bipolaire
 - 10- Énumérer les différentes configurations de polarisation d'un transistor bipolaire.
 - 11- Montrer que la caractéristique d'entrée d'un transistor npn monté en émetteur commun se ramène à l'équation de la diode lorsque le transistor est en mode normal.
 - 12- Montrer que la caractéristique de sortie d'un transistor npn monté en émetteur commun se ramène à $I_C = \beta_F \cdot I_B$ lorsque le transistor est en mode normal.
 - 13- Décrire les deux conséquences de l'effet Early.
 - 14- Comment obtient-on la tension d'Early à partir des caractéristiques I-V ?
 - 15- Construire les modèles équivalents grands signaux des transistors bipolaires pour les différentes configurations de polarisation et pour les différents modes de fonctionnement.
 - 16- Construire le modèle équivalent petits signaux du transistor bipolaire monté en base commune.
 - 17- Définir la transconductance et le gain de courant au point d'opération Q.

Chapitre 6. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

Les transistors à effet de champ (FET) occupent la plus grande part du marché en microélectronique. Ces transistors sont largement utilisés dans les circuits numériques et dans les circuits analogiques de traitement des signaux. Ce sont les transistors utilisés dans la fabrication des mémoires à semiconducteurs et des microprocesseurs. On distingue deux grandes familles de transistors à effet de champ soit les FET à jonctions p-n (JFET) et les FET à jonctions métal-oxyde-semiconducteur (MOSFET). La grande résistance d'entrée et le faible bruit électronique des JFET sont deux caractéristiques intéressantes de ce type de transistor. Les avantages les plus marqués des MOSFET sont reliés à des aspects de leur fabrication : 1°) faible coût de production, 2°) faible encombrement et donc possibilité d'intégration à grande échelle, 3°) dispositif pouvant être monté en résistance, en condensateur ou en diode.

6.1 STRUCTURE ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU JFET

Le JFET à canal n est fabriqué à partir d'un barreau semiconducteur du type n. C'est un dispositif à trois électrodes appelées le drain, la source et la grille (voir schéma de la Figure 6.1). L'électrode de grille est déposée sur une région de fort dopage de type p⁺. Dans un barreau semiconducteur de longueur L et de section A, le courant de drain I_D entre l'électrode de drain et l'électrode de source est donné par :

$$I_D = A e n \mu_n \frac{V_{DS}}{L} = A e n v_d,$$

où v_d est la vitesse de dérive et μ_n la mobilité des électrons. À basse tension V_{DS} , le courant augmente de façon linéaire avec la tension V_{DS} appliquée (loi d'Ohm). À plus haut champ, on observe une saturation du courant de drain I_D (la loi d'Ohm n'est plus valide). Ce comportement résulte de la fermeture du canal de conduction et de la saturation de la vitesse de dérive des électrons à fort champ électrique. L'ouverture effective du canal correspond à largeur de la région dopée n du barreau comprise entre les régions de déplétion existant en proximité des jonctions p⁺-n. Noter que la largeur de cette région de déplétion augmente lorsqu'on polarise la jonction p⁺-n en inverse. Puisque la jonction p-n est plus fortement polarisée en inverse du coté drain du barreau, on observera une fermeture plus importante du canal de conduction à cet endroit (voir Figure 6.1). Au-dessus de cette tension de pincement du canal de conduction le courant demeure constant. *Noter que le courant sature mais ne chute pas à zéro ; ceci signifie que le canal de conduction n'est jamais totalement fermé. Le détail de ce qui se passe dans ces conditions est relativement complexe à décrire et n'apporte somme toute pas grand chose à la compréhension du phénomène.*

Lorsqu'on applique une différence de potentiel négative entre la grille et la source, on polarise plus fortement la jonction p⁺-n en inverse. Ceci a comme conséquence de diminuer la largeur du canal de conduction et par conséquent le courant de saturation. L'effet transistor découle donc d'une modulation de la largeur du canal de conduction en fonction d'une tension appliquée à l'électrode de grille. La tension limite de pincement du canal V_p est égale à la tension V_{GS} nécessaire pour fermer le canal de conduction lorsque $V_{DS}=0$. Les caractéristiques I_D-V_{DS} complètes du transistor à effet de champ à jonctions (JFET) sont illustrées à la Figure 6.2. Ces courbes sont similaires aux caractéristiques I-V de sortie des transistors bipolaires.

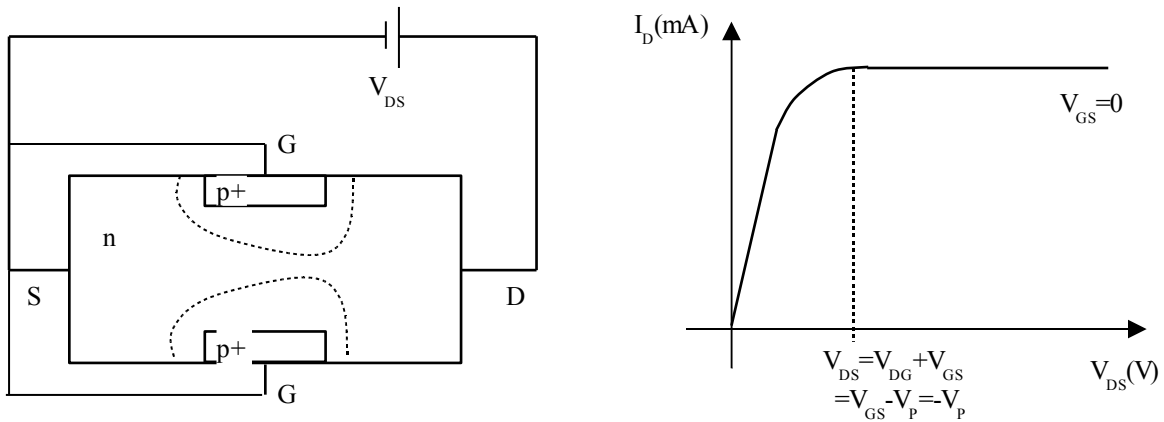


Figure 6.1 Structure et caractéristique I-V d'un JFET à canal n sans tension de grille

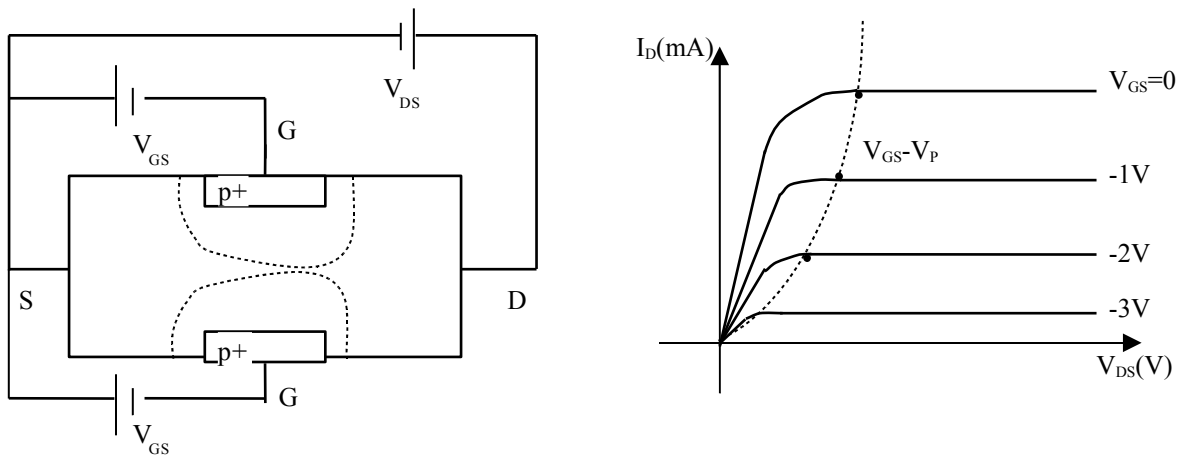
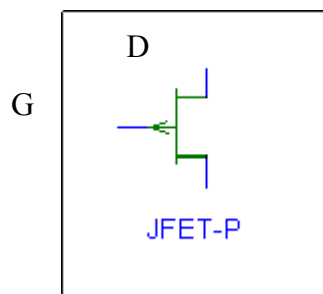
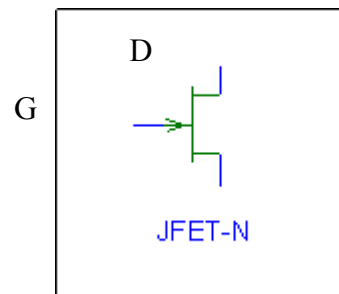


Figure 6.2 Effet de la tension de grille sur la caractéristique I-V d'un JFET à canal n

On retrouve deux types de JFET soit : le JFET à canal n et le JFET à canal p. Les symboles associés à ces transistors sont :



JFET à canal p



JFET à canal n

Contrairement au transistor bipolaire, les FET sont des dispositifs unipolaires ; c'est-à-dire qu'un seul type de porteurs contribue au courant total.

6.2 TRANSISTOR À EFFET DE CHAMP MÉTAL-OXYDE-SEMICONDUCTEUR (MOSFET)

La structure du MOSFET ressemble beaucoup à celle du transistor à jonctions (JFET). C'est aussi un dispositif unipolaire qui possède trois électrodes : le drain, la source et la grille. Les électrodes de drain et de source sont connectées aux régions dopées du semiconducteur (voir Fig 6.3a). L'électrode de grille est isolée électriquement du canal de conduction. Il existe différents types de transistors MOS. Le type des porteurs de charge contribuant au courant définit le type de MOSFET. On parlera de transistor NMOS lorsque ces porteurs sont des électrons, et de PMOS lorsque ces porteurs sont des trous. Dans le cas du NMOS illustré à la Fig 6.3a), le courant source-drain I_D dépend de la concentration des électrons dans le canal de conduction. L'effet transistor découle du fait que la conductivité ($\sigma = en\mu_n$) du canal de conduction est contrôlée par la tension de grille. Ainsi, si on applique une tension positive entre l'électrode de grille et l'électrode de source, on attirera un plus grand nombre d'électrons dans le canal de conduction sous la couche d'oxyde, augmentant ainsi le courant I_D . Ce type de dispositif est un NMOS à enrichissement (la tension de grille enrichit le canal de conduction). On appelle tension de seuil V_T , la tension minimale qu'il faut appliquer sur l'électrode de grille afin d'ouvrir le canal de conduction. Les caractéristiques I-V de ce transistor sont illustrées à la Fig 6.3b).

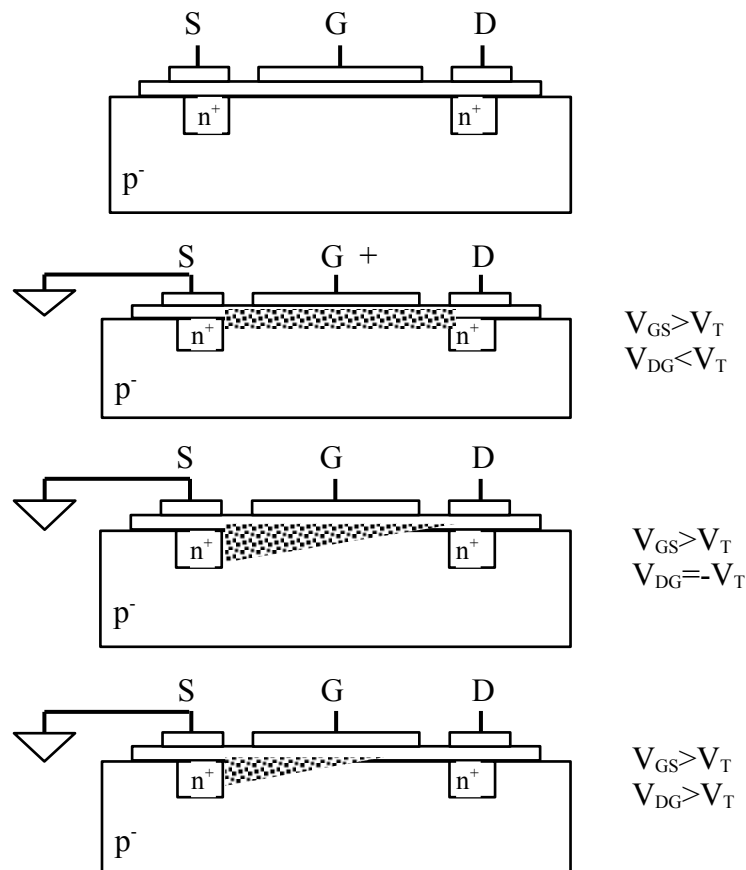


Fig 6.3a) Principe de fonctionnement du NMOS à enrichissement

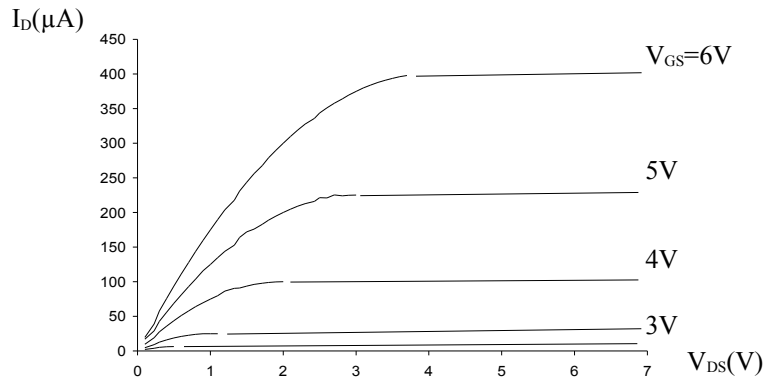


Fig 6.3b) Caractéristique I-V du NMOS à enrichissement

En dopant avec des impuretés de type n la région du semiconducteur située sous l'électrode de grille, on obtient un autre type de transistor : le NMOS à appauvrissement (Fig 6.4a). Dans ce cas, le courant I_D est plus important que celui du MOS à enrichissement car la densité de porteurs libres est plus grande dans le canal de conduction (en l'absence de champ appliqué). Le courant drain-source diminue lorsque la tension grille-source augmente en inverse (on appauvrit le canal de conduction). Les caractéristiques I-V du NMOS à appauvrissement sont illustrées à la Fig 6.4b).

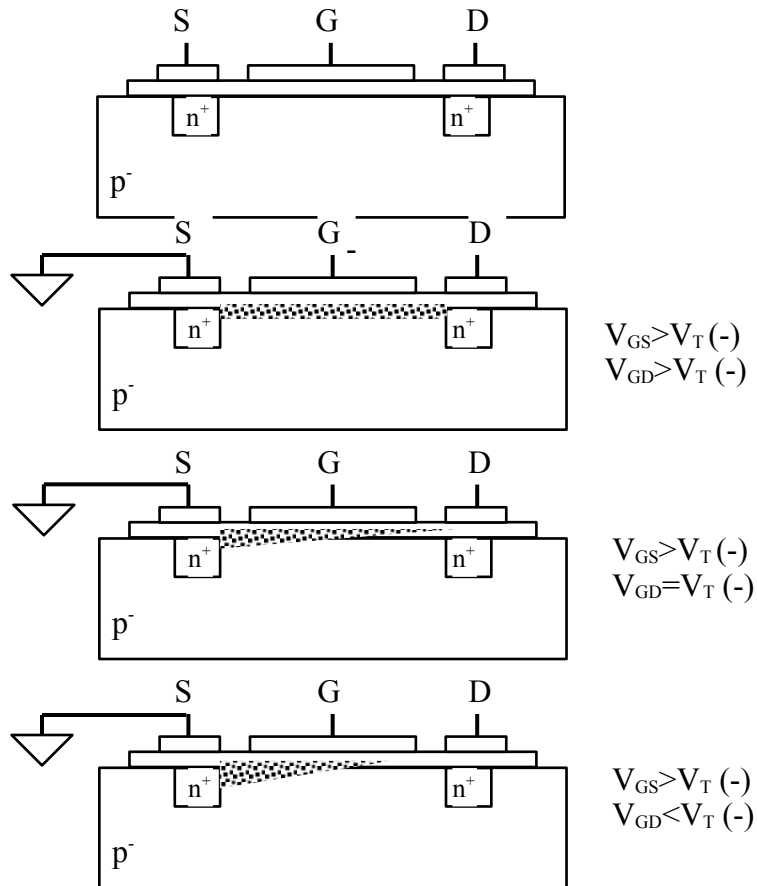


Fig 6.4a) Principe de fonctionnement du NMOS à appauvrissement

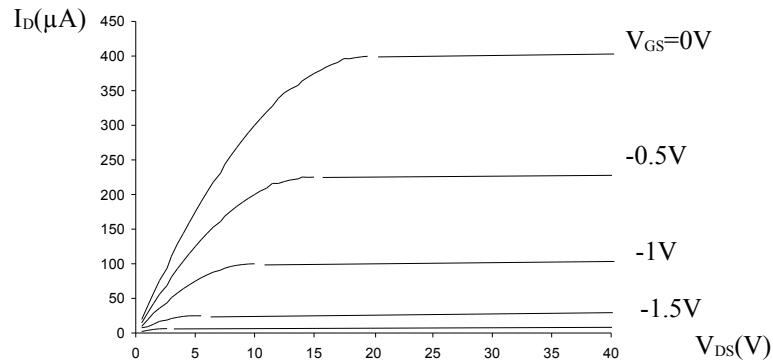
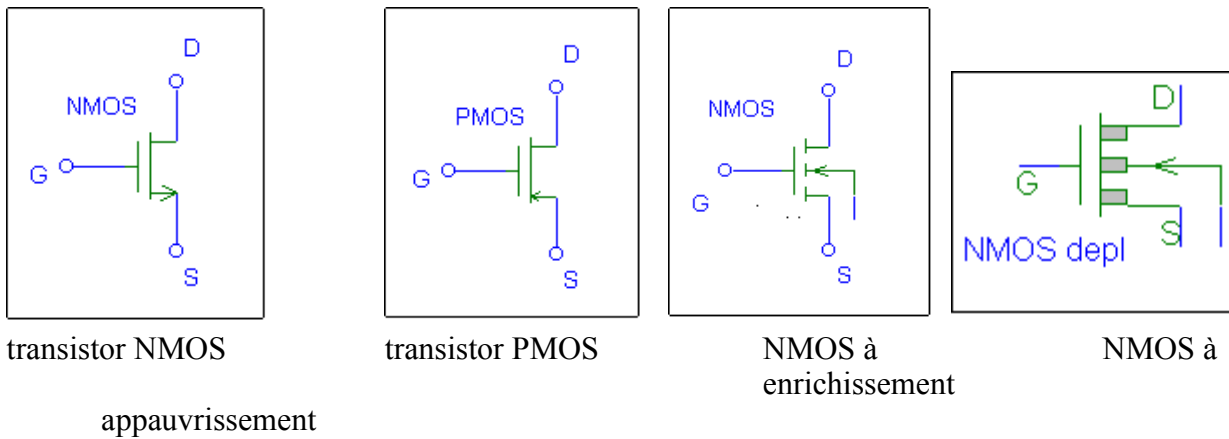


Fig 6.4b) Caractéristique I-V du NMOS à appauvrissement

Les symboles associés aux différents types de transistors MOS sont les suivants :



6.3 CARACTÉRISTIQUES COURANT-TENSION

À la section précédente, nous avons vu que le fonctionnement du transistor à effet de champ est basé sur un principe différent de celui du transistor bipolaire. Dans le cas des FET, c'est essentiellement la tension de grille qui contrôle le courant passant entre la source et le drain. Puisque le signal de contrôle doit toujours être appliqué à l'électrode de grille, seuls les montages en source commune ou en drain commun seront utilisés (voir Fig 6.5).

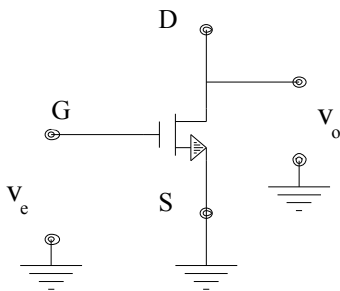


Fig 6.5a) montage à source commune

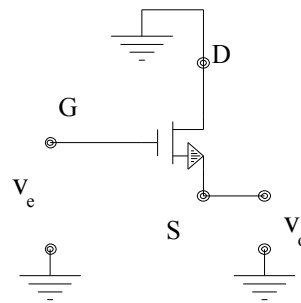


Fig 6.5b) montage à drain commun

Les expressions analytiques des caractéristiques I-V des FET ne seront pas dérivées en détail, dans ce cours. Nous décrirons simplement chacune des régions caractéristiques de ces courbes. Le transistor à effet de champ est caractérisé par le fait que la résistance d'entrée à la grille est quasi-infinie ; c'est la résistance de la couche d'oxyde dans le cas du MOSFET et la résistance d'une jonction p-n polarisée en inverse dans le cas du JFET. Le courant entrant par la grille étant égal à zéro, on remplacera les caractéristiques I-V d'entrée par la caractéristique de transfert ; i.e. la relation entre le courant de sortie I_D et la tension d'entrée V_{GS} .

6.3.1 Transistor à effet de champ à jonctions (JFET)

Les caractéristiques I-V de sortie et la caractéristique de transfert du JFET à canal n sont illustrées à la Figure 6.6b). Les régions caractéristiques de ces courbes sont décrites ci-dessous.

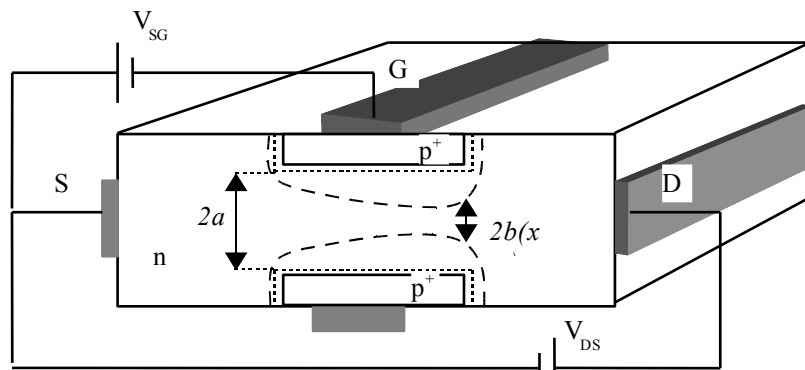


Figure 6.6a) Structure du JFET à canal n

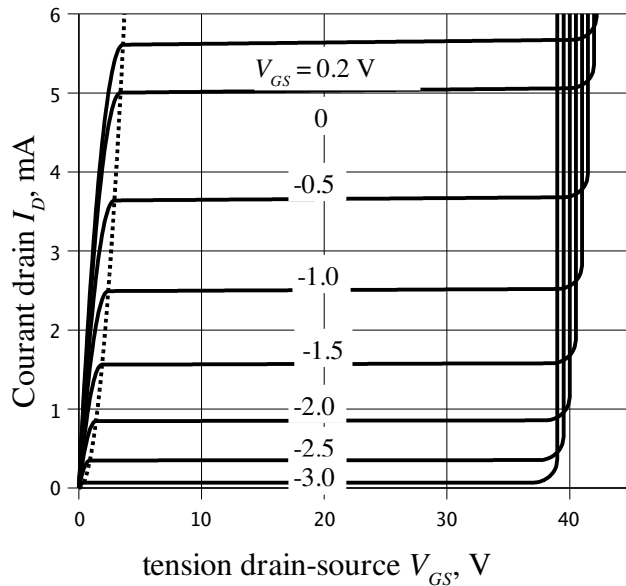


Figure 6.6b) Caractéristiques I-V du JFET à canal n

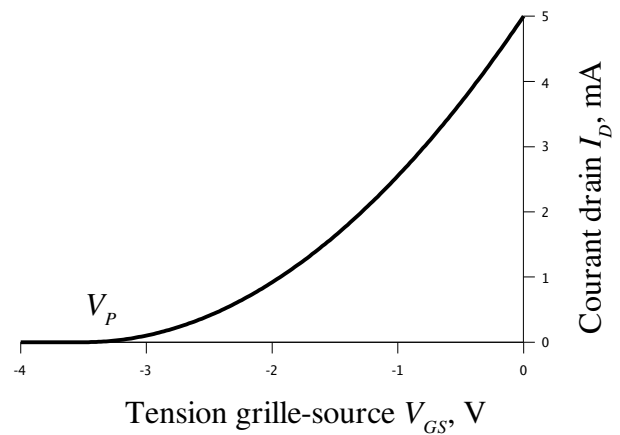


Figure 6.6c) Caractéristiques de transfert du JFET à canal n dans la région courant constant

Région de blocage :

C'est la région pour laquelle $V_{GS} < V_P \Rightarrow I_D \approx 0$. Dans cet état, le transistor est équivalent à un interrupteur ouvert (état bloqué).

Région de claquage :

C'est la région pour laquelle le courant I_D augmente de façon drastique avec V_{DS} à cause de l'effet d'ionisation d'impact (effet avalanche) pouvant survenir dans la région de déplétion d'une jonction p-n fortement polarisée en inverse.

$V_{\text{claquage}} \approx$ quelques volts pour les transistors intégrés ;
et plus de 50 Volts pour les transistors de puissance

Région ohmique :

C'est la région linéaire obtenue à faible tension de polarisation : $V_{DS} < V_{GS} - V_P$. Cette région est équivalente à la région de saturation du transistor bipolaire. L'intersection de la droite de charge avec l'une des courbes $I_D - V_{DS}$ fixe le courant d'opération du transistor. Ce courant d'opération est maximum lorsque le point d'intersection se situe dans la région linéaire ; le transistor agit alors comme un interrupteur fermé (état passant).

dans la région ohmique

$$I_D = \sigma \cdot E \cdot A = N_D \cdot e \cdot 2b(x) \cdot Z \cdot \mu_n \cdot \left(\frac{dV_x}{dx} \right)$$

où N_D est la concentration d'impuretés de type donneur, μ_n est la mobilité des électrons, $2b(x)$ et Z sont respectivement l'ouverture minimale et la largeur du canal de conduction. Cette dernière équation est simplement l'expression de la loi d'Ohm $J = \sigma \cdot E$ (voir chapitre 3). À partir de l'expression de la largeur de la région de déplétion d'une jonction p-n en fonction de sa tension de polarisation, il est possible d'exprimer l'ouverture du canal ($2b$) de conduction en fonction de V_{DS} , de V_{GS} et de la position le long du canal. Il suffit alors d'intégrer la constante I_D du membre de gauche sur toute la longueur du canal et le membre de droite, fonction du potentiel V_x au centre du canal, entre les limites V_D et V_S . Cette dérivation est faite par exemple dans le livre de Streetman¹².

La pente de la caractéristique I-V dans la région linéaire nous permet de calculer la résistance r_{DS} de l'interrupteur dans l'état passant. Ce paramètre est important dans la conception des circuits numériques car c'est cette résistance qui déterminera la consommation en puissance du dispositif. La résistance de l'interrupteur à état passant est définie pour $V_{GS} = 0$ comme :

$$r_{DS}(ON) = \frac{V_{DS}}{I_D} \approx \frac{1}{2a \cdot e \cdot N_D \cdot \mu_n} \left(\frac{L}{Z} \right)$$

où $2a$ est l'ouverture du canal pour $V_{GS} = 0$. Le rapport $\left(\frac{L}{Z} \right)$ est un paramètre de conception important car il permet, lors de la fabrication, d'ajuster la valeur de $r_{DS}(ON)$.

Région courant quasi-constant :

Cette région est définie par les limites de V_{DS} suivante : $V_{GS} - V_P < V_{DS} < V_{\text{claquage}}$. On l'appelle aussi la région de saturation de courant (ne pas confondre avec la région de saturation des caractéristiques I-V

¹² Ben G. Streetman, Solid State Electronic, 4th edition, Prentice Hall

Chapitre 6. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

du BJT). Le courant I_D tend vers une constante car la vitesse de dérive des porteurs de charge et la largeur du canal de conduction sature à fort champ. Il existe une relation empirique donnant une très bonne approximation du comportement de I_D en fonction de V_{GS} (pour $V_{DS}=\text{constante}$) :

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

où V_P est la tension de pincement du canal, I_{DSS} est le courant de drain pour $V_{GS}=0$ et λ correspond à l'inverse de la tension d'Early. Dépendant des paramètres de fabrication I_{DSS} peut varier entre $10\mu\text{A}$ et 100mA . Cette caractéristique I_D-V_{GS} est appelée la caractéristique de transfert du transistor à effet de champ ; elle joue un peu le rôle des caractéristiques I-V d'entrée du BJT. Rappelons qu'on ne parle pas de caractéristiques I-V d'entrée pour les FET car le courant d'entrée I_G est toujours ≈ 0 .

Notons également qu'en regardant de plus près les caractéristiques I_D-V_{DS} , on note que le courant I_D augmente légèrement avec la tension V_{DS} appliquée. Ce comportement résulte du fait que la longueur effective du canal varie en fonction de V_{DS} . Cet effet est similaire à l'effet Early de modulation de la largeur de base du transistor bipolaire.

5.3.2 Transistor à effet de champ métal-oxyde-semiconducteur (MOSFET)

1°) NMOS à enrichissement

Les caractéristiques I-V de sortie et la caractéristique de transfert du NMOS sont illustrées à la Figure 6.7. Chacune des régions caractéristiques de ces courbes est décrite ci-dessous.

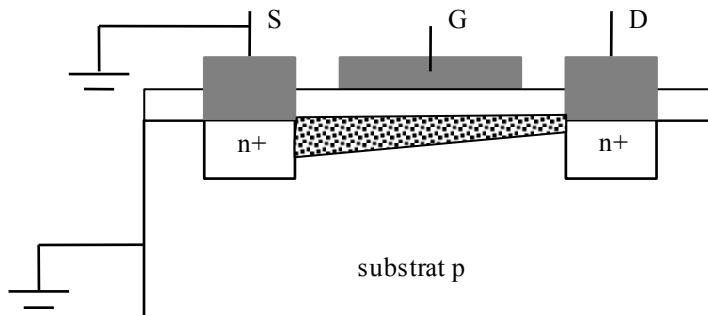


Figure 6.7a) Structure du NMOS à enrichissement

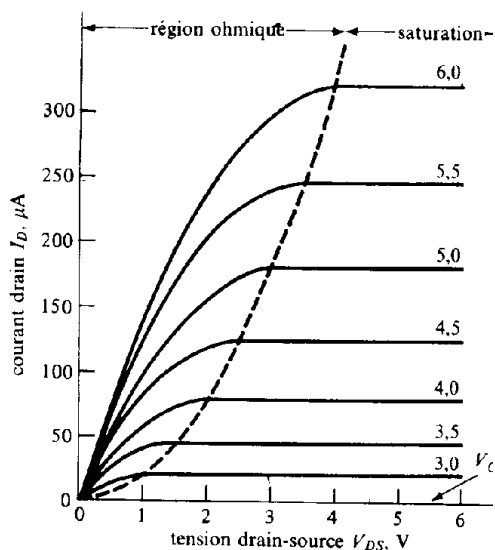


Figure 6.7b) Caractéristiques I-V du NMOS à enrichissement

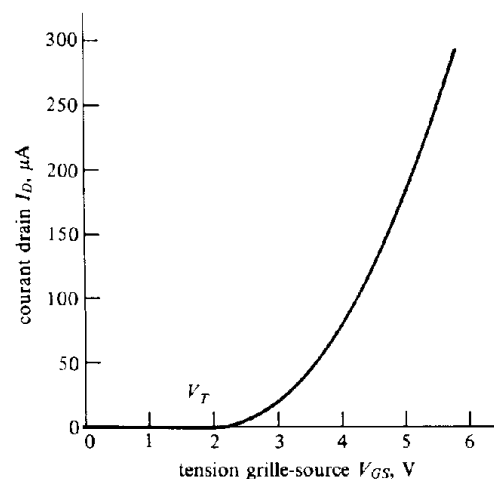


Figure 6.7c) Caractéristiques de transfert du NMOS à enrichissement

Région ohmique :

Dans le cas d'un MOSFET à enrichissement, il faut appliquer une tension de grille supérieure à une certaine tension seuil (V_T) afin d'ouvrir le canal de conduction. Lorsque le transistor commence à conduire le comportement de I_D versus V_{DS} demeure linéaire (loi d'Ohm) tant que $V_{DS} < V_{GS} - V_T$. Remarque sur le schéma de la Figure 6.7a) que le canal se ferme du côté drain lorsqu'on augmente V_{DS} . L'expression du courant I_D versus V_{DS} et V_{GS} est plus difficile à dériver pour ce type de transistor car la densité de porteurs libres dans le canal de conduction dépend d'une façon non triviale des tensions appliquées. L'analyse théorique¹ de la région à faible tension V_{DS} permet de caractériser celle-ci à l'aide de l'expression suivante :

$$I_D = \mu Z Q_n(x) \frac{dV_x}{dx} = k \left(\frac{Z}{L} \right) \left[2(V_{GS} - V_T) \cdot V_{DS} - V_{DS}^2 \right]$$

où $k = \mu_n C_0 / 2$ et $C_0 = \epsilon / d_{oxyde}$. C_0 est la valeur de la capacité équivalente à l'électrode de grille, ϵ et d_{oxyde} sont respectivement la permittivité et l'épaisseur de la couche d'oxyde et μ_n est la mobilité des électrons dans le canal de conduction. Ce régime ohmique correspond à l'état passant du transistor. Cet état est caractérisé par une résistance $r_{DS}(ON)$ qui peut être ajustée à l'aide du ratio largeur sur longueur du canal (Z/L) ainsi qu'avec l'épaisseur de la couche d'oxyde.

Région courant constant :

Lorsque $V_{DS} > (V_{GS} - V_T)$, l'appauvrissement du canal de conduction du côté drain entraîne une saturation du courant I_D . Le courant demeure constant jusqu'au point de claquage du transistor. Comme nous l'avons fait pour le JFET, il est intéressant pour les applications analogiques d'exprimer la relation entre le courant de sortie I_D et la tension d'entrée V_{GS} . La caractéristique de transfert des MOSFET fonctionnant dans la région courant constant est une expression empirique de la forme (pour $V_{DS} = \text{constante}$) :

$$I_D = k \left(\frac{Z}{L} \right) [V_{GS} - V_T]^2$$

en tenant compte de la modification de la longueur effective du canal en fonction de V_{DS} , on peut écrire :

$$I_D = k \left(\frac{Z}{L} \right) [V_{GS} - V_T]^2 \cdot (1 + \lambda V_{DS})$$

Région blocage :

C'est la région correspondant à l'état ouvert (OFF) du transistor. Le NMOS à enrichissement ne conduit pas lorsque $V_{GS} < V_T$.

2°) NMOS à appauvrissement

La description des différentes régions des caractéristiques $I_D - V_{DS}$ est semblable à celle faite ci-haut pour le transistor NMOS à enrichissement ; la différence étant que la tension de seuil V_T est inférieure à zéro dans le cas du NMOS à appauvrissement. Les caractéristiques courant-tension de ce transistor sont illustrées à la Figure 6.8.

¹ Ben G. Streetman, Solid State Electronic, 4th edition, Prentice Hall, pp. 315-318

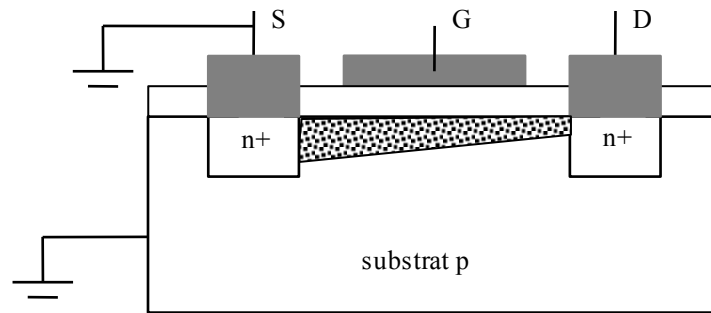


Figure 6.8a) Structure du NMOS à appauvrissement

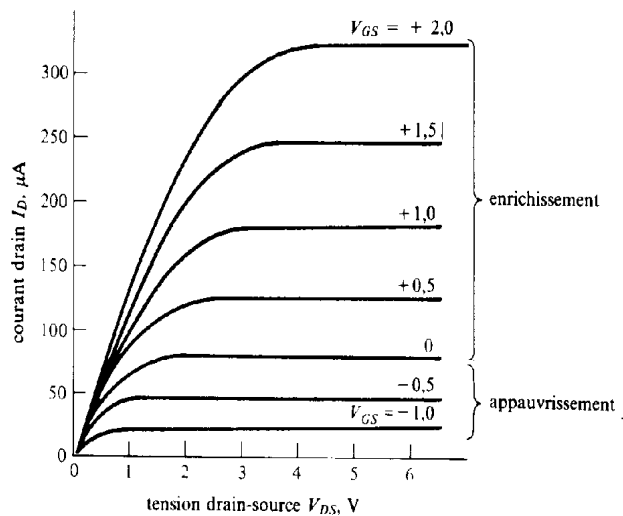


Figure 6.8b) Caractéristiques I-V du NMOS à appauvrissement

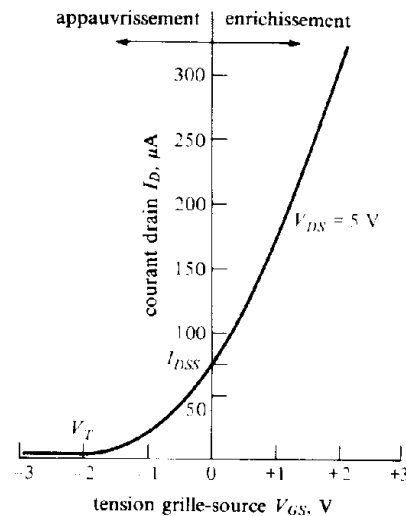


Figure 6.8c) Caractéristiques de transfert

3°) PMOS

Les transistors MOS à conduction par trous, ont des caractéristiques I-V similaires à celles des transistors NMOS ; la différence étant le signe du courant et les signes des tensions. Il existe par contre une différence fondamentale entre ces deux types de transistors qui est liée à la mobilité des porteurs. La mobilité des électrons est en effet beaucoup plus grande que celle des trous. Pour les applications en haute fréquence, il sera donc préférable d'utiliser des transistors NMOS plutôt que des PMOS.

6.4 Analyse statique

Dans le cas des transistors bipolaires, nous avons vu au chapitre précédent qu'il était possible de construire des modèles équivalents (grands signaux) pour chacun des modes de fonctionnement du transistor dans le circuit. La simplicité des caractéristiques I-V d'entrée ($V_{BE} < 0,5V$ en mode bloqué, $\approx 0,7V$ en mode normal et $\approx 0,8V$ en saturation) permettait cette construction. Dans le cas des transistors à effet de champ, il n'est pas possible de leur trouver un circuit équivalent simple. L'analyse statique (la détermination du courant I_{DQ} et de la tension V_{DSQ} au point de repos) d'un circuit à FET se fera à l'aide des caractéristiques I_D-V_{DS} et I_D-V_{GS} , ou des expressions empiriques correspondantes.

Pour un FET, le courant d'entrée à l'électrode de grille est toujours négligeable car la résistance d'entrée du transistor est quasi-infinie. Dans ce cas, le courant de drain I_D est exactement égal au courant de source ($-I_S$). Le point d'opération du transistor (I_{DQ}, V_{DSQ}) correspond au point d'intersection de la droite de charge (de la boucle de polarisation drain-source) et de la caractéristique I_D-V_{DS} (voir Figure 6.9).

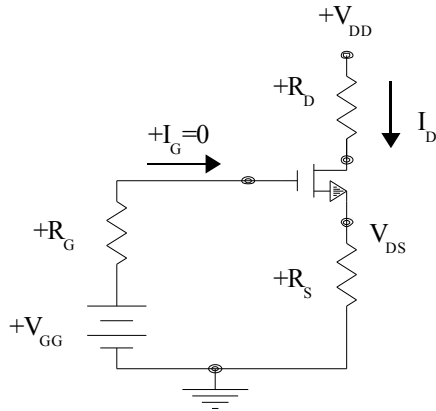


Figure 6.9a) Circuit avec NMOS monté en source commune

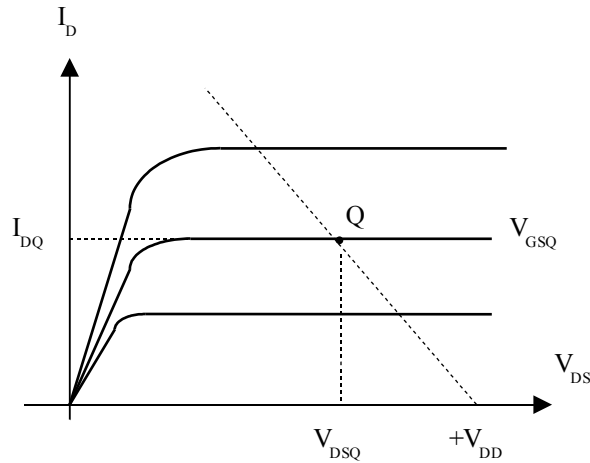


Figure 6.9b) Caractéristiques I-V du NMOS et point d'opération Q.

La tension d'entrée V_{GSQ} s'obtient simplement en résolvant l'équation de Kirchhoff des tensions sur la boucle de polarisation grille-source. Pour le circuit illustré ci-dessus, $V_{GS} = V_{GG} - I_D R_S$. Si le transistor fonctionne dans la région courant constant de sa caractéristique I-V, on peut utiliser la caractéristique de transfert et la droite de charge (de la boucle grille-source) pour déterminer à la fois V_{GSQ} et I_{DQ} (voir Figure 6.10).

$$\text{droite de charge : } I_D = \frac{V_{GG}}{R_S} - \left(\frac{1}{R_S}\right) \cdot V_{GS}$$

caractéristique de transfert :

$$\text{(région courant constant) } I_D = k \left(\frac{Z}{L}\right) [V_{GS} - V_T]^2$$

si le point d'opération se situe dans la région ohmique:

$$I_D = k \left(\frac{Z}{L}\right) [2(V_{GS} - V_T)V_{DS} - V_{DS}^2]$$

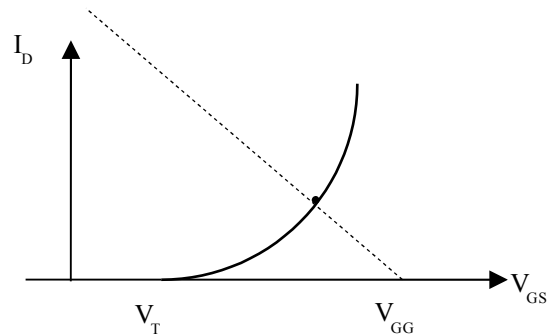


Figure 6.10 Caractéristique de transfert du NMOS et point d'opération

6.5 Analyse dynamique

Le point d'opération du transistor étant déterminé, il est maintenant possible d'étudier la réponse du transistor à une excitation de faible amplitude. Pour cela, on doit remplacer le transistor par son modèle équivalent petits signaux. Le modèle équivalent petits signaux du FET monté en source commune est illustré à la Figure 6.11. Un modèle similaire est obtenu pour la configuration en drain commun.

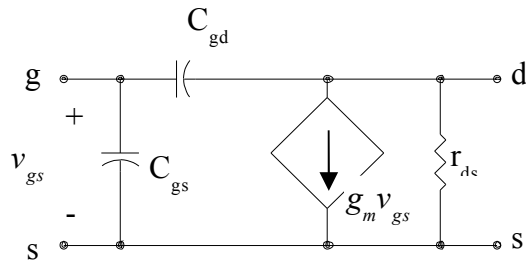


Figure 6.11a) Modèle équivalent petits signaux du FET monté en source commune

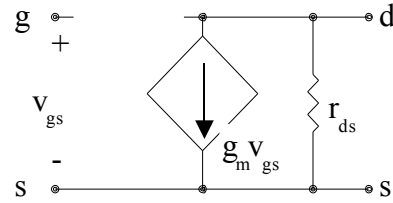


Figure 6.11b) Modèle basse fréquence

Notons encore une fois que les résistances grille-source et grille-drain sont considérées infinies. Les condensateurs C_{gs} et C_{gd} tiennent compte des effets capacitifs associés à la jonction p-n (pour le transistor à jonctions) ou à la couche d'oxyde (pour le transistor métal-oxyde-semiconducteur). Pour le modèle basse fréquence, on peut remplacer les condensateurs par des circuits ouverts ($X_C \rightarrow \infty$ lorsque la fréquence du signal $\rightarrow 0$). La résistance de sortie r_{ds} , tient compte du fait que la pente de la caractéristique I_D - V_{DS} du transistor est non-nulle dans la région "courant constant". On appelle conductance de sortie g_{ds} , la valeur de cette pente qui correspond à l'inverse de la résistance de sortie r_{ds} .

$$g_{ds} = \frac{1}{r_{ds}} = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right|_Q$$

La transconductance g_m du transistor permet de déterminer la variation du courant de sortie produite par une variation infinitésimale de la tension d'entrée v_{GS} . Ce paramètre correspond à la pente de la

caractéristique de transfert du transistor. Par définition : $g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_Q$

6.6 EXEMPLES DE POLARISATION ET D'AMPLIFICATEUR

Les transistors à effet de champ peuvent également être utilisés dans des étages d'amplification de tension. Comme étage de gain, le montage à source commune est préféré au montage à drain commun. La plage de linéarité de ces amplificateurs peut être optimisée en choisissant judicieusement le point d'opération statique du transistor (le point d'opération optimal est plus difficile à déterminer que dans le cas du montage à BJT car le comportement du courant I_D en fonction de la tension V_{GS} est non-linéaire). On peut fixer le point d'opération du transistor en polarisant la grille à l'aide d'un diviseur de tension (voir Fig. 6.12). Dans ce circuit :

$$V_{GS} = \frac{V_{DD} \cdot R_B}{R_A + R_B} \quad \text{et le courant} \quad I_D = k(V_{GS} - V_T)^2.$$

Lorsqu'un signal de grande amplitude est appliqué à la grille du transistor, celui-ci entre rapidement dans le régime ohmique lorsque V_{GS} augmente positivement. On peut augmenter la plage de linéarité tout en conservant un gain comparable en ajoutant une résistance de source R_s au montage précédent

(voir Fig. 6.13). Cette résistance agit comme une résistance de contre-réaction qui empêche le transistor d'entrer dans la région ohmique ; une augmentation de la tension de grille V_G (+) entraîne une augmentation du courant I_D qui se traduit par une augmentation de la tension V_S , ce qui limite la variation de V_{GS} et de I_D .

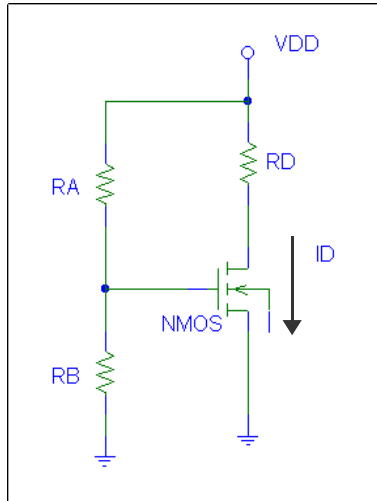


Fig. 6.12 Polarisation d'un étage à source commune

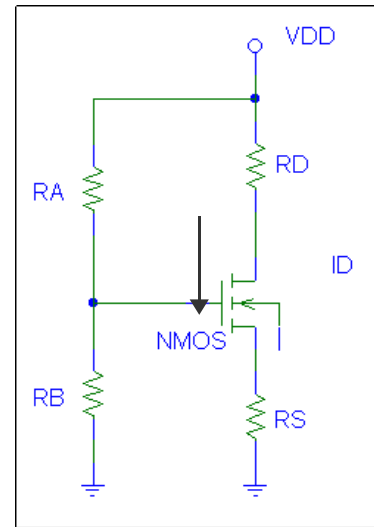


Fig. 6.13 Polarisation d'un étage à source commune avec résistance R_S

Le montage de la Fig. 6.14 est souvent utilisé comme amplification de précision car il possède les avantages suivants : a) il n'utilise aucune résistance de charge, b) le transistor Q2, avec la grille reliée au drain, opère toujours dans la région courant constant, c) le gain en tension de l'étage ne dépend pas du courant I_D et peut être fixé à l'aide des paramètres de conception des transistors (on peut montrer

que $\frac{v_o}{v_s} = -\sqrt{\frac{k_1}{k_2}}$).

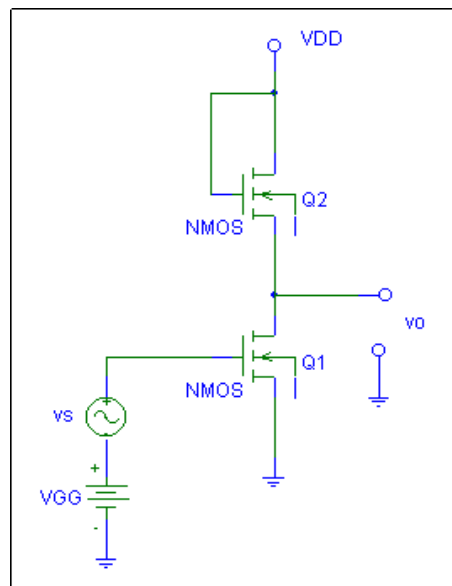


Fig. 6.14 Amplificateur inverseur avec charge active NMOS

COMPLÉMENTS :

Voir MicroSim PSpice for Windows Volume 1 :DC,AC and Devices & Circuits

Chapitre 6. TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

- Chap. 21 : FET Biasing
- Chap 22 : FET Amplifiers and Buffers : Input Impedance

LECTURES COMPLÉMENTAIRES

Pour en savoir plus sur les modèles équivalents des transistors et l'utilisation d'un logiciel d'analyse et de conception de circuits à transistors (PSPICE) voir par exemple :

- *Introduction to Electronic Design, 2^e édition, F.H. Mitchell Jr. And Sr., 1992*
- *MicroSim PSpice for Windows, Volume 1: DC, AC and Devices & Circuits.*

Pour en savoir plus sur le fonctionnement et les applications des dispositifs FET voir Compléments de ma page personnel du cours.

QUESTIONS DE RÉVISION

- 1- Que signifie dispositif unipolaire ? Le MOSFET est-il un dispositif unipolaire ?
- 2- Dessiner la structure, avec les différentes régions de dopage, d'un transistor à effet de champ NMOS.
- 3- Expliquer le principe de fonctionnement du JFET.
- 4- Expliquer le principe de fonctionnement du MOSFET.
- 5- Quelle est la différence entre un NMOS à enrichissement et un NMOS à appauvrissement ?
- 6- Énumérer les différentes configurations de polarisation d'un transistor à effet de champ.
- 7- Décrire les différentes régions des caractéristiques I-V d'un transistor à effet de champ.
- 8- Dériver l'expression de la résistance du transistor dans la région ohmique.
- 9- Expliquer la différence entre la tension de seuil d'un transistor MOS et la tension de pincement d'un transistor à jonctions.
- 10- Pourquoi le courant I_G est-il égal à zéro dans le cas des MOSFET et des JFET ?

Chapitre 7. AMPLIFICATEURS ANALOGIQUES

Un bon amplificateur analogique est un circuit qui permet l'amplification d'un signal de tension ou de courant sans modification notable de son contenu en fréquence ; dans ces conditions le signal de sortie est analogue au signal d'entrée. Plusieurs montages à transistors permettent ce type d'amplification. Nous avons vu précédemment qu'il existe différentes façons de monter ou de polariser les électrodes d'un transistor. Tous ces montages constituent des étages d'amplification de base dans la limite où le signal à amplifier est de faible amplitude. À la section 6.1 de ce chapitre, nous rappelons les modèles équivalents petits signaux de ces montages à transistor. À la section 6.2, nous dérivons les caractéristiques de ces étages d'amplification à partir de ces modèles petits signaux et des équations de réseaux. Les résultats de cette analyse montreront notamment que certains montages sont plus intéressants pour l'amplification de courant alors que d'autres constituent d'excellents amplificateurs de tension. Ces étages d'amplification de base sont toutefois imparfaits. Les contraintes de polarisation, de stabilité et de largeur de bande passante limitent les possibilités d'un tel amplificateur. Il est en effet difficile d'obtenir, à l'aide d'un seul étage d'amplification, un amplificateur qui possède à la fois un grand gain, une bonne stabilité, une grande région de linéarité et une bonne réponse en fréquence. En montant en cascade plusieurs étages d'amplification, il est possible de surmonter ces limitations. À la section 6.3, nous donnons et expliquons quelques règles de conception d'amplificateur à plusieurs étages. Dans cette section, nous décrivons également la structure d'un amplificateur à plusieurs étages commercial (l'amplificateur opérationnel) qui possèdent toutes les caractéristiques d'un amplificateur "petits signaux" quasi-idéal. Finalement, nous décrivons la structure typique d'un transistor de puissance et étudions quelques circuits élémentaires utilisés en électronique de puissance.

7.1 ÉTAGES D'AMPLIFICATION DE BASE

La conception et l'analyse d'un système linéaire complexe sont grandement facilitées par le fait qu'on peut décomposer ce système en plusieurs sous-systèmes. Cette approche de construction par bloc élémentaire est très utilisée en électronique mais aussi dans plusieurs autres domaines d'application en physique (en optique, par exemple). Dans les circuits électroniques analogiques, les blocs élémentaires de construction correspondent aux différents montages de transistors ; ce sont les étages d'amplification de base. Les Fig 7.1a) à f) illustrent les différentes configurations de polarisation des transistors avec leur modèle équivalent petits signaux basse fréquence.

7.2 CARACTÉRISTIQUES DES ÉTAGES D'AMPLIFICATION

Les paramètres qui caractérisent un étage d'amplification de base sont : l'impédance d'entrée (Z_i), l'impédance de sortie (Z_o), le gain en courant (A_i) et le gain en tension (A_v). La résolution des équations de Kirchhoff du réseau équivalent de l'amplificateur permet d'obtenir les équations caractéristiques de ces différents paramètres; celles-ci sont résumées au Tableau 7.1A¹³, dans le cas d'étage à transistors bipolaires. Les équations approchées d'étages amplificateurs (lorsque la résistance de sortie du transistor $r_o \rightarrow \infty$ et que la résistance d'entrée à la base $r_b=0$) sont données au Tableau 7.1B. Le Tableau 7.2 résume les caractéristiques des étages à transistors à effet de champ. Dans ce qui suit, nous dérivons les équations associées aux paramètres caractéristiques de l'étage à émetteur commun. Les paramètres des autres configurations peuvent s'obtenir de façon similaire (cet exercice est laissé à l'étudiant).

¹³ tableau tiré du livre *Microélectronique*, de Millmann et Grabel, p.422

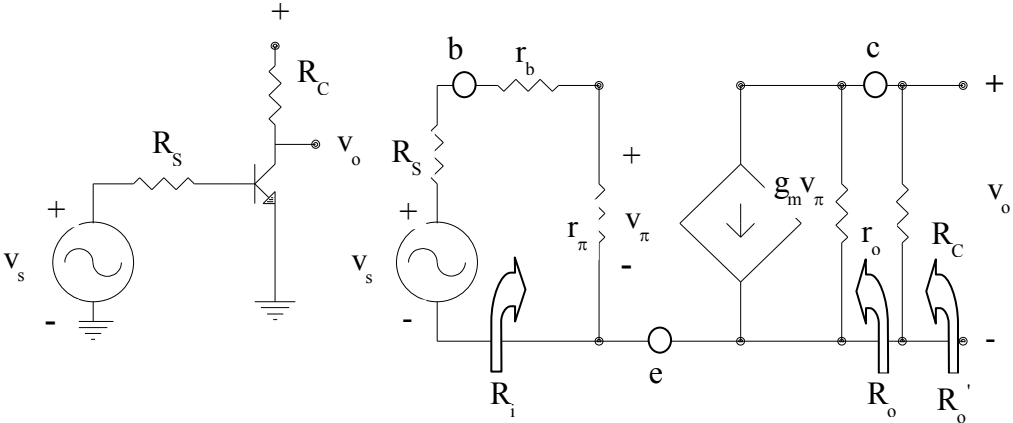


Fig 7.1a) Étage à émetteur commun

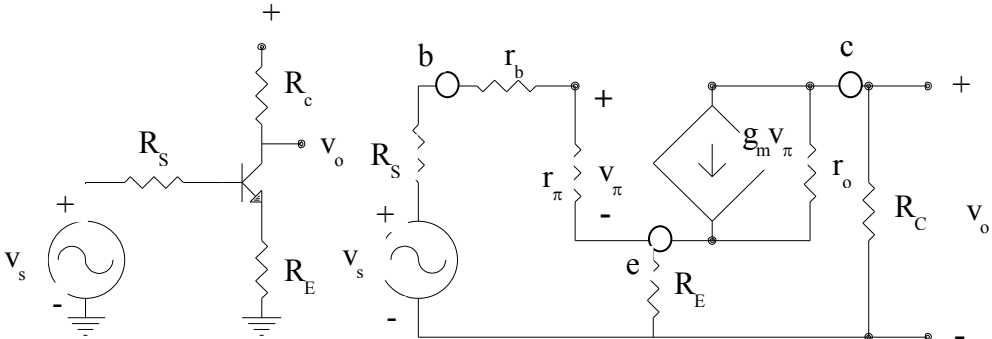


Fig 7.1b) Étage à émetteur commun à résistance d'émetteur R_E

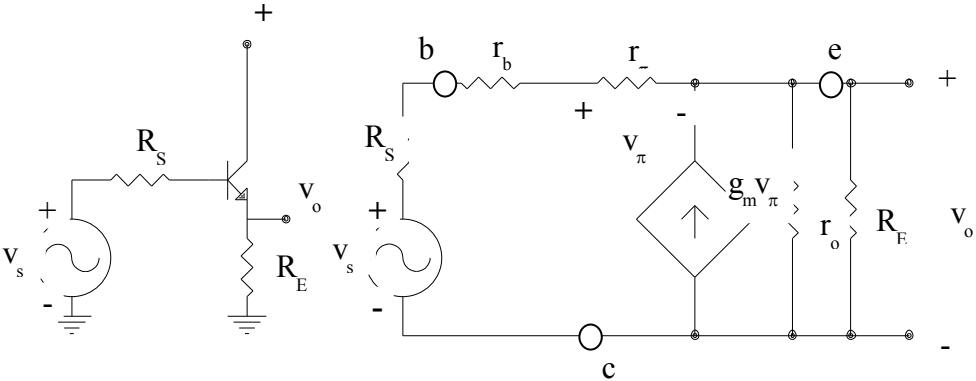


Fig 7.1c) Étage à collecteur commun

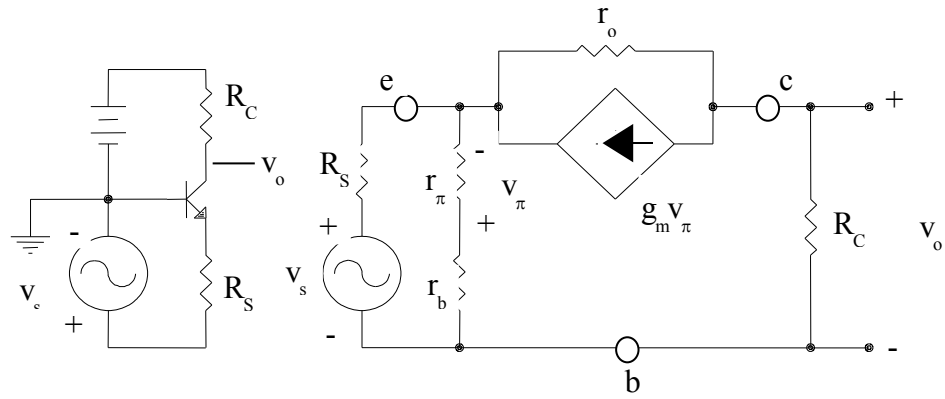


Fig 7.1d) Étage à base commune

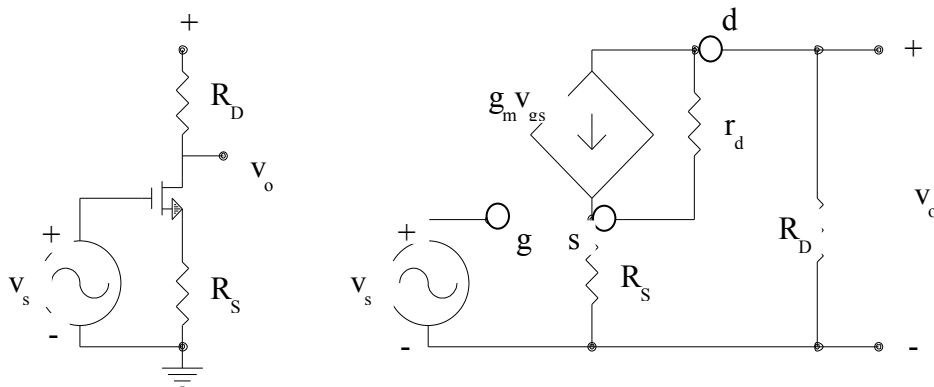


Fig 7.1e) Étage à source commune à résistance de source

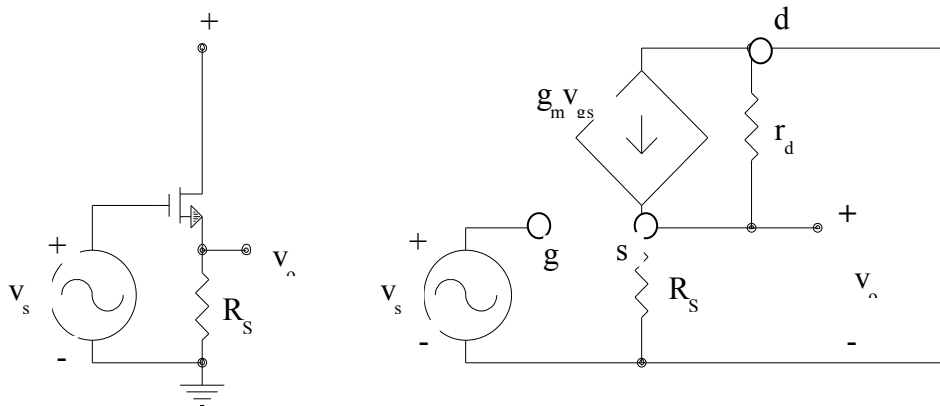


Fig 7.1f) Étage à drain commun

Tableau 7.1A Équations d'étages amplificateurs à BJT (en basse fréquence)

Montage à				
	Émetteur commun	émetteur commun avec R_E	collecteur commun	base commune
A_i	$\frac{\beta_o r_o}{r_o + R_C} = \frac{\beta_o R_L}{R_C}$	$\frac{\beta_o r_o}{r_o + R_C + R_E}$	$\frac{-(\beta_o + 1)r_o}{r_o + R_E}$	$\frac{-\beta_o}{\beta_o + \frac{R_C}{R_L}}$
R_i	$r_b + r_\pi$	$r_b + r_\pi + \frac{R_E [r_o (1 + \beta_o) + R_C]}{r_o + R_C + R_E}$	$r_b + r_\pi + R'_E (1 + \beta_o)$	$\frac{r_b + r_\pi}{(\beta_o R_L / R_C) + 1}$
A_v	$\frac{-\beta_o R_L}{R_S + r_b + r_\pi}$	$\frac{-\beta_o R_L}{R_S + r_b + r_\pi + R_E \left(1 + \beta_o \frac{R_L}{R_C}\right)}$	$\frac{(1 + \beta_o) R'_E}{R_S + R_i}$	$\frac{-R_L}{(R_S + R_i)} \frac{\beta_o}{(1 + \beta_o R_L / R_C)}$
R_o	r_o	$r_o \left[1 + \frac{\beta_o R_E}{R_S + r_b + r_\pi + R_E}\right]$	$r_o \parallel \frac{R_S + r_b + r_\pi}{1 + \beta_o}$	$r_o \left[1 + \frac{\beta_o R_S}{R_S + r_b + r_\pi}\right]$
R_o'	$R_L = r_o \parallel R_C$	$R_o \parallel R_C$	$R_E \parallel R_o$	$R_o \parallel R_C$

Note: $R_o' = R_L = R_C // R_o$ et $R_E' = R_E // r_o$

R_i : résistance d'entrée de l'étage amplificateur ;

R_o : résistance de sortie sans résistance de charge en sortie (sans source) ;

R_o' : résistance de sortie avec résistance de charge (sans source)

Tableau 7.1B Équations approchées d'étages amplificateurs à BJT ($r_o \rightarrow \infty, r_b = 0$)

Montage à				
	Émetteur commun	émetteur commun avec R_E	collecteur commun	base commune
A_i	β_o	β_o	$-(1 + \beta_o)$	$\frac{-\beta_o}{\beta_o + 1} \approx -1$
R_i	r_π	$r_\pi + (\beta_o + 1) R_E$	$r_\pi + R_E (1 + \beta_o)$	$\frac{r_\pi}{(1 + \beta_o)} \approx \frac{1}{g_m}$
A_v	$\frac{-\beta_o R_C}{R_S + r_\pi}$	$\frac{-\beta_o R_C}{R_S + R_i}$	$\frac{(1 + \beta_o) R_E}{R_S + R_i}$	$\frac{-A_i R_C}{(R_S + R_i)} \approx \frac{R_C}{R_S}$
R_o	∞	∞	$\frac{R_S + r_\pi}{1 + \beta_o}$	∞
R_o'	R_C	R_C	$R_E \parallel R_o$	R_C

Tableau 7.2 Équations d'étages amplificateurs à FET

		Montage à		
		source commune	source commune avec R_S	drain commun
A_v	$\frac{-\mu R_D}{r_d + R_D} = \frac{-g_m R_D}{1 + R_D/r_d}$	$\frac{-\mu R_D}{r_d + R_D + (1 + \mu)R_S} \approx \frac{-g_m R_L}{1 + g_m R_S R_L/R_D}$	$\frac{\mu R_S}{r_d + (1 + \mu)R_S} \approx \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S}$	
R_o	r_d	$r_d + R_S(1 + \mu) \approx r_d(1 + g_m R_S)$		$\frac{r_d}{1 + \mu} \approx \frac{1}{g_m}$
R_o'	$R_D \parallel r_d$	$R_D \parallel R_o$		$R_S \parallel R_o$

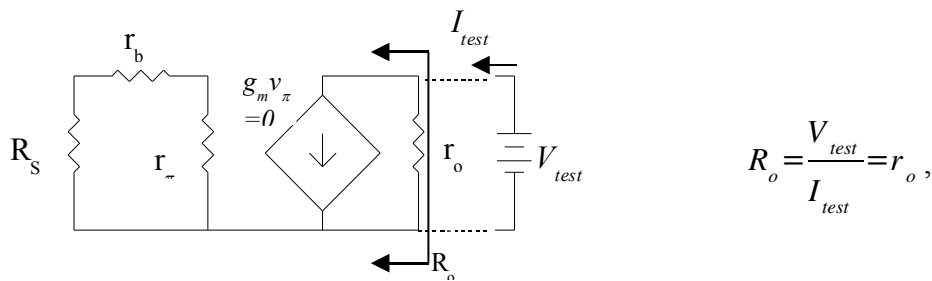
Note: $R_L = R_D // R_o$ et $\mu = g_m r_d$: facteur d'amplification

7.2.1 Impédances d'entrée et de sortie

Dans le modèle en basse fréquence, les impédances d'entrée et de sortie sont purement résistives ; ce sont des paramètres d'optimisation d'étages amplificateurs. La résistance d'entrée R_i de l'étage à émetteur commun correspond à la résistance équivalente du transistor entre les électrodes de base et d'émetteur (en regardant de la source vers le transistor). Cette résistance est égale à :

$$R_i = \frac{v_{be}}{i_b} = r_b + r_\pi$$

La résistance de sortie R_o de l'étage à émetteur commun correspond à la résistance vue par la charge R_C sans signal d'entrée. On peut obtenir la valeur de cette résistance en utilisant une source de tension test à la sortie et la loi d'Ohm. Ainsi pour le montage suivant, R_o s'écrit (par définition) :

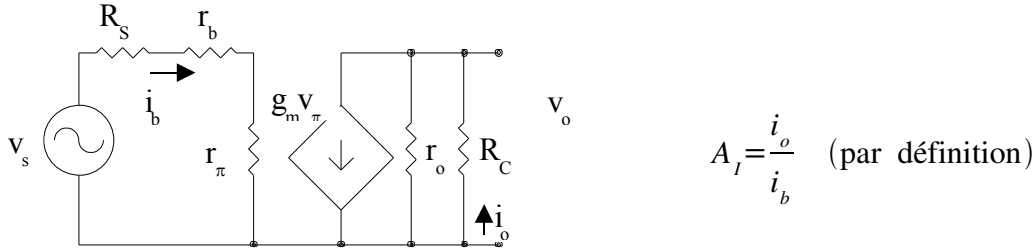


où r_o correspond à la résistance intrinsèque de sortie du transistor (c'est l'inverse de la pente de la caractéristique I_C versus V_{CE}). Dans l'analyse des amplificateurs à plusieurs étages, la résistance de sortie d'un étage doit inclure la résistance R_C .

$$R_o' = r_o \parallel R_C = \frac{R_C \cdot r_o}{R_C + r_o}$$

7.2.2 Gain en courant et en tension

Le gain en courant de l'étage à émetteur commun suivant est :



Le courant $g_m v_\pi = \beta_o i_b$ se divise entre r_o et R_C :

$$i_o = \beta_o \cdot i_b \left(\frac{r_o}{r_o + R_C} \right)$$

$$\Rightarrow A_I = \frac{\beta_o \cdot r_o}{r_o + R_C}$$

et on retrouve bien pour $r_o \gg R_C$: $A_I = \beta_o$ (voir Tableau 7.1B).

Le gain en tension de l'étage à émetteur commun est donné par :

$$A_V = \frac{v_o}{v_s} = - \frac{\beta_o i_b \cdot (r_o \parallel R_C)}{(R_s + r_b + r_\pi) \cdot i_b}$$

$$= - \frac{\beta_o R_L}{(R_s + r_b + r_\pi)}$$

Remarque: on ne peut augmenter arbitrairement A_V en augmentant la résistance au collecteur R_C car pour $R_C \gg r_o$, la résistance de sortie $R_L \approx r_o$. Le gain en tension maximum de cet étage

est égal à :
$$A_{V(\text{max.})} = - \frac{\beta_o r_o}{r_b + r_\pi} \approx -g_m \cdot r_o$$

Les Tableau 7.3 et 4 permettent de comparer les grandeurs typiques des paramètres des différents étages d'amplification de base. Le montage à émetteur commun est le plus polyvalent de tous ces montages ; les gains en tension et en courant sont élevés et la résistance d'entrée de l'étage est moyenne. Le montage à collecteur commun possède la plus petite résistance de sortie ; on l'utilise souvent pour alimenter une charge de faible impédance. Le montage à base commune possède la plus petite résistance d'entrée ; on utilise souvent ce montage en combinaison avec d'autres étages pour améliorer la réponse en fréquence de l'amplificateur (détails à l'annexe C).

Tableau 7.3 Comparaison des montages de transistor bipolaire

		À émetteur commun		À collecteur commun		À base commune	
Gain de courant	A_I	Grand	100	Grand	101	Petit	0,990
Gain de tension	A_V	Grand	93,8	Petit	0,990	Petit	2,44
Résistance d'entrée R_i		Moyenne	1,0k Ω	Grande	153k Ω	Petite	9,9 Ω
Résistance de sortie R_o du transistor		Grande	∞	Petite	15,8 Ω	Grande	∞
Résistance de sortie R_o' du montage		--	1,5k Ω	--	15,6 Ω	--	1,5k Ω
<i>Remarques</i>		montage à grand gain, polyvalent. Le plus utilisé dans les circuits d'amplification.		montage utilisé pour alimenter une charge de faible impédance.		montage utilisé en combinaison avec d'autres étages afin d'améliorer la réponse en fréquence.	

Valeur approchée pour $r_b \rightarrow 0$, $r_o \rightarrow \infty$. Résistance calculée pour $\beta_o=100$, $g_m=0,10$ S, $R_s=0,60$ k Ω et $R_c=R_E=1.5$ k Ω .

Tableau 7.4 Comparaison des montages à transistor à effet de champ

	Source commune		Drain commun	
Gain de tension: $ A_V $	grand	≈ 100	petit	≈ 1
Résistance de sortie: $R_o'=R_o/R_D$	grande	$R_o \rightarrow \infty$ et $R_o' \approx R_D/R_o$	petite	≈ 10 à 100Ω

7.2.3 Calcul du gain d'un amplificateur à plusieurs étages

Le gain d'un amplificateur peut être augmenté en montant plusieurs étages d'amplificateur de base en série. Le calcul du gain en tension d'un amplificateur à plusieurs étages s'effectue à partir du calcul du gain des étages considérés séparément. Pour simplifier l'analyse, on remplace le circuit d'entrée du signal par son équivalent Thévenin. Ainsi le circuit équivalent d'entrée au 1^{er} étage correspond à une source de tension v_{signal} en série avec la résistance de source R_s . Le circuit équivalent d'entrée au 2^{ème} étage de l'amplificateur correspond à une source de tension $A_{V1} \cdot v_{signal}$ en série avec la résistance de sortie du 1^{er} étage. Par conséquent, le gain total d'un amplificateur à n étages est égal au produit des gains de chacun des étages ($A_{V1} \cdot A_{V2} \cdot \dots \cdot A_{Vn}$). Pour calculer le gain en courant, nous utilisons simplement la définition du gain $A_I = i_{sortie} / i_{entrée}$. Les valeurs des courants d'entrée et de sortie sont obtenues en résolvant les équations de Kirchhoff des tensions sur les boucles d'entrée et de sortie du signal.

7.3 AMPLIFICATEURS À PLUSIEURS ÉTAGES

Les performances d'un amplificateur à plusieurs étages peuvent être optimisées pour répondre à une application spécifique. Dans cette section, nous décrivons quelques règles générales de montage qui sont également applicables à plusieurs systèmes électroniques et donnons des exemples de circuits amplificateurs à plusieurs étages.

7.3.1 Choix de montages et améliorations des caractéristiques

Étage d'entrée et impédance d'entrée

Chapitre 7. AMPLIFICATEURS ANALOGIQUES

L'impédance d'entrée d'un amplificateur doit être très grande de façon à ce que le circuit amplificateur ne perturbe pas le circuit source. Cette caractéristique est très importante en instrumentation. Les montages à collecteur (drain) commun ou à émetteur (source) commun sont généralement choisis comme étage d'entrée.

Étage de sortie et impédance de sortie

L'impédance de sortie du dernier étage de l'amplificateur doit être la plus petite possible. Ceci est particulièrement important lorsqu'on désire alimenter une charge de faible impédance à tension constante. *Rappelez-vous qu'une source idéale de tension possède une impédance interne nulle.* Ainsi, on choisira surtout le montage à collecteur (drain) commun comme étage de sortie.

Étages de gain et réponse en fréquence

On choisit comme étages de gain les montages possédant les plus grands gains (en tension et en courant) soient les montages à chapitre suivant émetteur commun ou à source commune. Il est toutefois important d'utiliser des successions de montages avec des combinaisons d'impédance de sortie et d'entrée donnant une petite impédance équivalente. Cette considération permet l'amélioration de la réponse en fréquence de l'amplificateur (une plus faible constante R·C conduit à une plus grande fréquence de coupure haute). Ces considérations sur la réponse en fréquence d'un amplificateur à plusieurs étages sont détaillées vues à l'annexe C.

7.3.2 Polarisation des étages à BJT

Dans les étages d'amplification à transistor, il est important de polariser correctement les transistors si l'on veut étendre au maximum la plage de linéarité de l'amplificateur. Ainsi, le signal de sortie demeurera analogique au signal d'entrée dans la limite où les transistors opèrent dans la région "courant constant" de leurs caractéristiques courant-tension.

Dans le cas des transistors bipolaires, le point d'opération du transistor dans le montage détermine un mode de fonctionnement spécifique auquel on associe une classe particulière d'amplificateur.

Étage d'amplification de classe A

Un amplificateur est dit de classe A lorsque le point d'opération au repos du transistor dans le montage est centré entre les limites de la région active ($V_{CE} \approx V_{CC}/2$, dans le cas du montage à collecteur ou émetteur commun). Dans ces conditions, un signal sinusoïdal d'amplitude maximale ($\approx V_{CC}/2$) pourra être amplifié sans distorsion non-linéaire. Les Fig. 7.2 et 3 illustrent deux exemples d'étage d'amplification à transistor bipolaire de classe A.

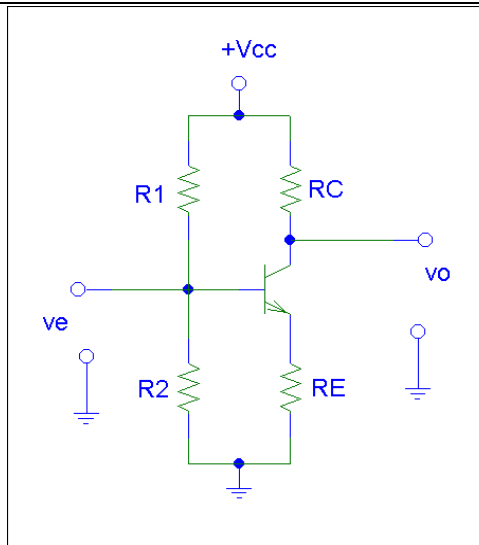


Fig. 7.2 Amplificateur de tension

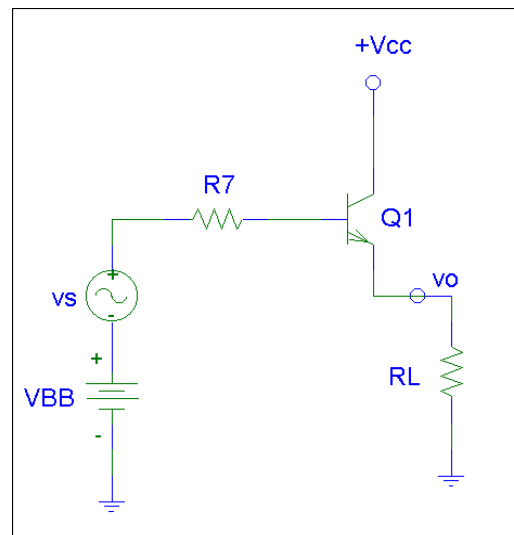


Fig. 7.3 Amplificateur de courant

Dans le circuit de la Fig. 7.2, on peut ajuster le gain de l'étage via le ratio RC/RE tandis que les résistances $R1$ et $R2$ doivent être ajustées afin de fixer le point d'opération du transistor au milieu de sa plage de linéarité. Dans le cas du circuit suiveur de tension de la Fig. 7.3, c'est la tension V_{BB} qui permet d'ajuster le point d'opération du transistor.

L'amplificateur de classe A est certainement le montage le plus simple à concevoir et à réaliser. Par contre, il possède le désavantage de dissiper beaucoup trop de puissance, et ce même en l'absence de signal (puisque le transistor conduit à tout moment). De plus l'efficacité de transfert de puissance de la source V_{cc} vers la résistance de charge R_L dans le circuit de la Fig. 7.3 est relativement faible ($<25\%$). Pour contrer ce problème, les électroniciens ont développé un autre type d'amplificateur de puissance beaucoup moins gourmand : le montage push-pull ou l'amplificateur de classe B.

Étage d'amplification de classe B

Un étage d'amplification de classe B correspond à un montage à paire de transistors complémentaires (NPN et PNP) tel que celui représenté à la Figure 7.4. Dans ce circuit les deux transistors opèrent à leur point de blocage. Ces transistors conduisent qu'en présence d'un signal d'excitation. Durant l'alternance positive du signal, le transistor $Q1$ conduit bien à la condition que la tension de base soit supérieure à $0,6V$. D'autre part, $Q2$ va conduire durant l'alternance négative du signal à la condition que la tension de base soit inférieure à $-0,6V$.

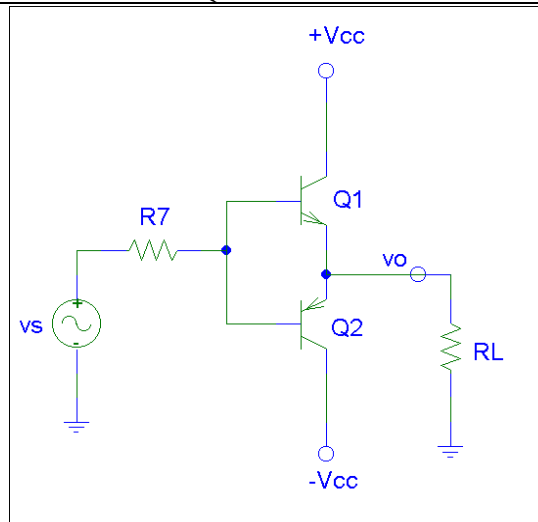


Figure 7.4 Montage à paire de transistors complémentaires (push-pull)

Ce type de montage possède plusieurs avantages : a) la puissance dissipée sans signal source est égale à zéro, b) l'amplitude maximale du signal source peut couvrir toute la largeur de la région active ($\approx V_{cc}$), c) le rendement de transfert de puissance (η) de la source V_{cc} vers la résistance de charge est très grand (la démonstration que $\eta > 75\%$ lorsque l'amplitude du signal alternatif est de V_{cc} est laissée à l'étudiant). Ce circuit présente toutefois un problème sérieux pour des signaux de faibles amplitudes : le point de mise en conduction des transistors $Q1$ et $Q2$ cause un problème de distorsion du signal lorsque la tension d'entrée se situe entre $-0,6V$ et $0,6V$ (voir Figure 7.5)

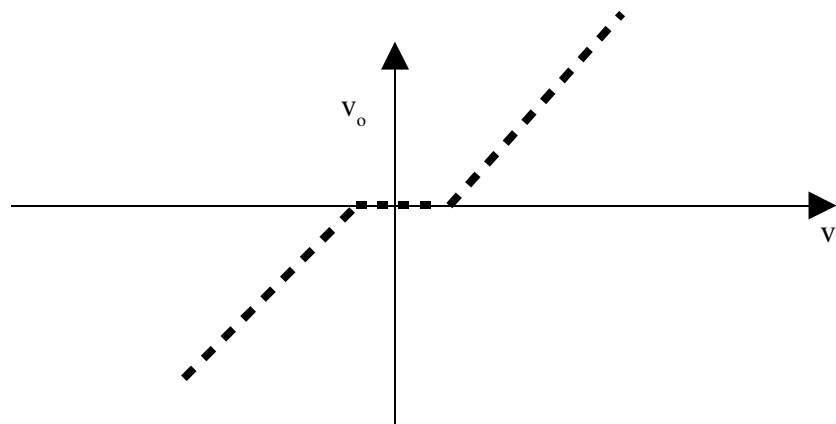


Figure 7.5 Caractéristique de transfert du montage push-pull

On peut limiter ce problème de distorsion non-linéaire du montage push-pull en polarisant légèrement les jonctions bases-émettrices de façon à les placer à la limite de conduction. Dans le circuit de la Figure 7.6, cette polarisation est assurée par l'ajout de deux diodes placées entre les bases des transistors $Q1$ et $Q2$. Lorsque ces diodes conduisent en direct, la différence de tension $V_{B_{Q1}} - V_{B_{Q2}}$ est de $2 \times 0,7V$. Un tel montage est aussi appelé un amplificateur de classe AB. Le prix à payer pour cette réduction de la région de non-linéarité est une plus grande consommation de puissance du circuit et ce même sans signal source.

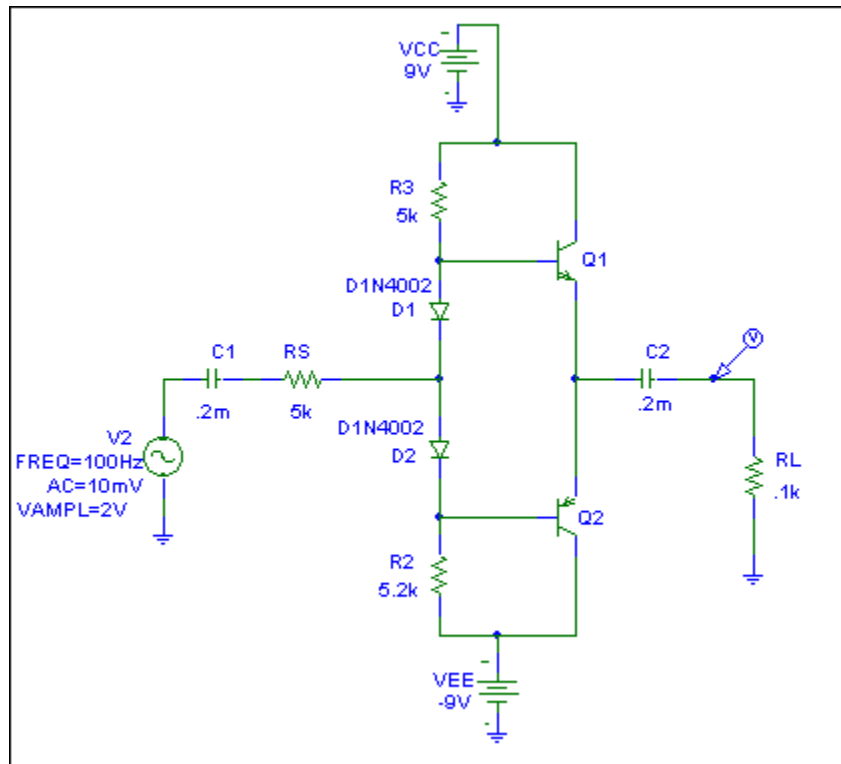


Figure 7.6 Amplificateur de puissance de classe AB

Découplage des tensions continues des étages

Dans le cas d'un amplificateur à plusieurs étages, il est important de polariser séparément les transistors des différents étages de façon à ce que le signal ne perturbe pas l'état de polarisation de ceux-ci. Il est possible de réaliser ceci à l'aide de condensateurs de couplage. Le circuit de la Figure 7.7 illustre un exemple d'amplificateur à deux étages, de polarisation indépendante.

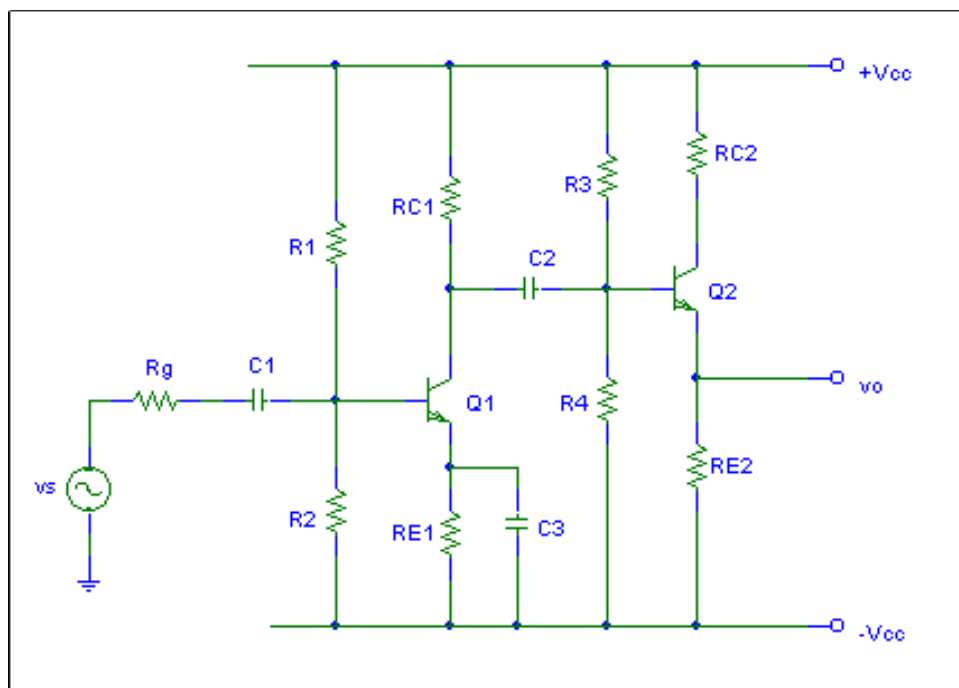


Figure 7.7 Amplificateur à deux étages à couplage capacitif

Dans ce circuit, les condensateurs C1 et C2 sont utilisés pour bloquer les tensions continues servant à polariser correctement les jonctions base-émetteur des transistors. La valeur de leur capacité (et la fréquence de coupure basse) est choisie de façon à laisser totalement passer le signal alternatif source (filtre passe-haut). Le condensateur C3 joue également le rôle d'un filtre passe-haut. Il est utilisé afin de découpler la résistance RE1 en haute fréquence, le gain en tension alternative du premier étage est ainsi augmenté.

Au niveau de la conception de circuit amplificateur, l'utilisation de ces derniers condensateurs à grandes valeurs de capacité n'est pas très recherchée car l'intégration de ces composants est difficile à réaliser. Le circuit de la Figure 7.8 illustre un exemple d'une version améliorée d'un amplificateur à deux étages pour lequel le signal alternatif source ne perturbe pas l'état de polarisation des transistors. Indépendamment de la tension a.c. appliquée à la base de Q1, l'émetteur est toujours à environ $-0,7V$ (c'est la tension B-E du transistor Q3). Ainsi le courant $I_E(Q1)$ est fixe de même que $I_C(Q1)$ et $V_{CE}(Q1)$. Puisque $V_{CE}(Q1)$ est fixe, le point d'opération de Q2 est également fixe car $V_B(Q2) = V_C(Q1)$. Noter de plus que la capacité équivalente de la jonction base-émetteur de Q3 joue le même rôle que le condensateur C3 du circuit de la Figure 7.7.

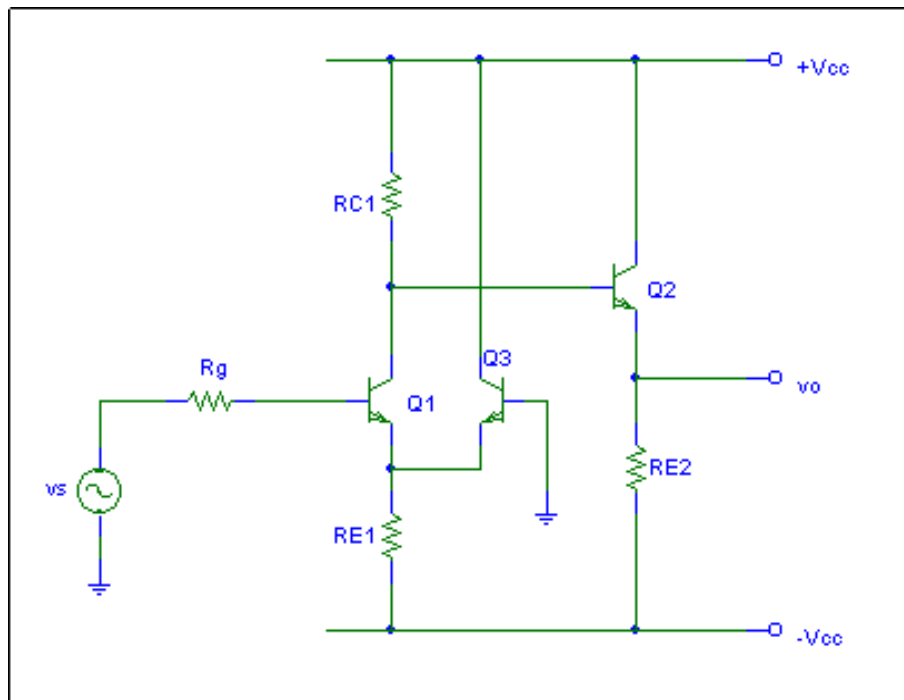


Figure 7.8 Amplificateur à deux étages à couplage direct.

7.3.3 Décalage de la tension continue

À la section précédente nous avons vu qu'il est possible de polariser indépendamment les différents étages d'un amplificateur à l'aide de condensateurs de couplage. À cause des difficultés de miniaturisation, ceux-ci ne sont toutefois pas présents dans le circuit des amplificateurs intégrés. Dans ce cas, le niveau de tension continue tend à augmenter entre l'étage d'entrée et l'étage de sortie de l'amplificateur. Pour s'assurer que tous les transistors des étages de gain du circuit sont polarisés

correctement (dans la région courant constant) on doit utiliser des astuces de conception permettant de décaler judicieusement la tension continue entre ces étages. Dans le cas des circuits à transistors bipolaires (BJT) on peut, par exemple, réaliser ceci à l'aide d'une diode Zener placée en série entre deux étages (voir Figure 7.9). La tension continue est alors décalée d'une valeur correspondant à la tension Zener de la diode. Comme exercice, calculer les niveaux de tension continue aux différents points du circuit de la Figure 7.9 en prenant $V_{Z1}=8V$ et $V_{Z2}=7.2V$. Noter que l'insertion de la diode Zener dans le circuit ne change pas le gain en tension de l'amplificateur car son équivalent petit signal correspond à une très faible résistance (inverse de la pente de la caractéristique I-V dans la région de claquage).

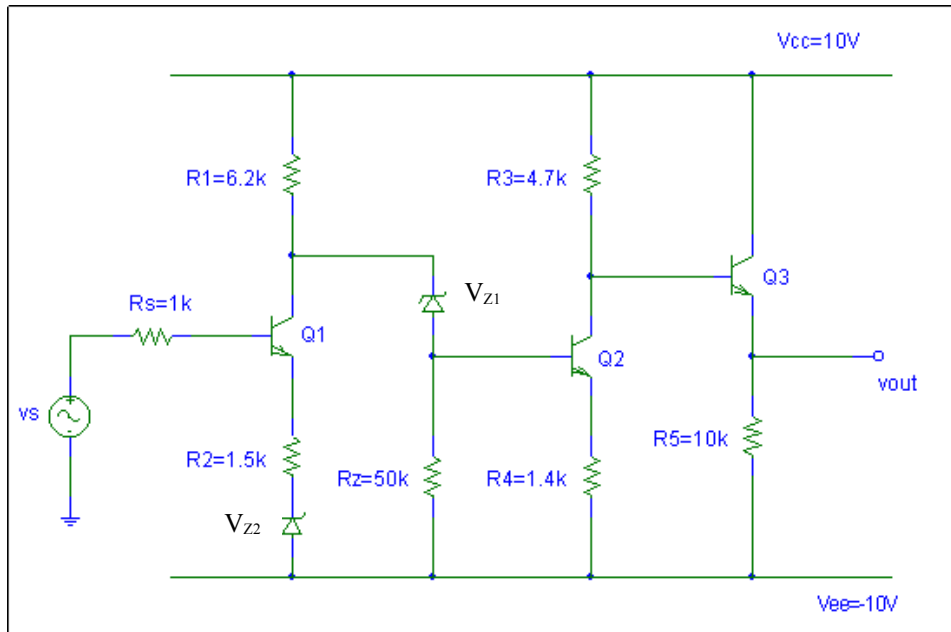


Figure 7.9 Décalage de la tension continue à l'aide d'une diode Zener

On peut également utiliser une combinaison de transistors complémentaires afin de décaler le niveau de tension continue entre les étages (voir Figure 7.10). Ainsi en remplaçant le transistor NPN du deuxième étage de gain du circuit précédent par un transistor PNP et en inversant les électrodes "émetteur" et "collecteur" on conserve le même gain petit signal tout en réduisant sensiblement la tension continue à la sortie du dernier étage. Cet exercice est aussi laissé à l'étudiant (prendre $V_Z=8.4V$).

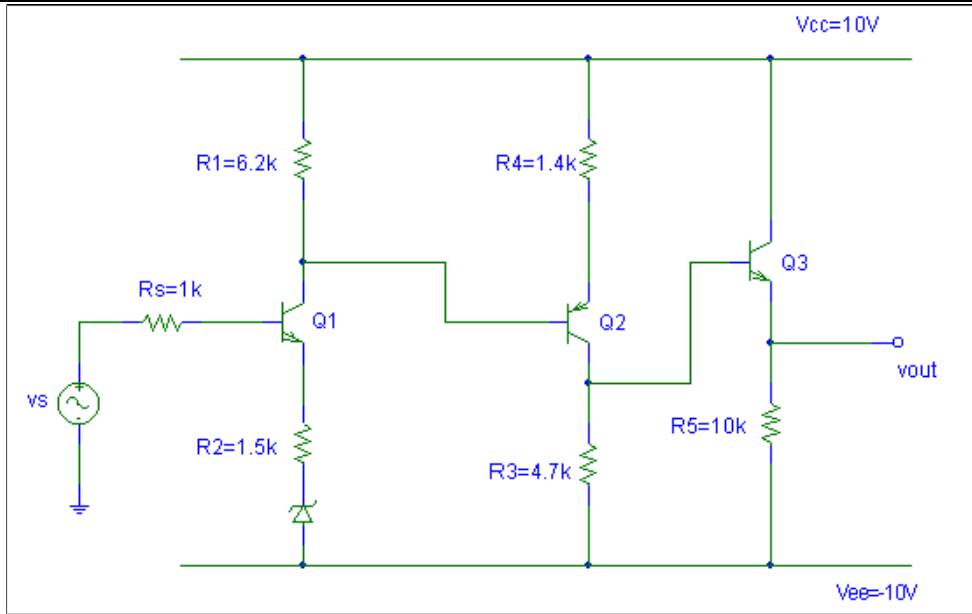


Figure 7.10 Décalage de la tension continue à l'aide de transistors complémentaires

L'ajustement du niveau des tensions continues est également nécessaire pour les amplificateurs à transistors à effet de champ (FET). Cet ajustement peut être réalisé à l'aide de montages à FET complémentaires (NMOS ET PMOS) tout comme pour les montages à BJT (Figure 7.10). Le décalage du niveau de tension continue entre les étages peut aussi s'effectuer à l'aide d'étages à gain unitaire dans lesquels l'état de polarisation du transistor est contrôlé par l'intermédiaire d'une source de courant (voir Figure 7.11). Pour chacun de ces étages, la tension continue est décalée d'une valeur correspondant à la tension VGS imposée par la source de courant. Un circuit miroir de courant (voir module 4 du manuel des applications) est généralement utilisé comme source de courant. Noter que cette technique de décalage de la tension continue est également applicable aux amplificateurs à BJT vus précédemment.

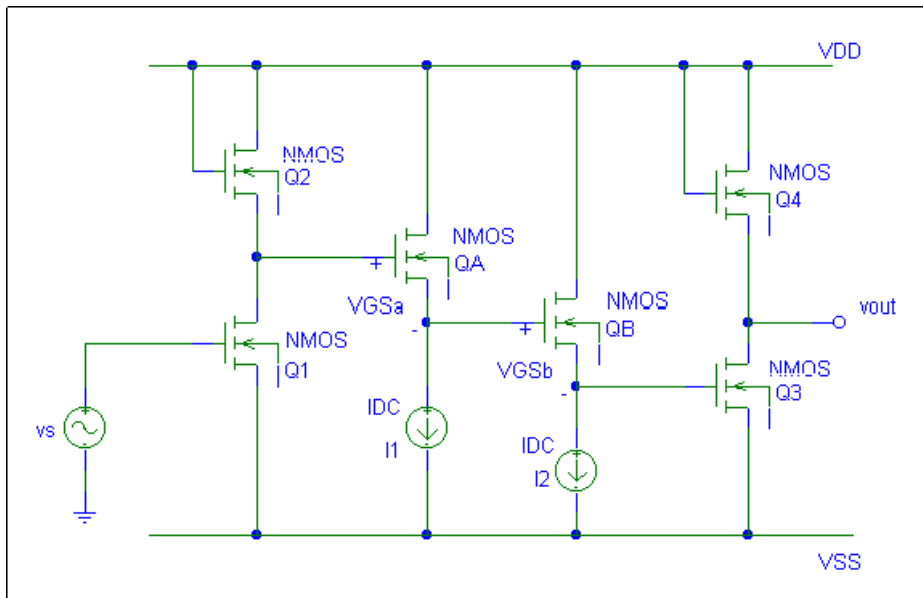


Figure 7.11 Décalage de la tension continue à l'aide d'étages à gain unitaire

7.3.4 Structure de l'amplificateur opérationnel

Les sections précédentes nous ont appris que la structure d'un amplificateur intégré idéal, à plusieurs étages, doit contenir : 1°) un étage d'entrée à grand gain et à très grande résistance d'entrée, 2°) un ou plusieurs autres étages de gain, 3°) des étages ou des astuces permettant le décalage du niveau de tension continue et 4°) un étage de sortie à grand gain de courant et faible résistance de sortie. Dans cette section nous décrivons de façon qualitative la structure d'un amplificateur opérationnel réel (LM741) à transistors BJT. L'analyse complète du gain de l'amplificateur opérationnel, de sa réponse en fréquence et des courants de polarisation des différents transistors dépassent le cadre de ce cours. Le circuit détaillé de l'amplificateur LM741 est illustré à la Figure 7.12. Un circuit miroir de courant est utilisé comme référence de courant pour la polarisation de quelques transistors de ce circuit. Un amplificateur différentiel à paires de transistors couplés par les émetteurs est utilisé comme étage d'entrée. Le gain de cet étage est typiquement de 1000 tandis que sa résistance d'entrée est d'environ 20M Ω . Les caractéristiques de cet étage amplificateur sont dérivées au chapitre 5.10 de vos notes de cours. Cet étage d'entrée est suivi d'une combinaison de montages à collecteur commun et à émetteur commun qui constitue l'étage de gain intermédiaire. Cette combinaison de montages permet d'optimiser la bande passante de l'amplificateur. Le condensateur C_c est utilisé afin de stabiliser la réponse de l'amplificateur en haute fréquence (voir chapitre 8.3). Finalement le circuit de l'amplificateur opérationnel est terminé par un montage de type "push-pull" à transistors complémentaires (les transistors QF et QG jouent le rôle des diodes dans le circuit de la Figure 7.6).

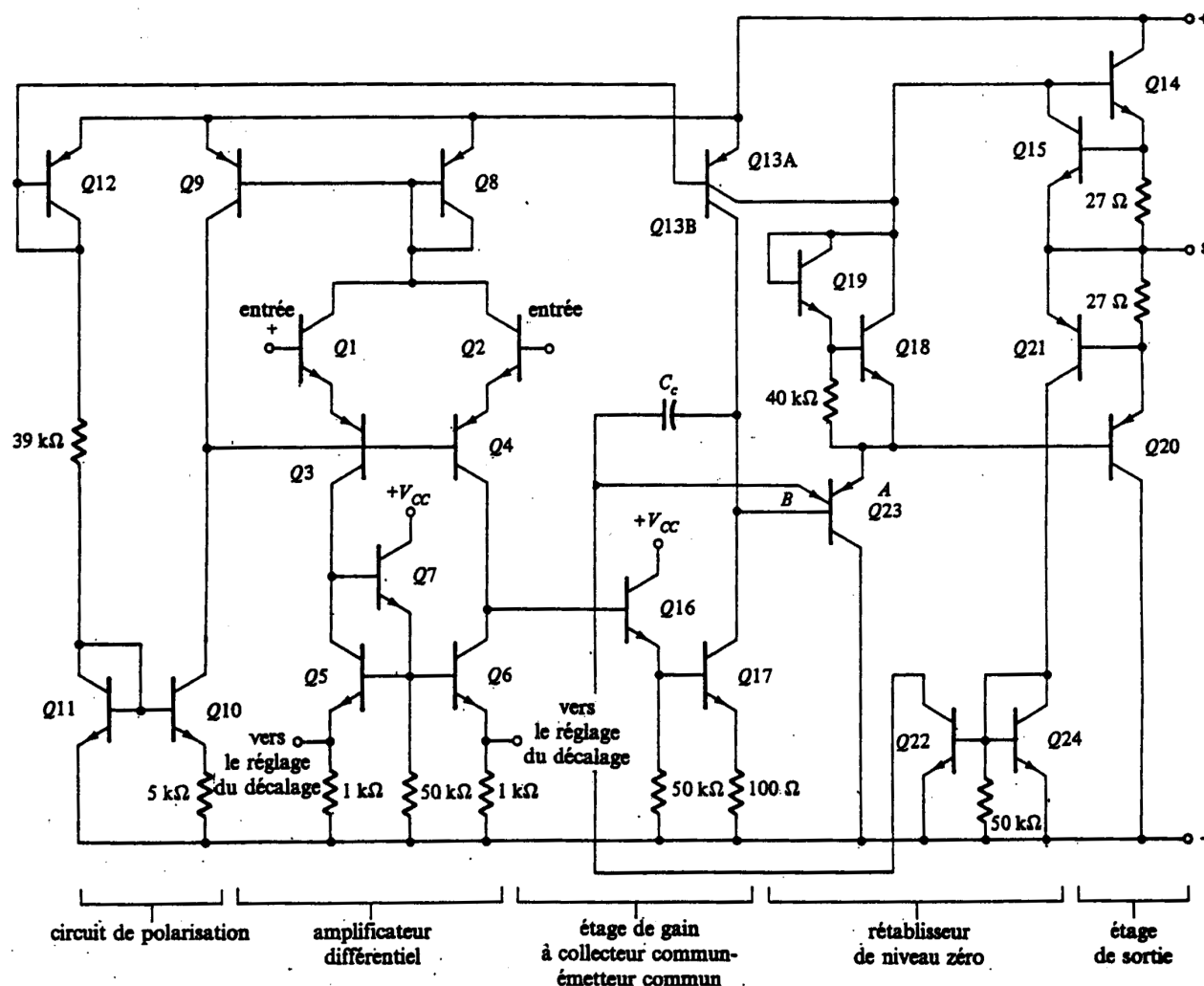


Figure 7.12 Circuit détaillé de l'amplificateur opérationnel LM741 (d'après Microelectronic

QUESTIONS DE RÉVISION

- 18- Quelles sont les caractéristiques recherchées pour un étage d'amplification idéal ? Justifier votre réponse.
- 19- Lequel des étages d'amplification à transistors BJT est-il conseillé d'utiliser comme étage de gain (en tension) ? ; comme étage de sortie ? ; comme étage d'entrée ?
- 20- Pourquoi est-il préférable de monter en série plusieurs étages d'amplification de base au lieu d'augmenter simplement le gain d'un étage unique par l'intermédiaire des résistances externes ?
- 21- Quelle est la différence entre un amplificateur de classe A et un amplificateur de classe B ?
- 22- Donner les avantages de l'amplificateur de classe B par rapport à celui de classe A.
- 23- Quel est le problème du montage push-pull ?
- 24- Dans la conception d'un amplificateur à plusieurs étages, comment peut-on découpler les tensions de polarisation continues de ces étages ?
- 25- Quelle astuce peut-on utiliser afin d'augmenter le gain haute-fréquence et petit signal d'un étage d'amplification à émetteur commun avec résistance R_E ?
- 26- Dans le cas des amplificateurs intégrés, donner quelques astuces utilisées afin de décaler le niveau de tension continue entre les étages.
- 27- Décrire schématiquement la structure d'un amplificateur opérationnel.
- 28- Quelle astuce utilise-t-on afin de réduire le problème d'échauffement pouvant se produire dans un transistor bipolaire à jonctions ?

Chapitre 8. Ampli-op réel et sources de bruits

Dans le monde réel, un signal est toujours accompagné de bruits. Parfois cela n'est pas un problème puisque le signal est suffisamment grand. On parle alors de grand rapport signal bruit (SNR: signal to noise ratio). Par contre, en physique, on essaie souvent de mesurer de très petits signaux et dans ce cas le SNR peut-être très petit. Alors il faut créer des circuits de précision et bien comprendre et tenter de contrôler les sources de bruits. Dans ce chapitre on explore les différentes sources de bruits ainsi que les caractéristiques importantes pour les circuits ampli-opérationnel de précision.

8.1 Source de bruits

Il y a plusieurs sources de bruits possible. Nous allons ici les séparer en deux catégories. Premièrement nous avons les bruits **intrinsèques** qui sont dûs au composantes même du circuit. Ces sources de bruits ne peuvent être éliminé mais certaines peuvent être contrôler ou optimisé.

La deuxième sorte de bruit provient de sources **extrinsèques**, donc sources extérieur au circuit. Dans ce cas, avec une bonne conception de circuit, ces bruits peuvent être éliminé ou au moins limité.

La description du bruit varie. Par exemple si on observe le voltage d'une résistance en fonction du temps avec suffisamment de résolution, la valeur va varier en fonction du temps de façon aléatoire. Si cette variation suit une distribution gaussienne alors on peut obtenir la largeur de cette distribution (σ) en calculant la variation standard. Ceci est équivalent à la valeur RMS. Mais très souvent on mesure une signal à une fréquence particulière dans un intervalle de fréquence particulier (spécifier par des filtres passe-bandes). Alors on aimerait savoir la quantité de bruit dans cette intervalle de fréquence. Ceci est obtenue en prenant l'amplitude au carré de la transformé de Fourier du voltage en fonction du temps. Puisque le voltage en fonction du temps est pour un intervalle de temps fini (disons 1 s) alors la transformé de Fourier est données pour une série de fréquence séparé par Δf (pour 1s ce sera 1 Hz). Alors la transformé de Fourier ressemble plus a un histogramme (série de bande ayant Δf de large) qu'à un courbe continue. Donc l'amplitude obtenue à la fréquence f_n représente vraiment l'intégral de la quantité de bruit de $f_n - \Delta f/2$ à $f_n + \Delta f/2$. Si on change la durée de prise de données, la quantité de bruit va changer puisque la largeur de bande en fréquence aura changé. Pour éviter ce problème on normalise la quantité de bruit par la largeur de bande. On parle alors de densité de puissance de bruit donné en V^2/Hz ou A^2/Hz . Souvent on préfère parler de la densité de bruit du voltage alors on utilisera $V/\text{Hz}^{1/2}$.

On parle de l'amplitude au carré puisqu'on considère que le bruit est aléatoire. C'est exactement comme pour le calcul d'erreur. Lorsque les sources d'erreurs sont indépendantes on les additionnes au carré. Dans ce cas-ci, si le bruit est aléatoire alors une prise de donnée est indépendante de la prochaine. On décrit cela parfois comme étant une source incohérente de bruit.

Il y a aussi des sources cohérente de bruit. Dans ce cas ci les sources ne sont pas indépendantes une de l'autre. Il y a une connection entre elles qui fait que la variation d'une source en affecte d'autre. Dans ce cas-ci on ne peut pas additionner les sources de bruits par leur carrées.

La dépendance en fréquence du bruit est souvent indiqué par un couleur. La couleur blanche indique que la densité de puissance de bruit est indépendante de la fréquence, et donc une constante. La couleur rose indique que la densité puissance de bruit varie selon l'inverse de la fréquence ($1/f$). Les couleurs proviennent du spectre de lumière en fréquence.

8.1.1 Bruit intrinsèque

Les sources de bruit intrinsèque proviennent des éléments même du circuit. Trois sources nous intéressent ici:

1. le bruit thermique ou bruit de Johnson ou bruit de Nyquist qui est un bruit blanc

2. le bruit de grenaille ou « shot noise » qui est aussi un bruit blanc
3. le bruit 1/f ou « flicker noise » qui est un bruit rose.

Bruit thermique

Le bruit thermique existe dans toutes les résistances ou élément résistif. Il est du à des raisons de physique statistiques soit la relation de fluctuation-dissipation. Comme pour le mouvement Brownien ou de petites particules se déplace à la surface de l'eau, les électrons dans un métal fluctuent et cela fait apparaître un bruit de voltage. Ce bruit RMS est donné par

$$v_{thermique}^2 [V_{RMS}^2 / Hz] = \frac{4 k_B T R}{\Delta f}$$

ou k_B est la constante de Boltzmann (1.38×10^{-23} J/K), T la température, R la résistance et Δf la largeur de bande de fréquence utilisé. Cette source de bruit s'ajoute en série avec la résistance (ou se convertit en courant parallèle) comme sur la figure suivante.

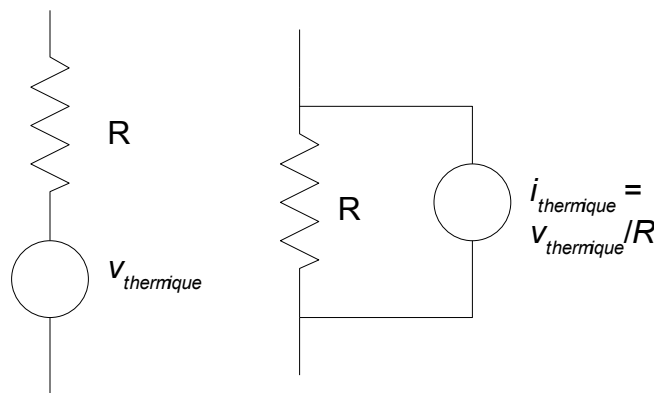


Figure 8.1 Schéma du bruit thermique pour une résistance R.

Pour une température de 300 K, une résistance de 10 kΩ et une bande de fréquence de 10 kHz le bruit thermique est de 1.3 μV ou 0.13 nA.

Il est impossible d'éliminer cette source de bruit mais on peut diminuer son effet en utilisant une plus petite bande de fréquence, en optimisant la valeur de la résistance ou, bien sur, en refroidissant la résistance.

Bruit de grenaille

Le bruit de grenaille est causé par la granularité du courant causé par l'existence des électrons. Le courant n'est donc pas une valeur continue mais le nombre d'électron qui traverse une surface par intervalle de temps. Puisqu'ici il y a un compte, il faut introduire la statistique de Poisson pour décrire les variations du nombre d'électrons. Dans ce cas on obtient que le bruit RMS est donné par:

$$i_{shot}^2 = \frac{2 q I_{DC}}{\Delta f}$$

ou q est la charge de l'électron (1.6×10^{-19} C), I_{DC} l'amplitude du courant DC et Δf la largeur de bande de fréquence utilisé. Il est important de noter que cette expression n'est valide que si les électrons peuvent être considéré comme étant indépendant. Ce n'est pas le cas pour les métaux ou les électrons sont en parti corrélés et donc le bruit de grenaille est plus petit. Par contre cette expression est valide dans les semiconducteurs, par exemple à l'interface d'une jonction diode.

Pour un courant DC de 1 A et une bande de 10 kHz on obtient un bruit de 57 nA. Par contre pour un courant de 1 pA et la même largeur de bande le bruit sera de 56 fA soit 5.6% du courant DC.

Pour diminuer l'effet du bruit de grenaille, on peut encore diminuer la largeur de bande ou augmenter le courant DC.

Bruit 1/f

Le bruit 1/f pour les résistances est relié au variations même de la résistance. Ce bruit existe dans toutes les résistances mais sa valeur n'est pas universelle et dépend beaucoup de la construction de celles-ci. Puisque ce bruit à une dépendance en fréquence (1/f) on doit considérer les limites de la largeur de bande soit f_1 et f_2 . Dans ce cas si on caractérise le bruit par le paramètre V_e on obtient que le bruit total (e_n) est donné par:

$$e_n^2(f_1, f_2) = V_e^2 \int_{f_1}^{f_2} \frac{df}{f} = V_e^2 \ln \frac{f_2}{f_1}$$

Donc ce type de bruit dépend du rapport des deux fréquences limites et est donc très important à basse fréquence si on veut utiliser $f_i=0$ Hz. Pour une résistance au carbone qui est constitué de granules et $f_2/f_1=10$ le bruit est assez élevé à $1 \mu V_{RMS}$. Pour une résistance de plus haute qualité fait à partir d'un film métallique c'est plutôt $0.1 \mu V_{RMS}$. Le bruit apparaît comme une source de voltage ou courant de la même façon que le bruit thermique. Mais puisque ces sources sont totalement indépendantes, les deux sources s'additionne au carrée.

Pour diminuer son effet il faut choisir des éléments moins bruyants et choisir une bande de fréquence centrée sur une plus haute fréquence.

Ce type de bruit peut exister dans d'autres composants aussi. Cette loi de puissance existe à plusieurs endroit dans la nature, par exemple l'amplitude des avalanches, l'amplitude des tremblements de terre ainsi que les extinctions animales. Pour des raisons différentes tous ces systèmes ont tendance à produire des lois de puissances en 1/f. Il y a des théories tel la criticalité auto-organisée (SOC: self organized criticality) qui tentent d'expliquer ces similitudes.

Si on combine le bruit 1/f d'une résistance avec son bruit thermique on obtient la dépendance en fréquence du bruit d'une résistance tel que sur la Figure 8.2.

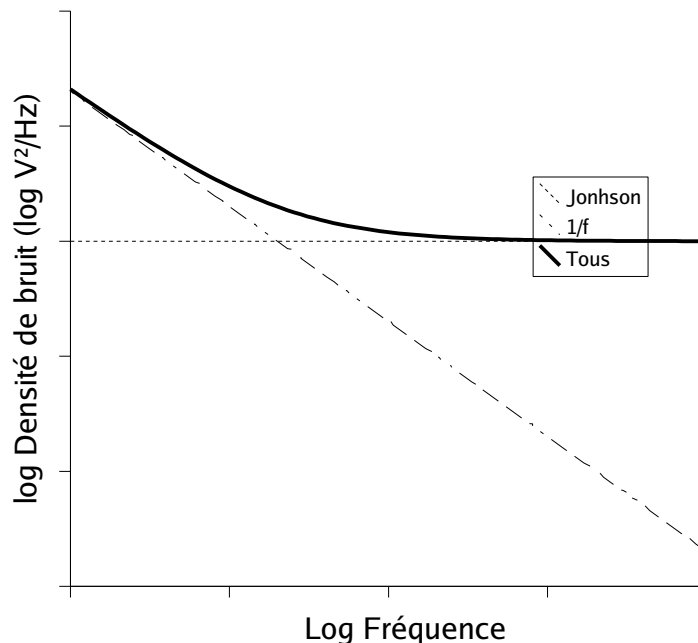


Figure 8.2 Dépendance en fréquence du bruit thermique (blanc) et 1/f (rose) d'une résistance.

8.1.2 Bruits extrinsèques

Les bruits extrinsèques sont les sources de bruit qui proviennent de l'extérieur du circuit. Très souvent il ne s'agit pas d'un signal aléatoire mais d'une interférence à une fréquence particulière et une amplitude plus ou moins constante. Il y a plusieurs façon de coupler ce bruit externe au circuit. Un bruit qui est très souvent présent est causé par le signal de secteur (le 60 Hz, 120V fournit par Hydro-Québec ou Hydro Sherbrooke...) et ses harmoniques.

Couplage capacitif

Le premier couplage est capacitif. Dans ce cas le circuit externe est relié au circuit interne par un condensateur. La plupart du temps ce condensateur n'est pas un élément réel mais un condensateur parasitique. Cela apparaît entre toutes pair de conducteur. Puisque l'impédance d'un condensateur diminue lorsque la fréquence augmente, cela devient de plus en plus un problème à haute fréquence. Un condensateur parasitique de 1 pF correspond à un impédance de 1.6 G Ω à 100 Hz mais devient 1.6 k Ω à 100 Mhz.

Pour éliminer ce type de couplage, le circuit doit être entourer d'une surface ayant un voltage constant. Donc une boîte métallique connectée à la mise à la terre prévient ce couplage. Il y a un condensateur parasitique entre l'extérieur et la boîte, ainsi qu'un autre ente le circuit interne et la boîte, mais puisque la boîte à un voltage constant, l'intérieur et l'extérieur ne s'affectent plus. Pour découpler un câble, on l'entour d'un écran qu'on branche à la mise à la terre. Ceci est une partie de l'utilité des câbles coaxiaux (l'autre utilité étant relié aux transport de signaux à haute fréquence).

Couplage inductif

Le couplage inductif agit par l'intermédiaire d'un champ magnétique (en contraste au couplage capacitif qui couple avec un champ électrique). Un circuit extérieur produit un champ magnétique et une boucle du circuit interne transforme les variations de ce champ magnétique en source électromotrice. C'est le principe du transformateur mais le phénomène peut se produire dans n'importe quel circuit. L'amplitude du champ magnétique dépend du courant passant dans la source et de la configuration du circuit. Donc c'est un problème important lorsqu'un circuit extérieur de haute puissance (avec un grand courant) est situé tous près d'un circuit de haute précision. Le couplage est aussi plus facile à haute fréquence ce qui fait que ce problème devient plus important plus la fréquence augmente.

Pour éliminer cette source de bruit on éloigne les composantes ayant de grand courant de ceux qui mesurent de petit voltages. On élimine aussi toutes les boucles de courants qui pourrait capturer un flux magnétique. Une façon courant d'éliminer les grandes boucles pour des câbles est de torsader les fils formant une pair (signal aller et retour). Le torsadage produit un grand nombre de petites boucles avec une orientation qui varie ce qui a pour effet de moyenner le flux magnétique vers 0. Finalement un dernier outil pour éliminer le couplage est d'enfermer le circuit dans un matériel qui écran le champ magnétique. Cela peut-être du mu-métal ou si le circuit est à basse température cela peut-être un supraconducteur.

Couplage électromagnétique

Les ondes électromagnétique émises d'une antenne de radio (~1 MHz et ~ 100 MHz), de télévision (60-90 MHz, 165-215 MHz, et 470-800 MHz) de cellulaire (850-900 MHz, 1.8-1.9 GHz), etc (wifi=2.5 Ghz), peuvent se coupler à un circuit. D'ailleurs tout circuit peut émettre de l'énergie sous forme d'onde électromagnétique et c'est plus facile à fréquence élevé. Dans un laboratoire les ordinateurs seront donc une bonne source d'ondes radios. Ces ondes peuvent ensuite être captées par un autre circuit. Souvent des parties innocentes d'un circuit peuvent avoir une résonance à haute fréquence ce qui permet d'émettre et recevoir interférences à certaines fréquences en particulier.

Puisque une onde électromagnétique est une combinaison de champ électrique de de champ magnétique, les technique présenté ci-haut pour les prévenir fonctionnent aussi pour le couplage

électromagnétique. La différence est que le couplage électromagnétique peut agir sur des distances plus longues et est souvent présent à des fréquences particulières et élevé. Aussi plus la fréquence est élevée, plus la longueur d'onde est courte, ce qui lui permet de pénétrer dans de petits trous du boîtier. A titre de référence, l'infrarouge commence dans le THz et la lumière (rouge) est à environ 450 THz (soit environ $0.7 \mu\text{m}$). Une onde de 1 GHz a une longueur d'onde d'environ 30 cm.

Pour ce qui est du couplage au 60 Hz du réseau électrique, le couplage électromagnétique n'est pas très efficace. Dépendant de la géométrie des circuits ce sera principalement un des autres type de couplage qui sera le plus important.

Couplage résistif (mise à la masse)

Ce type de couplage est généralement causé par une mauvaise conception d'un circuit, ou une mauvaise géométrie de branchement. Il faut savoir que même si on assume dans les schémas que les fils n'ont aucune résistance, ce n'est pas vrai en réalité. Alors si un large courant traverse un petit fil, sa résistance (même faible) va produire un voltage. À ce moment, différentes parties du circuit que l'on croit au même voltage sont en réalité à différent voltage. En plus, puisque la différence de voltage dépend du courant passant dans un fil (souvent le fil reliant la mise à la masse), une partie qui a une grande demande de courant et est variable va influencer tous les autres circuits.

Dans un circuit fermé, les problèmes peuvent être contrôlés en ayant un seul point ou les mises à la masse se branche et en ayant soin de séparer les parties du circuit ayant beaucoup de courant des autres en utilisant des conducteurs séparés.

Un autre aspect du problème de mise à la masse est que différents points sur la terre (et même à l'intérieur d'un édifice) ne sont pas à un voltage identique. Il peut facilement y avoir des dizaines de millivolts. Alors interconnecter des équipements branchés sur des circuits différentes ou très éloigné doit être fait avec attention. Les problèmes de mises à la masse sont souvent difficile à cerner et leur solution est parfois considérée un art même si les raisons sont très scientifiques.

8.2 Paramètres détaillés d'un ampli-op

Avant de considérer le bruit dans un ampli-op, dans cette section et la prochaine nous allons faire une liste de tout les autres paramètres qui peuvent influencer les détails d'un circuit de précision avec ampli-op. Des valeurs typiques sont listées mais différents ampli-op du même type peuvent couvrir une large gamme de paramètres.

Courant d'entrée

Le courant d'entrée est définie comme étant $\frac{1}{2}$ du courant dans les entrées branchées ensemble. Il s'agit du courant de polarisation de la base ou de la grille des transistors d'entrées du stage différentiel. Pour un BJT c'est environ 15 nA et pour un JFET c'est environ 50 pA. On peut limiter l'effet que ce courant peut produire en équilibrant l'impédance aux deux entrées.

Décalage (offset) du courant d'entrée

Le décalage du courant d'entrée est le rapport entre les deux courants d'entrées. Cela représente l'anisotropie entre les entrées. Cela varie typiquement de $1/10$ à $\frac{1}{2}$.

Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée a été mentionné au chapitre 2. Il s'agit d'impédance entre les entrées en mode différentiel (en mode commun l'impédance est plus grande). Pour un BJT c'est de l'ordre $2\text{M}\Omega$ et pour un JFET c'est plutôt de l'ordre de $1000 \text{G}\Omega$. L'impédance d'entrée d'un circuit avec rétroaction négative est augmentée par un grand facteur.

Région d'entrée en mode commun

La région d'entrée en mode commun est la limite de fonctionnement pour l'entrée de l'ampli. Pour le

Chapitre 8. Ampli-op réel et sources de bruits

JFET 411 utilisant V_{CC} et V_{EE} de ± 15 V, les voltages d'entrées peuvent varier de -11 V jusqu'à +11V. Dépasser ces voltages le gain peut s'inverser ou produire des oscillations. Dépasser V_{CC} ou V_{EE} (donc ± 15 V ici) l'ampli-op peut se briser.

Impédance de sortie

L'impédance de sortie a été mentionné au chapitre 2. Il s'agit de la résistance en série avec la source de voltage de la sortie de l'ampli-op. L'impédance est de l'ordre de 40 Ω pour un JFET (jusqu'à 1 k Ω pour un ampli de faible puissance). Un circuit avec rétroaction négative diminue la résistance de sortie équivalente par un grand facteur.

Courant de sortie maximum

Le courant de sortie maximum est le maximum de courant que la source de voltage de sortie peut fournir. C'est typiquement 20 mA.

Voltage de sortie maximum

Le voltage de sortie maximum est la limite que la source de voltage à la sortie peut atteindre. Souvent cela sera 2 V sous les rails (V_{CC} ou V_{EE}) mais peut atteindre les rails dans certains ampli-op FET.

Voltage de décalage

Le voltage de décalage est la différence de voltage nécessaire entre les deux entrées pour que la sortie soit zéro. C'est dû à l'asymétrie du stage d'entrée différentiel de l'ampli. Certains amplis possèdent des connections pour ajuster le zéro grâce à une résistance variable mais cela a tendance à détériorer certaines autres caractéristiques de l'ampli-op. Pour un JFET 411 c'est environ 1 mV, mais la valeur varie de 7 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ et varie aussi en fonction du temps (jours, semaines, mois...). Un ampli de précision tel le OP77 a un décalage de 10 μV , et varie de 2 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ et 0.2 $\mu\text{V}/\text{mois}$.

Vitesse de réponse (slew rate)

La vitesse de réponse est la maximum de changement que la source de voltage à la sortie peut fournir. La valeur est contrôlée par le courant de sortie maximum et la compensation (voir ci-bas). Pour le JFET 411 c'est environ 15 V/ μs et peut aller jusqu'à 6000 V/ μs . Dépasser cette limite produit de la distortion. Un exemple est un onde sinusoïdal de 1 V d'amplitude à 1 MHz. Cela nécessite une vitesse de changement d'au moins ($2\pi AF$) 6 V/ μs .

8.3 Gain et compensation

Nous avons vu au chapitre 2, que la rétroaction négative peut devenir positive si un changement de phase de 180 degré se produit. Ceci est un danger que cours tous les ampli-ops. Ceux on plusieurs stages interne d'amplification, chacun ayant des condensateurs parasites qui vont chacun fournir 90 degrés dépasser leur fréquence caractéristiques. Si rien n'est fait, un circuit de rétroaction négative risque fort d'obtenir un changement de phase de 180 degré avec un gain supérieur à 1 dépassé une certaine fréquence, ce qui produira des oscillations. La correction pour ce problème est d'inclure un filtre passe bas à l'intérieur de l'ampli. Ce filtre va diminuer le gain pour qu'il soit inférieur à l'unité avant que les autres stages ne commence à changer la phase. Dépasser la fréquence de coupure du filtre, le gain de l'ampli n'est plus réel mais bien déphasé de 90 degré.

Donc deux autres paramètres qui peuvent être important pour décrire un ampli-op sont le gain de boucle ouverte et la bande passante, soit la fréquence du filtre RC de compensation. Il est possible d'obtenir des amplis sans compensation mais alors il faut les brancher correctement si on veut éviter les oscillations.

Le filtre à généralement une fréquence assez petite et c'est assez facile à comprendre. Si un ampli-op à un gain de 1 million (120 dB) à DC et qu'on doit rejoindre le gain unitaire (0 dB) à 10 MHz, le gain doit commencer à diminuer de 6 dB/oct = 20 dB/décade (un filtre RC) à partir de 10 Hz.

La courbe de gain en boucle ouverte de l'ampli. en fonction de la fréquence est illustrée à la Figure 8.3. La largeur de bande passante est définie comme la région de linéarité en fréquence de l'amplificateur (elle vaut environ 500Hz dans le cas de l'amplificateur suivant en boucle ouverte). L'ajout d'une boucle de contre-réaction a pour effet de réduire le gain de l'étage amplificateur. Cette réduction du gain s'accompagne heureusement d'une augmentation de la région de linéarité de gain de l'étage.

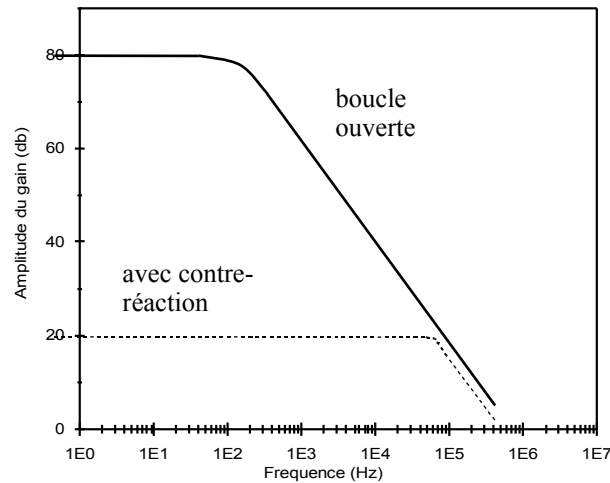


Figure 8.3

8.4 Bruit d'un ampli-op

Avant de considérer le bruit d'un ampli-op, considérons le bruit d'un transistor seul. Celui-ci a un bruit de voltage et un bruit de courant (source de voltage en série et source de courant en parallèle) avec l'entrée qu'on considère ici comme la base d'un BJT ou la grille d'un FET.

Le bruit de voltage e_n est dû au bruit thermique de la résistance de base (r_b), au courant de grenaille de I_C sur r_e , et du bruit $1/f$ du transistor. Les meilleurs transistors atteignent $\sim 1 \text{ nV/Hz}^{1/2}$ et le bruit diminue lorsque I_C augmente. Pour les JFET, le bruit de voltage est généralement plus grand.

Le bruit de courant i_n est donnée par le bruit de grenaille dans le courant de base, et du bruit $1/f$. Le bruit de courant augmente avec I_C . C'est de l'ordre de $0.1 \text{ pA/Hz}^{1/2}$ pour les BJT et c'est plus petit pour les JFET.

D'après cette description sommaire on peut voir qu'il n'y a pas de transistors, et polarisation parfaite. On doit choisir le transistor et le niveau de polarisation selon qu'on veut avoir le bruit de voltage le plus petit, le bruit de courant le plus petit, ou une combinaison des deux. Il ne faut pas oublier que ce choix affecte aussi les autres paramètres (tel le voltage de décalage) qui peut avoir une forte influence sur le fonctionnement de l'ampli.

Puisque l'entrée d'un ampli-op est l'endroit où le bruit est important (le bruit qui existe à d'autres stages interne de l'ampli n'est pas amplifié autant que le bruit à l'entrée et est donc relativement plus petit), et que l'entrée consiste en base ou grille de transistor d'un stage d'amplification différentiel, alors l'ampli aura e_n et i_n comme décrit si haut. Pour simplifier le nombre de paramètres seulement une valeur est donnée qui englobe l'effet des deux entrées. Le schéma d'un ampli-op avec bruit est donnée à la Figure 8.4 ci-dessous.

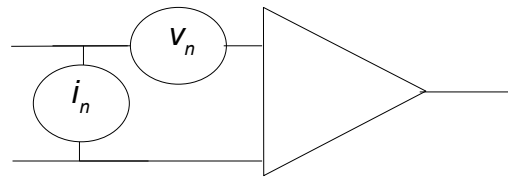


Figure 8.4 Schéma du bruit à l'entrée d'un ampli-op

Pour le bruit d'entrées d'un circuit amplificateur complet ou répète le même type de schéma. Pour le circuit complet on parlera de e_A et i_A et cela formera le circuit à l'intérieur des pointillées de la Figure 8.5.

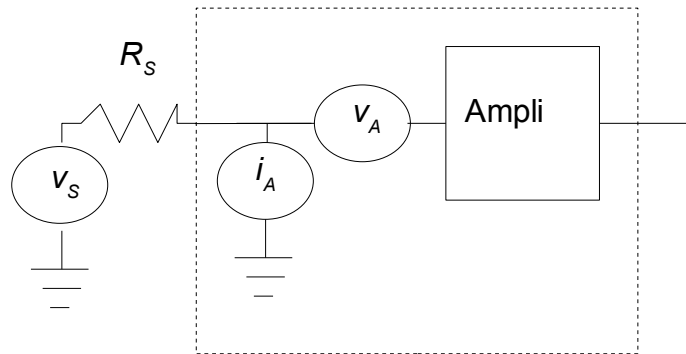


Figure 8.5 Schéma du bruit à l'entrée circuit amplificateur quelconque

Lorsqu'on ajoute une source de voltage avec un résistance interne R_S , et si on considère l'impédance d'entrée de l'ampli comme infini, alors le bruit de voltage total à l'entrée est

$$v_{total}^2 = v_A^2 + (i_A R_S)^2 + v_{R,thermique}^2$$

Chapitre 9. CIRCUITS NUMÉRIQUES

Les circuits numériques sont des circuits traitant des signaux électriques codés (signaux numériques). Ces signaux sont généralement binaires ; le signal n'occupe que deux niveaux discrets de tension. Les circuits numériques sont largement utilisés dans les systèmes de télécommunication, les systèmes de commande et de contrôle, les systèmes de mesures (instrumentation) ainsi que dans les microprocesseurs. Un système numérique complet comprend généralement une unité de logique de commande, une unité arithmétique, une unité de mémoire (pour stocker des données) et une unité de commande des entrées/sorties. Chacune de ces unités peut être réalisée à l'aide des transistors. Dans cette section, nous verrons comment à partir des propriétés de commutation des transistors il est possible de fabriquer des portes logiques. Par la suite, nous verrons comment utiliser ces portes logiques pour fabriquer les différentes unités des systèmes numériques.

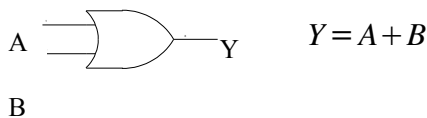
9.1 PORTES LOGIQUES

La porte logique constitue l'élément de base des circuits numériques. C'est à partir de celle-ci qu'on réalise les différentes opérations binaires sur les signaux numériques telles ; l'addition, la multiplication, le codage et le décodage, etc.. Avant de décrire le principe de fonctionnement des portes logiques à transistors, je donne ci-après une brève introduction à la logique symbolique.

Algèbre booléenne :

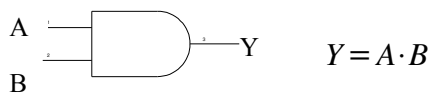
L'algèbre booléenne, ainsi nommée en l'honneur du mathématicien anglais du dix-neuvième siècle George Boole, est un système d'analyse mathématique de la logique. C'est un système de logique symbolique à deux états. Une variable booléenne A ne peut prendre que deux valeurs 0 ou 1. Si A n'est pas 0 alors A=1. Une porte logique possède deux (ou plusieurs) entrées et une sortie et permet de réaliser des fonctions logiques de base (ET, OU, NON). La porte logique établit donc une correspondance entre les états d'entrée et de sortie des signaux ; cette correspondance s'appelle une table de vérité.

PORTE OU



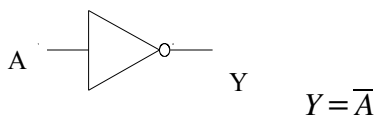
entrées		sortie
A	B	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

PORTE ET



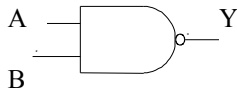
entrées		sortie
A	B	Y
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

PORTE NON



entrée	sortie
A	Y
0	1
1	0

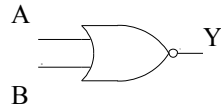
PORTE NON-ET



$$Y = \overline{A \cdot B}$$

entrées		sortie
A	B	Y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

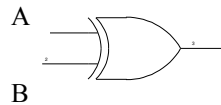
PORTE NON-OU



$$Y = \overline{A + B}$$

entrées		sortie
A	B	Y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

PORTE OU-Exclusif



$$Y = A \oplus B$$

entrées		sortie
A	B	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Tableau 9.1 Identités booléennes de base (de Millman et Grabel, page 219)

OU	ET	NON
$A + 0 = A$	$A0 = 0$	$A + \bar{A} = 1$
$A + 1 = 1$	$A1 = A$	$A\bar{A} = 0$
$A + A = A$	$AA = A$	$\bar{\bar{A}} = A$
$A + \bar{A} = 1$	$A\bar{A} = 0$	
<i>Axiomes d'associativité</i>		<i>Théorème de De Morgan</i>
$(A + B) + C = A + (B + C)$		$\overline{AB\dots} = \bar{A} + \bar{B} + \dots$
$(AB)C = A(BC)$		$\overline{A + B + \dots} = \bar{A}\bar{B}\dots$
<i>Axiomes de commutativité</i>		<i>Identités auxiliaires</i>
$A + B = B + A$		$A + AB = A$
$AB = BA$		$A + \bar{A}B = A + B$
<i>Axiomes de distributivité</i>		$(A + B)(A + C) = A + BC$
$A(B + C) = AB + AC$		

FAMILLES LOGIQUES

Il existe sur le marché quatre grandes familles logiques. Chacune de ces familles possède un avantage spécifique qui est résumé au tableau suivant.

Tableau 9.2 Familles logiques

Nom	Description	Avantage spécifique
ECL	logique à transistors bipolaires à couplage par les émetteurs	plus petit temps de transition haut-bas
TTL	logique transistor-transistor (à transistors bipolaires)	plus petit produit temps de transition · puissance dissipée
NMOS	logique à transistors NMOS	meilleure capacité d'intégration
CMOS	logique à transistors CMOS	plus petite puissance dissipée

Dans ce cours, nous nous limiterons à la description des portes logiques NMOS et CMOS. Ces portes logiques consomment très peu de puissance et possèdent un potentiel d'intégration à très grande échelle. Pour ces raisons, elles occupent la plus grande part du marché des circuits numériques.

Familles NMOS

La Figure 9.1a) montre le circuit d'un inverseur NMOS. Le transistor pilote Q_1 est alimenté par une pile $+V_{DD}$ et une résistance de charge non-linéaire (le transistor Q_2). La caractéristique de charge de Q_2 est illustrée à la Figure 9.1b). L'intersection entre la caractéristique I-V de la Figure 9.1c) (pour $V_i=V_{GS}$) et la ligne de charge permet de déterminer la caractéristique de transfert (V_o en fonction de V_i) de cet inverseur (voir Figure 9.1d). Un inverseur idéal est un inverseur présentant une transition infiniment abrupte entre un niveau haut égal à $+V_{DD}$ et un niveau bas égal à zéro. La déviation par rapport au comportement idéal de l'inverseur limitera le nombre maximal de portes pouvant être pilotées sans remise en forme du signal. Le temps de commutation haut-bas est aussi un important paramètre qu'il faut chercher à minimiser.

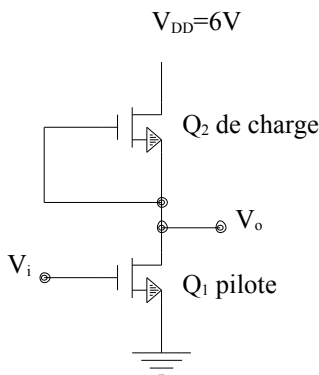


Figure 9.1a) inverseur NMOS

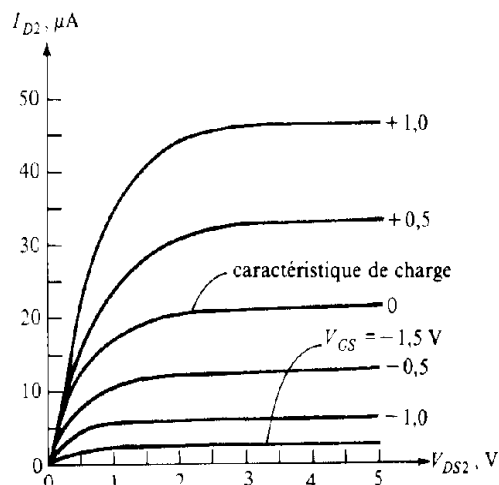


Figure 9.1b) caractéristique de charge de Q_2

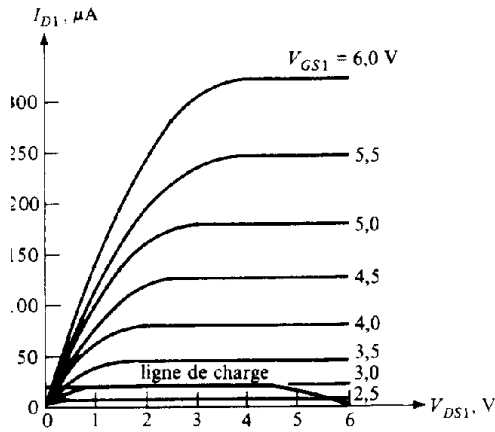


Figure 9.1c) caractéristique I-V de Q_1

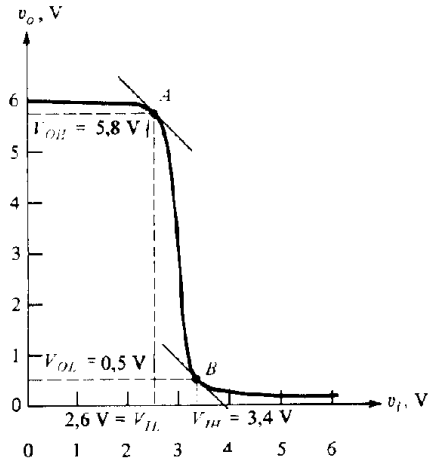
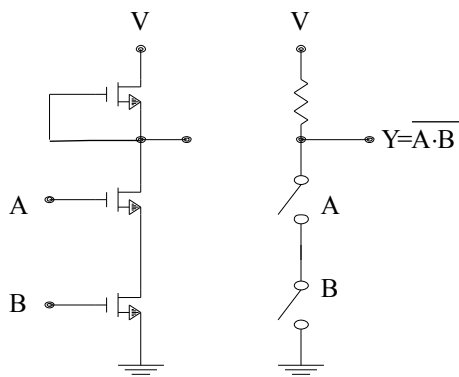


Figure 9.1d) caractéristique de transfert de l'inverseur

L'amélioration des caractéristiques de transfert des inverseurs constitue un défi important dans la conception des portes logiques. Plusieurs travaux de recherche en ingénierie et en physique portent sur cet aspect particulier. Dans ce cours, nous n'aurons malheureusement pas le temps d'entrer dans ces détails.

Il est à noter que les transistors montés en configuration d'émetteur ou de source commune fonctionnent comme des inverseurs. Les portes logiques fabriquées avec ceux-ci seront donc des portes inverseuses. Les Figure 9.2a) et b) montrent les circuits correspondant à une porte NON-ET et à une porte NON-OU (NMOS). Le transistor NMOS est bloqué (interrupteur ouvert) si le niveau d'entrée est bas (0) et conduit fortement (interrupteur fermé) si le niveau d'entrée est haut (1). Dans le cas de la porte NON-ET, si un des interrupteurs est ouvert ($V_i=0$, état 0) alors la sortie est au niveau haut ($V_o=V_{DD}$, état 1). Si les deux entrées sont à $\langle 1 \rangle$, les deux interrupteurs sont fermés et l'état de sortie vaut alors 0. Vous pouvez utiliser le même raisonnement pour construire la table de vérité de la porte NON-OU. Pour obtenir une porte ET, il suffit d'inverser la sortie de la porte NON-ET à l'aide d'un étage inverseur.



entrées		sortie
A	B	Y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Figure 9.2a) Circuit d'une porte NON-ET (NMOS)

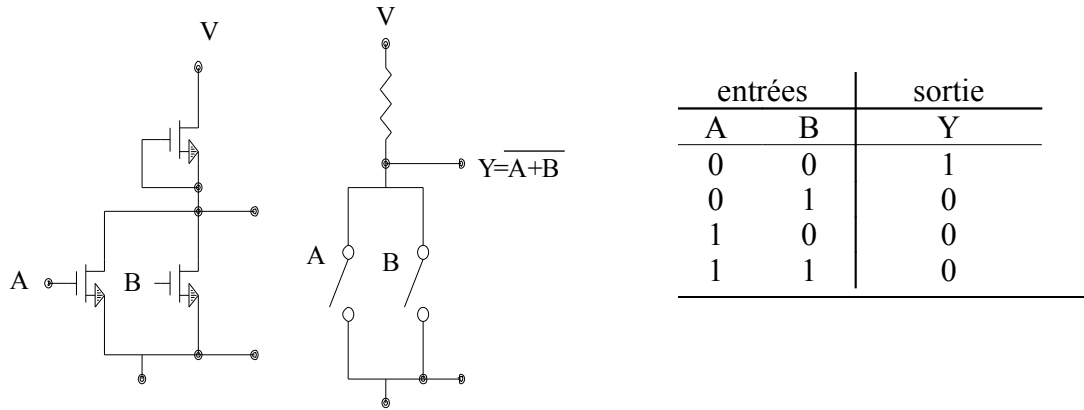


Figure 9.2b) Circuit d'une porte NON-OU (NMOS)

Familles CMOS

Si vous avez compris la porte logique NMOS, vous devriez être capable de tracer vous-même la fonction de transfert d'un inverseur CMOS (complementary MOS : NMOS + PMOS) et de comprendre le principe de fonctionnement des portes logiques CMOS.

Exercice Tracer la caractéristique de transfert (V_o en fonction de V_i) de l'inverseur CMOS suivant. Considérer la même caractéristique I-V pour les deux transistors. Pour le PMOS vous devez inverser le signe du courant et les signes des tensions.

Note: Remarquer qu'un des deux transistors est toujours bloqué, sauf pendant le court temps de commutation où les deux transistors conduisent. La puissance dissipée en mode statique est donc égale à zéro.

La Figure 9.3 ci-dessous illustre le circuit correspondant à une porte NON-OU CMOS et sa table de vérité associée.

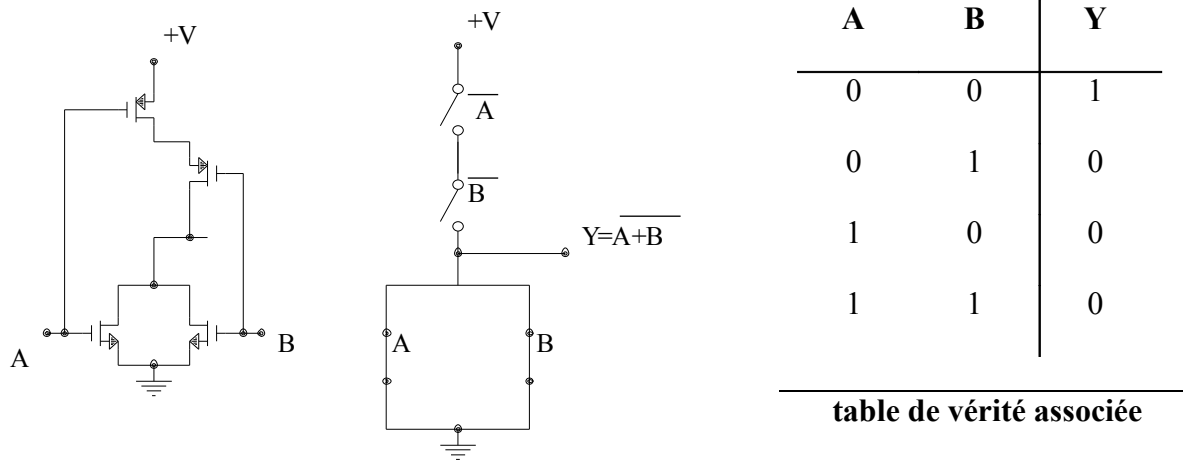


Figure 9.3 Porte NON-OU CMOS

L'avantage principal des portes logiques CMOS est leur faible consommation de puissance en mode statique. Par contre, on remarque que le nombre de transistors nécessaires à la fabrication de cette porte est plus grand que celui d'une porte NON-OU NMOS. La famille logique NMOS a par conséquent un plus grand potentiel de miniaturisation.

Il existe un autre type de porte très importante dans les circuits numériques (et dans plusieurs circuits analogiques) ; c'est la porte de transmission CMOS. Le principe de fonctionnement de cette porte est illustré à la Figure 9.4.

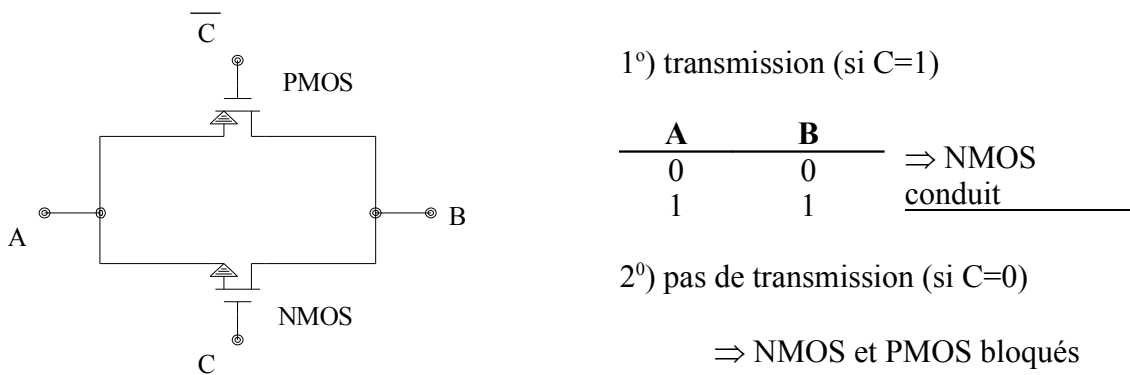


Figure 9.4 Porte de transmission CMOS

9.2 ADDITIONNEUR BINAIRE

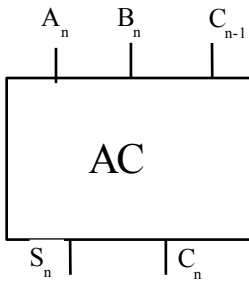
Un calculateur numérique doit nécessairement comporter des circuits qui exécutent les opérations arithmétiques, à savoir l'addition, la soustraction, la multiplication et la division. L'opération de base est l'addition car : 1°) la soustraction est une opération équivalente à l'addition, 2°) la multiplication est une addition répétée et 3°) la division une soustraction répétée.

Un nombre binaire à quatre bits s'écrit de la façon suivante 1 0 1 0. Le bit de gauche est le plus significatif et celui de droite est le moins significatif. Ce dernier nombre correspond au chiffre décimal $10 = 1 \cdot (2^3) + 0 \cdot (2^2) + 1 \cdot (2^1) + 0 \cdot (2^0)$. En binaire, on effectue une addition de la même façon qu'on le fait

avec des nombres entiers. On additionne les bits de même poids en tenant compte du bit de report. Par exemple:

$$\begin{array}{r} 0\ 1\ 1\ 1 \\ 0\ 0\ 1\ 1 \\ \hline 1\ 0\ 1\ 0 \end{array} \quad \begin{array}{r} 7 \\ +3 \\ \hline 10 \end{array}$$

Cette opération peut être effectuée à l'aide d'une série de portes ET et OU. Le symbole du n^{ième} étage d'un additionneur complet est le suivant:



A_n et B_n sont les bits d'entrée à additionner
 C_{n-1} est le bit de report de l'étage n-1
 C_n est le bit de report pour l'étage n+1
 S_n est le bit résultant de l'addition des trois bits d'entrée

Figure 9.5 Additionneur complet

La Figure 9.6 montre le schéma d'un additionneur binaire parallèle à 4 bits. Les additionneurs sont montés en cascade du bit le moins significatif au plus significatif. La table de vérité associée à cet additionneur est donnée à la Figure 9.7a). Les huit lignes de cette table correspondent aux différentes combinaisons possibles des bits d'entrées. À partir de cette table, il est possible de construire une équation booléenne pour représenter chacun des états de sortie S_n et C_n . Ces équations sont données à la Figure 9.7b). Le raisonnement utilisé pour construire ces équations est le suivant : 1°) le niveau de sortie C_n est égal à 1 si les conditions de la ligne 3 ou 5 ou 6 ou 7 sont respectées (on aura donc la somme OU de quatre termes) ; 2°) pour la ligne 3 ce terme est $B_n \cdot C_{n-1}$; 3°) pour la ligne 5 ce terme est $A_n \cdot C_{n-1}$; 4°) pour la ligne 6 ce terme est $A_n \cdot B_n$; 5°) pour la ligne 7 nous n'incluons pas de terme supplémentaire car il serait redondant avec les conditions des lignes 5 et 6. La Figure 9.8 illustre le schéma d'implémentation du n^{ième} étage d'un additionneur complet parallèle.

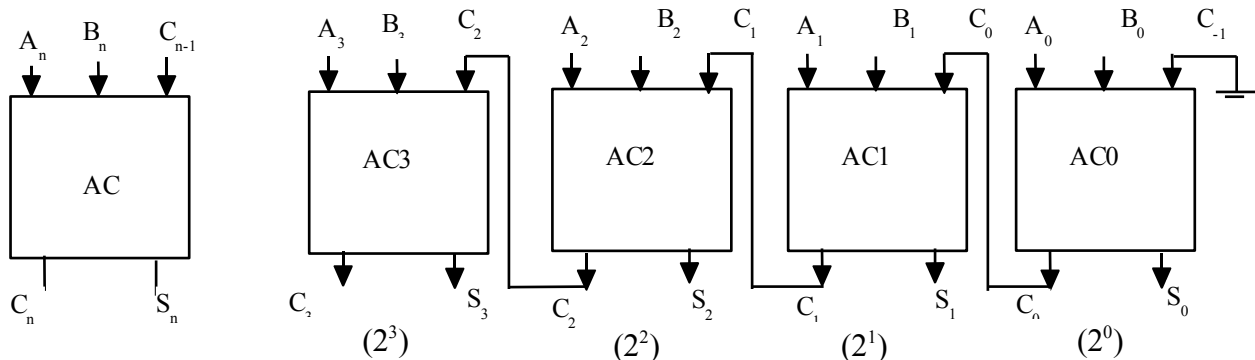


Figure 9.6 Additionneur binaire parallèle à 4 bits

ligne	entrées			sortie	
	A_n	B_n	C_{n-1}	S_n	C_n
0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	1	0
2	0	1	0	1	0
3	0	1	1	0	1
4	1	0	0	1	0
5	1	0	1	0	1
6	1	1	0	0	1
7	1	1	1	1	1

$$C_n = B_n C_{n-1} + C_{n-1} A_n + A_n B_n$$

$$S_n = A_n \overline{C_n} + B_n \overline{C_n} + C_{n-1} \overline{C_n} + A_n B_n C_{n-1}$$

Figure 9.7a) Table de vérité d'un additionneur complet

Figure 9.7b) Équations booléennes correspondantes

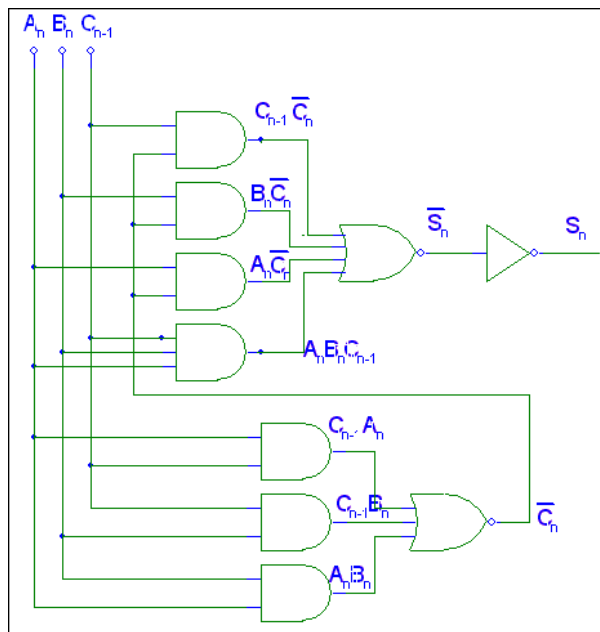


Figure 9.8 Schéma d'implémentation du n^{ième} étage d'un additionneur complet

L'opération d'addition peut également s'effectuer de façon séquentielle. Dans ce cas, les nombres binaires à additionner correspondent à des trains d'impulsions carrés générés par l'horloge interne du système numérique (voir Figure 9.9). Les bits de même poids et le bit de report résultant de l'opération n-1 sont additionnés à l'aide du même additionneur complet. Pour que le bit de report (n-1) arrive en synchronisme avec les deux autres bits, il faut retarder celui-ci d'un temps T égal à la période de l'horloge (Figure 9.10).

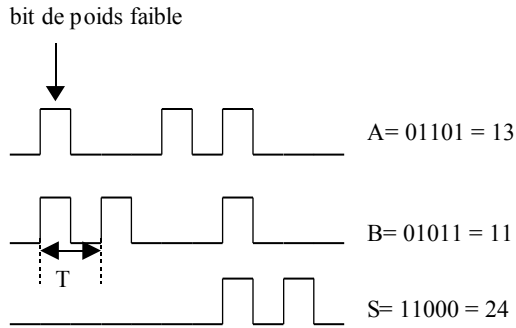


Figure 9.9 Impulsions d'horloge correspondant à deux nombres binaires à quatre bits et à son addition

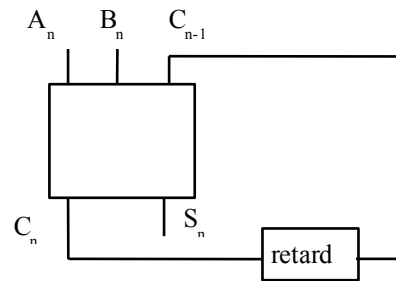


Figure 9.10 Schéma de l'additionneur complet série

Soustraction binaire

On aimerait bien remplacer la soustraction $B-A$ par l'addition de B avec \bar{A} puisqu'on sait additionner deux bits et inverser un bit. Cette transformation de l'équation n'est toutefois pas suffisante. Prenons par exemple la soustraction binaire à quatre bits suivante : $A - A = 0$. Si nous effectuons l'addition $A + \bar{A}$ on trouve:

$$\begin{array}{r} A = \quad 0 \ 0 \ 1 \ 1 \\ + \bar{A} = \quad 1 \ 1 \ 0 \ 0 \\ \hline 1 \ 1 \ 1 \ 1 \end{array}$$

Si on ajoute 1 à ce nombre (soit 0001) et que l'on délaisse le cinquième bit (le plus significatif) : on obtient bien le résultat escompté.

$$\begin{array}{r} \quad 1 \ 1 \ 1 \ 1 \\ + \quad 0 \ 0 \ 0 \ 1 \\ \hline 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \end{array}$$

Remarques pour une soustraction quelconque $B - A$:

si le bit de report (le cinquième bit) vaut 1, le résultat est positif et

$$B - A = B + \bar{A} + (0001) - (10000)$$

si le bit de report vaut zéro, le résultat est négatif¹⁴ et

$$B - A = B + \bar{A} - (1111)$$

9.3 Comparateur numérique

Une autre application intéressante des portes logiques est la comparaison de deux nombres. Le circuit qui permet d'établir les relations d'équivalence entre deux nombres binaires s'appelle un comparateur numérique. La Figure 9.11 illustre le circuit d'un comparateur numérique à 1 bit. Pour deux entrées A et B , il est facile de vérifier que seulement une des trois sorties du comparateur sera à l'état 1. La sortie D , qui correspond à une porte ET avec comme entrées B et \bar{A} est à l'état 1 seulement si B est à l'état 1 et A est à l'état 0. Cette condition est équivalente à $B > A$.

¹⁴ ¹ Pour les nombres négatifs, on utilise généralement un bit supplémentaire de signe.

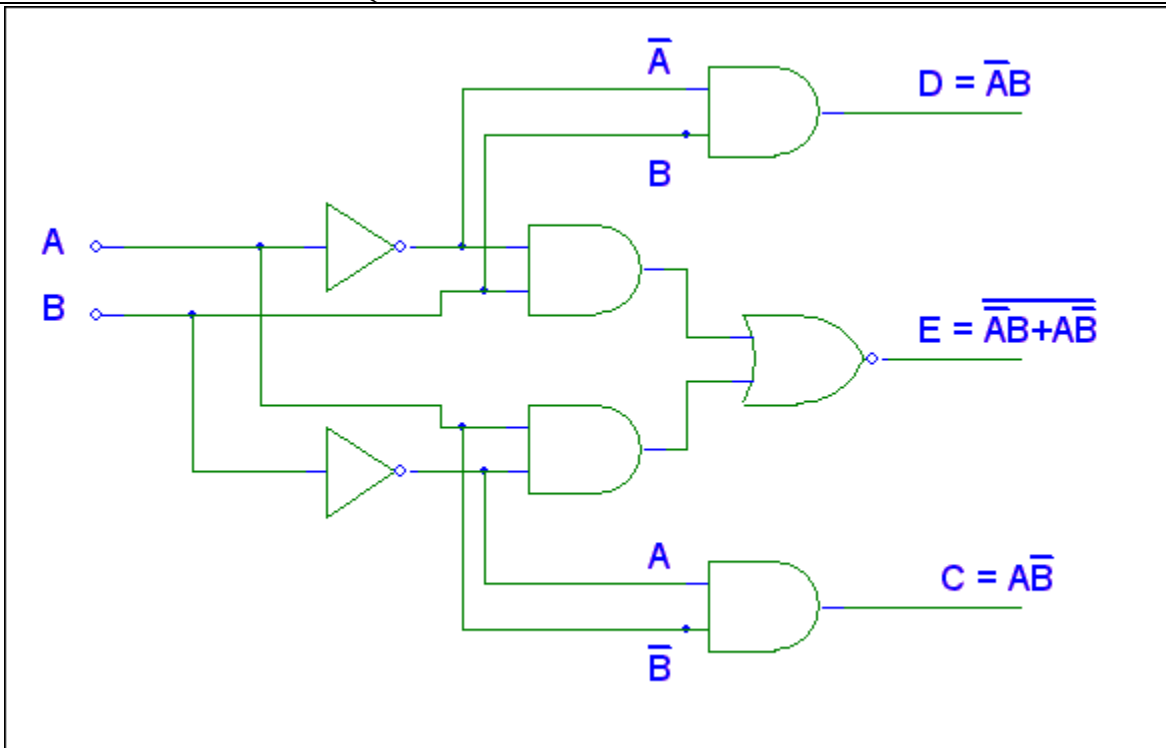


Figure 9.11 Comparateur numérique à 1 bit

9.4 Codeur et décodeur

Tout système numérique doit comporter des circuits de codage et de décodage de l'information. Un encodeur est un dispositif à plusieurs entrées dont une seule est à l'état 1 et qui génère un code de N bits dépendant de l'entrée excitée. Les Figure 9.12 illustrent les étapes de conception d'un encodeur faisant correspondre un nombre binaire de 4 bits à un chiffre décimal de 0 à 9 (touche d'un clavier, par exemple). On écrit d'abord la table de vérité correspondant à l'opération de codage (Figure 9.12a). On écrit ensuite les relations entre entrées et sorties à l'aide d'équations booléennes (Figure 9.12b). Pour réaliser la matrice de codage (Figure 9.12c) il suffit d'intégrer ces équations booléennes à l'aide de diverses connexions entre entrées et sorties.

Entrées										Sortie					
W	W	W	W	W	W	W	W	W	W	Y ₃	Y ₂	Y ₁	Y ₀		
9	8	7	6	5	4	3	2	1	0						
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	
0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	
0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0
0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1
0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0
0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0
0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1
0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1

Figure 9.12a) Table de vérité du codage des chiffres décimaux 0 à 9

$$Y_0 = W_1 + W_3 + W_5 + W_7 + W_9$$

$$Y_1 = W_2 + W_3 + W_6 + W_7$$

$$Y_2 = W_4 + W_5 + W_6 + W_7$$

$$Y_3 = W_8 + W_9$$

Figure 9.12b) Équations booléennes correspondantes

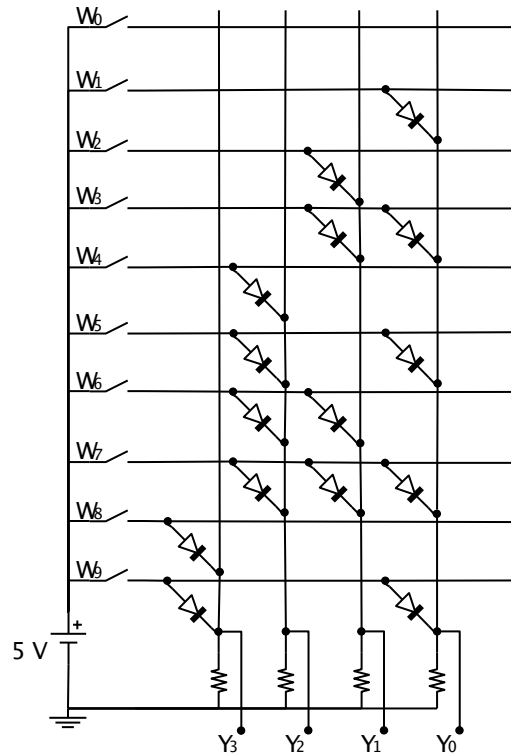


Figure 9.12c) Matrice de codage

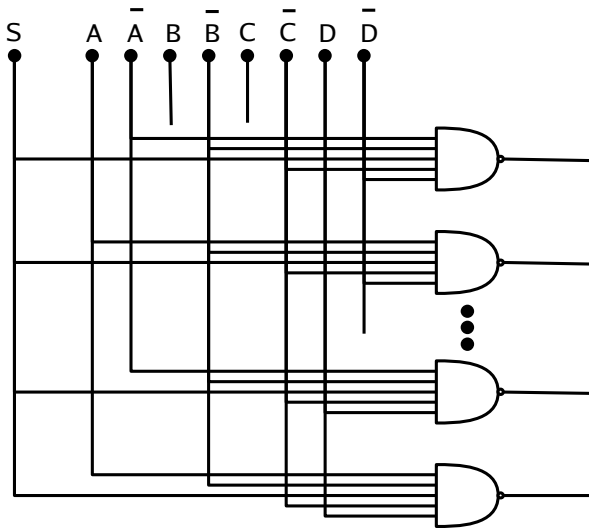


Figure 9.13 Décodeur du code binaire associé au système décimal

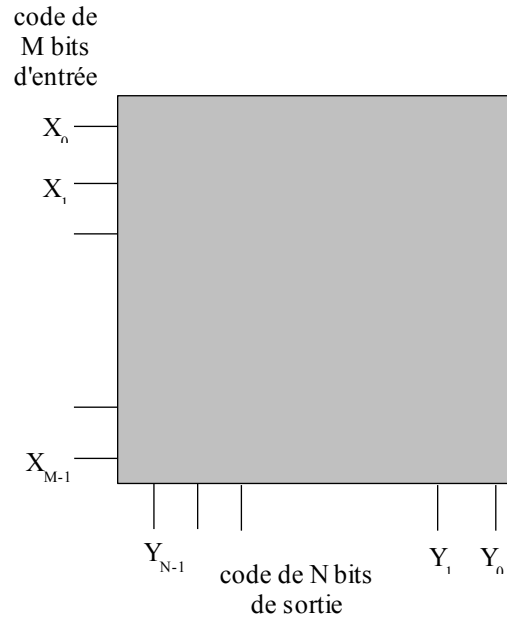


Fig. 9.14 Schéma fonctionnel d'un système de conversion binaire-binaire

Un décodeur est un dispositif qui accepte M bits et donne l'état 1 (ou 0) sur une seule des 2^M lignes de sortie. Par exemple on peut décoder un nombre binaire à quatre bits, représentant un nombre décimal compris entre 0 et 9, en utilisant un ensemble de dix portes NON-ET (voir Figure 9.13).

Mentionnons pour conclure cette section qu'il existe aussi des systèmes complets de conversion d'un code binaire en un autre. Ce type de système est aussi désigné sous le nom de mémoire morte (ROM, pour read-only-memory). La Fig. 9.14 montre le schéma fonctionnel d'un système de conversion binaire-binaire. Ce type de système est équivalent à une table de données. On l'utilise très souvent pour accélérer le calcul scientifique de fonctions de bases ($Y = \sin(X)$, par exemple).

9.5 Bascules et mémoires

De nombreux systèmes numériques doivent fonctionner en synchronisme avec une séquence de signaux binaires. Un ordinateur numérique, par exemple, doit effectuer une série d'opérations séquentielles : 1°) lire une instruction et la sauvegarder dans un registre, 2°) lire les données à traiter dans un emplacement précis de la mémoire, 3°) exécuter le calcul demandé par l'instruction initiale. Le succès du fonctionnement du système dépend de la synchronisation et de la séquence de ces étapes. Il faut de plus des circuits capables de sauvegarder des signaux. La bascule est un dispositif qui nous permet d'effectuer toutes ces opérations.

L'élément de base d'une bascule est le verrou bistable ; c'est une unité de mémoire 1 bit. En interconnectant les sorties aux entrées des portes NON-ET de la façon indiquée à la Figure 9.15, on arrive à stabiliser la sortie soit à un état $Q=0$ ($\bar{Q}=1$) ou $Q=1$ ($\bar{Q}=0$). Pour changer l'état du verrou, on peut utiliser différentes logiques d'entrées (portes d'aiguillage) des données à stocker. Cet ensemble, portes d'aiguillage et verrou, est appelé une bascule. La Figure 9.16 ci-dessous correspond à une bascule RS (pour set et reset) et sa table de vérité est donnée au Tableau 9.3.

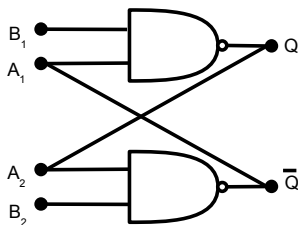


Figure 9.15 Verrou bistable

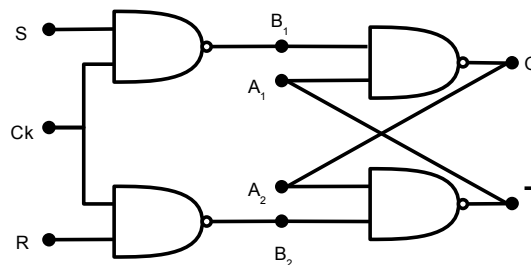


Figure 9.16 Bascule RS



Figure 9.17 Impulsions de synchronisation du système numérique

L'état du verrou (de la mémoire 1 bit) est changé en synchronisme avec les impulsions de l'horloge (C_k , pour clock). La largeur des impulsions d'horloge t_p , illustrée à la Figure 9.17, est beaucoup plus petite que la période T de l'oscillateur. L'état de sortie du verrou Q après n impulsions d'horloge est noté Q_n . Le verrou de la bascule RS ne change pas d'état entre les impulsions d'horloge ; il faut que C_k soit égal à 1 pour que le verrou bascule. Si les deux entrées S et R sont à 0 alors l'état de sortie du verrou reste inchangé. Si $S=1$ et $R=0$, l'état du verrou bascule à 1. Si $S=0$ et $R=1$, l'état du verrou

bascule à 0. Si $S=R=C_k=1$ les entrées B_1 et B_2 du verrou sont à zéro de sorte que Q et \bar{Q} doivent être à 1. Cette condition est logiquement impossible. En pratique, l'état de sortie dépendra de paramètres incontrôlables tels la légère asymétrie entre les paramètres des transistors et le petit décalage possible entre les temps de propagation des impulsions à travers les portes. Pour cette condition particulière, on dit que l'état de sortie est indéterminé. On peut lever cette indétermination en s'assurant que R est toujours égal à \bar{S} . Ce dernier type de bascule est en fait l'unité de mémoire élémentaire d'un système numérique (voir Figure 9.18 ci-dessous).

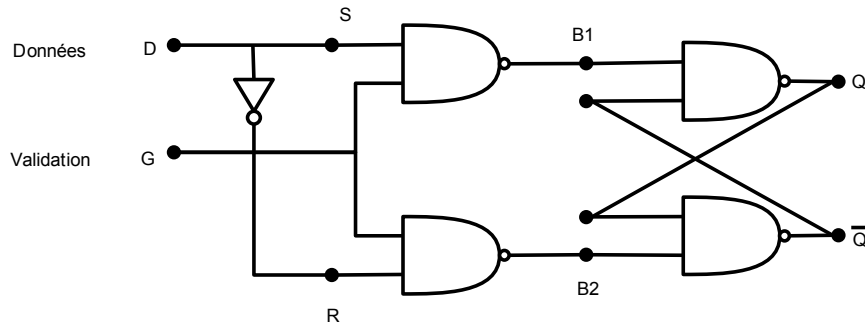


Figure 9.18 Cellule de mémoire 1 bit avec signal de validation de l'écriture

Il existe trois variantes de la bascule RS sur le marché, à savoir les bascules JK, T et D. Les schémas de ces bascules sont représentés aux Figure 9.19, 20 et 21. En plus des entrées J, K, C_k et des sorties Q et \bar{Q} , ces dispositifs possèdent deux entrées supplémentaires P_r et C_r qui permettent de forcer la sortie à 1 ou 0. Le Tableau 9.3 résume les tables de vérité associées à chacune des bascules. La bascule JK permet d'éliminer l'ambiguïté de la table de vérité de la bascule RS. Pour ce type de bascule, il est à noter que l'état de sortie bascule sur le front descendant de l'impulsion d'horloge [voir Millmann et Grabel pp. 320-325]. La bascule T se comporte comme un commutateur à levier ; l'état de sortie change à chaque impulsion d'horloge. Finalement la bascule D se comporte comme un circuit à retard ; la sortie Q suit l'entrée D mais avec un retard d'une période d'horloge (temps d'un bit).

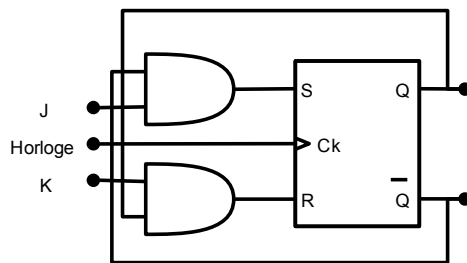


Figure 9.19 Bascule JK

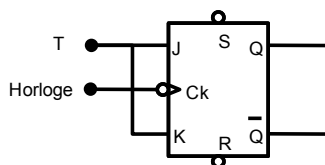


Figure 9.20 Bascule T

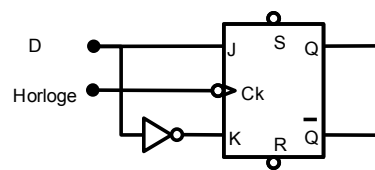


Figure 9.21 Bascule D

Tableau 9.3 Tables de vérité de bascules

SR			J-K			D		T	
S_n	R_n	Q_{n+1}	J_n	K_n	Q_{n+1}	D_n	Q_{n+1}	T_n	Q_{n+1}
0	0	Q_n	0	0	Q_n	0	1	1	$\overline{Q_n}$
1	0	1	1	0	1	0	0	0	Q_n
0	1	0	0	1	0				
1	1	?	1	1	$\overline{Q_n}$				

9.6 Compteurs et registres

La bascule étant une mémoire d'1 bit, un ensemble de n bascules constitue une unité de stockage pour un mot de n bits. Une telle combinaison est appelée un registre. La Figure 9.22 illustre le schéma d'un registre à 5 bits à entrée série et à sortie parallèle.

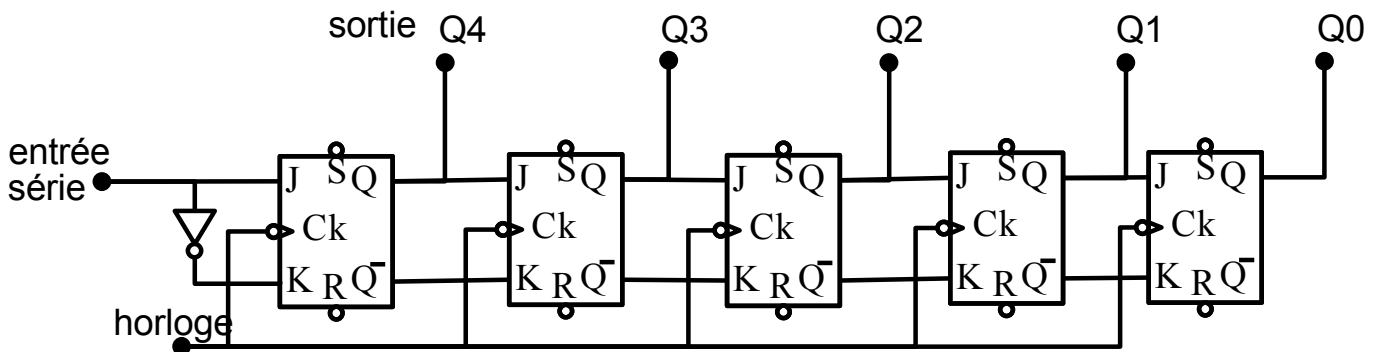


Figure 9.22 Registre à décalage 5 bits

Les bits du mot à enregistrer entrent de façon séquentielle par la bascule 4 et sont transférés d'une bascule vers la droite après chaque impulsion d'horloge. Le Tableau 9.4 résume l'état de sortie Q des différentes bascules après chaque impulsion d'horloge durant l'opération d'enregistrement du mot 01011. On peut lire ce registre en parallèle en observant les différentes sorties Q4, Q3, Q2, Q1 et Q0. On peut également lire ce registre en série en détectant la sortie Q0 et en appliquant n impulsions d'horloge à l'entrée du registre.

Tableau 9.4 États de sortie des bascules après chaque impulsion d'horloge

<i>Impulsion d'horloge</i>	<i>Bit de mot</i>	Q_4	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0
1	1 →	1 ↓	0	0	0	0
2	1 →	1 ↓	1 ↓	0	0	0
3	0 →	0 ↓	1 ↓	1 ↓	0	0
4	1 →	1 ↓	0 ↓	1 ↓	1 ↓	0
5	0 →	0	1	0	1	1

De la même façon que pour le registre, on obtient un compteur en connectant en cascade une série de bascules. La Figure 9.23 illustre le schéma d'un tel compteur. Puisque les entrées J et K sont maintenues à 1, l'état de sortie de la bascule est modifié après chaque impulsion d'entrée (voir table de vérité de la bascule JK). Il est facile de vérifier qu'une incrémentation de 1 du compteur s'effectue après chaque impulsion d'entrée. Le Tableau 9.5 résume l'état de sortie des bascules après chaque impulsion d'entrée.

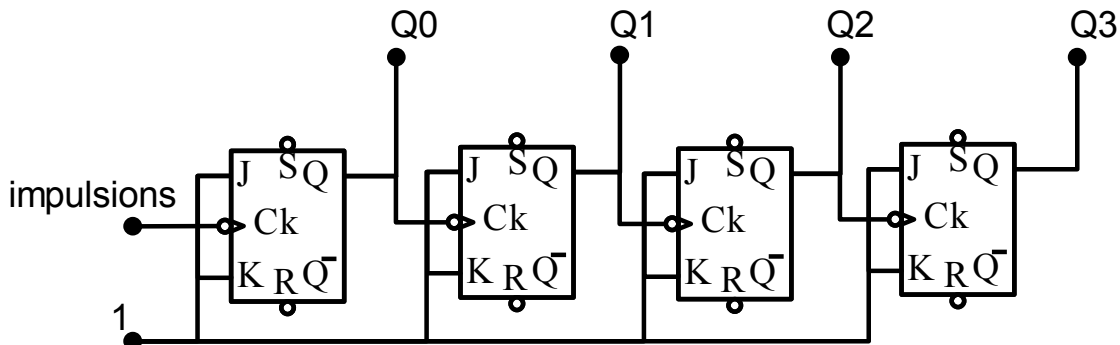


Figure 9.23 Compteur asynchrone à 4 bits

Tableau 9.5 États de sortie des bascules après chaque impulsion d'entrée

<i>Nombre d'impulsions d'entrée</i>	<i>Sorties des bascules</i>				<i>Nombre d'impulsions d'entrée</i>	<i>Sorties des bascules</i>			
	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0		Q_3	Q_2	Q_1	Q_0
0	0	0	0	0	9	1	0	0	1
1	0	0	0	1	10	1	0	1	0
2	0	0	1	0	11	1	0	1	1
3	0	0	1	1	12	1	1	0	0
4	0	1	0	0	13	1	1	0	1
5	0	1	0	1	14	1	1	1	0
6	0	1	1	0	15	1	1	1	1
7	0	1	1	1	16	0	0	0	0
8	1	0	0	0					

Annexe A. TECHNOLOGIE MONOLITHIQUE

On retrouve sur le marché toute une gamme de circuits électroniques spécialisés tels, des régulateurs de tension, des amplificateurs à bande passante des microprocesseurs ou encore des mémoires à semiconducteur. Ces circuits spécialisés peuvent contenir plusieurs milliers de composants. L'intégration de ces composants sur un seul et même substrat permet de réduire la taille des circuits mais également d'augmenter les performances de ceux-ci. Dans cette annexe, nous décrivons quelques techniques de fabrication utilisées en micro-électronique pour intégrer les divers composants de base (résistances, condensateurs et transistors) sur un même substrat.

Le terme monolithique provient du grec "monos" qui signifie seul, et "lithos" qui signifie pierre. Donc, un circuit monolithique correspond à un réseau de composants fabriqué sur une seule pierre, en l'occurrence le silicium. Par "intégré", entendre que tous les composants du circuit, transistors, résistances, diodes, condensateurs et leurs interconnexions sont fabriqués en une seule entité.

La technologie adaptée à la fabrication des circuits intégrés est appelée la technologie « planaire ». Elle consiste à fabriquer tous les composants et leurs interconnexions sur un même plan. Pour la technologie sur silicium, le support planaire correspond à un substrat de silicium monocristallin de 0,2 à 0,5 mm d'épaisseur et de 15 cm de diamètre (on arrive maintenant à fabriquer des substrats de 60 cm de diamètre). Sur ce substrat, on peut fabriquer plusieurs milliers de puces, chacune pouvant contenir plusieurs centaines voire quelques milliers de composants. Chaque puce est un circuit intégré complet. Après la fabrication, on découpe ces puces puis on les encapsule dans un boîtier qui les protège. Ces puces peuvent ensuite être montées dans des systèmes électroniques plus complexes (la mémoire à accès sélectif "RAM" d'un ordinateur, par exemple).

A.1 ÉTAPES DE FABRICATION "PLANAIRE"

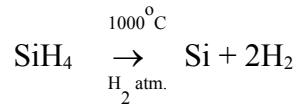
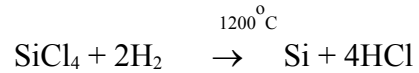
La technologie de fabrication "planaire" de circuits intégrés comprend plusieurs étapes indépendantes. Ces étapes sont décrites dans ce qui suit.

1) *la fabrication des substrats*

On fixe un germe cristallin à une tige qu'on enfonce dans un creuset contenant du silicium fondu. On retire très lentement la tige, dans des conditions parfaitement contrôlées. Le silicium fondu se cristallise en se refroidissant. Par cette technique, on arrive à former des lingots du 10 à 60 cm de diamètre et d'environ 50 cm de longueur. On découpe par la suite ces lingots en tranche d'environ 0,3 mm d'épaisseur. Ces tranches sont ensuite polies de façon à éliminer les rugosités de surface. Ils constituent les substrats de base sur lesquels seront fabriqués les différents composants électroniques. On peut obtenir des substrats conducteurs de type p en dopant la solution de départ à l'aide d'impuretés acceptrices.

2) *l'épitaxie des couches minces semiconductrices*

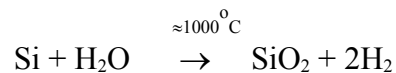
L'épitaxie consiste à faire croître, sur un substrat monocristallin, une couche ("epi") mince de semiconducteur de façon ordonnée ("taxie") ; i.e. que la couche épitaxiée conservera l'ordre cristallin imposé par le substrat. On utilise cette technique pour obtenir des couches minces d'épaisseur et de dopage contrôlés. En technologie sur silicium, on utilise le procédé de réduction par de l'hydrogène d'un gaz de silane (SiH_4) ou encore d'un gaz de tétrachlorure de silicium (SiCl_4).



D'autres gaz sont ajoutés au mélange afin de contrôler le dopage des couches. Pour un dopage de type n, on utilise généralement la phosphine (PH_3) tandis que pour un dopage de type p, on choisit plutôt du diborane (B_2H_6).

3) *déposition des couches d'isolant*

Pour la fabrication des transistors MOS, on doit déposer une couche d'oxyde servant à isoler l'électrode de grille du canal de conduction. Généralement, cette couche d'oxyde est déposée sur toute la grandeur du substrat dans l'étape qui suit l'épitaxie des différentes couches de semiconducteurs. Dans la technologie sur silicium, l'isolant utilisé est le dioxyde de silicium (SiO_2). Le plus souvent on oxyde thermiquement le silicium en présence de vapeur d'eau.



La couche d'isolant ainsi déposée, servira également de masque afin de protéger certaines régions lors des différentes étapes de fabrication du circuit intégré. Une fois le circuit terminé, une couche extérieure de SiO_2 est déposée afin de protéger la puce contre les éraflures et les dégâts mécaniques.

4) *Impression des motifs*

Il est nécessaire pour fabriquer un circuit intégré : 1°) de doper les différentes régions des transistors, 2°) de déposer des électrodes métalliques au-dessus de ces régions et 3°) d'interconnecter les différents composants. Pour doper une région spécifique du substrat il faut d'abord enlever la couche d'oxyde au-dessus de cette région, puis incorporer des impuretés par ces ouvertures. Pour la fabrication des contacts, il faut également ouvrir des espaces dans la couche d'oxyde de façon à déposer une couche métallique directement sur le substrat semiconducteur. On utilise généralement une technique de photolithographie pour imprimer les différents motifs du circuit représentant respectivement la position des ouvertures correspondant aux régions de type n, aux régions de type p, aux régions des contacts métalliques et des interconnexions. Ce procédé comporte plusieurs étapes : 1°) on couvre toute la surface du substrat d'une résine sensible aux rayons UV ; 2°) on fabrique un négatif du motif à imprimer. Ce masque doit être opaque au-dessus de la position désirée des ouvertures et transparent partout ailleurs ; 3°) on expose à la lumière ultraviolette, la couche de résine à travers le masque ; 4°) les régions non exposées de la résine sont développées à l'aide d'un produit chimique. L'émulsion non enlevée lors du développement est maintenant fixée au point de résister aux attaques corrosives qui l'attendent.

5) *dopage de certaines régions du substrat semiconducteur*

Deux techniques sont utilisées pour le dopage de certaines régions spécifiques du substrat : la diffusion des impuretés et l'implantation ionique.

La technique de diffusion consiste à introduire des concentrations contrôlées d'impuretés durant 1 à 2 h dans un four à diffusion porté à environ 1000 °C. Les sources des impuretés peuvent être solides, liquides ou gazeuses. Dans le cas des gaz, on utilise habituellement des hydrures de bore, d'arsenic et

de phosphore. Cette technique est certainement la plus facile à mettre en oeuvre et offre de plus la possibilité d'utiliser une grande gamme de dopants. Il est à noter, toutefois, qu'il est difficile d'obtenir des profils abrupts de concentrations à l'aide de cette technique.

L'implantation ionique consiste à incorporer des impuretés dans la matrice cristalline du substrat en bombardant cette surface avec des ions énergétiques. On accélère, sous vide, les ions appropriés (le bore pour le type p et le phosphore pour le type n) d'un faisceau à une énergie comprise entre 30 et 200 keV. L'énergie d'accélération et la dose d'ions déterminent la profondeur de pénétration des ions. L'implantation ionique possède plusieurs avantages par rapport à la technique de diffusion : 1°) elle permet d'obtenir des concentrations d'impuretés plus uniformes sur une grande surface et des profils abrupts aux bords des régions de dopage ; 2°) il est plus facile de doper des couches de faibles épaisseurs ; 3°) l'implantation se fait à la température ambiante, ce qui limite les problèmes liés à la diffusion des impuretés incorporées dans des étapes antérieures du procédé.

6) enlèvement des couches en surplus

Tout au long du procédé de fabrication du circuit intégré, on doit enlever plusieurs couches d'oxydes ou de résines. Les couches d'oxydes sont retirées soit par gravure sèche, soit par gravure humide. La gravure humide consiste à attaquer la couche d'oxyde à l'aide d'un acide (pour le SiO₂ on utilise l'acide fluorhydrique). La technique de gravure sèche consiste à arracher les molécules de la couche en bombardant celle-ci avec des ions énergétiques contenus dans un gaz d'ions chauds (un plasma). La gravure humide est très efficace et facile à mettre en oeuvre. La gravure sèche permet d'obtenir des régions d'attaque plus abruptes, par contre son utilisation est plus coûteuse.

Les couches de résines en surplus peuvent être enlevées à l'aide d'un solvant (tel que le H₂SO₄ chaud). La couche de résine à enlever est souvent recouverte d'une fine couche métallique déposée pour la fabrication des contacts. Cette couche se retire en même temps que la résine (procédé de lift-off), ce qui a pour effet d'isoler les différents contacts. *Le solvant peut être plongé dans un bain à ultrasons afin d'éviter que les contacts métalliques se soulèvent avec la couche de résine.*

7) métallisation des contacts

Les différents contacts et les interconnexions entre les composants sont fabriqués par déposition métallique. Ces dépôts sont réalisés dans une cloche à vide (un évaporateur). On place dans un creuset une source métallique solide (Al, Au, ...) ultra-pure juste en dessous du circuit intégré. Cette source est chauffée et les atomes évaporés viennent se déposer sur la surface du substrat. La mesure de la fréquence de résonance d'un cristal de quartz placé en proximité du substrat permet de mesurer l'épaisseur des couches déposées. En technologie sur silicium, le dépôt d'une couche de polysilicium (très bon conducteur) est souvent utilisé pour la fabrication de l'électrode de grille du transistor MOS.

A.2 FABRICATION DES TRANSISTORS

Un transistor est fabriqué en utilisant une combinaison des différentes étapes de fabrication planaire décrites à la section précédente. Chaque type de transistors possède son propre procédé de fabrication. À titre d'exemple, la Fig. A.1 suivante illustre le procédé complet de fabrication d'un transistor PMOS à appauvrissement.

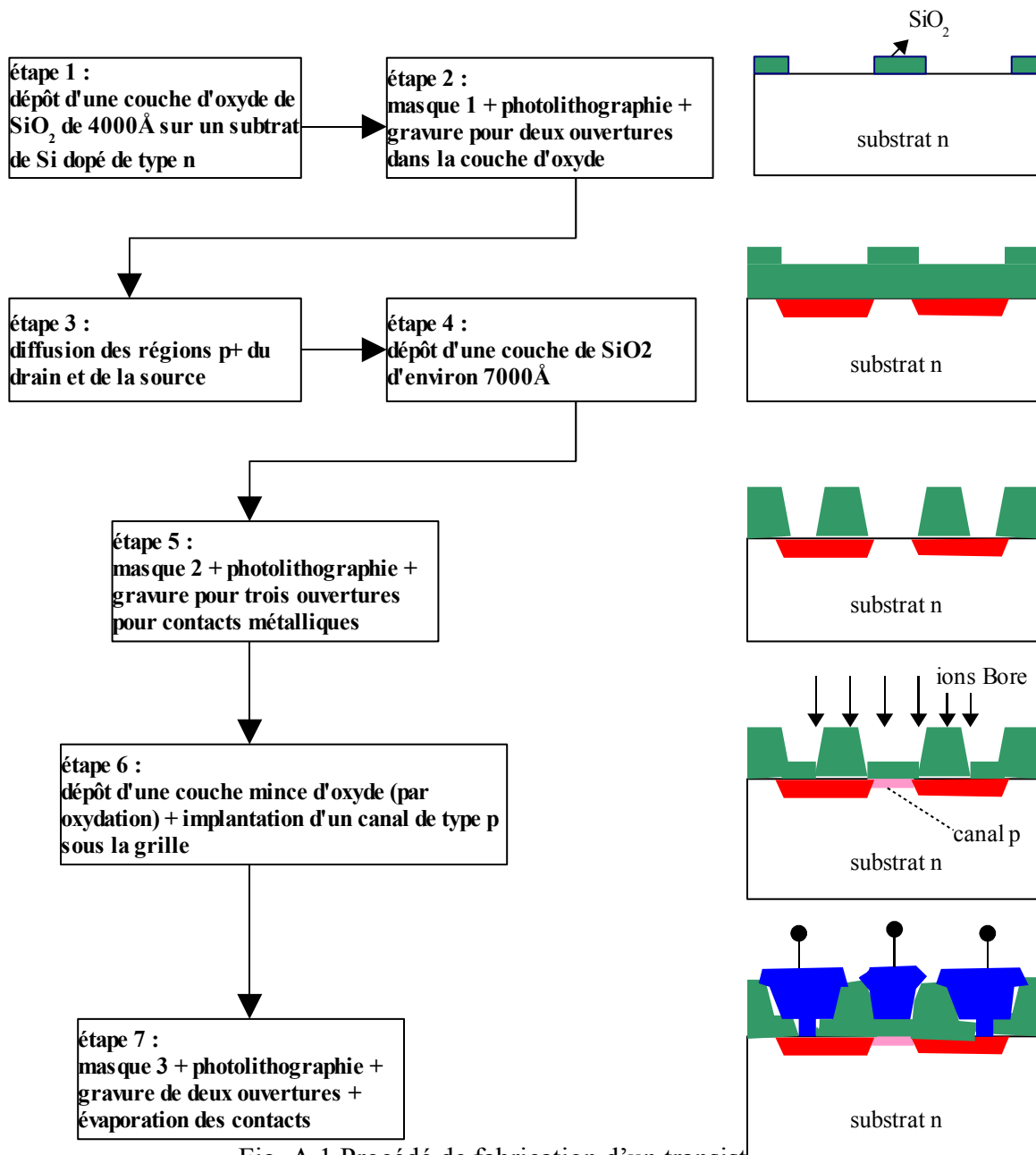


Fig. A.1 Procédé de fabrication d'un transistor PMOS

A.3 FABRICATIONS AUTRES COMPOSANTS INTÉGRÉS DE BASE

Un circuit intégré comprend un grand nombre de transistors mais également plusieurs autres composants de base tels que la résistance, le condensateur et la diode. La technologie "planaire" permet l'intégration de tous ces composants. L'inductance est le seul composant de base qui ne peut être intégré facilement.

Diodes monolithiques

Les diodes monolithiques sont fabriquées de la même façon que les transistors bipolaires planaires. Pour obtenir une diode il suffit de connecter seulement deux des trois contacts du transistor. La Fig A.2 illustre la section transversale et les différentes connexions possibles de diodes intégrées.

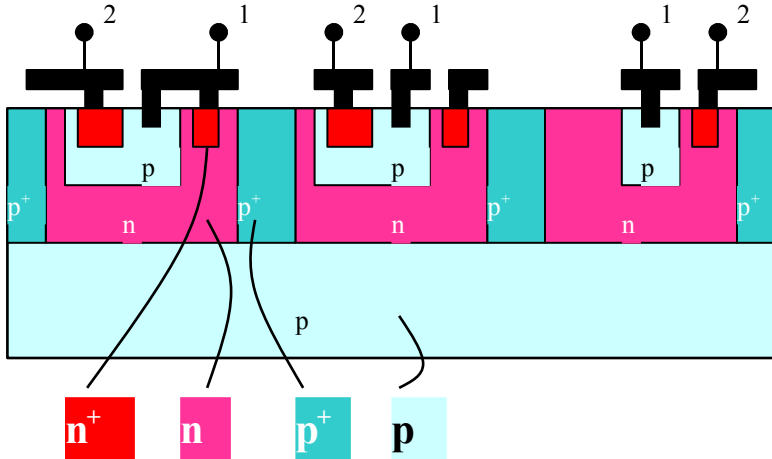


Fig A.2 Différents types de diodes intégrées

Résistances intégrées :

La résistivité d'une couche mince de semiconducteur faiblement dopé, est souvent utilisée pour la fabrication des résistances intégrées. Cette couche peut être obtenue par diffusion ou par implantation ionique (voir Fig A.3). La valeur de la résistance va dépendre de la résistivité du semiconducteur (conc. de dopage) et de la géométrie de la couche. Comme résistance diffusée, on peut également utiliser les couches faiblement dopées inhérentes à la structure du transistor (la région de la base ou la couche épitaxiale d'isolement).

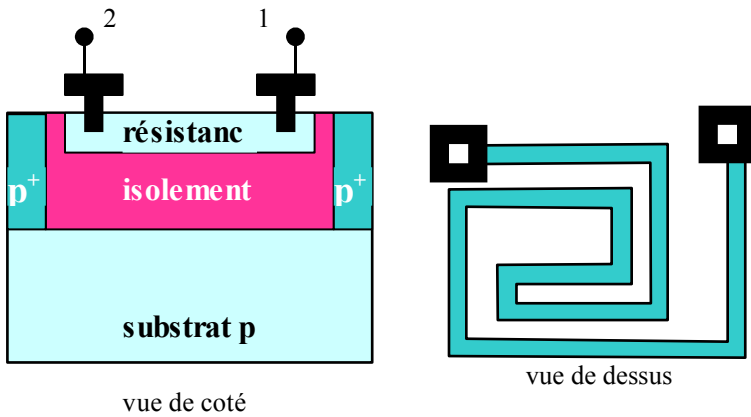


Fig A.3 Résistance diffusée de type p

La résistance d'une telle couche est égale à :

$$R = \frac{\rho L}{tW}, \text{ où } \rho \text{ est la résistivité, } L \text{ la}$$

longueur, W la largeur et "t" l'épaisseur de la couche.

On peut aussi fabriquer des résistances intégrées par évaporation d'une couche mince d'un métal. On utilise souvent, la résistance d'une couche de NiCr déposée directement sur la couche d'isolant (SiO₂). L'avantage d'une telle résistance de couche provient du fait qu'il est possible d'ajuster précisément la valeur de sa résistance en modifiant la géométrie de celle-ci à l'aide du découpage au laser.

Il est également possible d'obtenir de très grandes valeurs de résistances en fabriquant des résistances de pincement. Ce type de résistance est obtenu par diffusion d'une région de type n dans une résistance diffusée de type p. La résistance de pincement de la couche p dépend de la tension (tout comme la conductivité du canal de conduction du JFET). Cette résistance est donc non-linéaire.

Condensateurs intégrés

On obtient un condensateur intégré en utilisant la capacité associée à une jonction p-n ou encore la capacité associée à un arrangement de deux électrodes parallèles. La Fig A.4 illustre trois types de condensateurs souvent utilisés dans les circuits intégrés.

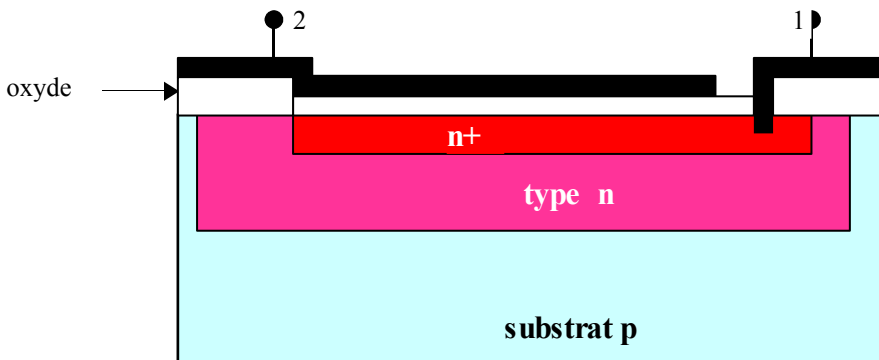


Fig A.4 a) Condensateur MOS

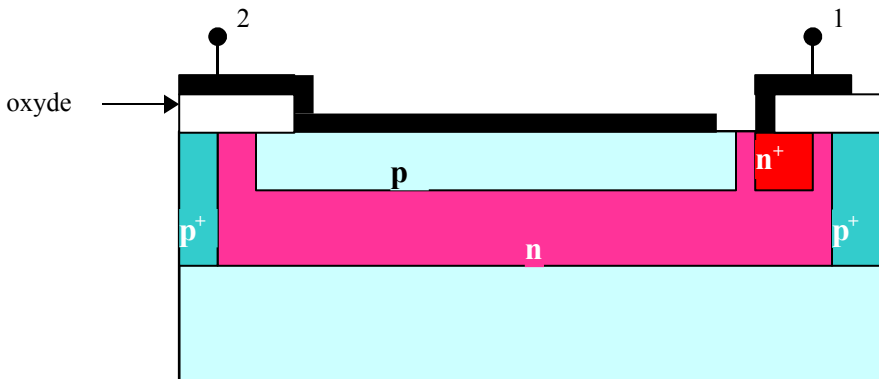


Fig A.4 b) Condensateur à jonctions

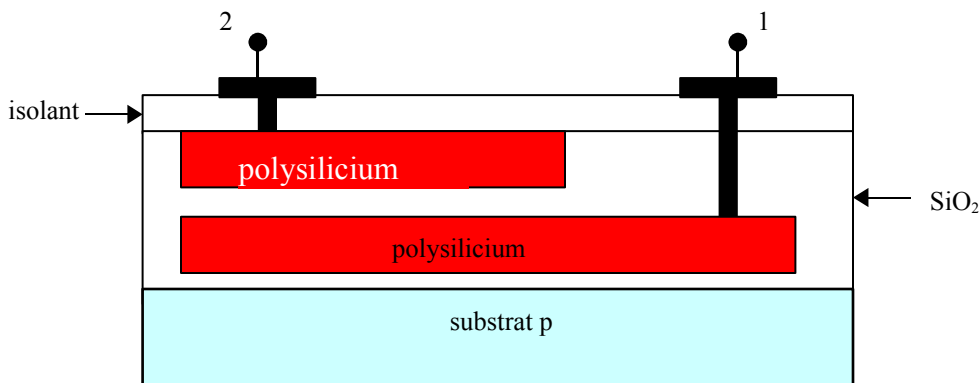


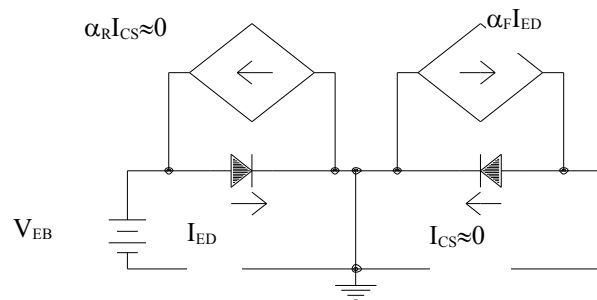
Fig A.4 c) Condensateur couche mince

Annexe B. REPRÉSENTATION D'EBERS-MOLL

APPLICATION DE LA REPRÉSENTATION D'EBERS-MOLL À LA DÉRIVATION DES CARACTÉRISTIQUES I-V DES TRANSISTORS BIPOLAIRES

B.1 Taux de transfert α_F en mode direct (E vers C)

Ce gain est défini pour $V_{CB}=0$, en mode de fonctionnement normal (direct). Dans ce cas, la représentation d'Ebers-Moll du transistor bipolaire en configuration de base commune est illustrée ci-dessous.

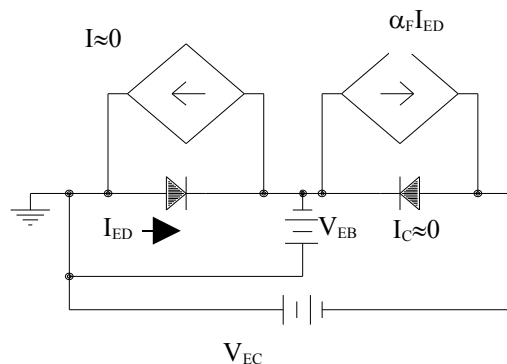


Dans ces conditions,

$$\begin{aligned}
 I_E &= I_{ED} - \alpha_R I_{CD} \approx I_{ED} \\
 I_C &= I_{CD} - \alpha_F I_{ED} \approx -\alpha_F I_{ED} \\
 \Rightarrow \alpha_F &= -\frac{I_C}{I_E} \Big|_{V_{CB}=0} \quad : \text{taux de transfert } E \text{ vers } C
 \end{aligned}$$

B.2 Gain de courant direct en configuration d'émetteur commun (β_F)

La relation entre le courant au collecteur et le courant à la base permet de définir le gain en courant direct en configuration émetteur commun (signal d'entrée appliqué à la base du transistor). Utilisons pour dériver cette expression le montage en émetteur commun avec $V_{CB}=0$.



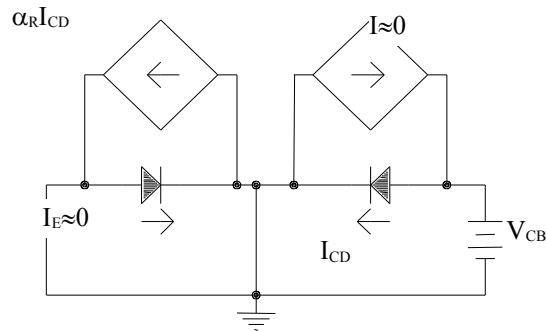
$$I_B = -(I_C + I_E) = I_C \left(\frac{1 - \alpha_F}{\alpha_F} \right)$$

$$I_C = \left(\frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} \right) I_B = \beta_F I_B$$

$$\beta_F = \frac{I_C}{I_B} \Big|_{V_{cb}=0}$$

B.3 Taux de transfert α_R en mode inverse (C vers E)

Ce gain est défini pour $V_{EB}=0$, en mode de fonctionnement inverse. Dans ce cas, la représentation d'Ebers-Moll est la suivante.



Dans ces conditions,

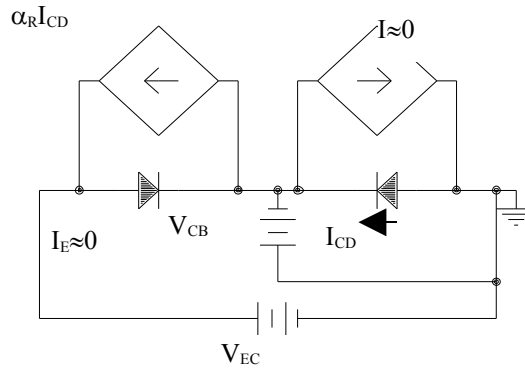
$$I_E = I_{ED} - \alpha_R \cdot I_{CD} \approx -\alpha_R \cdot I_{CD}$$

$$I_C = I_{CD} - \alpha_F \cdot I_{ED} \approx I_{CD}$$

$$\Rightarrow \alpha_R = - \frac{I_E}{I_C} \Big|_{V_{EB}=0} \quad : \text{taux de transfert de } C \text{ vers } E$$

B.4 Gain de courant inverse en configuration d'émetteur commun (β_R)

La relation entre le courant à l'émetteur et le courant à la base permet de définir le gain en courant inverse en configuration émetteur commun (signal d'entrée appliqué à la base du transistor). Pour $V_{EB}=0$, la représentation d'Ebers-Moll est la suivante.



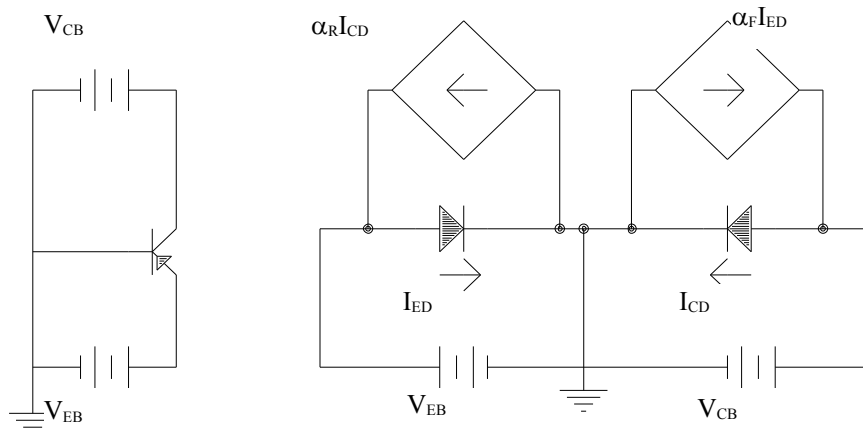
$$I_B = -(I_C + I_E) = I_E \left(\frac{1 - \alpha_R}{\alpha_R} \right)$$

$$I_E = \left(\frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R} \right) \cdot I_B = \beta_R \cdot I_B$$

$$\beta_R = \left. \frac{I_E}{I_B} \right|_{V_{EB}=0} : \text{ gain de courant inverse en émetteur commun}$$

Dans la suite de cette annexe, nous dériverons les caractéristiques I-V du transistor bipolaire monté en configuration de base commune et en configuration d'émetteur commun. Les caractéristiques I-V du transistor en collecteur commun sont similaires à celles du montage en émetteur commun.

B.5 Transistor bipolaire monté en configuration de base commune



On utilise la loi de Kirchhoff des courants et l'équation de la diode pour dériver les caractéristiques d'entrée et de sortie du transistor. Par convention, nous choisissons les courants I_E , I_C et I_B comme entrant dans le dispositif.

au noeud émetteur: $I_E = I_{ED} - \alpha_R I_{CD}$ (1)

au noeud collecteur: $I_C = I_{CD} - \alpha_F I_{ED}$ (2)

On peut réécrire ces équations sous la forme :

(2) dans (1) $I_E = I_{ED} (1 - \alpha_R \alpha_F) - \alpha_R I_C$

(1) dans (2) $I_C = I_{CD} (1 - \alpha_R \alpha_F) - \alpha_F I_E$

Les caractéristiques de sortie du transistor s'obtiennent en exprimant le courant de sortie I_C en fonction de la tension de sortie V_{CB} , et ce pour différentes valeurs du courant d'entrée I_E .

$$I_C = I_{C0} \left(\exp \left[\frac{V_{CB}}{\eta V_T} \right] - 1 \right) - \alpha_F \cdot I_E$$

où I_{C0} est le courant de saturation en inverse du transistor lorsque l'émetteur est ouvert ($I_E=0$) :

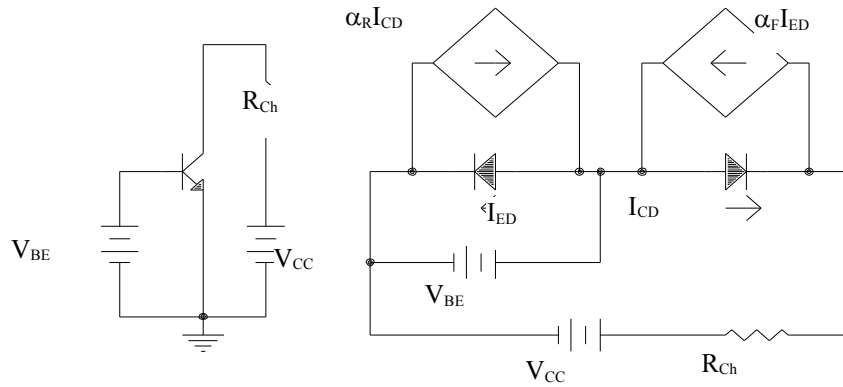
$$I_{C0} = (1 - \alpha_R \alpha_F) I_{CS}$$

Les caractéristiques d'entrée du transistor s'obtiennent en exprimant le courant d'entrée I_E en fonction de la tension d'entrée V_{EB} , et ce pour différentes valeurs de la tension de sortie V_{CB} .

$$I_E = I_{E0} \left(\exp \left[\frac{V_{EB}}{\eta V_T} \right] - 1 \right) - \left(\frac{\alpha_R I_{C0}}{1 + \alpha_F \alpha_R} \right) \left(\exp \left[\frac{V_{CB}}{\eta V_T} \right] - 1 \right)$$

où I_{E0} est le courant de saturation en inverse du transistor lorsque le collecteur est ouvert ($I_C=0$); noter que $I_{E0} = I_{ES}$.

Les caractéristiques I-V dérivées dans cette section sont représentées aux figures 4-11 et 4-12 de vos notes de cours.

B.6 Transistor bipolaire monté en configuration d'émetteur commun

Tout comme à la section précédente, on utilise la loi de Kirchhoff des courants et l'équation de la diode pour dériver les caractéristiques d'entrée et de sortie du transistor.

$$\text{au noeud émetteur:} \quad I_E = -I_{ED} + \alpha_R I_{CD} \quad (1)$$

$$\text{au noeud collecteur:} \quad I_C = -I_{CD} - \alpha_F I_{ED} \quad (2)$$

$$\text{au noeud base:} \quad I_B = -I_E - I_C \quad (3)$$

Les caractéristiques de sortie du transistor s'obtiennent en exprimant le courant de sortie I_C en fonction de la tension de sortie V_{CE} , et ce pour différentes valeurs du courant d'entrée I_B .

$$(1) \text{ dans } (2) \quad I_C = -I_{CD} + \alpha_F (-I_E + \alpha_R I_{CD}) \quad (4)$$

$$\begin{aligned} I_C &= -I_{CD} + \alpha_F (-I_E + \alpha_R I_{CD}) \\ &= \frac{\alpha_F}{(1 - \alpha_F)} I_B + \left(\frac{\alpha_F \alpha_R - 1}{1 - \alpha_F} \right) I_{CD} \\ &= \beta_F I_B - (\beta_F + 1) I_{CO} \left[\exp\left(\frac{-(V_{CE} - V_{BE})}{\eta V_T} \right) - 1 \right] \end{aligned}$$

Les caractéristiques d'entrée du transistor s'obtiennent en exprimant le courant d'entrée I_B en fonction de la tension d'entrée V_{BE} , et ce pour différentes valeurs de la tension de sortie V_{CE} .

$$\begin{aligned}
 I_B &= I_{ED} - \alpha_R I_{CD} + I_{CD} - \alpha_F I_{ED} \\
 (1),(2) \text{ dans } (3) \quad &= I_{ES} \left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{\eta V_T}\right) - 1 \right] (1 - \alpha_F) + I_{CS} \left[\exp\left(\frac{-(V_{CE} - V_{BE})}{\eta V_T}\right) - 1 \right] (1 - \alpha_R)
 \end{aligned}$$

Annexe C. RÉPONSE EN FRÉQUENCE DES AMPLIFICATEURS

Nous avons supposé que la réponse d'un circuit à une excitation était instantanée. En réalité, les effets capacitifs et inductifs inhérents à plusieurs composants du circuit électronique vont affecter le contenu en fréquence et la phase du signal traité par le circuit. Les condensateurs d'un circuit peuvent être ajoutés intentionnellement (les condensateurs de couplage, par exemple) ou être associés aux effets capacitifs intrinsèques aux dispositifs tels les jonctions p-n et les contacts métal-semiconducteur. En microélectronique, les effets inductifs sont moins importants mais notons toutefois que l'inductance des interconnexions peut devenir un facteur limitatif en haute fréquence.

Dans cette annexe, nous étudierons dans un premier temps la réponse en fréquence des amplificateurs de base à une excitation sinusoïdale en régime stationnaire. Nous décrirons les diagrammes de Bode de ces étages de base et définirons les points extrêmes en fréquence de ces diagrammes. Ce type de diagramme pourra être utilisé comme outils d'analyse d'amplificateurs complexes. Par la suite, nous étudierons l'influence de chacun des condensateurs sur la fonction de transfert (en fréquence) du circuit. Nous décrirons une technique de détermination des pôles dominant de cette fonction de transfert et appliquerons cette technique à la recherche des fréquences de coupure haute et basse d'un amplificateur.

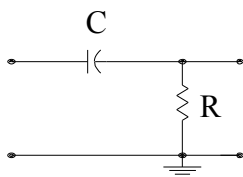
C.1 RÉPONSE À UNE EXCITATION SINUSOÏDALE EN RÉGIME STATIONNAIRE

L'analyse de la réponse d'un circuit dans le domaine des fréquences présuppose que le circuit est excité depuis un temps suffisamment long de façon à pouvoir négliger les transitoires de courant et de tensions. Dans ces conditions de régime stationnaire, les signaux de tension et de courant aux différents nœuds du circuit sont à la fréquence du signal d'excitation et peuvent être représentés à l'aide de phaseurs. L'utilisation de ces phaseurs permet de transformer les équations différentielles de réseau (équations de Kirchhoff) en simples équations algébriques. Ainsi le courant alternatif à une fréquence d'excitation donnée traversant un condensateur s'écrit $I_c = C \cdot (j\omega) \cdot V_c$, dans le formalisme des phaseurs. De plus, si le circuit à l'étude possède une réponse linéaire il est possible de prédire la réponse de celui-ci à des signaux périodiques complexes sachant qu'un signal périodique quelconque peut être décomposé en série de Fourier. Par conséquent, pour caractériser la réponse en fréquence d'un circuit il est important de connaître les réponses du circuit aux différentes harmoniques du signal.

C.1.1 Diagramme de Bode des filtres passe-haut et passe-bas

Le gain en tension d'un amplificateur (traité ici comme un filtre) dépend de la fréquence du signal d'excitation sinusoïdale. Sa réponse en fréquence est déterminée par les combinaisons série ou parallèle des résistances et condensateurs du circuit. À l'aide de résistances et de condensateurs il est possible d'obtenir trois types de filtres de base : le filtre passe-haut, le filtre passe-bas et le filtre passe-bande (rappel du chapitre 1).

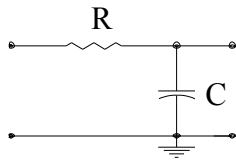
Filtre passe-haut



Dans le cas d'un amplificateur ou filtre à plusieurs étages, ce sont les condensateurs de couplage entre les étages qui donnent une fonction de transfert de type passe-haut. En pratique, on peut choisir la valeur des capacités pour obtenir la fréquence de coupure basse désirée.

Figure C.1a) filtre passe-haut

Filtre passe-bas



Les condensateurs de ce type de filtre correspondent généralement aux condensateurs intrinsèques au transistor de l'étage (associées aux effets capacitifs des jonctions p-n ou métal-oxyde-semiconducteur).

Figure C.1b) filtre passe-bas

Par ailleurs, on obtient un filtre passe-bande en utilisant une combinaison série de filtres passe-bas et passe-haut.

La réponse en fréquence d'un système ou d'un filtre peut être représentée à l'aide d'un graphique log-log du gain versus la fréquence. Ce type de représentation s'appelle un diagramme de Bode. Le gain est exprimé en décibel. Dans ce graphique, on peut également inclure le comportement en fréquence du déphasage introduit par le filtre. Dans le cas du filtre passe-haut de la Figure C.1a) les expressions du gain et du déphasage s'écrivent :

$$\frac{v_o}{v_e} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} \equiv \frac{\omega RC \angle 90^\circ}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2} \angle \theta} = \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \angle \phi$$

$$\Rightarrow \text{gain (dB)} = 20 \log \left(\left| \frac{v_o}{v_e} \right| \right) = 20 \log \left(\frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \right); \quad \tan(\phi) = \frac{\text{Im}(v_o/v_e)}{\text{Re}(v_o/v_e)} = \frac{1}{\omega RC}$$

Le diagramme de Bode associé est illustré à la Figure C.2. On remarque que le gain tend vers zéro à basse fréquence (l'impédance du condensateur étant alors infinie) et tend vers un à haute fréquence (le condensateur étant alors équivalent à un court-circuit). D'autre part, le déphasage entre le signal d'entrée et le signal de sortie est de 90° à basse fréquence et tend vers 0° à très haute fréquence.

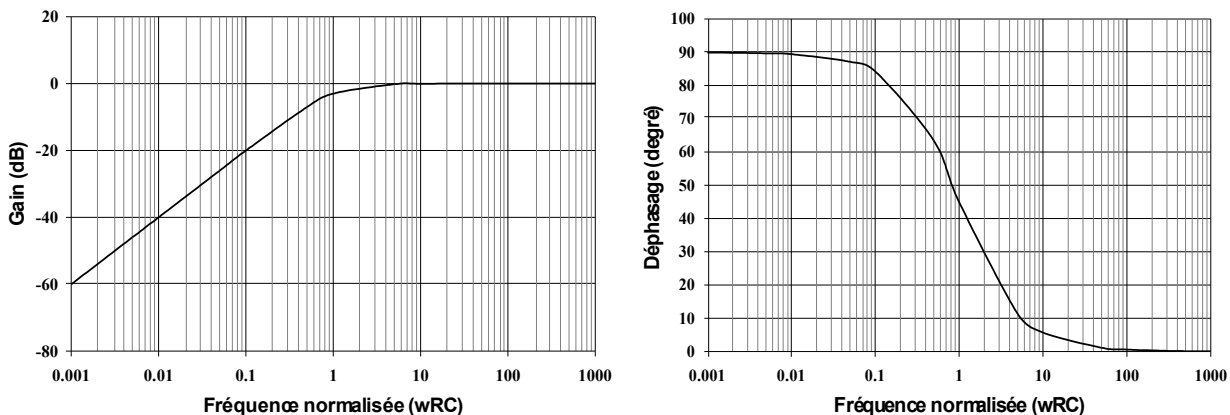


Figure C.2 Diagramme de Bode (gain et déphasage) correspondant à un filtre passe-haut

Dans le cas du filtre passe-bas de la Figure C.1b) les expressions du gain et du déphasage s'écrivent :

$$\frac{v_o}{v_e} = \frac{1}{1 + j\omega RC} = \frac{1 - j\omega RC}{1 + (\omega RC)^2} \equiv \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \angle \phi$$

$$dB = 20 \log \left(\left| \frac{v_o}{v_e} \right| \right) = 20 \log \left(\frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \right); \quad \tan(\phi) = -\omega RC$$

Le diagramme de Bode associé est illustré à la Figure C.3. En haute fréquence l'impédance du condensateur tend vers zéro de sorte que la tension de sortie et le gain du filtre tendent aussi vers zéro. Noter également que le gain normalisé chute de -20dB par décade aux hautes fréquences (il augmentait de 20db/dec. aux basses fréquences pour le filtre passe-haut). Cette dépendance en fréquence particulière des filtres de base peut être mise à profit dans la conception de filtres performants comprenant plusieurs étages.

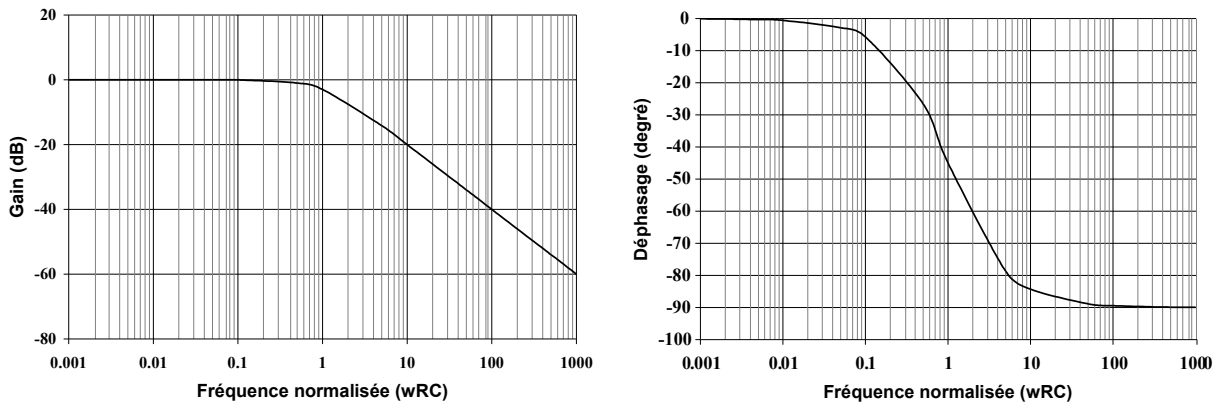


Figure C.3 Diagramme de Bode (gain et déphasage) correspondant à un filtre passe-bas

C.1.2 Système de complexité arbitraire

Dans le cas des filtres ou des amplificateurs réels, la fonction de transfert du circuit peut être beaucoup plus complexe que les expressions dérivées à la section précédente. L'analyse de la réponse en fréquence d'un circuit RC de complexité arbitraire peut être grandement simplifiée dans la mesure où sa fonction de transfert (v_o/v_e) peut s'exprimer sous la forme suivante :

$$H(j\omega) = A \frac{j\omega \cdot \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_1}\right) \cdot \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_3}\right) \cdot \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_5}\right) \cdots}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_2}\right) \cdot \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_4}\right) \cdot \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_6}\right) \cdots}$$

où les valeurs de ω_i correspondent à des points de brisure de la fonction de transfert. Lorsque ω_i apparaît au numérateur de cette fonction, on appelle ces points de brisure des zéros ($H(j\omega)=0$ pour $j\omega = -\omega_i$). Ils correspondent à des pôles ($H(j\omega)$ diverge) lorsque ω_i apparaît au dénominateur de la fonction de transfert. Revenons aux fonctions de réponse simples des filtres passe-haut et passe-bas de la

Annexe C. RÉPONSE EN FRÉQUENCE DES AMPLIFICATEURS

section précédente afin de mieux comprendre la signification de ces fréquences particulières. On remarque que la fonction de transfert du filtre passe-haut de base contient un zéro à $j\omega=0$ et un pôle à $j\omega=-1/RC$. D'autre part, la fonction de transfert du filtre passe-bas contient seulement un pôle à $j\omega=-1/RC$. Il est intéressant de noter que ces fréquences particulières correspondent effectivement aux points de brisure des courbes de gain normalisé des Figure C.2 et 3. La fonction de transfert étant à valeur complexe, il est normal de trouver des positions de pôles et de zéros qui se situent dans le plan complexe. Noter toutefois qu'à chacune de ces valeurs complexes est associée une valeur réelle de la fréquence correspondant à un point critique de la courbe de gain. À la section suivante, nous verrons qu'il est possible d'associer à chacun des condensateurs (nous pouvons aussi le faire pour les inductances) du circuit un pôle et un zéro (filtre passe-haut) ou simplement un pôle sans zéro (filtre passe-bas). Le type de zéros ou de pôles dépend des combinaisons particulières parallèle ou série des composants (résistance, condensateur et inductance). En pratique, on peut retrouver un ou plusieurs pôles et zéros à l'origine ($j\omega=0$), un ou plusieurs pôles et zéros réels de la forme $(1+j\omega/\omega_i)$, un ou

plusieurs pôles et zéros complexes conjugués de la forme $1+j\omega\left(\frac{2\xi}{\omega_0} + \frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2$, etc. Pour tenir

compte de façon explicite de ces différents types de pôles et zéros et de leur multiplicité possible, on peut réécrire la fonction de transfert généralisée sous cette forme:

$$H(j\omega) = A \frac{(j\omega)^{N1} \cdot \prod_{i=1}^{N2} \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_i}\right) \cdot \prod_{k=1}^{N3} \left[1 + \left(\frac{2\xi j\omega}{\omega_k} + \frac{j\omega}{\omega_k}\right)^2\right] \dots}{(j\omega)^{M1} \cdot \prod_{l=1}^{M2} \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_l}\right) \cdot \prod_{m=1}^{M3} \left[1 + \left(\frac{2\xi j\omega}{\omega_m} + \frac{j\omega}{\omega_m}\right)^2\right] \dots}$$

Cette forme est pratique pour le tracé du diagramme de Bode $\left(20 \log \left(\frac{v_o}{v_e}\right)\right)$ versus ω car le

logarithme d'un produit est égal à la somme des logarithmes. Par conséquent, pour tracer la courbe de gain en dB, il suffit d'additionner la contribution de chaque pôle et zéro. Voici un résumé des contributions de chaque type de pôles ou zéros d'intérêt à la valeur du gain en dB.

- la contribution d'un pôle (ou zéro) à l'origine est de $-20 \cdot \log(\omega)$, ce qui correspond à un changement de pente (sur une échelle log-log) de -20dB/décade (ou $+20\text{dB/dec}$ pour un zéro);
- la contribution d'un pôle (ou zéro) simple réel est de $-10 \log \left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_1^2}\right)$, ce qui correspond à un changement de pente (sur une échelle log-log) de -20dB/décade à haute fréquence ($+20\text{dB/décade}$, pour un zéro);
- la contribution des pôles complexes conjugués donne une allure de courbe de gain avec un pic de résonance à la position de la racine double. En haute fréquence, on s'attend à retrouver un changement de pente de -40dB/décade causé par le double pôle.

Il est intéressant de revenir aux courbes de gain normalisé des filtres passe-bas et passe-haut et de vérifier ces dépendances. Ainsi on voit clairement à la Figure C.2 que la pente de la courbe de gain du filtre passe-haut change de $+20\text{dB/décade}$ à partir de $\omega=0$ et redevient égale à zéro à partir de $\omega=1/RC$ (ce qui correspond à un changement de pente de $+20\text{dB/dec}$). De même, la pente de la courbe de gain

du filtre passe-bas décroît de 20dB/décade à partir de $\omega = 1/RC$ (la position du pôle). On constate donc que la connaissance de la position des zéros et des pôles de la fonction de transfert généralisée permet de tracer approximativement l'allure de la courbe de gain en fréquence.

C.1.3 Les points extrêmes en fréquence

Pour la plupart des amplificateurs il existe une bande de fréquences pour laquelle le gain en tension est élevé et constant : on appelle cette région la largeur de bande passante de l'amplificateur. Cette bande passante est limitée par deux points extrêmes de la courbe de gain, la fréquence de coupure basse (ω_L) et la fréquence de coupure haute (ω_H). Ces points extrêmes correspondent aux positions (voir Figure C.4) pour lesquelles le gain en tension chute de $1/\sqrt{2}$ de sa valeur maximale (ou de -3dB). Dans la conception d'un amplificateur à plusieurs étages, il est important de choisir les valeurs des capacités des condensateurs et de déterminer les combinaisons d'étages de base qui permettent de réduire la fréquence de coupure basse et d'augmenter la fréquence de coupure haute.

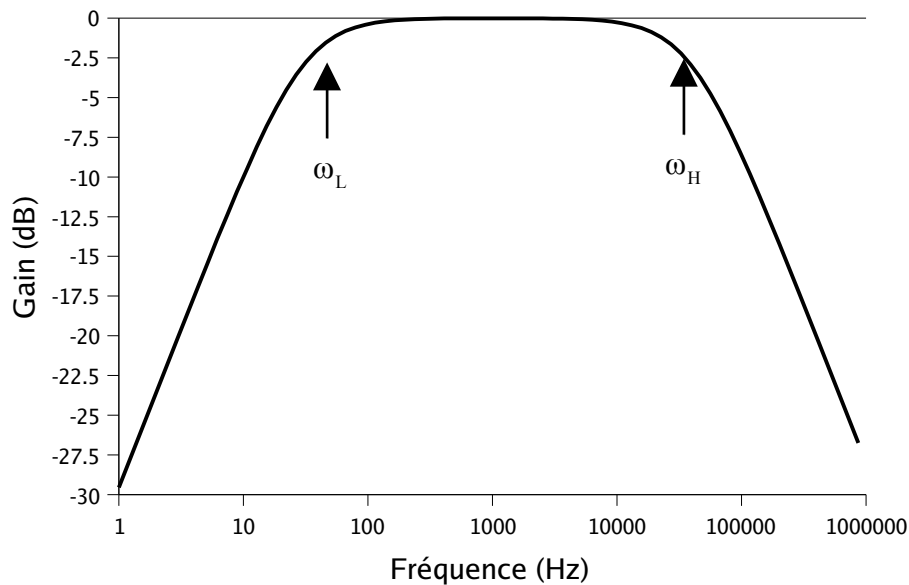


Figure C.4 Allure typique de la courbe de gain d'un amplificateur

C.1.4 Méthode de superposition des pôles

Lorsqu'on connaît la position de tous les pôles et zéros de la fonction de transfert, on peut trouver les fréquences de coupures haute et basse de l'amplificateur considéré en résolvant une équation du type : $|H(j\omega)| = A_{\max} / \sqrt{2}$. Si la fonction de transfert contient plusieurs pôles et zéros, le calcul de la norme et la recherche des racines de cette fonction peuvent devenir assez laborieux. Dans bien des cas, on peut heureusement utiliser une technique simple de superposition des pôles afin de trouver les valeurs approximatives de ω_L et ω_H . Cette technique nécessite d'abord que l'on puisse séparer les contributions des filtres passe-bas et passe-haut (étage RC seulement) de façon à pouvoir écrire la fonction de transfert comme :

$$H(j\omega) = A \cdot H_L \cdot H_H$$

$$= A \cdot \left[\frac{(j\omega/\omega_1)}{(1+j\omega/\omega_1)} \cdot \frac{(j\omega/\omega_2)}{(1+j\omega/\omega_2)} \cdots \right] \times \left[\frac{1}{(1+j\omega/\omega_a)} \cdot \frac{1}{(1+j\omega/\omega_b)} \cdots \right]$$

où A est le gain maximum, H_L et H_H sont respectivement les fonctions de réponse en basse et en haute fréquence. Cette fonction est souvent notée $H(s)$ avec $s=j\omega$.

$$H(s) = A \cdot \left[\frac{(s/\omega_1)}{(1+s/\omega_1)} \cdot \frac{(s/\omega_2)}{(1+s/\omega_2)} \cdots \right] \times \left[\frac{1}{(1+s/\omega_a)} \cdot \frac{1}{(1+s/\omega_b)} \cdots \right]$$

Dans le cas d'un amplificateur à plusieurs étages cette décomposition est possible si le circuit est linéaire et si les pôles et zéros sont réels ou égaux à zéros. La fonction de transfert s'exprime alors comme le produit des fonctions de transfert de chacun des étages.

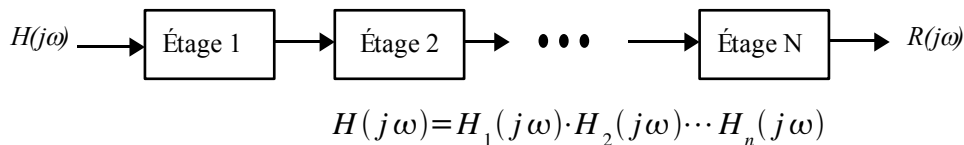


Figure C.5 Schéma d'un amplificateur à plusieurs étages

Limite haute fréquence

Le dénominateur de H_H correspond à un polynôme d'ordre n (le nombre de pôles associés).

$$\left(1 + \frac{s}{\omega_a}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_b}\right) \cdots \left(1 + \frac{s}{\omega_n}\right) = 1 + a_1 s + a_2 s^2 + \cdots + a_n s^n.$$

Le développement du polynôme d'ordre n de gauche permet d'écrire les coefficients a_1 à a_n comme :

$$a_1 = \frac{1}{\omega_a} + \frac{1}{\omega_b} + \cdots + \frac{1}{\omega_n}$$

$$a_2 = \frac{1}{\omega_a \omega_b} + \frac{1}{\omega_b \omega_c} + \cdots + \frac{1}{\omega_n \omega_a}$$

...

$$a_n = \frac{1}{\omega_a \omega_b \omega_c \cdots \omega_n}$$

On cherche la fréquence de coupure haute ω_H dont la valeur est par définition plus petite (ou égale) que toutes les fréquences ω_1 à ω_n associées aux différents pôles de la fonction de transfert. Par conséquent à C-6

la fréquence de coupure haute ($s=j\omega_H$) les termes d'ordres supérieurs à un peuvent être négligés ($a_1\omega_H \gg a_2(\omega_H)^2, \dots$). Dans ces conditions, la fréquence de coupure haute est donnée

approximativement par la racine de $\left\| \frac{1}{(1+a_1s)} \right\| = \frac{1}{\sqrt{2}}$, soit :

$$\omega_H = \left(\frac{1}{\omega_a} + \frac{1}{\omega_b} + \dots + \frac{1}{\omega_n} \right)^{-1}$$

Limite basse fréquence

La fonction de transfert en basse fréquence peut s'écrire comme :

$$H_L(s) = A \cdot \frac{1}{(1+\omega_1/s) \cdot (1+\omega_2/s) \cdots (1+\omega_m/s)}$$

Le dénominateur de cette fonction peut également être développé sous la forme d'un polynôme d'ordre m.

$$1 + b_1 \left(\frac{1}{s} \right) + b_2 \left(\frac{1}{s^2} \right) + \dots + b_m \left(\frac{1}{s^m} \right)$$

avec

$$b_1 = \omega_1 + \omega_2 + \dots + \omega_m$$

$$b_2 = \omega_1 \omega_2 + \omega_2 \omega_3 + \dots + \omega_m \omega_1$$

...

$$b_m = \omega_1 \omega_2 \cdots \omega_m$$

On cherche ici la fréquence de coupure basse qui est (par définition) plus grande (ou égale) que toutes les fréquences associées aux différents pôles de la fonction de transfert. Par conséquent, à la fréquence de coupure basse ω_L , c'est le terme d'ordre s^{-1} qui dominera sur tous les autres. Dans ces conditions, la fréquence de coupure basse est approximativement égale à :

$$\omega_L = \omega_1 + \omega_2 + \dots + \omega_m$$

C.2 INFLUENCE DES CONDENSATEURS SUR LA FONCTION DE TRANSFERT DES AMPLIFICATEURS

Chaque condensateur (ou inductance) d'un circuit affecte la fonction de transfert de l'amplificateur ou du filtre. À partir du moment où on comprend l'influence de chacun de ces condensateurs sur le comportement en fréquence d'un circuit, il devient possible d'utiliser cette analyse comme outil de conception de circuits électroniques performants.

Dans les circuits électroniques nous pouvons identifier deux types de condensateurs selon l'influence

Annexe C. RÉPONSE EN FRÉQUENCE DES AMPLIFICATEURS

qui ont sur la fonction de réponse du circuit. On les appelle condensateur basse-fréquence et condensateur haute-fréquence. Dans le circuit équivalent petit signal des montages amplificateurs, les condensateurs branchés en série entre le point d'entrée et le point de sortie du signal auront tendance à couper les basses fréquences. Au contraire les condensateurs branchés en parallèle avec les bornes de sortie du signal auront plutôt tendance à filtrer les hautes fréquences. Dans les montages amplificateurs de la Figure C.6, les condensateurs de couplage C_s et C_c ainsi que le condensateur de découplage C_e , sont tous des condensateurs de type basse-fréquence. Les condensateurs intrinsèques au transistor, soit C_π pour les BJT et C_{gs} pour les FET, sont des condensateurs de type haute-fréquence. *Mise en garde : les condensateurs C_μ du montage à émetteur commun et C_{gd} du montage à source commune sont spéciaux car ils couplent directement le signal d'entrée au signal de sortie en haute fréquence. Ils agissent donc comme des condensateurs de type haute-fréquence. Le transistor ne joue plus son rôle d'amplificateur en haute-fréquence, ce qui se traduit par une chute du gain en tension. Contrairement aux autres condensateurs de type haute-fréquence, ils contribuent à la fonction de transfert par un pôle et un zéro (tous deux situés à haute fréquence).*

Tableau résumant l'influence de chacun des condensateurs du circuit

Condensateur	Type	Influence sur la fonction de transfert
C_s, C_c et C_e	basse fréquence	fournit un pôle et un zéro à basse fréquence
C_π, C_{gs} et C_{ds}	haute fréquence	fournit un pôle à haute fréquence
C_μ et C_{gd}	haute fréquence	fournit un pôle et un zéro à haute fréquence

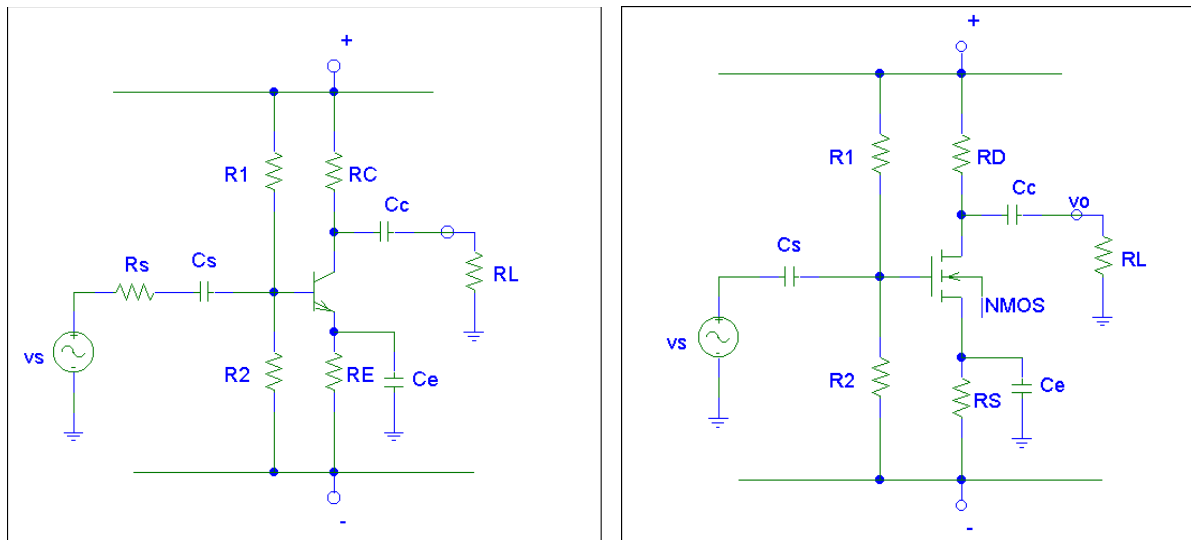


Figure C.6 Montages amplificateurs à BJT et à FET

C.2.1 Influences sur les réponses en basse et haute fréquences

L'influence du condensateur de couplage C_s sur la réponse en basse fréquence du circuit peut être analysée à partir du modèle équivalent petit signal d'un montage à BJT sans résistance à R_E (voir Figure C.7). Puisque ce condensateur affecte seulement la réponse en basse fréquence, nous utilisons le modèle équivalent basse fréquence du transistor (on ouvre les condensateurs associés aux jonctions p-n). Le circuit équivalent typique d'un amplificateur passe-haut est illustré à la Figure C.7.

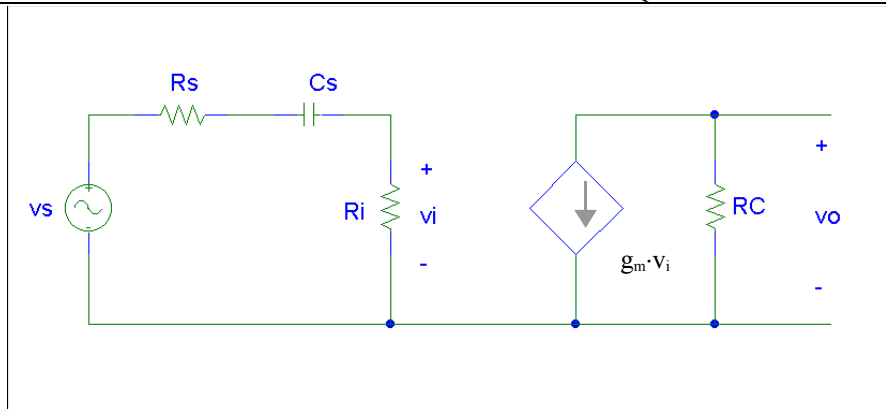


Figure C.7 Circuit équivalent d'un amplificateur passe-haut à BJT monté en émetteur commun

Le gain en tension de l'étage est égal à :

$$A_V(s) = \frac{v_o}{v_s} = \frac{-g_m R_C v_i}{v_s}$$

$$= \frac{-g_m R_C R_i}{R_i + R_s + \frac{1}{sC_s}}$$

où $s=j\omega$. Réécrivons $A_V(s)$ sous la forme :

$$A_V(s) = \frac{|A_{V\infty}| \frac{s}{\omega_L}}{1 + \frac{s}{\omega_L}}$$

où le gain en tension pour $\omega \rightarrow \infty$ est égal à :

$$A_{V\infty} = \frac{-g_m R_C R_i}{(R_s + R_i)}$$

et la fréquence de coupure basse $f_L = \frac{\omega_L}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C_s (R_s + R_i)}$.

L'amplitude du gain est donc égale à :

$$\|A_V\| = \frac{|A_{V\infty}|}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_L}{f}\right)^2}},$$

tandis que la phase est égale à :

$$\phi = \tan^{-1}\left(\frac{f_L}{f}\right).$$

La Figure C.8 illustre l'allure du diagramme de Bode de cet amplificateur. En faisant tendre $f \rightarrow 0$ et $f \rightarrow$

Annexe C. RÉPONSE EN FRÉQUENCE DES AMPLIFICATEURS

∞ on obtient le comportement asymptotique de la courbe de gain. Notons encore une fois que la pente en fréquence basse de la courbe de gain est de 20db/décade.

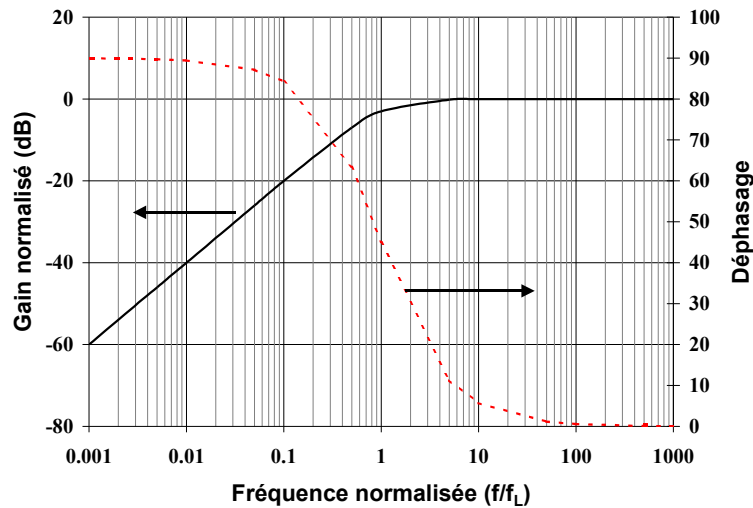


Figure C.8 Réponse en basse fréquence d'un amplificateur passe-haut

Répetons cette dernière analyse pour le condensateur intrinsèque de la jonction base-émetteur. Considérons le circuit équivalent haute-fréquence d'un montage à BJT en émetteur commun (Figure C.9) et supposons que l'on puisse négliger l'influence du condensateur de la jonction base-collecteur C_{μ} (c'est le cas si $X_{C_{\mu}} \gg X_{C_{\pi}}$).

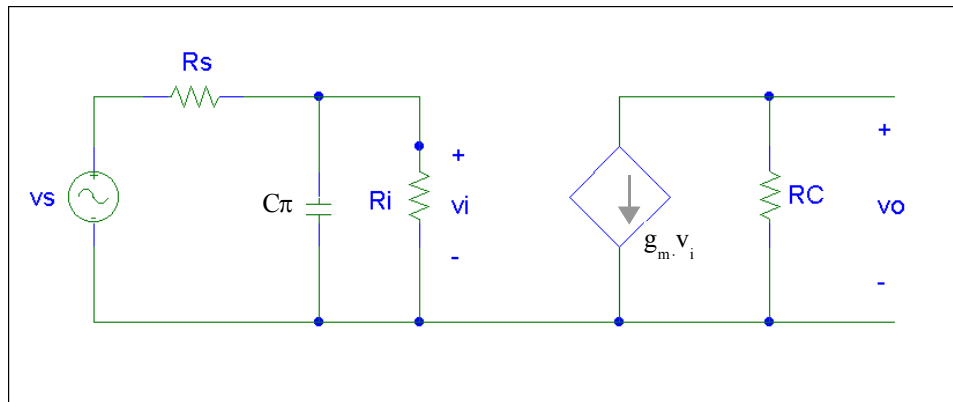


Figure C.9 Circuit équivalent d'un amplificateur passe-bas à BJT monté en émetteur commun

Dans ce cas, le gain en tension de l'étage est égal à :

$$A_V(s) = \frac{v_o}{v_s} = \frac{-g_m R_C v_i}{v_s}$$

La tension d'entrée v_i est égale à :

$$v_i = \left(\frac{Z}{R_s + Z} \right) \cdot v_s = \frac{v_s}{\left(\frac{R_s}{Z} \right) + 1}$$

$$= \frac{v_s}{\left(R_s \cdot (1 + sR_i C_\pi) / R_i \right) + 1} = \frac{R_i v_s}{R_i + R_s + sR_i R_s C_\pi}$$

On obtient donc un gain en haute fréquence $A_V(s)$:

$$A_V(s) = \frac{-g_m \left(\frac{R_c R_i}{(R_s + R_i)} \right)}{1 + s \left(\frac{C_\pi R_s R_i}{(R_s + R_i)} \right)} = \frac{|A_{V0}|}{1 + \frac{s}{\omega_H}}$$

où le gain en tension pour $\omega=0$ est :

$$A_{V0} = \frac{-g_m R_c R_i}{(R_s + R_i)}$$

et la fréquence de coupure haute f_H est:

$$f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C_\pi (R_s \parallel R_i)}$$

L'amplitude du gain est donc égale à :

$$\|A_{VH}\| = \frac{|A_{V0}|}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H} \right)^2}}$$

tandis que la phase est égale à :

$$\theta_H = -\tan^{-1} \left(\frac{f}{f_H} \right)$$

La Figure C.10 illustre l'allure du diagramme de Bode de cet amplificateur. La pente de la courbe de gain en fréquence haute est de -20db/décade.

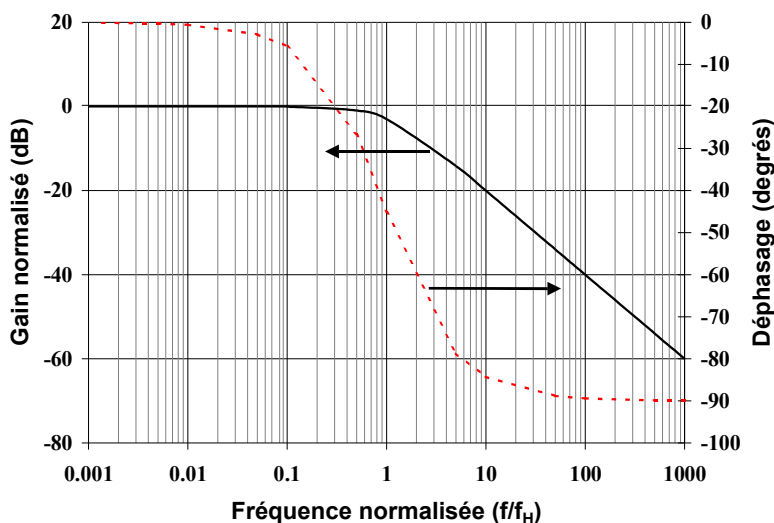


Figure C.10 Réponse en haute fréquence d'un amplificateur passe-bas

Lorsqu'on tient compte à la fois des condensateurs de types haute-fréquence et basse fréquence on obtient en général une allure de courbe de gain similaire à celle illustrée à la Figure C.4. Le gain est constant sur une certaine bande de fréquences moyennes (largeur de bande passante) et chute à basse et à haute fréquences. De plus, le nombre de pôles et de zéros de la fonction de transfert généralisée d'un amplificateur ou d'un filtre dépend du nombre de condensateurs indépendants du circuit. *Un condensateur est considéré comme indépendant si on peut assigner une tension à ces bornes qui est indépendante de toutes les autres tensions des condensateurs.* Nous avons déjà vu que l'on pouvait associer un pôle et un zéro à un condensateur de type basse-fréquence mais seulement un pôle à un condensateur de type haute-fréquence (à l'exception des condensateurs C_μ et C_{gd} qui donnent un pôle et un zéro). Par conséquent, le nombre de pôles de la fonction de transfert correspond au nombre total de condensateurs indépendants du circuit, tandis que le nombre de zéros correspond au nombre total de condensateurs de type basse-fréquence (+ ceux de type haute-fréquence couplant directement l'entrée à la sortie).

C.2.2 Concept du pôle dominant

L'allure des courbes de gain de la plupart des circuits amplificateurs ou filtres ressemble à celle illustrée à la Figure C.11. La bande de fréquences intermédiaires constitue la bande passante d'intérêt du circuit. Les points extrêmes de cette bande sont les fréquences de coupure haute et basse. Le point de brisure de la courbe de gain en basse fréquence est déterminé essentiellement par la position du dernier pôle associé à un ou une combinaison de plusieurs condensateurs de type basse-fréquence. Ce pôle est appelé le pôle dominant en basse fréquence. De même, le point de brisure de la courbe de gain en haute fréquence est déterminé essentiellement par la position du premier pôle associé à un ou une combinaison de plusieurs condensateurs de type haute-fréquence. Ce pôle est appelé le pôle dominant en haute fréquence.

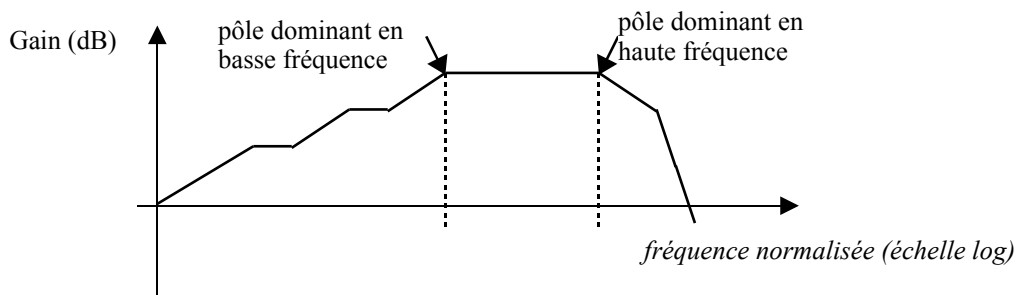
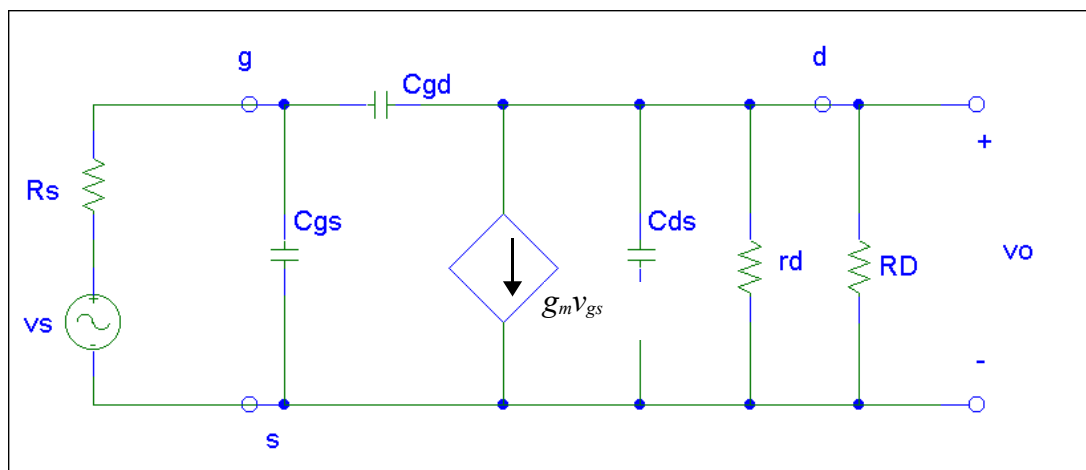
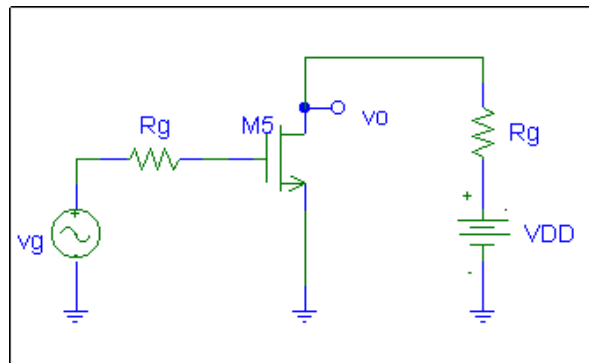


Figure C.11 Exemple d'un amplificateur à plusieurs pôles et zéros

Les fréquences de coupure haute et basse s'obtiennent directement des valeurs de ces pôles dominants dans la limite où ils sont uniques.

Exemple : Analysons la fonction de transfert du montage amplificateur à transistor à effet de champ (FET) à source commune suivant. Trouvons les positions des pôles et zéros de cette fonction et les fréquences de coupure haute et basse.



Ce circuit contient trois condensateurs de type haute-fréquence, cependant seulement deux de ceux-ci sont indépendants. Le nombre de pôle de la fonction de transfert doit donc être égal à 2. De plus, on associe au condensateur C_{gd} couplant directement l'entrée à la sortie C_{dg} un zéro qui traduit le fait que celui-ci soit branché en série entre l'entrée et la sortie. Le gain en tension devrait par conséquent prendre la forme complexe suivante :

$$H(s) = A_V \frac{\left(1 + \frac{s}{z_1}\right)}{1 + a_1 s + a_2 s^2} \quad \text{avec } s = j\omega$$

En résolvant les équations de Kirchhoff des courants au noeud g et au noeud d du réseau on trouve que :

$$\begin{aligned} A_V &= -g_m R_L \quad \text{avec } R_L = r_d \parallel R_D \\ a_1 &= R_s C_{gs} + \left[R_s (1 + g_m R_L) + R_L \right] C_{gd} + R_L C_{ds} \\ a_2 &= R_s R_L \left(C_{gs} C_{gd} + C_{gs} C_{ds} + C_{ds} C_{gd} \right) \end{aligned}$$

Dans l'approximation d'un pôle dominant le coefficient a_1 du polynôme du dénominateur correspond à $a_1 \approx 1/\omega_1$. La fréquence de coupure haute de cet étage amplificateur est donc :

$$f_1 = \frac{\omega_1}{\pi} = \frac{1}{2\pi \cdot \left\{ R_s C_{gs} + \left[R_s (1 + g_m R_L) + R_L \right] C_{gd} + R_L C_{ds} \right\}}$$

Remarquons maintenant que cette fréquence correspond à l'inverse de la somme de trois constantes de temps. Si une de ces constantes de temps domine sur les autres, elle régira la position de la fréquence de coupure haute.

Application numérique : Évaluons pour des valeurs typiques de R et C. Soit $R_s=300\Omega$, $C_{gs}=3\text{pF}$, $C_{gd}=1\text{pF}$, $C_{ds}=1.5\text{ps}$, $r_d=80\text{k}\Omega$, $R_D=20\text{k}\Omega$ et $g_m=2 \times 10^{-3}\text{S}$.

- $a_1=50.8 \text{ ns}$ et $a_2=43.2 \text{ (ns)}^2$. En faisant l'approximation d'un pôle dominant, on trouve que $f_1=3.1 \text{ MHz}$ et $f_2=187 \text{ MHz}$. La distance entre ces fréquences justifie l'approximation.
- afin de tracer l'allure complète de la courbe de gain, on peut évaluer la position du zéro. Il se situe à $s=g_m/C_{gd}$, soit $f_z=318 \text{ MHz}$.

Complément à cet exercice :

Afin d'identifier les condensateurs dominants en basse et haute fréquence on peut évaluer les fréquences caractéristiques associées à chacun des condensateurs considérés séparément¹⁵. La

fréquence caractéristique associée à un condensateur particulier est donnée par $f = \frac{1}{2\pi R_{th} C}$

(l'inverse d'une constante de temps). La résistance R_{th} correspond à la résistance équivalente de Thévenin vue aux bornes du condensateur considéré en court-circuitant tous les autres condensateurs de type basse-fréquence et en ouvrant tous les autres condensateurs de type haute-fréquence. La fréquence de coupure basse est donnée par la valeur de la fréquence caractéristique la plus haute correspondant aux condensateurs de type basse-fréquence. De même, la fréquence de coupure haute est donnée par la valeur de la fréquence caractéristique la plus petite associée aux condensateurs de type haute-fréquence. Noter que les positions des différents pôles associés à ces fréquences caractéristiques ne sont pas très précises car notre façon de découpler l'influence des autres

¹⁵ cette méthode est appelée la méthode des constantes de temps car la fréquence ainsi trouvée correspond à l'inverse d'une constante de temps

condensateurs, en les court-circuitant ou en les ouvrant, ne peut s'appliquer que lorsque que les pôles et zéros sont suffisamment espacés dans l'espace des fréquences. Lorsque les pôles sont uniques, cette technique permet néanmoins d'obtenir un excellent estimé des fréquences de coupure. Comme exercice, vous pouvez vérifier que l'on retrouve bien les trois constantes de temps du dénominateur de l'expression de la fréquence de coupure haute (f_H), à l'aide des résistances de Thévenin équivalentes associées aux trois condensateurs considérés séparément.

C.2.3 Méthode générale de détermination des pôles

Dans le résultat de l'exercice précédent, vous avez sûrement remarqué que les coefficients du polynôme du dénominateur de la fonction de gain sont égaux à la somme et à un produit de constante de temps (R.C). Cette remarquable caractéristique n'est pas unique au montage à source commune. Pour un réseau linéaire ne contenant que des résistances, des condensateurs et des sources dépendantes, on peut toujours exprimer les coefficients du polynôme de la fonction de gain sous la forme suivante :

$$a_1 = \sum_{i=1}^{N_c} R_{ii}^0 C_i; \quad a_2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N_c} \sum_{j \neq i}^{N_c} R_{ii}^0 C_i R_{jj}^i C_j; \quad \dots$$

avec N_c : le nombre total de condensateurs du réseau ;

R_{ii}^0 : la résistance à fréquence nulle ($s=0$, condensateur ouvert) vue par le condensateur C_i ;

R_{jj}^i : la résistance à fréquence nulle vue par le condensateur C_j avec C_i court-circuité et tous les autres condensateurs restant ouvert.

Vous trouverez une dérivation rigoureuse de ces expressions dans la référence donnée en bas de page¹⁶. Il est à noter que dans le calcul du coefficient a_2 , le produit des deux constantes de temps est inchangé si on permute les indices i et j .

$$R_{ii}^0 C_i R_{jj}^i C_j = R_{jj}^0 C_j R_{ii}^j C_i$$

Application de la méthode des constantes de temps à la détermination des fréquences de coupure haute et basse.

La méthode des constantes de temps, décrite plus haut, permet de simplifier considérablement le calcul des coefficients du polynôme de la fonction de transfert d'un système linéaire quelconque. Le problème se ramène à un calcul simple d'une série de résistances équivalentes vues entre les couples de points particuliers du réseau. Puisque cette méthode ne permet pas déterminer les zéros de la fonction de transfert il est important de considérer séparément les condensateurs de type haute et basse fréquence afin de déterminer f_H et f_L . Pour illustrer l'application de cette méthode à la détermination de la fréquence de coupure basse, considérons une fonction de transfert de la forme :

¹⁶ A method for the determination of the transfert function of electronic circuits, B.L. Cochrun and A. Grabel, IEEE Transactions on Circuits Theory, Vol. CT-20, No. 1, pp. 16-20 (1973)

$$H_L(s) = \frac{A_0 \left(\frac{s}{\omega_{C_b}} \right) \left(1 + \frac{s}{z_1} \right)}{1 + a_1 s + a_2 s^2}$$

Celle-ci résulte en fait de la présence de deux condensateurs de type basse-fréquence. En utilisant la méthode des constantes de temps, on peut exprimer les coefficients du polynôme du dénominateur de la façon suivante :

$$a_1 = R_{11}^0 C_1 + R_{22}^0 C_2$$

$$a_2 = R_{11}^0 C_1 R_{22}^1 C_2 = R_{11}^2 C_1 R_{22}^0 C_2$$

Dans l'approximation du pôle dominant, les différents pôles sont donnés par :

$$\omega_1 = 2\pi f_1 \approx \frac{1}{a_1}$$

$$\omega_2 = 2\pi f_2 \approx \frac{a_1}{a_2} = \frac{1}{R_{11}^2 C_1} + \frac{1}{R_{22}^1 C_2}$$

Le diagramme de Bode associé à la fonction de transfert de cet étage est illustré à la Figure C.12.

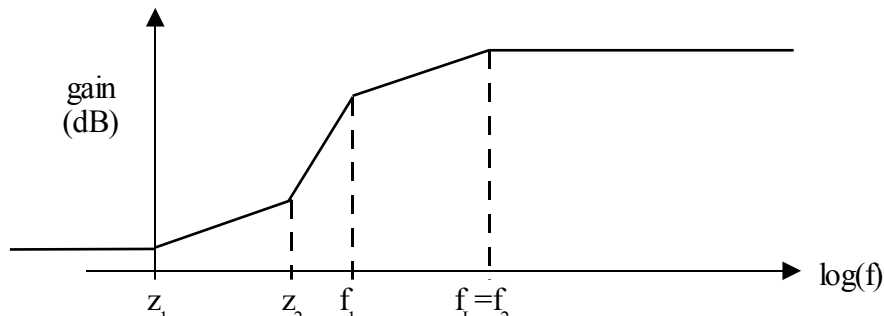


Figure C.12 Réponse en fréquence de l'amplificateur de base à émetteur commun

La fréquence de coupure basse de cet amplificateur est donnée par la position du deuxième pôle qui s'exprime simplement comme la somme des inverses de deux constantes de temps RC. Sans entrer dans les détails de cette démonstration, nous allons généraliser ce résultat à un réseau linéaire contenant N_C condensateurs de couplage et de découplage.

La fréquence de coupure basse est :

$$f_L = \frac{1}{2\pi} \left[\sum_{K=1}^{N_C} \frac{1}{R_{KK}^\infty C_K} \right]$$

où R_{KK}^∞ est la résistance vue par C_K lorsque tous les autres condensateurs sont court-circuités.

D'autre part, pour illustrer l'application de cette méthode à la détermination de la fréquence de coupure haute nous considérons une fonction de transfert à un zéro et trois pôles associés à trois condensateurs de type haute fréquence.

$$A_s = \frac{A_0 \left(1 + \frac{s}{z_1} \right)}{1 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3}$$

Dans l'approximation du pôle dominant, on peut écrire les coefficients a_1 du polynôme comme :

$$a_1 = \frac{1}{p_1} + \frac{1}{p_2} + \frac{1}{p_3} \approx \frac{1}{p_1}$$

La fréquence de coupure haute f_H est donnée par la position du premier pôle (si $p_1 < z_1$, ce qui est généralement le cas). L'utilisation de la méthode des constantes de temps permet d'écrire f_H sous la forme suivante :

$$f_H = \frac{p_1}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{R_{11}^0 C_1 + R_{22}^0 C_2 + R_{33}^0 C_3} \right)$$

On peut comme précédemment généraliser ce résultat à un réseau linéaire contenant N_c condensateurs (excluant les condensateurs de couplage et de découplage) en écrivant f_H comme:

$$f_H = \frac{1}{2\pi \sum_{K=1}^{N_c} R_{KK}^0 C_K}$$

où R_{KK}^0 est la résistance vue par C_K lorsque tous les autres condensateurs sont ouverts.

LECTURES COMPLÉMENTAIRES

Pour en savoir plus sur la réponse en fréquence (les applications aux systèmes de communication, les différents types de filtres, la simulation de la réponse en fréquence d'un circuit à l'aide de Pspice, voir:

- Chapitre 13 de "Introduction To Electric Circuits, 2^e édition, Richard C. Dorf, John Wiley & Sons, Inc., NewYork 1993
- Chapitre 9 de "Microelectronic Circuits and Devices, 2^e édition, M.K. Horenstein, Prentice Hall, 1996
- PSPICE for Windows

QUESTIONS DE RÉVISION

- 29- Pourquoi cherche-t-on à monter en série plusieurs étages d'amplification de base dans la conception d'un amplificateur ?
- 30- Qu'est-ce qu'un diagramme de Bode ?
- 31- Quelle est la définition de la fréquence de coupure haute ?
- 32- Peut-on toujours écrire la fonction de transfert d'un amplificateur à plusieurs étages comme le produit des fonctions de transfert des différents étages ? Expliquer.
- 33- Nommer les trois types de filtres de base.
- 34- À quoi correspond le nombre de pôles de la fonction de transfert généralisée ?
- 35- Dites en quoi consiste l'approximation du pôle dominant.

Annexe D. LES FILTRES RC ACTIFS

Les filtres RC actifs sont construits à partir de résistances, de condensateurs et d'amplificateur opérationnel. Ils sont utilisés dans de nombreux circuits d'analyse des signaux et de traitement de l'information. On les utilise surtout comme sélecteur de fréquence ou comme réjecteur de bande. Ces filtres possèdent plusieurs avantages par rapport aux filtres RLC passifs. Le fait de ne pas utiliser d'inductance constitue un premier avantage de ces circuits. En effet, ces composants sont loin d'être idéaux : ils peuvent difficilement être miniaturiser ; ils présentent des non-linéarités indésirables ; les champs magnétiques qu'ils induisent constituent des sources de bruit parasite ; leur résistance intrinsèque entraîne généralement de forte dissipation de puissance. L'autre avantage des filtres actifs se situe au niveau de la conception qui est facilité par le fait que les étages de base peuvent être considérés séparément. En effet, la petite résistance de sortie et la très grande résistance d'entrée des ampli-op. permettent un découplage efficace des différents étages. Notons que l'amplificateur opérationnel est toujours stable dans les circuits de filtres actifs (on l'utilise avec boucle de contre-réaction et la position des pôles est telle que le gain est inférieur à 0dB lorsque le déphasage atteint 180°). Dans ce module, nous présenterons quelques circuits de base de filtres RC actifs du premier et du second ordre. Nous dériverons la fonction de transfert de quelques-uns de ces filtres. Nous analyserons, à partir de la position des pôles de la fonction de transfert d'un filtre passe-bas du second ordre, l'allure de la courbe de gain. Finalement, nous décrirons la procédure de conception de filtres RC actifs commerciaux à partir de polynôme de types Butterworth et Chebyshev.

D.1 FILTRES DU PREMIER ORDRE

La Figure D.1 illustre un exemple d'un filtre actif passe-bas du premier ordre (un seul condensateur, si on néglige la contribution des condensateurs intrinsèques à l'ampli-op.). La fonction de transfert de ce filtre est :

$$\frac{v_o}{v_i} = - \left(\frac{R_2 \parallel 1/j\omega c}{R_1} \right) = - \frac{R_2}{R_1} \left(\frac{1}{1 + j\omega R_2 C} \right)$$

Le gain en basse fréquence est de $-R_2/R_1$ et la fonction de transfert présente un pôle unique à $s = j\omega = -1/R_2 C$. Le circuit de la Figure D.2 agit également comme filtre passe-bas du premier ordre.

Dans ce cas, le gain est unitaire et l'étage amplificateur est non-inverseur.

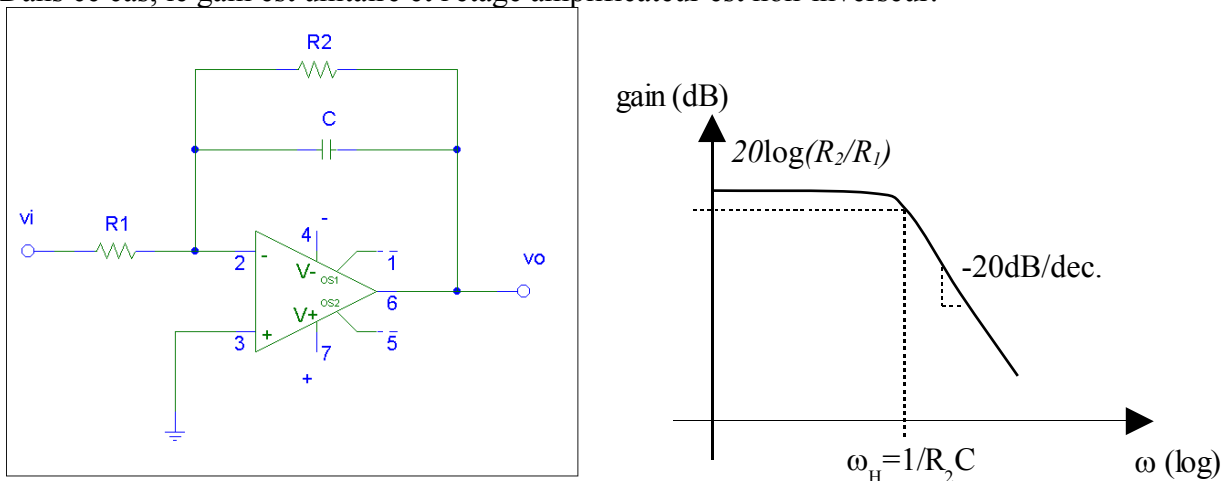


Figure D.1 Filtre actif passe-bas du premier ordre et diagramme de Bode associé

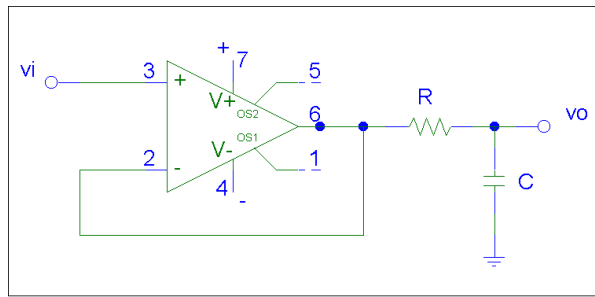


Figure D.2 Filtre actif passe-bas avec gain unitaire

Un filtre passe-haut est obtenu en insérant le condensateur en série entre l'entrée et la sortie, avant la boucle de contre-réaction (voir Figure D.3).

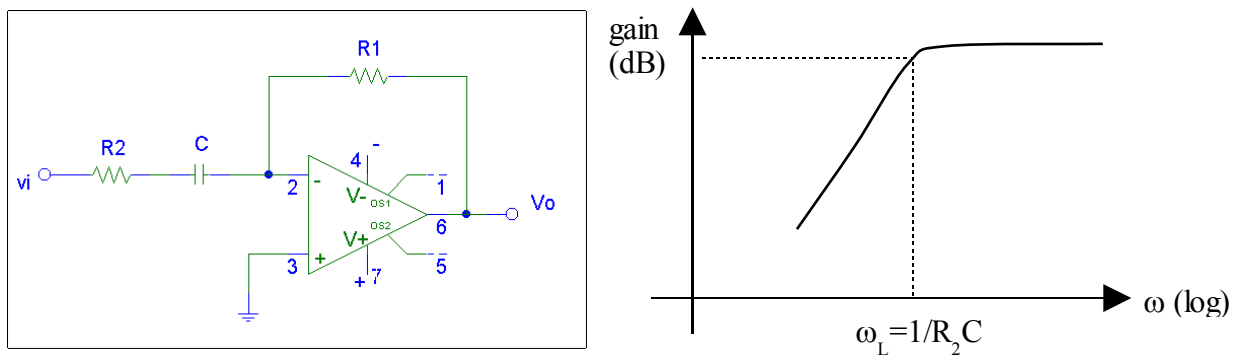


Figure D.3 Filtre actif passe-haut du premier ordre et diagramme de Bode associé

Le gain en tension est alors donné par $\frac{v_0}{v_1} = -\frac{R_1(j\omega C)}{1 + j\omega R_2 C}$. Cette fonction de transfert possède un seul pôle à $s = j\omega = -1/R_2 C$.

D.2 FILTRES DU SECOND ORDRE DE TYPE SALLÉN-KEY

Plusieurs filtres de base du second ordre ont été développés et caractérisés par deux ingénieurs (Sallen et Key) afin de simplifier la conception de filtres actifs à plusieurs étages. Dans cette section, nous présentons le circuit de quelques-uns de ces filtres. Nous limiterons toutefois l'analyse au cas du filtre de type passe-bas. Les circuits correspondant à trois filtres actifs de base (passe-bas, passe-haut et passe-bande) sont présentés à la Fig. D.4. Dans chacun de ces circuits, on peut remplacer l'étage à ampli-op. à gain unitaire par un étage non-inverseur du type de celui de la Fig. D.4d).

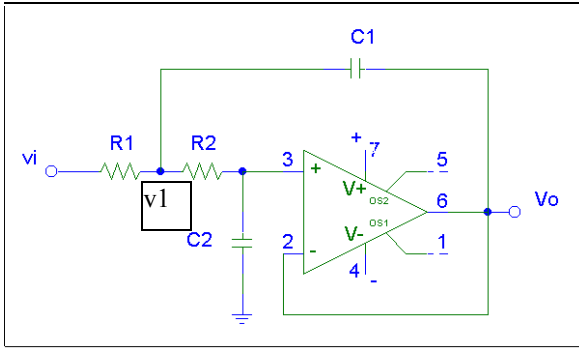


Fig. D.4a) Filtre passe-bas de Sallen-Key

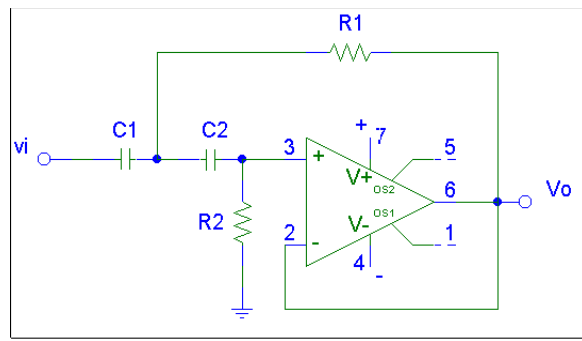


Fig. D.4b) Filtre passe-haut de Sallen-Key

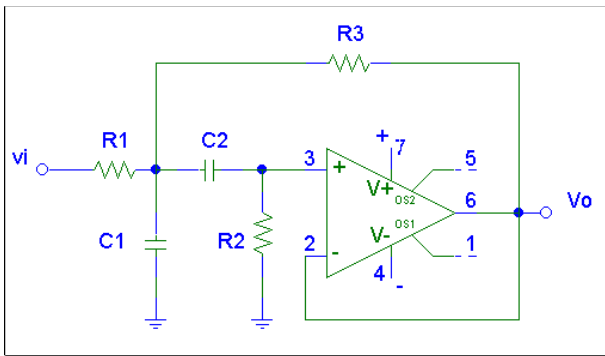


Fig. D.4c) Filtre passe-bande de Sallen-Key

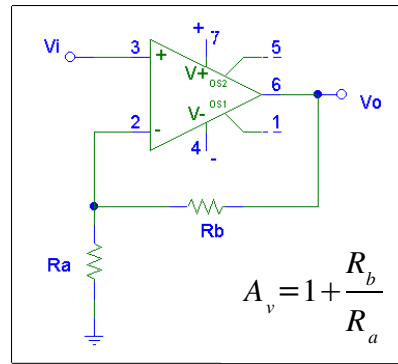


Fig. D.4d) Étage non-inverseur

$$A_v = 1 + \frac{R_b}{R_a}$$

La fonction de transfert du filtre d'ordre deux de la Fig. D.4a) peut s'écrire comme :

$$H(s) = \frac{A_0}{a_0 + a_1 s + a_2 s^2}$$

Les différents coefficients de cette fonction peuvent être obtenus en isolant v_o/v_i des équations de Kirchhoff du réseau de composants. L'équation de Kirchhoff des courants au nœud 1 du circuit s'écrit :

$$\left(\frac{v_i - v_1}{R_1} \right) = \left(\frac{v_1}{R_2 + \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right)} \right) + \left(\frac{v_1 - V_o}{\frac{1}{j\omega C_1}} \right) \quad (1)$$

On peut exprimer v_1 en fonction de v_o sachant que $v_{(-)} = v_{(+)} = v_o$ et que :

$$v_{(+)} = v_1 \left(\frac{\frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} \right) \quad (2)$$

En insérant l'équation (2) dans (1) il est facile de montrer que :

$$\frac{v_0}{v_i} = \frac{1}{1 - \omega^2(R_1 R_2 C_1 C_2) + j\omega C_2(R_1 + R_2)}$$

Cette dernière équation peut également se mettre sous la forme :

$$\begin{aligned} H(s) = \frac{v_0}{v_i} &= \frac{1}{1 + \frac{s}{(\omega_0 Q)} + \frac{s^2}{\omega_0^2}} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + s\left(\frac{\omega_0}{Q}\right) + \omega_0^2} \\ &= \frac{\omega_0^2}{(s-s_1)(s-s_2)} = \frac{\omega_0^2}{s^2 - s(s_1 + s_2) + s_1 s_2} \end{aligned}$$

avec $\omega_0 = 1/\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}$: la fréquence de résonance

$$Q = \sqrt{\frac{C_1}{C_2} \cdot \frac{\sqrt{R_1 R_2}}{R_1 + R_2}} : \text{le facteur de qualité}$$

Noter que dans le cas où le gain de l'étage à ampli-op. est non unitaire, seul le facteur Q change et

$$\text{devient } Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{R_1 C_1 (1 - A_v) + C_2 (R_1 + R_2)}$$

Les deux pôles de la fonction de transfert se situent à :

$$\begin{aligned} s_1 &= \frac{-\omega_0}{2Q} + \left[\left(\frac{\omega_0}{2Q} \right)^2 - \omega_0^2 \right]^{\frac{1}{2}} \\ s_2 &= \frac{-\omega_0}{2Q} - \left[\left(\frac{\omega_0}{2Q} \right)^2 - \omega_0^2 \right]^{\frac{1}{2}} \end{aligned}$$

Ces pôles sont réels pour $Q < 0,5$ et deviennent complexes pour $Q > 0,5$. Ils sont purement imaginaires pour $Q \rightarrow \infty$ ($s_1 = j\omega_0$ et $s_2 = -j\omega_0$). On peut aisément tracer l'allure de la courbe de gain (diagramme de Bode) en analysant la position des pôles dans le plan complexe. En effet, le gain en dB correspond $20 \log(\|H(s)\|)$ et la norme de la fonction de transfert s'exprime comme :

$$\|H(s)\| = \frac{\omega_0^2}{\|(s-s_1)\| \cdot \|(s-s_2)\|} = \frac{\omega_0^2}{d_1 \cdot d_2}$$

où d_1 (d_2) correspond à la grandeur du vecteur reliant $s=j\omega$ à $s=s_1$ (s_2). Les positions des pôles et les grandeurs de ces vecteurs sont illustrées à la Figure D.5 pour différentes valeurs du facteur de qualité du filtre.

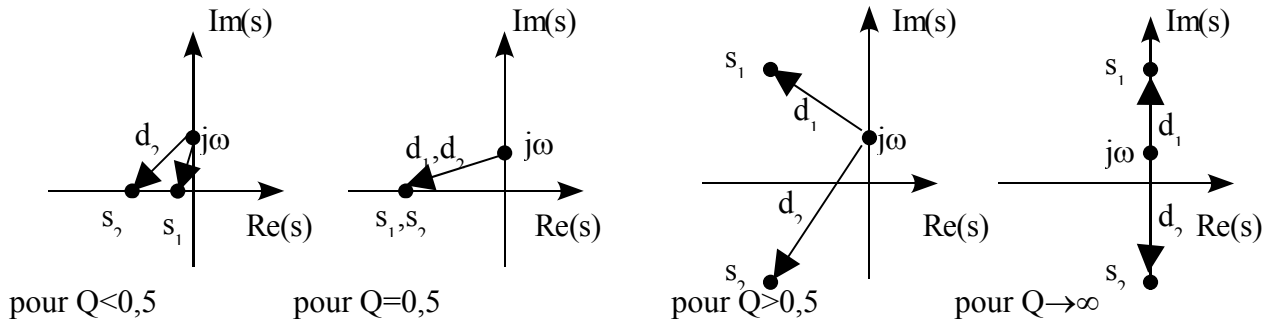


Figure D.5 Positions des pôles de la fonction de transfert pour différentes valeurs du facteur Q.

Pour $Q \leq 0,5$, la norme de $H(s)$ diminue continûment avec la fréquence car d_1 et d_2 augmente au fur et à mesure que $j\omega$ augmente. Noter que plus Q augmente (comparaison des deux premières figures) plus la chute du gain en basse fréquence ($j\omega < j\omega_0$) est faible. En fait pour $Q=0,5$, les deux pôles sont à $-\omega_0$ et la norme de $H(j\omega)$ à $j\omega = \omega_0$ vaut $1/2$. Une analyse plus poussée montrerait que la région à gain \approx constant s'étend sur une bande de fréquence maximale pour une valeur de Q de 0,707. Pour $Q > 0,5$, on note que les pôles deviennent complexes. Lorsque $s=j\omega$ augmente de 0 jusqu'à la valeur imaginaire du pôle s_1 , la grandeur d_1 diminue tandis que d_2 augmente. Le produit $d_1 \cdot d_2$ demeure à près constant à faible fréquence, il peut diminuer et même tendre vers zéro lorsque $j\omega \rightarrow j\omega_0$ (pour $Q \rightarrow \infty$) puis il augmente continûment avec la fréquence pour $j\omega > j\omega_0$. L'allure de la courbe de gain résultante est illustrée à la Figure D.6. Noter que la pente de la courbe de gain en haute fréquence est de -40 dB/décade, ce qui correspond bien au résultat attendu pour une fonction de transfert à deux pôles.

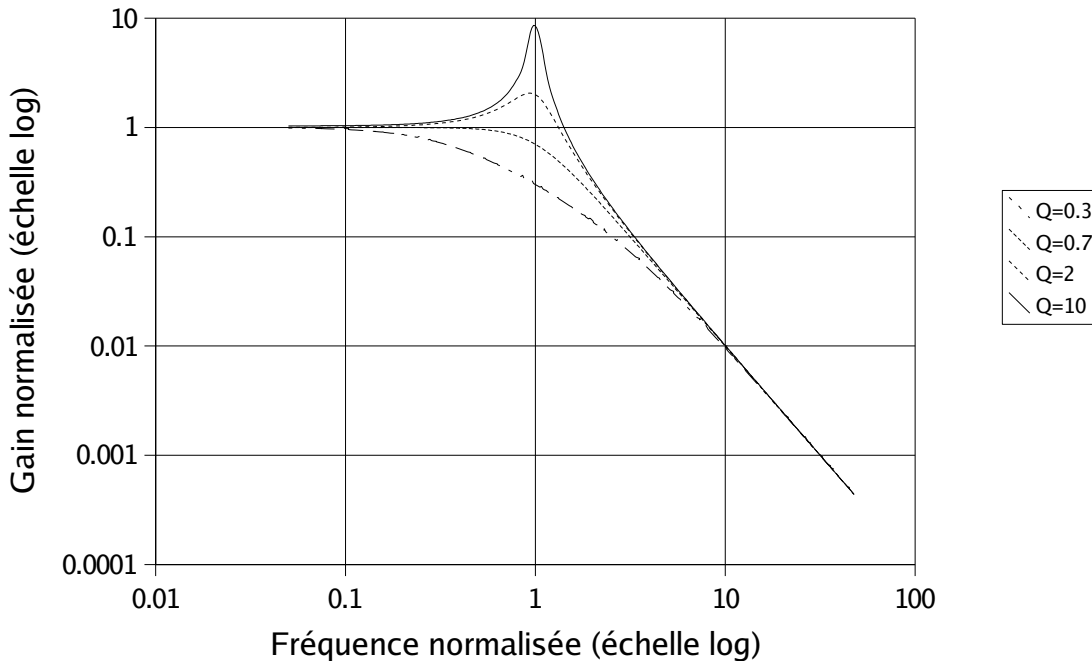


Figure D.6 Allure de la courbe de gain associée à un filtre passe-bas de Sallen-Key

Exemple : Concevoir un filtre passe-bas de Sallen-Key ayant les caractéristiques suivantes : 1°) le gain

doit être constant jusqu'à 10kHz, 2°) la chute en haute fréquence doit être telle que l'atténuation atteigne -60dB à 530 kHz.

D.3 FILTRES D'ORDRE SUPÉRIEUR DE TYPES BUTTERWORTH ET CHEBYSHEV

En pratique, on construit les différents étages d'un filtre d'ordre supérieur à partir de la courbe de gain désirée que l'on modélise à l'aide d'une expression polynomiale. Les polynômes de Butterworth et de Chebyshev sont des fonctions typiques utilisées pour la conception de filtres commerciaux performants. La fonction de Butterworth correspond à une fonction simple possédant les bons comportements asymptotiques à basse et haute fréquences. Elle s'écrit :

$$\|H(j\omega)\|^2 = \frac{A_0^2}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{2n}}$$

avec n et ω_0 l'ordre et la fréquence caractéristique de coupure de ce filtre. Noter le comportement asymptotique en $1/\omega^n$ pour $\omega \rightarrow \infty$. L'allure de la courbe de gain est illustrée à la Figure D.7. En permettant une légère oscillation de la courbe de gain en basse fréquence, il est possible d'accentuer le degré d'atténuation en proximité de la fréquence de coupure (pour un ordre donné). La fonction de Chebyshev permet d'obtenir ce type de comportement. Elle s'exprime comme :

$$\|H(j\omega)\|^2 = \frac{A_0^2}{1 + \varepsilon^2 \cos^2 \left[n \cos^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \right]}$$

avec n et ω_c l'ordre et la fréquence caractéristique de coupure de ce filtre. Le paramètre ε est appelé le facteur d'ondulation ; entre $\omega=0$ et $\omega=\omega_c$ l'amplitude de la fonction de transfert varie entre $A_0/\sqrt{1+\varepsilon^2}$ et A_0 . Noter également que le nombre d'extremum (résultant de l'oscillation du terme en $\cos^2(x)$) de cette fonction correspond à l'ordre n du filtre. L'allure de la courbe est illustrée à la Figure D.8. Pour un même ordre de filtre, il est à noter que la pente de la courbe de gain de la fonction de Chebyshev est plus abrupte (en proximité de la fréquence de coupure) que celle de la fonction de Butterworth.

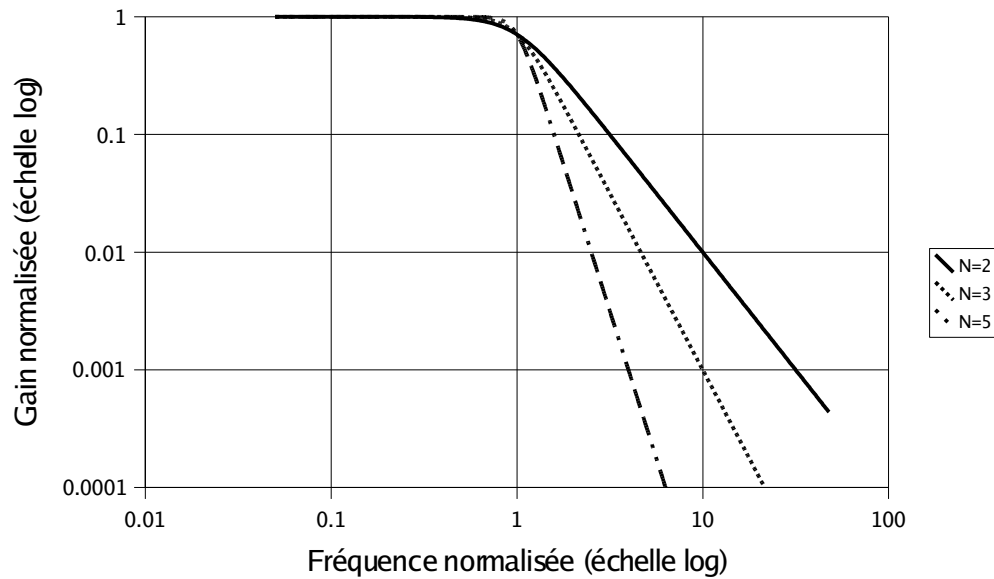


Figure D.7 Amplitude normalisée de la fonction de transfert du filtre de Butterworth

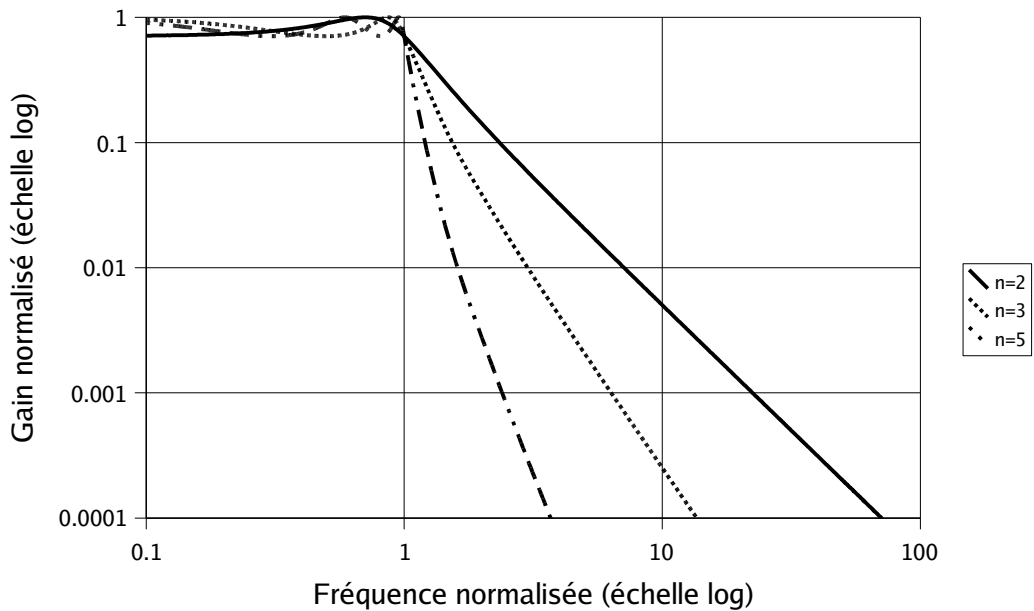


Figure D.8 Amplitude normalisée de la fonction de transfert du filtre de Chebyshev

Il est possible de trouver les racines des polynômes du dénominateur de ces fonctions et de tenter de reproduire les positions de ces différents pôles à l'aide d'étages filtre du premier (classique) et du second ordre (type Sallen-Key). C'est la procédure utilisée commercialement pour concevoir des filtres performants à plusieurs étages. Les positions des pôles des fonctions de Butterworth et de Chebyshev sont données au Tableau D.1 et au Tableau D.2, pour des polynômes allant au moins jusqu'à l'ordre cinq.

Tableau D.1 Positions des pôles de la fonction de transfert de type Butterworth
(valeur calculée pour $\omega_0=1 \text{ rad/s}$)

	n=2	n=3	n=4	n=5	n=6
s_R	-0,707	-0,500	-0,924	-0,809	-0,259
s_I	$\pm j0,707$	$\pm j0,866$	$\pm j0,383$	$\pm j0,588$	$\pm j0,431$
s_R		-1,000	-0,383	-0,309	-0,707
s_I		0,000	$\pm j0,924$	$\pm j0,951$	$\pm j0,707$
s_R				-1,000	-0,966
s_I				0,000	$\pm j0,259$

Tableau D.2 Positions des pôles de la fonction de transfert de type Chebyshev
(valeur calculée pour $\omega_c=1 \text{ rad/s}$)

		n=2	n=3	n=4	n=5
$\epsilon=1$ (ondulation de -3 dB)	s_R	-0,322	-0,149	-0,085	-0,055
	s_I	$\pm j0,777$	$\pm j0,904$	$\pm j0,947$	$\pm j0,966$
	s_R		-0,299	-0,206	-0,144
	s_I		0,000	$\pm j0,392$	$\pm j0,597$
	s_R				-0,178
	s_I				0,000
$\epsilon=0,51$ (ondulation de -1 dB)	s_R	-0,549	-0,247	-0,140	-0,090
	s_I	$\pm j0,895$	$\pm j0,966$	$\pm j0,983$	$\pm j0,990$
	s_R		-0,494	-0,337	-0,234
	s_I		0,000	$\pm j0,407$	$\pm j0,612$
	s_R				-0,290
	s_I				0,000
$\epsilon=0,35$ (ondulation de -0,5 dB)	s_R	-0,713	-0,313	-0,175	-0,112
	s_I	$\pm j1,004$	$\pm j1,002$	$\pm j0,016$	$\pm j1,012$
	s_R		-0,627	-0,423	-0,293
	s_I		0,000	$\pm j0,421$	$\pm j0,625$
	s_R				-0,362
	s_I				0,000

En pratique, on utilise autant de filtre du second ordre de type Sallen-Key que possible. Puisque les pôles des fonctions de Chebyshev et de Butterworth (d'ordre pair) sont complexes, nous utilisons des cellules de Sallen-Key avec $Q > 0,5$ pour lesquelles les pôles se situent à :

$$s_R = \frac{-\omega_0}{2Q} \quad \text{et} \quad s_I = \pm \left[\omega_0^2 - s_R^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

Exemple : Concevoir un filtre de Chebyshev passe-bas à ondulation maximale d'1dB de 0 à 1kHz et d'atténuation minimale de 30dB à 2kHz.