

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة عمار ثليجي - الأغواط

Faculté : Technologie

Département : Electronique

Domaine : Science et Technologie

Filière : Electronique

Spécialité : Electronique

Polycopié de Cours

Destiné aux étudiants de: licence électronique Niveau 3^{ème} année

Physique des semiconducteurs

Présenté par : Mouhoub Abdelhafid

Grade MCA, Université de Laghouat

Email : a.mouhoub@lagh-univ.dz

Année universitaire : 2025/2026

Présentation du cours de physique des semi-conducteurs

Ce polycopié est dédié à un module très important qui fait partie du programme de la troisième année Licence électronique. Il comporte les cours et les travaux dirigés du module « Physique des semi-conducteurs ».

Le contenu de ce cours est conforme au programme officiel émis par le ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique. Ce polycopié a pour but d'apporter une base solide en électronique, reliant de façon progressive la physique des semi-conducteurs à ses applications dans les composants électroniques. Il met à disposition des étudiants une ressource complète comprenant la théorie essentielle et des activités d'apprentissages pour la préparation aux examens.

Le cours vise également à :

- Familiariser les étudiants avec la structure et les propriétés des semi-conducteurs.
- Comprendre et modéliser le comportement des composants de base comme les diodes, les transistors bipolaires et les transistors à effet de champ.
- Savoir appliquer ces composants dans des circuits pratiques de redressement, d'amplification, de stabilisation et de traitement du signal.
- Encourager la rigueur scientifique, l'esprit d'analyse, l'autonomie dans la résolution de problèmes techniques et la préparation efficace à des travaux pratiques ou examens.^[3]

Ces objectifs doivent permettre aux étudiants d'acquérir une vision claire, intégrée et exploitable des bases de l'électronique pour poursuivre ensuite des études plus spécialisées ou relever des défis en milieu professionnel.

Afin d'atteindre les compétences visées, nous avons élaboré ce manuscrit en quatre chapitres: Le premier chapitre est consacré à l'étude théorique et les notions fondamentaux des semi-conducteurs.

Le deuxième chapitre est dédié à l'étude les notions essentielles sur la jonction PN Le troisième chapitre, explore les applications industrielles et technologiques des transistors bipolaire (BJT).

Le quatrième chapitre est consacré à l'étude théorique et les notions fondamentaux sur les Transistor à effet de champ (TEC : JFET, MOSFET) :

Les différents chapitres ont été dotés d'un grand nombre d'exercices sous forme QCM à la fin de chaque cours, qui peuvent aider l'étudiant d'acquérir le maximum d'informations dans le domaine optoélectronique.

Le contenu de ce support de cours est largement inspiré des documents et sources citées dans la liste des références bibliographiques (livres, sites internet, thèses, etc.).

Canevas officiel de la matière physique des semi-conducteurs

Semestre: S5

Unité d'enseignement: UET 3.1

Matière: Physique des semi-conducteurs
Crédits: 01

Objectifs de l'enseignement:

Faire acquérir à l'étudiant les notions de base permettant de comprendre la physique des semi-conducteurs et *in fine* le fonctionnement des composants à base de semi-conducteurs.

Connaissances préalables recommandées:

Notions de physique, notions sur les composants électroniques.

Contenu de la matière:

Chapitre 1. Notions de physique des semi-conducteurs (3 semaines)

Definitions, conducteur, isolant et semi-conducteur par rapport à la conductivité (résistivité), définitions par rapport aux bandes d'énergies, les matériaux semi-conducteurs, structure cristalline des semi-conducteurs, semi-conducteur intrinsèque, conduction d'un semi-conducteur intrinsèque, notion de trou, recombinaison, concentration intrinsèque, semi-conducteur extrinsèque, semi-conducteur de type N, semi-conducteur de type P, position des niveaux E_d et E_a , Notion de Gap, gap direct, gap indirect, phénomènes de conduction et de diffusion dans les semi-conducteurs, conduction par électron ou par trou, mobilité des porteurs de charge, courant de conduction, conductivité, résistivité, courant de diffusion, relation d'Einstein.

Chapitre 2. Jonction PN (3 semaines)

La jonction PN non polarisée (à l'équilibre), formation de la zone de charge d'espace, barrière de potentiel, caractéristiques de la zone de charge d'espace (répartition du champ électrique, répartition du potentiel, tension de diffusion, épaisseur de la zone de charge d'espace), la jonction PN polarisée, effets d'une polarisation positive, effets d'une polarisation négative, capacité de jonction, caractéristiques courant-tension d'une jonction PN, Exemples d'utilisation : diode redresseuse, diode tunnel, diode Zener, diode à capacité variable, diode Schottky.

Chapitre 3. Transistor bipolaire (3 semaines)

Description, structure NPN, structure PNP, symboles, principe de fonctionnement d'un transistor bipolaire, effet transistor, conditions d'observation de l'effet transistor, régimes de fonctionnement d'un transistor bipolaire, régime normal direct, régime normal inverse, régime saturation, régime bloqué, Exemples d'utilisations : transistors bipolaires en régime d'amplification et en régime de commutation.

Chapitre 4. Transistors à effet de champ (6 semaines)

Transistor JFET, description, JFET canal N, JFET canal P, symboles, principe de fonctionnement d'un JFET, régimes de fonctionnement d'un JFET, régime linéaire (ohmique), régime non linéaire, régime saturation, Exemples d'utilisations : interrupteur analogique, résistance commandée par une tension. Transistor MOSFET, description, MOSFET à appauvrissement canal N et P, MOSFET à enrichissement canal N et P, symboles, structure MOS, régime d'accumulation, régime de déplétion, régime d'inversion, principe de fonctionnement d'un MOSFET, MOSFET à appauvrissement, MOSFET à enrichissement, régimes de fonctionnement d'un MOSFET, régime linéaire (ohmique), régime non linéaire, régime saturation, Exemples d'utilisations : inverseur logique CMOS, RAM dynamique. Transistor MOS à grille flottante, Description, Principe d'utilisation, Exemple d'application : Mémoires EPROM.

Mode d'évaluation: Examen : 100%.

Références bibliographiques :

1. H. Mathieu ; Physique des semi-conducteurs et des composants électroniques ; 6e édition, Dunod, 2009.
2. M. Mebarki ; Physique des semi-conducteurs ; OPU, Alger, 1993.
3. C. Ngo et H. Ngo ; Physique des semi-conducteurs ; 4e édition, Dunod.
4. J. Singh ; Semiconductors Devices: An Introduction; McGraw Hill, 1994.
5. D.A. Neamen ; Semiconductor Physics and Devices: Basic Principles; McGraw Hill, 2003.
6. McMurry and Fay; Chemistry; Prentice Hall; 4th edition, 2003.

Canevas officiel de la matière physique des semi-conducteurs

Semestre: S5

Unité d'enseignement: UET 3.1

Matière: Physique des semi-conducteurs

Crédits: 01

Coefficient: 01

Objectifs de l'enseignement:

Faire acquérir à l'étudiant les notions de base permettant de comprendre la physique des semiconducteurs et *in fine* le fonctionnement des composants à base de semi-conducteurs.

Connaissances préalables recommandées:

Notions de physique, notions sur les composants électroniques.

Contenu de la matière:

Chapitre 1. Notions de physique des semi-conducteurs (3 semaines)

Definitions, conducteur, isolant et semi-conducteur par rapport à la conductivité (résistivité), définitions par rapport aux bandes d'énergies, les matériaux semi-conducteurs, structure cristalline des semi-conducteurs, semi-conducteur intrinsèque, conduction d'un semi-conducteur intrinsèque, notion de trou, recombinaison, concentration intrinsèque, semi-conducteur extrinsèque, semiconducteur de type N, semi-conducteur de type P, position des niveaux E_d et E_a , Notion de Gap, gap direct, gap indirect, phénomènes de conduction et de diffusion dans les semi-conducteurs, conduction par électron ou par trou, mobilité des porteurs de charge, courant de conduction, conductivité, résistivité, courant de diffusion, relation d'Einstein.

Chapitre 2. Jonction PN (3 semaines)

La jonction PN non polarisée (à l'équilibre), formation de la zone de charge d'espace, barrière de potentiel, caractéristiques de la zone de charge d'espace (répartition du champ électrique, répartition du potentiel, tension de diffusion, épaisseur de la zone de charge d'espace), la jonction PN polarisée, effets d'une polarisation positive, effets d'une polarisation négative, capacité de jonction, caractéristiques courant-tension d'une jonction PN, Exemples d'utilisation : diode redresseuse, diode tunnel, diode Zener, diode à capacité variable, diode Schottky.

Chapitre 3. Transistor bipolaire (3 semaines)

Description, structure NPN, structure PNP, symboles, principe de fonctionnement d'un transistor bipolaire, effet transistor, conditions d'observation de l'effet transistor, régimes de fonctionnement d'un transistor bipolaire, régime normal direct, régime normal inverse, régime saturation, régime bloqué, Exemples d'utilisations : transistors bipolaires en régime d'amplification et en régime de commutation.

Chapitre 4. Transistors à effet de champ (6 semaines)

Transistor JFET, description, JFET canal N, JFET canal P, symboles, principe de fonctionnement d'un JFET, régimes de fonctionnement d'un JFET, régime linéaire (ohmique), régime non linéaire, régime saturation, Exemples d'utilisations : interrupteur analogique, résistance commandée par une tension. Transistor MOSFET, description, MOSFET à appauvrissement canal N et P, MOSFET à enrichissement canal N et P, symboles, structure MOS, régime d'accumulation, régime de déplétion, régime d'inversion, principe de fonctionnement d'un MOSFET, MOSFET à appauvrissement, MOSFET à enrichissement, régimes de fonctionnement d'un MOSFET, régime linéaire (ohmique), régime non linéaire, régime saturation, Exemples d'utilisations : inverseur logique CMOS, RAM dynamique. Transistor MOS à grille flottante, Description, Principe d'utilisation, Exemple d'application : Mémoires EPROM.

Mode d'évaluation: Examen : 100%.

Références bibliographiques :

1. H. Mathieu ; Physique des semiconducteurs et des composants électroniques ; 6e édition, Dunod, 2009.
2. M. Mebarki ; Physique des semiconducteurs ; OPU, Alger, 1993.
3. C. Ngo et H. Ngo ; Physique des semi-conducteurs ; 4e édition, Dunod.
4. J. Singh ; Semiconductors Devices: An Introduction; McGraw Hill, 1994.
5. D.A. Neamen ; Semiconductor Physics and Devices: Basic Principles; McGraw Hill, 2003.
6. McMurtry and Fay; Chemistry; Prentice Hall; 4th edition, 2003.

Table des Matières

Chapitre I : Notions de physique des semiconducteurs

I.1 Introduction aux milieux matériels.....	1
I.2 Structure cristalline:.....	1
I.2.1 Le système cubique	2
I.2.2 Structure de bande des solides :.....	3
I.2.2.1 Bandes d'énergie des solides.....	3
I.2.3 Semi-conducteurs intrinsèques à gap direct et à gap indirect.....	4
I.2.4 Statistique de Fermi-Dirac, Fonction d'occupation de Fermi-Dirac.....	5
I.2.5 Occupation des niveaux d'une bande permise.....	5
I.3 Semi-conducteur intrinsèque.....	6
I.3.1 Concentration n des électrons dans une bande de conduction.....	6
I.3.2 Concentration p des trous dans une bande de valence	6
I.3.3 Concentration intrinsèque « n_i » d'un semi-conducteur.....	7
I.3.4 le gap d'un semi-conducteur intrinsèque E_g	7
I.3.5 Position du Niveau de Fermi d'un semi-conducteur intrinsèque ($E_F = E_{Fi}$).....	8
I.4 Semi-conducteur extrinsèque, Dopage.....	9
I.4.1 Dopage N.....	9
I.4.1.1 Position du Niveau de Fermi (E_{Fn}) d'un semi-conducteur extrinsèque dopé N...	10
I.4.2 Dopage P.....	12
I.4.2.1 Position du Niveau de Fermi (E_{Fp}) d'un semi-conducteur extrinsèque dopé P...	12
I.5 Neutralité électrique dans un matériau semi-conducteur	14
I.6 Transport dans les semi-conducteurs.....	15
I.6.1 Courant électrique dans les semi-conducteurs.....	15
I.6.1.1 Courant de conduction.....	15
I.6.1.1.1 Mobilité des porteurs de charge.....	15
I.6.1.1.2 Densité de courant de dérive.....	15
I.6.1.2 Courant de diffusion.....	16
I.6.2.1 Diffusion des électrons.....	16
I.6.2.2 Diffusion des trous.....	17
I.6.3 Relation d'Einstein.....	18
I.6.4 Equation de continuité.....	18

I.6.5 Équation de Poisson.....	18
Ce qu'il faut retenir de ce cours :.....	19
Exercices d'applications.....	20
Activités d'apprentissage et d'évaluation (Questionnaire à choix multiples).....	23

Chapitre II : La jonctions PN

II.1 Définition des jonctions PN (abrupte et graduelle).....	26
II.1.1 Jonction PN abrupte	26
II.1.2 Jonction PN graduelle.....	26
II.2 Etude d'une jonction PN abrupte non polarisée à l'équilibre.....	27
II.2.1 Formation de la région de déplétion : zone de charge d'espace (Z.C.E.)	27
II.2.2 La charge d'espace $\rho(x)$	28
II.2.3 Calcul des champs électriques : $E_p(x)$ et $E_n(x)$	28
II.2.4 Potentiels électriques $V_p(x)$ et $V_n(x)$	29
II.2.5 Tension de diffusion V_d	30
II.2.6 Epaisseur de la zone de charge d'espace W (zone de déplétion).....	32
II.2.7 Concentrations des porteurs à l'équilibre	32
II.2.8 Courants à l'équilibre	33
II.3 Etude d'une jonction PN polarisée (hors équilibre).....	33
II.3.1 Polarisation directe.....	33
II.3.1.1 Barrière de potentiel	34
II.3.1.2 Epaisseur w' de la zone de charge d'espace (Z.C.E.)	34
II.3.1.3 Champ électrique maximum	34
II.3.1.4 Concentrations des porteurs de charges.....	35
II.3.1.5 Courants électriques	35
II.3.2 Etude d'une jonction PN polarisée en inverse	36
II.3.2.1 Barrière de potentiel	36
II.3.2.2 Epaisseur de la zone de charge d'espace w''	37
II.3.2.3 Champ électrique maximum	37
II.3.2.4 Concentrations des porteurs de charges.....	37
II.3.2.5 Courants électriques	38
II.4 Capacités parasites	39
II.4.1 Capacité de transition	39
II.4.2 Capacité de diffusion	39

II.5 Types de jonctions PN.....	40
II.5.1. Diodes Zener.....	40
II.5.2 Diodes à avalanche.....	40
II.5.3 Diodes à effet tunnel.....	40
II.5.4 Diode Schottky	40
II.5.5 Photodiode	41
II.5.6 Diode électroluminescente	41
II.5.7 Diode Laser	41
II.5.8 Cellules solaires	41
II.6 Applications des jonctions PN : Redressement de signaux alternatifs-Filtrage.....	41
a- Redresseur en pont à quatre diodes	43
b- Filtrage.....	43
Ce qu'il faut retenir de ce cours :.....	44
Exercices d'applications.....	45
Activités d'apprentissage et d'évaluation (Questionnaire à choix multiples).....	50

Chapitre III : Le transistor bipolaire

III.1 Introduction.....	52
III.2 Structure et fonctionnement d'un transistor	52
III.3 Principe de fonctionnement du transistor bipolaire (Effet transistor).....	53
III.4 Transistor non polarisé.....	53
III.5 Transistor en fonctionnement normal.....	53
III.6 Le transistor NPN polarisé.....	54
III.7 Fonctionnement du transistor en régime statique.....	55
III.7.1 Fonctionnement normal.....	55
III.7.2 Fonctionnement bloqué	55
III.7.3 Fonctionnement saturé.....	56
III.7.4 Circuit de polarisation.....	56
III.7.6 Caractéristiques d'un transistor.....	56
III.7.6.1 Caractéristique d'entrée : $I_B = f(V_{BE})$	57
III.7.6.2 Caractéristique de transfert : $I_C = f(I_B)$	57
III.7.6.3 Caractéristiques générales.....	57
III.8 Le transistor bipolaire en régime dynamique (ou variable).....	58
III.8.1 Principe de l'amplification (sans distorsion).....	58

III.8.2 Caractéristique d'entrée.....	59
III.8.3 Caractéristique de transfert en courant.....	59
III.8.4 Caractéristique de sortie.....	59
Ce qu'il faut retenir de ce cours :.....	61
Exercices d'applications.....	62
Activités d'apprentissage et d'évaluation (Questionnaire à choix multiples).....	65

Chapitre IV : Transistors à effet de champ

IV.1 Introduction.....	67
IV.2 Le transistor JFET.....	67
IV.2.1 Structure (TEC à canal N).....	67
IV.2.1 Principe de fonctionnement (JFET- canal N).....	68
IV.2.1.1 Fonctionnement sans polarisation de grille.....	68
IV.2.1.2 Fonctionnement avec polarisation de grille.....	68
IV.2.2 Caractéristiques de sortie et de transfert.....	69
a) Zone résistive.....	70
b) Zone du coude	70
c) Zone de saturation.....	71
d) Zone d'avalanche.....	71
IV.2.3 Paramètres statiques du TEC.....	71
IV.2.4 Applications spécifiques des FETs.....	71
IV.2.4.1 Interrupteur analogique.....	72
a) L'interrupteur shunt.....	72
b) L'interrupteur série.....	72
IV.2.4.2 Multiplexeur analogique.....	73
IV.2.4.3 Résistance commandée par une tension.....	73
IV.2.4.4 Résistance non linéaire.....	73
IV.2.4.5 Source de courant.....	73
IV.3 Transistor à effet de champ à grille isolée Metal Oxyde Semiconductor (MOSFET).....	74
IV.3.1 Structure et fonctionnement.....	74
IV.3.2 MOSFET à appauvrissement (D-MOSFET).....	74
IV.3.2.1 D-MOSFET Canal N.....	75
IV.3.2.2 D-MOSFET Canal P.....	75

IV.3.3 MOSFET à enrichissement (E-MOSFET).....	75
IV.3.3.1 E-MOSFET Canal N.....	76
IV.3.3.2 E-MOSFET Canal P.....	76
IV.3.4 Réseaux de caractéristiques pour les MOSFET.....	76
IV.3.4.1 Caractéristique $I_{DS}(V_{DS})$	77
IV.3.4.2 Caractéristique $I_{DS}(V_{GS})$	77
IV.3.5 Utilisations des transistors MOS.....	78
IV.3.5.1 Transistors CMOS.....	79
IV.3.5.2 Exemples de portes en technologie CMOS	80
a. Porte NON.....	80
b. Porte NAND	80
c) Porte NOR	81
IV.3.5.3 Transistors V-MOS.....	81
Ce qu'il faut retenir de ce cours :.....	82
Exercices d'applications.....	83
Activités d'apprentissage et d'évaluation (Questionnaire à choix multiples).....	85
Conclusion générale.....	89
Références bibliographiques.....	90

Plan détaillé du cours : (03 semaines)

Ce chapitre constitue une base essentielle pour comprendre les phénomènes physiques à l'origine du fonctionnement des semi-conducteurs et de leurs applications, notamment dans les dispositifs électroniques. Le plan de cours est détaillé comme suit :

- Présentation des différents types de matériaux : conducteurs, isolants et semi-conducteurs, illustrés par leur résistivité et leur structure atomique.
- Description des structures cristallines (diamant, blende) dans lesquelles cristallisent la plupart des semi-conducteurs utilisés comme le silicium, le germanium, le GaAs, etc.
- Explication de la structure de bande des solides avec distinction entre isolants, conducteurs et semi-conducteurs, et introduction des notions de bande de valence, bande de conduction, et gap d'énergie.
- Introduction à la statistique de Fermi-Dirac pour déterminer l'occupation des niveaux d'énergie, et application aux semi-conducteurs à l'état intrinsèque (pur).
- Étude détaillée du dopage (type N et P), de la neutralité électrique et des modifications des populations de porteurs (électrons et trous) selon le niveau de Fermi.
- Présentation des mécanismes de transport électrique dans les semi-conducteurs, avec courant de dérive, de diffusion, relation d'Einstein et équations de continuité.

◆ **Mots-clés :** *Semi-conducteurs ; Intrinsèque ; Extrinsèque ; Dopage ; Bande interdite ; Electrons ; Trous ; Energie de gap ; Conductivité ; Mobilité ; Courant de dérive ; Courant de diffusion ; Relation d'Einstein ; Equations de continuité.*

Compétences visées

Ce cours vise à développer chez l'étudiant plusieurs compétences fondamentales dans le domaine de la physique des semi-conducteurs. Les compétences explicitement ou implicitement visées couvrent la compréhension, l'analyse et l'application des notions essentielles des matériaux semi-conducteurs, leur structure, leurs propriétés électriques et leur comportement en fonction des conditions physiques et du dopage. Cela permet : d'identifier et classer les matériaux conducteurs, isolants et semi-conducteurs selon leurs propriétés électriques fondamentales. Comprendre la structure cristalline des semi-conducteurs (état cristallin, types de structures). Expliquer la formation des bandes d'énergie dans les solides et la notion de bande interdite (gap), ainsi que la différence entre gap direct et indirect. Utiliser la statistique de Fermi-Dirac pour déterminer l'occupation des niveaux d'énergie des électrons et des trous en fonction de la température. Calculer les concentrations de porteurs (électrons et trous) dans les bandes de conduction et de valence pour les semi-conducteurs intrinsèques et extrinsèques, y compris la loi d'action de masse et la position du niveau de Fermi. Décrire les mécanismes de dopage (types N et P) et leurs effets sur les propriétés électroniques des matériaux semi-conducteurs. Appliquer la notion de neutralité électrique dans un semi-conducteur dopé, y compris les cas de compensation. Expliquer les mécanismes de transport électrique (courant de conduction et de diffusion), ainsi que les grandeurs associées : mobilité des porteurs, densité de courant, conductivité, résistivité. Interpréter et utiliser les relations fondamentales comme la relation d'Einstein, l'équation de continuité et l'équation de Poisson pour l'analyse du comportement électronique dans un semi-conducteur.

Objectifs scientifiques et pédagogiques du cours

Les objectifs de ce cours se résument dans les points suivants :

- ✚ Analyser les propriétés électriques des différents matériaux : conducteurs, isolants, et semi-conducteurs, et comprendre la nature des porteurs de charge qui interviennent dans leur comportement. Étudier la structure cristalline des semi-conducteurs, notamment les structures diamant, blende et leur impact sur les propriétés physiques.
- ✚ Appréhender la structure de bande des solides et la formation de bandes d'énergie permises et interdites, ainsi que la notion de gap direct et indirect dans les semi-conducteurs. Utiliser la statistique de Fermi-Dirac pour modéliser l'occupation des niveaux d'énergie.
- ✚ Modéliser et calculer les concentrations de porteurs (électrons et trous), intrinsèques et extrinsèques, dans les semi-conducteurs, avec application de la loi d'action de masse, du dopage (N et P), et de la neutralité électrique.
- ✚ Comprendre et décrire les mécanismes de transport (conduction, diffusion), la mobilité, et la conductivité électrique dans les semi-conducteurs.
- ✚ Développer la capacité à interpréter et résoudre des problèmes concrets liés à la caractérisation et au fonctionnement des matériaux semi-conducteurs.
- ✚ Favoriser l'autonomie dans l'utilisation d'approches quantitatives : calculs de densité de porteurs, position des niveaux de Fermi, effets du dopage et du type de gap.
- ✚ Préparer les étudiants à appliquer ces notions pour la modélisation et l'analyse de dispositifs réels, et autres composants électroniques qui utilisent des semi-conducteurs
- ✚ Encourager la réflexion critique sur les choix des matériaux et les mécanismes physiques à optimiser dans le cadre d'applications industrielles ou de recherche.
- ✚ Fournir aux étudiants les bases théoriques nécessaires pour poursuivre des études et des recherches avancées dans le domaine de la physique des semi-conducteurs et des dispositifs électroniques.

I.1 Introduction aux milieux matériels

Selon les propriétés électriques, les matériaux sont classés en trois catégories, conducteurs, isolants et semi-conducteurs.

- a) **Conducteurs** : Les métaux tels que le fer (Fe), le cuivre (Cu), l'or (Au), l'argent (Ag) et l'aluminium (Al) sont des conducteurs de courant électrique. Ayant la plus faible résistivité (ρ) à température ambiante, typiquement inférieure à $10^{-5} \Omega\text{cm}$. La conduction électrique de ces métaux s'effectue essentiellement au moyen des électrons libres situés dans les couches périphériques des atomes qui les constituent.
- b) **Isolants** : Ce sont les matériaux dont la résistivité ρ est supérieure à $10^8 \Omega\text{cm}$, tels que le verre, le mica, la silice (SiO_2), le carbone (diamant). La conductivité des isolants est donc très faible ($\sigma = 1/\rho$), ce sont des matériaux non conducteurs au courant électrique
- c) **Semi-conducteurs** : Ce sont des corps comme le silicium (Si) et le germanium (Ge), (éléments du groupe IV de la classification périodique), leur résistivité est comprise entre 10^{-5} et $10^5 \Omega\cdot\text{m}$ et décroît fortement quand la température augmente. A côté des éléments purs Si et Ge, les semi-conducteurs peuvent être aussi des composés:
 - CdS, CdSe, CdTe ... (appelés semi-conducteurs II-VI).
 - GaN, GaAs, AlAs, AlP, InP (Appelés semi-conducteurs III-V).

I.2 Structure cristalline:

Un corps solide se présente sous deux états :

- Un état cristallin : dans lequel les atomes sont arrangés de façon ordonnée et périodique aux nœuds d'un réseau cristallin, figure 1.
- Un état amorphe : dans lequel les atomes sont arrangés de façon aléatoire. Certains auteurs définissent cet état comme un réseau qui ne présente pas un ordre à longue distance, figure 2. Exemple de solide amorphe : la silice (SiO_2) constituant principal des verres.

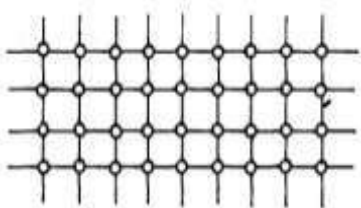


Figure I.1 : Structure cristalline.

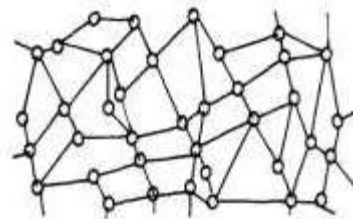


Figure I.2 : Structure amorphe

On distingue 4 familles de solides cristallisés : Les cristaux ioniques, les cristaux covalents, les cristaux métalliques, et les cristaux moléculaires :

I.2.1 Le système cubique : Dans un réseau périodique, la maille élémentaire est définie par 6 grandeurs ($a, b, c, \alpha, \beta, \gamma$).

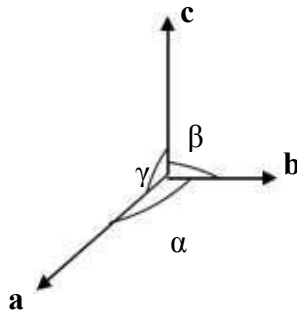


Figure I.3 : Vecteur de base d'une maille élémentaire

Selon les valeurs prises par les grandeurs ($a, b, c, \alpha, \beta, \gamma$), on définit 7 systèmes cristallins, ou 14 réseaux de Bravais. Nous choisissons seulement le système cubique, puisque la majorité des matériaux semi-conducteurs cristallisent (ou croissent) dans ce système.

On dénombre trois réseaux dans le système cubique :

- a. Le réseau cs (cubique simple).
- b. Le réseau cc, réseau où cristallisent les métaux alcalins (Na, Cs...).
- c. Le réseau cfc, réseau où cristallisent les métaux nobles (Au, Ag, Al...) et les cristaux ioniques (NaCl, CsCl...).

En générale, les semi-conducteurs se cristallisent dans l'une des structures suivantes :

- ✓ La structure diamant : La structure est constituée de deux réseaux cfc identiques décalés l'un de l'autre de $\frac{1}{4}$ de la diagonale principale, figure 3. Chaque atome est entouré de quatre autres atomes identiques disposés en tétraèdre et établit quatre liaisons de valence avec ses quatre voisins. C'est dans cette structure où cristallisent les semi-conducteurs IV-IV, comme le silicium Si et le germanium Ge.
- ✓ La structure blende : c'est une structure équivalente au diamant, mais les deux cfc ne sont plus identiques, figure 4 et 5. C'est dans cette structure où cristallisent les semi-conducteurs III-IV, comme le GaAs, InP, InAs, ..., et certains semi-conducteurs II-VI comme le CdTe, CdSe, ZnTe...

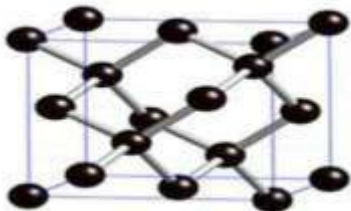


Figure I.4 : Maille élémentaire d'un cristal de diamant (Si, Ge...)

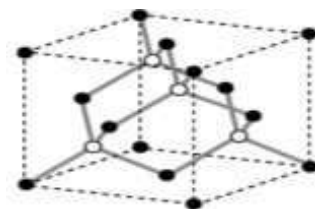


Figure I.5 : Maille élémentaire d'un cristal zinc blende (GaAs,...)

I.2.2 Structure de bande des solides :**I.2.2.1 Bandes d'énergie des solides :**

Les électrons d'un atome isolé occupent des niveaux discrets d'énergie. Lorsque les atomes se rapprochent les uns aux autres, les distances deviennent de l'ordre atomique ($d \approx \text{\AA}$) et les niveaux d'énergie se dédoublent. La dégénérescence des niveaux d'énergie fait apparaître des bandes d'énergie permises, séparées par des bandes d'énergie interdites, de largeur E_g (énergie gap). Dans les semi-conducteurs, la dernière bande complètement remplie est appelée bande de valence (BV) et la bande complètement vide, située juste au-dessus est appelée bande de conduction (BC). Le niveau le plus bas de BC est noté par E_C , tandis que celui le plus haut de BV est noté par E_V .

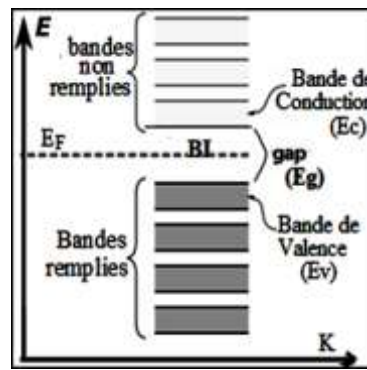


Figure I.6 : Diagramme de bandes d'énergie dans l'espace réel.

- A 0°K tous les e- se trouvent dans la bande de valence pour les isolants et les semi conducteurs. La distance qui sépare la bande de valence et celle de conduction, appelée énergie de Gap, est très importante pour les isolants. Sa valeur importante dans les isolants ne permet pas le passage des électrons à la bande de conduction. Quand la température augmente, une quantité très négligeable d'électrons peut passer à la bande de conduction, ce qui fait croître légèrement la conductivité, mais l'isolant reste non conducteur.
- Les semi-conducteurs sont caractérisés par une bande interdite faible, de l'ordre de 1eV à 1.5eV. Un apport modéré de température fait passer les e- de la bande de valence vers la bande de conduction. Plus la température augmente, plus le nombre d'e- libres augmente, le semi-conducteurs passe donc de l'isolant au conducteur.
- Dans le cas des conducteurs la bande de valence et la bande de conduction sont très proches ou elles se chevauchent carrément. Ainsi, un électron, quelque soit la température, peut passer à la bande de conduction, c'est-à-dire devenir un électron libre de circuler dans tout le métal. En général chaque atome libère au moins un électron.

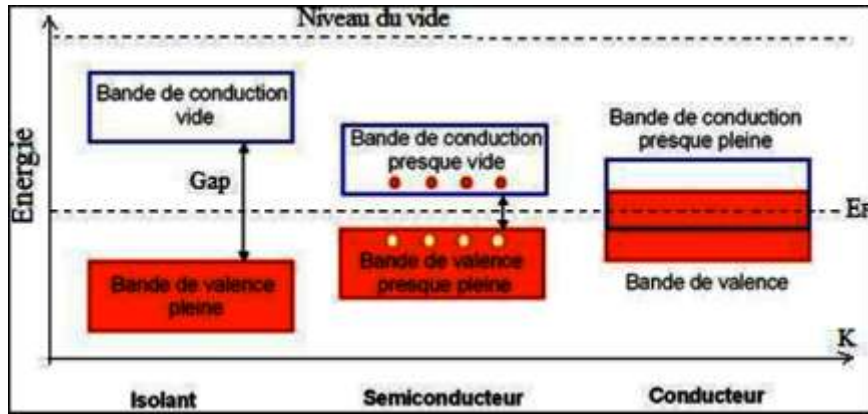


Figure 1.7 : Position des bandes d'énergie pour un conducteur, un semi-conducteur et un isolant. Les énergies gap des semi-conducteurs les plus courants sont: Si (1.12 eV), Ge (0.67 eV) GaAs (1.42 eV). Les isolants ont des bandes interdites d'énergie nettement plus larges: SiO₂ (9.0 eV), diamant (5.47 eV) et Si₃N₄ (5.0 eV).

1.2.3 Semi-conducteurs intrinsèques à gap direct et à gap indirect.

Dans les semi-conducteurs à gap direct le maximum de la bande de valence et le minimum de la bande de conduction sont au même point (même vecteur d'onde k) dans la zone de Brillouin (ZB), (figure suivante), la transition électronique entre le haut de la bande de valence (BV) et le bas de la bande de conduction (BC) conserve le vecteur d'onde. Même valeur de k et dans ce cas : $\Delta \vec{k} = \vec{0}$ et $\Delta \vec{P} = h \cdot \Delta \vec{k} = \vec{0}$

Dans les semi- conducteurs à gap indirect le maximum de la bande de valence et le minimum de la bande de conduction ne sont pas au même point dans la zone de Brillouin (ZB), figure suivante, la transition électronique entre le haut de la bande de valence (BV) et le bas de la bande de conduction (BC) ne conserve pas le vecteur d'onde (même valeur de K et dans ce cas : $\Delta \vec{k} \neq \vec{0}$ et $\Delta \vec{P} = h \cdot \Delta \vec{k} \neq \vec{0}$.

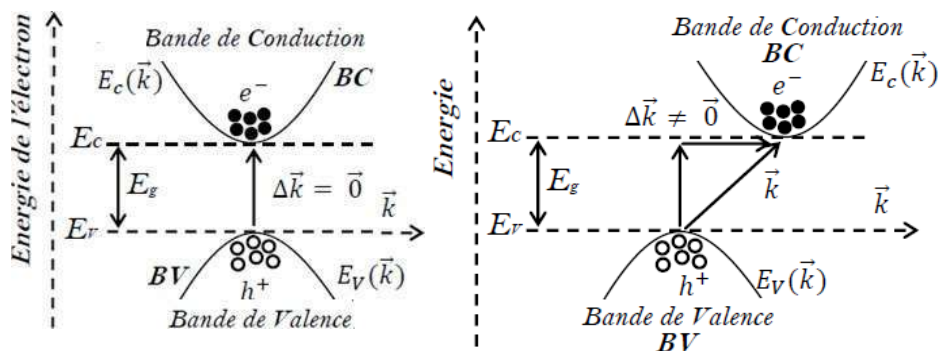


Figure 1.8 : Semi-conducteurs à gap direct et à gap indirect.

I.2.4 Statistique de Fermi-Dirac, Fonction d'occupation de Fermi-Dirac

La statistique de Fermi-Dirac nous permet de calculer la probabilité pour qu'un niveau d'énergie E soit occupé par des électrons à la température T , cette statistique est exprimée par la

fonction suivante :
$$F(E) = \frac{1}{1 + e^{-\frac{E-E_F}{kT}}}$$

Où E_F est un niveau d'énergie appelé niveau de Fermi, $k=1,38.10^{-23} \text{ JK}^{-1}$ est la constante de Boltzmann et T est la température absolue.

La probabilité d'occupation d'un niveau d'énergie E par un trou est $1-F(E)$ car l'absence d'un électron implique la présence d'un trou et vice versa.

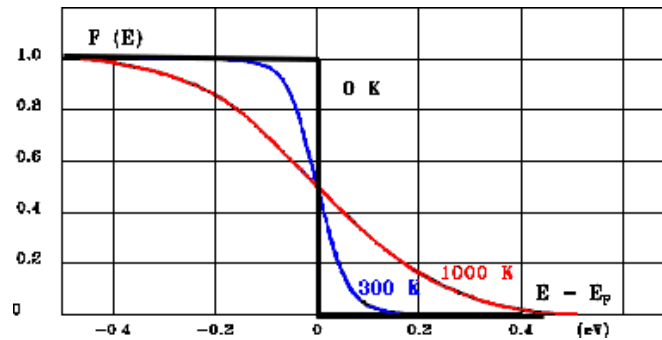


Figure 1.9 : statistique de Fermi-Dirac : variations de $F(E)$ en fonction de E pour différentes températures.

- ❖ $F(E)$ est une probabilité donc : $0 < F(E) < 1$.
- ❖ Si $T = 0 \text{ K}$, $F(E) = 1$ pour $E < E_F \Rightarrow F(E) = 0$ pour $E > E_F$.
- ❖ Tous les états d'énergie en dessous du niveau de Fermi sont occupés, tous les états situés au dessus sont vides, cas d'un métal par exemple.
- ❖ Si $E - E_F$ est de l'ordre de plusieurs kT , la fonction de Fermi se ramène à une distribution de Boltzmann : $F(E) \cong e^{-\frac{E-E_F}{kT}}$
- ❖ Si la température décroît, la variation autour de E_F est d'autant plus abrupte. $f(E)$ tend très rapidement vers 1 pour les énergies inférieures à E_F et très rapidement vers 0 pour les énergies supérieures à E_F .
- ❖ Notons que si $E=E_F$, $f(E) = 1/2$.

I.2.5 Occupation des niveaux d'une bande permise

Soit l'intervalle $[E, E+dE]$ qui contient dN niveaux avec $dN = D_e(E).dE$

La probabilité d'occupation du niveau E étant $F(E)$ et sachant que chaque niveau accepte deux électrons, le nombre dn des électrons occupant cet intervalle d'énergie est: $dn = 2.F(E).D_e(E).dE$

I.3 Semi-conducteur intrinsèque

Le semi-conducteur est dit intrinsèque lorsqu'il est à l'état pur. Dans ce cas, à tout électron se trouvant dans la bande de conduction correspond un trou dans la bande de valence.

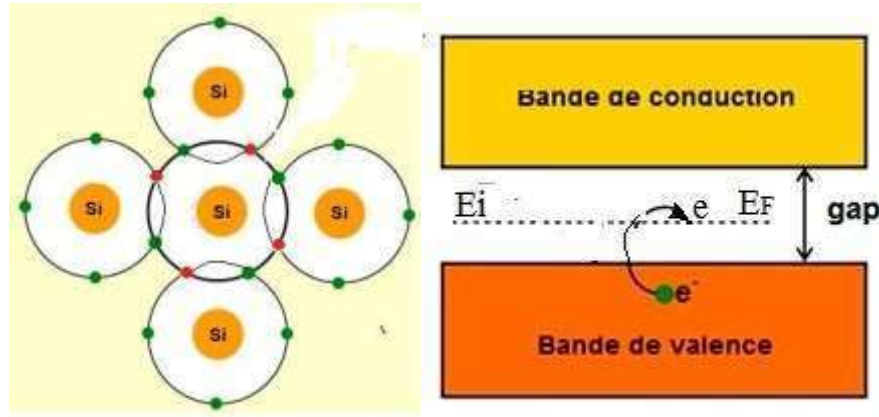


Figure 1.10 : Semi-conducteur Intrinsèque (non dopé).

I.3.1 Concentration n des électrons dans une bande de conduction

Le nombre d'électrons d'énergie E par unité de volume dans la bande BC et nous admettons que cette bande s'étend jusqu'à l'infini. se déduit de la connaissance de la densité d'états et de la probabilité d'occupation, n est donnée par : $n = \int_{E_c}^{\infty} N_c(E) \cdot F_n(E) \cdot dE$

La densité des niveaux est donnée par (pour $V=1\text{cm}^3$) : $N_c(E) = \frac{1}{4\pi^2} \left(\frac{2 \cdot m_e}{\hbar^2}\right)^{3/2} (|E - E_c|)^{1/2}$

Par application de l'approximation de Boltzmann pour les états d'énergie E situés dans la bande BC, nous aurons: $E - E_F \gg kT \Rightarrow F_n \approx e^{-\frac{E-E_F}{kT}}$ Le calcul de la concentration n donne

l'expression suivante : $n = N_c e^{-\frac{E_c-E_F}{kT}}$ en cm^{-3} avec $N_c = 2 \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot m_e \cdot k \cdot T}{h^2}\right)^{3/2}$

N_c est appelée densité effective d'états des électrons dans la bande de conduction, elle représente le nombre d'états, placés à l'énergie E_c ; m_e est la masse effective des électrons dans la bande de conduction. $N_c \approx 2,8 \cdot 10^{19} / \text{cm}^3$ à $T = 300^\circ\text{K}$ pour le silicium.

I.3.2 Concentration p des trous dans une bande de valence

Le nombre de trous libres d'énergie E par unité de volume présent dans la BV est donnée par : $p = \int_{-\infty}^{E_v} N_v(E) \cdot F_p(E) \cdot dE$

La densité des niveaux est donnée par (pour $V=1\text{cm}^3$) : $N_v(E) = \frac{1}{4\pi^2} \left(\frac{2 \cdot m_v}{\hbar^2}\right)^{3/2} (|E_v - E|)^{1/2}$

Par application de l'approximation de Boltzmann pour les états d'énergie E situés dans la

bande BV, nous aurons : $E_F - E \gg kT \Rightarrow F_p \approx e^{\frac{E - E_F}{kT}}$

Le calcul de la concentration p donne l'expression suivante :

$$p = N_v e^{-\frac{E_F - E_v}{kT}} \text{ en cm}^{-3} \quad \text{avec } N_v = 2 \left(\frac{2\pi m_t k T}{h^2} \right)^{3/2}$$

N_v est appelée densité effective d'états des trous dans la bande de valence, elle représente le nombre d'états, placés à l'énergie E_v ; m_t est la masse effective des trous dans la bande de valence. $N_v = 1,04 \cdot 10^{19} / \text{cm}^3$ à $T = 300^\circ\text{K}$ pour le silicium.

I.3.3 Concentration intrinsèque « n_i » d'un semi-conducteur

Le semi-conducteur est dit intrinsèque lorsqu'il est à l'état pur. Dans ce cas, à tout électron se trouvant dans la bande de conduction correspond un trou dans la bande de valence.

Dans ce cas on a : $n = p = n_i$

Faisons le produit des concentrations n et p , nous aurons : $n \cdot p = n_i^2$ C'est la loi d'action

$$\text{de masse, alors : } n \cdot p = N_c N_v e^{-\frac{E_c - E_v}{kT}} = N_c N_v e^{-\frac{E_g}{kT}} = n_i^2 \Rightarrow n_i = \sqrt{N_c N_v} e^{-\frac{E_g}{2kT}}$$

- Le paramètre n_i représente la densité de porteurs intrinsèque dans le cristal semi-conducteur.
- La concentration n_i est indépendante de la position du niveau de Fermi E_F , elle est fortement croissante en fonction de la température du cristal.
- La concentration intrinsèque n_i en électrons libres et en trous libres par cm^3 dépend de la hauteur de la bande interdite E_g et de la température T selon la loi :

$$n = p = n_i = A \cdot T^{3/2} \cdot e^{-\frac{E_g}{2kT}}$$

A : constante du matériau

E_g : hauteur de bande interdite (eV)

k : constante de Boltzman = $8,6 \cdot 10^{-5} \text{ eV K}^{-1}$

T : température absolue en $^\circ\text{K}$

$E_g = E_c - E_v$: représente le Gap du semi-conducteur.

Le tableau ci-dessous donne les concentrations intrinsèques n_i dans certains matériaux semi-conducteurs :

Matériau	Ge	Si	GaAs
$n_i (\text{cm}^{-3})$	10^{14}	10^{10}	10^7

I.3.4 le gap d'un semi-conducteur intrinsèque E_g

D'après la relation : $n \cdot p = N_c N_v e^{-\frac{E_g}{kT}} = n_i^2$ on trouve : $E_g = kT \ln \frac{N_c N_v}{n_i^2}$

I.3.5 Position du Niveau de Fermi d'un semi-conducteur intrinsèque ($E_F = E_{Fi}$)

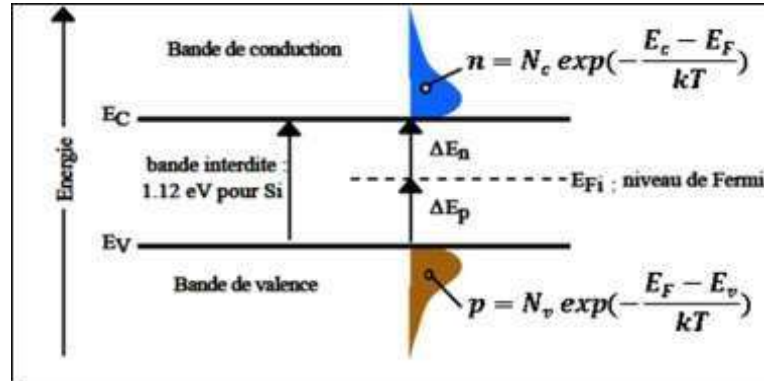


Figure I.11 : populations des porteurs du S.C. intrinsèque et niveau de Fermi

Le niveau de Fermi se déduit de l'équation $n = p$:

$$n = p \Rightarrow N_c e^{-\frac{E_C - E_F}{kT}} = N_v e^{-\frac{E_F - E_V}{kT}} \Rightarrow \frac{N_c}{N_v} = e^{-\frac{E_C + E_V - 2E_F}{kT}}$$

Alors $\ln \frac{N_c}{N_v} = \frac{E_C + E_V - 2E_F}{kT}$ ce qui donne : $E_F = \frac{E_C + E_V}{2} + \frac{kT}{2} \ln \frac{N_v}{N_c}$

Cette expression peut être aussi exprimée en fonction des masses effectives :

$$E_F = E_{Fi} = \frac{E_C + E_V}{2} + \frac{3kT}{4} \ln \frac{m_t}{m_e}$$

Exemple 1 :

4

Le Germanium est caractérisé par :

Energie de la bande interdite (ou gap) : $E_g = 0,67 \text{ eV}$.

La constante de Boltzmann : $k = 8,62 \times 10^{-5} \text{ eV} \cdot \text{K}^{-1}$.

Densité effective d'états énergétiques à 300 °K : $N_c = 1,04 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ et $N_v = 6 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$.

- 1- Calculer la concentration intrinsèque n_i à 300 °K.
- 2- Déterminer la position du niveau de Fermi intrinsèque E_{Fi} à 300 °K. On prendra comme référence énergétique, le haut de la bande de valence ($E_V = 0 \text{ eV}$).

Solution :

- 1- Calcul de la concentration intrinsèque n_i à 300 °K : Pour un semi-conducteur intrinsèque :

$$n = p = n_i \text{ Ainsi la densité intrinsèque de porteurs est : } n \cdot p = N_c N_v e^{-\frac{E_g}{kT}} = n_i^2$$

$$n_i = \sqrt{N_c N_v} e^{-\frac{E_g}{2kT}} \quad \text{AN:} \quad n_i = \sqrt{1,04 \times 10^{19} \times 6 \times 10^{18}} e^{-\frac{0,67}{2 \times 8,62 \times 10^{-5} \times 300}}$$

2- Position du niveau de Fermi intrinsèque E_{Fi} à 300 °K se déduit de l'équation $n = p$:

$$N_c e^{-\frac{E_c - E_F}{kT}} = N_v e^{-\frac{E_F - E_v}{kT}} \Rightarrow \frac{N_c}{N_v} = e^{-\frac{E_c + E_v - 2E_F}{kT}}$$

Alors $\ln \frac{N_c}{N_v} = \frac{E_c + E_v - 2E_F}{kT}$ ce qui donne : $E_F = \frac{E_c + E_v}{2} + \frac{kT}{2} \ln \frac{N_v}{N_c}$

$$\text{AN : } E_F = \frac{0,62}{2} + \frac{8,62 \times 10^{-5} \times 300}{2} \ln \frac{6 \times 10^{18}}{1,04 \times 10^{19}} = 0,32 \text{ eV}$$

I.4 Semi-conducteur extrinsèque, Dopage

Le dopage consiste à implanter des atomes correctement sélectionnés nommés impuretés à l'intérieur d'un semi-conducteur intrinsèque afin d'en contrôler les propriétés électriques. La technique du dopage augmente la densité des porteurs à l'intérieur du matériau semi-conducteur. Si elle augmente la densité d'électrons, il s'agit d'un dopage de type N. Si elle augmente celle des trous, il s'agit d'un dopage de type P. Les matériaux ainsi dopés sont appelés semi-conducteurs extrinsèques.

I.4.1 Dopage N

Le dopage de type N consiste à augmenter la densité en électrons dans le semi-conducteur intrinsèque. Pour ce faire, on inclut un certain nombre d'atomes riches en électrons dans le semi-conducteur. Par exemple, dans le cas du silicium (Si), les atomes de Si ont quatre électrons de valence, chacun étant lié à un atome Si voisin par une liaison covalente. Pour doper le silicium en N, on inclut un atome ayant cinq électrons de valence, comme ceux de la colonne V de la table périodique: le phosphore (P), l'arsenic (As) ou l'antimoine (Sb). Cet atome incorporé dans le réseau cristallin présentera quatre liaisons covalentes et un électron libre. Ce cinquième électron, qui n'est pas un électron de liaison, n'est que faiblement lié à l'atome et peut être facilement excité vers la bande de conduction.

Aux températures ordinaires, quasiment tous ces électrons le sont. Comme l'excitation de ces électrons ne conduit pas à la formation de trous dans ce genre de matériau, le nombre d'électrons dépasse de loin le nombre de trous. Les électrons sont des porteurs majoritaires et les trous des porteurs minoritaires. Les atomes à cinq électrons ont un électron supplémentaire à donner, ils sont appelés atomes donneurs.

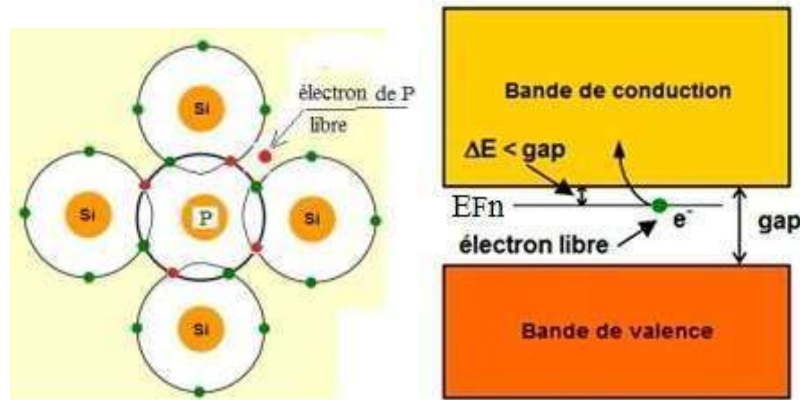
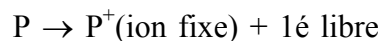


Figure I.12 : Semi-conducteur extrinsèque de type N.

I.4.1.1 Position du Niveau de Fermi (E_{Fn}) d'un semi-conducteur extrinsèque dopé N

Prenons un atome de phosphore (P) comme impureté de substitution (site de conduction ou site active) dans un réseau de silicium (Si), figure 4a, le phosphore P est un élément de la colonne V, le silicium Si est un élément de la colonne IV. L'atome de phosphore P à 5 électrons périphériques, il doit mettre 4 en commun avec les 4 atomes de silicium qui l'entourent et l'électron qui reste a besoin d'un minimum d'énergie pour qu'il soit libéré dans le cristal, augmentant ainsi la concentration en électrons libres n :



L'atome de phosphore a donné un ion fixe P^+ plus 1 électron libre

L'atome P est considéré dans le cristal de silicium comme une impureté donneur.

Si on dope le matériau avec N atomes de phosphores, nous aurons N ions fixes P^+ et N électrons libres de plus, ceci est vrai, si nous prenons une efficacité de dopage égal à l'unité.

La concentration en électrons libres finale (après dopage) est alors donnée par : $n = n_i + N_d$

L'indice « d » c'est pour montrer que les impuretés sont de type Donneurs.

Conséquence de cette opération de dopage, le matériau (silicium) n'est plus intrinsèque : $n \gg p$ on dit que le matériau semi-conducteur est de type N.

Pour un matériau semi-conducteur type N : $n = n_i + N_d \approx N_d = N_c e^{-\frac{E_c - E_{Fn}}{kT}}$ si $N_d \gg n_i$

Les porteurs majoritaires sont les électrons et les porteurs minoritaires sont les trous.

La loi d'action de masse : $n \cdot p = n_i^2 \Rightarrow p = \frac{n_i^2}{N_d}$

- L'utilisation de la relation : $N_d = N_c e^{-\frac{E_c - E_{Fn}}{kT}}$ et $n_i = N_c e^{-\frac{E_c - E_{Fi}}{kT}} \Rightarrow$

L'écart entre le niveau d'énergie de Fermi extrinsèque E_{Fn} et le niveau d'énergie de

Fermi intrinsèque E_{Fi} est donnée par : $\Delta E_n = E_{Fn} - E_{Fi} = kT \ln \frac{N_d}{n_i}$

- L'écart entre le niveau d'énergie de Fermi extrinsèque E_{Fn} et le niveau d'énergie bas de bande de conduction est : $E_c - E_{Fn} = kT \ln \frac{N_c}{N_d}$
- L'utilisation de la relation : $p = \frac{n_i^2}{N_d} = N_v e^{-\frac{E_{Fn}-E_v}{kT}} \Rightarrow$ l'écart entre le niveau d'énergie de Fermi extrinsèque E_{Fn} et le niveau d'énergie haut de la bande de valence est : $E_{Fn} - E_v = kT \ln \frac{N_v N_d}{n_i^2}$

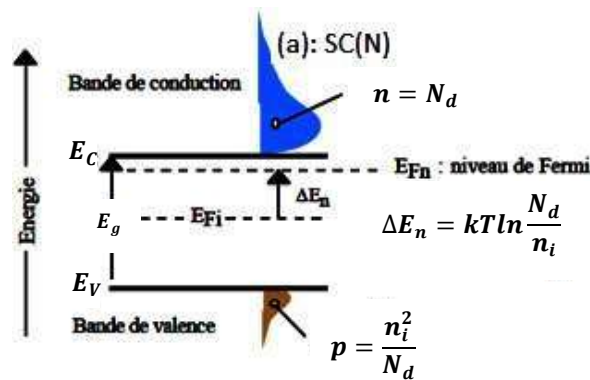


Figure I.13 : populations des porteurs du S-C. extrinsèque dopé N et niveau de Fermi.

On remarque que $E_{Fn} > E_{Fi}$ parce que $N_d > n_i$, et $\Delta E_n = E_{Fn} - E_{Fi} = kT \ln \frac{N_d}{n_i} > 0$

Dans un S-C dopé N, le niveau de Fermi extrinsèque est au dessus de E_{Fi} .

Exemple 2 : On dope un monocristal de silicium (Si) avec 10^{16} cm^{-3} de phosphore (P). On donne $n_i = 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ à 300°K .

- 1- quelle est le type du matériau dopé.
- 2- Calculer les densités des électrons et des trous.

Solution :

- 1- Type du matériau dopé :

Le phosphore (P) est un élément à 5 électrons dans la bande de valence, c'est un donneur. Le silicium dopé par (P) est de type N.

- 2- Densités des électrons et des trous :

Les électrons (n) sont les porteurs majoritaires et les trous (p) sont les porteurs minoritaires.

$$n = N_d = 10^{16} \text{ cm}^{-3} \quad \text{La loi d'action de masse : } n.p = n_i^2 \Rightarrow p = \frac{n_i^2}{N_d} = \frac{(10^{10})^2}{10^{16}} = 10^4 \text{ cm}^{-3}$$

I.4.2 Dopage P :

Le dopage de type P consiste à augmenter la densité en trous dans le semi-conducteur intrinsèque.

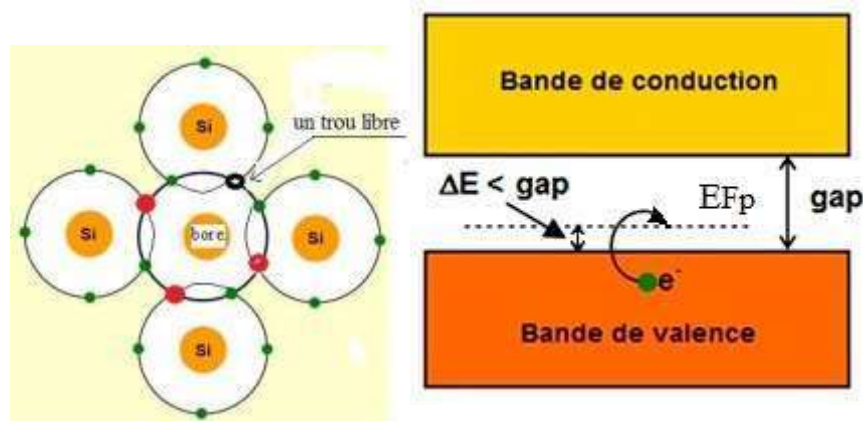


Figure I.14 : Semi-conducteur extrinsèque de type p.

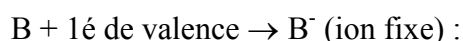
Pour ce faire, on inclut un certain nombre d'atomes pauvres en électrons dans le semi-conducteur afin de créer un excès de trous. Dans l'exemple du silicium, on inclura un atome trivalent (colonne III du tableau périodique), généralement un atome de bore (B), l'indium (In) ou le gallium (Ga). Cet atome n'ayant que trois électrons de valence, il ne peut créer que trois liaisons covalentes avec ses quatre voisins créant ainsi un trou dans la structure, trou qui pourra être rempli par un électron donné par un atome de silicium voisin, déplaçant ainsi le trou. Quand le dopage est suffisant, le nombre de trous dépasse de loin le nombre d'électrons. Les trous sont alors des porteurs majoritaires et les électrons des porteurs minoritaires.

I.4.2.1 Position du Niveau de Fermi (E_{Fp}) d'un semi-conducteur extrinsèque dopé P

Prenons un barreau de silicium (Si) dopé Bore, une fraction importante du dopant Bore va occuper les sites substitutionnelles dans le réseau de silicium, figure I.14 :

Le Bore est un élément de la colonne III, le silicium est un élément de la colonne IV.

L'atome de Bore a 3 électrons de valence, il lui manque 1 électron pour former 4 liaisons B-Si et s'intégrer dans le réseau de Si. Pour cela il a besoin d'un minimum d'énergie pour capter 1 électron d'une liaison voisine Si-Si, créant ainsi un trou libre qui participera à la conduction électrique et un ion fixe B⁻ dans le réseau de Si.



L'atome dopant B a pris un électron de valence et a donné un ion fixe B⁻ et un trou libre. L'atome B est considéré dans le cristal de silicium comme une impureté accepteur.

Si on dope le matériau avec N atomes de bores, nous aurons N ions fixes B⁻ et N trous (0) libres de plus, ceci est vrai, si nous prenons une efficacité de dopage égal à l'unité (tout les atomes

dopants occupent les sites actifs).

La concentration en trous libres finale (après dopage) est alors donnée par :

$$p = n_i + N_a$$

L'indice « a » c'est pour montrer que les impuretés sont de type Accepteurs.

Conséquence de cette opération de dopage, le matériau (silicium) n'est plus intrinsèque : $p \gg n$
on dit que le matériau semi-conducteur est de type P :

Les porteurs majoritaires sont les trous et les porteurs minoritaires sont les électrons. Si nous récapitulons, (on considère que tous les atomes dopants ont été ionisés) nous aurons :

Pour un matériau semi-conducteur type P : $p = n_i + N_a \approx N_a = N_v e^{-\frac{E_{Fp}-E_v}{kT}}$ si $N_a \gg n_i$

Les porteurs majoritaires sont les trous et les porteurs minoritaires sont les é.

La loi d'action de masse : $n \cdot p = n_i^2 \Rightarrow n = \frac{n_i^2}{N_a}$

- L'utilisation de la relation : $N_a = N_v e^{-\frac{E_{Fp}-E_v}{kT}}$ et $n_i = N_v e^{-\frac{E_{Fi}-E_v}{kT}} \Rightarrow$
L'écart entre le niveau d'énergie de Fermi extrinsèque E_{Fp} et le niveau d'énergie de Fermi intrinsèque E_{Fi} est donnée par : $\Delta E_p = E_{Fi} - E_{Fp} = kT \ln \frac{N_a}{n_i}$
- L'utilisation de la relation : $n = \frac{n_i^2}{N_a} = N_c e^{-\frac{E_c-E_{Fp}}{kT}}$ donne l'écart entre le niveau d'énergie de Fermi extrinsèque E_{Fp} et le niveau d'énergie bas de la bande de conduction est : $E_c - E_{Fp} = kT \ln \frac{N_a N_c}{n_i^2}$
- L'utilisation de la relation : $p = N_v e^{-\frac{E_{Fp}-E_v}{kT}} = N_a$ donne L'écart entre le niveau d'énergie de Fermi et le niveau d'énergie haut de bande de valence est :

$$E_{Fp} - E_v = kT \ln \frac{N_v}{N_a}$$

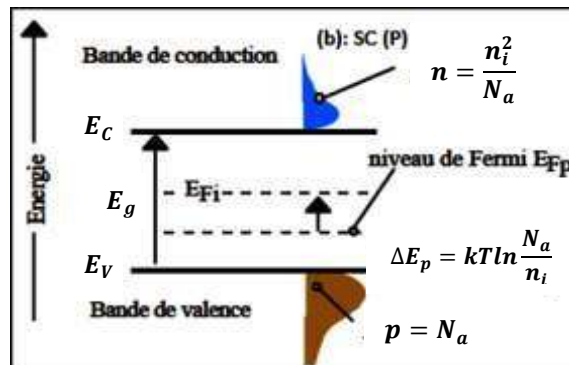


Figure I.15 : populations des porteurs du S-C. extrinsèque dopé P et niveau de Fermi

On remarque que $E_{Fi} > E_{Fp}$ parce que $N_a > n_i$ et $\Delta E_p = E_{Fi} - E_{Fp} = kT \ln \frac{N_a}{n_i} > 0$

Dans un S-C dopé P, le niveau de Fermi est au dessous de E_{Fi} .

Exemple 3 : La concentration des électrons dans un semi-conducteur intrinsèque au Silicium à 300 °K est $n_i = 1,5 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}$. Le Silicium est dopé par 10^{15} cm^{-3} atomes de Gallium (Ga) (un élément à 3 électrons dans la bande de valence).

1- Calculer les concentrations des porteurs (n et p) à l'équilibre.

2- Dédurre le type de semi-conducteur.

Solution :

1- Concentrations des porteurs (n et p) :

Le Silicium est dopé par 10^{15} cm^{-3} atomes de Gallium (Ga). Le Gallium (Ga) est un élément à 3 électrons dans la bande de valence, c'est un accepteur. Les porteurs majoritaires sont les trous et les porteurs minoritaires sont les électrons : $p = n_i + N_a \approx N_a = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ $N_a \gg n_i$

La loi d'action de masse : $n \cdot p = n_i^2 \Rightarrow n = \frac{n_i^2}{N_a}$ An : $n = \frac{(1,5 \times 10^{10})^2}{10^{15}} = 2,25 \times 10^5 \text{ cm}^{-3}$

Type de semi-conducteur : $p \gg n \Rightarrow$ Le semi-conducteur obtenu est de type P.

I.5 Neutralité électrique dans un matériau semi-conducteur :

A l'équilibre thermodynamique, un matériau semi-conducteur ou conducteur maintient toujours une neutralité électrique interne : la densité totale de charge électrique ρ est nulle.

B Si le matériau semi-conducteur a subit plusieurs dopages successifs par injection N_A atomes accepteurs de bore et N_D atomes donneurs de phosphore par exemple,

La population en électrons libres (n) et en trous libres (p) est encore donnée par la loi d'action de masse : $n \cdot p = n_i^2$

Cependant on doit aussi tenir compte de la neutralité électrique du cristal à savoir :

charges⁺(trous libres et ions⁺) = charges⁻(électrons libres et ions⁻), qui conduit à une deuxième relation:

$$\rho = q(p - n + N_d - N_a) = 0 \Rightarrow N_d + p = n + N_a \quad \text{Equation de neutralité électrique}$$

On en déduit les expressions des concentrations en porteurs :

$$n = \frac{(N_d - N_a) + \sqrt{(N_d - N_a)^2 + 4n_i^2}}{2}$$

$$p = \frac{-(N_d - N_a) + \sqrt{(N_d - N_a)^2 + 4n_i^2}}{2}$$

Conséquences :

- Si $N_a > N_d$ le matériau est de type P par compensation ;
- Si $N_d > N_a$ le matériau est de type N par compensation ;
- Si $N_a = N_d$ le matériau est de type intrinsèque par compensation

La situation la plus courante est celle où l'une des concentrations domine très largement l'autre :

- Si $N_a \gg N_d$ le matériau est de type P affirmé.
- Si $N_d \gg N_a$ le matériau est de type N affirmé.

I.6 Transport dans les semi-conducteurs

I.6.1 Courant électrique dans les semi-conducteurs

Dans les semiconducteurs, le courant électrique résulte en général :

- d'un gradient de concentration (force de diffusion) : courant de diffusion
- d'un gradient de potentiel électrique (force électrique) : courant de conduction.

I.6.1.1 Courant de conduction

Le courant de conduction résulte d'un champ électrique dérivant d'un potentiel qui favorise le déplacement des trous dans le sens du champ électrique et le déplacement des électrons dans le sens opposé : $\vec{E}(x) = -\vec{\text{grad}}V(x)$

I.6.1.1.1 Mobilité des porteurs de charge

Sous l'action d'un champ électrique E , on pourrait dire que la vitesse des électrons suit l'équation :

$$\vec{v}_n = -\mu_n \vec{E} : \text{La vitesse des trous est : } \vec{v}_p = +\mu_p \vec{E}$$

$$\mu_p = \frac{q\tau_p}{m_t} : \text{Mobilité des trous [cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}\text{]}$$

$$\mu_n = \frac{q\tau_n}{m_n} : \text{Mobilité des électrons [cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}\text{]}$$

Il faut noter que μ_n et μ_p sont des fonctions de la température.

τ_n et τ_p : La durée de vie des électrons minoritaires et des trous minoritaires.

I.6.1.1.2 Densité de courant de dérive

Au déplacement des charges, correspond un courant de densité :

$$\vec{J}_n = -n \cdot q \cdot \vec{v}_n = n \cdot q \cdot \mu_n \cdot \vec{E} \Rightarrow \text{Pour les électrons}$$

$$\vec{J}_p = p \cdot q \cdot \vec{v}_p = p \cdot q \cdot \mu_p \cdot \vec{E} \Rightarrow \text{Pour les trous}$$

$$\text{Le courant de conduction total est donc : } \vec{J}_{\text{deriv}} = \vec{J}_n + \vec{J}_p = q \cdot [n \cdot \mu_n + p \cdot \mu_p] \cdot \vec{E}$$

La densité de courant totale J est alors proportionnelle au champ électrique et à la

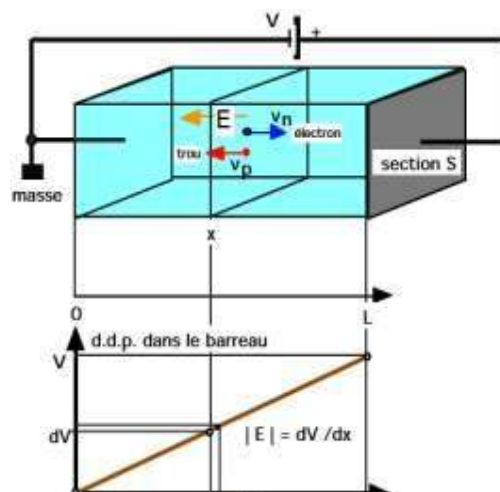


Figure I.16 : Courant de conduction dans les semi-conducteurs

conductivité σ [$\Omega^{-1}\text{cm}^{-1}$] du cristal. On a donc : $\overrightarrow{J_{deriv}} = \overrightarrow{J_n} + \overrightarrow{J_p} = \sigma \cdot \vec{E}$

Où $\sigma = q \cdot [p \cdot \mu_p + n \cdot \mu_n]$: est la conductivité du semi-conducteur.

Puisque : $\rho = \frac{1}{\sigma}$, la résistivité d'un matériau s'exprime par : $\rho = \frac{1}{e(n\mu_n + p\mu_p)}$

Conséquences :

Pour un semi-conducteur intrinsèque : $n = p = n_i$ la conductivité $\sigma = q \cdot n_i [\mu_p + \mu_n]$

Pour un semi-conducteur extrinsèque de type P la conductivité $\sigma \approx q \cdot N_a \mu_p$

Pour un semi-conducteur extrinsèque de type N la conductivité $\sigma \approx q \cdot N_d \mu_n$

Exemples numériques :

- Pour du silicium intrinsèque : $\mu_n = 1350 \text{ cm}^2/\text{Vs}$, $\mu_p = 480 \text{ cm}^2/\text{Vs}$, $n_i = n = p = 1.5 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}$, alors $\sigma = 2.9 \times 10^{-6} \Omega^{-1} \cdot \text{cm}^{-1}$ et $\rho = 3.4 \times 10^5 \Omega \cdot \text{cm}$.
- Pour du silicium dopé : $\mu_n = 280 \text{ cm}^2/\text{Vs}$, $\mu_p = 90 \text{ cm}^2/\text{Vs}$, $n = N_d = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$, $p_n = 2.2 \times 10^2 \text{ cm}^{-3}$, alors $\sigma = 48 \Omega^{-1} \cdot \text{cm}^{-1}$ et $\rho = 2.2 \times 10^{-2} \Omega \cdot \text{cm}$.

Il peut être noté, que même pour des très forts dopages, la résistivité du semiconducteur, bien qu'ayant fortement diminué, reste très supérieur à celle d'un métal dont l'ordre de grandeur est le $\mu\Omega \cdot \text{cm}$.

I.6.1.2 Courant de diffusion

Ce courant résulte du gradient de concentration, lorsque celui-ci existe.

I.6.2.1 Diffusion des électrons

Considérons un barreau de S.C. de type P soumis à une source lumineuse intense sur une de ses faces (figure I.17). Cette source lumineuse va produire, par apport d'énergie, une génération locale de paires électrons-trous.

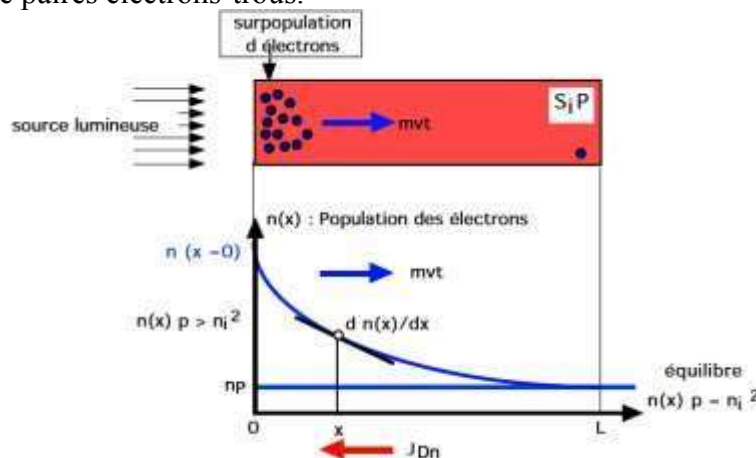


Figure I.17 : diffusion des électrons dans le silicium de type P non homogène.

En effet, au niveau de la surface éclairée, on crée une surpopulation d'électrons $n(x=0)$ par

rapport à l'équilibre où $n(L) = n_i^2/p$. Les électrons en surplus, vont diffuser de la gauche vers la droite du barreau. Ces électrons supplémentaires sont recombinés par la forte population des trous du semi-conducteur de type P et leur population diminue en fonction de x selon :

$$n(x) = n(0)e^{-\frac{x}{L_n}} \quad \text{Avec } L_n: \text{longueur de diffusion des électrons}$$

On définit en x une densité de courant de diffusion des électrons : J_{diff-n} proportionnelle au gradient de concentration ($D_n \text{ cm}^2 \cdot \text{s}^{-1}$ est la constante de diffusion des électrons dans le S-C :

$$J_{diff-n} = qD_n \frac{dn(x)}{dx} \quad \text{Où } D_n = \mu_n \frac{kT}{q}$$

I.6.2.2 Diffusion des trous

Considérons un barreau de S.C. de type N soumis à une source lumineuse intense sur une de ses faces (fig. I.18). Comme précédemment on obtient un phénomène de diffusion des trous

excédentaires avec : $p(x) = p(0)e^{-\frac{x}{L_p}}$ Avec : L_p : longueur de diffusion des trous

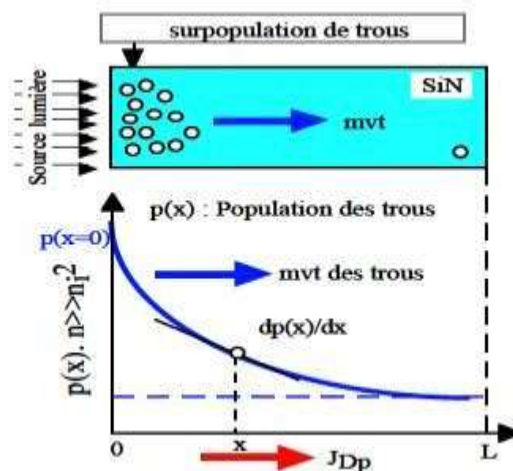


Figure I.18 : diffusion des trous dans le silicium de type N non homogène.

Conduisant à définir une densité de courant de diffusion des trous : J_{diff-p} proportionnelle au gradient de concentration (D_p en $\text{cm}^2 \cdot \text{s}^{-1}$ est la constante de diffusion des trous dans le S.C) :

$$J_{diff-p} = -qD_p \frac{dp(x)}{dx} \quad \text{où } D_p = \mu_p \frac{kT}{q}$$

En présence d'un gradient de potentiel électrique (d'un champ E) et d'un gradient de concentration, on somme alors les deux densités de courants : $J = J_{n-tot} + J_{p-tot}$ avec :

$$J_{n-tot} = q \left[n\mu_n E + D_n \frac{dn(x)}{dx} \right]$$

$$J_{p-tot} = q \left[p\mu_p E - D_p \frac{dp(x)}{dx} \right]$$

I.6.3 Relation d'Einstein:

On considère un semi-conducteur à l'équilibre thermodynamique et isolé (le niveau de Fermi reste constant) de concentration variable suivant la direction x (n'est pas homogène)

donnée par l'expression suivante : $n(x) = N_c e^{-\frac{E_C(x) - E_{Fn}}{kT}}$

En effet à l'équilibre thermodynamique, le courant total est nul $\Rightarrow J_{n-tot} = 0$

Le niveau de Fermi est constant : $E_{Fn} = cte \Rightarrow \frac{dE_{Fn}}{dx} = 0$

$$J_{n-tot} = q \left[n(x) \mu_n E(x) + D_n \frac{dn(x)}{dx} \right] = 0 \Rightarrow \frac{dn(x)}{dx} = -\frac{\mu_n}{D_n} n(x) \cdot E(x)$$

Nous pouvons exprimer la concentration $n(x)$ en fonction de la concentration intrinsèque

$$n_i \text{ et les niveaux de Fermi : } n(x) = N_c e^{-\frac{E_C(x) - E_{Fi}(x) + E_{Fi}(x) - E_{Fn}}{kT}} = N_c e^{-\frac{E_C(x) - E_{Fi}}{kT}} \cdot e^{-\frac{E_{Fi}(x) - E_{Fn}}{kT}}$$

$$\Rightarrow n(x) = n_i \cdot e^{-\frac{E_{Fi}(x) - E_{Fn}}{kT}} \Rightarrow \frac{dn(x)}{dx} = -\frac{n_i}{kT} e^{-\frac{E_{Fi}(x) - E_{Fn}}{kT}} \cdot \frac{dE_{Fi}}{dx}$$

Or $\frac{dE_{Fi}}{dx} = qE(x)$ Le gradient de concentration devient :

$$\frac{dn(x)}{dx} = -\frac{n(x)}{kT} qE(x) = -\frac{\mu_n}{D_n} n(x) \cdot E(x) \quad \text{Donc : } \frac{D_n}{\mu_n} = \frac{kT}{q}$$

Nous suivons le même raisonnement pour les trous, nous trouverons : $\frac{D_p}{\mu_p} = \frac{kT}{q}$

La relation d'Einstein déduite est : $\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{D_p}{\mu_p} = \frac{kT}{q} = V_T$

V_T : Le potentiel thermodynamique.

I.6.4 Equation de continuité

Les équations de continuité régissent la condition d'équilibre dynamique des porteurs dans le semiconducteur. Elles s'écrivent, à une dimension :

$$\frac{\partial n}{\partial t} = n \mu_n \frac{\partial E}{\partial x} + \mu_n E \frac{\partial n}{\partial x} + D_n \frac{\partial^2 n}{\partial x^2} + g_n - \frac{n - n_0}{\tau_n}$$

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -p \mu_p \frac{\partial E}{\partial x} - \mu_p E \frac{\partial p}{\partial x} + D_p \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} + g_p - \frac{p - p_0}{\tau_p}$$

I.6.5 Équation de Poisson

Toute charge d'espace $\rho(x,y,z)$ est accompagnée d'un champ électrique donné par le:

théorème de Gauss : $\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \frac{dV(x)}{dx} = \frac{\rho(x,y,z)}{\epsilon}$

Où, ϵ est la constante diélectrique du semi-conducteur. Par ailleurs, le champ électrique relié

au potentiel par la relation $\vec{E} = -\vec{\nabla} V$ ce qui donne : $\nabla^2 V = \frac{\rho(x,y,z)}{\epsilon}$

C'est l'équation de Poisson, dont l'intégration permet de calculer la variation du potentiel dans un semiconducteur à partir de la charge d'espace.

Ce qu'il faut retenir de ce cours :

Voici les points essentiels à maîtriser pour bien comprendre la physique des semi-conducteurs.

1) Structures cristallines :

- ➡ La plupart des semi-conducteurs ont des structures cristallines précises (ex : diamant, blende pour Si et Ge), expliquant la cohésion et la symétrie atomique du matériau.

2) Définition et structure :

- ➡ Un semi-conducteur est un matériau dont la conductivité électrique est intermédiaire entre celle des isolants et des conducteurs.
- ➡ Leur comportement est principalement expliqué par la théorie des bandes d'énergie :
 - Deux bandes jouent un rôle clé : la **bande de valence** (remplie) et la **bande de conduction** (vide ou partiellement remplie).
 - Ces bandes sont séparées par un **gap** (bande interdite) de largeur modérée (ex : silicium 1,12 eV, germanium 0,66 eV).

3) Types de semi-conducteurs :

- ➡ Semi-conducteurs intrinsèques : matériau pur ; à température ambiante, le nombre d'électrons dans la bande de conduction est égal au nombre de trous dans la bande de valence.
- ➡ Semi-conducteurs extrinsèques : matériau dopé par des impuretés qui créent majoritairement des électrons (type N) ou des trous (type P), ce qui modifie sa conductivité

4) Mécanismes de conduction :

- ➡ Les porteurs de charge sont les électrons libres (dans la bande de conduction) et les trous (absence d'électron dans la bande de valence).
- ➡ La conduction électrique résulte du déplacement des deux types de porteurs sous l'effet d'un champ électrique ou d'un gradient de concentration (diffusion).

5) Importance des semi-conducteurs :

- ➡ Ils sont à la base des composants électroniques modernes (diodes, transistors, cellules photovoltaïques, etc.) grâce à leur capacité à être contrôlés par dopage et excitation énergétique.

Exercices d'applications**Exo1 : Semi-conducteur intrinsèque :**

On considère un semi-conducteur intrinsèque dont les densités équivalentes d'états énergétiques dans la bande de conduction et dans la bande de valence sont notées respectivement N_C et N_V .

- 1- Rappeler les expressions de la densité d'électron n dans la bande de conduction et la densité de trous p dans la bande de valence.
- 2- En déduire l'expression de la densité intrinsèque n_i et la position du niveau de Fermi intrinsèque E_{Fi} .

Application numérique : Le semi-conducteur considéré est du Silicium de largeur de bande interdite (ou gap) $E_g = 1,1$ eV et pour lequel $N_C = 2,7 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ et $N_V = 1,1 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$.

- 3- Calculer sa densité intrinsèque et la position du niveau de Fermi à 27 °C, 127 °C et 227 °C. On rappelle qu'à 300 °K, $KT = 0,026 \text{ eV}$, on prendra comme référence énergétique, le haut de la bande de valence ($E_V = 0 \text{ eV}$).
- 4- Donner le diagramme énergétique du Silicium.

On donne : La constante de Boltzmann : $k = 8,62 \times 10^{-5} \text{ eV}^\circ\text{K}$.

Solution

- 1- Expressions de la densité d'électron n dans la bande de conduction et la densité de trous p dans la bande de valence :

$$p = N_V e^{-\frac{E_F - E_V}{kT}} \text{ en cm}^{-3} \quad \text{avec } N_V = 2 \left(\frac{2\pi m_t kT}{h^2} \right)^{3/2}$$

$$n = N_C e^{-\frac{E_C - E_F}{kT}} \text{ en cm}^{-3} \quad \text{avec } N_C = 2 \left(\frac{2\pi m_e kT}{h^2} \right)^{3/2}$$

- 2- Expression de la densité intrinsèque n_i :

$$n = p = n_i \quad \text{Faisons le produit des concentrations } n \text{ et } p, \text{ nous aurons : } n \cdot p = n_i^2$$

$$\text{alors : } n \cdot p = N_C N_V e^{-\frac{E_C - E_V}{kT}} = N_C N_V e^{-\frac{E_g}{kT}} = n_i^2 \quad \Rightarrow \quad n_i = \sqrt{N_C N_V} e^{-\frac{E_g}{2kT}}$$

Application numérique :

$$\text{Le Silicium. } n_i(300^\circ\text{K}) = \sqrt{2,7 \times 10^{19} \times 1,1 \times 10^{19}} e^{-\frac{1,1}{2 \times 0,026}} = 1,12 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}$$

$$n_i(400^\circ\text{K}) = \sqrt{2,7 \times 10^{19} \times 1,1 \times 10^{19}} e^{-\frac{1,1}{2 \times 8,62 \times 10^{-5} \times 400}} = 2,03 \times 10^{12} \text{ cm}^{-3}$$

$$n_i(500^\circ\text{K}) = \sqrt{2,7 \times 10^{19} \times 1,1 \times 10^{19}} e^{-\frac{1,1}{2 \times 8,62 \times 10^{-5} \times 500}} = 4,94 \times 10^{13} \text{ cm}^{-3}$$

- 3- Le niveau de Fermi se déduit de l'équation $n = p$:

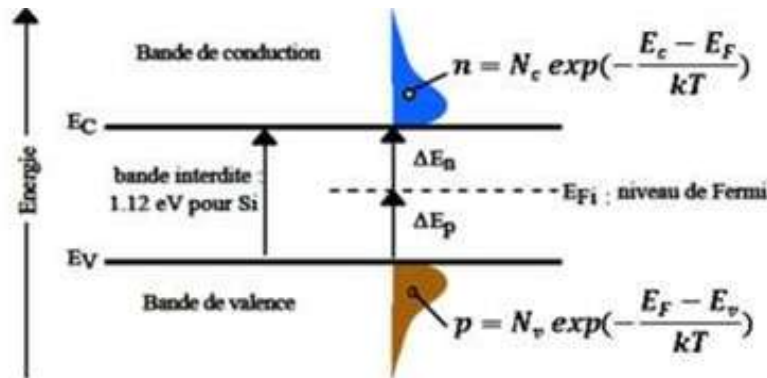
$$n = p \quad \Rightarrow \quad N_C e^{-\frac{E_C - E_F}{kT}} = N_V e^{-\frac{E_F - E_V}{kT}} \quad \Rightarrow \quad \frac{N_C}{N_V} = e^{-\frac{E_C + E_V - 2E_F}{kT}} \quad \text{Alors } \ln \frac{N_C}{N_V} = \frac{E_C + E_V - 2E_F}{kT} \quad \text{ce qui}$$

$$\text{donne : } E_F = \frac{E_C + E_V}{2} + \frac{kT}{2} \ln \frac{N_V}{N_C}$$

Application numérique : Le Silicium. $E_V = 0 \text{ eV} \Rightarrow E_C + E_V = 1,1 \text{ eV}$.

- $300^\circ\text{K} \Rightarrow E_{Fi} = \frac{1.1}{2} + \frac{0.026}{2} \ln \frac{1.1 \times 10^{19}}{2.7 \times 10^{19}} = 0.538 \text{ eV}$
- $400^\circ\text{K} \Rightarrow E_{Fi} = \frac{1.1}{2} + \frac{8.62 \times 10^{-5} \times 400}{2} \ln \frac{1.1 \times 10^{19}}{2.7 \times 10^{19}} = 0.534 \text{ eV}$
- $500^\circ\text{K} \Rightarrow E_{Fi} = \frac{1.1}{2} + \frac{8.62 \times 10^{-5} \times 500}{2} \ln \frac{1.1 \times 10^{19}}{2.7 \times 10^{19}} = 0.530 \text{ eV}$

4- Diagramme énergétique du Silicium :



Exo 2 : Semi-conducteur extrinsèque :

Le Silicium est dopé avec du phosphore (Groupe V du tableau de Mendeleev) de concentration 10^{18} cm^{-3} . $n_i(300^\circ\text{K}) = 1.12 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}$

- 1- Calculer à 27°C , la densité d'électrons du Si ainsi dopé. En déduire la densité de trous. Quel est le type de semi-conducteur ainsi obtenu.
- 2- Calculer à 27°C la position du niveau de Fermi E_F puis donner une représentation du diagramme du silicium ainsi dopé.

Solution :

1- Densités des électrons n et des trous p :

Le phosphore (P) est un élément à 5 électrons dans la bande de valence, c'est un donneur. Le silicium dopé par (P) est de type N. Les électrons (n) sont les porteurs majoritaires et les trous (p) sont les porteurs minoritaires: $N_d \gg n_i \Rightarrow n = n_i + N_d \approx N_d = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$

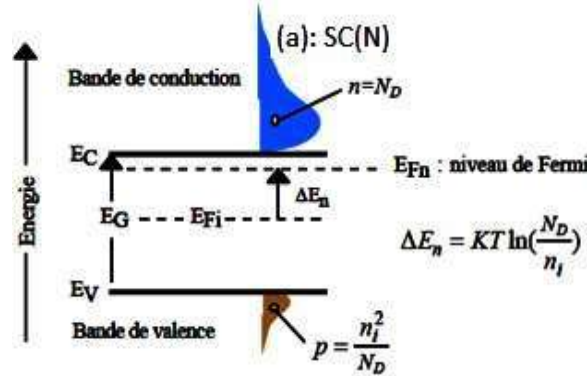
Les porteurs majoritaires sont les électrons et les porteurs minoritaires sont les trous.

La loi d'action de masse : $n.p = n_i^2 \Rightarrow p = \frac{n_i^2}{N_d} = \frac{(1.12 \times 10^{10})^2}{10^{18}} = 1.25.44 \text{ cm}^{-3}$

$n \gg p \Leftrightarrow$ Le semi-conducteur obtenu est de type N.

2- Position du niveau de Fermi extrinsèque E_F et le diagramme de bandes du silicium dopé :

L'utilisation de la relation : $N_d = N_c e^{-\frac{E_c - E_{Fn}}{kT}}$ et $n_i = N_c e^{-\frac{E_c - E_{Fi}}{kT}} \Rightarrow$ L'écart entre le niveau d'énergie de Fermi extrinsèque E_{Fn} et le niveau d'énergie de Fermi intrinsèque E_{Fi} est donnée par : $\Delta E_n = E_{Fn} - E_{Fi} = kT \ln \frac{N_d}{n_i} = 0.026 \ln \frac{10^{18}}{1.12 \times 10^{10}} = 0.476 \text{ eV}$



Exercice 03 :

Un semi-conducteur au Si de type N de longueur 2 mm et de section de 1 mm^2 .

Sa résistance à $T=300^\circ\text{K}$ est de 100Ω :

1. Calculer la résistivité du semi-conducteur ?
2. Les concentrations des porteurs majoritaires et minoritaires ?

(on donne la mobilité des électrons $\mu_n = 1.4 \times 10^3 \text{ cm}^2 \text{ V}^{-1} \text{ s}^{-1}$)

On donne : $E_g = 1.12 \text{ eV}$, $\mu_n = 1.4 \times 10^3 \text{ cm}^2 \text{ V}^{-1} \text{ s}^{-1}$, $\mu_p = 0.5 \times 10^3 \text{ cm}^2 \text{ V}^{-1} \text{ s}^{-1}$, $N_C = N_V = 2.5 \times 10^{25} \text{ m}^{-3}$ et $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ JK}^{-1}$

Solution :

1) La résistance $R = \frac{\rho \cdot L}{S}$ Avec : ρ : la résistivité du S-C ; l la longueur ; S : Section;

$\sigma = \frac{1}{\rho}$; la conductivité

Donc ; $\rho = \frac{R \cdot S}{L} = \frac{100 \times 10^{-2}}{0.2} = 5 \Omega \cdot \text{cm}$

2) $\sigma = \frac{1}{\rho} = q n_i (\mu_n + \mu_p)$ Pour un semi-conducteur intrinsèque

➤ Pour un semi-conducteur de type N on a : $n = N_d \gg n_i$ et $p \ll$

Donc $\sigma = \frac{1}{\rho} = q N_d \mu_n \Rightarrow N_d = \frac{1}{q \rho \mu_n} = \frac{1}{1.6 \times 10^{-19} \times 5 \times 1.4 \times 10^3} = 1.210^{14} \text{ cm}^{-3}$ (La concentration des porteurs majoritaires en électrons)

$n \cdot p = n_i^2$ (la loi d'action de masse), alors $p = \frac{n_i^2}{n} = \frac{n_i^2}{N_d}$ avec $n_i^2 = N_C N_V e^{-\frac{E_g}{kT}}$

$n_i^2 = (2.25 \times 10^{25})^2 e^{-\frac{1.12}{0.026}} = 9.94 \times 10^{19} \text{ cm}^{-6} \Rightarrow p = \frac{9.94 \times 10^{19}}{1.2 \times 10^{14}} = 8.28 \times 10^5 \text{ cm}^{-3}$

(La concentration des porteurs minoritaires en trous)

Activités d'apprentissage et d'évaluation (Questionnaire à choix multiples)

Cocher là où les bonnes réponses sachant que une mauvaise réponse annule une bonne réponse dans la même question

Q1) La bande de valence est (1pt):

- a. la bande d'états juste en dessous de la bande de conduction.
- b. la bande d'états juste au-dessus la bande de conduction.
- c. la bande de plus haute énergie complète à $T=300^{\circ}\text{K}$.
- d. la bande de plus haute énergie complète à $T=0^{\circ}\text{K}$.

Q2) La concentration intrinsèque n_i est :

- a. égal à 0 à $T = 0^{\circ}\text{K}$.
indépendant de la température.
- b. égal à $\sqrt{np}$ pour un semiconducteur extrinsèque (dopé).
- c. égal à $\sqrt{np}$ pour un semiconducteur intrinsèque

Q3). A $T=300\text{K}$, un semiconducteur intrinsèque :

- a. a plus d'électrons dans la bande de conduction que de trous dans la bande de valence.
- b. n'a aucun électron dans la bande de conduction.
- c. n'a aucun trou dans la bande de valence.
- d. a le même nombre d'électrons dans la bande de conduction que de trous dans la bande de valence.
- e. a moins d'électrons dans la bande de conduction que de trous dans la bande de valence

Q4). A l'équilibre thermodynamique un semiconducteur doit être / doit avoir :

- a. à $T=0^{\circ}\text{K}$.
- b. à $T=300^{\circ}\text{K}$.
- c. $T=\text{constant}$.
- d. sous une illumination constante.
- e. dans le noir.
- f. avec un champ électrique externe constant appliqué.
- g. sans champ électrique externe appliqué.
- h. avec un champ magnétique externe constant appliqué.
- i. sans champ magnétique externe appliqué.
- j. un courant total constant.

k. un courant total nul.

Q5) l'expression de la position du niveau de Fermi intrinsèque E_{Fi} est :

a. $E_{Fi} = \frac{E_C - E_V}{2} + \frac{kT}{2} \ln \frac{N_V}{N_C}$

b. $E_{Fi} = \frac{E_C - E_V}{2} + \frac{3kT}{4} \ln \frac{N_V}{N_C}$

Q6) La fonction de Fermi-Dirac est :(1pt)

a. La probabilité pour qu'un état d'énergie E soit occupé par un électron à une température T

b. est donnée par : $F(E) = \frac{1}{1 + e^{\frac{(E - E_F)}{kT}}}$

c. est donnée par : $F(E) = \frac{1}{1 + e^{-\frac{(E - E_F)}{kT}}}$

d. $F(E) = 1$ si $T=0$ et $E < E_F$

Q7). Le dopage:

- a. Consiste en le remplacement d'une faible proportion d'atomes de (par ex.) Si par un autre élément.
- b. N'a aucun effet sur la résistivité de semiconducteur l'échantillon.
- c. Permet de contrôler les caractéristiques électroniques de l'échantillon semiconducteur.
- d. Permet de contrôler les caractéristiques optiques de l'échantillon semiconducteur.

Q8) A $T=300K$, un semiconducteur dopé P :

- a. a le même nombre d'électrons dans la bande de conduction et de trous dans la bande de valence.
- b. a moins d'électrons dans la bande de conduction que de trous dans la bande de valence
- c. a plus d'électrons dans la bande de conduction que de trous dans la bande de valence.

Q9) A $T=300K$, un semiconducteur dopé N :

- a. a le même nombre d'électrons dans la bande de conduction et de trous dans la bande de valence.
- b. a plus d'électrons dans la bande de conduction que de trous dans la bande de valence.
- c. a moins d'électrons dans la bande de conduction que de trous dans la bande de valence

Q10) Un échantillon de silicium intrinsèque est dopé par $1.5 \cdot 10^{16}$ atome de Bore par cm^3 . Sa concentration intrinsèque vaut $1,5 \cdot 10^{10} /cm^3$ à $300^\circ K$. On suppose qu'à la température ambiante toutes les impuretés sont ionisées :

1) la densité de trous du silicium ainsi dopé est :

a. $1.5 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$;

b. $1.5 \times 10^4 \text{ cm}^{-3}$;

2) la densité d'électrons du silicium ainsi dopé est :

a. $1.5 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$;

b. $1.5 \times 10^4 \text{ cm}^{-3}$.

Q11) Dans un semiconducteur :

a. La conductivité (σ) décroît fortement quand la température augmente

b. La résistivité (ρ).décroît fortement quand la température augmente.

c. L'énergie de gap (E_{g-SC}) est supérieure à l'énergie de gap des isolants (E_{g-isol})

d. La conductivité (σ_{SC}) est inférieur à la conductivité des métaux (σ_{metal})

Q12) La mobilité d'un électron ou d'un trou :

a. est indépendante du champ électrique appliqué (pour des champs appliqués pas trop importants).

b. est dépendante de la masse effective.

c. est dépendante de la température.

d. diminuée lorsque le dopage augmente.

e. joue un rôle dans la résistivité du matériau.

Q13). Le courant de diffusion :

a. varie linéairement avec la concentration des trous.

b. varie linéairement avec la concentration des électrons.

c. varie linéairement avec le gradient de concentration des trous.

d. varie linéairement avec le gradient de concentration des électrons.

Plan détaillé du cours : (03 semaines)

Ce chapitre présente la jonction PN, composant fondamental en physique des semi-conducteurs. Il détaille sa formation, son comportement électrique à l'équilibre, sous polarisation directe et inverse, ainsi que ses applications. Le plan de cours est détaillé comme suit :

- Définition et types de jonctions PN (abrupte et graduelle) avec explication de leurs caractéristiques physiques.
- Étude détaillée d'une jonction PN abrupte non polarisée à l'équilibre, incluant la formation de la zone de déplétion, la distribution des charges d'espace, le calcul du champ électrique, des potentiels, de la tension de diffusion, et de l'épaisseur de la zone de charge d'espace.
- Analyse des concentrations des porteurs majoritaires et minoritaires à l'équilibre dans les différentes régions de la jonction.
- Étude des courants à l'équilibre issus des porteurs majoritaires et minoritaires.
- Étude d'une jonction PN polarisée hors équilibre, comprenant la polarisation directe (réduction de la barrière de potentiel, modification de la zone de charge d'espace, concentrations des porteurs, courants électriques) et la polarisation inverse (augmentation de la barrière, changement de l'épaisseur de la zone de charge, concentrations des porteurs, courants).
- Description des capacités parasites associées à la jonction PN : capacité de transition (polarisation inverse) et capacité de diffusion (polarisation directe).
- Présentation des différents types spécifiques de jonctions/diodes : diodes Zener, avalanche, tunnel, Schottky, photodiode, diode électroluminescente (LED), diode laser, cellules solaires.
- Applications des jonctions PN dans les circuits électroniques, notamment les redresseurs mono-alternance, double alternance, pont de Graetz, et le filtrage des signaux.
- Activités d'apprentissage et d'évaluation comprenant des questionnaires à choix multiples et des exercices pratiques pour consolider la compréhension.

◆ **Mots-clés :** *Jonction PN; Semi-conducteur dopé P; Semi-conducteur dopé N; Jonction abrupte; Jonction graduelle; Zone de déplétion; Charge d'espace; Champ électrique; Potentiel électrique; Barrière de potentiel; tension de diffusion, caractéristique I-V; Polarisation directe; Polarisation inverse; Courant de diffusion; Courant de saturation; Capacité de transition; Capacité de diffusion.*

Compétences visées

Les compétences visées portent sur la maîtrise des concepts fondamentaux de la jonction PN : la compréhension et la modélisation des phénomènes physiques dans les semi-conducteurs et leur application aux dispositifs électroniques à base de jonction PN. Maîtriser les principes fondamentaux de la structure et du fonctionnement d'une jonction PN, incluant les notions de région de déplétion, champ et potentiel électriques, ainsi que la formation des barrières de potentiel. Savoir analyser l'effet de la polarisation (directe et inverse) sur les propriétés électriques de la jonction et ses implications pour ses caractéristiques courant-tension. Comprendre la dynamique des porteurs de charge (électrons et trous) dans les différentes régions d'une jonction PN et leurs comportements à l'équilibre et hors équilibre. Être capable d'expliquer les phénomènes de diffusion, de recombinaison et de génération dans la zone de charge d'espace, essentiels pour l'étude théorique et la simulation de ces dispositifs. Identifier et décrire les différents types de jonctions et de diodes associées : diode Zener, diode avalanche, diode tunnel, diode Schottky, photodiode, diode électroluminescente, diode laser, et cellules solaires. Appliquer ces principes aux principales applications des jonctions PN, telles que le redressement, le filtrage.

Objectifs scientifiques et pédagogiques du cours

Les objectifs de ce cours se résument dans les points suivants :

- ✚ Développer la capacité à offrir une explication complète et structurée des concepts-clés de la jonction PN, en intégrant des schémas, diagrammes de bandes et représentations graphiques des phénomènes étudiés.
- ✚ Former les étudiants à la résolution de problèmes classiques sur les jonctions PN, notamment le calcul de grandeurs physiques, l'analyse de fonctionnement en différentes polarités, et l'interprétation des courbes courant-tension.
- ✚ Expliquer la physique de la jonction PN à l'équilibre et hors équilibre (formation de la zone de déplétion, barrière de potentiel, champs, potentiels, profils de porteurs) et relier ces grandeurs aux caractéristiques I-V par l'équation de Poisson à l'équilibre et hors équilibre.
- ✚ Acquérir une connaissance approfondie de la structure et des mécanismes physiques des jonctions PN, tant à l'équilibre qu'en régime polarisé (direct/inverse).
- ✚ Savoir modéliser quantitativement les grandeurs électriques (champ, potentiel, largeur de zone de charge d'espace, courants et capacités parasites) par des outils et relations analytiques adaptées.
- ✚ Savoir modéliser quantitativement les grandeurs électriques (la tension de diffusion, champ, potentiel, largeur de zone de charge d'espace, courants et capacités parasites ainsi que les profils de porteurs de part et d'autre de la jonction.) par des outils et relations analytiques adaptées.
- ✚ Prédire l'effet d'une polarisation directe/inverse sur la barrière, la largeur de déplétion et le champ maximum, et tracer le diagramme de bandes associé.
- ✚ Appuyer l'apprentissage par des applications concrètes telles que : Comprendre les fondements physiques régissant le fonctionnement des diodes standards et spéciales : Zener, avalanche, tunnel, Schottky, électroluminescente, laser, photodiode et cellule solaire Appliquer ces notions aux principales applications des jonctions PN, telles que le redressement, le filtrage et la conversion photovoltaïque.

II.1 Définition des jonctions PN (abrupte et graduelle)

Une jonction PN est formée par la juxtaposition d'un semi-conducteur dopé type P (appelé anode) et d'un semi-conducteur dopé type N (appelé cathode), tous les deux d'un même monocristal semi-conducteurs, figure II.1. Lorsque ces deux types de semi-conducteurs sont mis en contact, un régime électrique transitoire s'établit de part et d'autre de la jonction, suivi d'un régime permanent. Une jonction simple forme une diode.

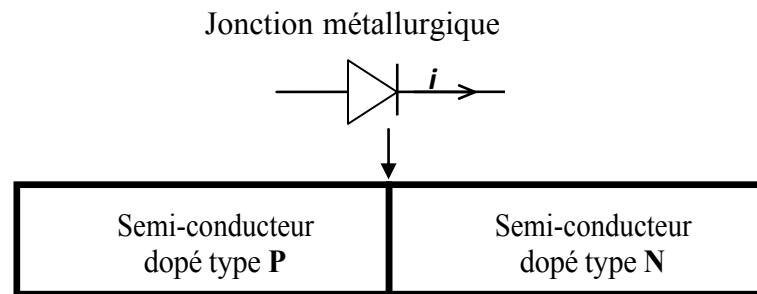


Figure II.1 : Jonction métallurgique PN.

II.1.1 Jonction PN abrupte :

Dans une jonction abrupte, la concentration en impuretés varie brutalement de la région dopée type P à la région dopée type N. C'est-à-dire, la différence $N_d - N_a$ passe d'une manière brutale à $x = 0$ d'une valeur négative dans la région dopée type P à une valeur positive dans la région dopée type N, voir figure II.2a.

II.1.2 Jonction PN graduelle

Dans une jonction graduelle, la concentration en impuretés est une fonction dépendante de x autour de la région de contact. C'est-à-dire, la différence $(N_d - N_a)$ dépend de x entre x_p et x_n , voir figure II.2, cas d'une dépendance linéaire.

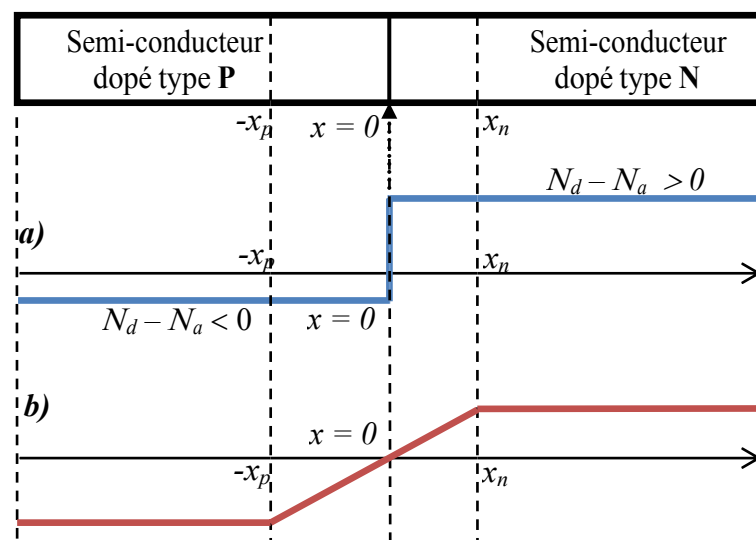


Figure II.2 : Evolution de la différence $(N_d - N_a)$: a) abrupte et b) graduelle.

II.2 Etude d'une jonction PN abrupte non polarisée à l'équilibre

II.2.1 Formation de la région de déplétion : zone de charge d'espace (Z.C.E.)

Du côté P de la jonction, les trous sont majoritaires et les électrons sont minoritaires. Du côté N de la jonction, les électrons sont majoritaires et les trous sont minoritaires. De ce fait, les électrons auront tendance à diffuser vers le côté P et les trous vont diffuser vers le côté N, voir figure II.3.

Ainsi, les électrons et les trous traversant la jonction vont se recombiner, en laissant une zone dépourvue de porteurs libres, appelée région de déplétion ou zone de charge d'espace (Z.C.E.). La Z.C.E. est constituée de deux zones chargées électriquement contrairement au reste du semi-conducteur N et du semi-conducteur P qui sont globalement neutres ; du côté P, des ions négatifs des impuretés accepteurs et du côté N, des ions positifs des impuretés donneurs

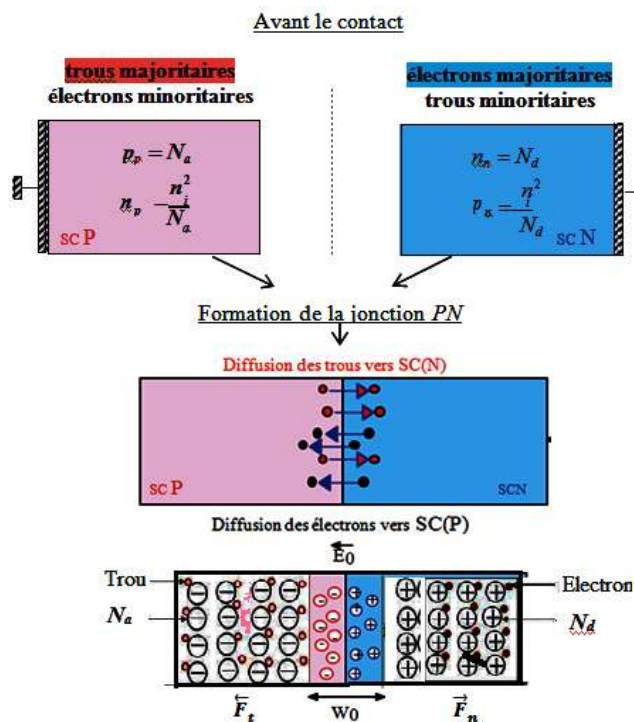


Figure II.3 : Formation de la jonction (PN) et diffusion des porteurs de charges(électrons et trous).

Comme la charge d'espace est positive du côté N et négative du côté P, un champ électrique interne $\vec{E}_{int}$, dirigé de la région N vers la région P, prend naissance. Ce champ électrique stoppe la diffusion des porteurs majoritaires puisqu'ils seront soumis à une force de Coulomb. La force de Coulomb $F_t = +q\vec{E}_{int}$, exercée sur les trous est dirigée vers la région P, tandis que celle $F_n = -q\vec{E}_{int}$ exercée sur les électrons, elle est dirigée vers la région N.

Les deux régions font partie du même réseau cristallin et à l'équilibre thermodynamique, les niveaux de Fermi extrinsèques s'alignent : Il apparaît ainsi une différence de potentielle $V_d = V_n - V_p$ qui constitue une barrière d'énergie potentielle qV_d (figure II.4).

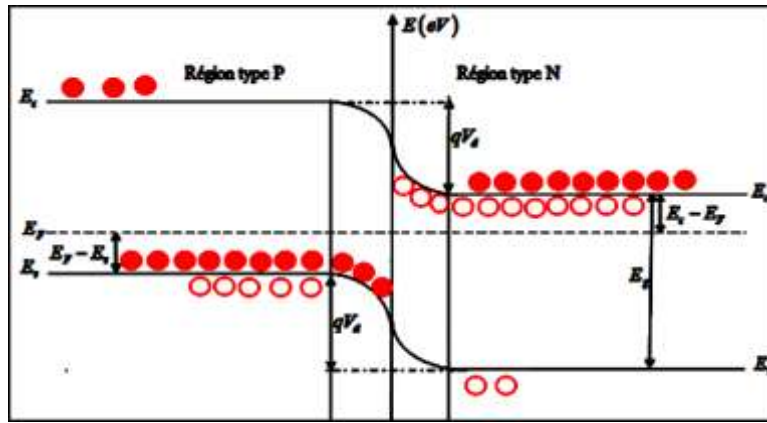


Figure II.4 : Diagramme de bande d'énergie de la jonction PN à l'équilibre.

II.2.2 La charge d'espace $\rho(x)$

Considérons les deux types de semi-conducteurs avant la formation de la jonction, figure II.3. Puisqu'il s'agit d'une jonction abrupte, donc la charge présente dans la zone de déplétion est une distribution homogène d'impuretés ionisées. La concentration en porteurs de charges libres est donc négligeable devant N_a et N_d . En plus, la densité de charges est supposée constante dans les deux régions de la zone de déplétion, figure II.5.

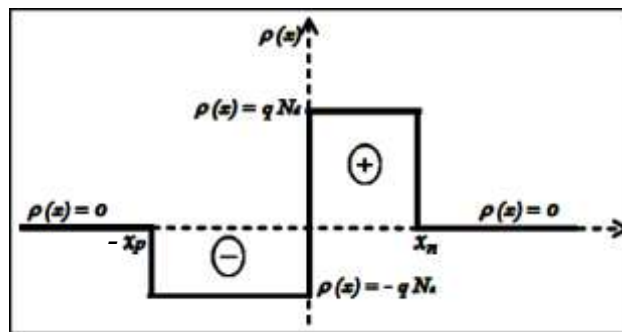


Figure II.5 : Evolution de la densité de charge $\rho(x)$

Dans ces conditions, la densité de charges $\rho(x)$ est donnée par la relation suivante :

$$\rho(x) = \begin{cases} 0 & \text{si } -\infty < x \leq -x_p \text{ et } +x_n \leq x < +\infty \\ -qN_a & \text{si } -x_p < x \leq 0 \\ +qN_d & \text{si } 0 \leq x < +x_n \end{cases}$$

Avec : q ; la charge de l'électron

II.2.3 Calcul des champs électriques : $E_p(x)$ et $E_n(x)$.

Pour déterminer le champ électrique créé dans chaque région il faut intégrer l'équation de Poisson correspondante.

L'équation de Poisson s'écrit : $\frac{d^2V(x)}{dx^2} = -\frac{dE(x)}{dx} = -\frac{\rho(x)}{\epsilon}$

- Pour $(-\infty < x \leq -x_p)$ avec : $\rho(x) = 0$, le champ électrique E est nul ($E = 0$).
- Pour $(-x_p < x \leq 0)$ avec : $\rho(x) = -qN_a$

Dans la région P : $\frac{dE_p(x)}{dx} = \frac{\rho(x)}{\epsilon} = -\frac{qN_a}{\epsilon}$

$$E_p(x) = \int -\frac{qN_a}{\epsilon} dx$$

$$E_p(x) = -\frac{qN_a}{\epsilon}x + C^{ste}$$

Sachant que Le champ électrique $E_p(x)$ au point $(x = -x_p)$ est nul, alors:

$$E_p(-x_p) = \frac{qN_a}{\epsilon}x_p + C^{ste} = 0 \Rightarrow C^{ste} = -\frac{qN_a}{\epsilon}x_p$$

$$\Rightarrow E_p(x) = -\frac{qN_a}{\epsilon}x - \frac{qN_a}{\epsilon}x_p \Rightarrow E_p(x) = -\frac{qN_a}{\epsilon}(x + x_p)$$

- Pour $(0 < x \leq x_n)$ avec : $\rho(x) = +qN_d$

Dans la région N : $\frac{dE_n(x)}{dx} = \frac{\rho(x)}{\epsilon} = +\frac{qN_d}{\epsilon}$

$$E_n(x) = \int +\frac{qN_d}{\epsilon} dx$$

$$E_n(x) = +\frac{qN_d}{\epsilon}x + C^{ste}$$

Sachant que Le champ électrique $E_n(x)$ au point $(x = x_n)$ est nul, alors:

$$E_n(x_n) = \frac{qN_d}{\epsilon}x_n + C^{ste} = 0 \Rightarrow C^{ste} = -\frac{qN_d}{\epsilon}x_n$$

$$\Rightarrow E_n(x) = \frac{qN_d}{\epsilon}x - \frac{qN_d}{\epsilon}x_n \Rightarrow E_n(x) = \frac{qN_d}{\epsilon}(x - x_n)$$

Au point $(x = 0)$, la continuité du champ électrique impose que :

$$E_n(0) = E_p(0) = E_{max} \Rightarrow \frac{qN_d}{\epsilon}x_n = \frac{qN_a}{\epsilon}x_p \Rightarrow N_dx_n = N_ax_p$$

- Pour $(+x_n \leq x < +\infty)$ avec : $\rho(x) = 0$, le champ électrique E est nul ($E = 0$).

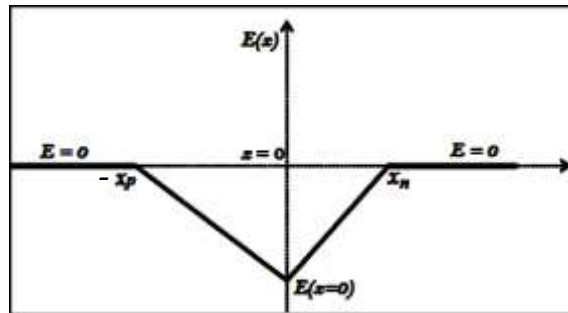


Figure II.6 : Champ électrique dans les différentes régions de la jonction

II.2.4 Potentiels électriques $V_p(x)$ et $V_n(x)$

Le champ électrique est associé à un potentiel électrique $V(x)$ à travers la relation :

$$E(x) = -\frac{dV(x)}{dx} \Rightarrow V(x) = -\int E(x)dx$$

- Pour $(-\infty < x \leq -x_p)$: Le champ électrique E est nul ($E=0$), le potentiel est donc constant ($V=V_p$).
- Pour $(-x_p < x \leq 0)$: le champ électrique est donné par la relation :

$$V_p(x) = - \int E_p(x) dx = \int \frac{qN_a}{\varepsilon} (x + x_p) dx$$

$$V_p(x) = \frac{qN_a}{2\varepsilon} (x^2 + 2x \cdot x_p) + C^{ste}$$

Conditions aux limites on a pour ($x=-x_p$) $V_p(-x_p) = V_p$

$$V_p(-x_p) = \frac{qN_a}{2\varepsilon} (x_p^2 - 2x_p^2) + C^{ste} = V_p \Rightarrow C^{ste} = \frac{qN_a}{2\varepsilon} x_p^2 + V_p$$

$$\Rightarrow V_p(x) = \frac{qN_a}{2\varepsilon} (x^2 + 2x \cdot x_p) + \frac{qN_a}{2\varepsilon} x_p^2 + V_p$$

$$\Rightarrow V_p(x) = \frac{qN_a}{2\varepsilon} (x + x_p)^2 + V_p$$

- Pour ($0 \leq x < x_n$) : le champ électrique est donné par la relation :

$$V_n(x) = - \int E_n(x) dx = - \int \frac{qN_d}{\varepsilon} (x - x_n) dx$$

$$V_n(x) = - \frac{qN_d}{2\varepsilon} (x^2 - 2x \cdot x_n) + C^{ste}$$

Conditions aux limites on a pour ($x=x_n$) on a : $V_n(x_n) = V_n$

$$V_n(x_n) = - \frac{qN_d}{2\varepsilon} (x_n^2 - 2x_n^2) + C^{ste} = V_n \Rightarrow C^{ste} = - \frac{qN_d}{2\varepsilon} x_n^2 + V_n$$

$$\Rightarrow V_n(x) = - \frac{qN_d}{2\varepsilon} (x^2 - 2x \cdot x_n) - \frac{qN_d}{2\varepsilon} x_n^2 + V_n$$

$$\Rightarrow V_n(x) = - \frac{qN_d}{2\varepsilon} (x^2 - x_n^2) + V_n$$

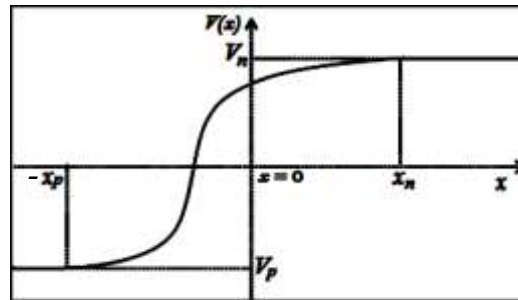


Figure II.7 : Evolution du potentiel électrique dans les différentes régions de la jonction.

- Pour ($+x_n \leq x < +\infty$) le champ électrique E est nul et le potentiel est donc constant ($V=V_n$)

II.2.5 Tension de diffusion V_d

Au point ($x = 0$), la continuité du potentielle électrique impose que :

$$V_n(x = 0) = V_p(x = 0)$$

$$- \frac{qN_d}{2\varepsilon} x_n^2 + V_n = \frac{qN_a}{2\varepsilon} x_p^2 + V_p$$

Alors :

$$V_d = V_n - V_p = \frac{q}{2\epsilon} (N_d x_n^2 + N_a x_p^2)$$

Le champ électrique est associé à un potentiel électrique $V(x)$ à travers la relation :

$$V_d = \frac{1}{2} \cdot \frac{w}{E_{max}}$$

Le potentiel de diffusion V_d peut être calculé d'après la figure II.7 comme suit :

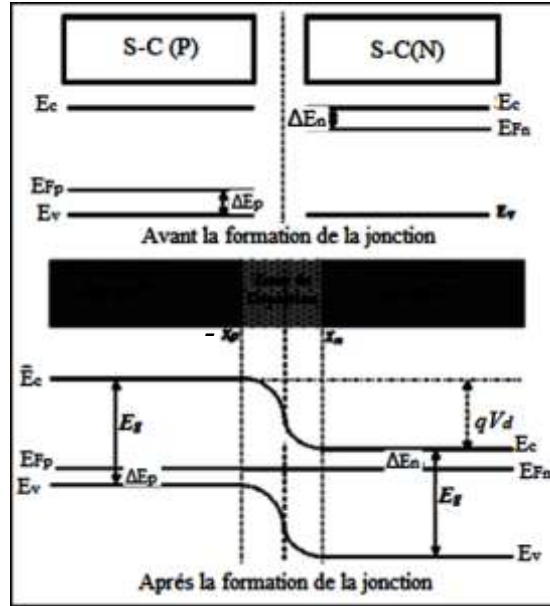


Figure II.8 : Diagrammes énergétiques des semi-conducteurs (dopé type P et dopé type N) avant et après la formation de la jonction.

Or dans la région P : $\Delta E_p = E_{Fp} - E_v$

Les porteurs majoritaires sont des trous

$p = N_v e^{-\frac{E_{Fp} - E_v}{kT}} = N_a$: Donne l'écart entre le niveau d'énergie de Fermi et le niveau d'énergie haut de bande de valence est : $E_{Fp} - E_v = kT \ln \frac{N_v}{N_a}$

De même pour la région N : $\Delta E_n = E_c - E_{Fn}$

- Les porteurs majoritaires sont des électrons : $N_d = N_c e^{-\frac{E_c - E_{Fn}}{kT}}$. L'écart entre le niveau d'énergie de Fermi extrinsèque E_{Fn} et le niveau d'énergie bas de bande de conduction est : $E_c - E_{Fn} = kT \ln \frac{N_c}{N_d}$

$$E_g = qV_d + \Delta E_n + \Delta E_p$$

Ainsi :

$$qV_d = (E_c - E_{Fp}) - \Delta E_p \Rightarrow qV_d = kT \ln \frac{N_a N_c}{n_i^2} - kT \ln \frac{N_c}{N_d} \Rightarrow qV_d = kT \ln \frac{N_a N_d}{n_i^2}$$

A température ambiante, la tension de diffusion de V_d est de l'ordre de 0,7 V pour une jonction au silicium est de l'ordre de 0.35 V pour une jonction au germanium.

II.2.6 Epaisseur de la zone de charge d'espace W (zone de déplétion)

Les relations précédentes du potentiel de diffusion permettent de déduire la largeur de la zone de déplétion w avec : $w = x_p + x_n$

La continuité du champ électrique impose que :

$$E_n(0) = E_p(0) \Rightarrow \frac{qN_d}{\varepsilon} x_n = \frac{qN_a}{\varepsilon} x_p \Rightarrow N_d x_n = N_a x_p$$

$$\text{On a donc : } \frac{x_p}{N_d} = \frac{x_n}{N_a} = \frac{x_p + x_n}{N_d + N_a} = \frac{w}{N_d + N_a} \Rightarrow \begin{cases} x_p = \frac{N_d}{N_d + N_a} w \\ x_n = \frac{N_a}{N_d + N_a} w \end{cases}$$

On peut vérifier que la largeur de la zone de charge d'espèce tend vers la région la plus faible dopé

$$\text{Exemple : si } N_d \ll N_a \Rightarrow x_n = \frac{N_a}{N_d + N_a} w \approx w$$

$$\text{de même si } N_a \ll N_d \Rightarrow x_p = \frac{N_d}{N_d + N_a} w \approx w$$

$$\text{Or: } V_d = V_n - V_p = \frac{q}{2\varepsilon} (N_d x_n^2 + N_a x_p^2) = \frac{qN_a x_p}{2\varepsilon} (x_n + x_p)$$

$$V_d = \frac{qN_a x_p}{2\varepsilon} w = \frac{q}{2\varepsilon} \frac{N_d N_a}{N_d + N_a} w^2$$

- La largeur w est donnée par la relation : $w = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{q} \cdot V_d \cdot \frac{N_d + N_a}{N_d N_a}}$
- La largeur de la région dopée P est donnée par la relation : $x_p = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{q} \cdot V_d \cdot \frac{N_d}{N_a(N_d + N_a)}}$
- La largeur de la région dopée N est donnée par la relation : $x_n = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{q} \cdot V_d \cdot \frac{N_a}{N_d(N_d + N_a)}}$

II.2.7 Concentrations des porteurs à l'équilibre

- Dans la Z.C.E., il n'y a pas de porteurs de charges.
- En dehors de la Z.C.E. :
 - * du côté P de la jonction ;
 - la concentration des porteurs majoritaires est : $p_p = N_a$
 - la concentration des porteurs minoritaires est : $n_p = n_i^2 / N_a$
 - * du côté N de la jonction ;
 - la concentration des porteurs majoritaires est : $n_n = N_d$

- la concentration des porteurs minoritaires est : $p_n = n_i^2 / N_d$

En reportant les deux expressions de p_p et p_n dans la formule : $qV_d = kT \ln \frac{N_A N_d}{n_i^2}$.

On obtient : $p_n = p_p e^{-\frac{qV_d}{kT}}$

De la même manière, en reportant les deux expressions de n_n et n_p dans la formule de qV_d , on

obtient : $n_p = n_n e^{-\frac{qV_d}{kT}}$

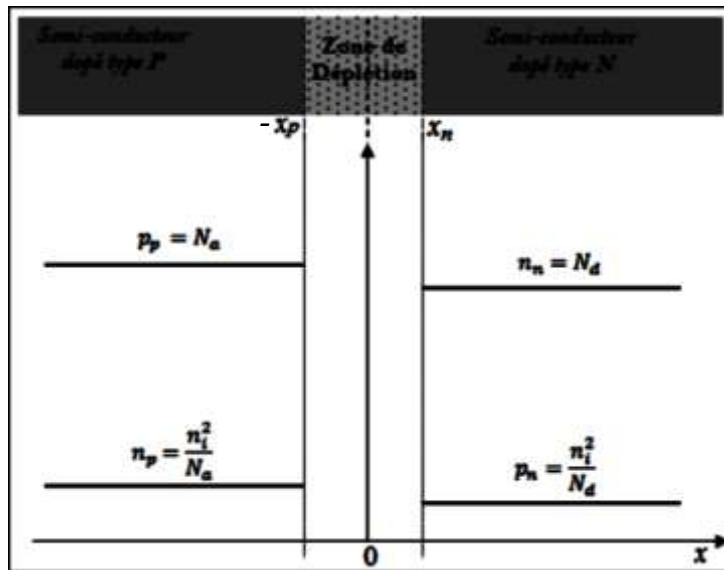


Figure II.9 : Concentrations des porteurs de charges dans les différentes régions d'une jonction PN en équilibre.

II.2.8 Courants à l'équilibre

Dans une jonction PN, il existe deux courants : le courant de diffusion dû au déplacement des porteurs majoritaires, et le courant résultant de l'entraînement de porteurs minoritaires par le champ électrique de la zone de charge d'espace. Donc, certains porteurs diffusent de part et d'autre tandis que d'autres porteurs sont entraînés en sens inverse par le champ électrique. A l'équilibre, le courant net i est nul.

II.3 Etude d'une jonction PN polarisée (hors équilibre).

II.3.1 Polarisation directe

Dans le cas d'une polarisation directe le sens passant d'une diode est défini par le sens des courants créés par les porteurs majoritaires dans la jonction. Les électrons majoritaires de la zone N se déplacent vers l'anode, les trous majoritaires de la zone P se déplacent vers la cathode. Le sens direct est défini par un courant dirigé de l'anode vers la cathode, figure II.10.

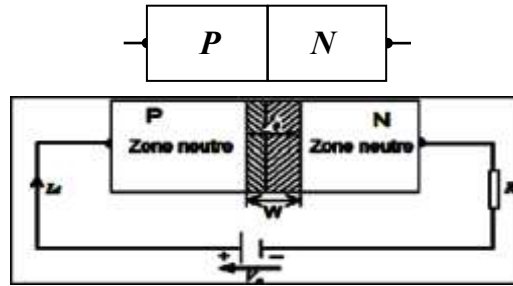


Figure II.10: Polarisation directe de la jonction PN et symbole de la diode

II.3.1.1 Barrière de potentiel

En polarisation directe, on applique une différence de potentiel V_a dans le sens inverse de V_d , figure V.10. Cette d.d.p. se retrouve intégralement appliquée à la zone de charge d'espace (Z.C.E.), et va donc réduire la hauteur de barrière qui devient ($V' = V_d - V_a$).

II.3.1.2 Epaisseur w' de la zone de charge d'espace (Z.C.E.)

En polarisation directe, l'épaisseur de la Z.C.E. diminue, ainsi on peut écrire :

$$w' = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{q} \cdot \frac{N_d + N_a}{N_d N_a} \cdot (V_d - V_a)} \Rightarrow w' = w \sqrt{1 - \frac{V_a}{V_d}} \Rightarrow w' < w$$

w : est l'épaisseur de la Z.C.E. à l'équilibre.

La figure II.11 montre le digramme de bandes d'énergie d'une jonction polarisée en direct, où on constate la diminution de la barrière de potentiel et l'épaisseur de la zone de charge d'espace.

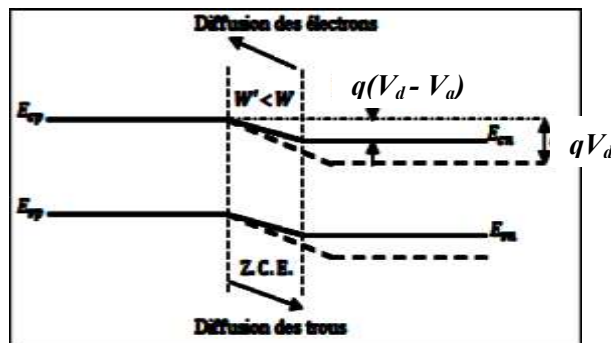


Figure II.11 : Diagramme de bandes d'énergie d'une jonction polarisée en direct.

II.3.1.3 Champ électrique maximum

La jonction PN étant abrupte, le champ électrique dans la zone de charge d'espace Z.C.E. a une forme triangulaire et sa valeur à $x = 0$ vaut :

$$E'(x = 0) = \frac{2(V_d - V_a)}{w'} = \frac{2(V_d - V_a)}{\sqrt{\frac{2\varepsilon}{q} \cdot \frac{N_d + N_a}{N_d N_a} \cdot (V_d - V_a)}}$$

$$E'(0) = \sqrt{\frac{2q}{\epsilon} \cdot \frac{N_a N_d}{N_a + N_d} \cdot (V_d - V_a)} \Rightarrow E'(0) = E(0) \sqrt{1 - \frac{V_a}{V_d}} \Rightarrow E' < E$$

Où $E(0)$ est le champ électrique à $(x=0)$ à l'équilibre.

- En polarisation directe, le champ électrique diminue et la diffusion des porteurs majoritaires reprend.

II.3.1.4 Concentrations des porteurs de charges

En utilisant les expressions précédentes des concentrations des porteurs de charges à l'équilibre, on obtient la concentration des porteurs minoritaires dans la région N:

$$p'_n = p_p e^{-\frac{q(V_d - V_a)}{kT}} = p_p e^{-\frac{qV_d}{kT}} \cdot e^{\frac{qV_a}{kT}} \text{ Donc : } p'_n = p_n \cdot e^{\frac{qV_a}{kT}}$$

De la même manière, on obtient la concentration des porteurs minoritaires dans la région P:

$$n'_p = n_n e^{-\frac{q(V_d - V_a)}{kT}} = n_n e^{-\frac{qV_d}{kT}} \cdot e^{\frac{qV_a}{kT}} \text{ Donc : } n'_p = n_p \cdot e^{\frac{qV_a}{kT}}$$

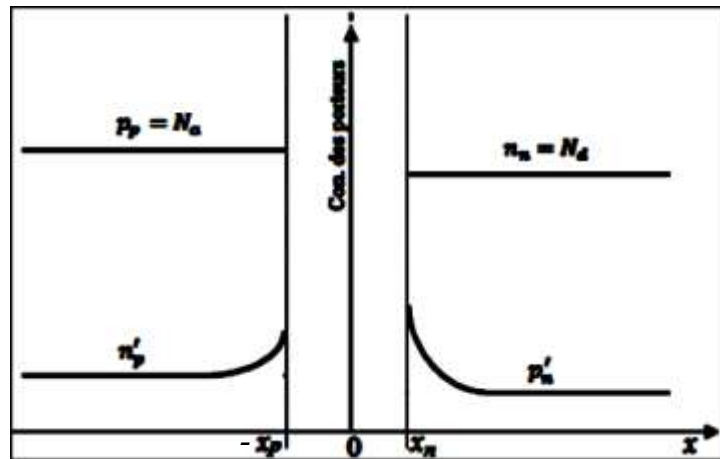


Figure II.12 : Concentrations des porteurs de charges dans les différentes régions d'une jonction PN polarisée en direct.

II.3.1.5 Courants électriques

En polarisation directe, la hauteur de la barrière de potentiel diminue, entraînant une diminution de l'épaisseur de la Z.C.E. De nombreux électrons de la région N et de trous de la région P peuvent alors franchir cette barrière de potentiel et un courant de diffusion des porteurs majoritaires circule dans la jonction. Ce courant s'écrit :

$$I_{diff} = I_0 e^{-\frac{q(V_d - V_a)}{kT}} = I_s \cdot e^{\frac{qV_a}{kT}}$$

Où I_s est le courant de saturation dû aux porteurs minoritaires et I_0 est une constante qui dépend des concentrations N_a et N_d des impuretés et de la surface de la jonction.

Le courant de saturation, dû au déplacement des porteurs minoritaires, circule dans le sens inverse du courant de diffusion. Il mesure le nombre de porteurs minoritaires qui parviennent, à chaque seconde, à la région de déplétion pour y être ensuite entraînés par le champ électrique

interne. Ce nombre est indépendant de l'intensité du champ électrique interne ; il dépend avant tout du nombre de porteurs générés thermiquement au voisinage de la jonction. Ainsi, le courant créé par les porteurs minoritaires s'écrit :

$$I_s = I_0 \cdot e^{-\frac{qV_d}{kT}} \quad \text{et le courant direct s'écrit donc :}$$

$$I_d = I_{diff} - I_s = I_s \cdot e^{\frac{qV_a}{kT}} - I_s = I_s \left[e^{\frac{qV_a}{kT}} - 1 \right]$$

$$I_s = \left(\frac{qn_i^2 D_p}{N_d L_p} + \frac{qn_i^2 D_n}{N_a L_n} \right) \cdot S$$

Avec : S est la surface de

Puisque, le courant des porteurs minoritaires est très faible devant celui des porteurs majoritaires,

on peut donc écrire : $I_d = I_s \cdot e^{\frac{qV_a}{kT}}$

Ce courant est très grand, figure II.13, et varie exponentiellement avec la tension appliquée V_a , raison pour laquelle on doit monter dans le circuit électrique d'une jonction polarisée en direct, une résistance R en série.

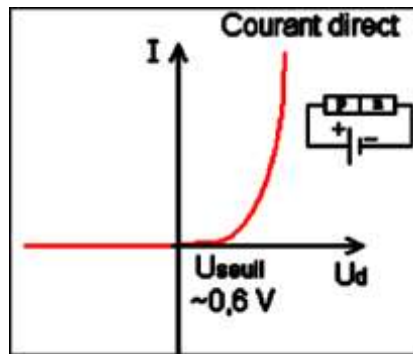


Figure II.13 : Caractéristique $I=f(V)$ d'une jonction PN polarisée en direct.

II.3.2 Etude d'une jonction PN polarisée en inverse

II.3.2.1 Barrière de potentiel

En polarisation inverse, on applique une différence de potentiel (d.d.p.) $V_a < 0$ dans le même sens de V_d (figure II.14). Cette d.d.p. va donc renforcer la hauteur de barrière qui devient

$$V'' = (V_d - (-V_a)).$$

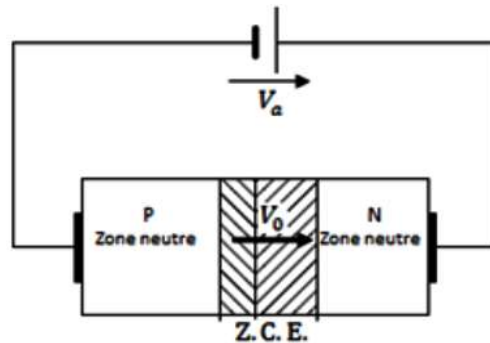


Figure II.14 : Jonction PN en polarisation inverse.

II.3.2.2 Epaisseur de la zone de charge d'espace w''

En polarisation inverse, l'épaisseur de la Z.C.E. augmente, ainsi on peut écrire :

$$w'' = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{q} \cdot \frac{N_d + N_a}{N_d N_a} \cdot (V_d + V_a)} \Rightarrow w'' = w \sqrt{1 + \frac{V_a}{V_d}} \Rightarrow w'' > w$$

w : est l'épaisseur de la Z.C.E. à l'équilibre.

La figure II.15 montre le diagramme de bandes d'énergie d'une jonction polarisée en inverse, où on constate l'augmentation de la barrière de potentiel et l'épaisseur de la zone de charge d'espace.

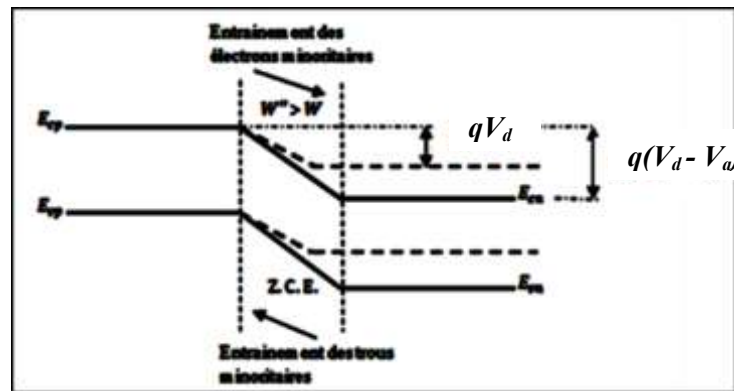


Figure II.15 : Diagramme de bandes d'énergie d'une jonction polarisée en inverse.

II.3.2.3 Champ électrique maximum

La jonction PN étant abrupte, le champ électrique dans la Z.C.E. a une forme triangulaire et sa valeur à $x = 0$ vaut :

$$E''(x = 0) = \frac{2(V_d + V_a)}{w'} = \frac{2(V_d + V_a)}{\sqrt{\frac{2\varepsilon}{q} \cdot \frac{N_d + N_a}{N_d N_a} \cdot (V_d - V_a)}}$$

$$E'(0) = \sqrt{\frac{2q}{\varepsilon} \cdot \frac{N_a N_d}{N_d + N_a} \cdot (V_d + V_a)} \Rightarrow E''(0) = E(0) \sqrt{1 + \frac{V_a}{V_d}} \Rightarrow E'' > E$$

Où $E(0)$ est le champ électrique à ($x=0$) à l'équilibre.

- En polarisation inverse, le champ électrique augmente et bloque la diffusion des porteurs majoritaires en favorisant le déplacement des porteurs minoritaires.

II.3.2.4 Concentrations des porteurs de charges

En utilisant les expressions précédentes des concentrations des porteurs de charges à l'équilibre, on obtient la concentration des porteurs minoritaires dans la région N:

$$p''_n = p_p e^{-\frac{q(V_d+V_a)}{kT}} = p_p e^{-\frac{qV_d}{kT}} \cdot e^{-\frac{qV_a}{kT}} \text{ Donc : } p''_n = p_n \cdot e^{-\frac{qV_a}{kT}}$$

De la même manière, on obtient la concentration des porteurs minoritaires dans la région P:

$$n''_p = n_n e^{-\frac{q(V_d+V_a)}{kT}} = n_n e^{-\frac{qV_d}{kT}} \cdot e^{-\frac{qV_a}{kT}} \text{ Donc : } n''_p = n_p \cdot e^{-\frac{qV_a}{kT}}$$

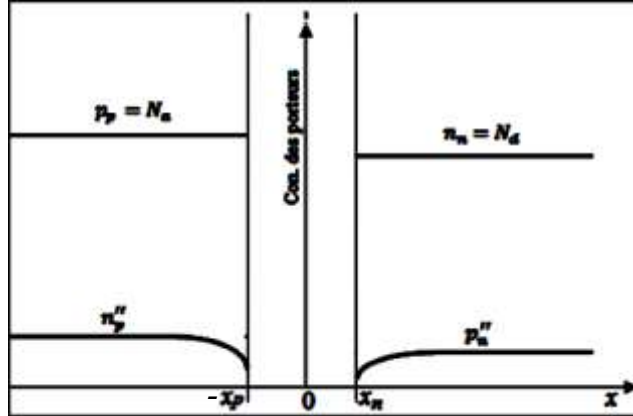


Figure II.16 : Concentrations des porteurs de charges dans les différentes régions d'une jonction PN polarisée en inverse.

II.3.2.5 Courants électriques

En polarisation inverse, la hauteur de la barrière de potentiel augmente, entraînant une augmentation de l'épaisseur de la Z.C.E. Les porteurs majoritaires seront bloqués et le courant de diffusion diminue de manière considérable et s'écrit :

$$I_{diff} = I_0 e^{-\frac{q(V_d+V_a)}{kT}} = I_s \cdot e^{-\frac{qV_a}{kT}}$$

Le courant de saturation, qui circule dans le sens inverse de I_{diff} , reste inchangé et vaut :

$$= I_s = I_0 \cdot e^{-\frac{qV_d}{kT}}$$

Et le courant inverse, qui circule dans le sens inverse de I_{diff} , s'écrit donc :

$$I_{inv} = I_s - I_{diff} = I_s - I_s \cdot e^{-\frac{qV_a}{kT}} = I_s \left[1 - e^{-\frac{qV_a}{kT}} \right]$$

Dans ce cas, le courant de diffusion est très faible devant le courant de saturation, on peut donc écrire : $I_{inv} = I_s$

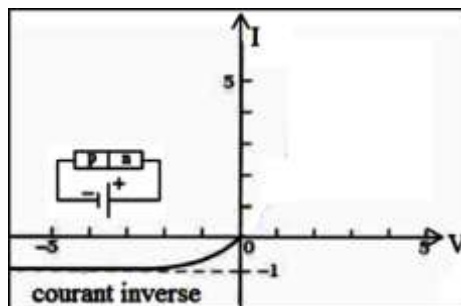


Figure II.17 : Caractéristique $I = f(V)$ d'une jonction PN polarisée en inverse.

II.4 Capacités parasites

Selon la polarisation de la jonction, directe ou inverse, les capacités parasites qui sont à prendre en compte sont différentes.

II.4.1 Capacité de transition

En polarisation inverse, la jonction PN est caractérisée par deux charges opposées et immobiles dans la zone de charge d'espace, figure II.18.

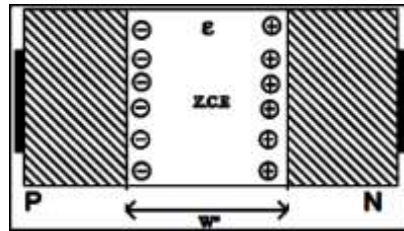


Figure II.18 : Capacité de transition de la jonction PN polarisée en inverse.

La jonction polarisée dans le sens inverse se comporte donc comme un condensateur à électrodes plates, dont la capacité est nommée capacité de transition C_T ou capacité de barrière. La valeur de cette capacité dépend des dimensions de la jonction, de la température, de la concentration en atomes dopeurs et de la tension V_a , appliquée à la jonction.

$$C_T = \frac{\epsilon S}{w''} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r S}{w''}$$

$$C_T = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r S}{\sqrt{\frac{2\epsilon_0 \epsilon_r}{q} \cdot \frac{N_d + N_a}{N_d N_a} \cdot (V_d + V_a)}} = S \sqrt{\frac{q \epsilon_0 \epsilon_r N_d N_a}{2(N_d + N_a)(V_d + V_a)}}$$

Où S est la surface de la jonction, ϵ_0 est la permittivité du vide et ϵ_r est la permittivité relative du semi-conducteur.

Les valeurs typiques de cette capacité se situent entre 1 pF et 300 pF.

II.4.2 Capacité de diffusion

Sous tension inverse, c'est donc la variation de la densité de charge d'espace dans la zone de déplétion qui contribue à la capacité de transition. Sous tension directe, au contraire, une forte densité de courant électrique peut traverser la jonction et entraîner un nombre élevé de porteurs de charge mobiles dans la zone de déplétion. L'accroissement de la concentration de ces porteurs libres en fonction de la tension appliquée apporte une contribution supplémentaire appelée capacité de diffusion C_{diff} . L'effet d'une tension directe est d'injecter des porteurs minoritaires dans les régions homogènes, de part et d'autre de la zone de déplétion. Ainsi, La capacité de diffusion est due à la variation de la charge des porteurs minoritaires dans les régions neutres, avec la variation de la tension appliquée. Cette capacité est proportionnelle au courant I_{diff} de la

jonction. Sa valeur peut atteindre plusieurs centaines de nF, et vaut :

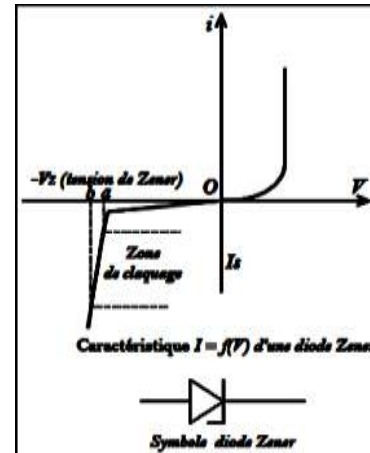
$$C_{diff} = AT_F \frac{qI_{diff}}{kT}$$

K et T_F sont des constantes caractérisant le semi-conducteur.

II.5 Types de jonctions PN

II.5.1. Diodes Zener

Les diodes Zener sont des stabilisateurs de tensions continues. Ce type de diode permet de conserver la tension constante dans la zone de claquage. La caractéristique de la diode Zener est représentée par la fonction $I = f(V)$ suivante : En polarisation inverse, si la tension dépasse une tension ($-V_Z$), selon de composant choisi, il apparaît un courant dit de claquage de la jonction. Ce phénomène est dû soit à l'effet d'avalanche, soit à l'effet Zener. La tension de claquage est faible (quelques volts ou quelques dizaines de volts).



- le claquage par effet Zener se produit lorsque $|V| < a$.
- le claquage par l'effet avalanche se produit lorsque $|V| > b$.

II.5.2 Diodes à avalanche

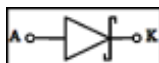
Dans les diodes à semi-conducteurs et même les transistors, le mode de claquage le plus courant se produit par effet avalanche. Ce phénomène résulte lorsqu'une forte tension inverse est appliquée aux bornes de la jonction. En effet, sous l'effet du champ électrique interne, l'énergie cinétique des porteurs minoritaires devient suffisante pour créer des paires électron-trou dans la zone de transition. Ces porteurs sont ensuite accélérés par le champ interne et créent à leur tour de nouvelles paires électron-trou (d'où le nom d'avalanche du phénomène). Le courant augmente très rapidement et provoque ainsi la destruction de la jonction par effet Joule

II.5.3 Diodes à effet tunnel



La diode à effet tunnel désigne une diode dont les zones N et P sont hyper dopées. Ainsi, en polarisation inverse, les électrons de la bande de valence de la zone P peuvent passer directement à la bande de conduction de la zone N. Le passage de ces porteurs, par effet tunnel, entraîne l'apparition d'un courant dû au franchissement de la barrière de potentiel dans la zone de charge d'espace.

II.5.4 Diode Schottky



Une diode Schottky est constituée d'une jonction entre un métal et un semi-conducteur. Elle est caractérisée par un courant inverse plus grand que celui d'une diode conventionnelle, et donc

plus sensible à la tension inverse dans la barrière M-SC. De plus, le courant direct d'une diode conventionnelle décolle plus tard que celui d'une diode Schottky.

II.5.5 Photodiode

Une photodiode est un composant constitué d'une jonction PN. Elle a la capacité de détecter un rayonnement du domaine optique et de le transformer en signal électrique.

II.5.6 Diode électroluminescente

Une diode électroluminescente est un composant formé d'une jonction PN polarisée en direct. Suite à des recombinaisons radiatives entre les porteurs minoritaires qui se retrouvent en excès par rapport à l'équilibre, on obtient un émetteur optique capable d'émettre un rayonnement.

II.5.7 Diode Laser

Les diodes lasers sont des émetteurs de rayonnement tout comme les diodes électroluminescentes, mais le rayonnement émis aura des propriétés différentes. Il sera davantage monochromatique et cohérent (puissance optique).

II.5.8 Cellules solaires

Une cellule solaire est un composant électronique, constitué d'un matériau semi-conducteur, qui convertit la lumière du soleil en électricité. Le principe de la conversion photovoltaïque est basé sur l'absorption des photons incidents et la création de paires électron-trou, si l'énergie du photon incident est supérieure au gap du matériau. Une partie des électrons ne revient pas à son état initial et les électrons arrachés de la bande de valence vont créer une tension électrique continue et faible.

II.6 Applications des jonctions PN : Redressement de signaux alternatifs-Filtrage

Les appareils électroniques fonctionnent sous tension continue. Pour cela, la diode à jonction est principalement utilisée pour transformer un signal sinusoïdal en signal continu. Parmi les applications des diodes les plus utilisés sont le redressement mono-alternance et double-alternance.

- Le redressement mono-alternance consiste à transformer le signal sinusoïdal, c'est-à-dire à supprimer les alternances négatives ou les alternances positives.

On suppose que la diode est idéale : $V_d \approx 0$, $r_d \approx 0$ et $R_i \approx \infty$.

On sait que :

- Si $V_{AK} < 0$, $i_{AK} = 0$ la diode est bloquée.
- Si $V_{AK} = 0$, $i_{AK} > 0$ la diode est passante.
- Pour tout état de polarisation de la diode, nous avons: $V_e = V_R + V_{AK}$
- Représentation graphique:
 - En polarisation inverse (alternance négative de V_e): $V_{AK} < 0$, $i_{AK} = 0$ la diode est

bloquée et on a : $V_{AK}=V_e$ et $V_R=0$.

- En polarisation directe (alternance positive de V_e): la diode est passante et le courant circule dans le sens positif. On a $V_{AK}=0$ et $V_R=V_e$ c-à-d $V_R > 0$.

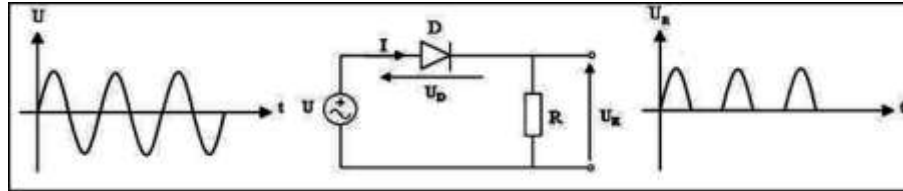


Figure II.19 : Redresseur simple alternance

- Le redressement double alternance consiste à rendre positive les alternances négatives du signal sinusoïdal. On utilise un transformateur ayant un enroulement avec prise médiane symétrique.(figure 4)

Le transformateur est construit de façon à fournir deux tensions (en secondaire) V_{e1} et V_{e2} identiques et en phase : $V_{e1}(t) = V_{e2}(t) = V_{e\max} \sin \omega t$

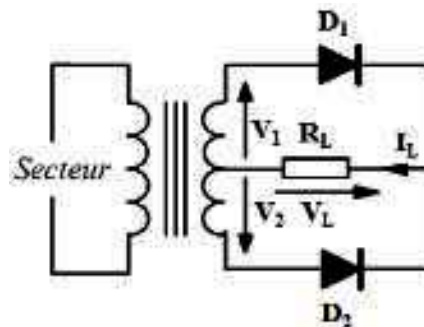


Figure II.20 : Redresseur double alternance à deux diodes et transformateur à point milieu.

- Pendant l'alternance positive des deux tensions V_{e1} et V_{e2} , la diode D_1 est polarisée en direct et D_2 en inverse. Le courant parcourt la diode D_1 , la résistance et puis le demi enroulement du haut du transformateur.
- Durant l'alternance négative, la diode D_2 est polarisée en direct et D_1 en inverse. Le courant parcourt la diode D_2 , la résistance et puis le demi enroulement du bas du transformateur.(figure 5-b)

On remarquera que la tension V_R garde la même polarité (pendant les deux alternances) car le courant parcourt la résistance R dans même sens quelque soit la diode en conduction.

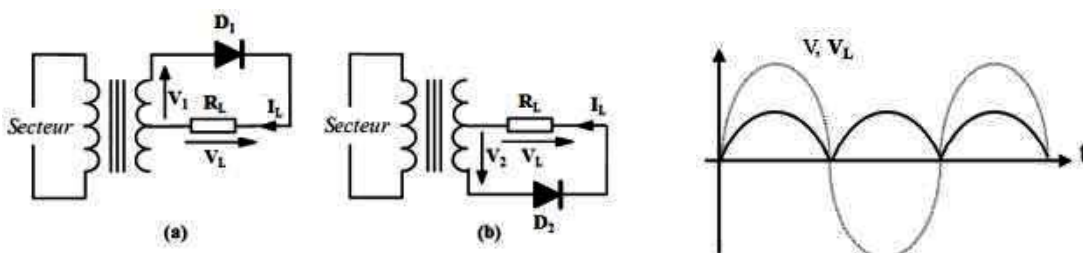


Figure II.21 : (a) Première alternance, (b) Deuxième alternance et Allures des tensions V et V_L .

■ **Redresseur en pont à quatre diodes** : La figure ci-contre représente le redresseur en pont le plus simple. On utilise un transformateur à une seule tension (i.e. un seul enroulement) au secondaire.

- Pendant l'alternance positive, les diodes D_2 et D_3 conduisent (D_1 et D_4 sont bloquées). Le courant parcourt la diode D_2 , la résistance R , la diode D_3 et revient à l'enroulement du transformateur (figure 7-a).
 - Pendant l'alternance négative, les diodes D_1 et D_4 conduisent (D_2 et D_3 sont bloquées). Le courant parcourt D_4 , R , D_1 et revient à l'enroulement (figure ci-dessous).
- Durant les deux alternances, la tension V_R a gardé la même polarité.

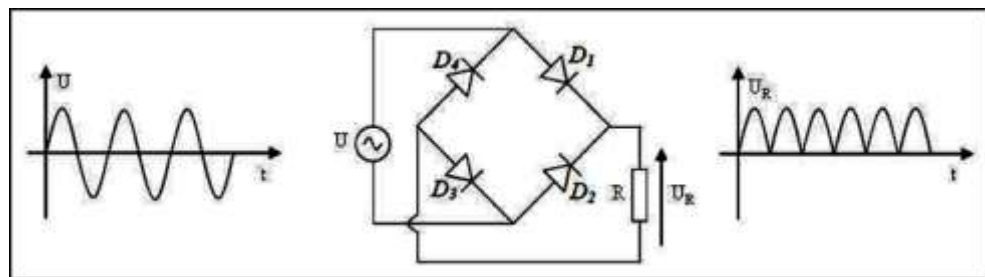


Figure II.22 : Redresseur double alternance à pont de Graëtz

■ Filtrage

Le filtrage consiste à réaliser une tension sensiblement continue à partir d'une tension variable mais de polarité constante obtenue par redressement.

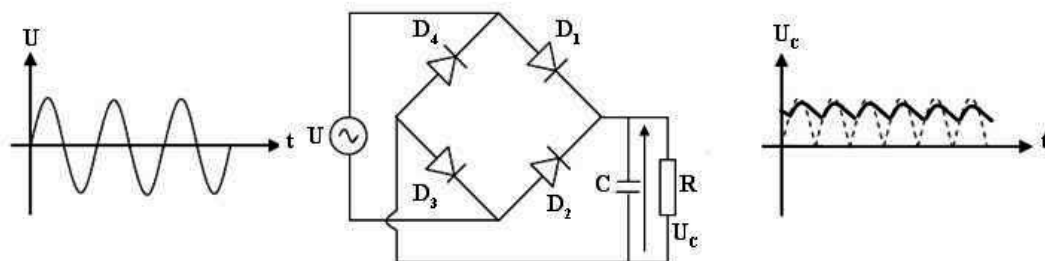


Figure II.24 : Redresseur double alternance avec capacité de filtrage.

La tension aux bornes de l'ensemble R, C a la forme donnée sur la figure ci-dessus.

La diode joue le rôle d'un interrupteur qui est:

- fermé quand $V_e \geq V_s$ ($0 < t < t_1, t_2 < t < t_3 \dots$). On a $V_s = V_e$ dans ces intervalles.
- ouvert quand $V_e < V_s$ ($t_1 < t < t_2 \dots$). Pour ces intervalles, le condensateur se décharge dans la résistance R suivant la loi exponentielle $V_s(t) = V_m \cdot \exp(-(t_2 - t_1)/RC)$.

Ce qu'il faut retenir de ce cours :

Voici l'essentiel à mémoriser pour comprendre et maîtriser la jonction PN, qui est la base de nombreux composants.

1) Définition et principes

- ➡ La jonction PN se forme par la mise en contact d'un semi-conducteur type P (trous majoritaires) et d'un type N (électrons majoritaires), issus du même matériau mais dopés différemment.
- ➡ Cette structure est à la base de la diode, qui ne laisse passer le courant électrique que dans un seul sens.

2) Phénomènes fondamentaux

- ➡ Diffusion des porteurs : Les électrons de N vont vers la zone P, les trous de P vont vers la zone N, ce qui crée une zone pauvre en porteurs mobiles appelée zone de déplétion (ou région d'appauvrissement).
- ➡ Champ interne : La séparation des charges crée un champ électrique interne qui s'oppose à la diffusion et maintient l'équilibre.
- ➡ À l'équilibre, il y a création d'une barrière de potentiel qui bloque le passage spontané du courant..

3) Régimes de polarisation

- ➡ Directe : P relié au pôle (+), N au pôle (-). La barrière de potentiel diminue, les porteurs traversent la jonction et un courant fort circule.
- ➡ Inverse : P relié au pôle (-), N au pôle (+). La barrière augmente, la zone de déplétion s'élargit, seul un courant très faible subsiste.

4) Conséquences et applications

- ➡ La jonction PN permet le redressement du courant (dans les diodes), l'écrêtage des signaux, la protection contre les surtensions et la conversion lumière/électricité (photodiode, cellule solaire).
- ➡ Les caractéristiques de la jonction sont exploitées dans de nombreux autres composants (LED, Zener, transistor, etc.).

5) Points précis à bien retenir

- ➡ Le sens de circulation du courant (du P vers le N en direct)
- ➡ Le rôle de la zone de déplétion et de la barrière de potentiel
- ➡ Les différences entre régimes direct et inverse

Exercices d'applications

Dans une jonction PN au Ge, la région I est dopée par 10^{16} atomes d'indium par cm^3 , la région II est dopée par 10^{14} atomes de phosphore par cm^3 .

- Où sont situés les niveaux de Fermi des régions N et P par rapport à E_c à 300°K sachant que la bande interdite $E_g = 0.72 \text{ eV}$, la densité effective d'états des électrons dans la bande de conduction $N_c = 2.5 \cdot 10^{19} \text{ états/cm}^3$ et la concentration intrinsèque $n_i = 10^{13} \text{ cm}^3$.
- Tracer le diagramme de bandes en énergie (tracer et étiqueter les bandes de conduction et de valence, le niveau de Fermi et le niveau intrinsèque le long de la jonction et la barrière de potentiel V_b . Définir clairement le côté P et le côté N. Prendre en compte les différences de dopage dans votre schéma).
- Déduire la valeur de la barrière de potentiel V_b de la jonction à partir du diagramme énergétique.
- Déterminer l'expression de la barrière de potentiel de la jonction en fonction de la concentration intrinsèque n_i , N_a et N_d .
- Modéliser le profil de la densité volumique de charge $\rho(x)$. On note $-x_p$ et x_n les frontières de la Zone de Charge d'Espace (ZCE).
- A partir de l'équation de Poisson donner l'expression du champ interne $E(x)$ et le potentiel électrostatique $V(x)$ pour x variant de $-\infty$ à $+\infty$. Représenter graphiquement ces expressions $\rho(x)$, $E(x)$ et $V(x)$.
- Montrez que la largeur de la zone de déplétion w s'étend plus du côté le moins dopé.
- Calculer la largeur de la zone de charge d'espace w , Quelles sont les épaisseurs x_p et x_n des couches de charges positives et négatives de part et d'autre de la jonction.
- Calculer les valeurs des épaisseurs x_n et x_p des couches de charges positives et négatives de part et d'autre de la jonction lorsque cette dernière est polarisée en inverse par une tension de 3 volts.

On donne ; $\epsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12} \text{ As / vm}$; $\epsilon_r = 16$; $q = 1.602 \cdot 10^{-19} \text{ As}$; ($kT = 0.025 \text{ eV}$ pour $T = 300^\circ\text{K}$).

Solution

- a) La région I est dopée par les atomes d'indium $\Rightarrow$ elle est de type P

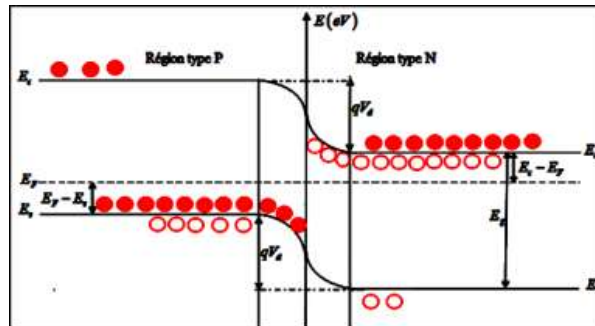
La région II est dopée par 10^{14} atomes de phosphore $\Rightarrow$ elle est de type N

- Dans la région P on a : $p = n_i + N_a \approx N_a = N_v e^{-\frac{E_{FP} - E_v}{kT}}$

La loi d'action de masse : $n \cdot p = n_i^2 \Rightarrow n = \frac{n_i^2}{N_a} = N_c e^{-\frac{E_c - E_{FP}}{kT}}$ donne l'écart entre le

niveau d'énergie de Fermi extrinsèque E_{Fp} et le niveau d'énergie bas de la bande de conduction est : $E_c - E_{Fp} = kT \ln \frac{N_a N_c}{n_i^2} = 0.54 \text{ eV}$

- Dans la région N on a : : $n = N_d = N_c e^{-\frac{E_c - E_{Fn}}{kT}} \Rightarrow$ L'écart entre le niveau d'énergie de Fermi extrinsèque E_{Fn} et le niveau d'énergie bas de bande de conduction est : $E_c - E_{Fn} = kT \ln \frac{N_c}{N_d} = 0.31 \text{ eV}$
- b) le diagramme de bandes en énergie (tracer et étiqueter les bandes de conduction et de valence, le niveau de Fermi et le niveau intrinsèque le long de la jonction)



- c) D'après le diagramme énergétique

$$qV_d = (E_c - E_{Fp}) - (E_c - E_{Fn}) \Rightarrow qV_d = 0.54 - 0.31 = 0.23 \text{ V}$$

- d) l'expression de la barrière de potentiel de la jonction en fonction de la concentration intrinsèque n_i , N_a et N_d .

$$qV_d = (E_c - E_{Fp}) - \Delta E_p \Rightarrow qV_d = kT \ln \frac{N_a N_c}{n_i^2} - kT \ln \frac{N_c}{N_d} \Rightarrow qV_d = kT \ln \frac{N_a N_d}{n_i^2}$$

- e) l'évolution de la densité de charges $\rho(x)$ est donnée par la relation suivante :

$$\rho(x) = \begin{cases} 0 & \text{si } -\infty < x \leq -x_p \text{ et } +x_n \leq x < +\infty \\ -qN_a & \text{si } -x_p < x \leq 0 \\ +qN_d & \text{si } 0 \leq x < +x_n \end{cases}$$

Avec : q ; la charge de l'électron

- f) Pour déterminer le champ électrique créé dans chaque région il faut intégrer l'équation de Poisson correspondante.

L'équation de Poisson s'écrit : $\frac{d^2 V(x)}{dx^2} = -\frac{dE(x)}{dx} = -\frac{\rho(x)}{\epsilon}$

Pour $(-\infty < x \leq -x_p)$ avec : $\rho(x) = 0$, le champ électrique E est nul ($E = 0$).

Pour $(-x_p < x \leq 0)$ avec : $\rho(x) = -qN_a$

Dans la région P : $\frac{dE_p(x)}{dx} = \frac{\rho(x)}{\epsilon} = -\frac{qN_a}{\epsilon}$

$$E_p(x) = \int -\frac{qN_a}{\epsilon} dx$$

$$E_p(x) = -\frac{qN_a}{\varepsilon}x + C^{ste}$$

Sachant que Le champ électrique $E_p(x)$ au point $(x = -x_p)$ est nul, alors:

$$E_p(-x_p) = \frac{qN_a}{\varepsilon}x_p + C^{ste} = 0 \Rightarrow C^{ste} = -\frac{qN_a}{\varepsilon}x_p$$

$$\Rightarrow E_p(x) = -\frac{qN_a}{\varepsilon}x - \frac{qN_a}{\varepsilon}x_p \Rightarrow E_p(x) = -\frac{qN_a}{\varepsilon}(x + x_p)$$

Pour $(0 < x \leq x_n)$ avec : $\rho(x) = +qN_d$

Dans la région N : $\frac{dE_n(x)}{dx} = \frac{\rho(x)}{\varepsilon} = +\frac{qN_d}{\varepsilon}$

$$E_n(x) = \int +\frac{qN_d}{\varepsilon}dx$$

$$E_n(x) = +\frac{qN_d}{\varepsilon}x + C^{ste}$$

Sachant que Le champ électrique $E_n(x)$ au point $(x = x_n)$ est nul, alors:

$$E_n(x_n) = \frac{qN_d}{\varepsilon}x_n + C^{ste} = 0 \Rightarrow C^{ste} = -\frac{qN_d}{\varepsilon}x_n$$

$$\Rightarrow E_n(x) = \frac{qN_d}{\varepsilon}x - \frac{qN_d}{\varepsilon}x_n \Rightarrow E_n(x) = \frac{qN_d}{\varepsilon}(x - x_n)$$

Pour $(+x_n \leq x < +\infty)$ avec : $\rho(x) = 0$, le champ électrique E est nul ($E = 0$).

◆ Potentiels électriques $V_p(x)$ et $V_n(x)$

Le champ électrique est associé à un potentiel électrique $V(x)$ à travers la relation :

$$E(x) = -\frac{dV(x)}{dx} \Rightarrow V(x) = -\int E(x)dx$$

- Pour $(-\infty < x \leq -x_p)$: Le champ électrique E est nul ($E=0$), le potentiel est donc constant ($V=V_p$).
- Pour $(-x_p < x \leq 0)$: le champ électrique est donné par la relation :

$$V_p(x) = -\int E_p(x)dx = \int \frac{qN_a}{\varepsilon}(x + x_p)dx$$

$$V_p(x) = \frac{qN_a}{2\varepsilon}(x^2 + 2x \cdot x_p) + C^{ste}$$

Conditions aux limites on a pour $(x=-x_p)$ $V_p(-x_p) = V_p$

$$V_p(-x_p) = \frac{qN_a}{2\varepsilon}(x_p^2 - 2x_p^2) + C^{ste} = V_p \Rightarrow C^{ste} = \frac{qN_a}{2\varepsilon}x_p^2 + V_p$$

$$\Rightarrow V_p(x) = \frac{qN_a}{2\varepsilon}(x^2 + 2x \cdot x_p) + \frac{qN_a}{2\varepsilon}x_p^2 + V_p$$

$$\Rightarrow V_p(x) = \frac{qN_a}{2\varepsilon}(x + x_p)^2 + V_p$$

- Pour $(0 \leq x < x_n)$: le champ électrique est donné par la relation :

$$V_n(x) = - \int E_n(x) dx = - \int \frac{qN_d}{\varepsilon} (x - x_n) dx$$

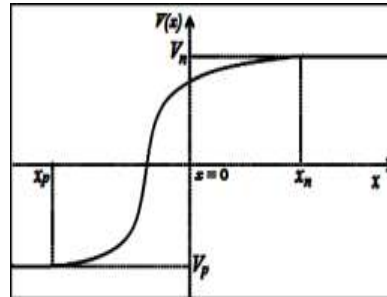
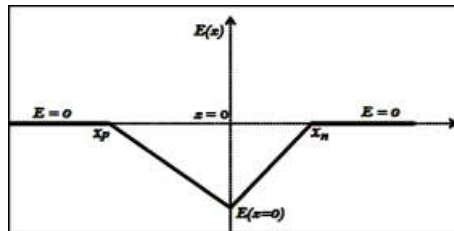
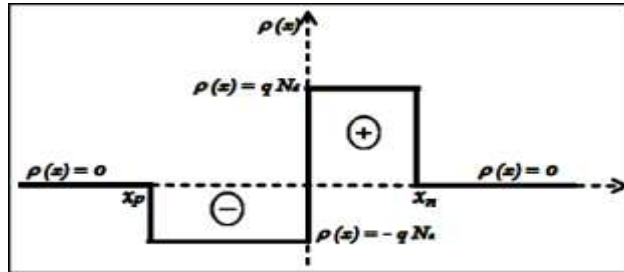
$$V_n(x) = - \frac{qN_d}{2\varepsilon} (x^2 - 2x \cdot x_n) + C^{ste}$$

Conditions aux limites on a pour ($x=x_n$) on a : $V_n(x_n) = V_n$

$$V_n(x_n) = - \frac{qN_d}{2\varepsilon} (x_n^2 - 2x_n^2) + C^{ste} = V_n \Rightarrow C^{ste} = - \frac{qN_d}{2\varepsilon} x_n^2 + V_n$$

$$\Rightarrow V_n(x) = - \frac{qN_d}{2\varepsilon} (x^2 - 2x \cdot x_n) - \frac{qN_d}{2\varepsilon} x_n^2 + V_n$$

$$\Rightarrow V_n(x) = - \frac{qN_d}{2\varepsilon} (x^2 - x_n^2) + V_n$$



g) La continuité du champ électrique impose que :

$$E_n(0) = E_p(0) \Rightarrow \frac{qN_d}{\varepsilon} x_n = \frac{qN_a}{\varepsilon} x_p \Rightarrow N_d x_n = N_a x_p$$

$$\text{On a donc : } \frac{x_p}{N_d} = \frac{x_n}{N_a} = \frac{x_p + x_n}{N_d + N_a} = \frac{w}{N_d + N_a} \Rightarrow \begin{cases} x_p = \frac{N_d}{N_d + N_a} w \\ x_n = \frac{N_a}{N_d + N_a} w \end{cases}$$

On peut vérifier que la largeur de la zone de charge d'espèce tend vers la région la plus faible dopé

$$\text{Pour : } N_d \ll N_a \Rightarrow x_n = \frac{N_a}{N_d + N_a} w \approx w \Rightarrow (x_n > x_p)$$

- h) La largeur w est donnée par la relation : $w = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{q} \cdot V_d \cdot \frac{N_d + N_a}{N_d N_a}} = 2 \times 10^{-4} \text{ cm}$

La largeur de la région dopée P est donnée par la relation :

$$x_p = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{q} \cdot V_d \cdot \frac{N_d}{N_a(N_d + N_a)}} = 2 \times 10^{-6} \text{ cm}$$

La largeur de la région dopée N est donnée par la relation :

$$x_n = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{q} \cdot V_d \cdot \frac{N_a}{N_d(N_d + N_a)}} \approx 2 \times 10^{-4} \text{ cm}$$

- i) Calcul les valeurs des épaisseurs x_n et x_p des couches de charges positives et négatives de part et d'autre de la jonction lorsque cette dernière est polarisée en inverse par une

tension de $V_a = 3$ volts. $w'' = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{q} \cdot \frac{N_d + N_a}{N_d N_a} \cdot (V_d + V_a)}$

La largeur de la région dopée P est donnée par la relation :

$$x_p = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{q} \cdot (V_d + V_a) \cdot \frac{N_d}{N_a(N_d + N_a)}} = 7.55 \times 10^{-6} \text{ cm}$$

La largeur de la région dopée N est donnée par la relation :

$$x_n = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{q} \cdot (V_d + V_a) \cdot \frac{N_a}{N_d(N_d + N_a)}} \approx 7.55 \times 10^{-4} \text{ cm}$$

Activités d'apprentissage et d'évaluation (Questionnaire à choix multiples)

Cocher là où les bonnes réponses sachant que une mauvaise réponse annule une bonne réponse dans la même question

Q1). Dans une jonction PN à l'équilibre thermodynamique :

- a. la quantité de charge fixe (négative) côté p est égale à la quantité de charge fixe (positive) côté n, peu importe la valeur précise du dopage.
- b. si $N_D \gg N_A$, alors $x_n \gg x_p$
- c. plus le dopage est important, plus V_D est important.
- d. l'endroit où le (module du) champ électrique est maximal se trouve à la jonction métallurgique.
- e. loin de la jonction métallurgique, le champ électrique est non-nul.

Q2) Dans une jonction PN polarisée en direct :

- a. La ZCE est plus petite que pour une jonction non-polarisée.
- b. La quantité de charges fixes dans la ZCE est plus petite que pour une jonction non-polarisée.
- c. Le potentiel et le (module du) champ électrique sont plus importants que pour une jonction non-polarisée.

Q3) Un échantillon de silicium intrinsèque est dopé par $1.5 \cdot 10^{16}$ atome de Bore par cm^3 . Sa concentration intrinsèque vaut $1,5 \cdot 10^{10} / \text{cm}^3$ à 300°K . On suppose qu'à la température ambiante toutes les impuretés sont ionisées :

1) la densité d'électrons du silicium ainsi dopé est (1pt):

- a. $1.5 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$;
- b. $1.5 \cdot 10^4 \text{ cm}^{-3}$

2) la densité de trous du silicium ainsi dopé est (1pt):

- a. $1.5 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$;
- b. $1.5 \cdot 10^4 \text{ cm}^{-3}$

Q4) : Dans une jonction PN au silicium, la région I est dopée par $5 \cdot 10^{16}$ atomes de bore par cm^3 , la région II est dopée par 10^{15} atomes d'arsenic par cm^3 .

1) L'expression de la barrière de potentiel V_d de la jonction en fonction de la concentration intrinsèque n_i (1.5pt);

- a. $V_d = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_a N_d}{n_i^2}$;
- b. $V_d = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_c N_v}{n_i^2}$

2) L'expression du champ interne $E(x)$ dans la région I est (2pts):

a. $E(x) = \frac{qN_d}{\varepsilon}(x - x_n)$;

b. $E(x) = -\frac{qN_d}{\varepsilon}(x - x_n)$;

c. $E(x) = \frac{qN_a}{\varepsilon}(x + x_p)$;

d. $E(x) = -\frac{qN_a}{\varepsilon}(x + x_p)$;

3) L'expression du champ interne $E(x)$ dans la région II est (2pts):

a. $E(x) = \frac{qN_d}{\varepsilon}(x - x_n)$;

b. $E(x) = -\frac{qN_d}{\varepsilon}(x - x_n)$;

c. $E(x) = \frac{qN_a}{\varepsilon}(x + x_p)$;

d. $E(x) = -\frac{qN_a}{\varepsilon}(x + x_p)$; =

Plan détaillé du cours : (03 semaines)

Ce chapitre présente le transistor bipolaire à jonction (BJT), l'un des composants essentiels en électronique moderne, commande un grand courant avec un petit courant, agit comme amplificateur ou interrupteur, et fonctionne grâce à deux jonctions PN et une différence de dopage entre ses trois régions. Voici les tâches principales traitées dans ce cours :

- Présenter le principe de fonctionnement du transistor bipolaire (BJT), incluant la structure des transistors NPN et PNP, et leurs propriétés physiques de conduction.
- Expliquer en détail la structure interne du transistor bipolaire (répartition des dopages dans l'émetteur, la base et le collecteur), ainsi que le rôle de chaque région du transistor.
- Analyser le principe de fonctionnement du transistor : effet transistor, rôle des porteurs minoritaires, importance de la minceur de la base, et conditions de fonctionnement optimales.
- Étudier les différents régimes de polarisation du transistor bipolaire : Le régime bloqué. Le régime normal. Le régime saturé.
- Décrire le calcul et l'étude des courants (I_E , I_B , I_C) dans le transistor, y compris les notions de gain en courant.
- Exploiter et interpréter les caractéristiques statiques d'entrée et de sortie du transistor (I_B en fonction de V_{BE} , I_C en fonction de I_B et de V_{CE}).
- Étudier le fonctionnement dynamique du transistor (petits signaux, amplification sans distorsion, déplacement du point de repos).
- Activités d'apprentissage et d'évaluation par des questionnaires à choix multiples, visant à vérifier la compréhension de la structure, du fonctionnement et des applications du transistor bipolaire

◆ **Mots-clés :** Transistor bipolaire (BJT) ; Transistor NPN ; PNP ; Émetteur ; base ; collecteur ; Effet transistor ; Courants I_E , I_B , I_C ; Gain en courant ; Tension V_{BE} ; V_{CE} ; V_{CB} ; Régimes de fonctionnement normal ; bloqué ; saturé ; Caractéristique d'entrée et de sortie

Compétences visées

Ces compétences permettent au stagiaire de comprendre et maîtriser le fonctionnement, les paramètres clés et les applications du transistor bipolaire dans des circuits électroniques, aussi bien en régime statique qu'en régime dynamique. Les compétences visées par ce cours sont les suivantes : Comprendre la structure physique et le rôle des différentes couches d'un transistor bipolaire (NPN et PNP). Savoir expliquer le principe fondamental de fonctionnement du transistor, notamment l'effet transistor et le processus d'injection et de transport des porteurs dans la base. Maîtriser les différents modes de fonctionnement du transistor (normal, bloqué, saturé) et leurs implications sur les courants et tensions dans le dispositif. Être capable d'analyser les caractéristiques statiques du transistor, comme la relation entre les courants collecteur, base et émetteur, et la tension seuil de la jonction base-émetteur. Pouvoir décrire et utiliser les caractéristiques dynamiques et d'amplification du transistor, en particulier en petit signal, pour des applications en électronique. Savoir mettre en œuvre un montage de polarisation et comprendre le rôle des différents composants du circuit pour fixer les courants et tensions de fonctionnement. Acquérir la capacité à relever, interpréter et exploiter les différentes caractéristiques expérimentales du transistor (courants en fonction des tensions, courbes de transfert, etc.).

Objectifs scientifiques et pédagogiques du cours

Les objectifs de ce cours se résument dans les points suivants :

- ✚ Faire comprendre aux étudiants la structure et le rôle des différentes parties du transistor bipolaire (émetteur, base, collecteur).
- ✚ Expliquer le principe de fonctionnement du transistor basé sur les jonctions PN et l'effet transistor.
- ✚ Apprendre à identifier et analyser les modes de fonctionnement du transistor (normal, bloqué, saturé).
- ✚ Savoir interpréter et exploiter les caractéristiques statiques et dynamiques du transistor, notamment les relations courant-tension.
- ✚ Développer les compétences pour réaliser des circuits de polarisation et comprendre leur rôle dans le contrôle du fonctionnement.
- ✚ Analyser rigoureusement le comportement électrique des transistors en régime statique et dynamique.
- ✚ Quantifier le gain en courant et en tension, et comprendre les paramètres clés qui influencent ces grandeurs.
- ✚ Examiner les relations fondamentales entre tensions et courants dans les différentes régions de fonctionnement du transistor.
- ✚ Comprendre les phénomènes de recombinaison et diffusion des porteurs et leur impact sur l'efficacité du transistor.

III.1 Introduction

Associant judicieusement deux jonctions, il est possible de commander les caractéristiques électriques d'une jonction (courant-tension) en agissant sur le courant de l'autre jonction. Cette découverte due à Bardeen, Brattain et Shockley en 1951 a ouvert à l'électronique un champ d'application immense dans tous les secteurs.

III.2 Structure et fonctionnement d'un transistor :

on peut donc avoir deux types de transistors : Le NPN et le PNP .

Le transistor bipolaire (Bipolar Junction Transistor, BJT) ou le transistor à jonction est constitué d'une série de trois couches de semi-conducteurs extrinsèques (Silicium ou Germanium) (ou deux jonctions PN placées en opposition), tel qu'illustré sur le schéma ci-dessous. On distingue deux types de transistors bipolaires : le transistor NPN et le transistor PNP.

Les différentes parties de chaque transistor sont :

- L'émetteur (E) est la couche la plus fortement dopée. Son rôle est d'injecter des électrons dans la base.
- La base (B) est la couche la plus faiblement dopée et très mince. Elle transmet au collecteur la plupart des électrons venant de l'émetteur.
- Le collecteur (C) recueille les électrons qui lui viennent de la base d'où son nom.

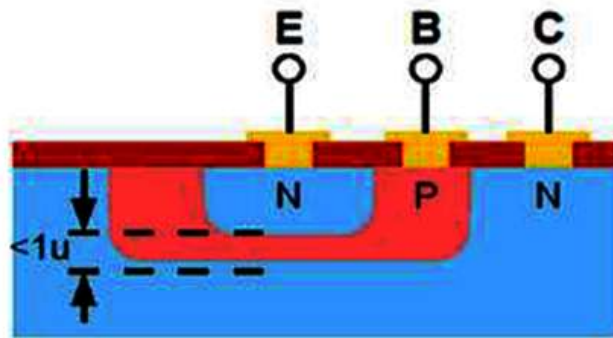


Figure III.1 : Structure du transistor NPN.

De point de vue physique, le fonctionnement des deux transistors est rigoureusement le même. Nous étudierons par la suite le transistor NPN. Le raisonnement est identique pour le transistor PNP : il suffit de permuter le rôle des électrons et des trous, en inversant les signes des tensions d'alimentation et des courants.

Le transistor NPN (PNP) est constitué par :

- Une couche N (P) fortement dopée (L'émetteur E).
- Une couche P (N) très mince et faiblement dopée (La base B).
- Une couche N (P) faiblement dopée (Le collecteur C).

Le transistor est un composant bipolaire car les électrons et les trous participent simultanément aux phénomènes de conduction.

La figure ci-dessous donne une représentation schématique, ainsi que les symboles normalisés de deux types de transistors bipolaires.

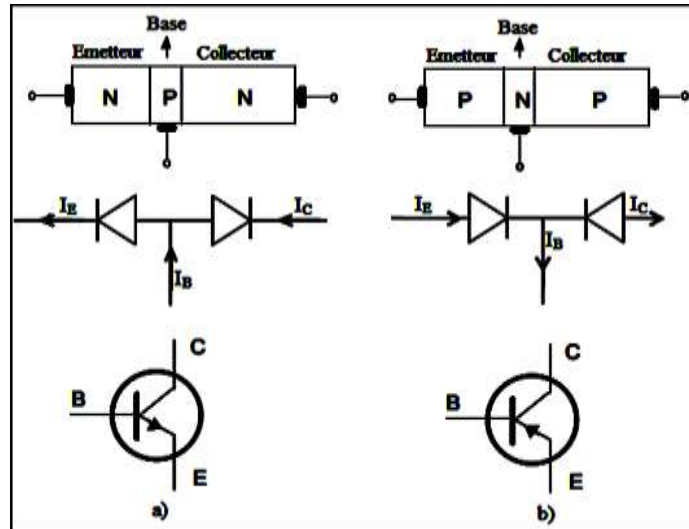


Figure III.2 : Représentations schématiques et symboles des transistors bipolaires,
a) transistor bipolaire NPN, b) transistor bipolaire PNP.

III.3 Principe de fonctionnement du transistor bipolaire (Effet transistor)

Le bon fonctionnement du transistor bipolaire nécessite que les porteurs minoritaires dans la base (majoritaires dans l'émetteur) injectés dans la base par l'émetteur atteignent la jonction Base- Collecteur. Il est donc impératif que ces porteurs ne se recombinent pas à la traversée de la base, il faut par conséquent que l'épaisseur de la base soit très inférieure à la longueur de diffusion des porteurs minoritaires dans la base. Ainsi, dans la mesure où la base est suffisamment étroite, une forte proportion de courant direct de la jonction Emetteur-Base (polarisée en direct), constitue le courant inverse de la jonction Base-Collecteur (polarisée en inverse).

III.4 Transistor non polarisé

Les électrons libres diffusent à travers les deux jonctions ce qui donne deux zones de déplétion (figure III.3). Ces deux zones de transition sont dépourvues de porteurs majoritaires et la barrière de potentiel pour chacune d'elles, la zone de déplétion pénètre peu dans l'émetteur qui est fortement dopé mais profondément dans la base qui est très peu dopée. Du côté du collecteur, la pénétration de la zone de déplétion sera moyenne.

- La structure étant N^+PN , les électrons sont majoritaires dans l'émetteur et le collecteur, les trous sont majoritaires dans la base.

- Les deux jonctions sont à l'équilibre thermodynamique: il n'y a aucun courant ; les niveaux de FERMI dans l'émetteur, la base, le collecteur sont alignés.

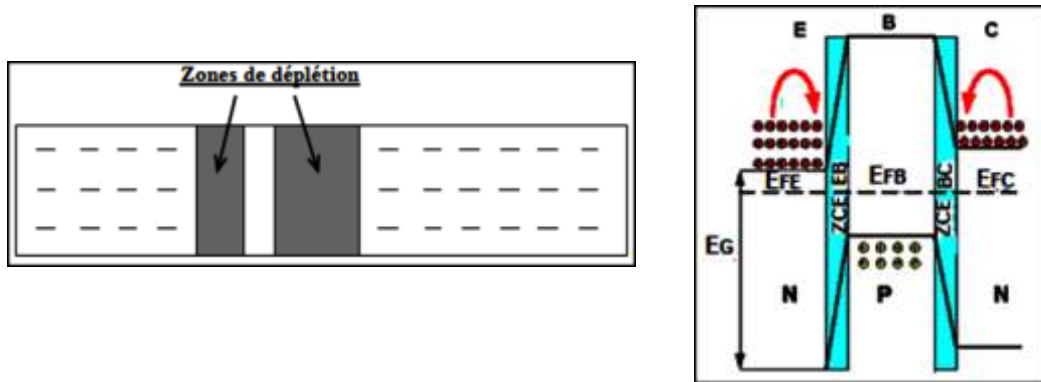


Figure III.3 : Transistor bipolaire NPN non polarisé et le niveau de Fermi.

III.5 Transistor en fonctionnement normal.

La jonction EB est polarisée en direct : l'abaissement de sa barrière de potentiel favorise l'entrée d'électrons dans la base et de trous dans l'émetteur. Les électrons injectés dans la base forment le courant d'électrons de l'émetteur J_{nE} , les trous injectés dans l'émetteur constituent le courant de trous d'émetteur J_{pE} . Comme $N_{d-E} \gg N_{A-B}$ et $J_{nE} \gg J_{pE}$. La jonction collecteur base polarisée en inverse ne constitue pas une barrière pour les porteurs minoritaires (électrons dans la base).

Tout électron de la base qui atteint la zone désertée de la jonction collecteur-base est propulsé vers le collecteur par le champ régnant dans cette zone de transition. Au courant inverse de la jonction collecteur base s'ajoute un courant qui peut être important créée par les porteurs minoritaires injectés par l'émetteur et qui réussissent à atteindre la jonction collecteur base.

Si l'épaisseur de la base $w_B \ll L_{n-B}$, la majorité (99 %) des électrons émis par l'émetteur vont être collectés par le collecteur, c'est l'effet transistor.

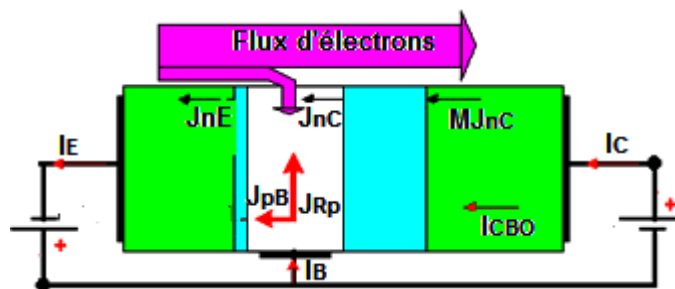


Figure III.4 : Polarisation d'un transistor NPN et principe de l'effet transistor.

III.6 Le transistor NPN polarisé**a) $0 < V_1 < V_{\text{seuil de la jonction PN (E-B)}}$**

La jonction BE est polarisée en directe mais n'est pas passante $\Rightarrow I_B = 0$. Il faut une tension $V_2 > V_1$ pour polariser correctement le transistor. $\Rightarrow$ La jonction BC est polarisée en inverse, $\Rightarrow I_C = \text{courant inverse} = I_{CE0} \approx 0$.

b) $V_1 > V_{\text{seuil de la jonction PN (E-B)}}$

La jonction BE est passante $I_B > 0$, et $V_{BE} \approx 0,6 \text{ V}$. Ce courant est constitué d'un flux d'électrons allant de l'émetteur vers la base.

Les électrons arrivant dans la base peuvent rester libres longtemps avant d'être piégés. La base étant fine, ils arrivent à la 2^{ème} jonction et passent dans le collecteur. La majorité des électrons injectés par l'émetteur traversent la base et se retrouvent dans le collecteur. Il en résulte un courant positif I_C de valeur bien supérieure à I_B .

Lorsque le transistor est polarisé correctement, on peut définir plusieurs rapports de courants statiques (courants continus), notamment :

- alpha statique $\alpha_{DC} = I_C / I_E = I_C / (I_C + I_B) \approx 1$ car $I_B \ll I_C$.
 $\alpha_{DC} > 0,99$ pour les transistors classiques et $\alpha_{DC} > 0,95$ pour les transistors de puissance
- bêta statique : $\beta_{DC} = I_C / I_B > 1$ avec : $100 < \beta_{DC} < 300$ pour les transistors classiques et $20 < \beta_{DC} < 100$ pour les transistors de puissance. β_{DC} est aussi appelé gain en courant du transistor. Ce gain est à l'origine de nombreuses applications.

III.7 Fonctionnement du transistor en régime statique

Suivant les valeurs des tensions V_{Base} , V_{Emetteur} et $V_{\text{Collecteur}}$, il y a trois modes de fonctionnement du transistor bipolaire :

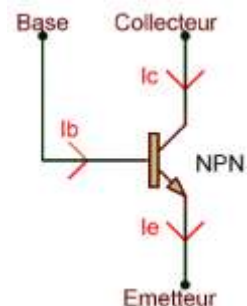
a) Le transistor en fonctionnement normal :

La jonction émetteur-base est polarisée en direct, la jonction collecteur-base est polarisée en inverse.

b) Le transistor en fonctionnement bloqué : les deux jonctions sont polarisées en inverse.**c) Le transistor en fonctionnement saturé : les 2 jonctions sont polarisées en direct****III.7.1 Fonctionnement normal :**

La jonction émetteur-base est polarisée en direct, la jonction collecteur-base est polarisée en inverse.

- En fonctionnement normal : le courant principal passe de l'émetteur au collecteur. Il est commandé par un courant beaucoup plus faible le courant de base. Dans le transistor NPN, le courant d'émetteur est sortant, les courants collecteur et base sont rentrants. Dans le transistor PNP, le



courant d'émetteur est entrant, les courants collecteur et base sont sortants.

- L'effet transistor : selon le courant de la base I_B . Le fait que Jonction E-B soit en direct, donc $V_{BE} > V_{seuil}$, le transistor laisse passer un courant i_c , qui est proportionnel à i_b , on peut donc écrire que $I_C = \beta \cdot I_B$, où β représente le coefficient d'amplification du transistor (souvent au alentour de 100). Le transistor étant considéré comme un noeud de courant on peut écrire que : $I_E = I_C + I_B$. Mais du fait que : I_C est 100 fois supérieur à I_B on peut considère que $I_E \approx I_C = \beta \cdot I_B$, comme on peut écrire également : $V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$. La valeur de I_C dépend du courant dans une autre branche, en l'occurrence I_B .

III.7.2 Fonctionnement bloqué :

Les 2 jonctions sont polarisées en inverse. Ici nous devons traduire le fait que : La jonction E-B est en inverse donc $I_B = 0$, ce qui donne I_E nul car $I_E \approx I_C = \beta \cdot I_B = 0$. Le transistor fonctionne comme un interrupteur ouvert.

III.7.3 Fonctionnement saturé :

Les 2 jonctions sont polarisées en direct. Le transistor est en fonctionnement normal $I_C = \beta \cdot I_B$, si I_B augmente, alors I_C le fera également mais cela jusqu'à un certain point .quand I_B aura atteint une certaine valeur appelé $I_{Blimite}$ alors I_C aura atteint une valeur seuil que l'on note I_{Csat} et donc V_{CE} vaudra 0. Le transistor fonctionne comme un interrupteur fermé.

III.7.4 Circuit de polarisation

- ❖ Circuit de commande (Entrée) : Les valeurs de V_{cm} et R_b imposent le courant de base I_B .
- ❖ Circuit de Sortie : Le courant I_C est fixé par la valeur de V_{CC} , de R_C et par la valeur de V_{CE} que l'utilisateur désire. Le calcul de la résistance R_C donne : $R_C = (V_{CC} - V_{CE}) / I_C$

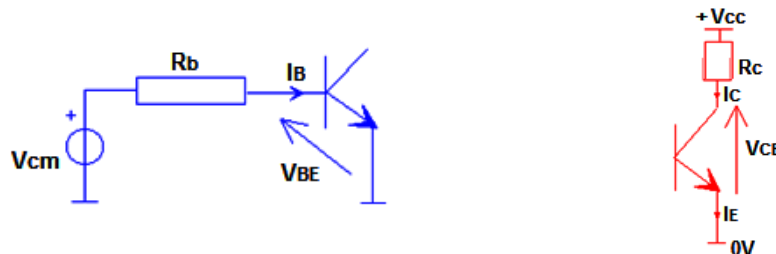


Figure III.5 : Circuit de polarisation pour relever les caractéristiques statiques d'entrée et de sortie du transistor NPN

Lorsque le transistor est saturé : l'interrupteur est fermé donc la tension $V_{CE} = 0V$

On en déduit alors soit le courant I_C qui circule dans la résistance R_C (si la valeur de R_C est connue), soit la valeur de la résistance R_C (si la valeur du courant I_C est connue).

$$R_C = (V_{CC} - V_{CE}) / I_C = V_{CC} / I_C \text{ ou } I_C = (V_{CC} - V_{CE}) / R_C = V_{CC} / R_C$$

Lorsque le transistor est bloqué : l'interrupteur est ouvert, le courant $I_C = 0$.

Alors la tension V_{CE} est sensiblement égale à V_{CC} .

II.7.6 Caractéristiques d'un transistor

II.7.6.1 Caractéristique d'entrée : $I_B = f(V_{BE})$

La jonction Base-Emetteur est dite passante lorsque la tension V_{BE} est supérieure à la tension de seuil.

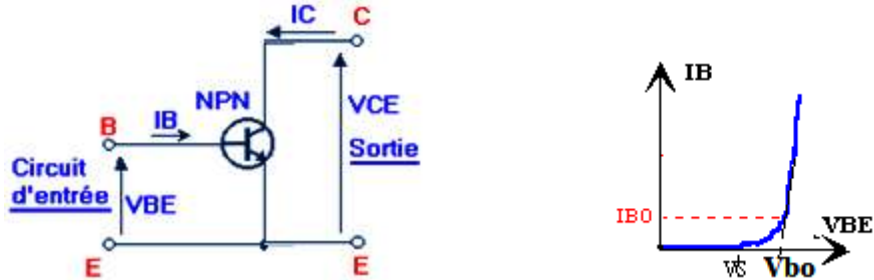


Figure III.6 : Montage émetteur commun pour relever les caractéristiques statiques d'entrée (I_B, V_{BE}) de transistor NPN

Dans ces conditions il y a présence d'un courant I_B .

La tension de seuil = tension de conduction de la diode ; $V_S \geq 0,7V$ pour un transistor au silicium.

La jonction Base - Emetteur est considérée bloquée si la tension V_{BE} est inférieure à la tension de seuil.

II.7.6.2 Caractéristique de transfert : $I_C = f(I_B)$

On peut remarquer deux régions sur cette caractéristique :

Une région de régime linéaire pour laquelle $I_C = \beta \cdot I_B$ et une région de régime saturé où même si I_B continue d'augmenter le courant I_C n'augmente plus (ou presque plus ; car il y a une légère pente). $I_C = \beta \cdot I_B$ est la formule clef de la commande d'un transistor bipolaire. Cette formule n'est valable que pour la région linéaire, c'est à dire tant que le transistor n'est pas saturé.

La constante β (qui est en fait la pente de la caractéristique de transfert en régime linéaire) s'appelle le gain en courant du transistor , il est donné par le constructeur sous la forme d'une plage de gain garantie pour un échantillon de composants. La valeur de I_{Csat} dépend uniquement du circuit de sortie.

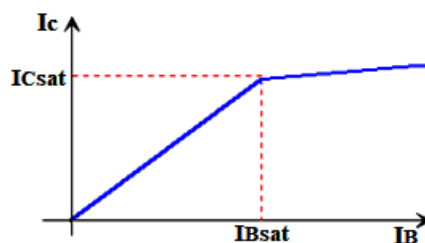


Figure III.7 : Caractéristiques de transfert en courant $I_C = f(I_B)$

III.7.6.3 Caractéristiques générales

La caractéristique de sortie du transistor est définie par la relation $I_C = f(V_{CE})$ avec $I_B = cte$. En pratique, on donne un réseau de caractéristiques pour plusieurs valeurs de I_B .

On distingue trois zones :

- Une zone importante où le courant I_C dépend de I_B ($I_C \approx \beta \cdot I_B$) et qui varie très peu avec V_{CE} . Cette caractéristique est celle d'un générateur de courant (de résistance interne très grande) utilisé en tant que récepteur.
- La zone des faibles tensions V_{CE} (0 à quelque Volts). On l'appelle zone de saturation. Quand la tension C-B diminue pour devenir très faible, la jonction C-B cesse d'être polarisée en inverse et l'effet transistor décroît rapidement. A la limite, la jonction C-B devient polarisée en direct : le transistor est équivalent à deux diodes en parallèles.
- Lorsque le transistor est bloqué, la jonction Base-Emetteur n'est plus passante. La tension V_{BE} est inférieure à la tension de conduction, la valeur du courant I_B est nulle.

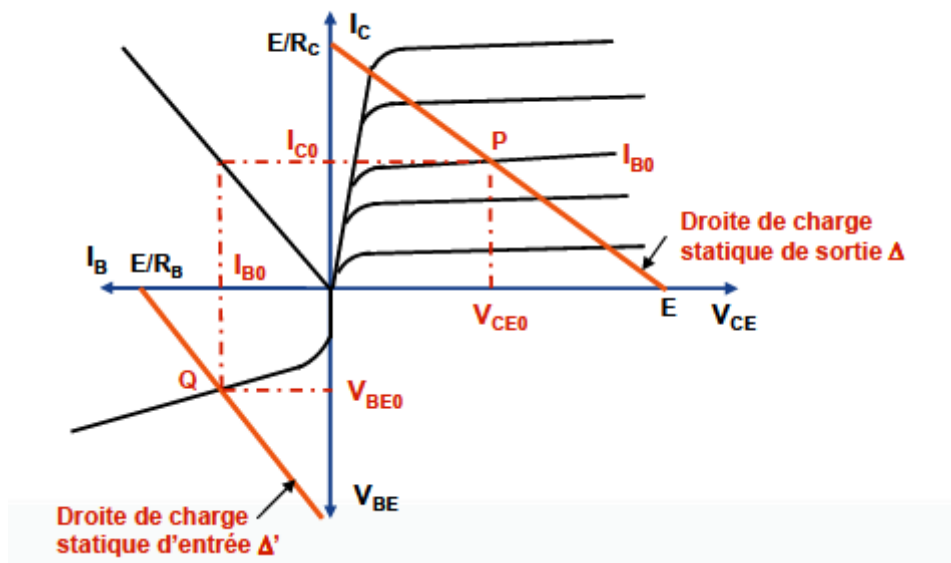


Figure III.8 : Réseau de caractéristiques statiques du transistor NPN.

Le point de fonctionnement Q dans le réseau d'entrée $I_B = f(V_{BE})$ est situé à l'intersection de la droite de charge Δ' et de la caractéristique

Le point de fonctionnement P dans le réseau de sortie $I_C = f(V_{CE})$ est situé à l'intersection de la droite de charge Δ et d'une caractéristique $I_B = cste$.

III.8 Le transistor bipolaire en régime dynamique (ou variable)

Ajoutons à l'entrée du montage du transistor en émetteur commun en régime statique, un générateur de tension sinusoïdale $V_e(t) = V_m \sin(\omega t)$.

Le point de repos en régime statique (en absence de $V_e(t)$) est repéré par les points $P_0(V_{CE0}, I_{C0})$, $P'_0(I_{B0}, I_{C0})$ et $P''_0(I_{B0}, V_{BE0})$

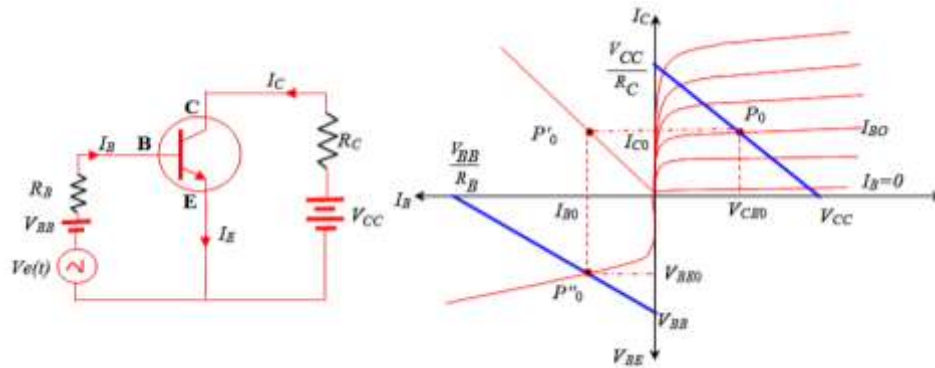


Figure III.9 : Montage émetteur commun pour relever les caractéristiques dynamiques du transistor NPN.

III.8.1 Principe de l'amplification (sans distorsion)

Pour un fonctionnement en petit signaux (V_m faible), on peut écrire

$$\begin{cases} I_B(t) = I_{B0} + i_b(t) \\ I_C(t) = I_{C0} + i_c(t) \end{cases} \quad \begin{cases} V_{BE}(t) = V_{BE0} + v_{be}(t) \\ V_{CE}(t) = V_{CE0} + v_{ce}(t) \end{cases}$$

Où $i_b(t)$, $i_c(t)$, $v_{be}(t)$ et $v_{ce}(t)$ représentent de petites variations autour des courants et des tensions continues I_{B0} , I_{C0} , V_{BE0} et V_{CE0} correspondants au point du repos.

Supposons que le générateur $V_e(t)$ induit une faible variation sinusoïdale de $i_b(t) = i_{bm} \sin(\omega t)$.

III.8.2 Caractéristique d'entrée

Le point de repos P''_0 va se déplacer entre P''_1 et P''_2 (sur la partie linéaire de la caractéristique d'entrée pour simplifier le raisonnement:

$$\begin{cases} P''_1: & I_B = I_{B0} + i_{bm} \\ P''_2: & I_B = I_{B0} - i_{bm} \end{cases}$$

III.8.3 Caractéristique de transfert en courant

A la suite, le point de repos P'_0 se déplace entre P'_1 et P'_2 . Comme la caractéristique est linéaire

$$I_C(t) \approx \beta I_B(t), \text{ on en déduit: } i_c(t) \approx \beta i_{bm} \sin(\omega t) = i_{cm} \sin(\omega t) \text{ et}$$

$$\begin{cases} P'_1: & I_C = I_{C0} + i_{cm} \\ P'_2: & I_C = I_{C0} - i_{cm} \end{cases}$$

III.8.4 Caractéristique de sortie

On a $V_{CE} = -R_C I_C + V_{CC} \rightarrow V_{CE0} + v_{ce}(t) = -R_C(I_{C0} + i_c(t)) + V_{CC}$ et donc : $v_{ce}(t) = -R_C i_c(t)$

Le déplacement de P'_0 induit donc le déplacement du point de repos P_0 sur la droite de charge entre les points P_1 et P_2

$$\begin{cases} P_1: & V_{CE} = V_{CE0} - v_{ce \max} \\ P_2: & V_{CE} = V_{CE0} + v_{ce \max} \end{cases}$$

Ainsi, le montage amplificateur (à transistor) est constitué à priori de deux circuits indépendants:

- un circuit de base dans lequel le courant injecté est à faible niveau $i_b(t)$;
- un circuit collecteur parcouru par un courant à fort niveau $i_c(t)$.

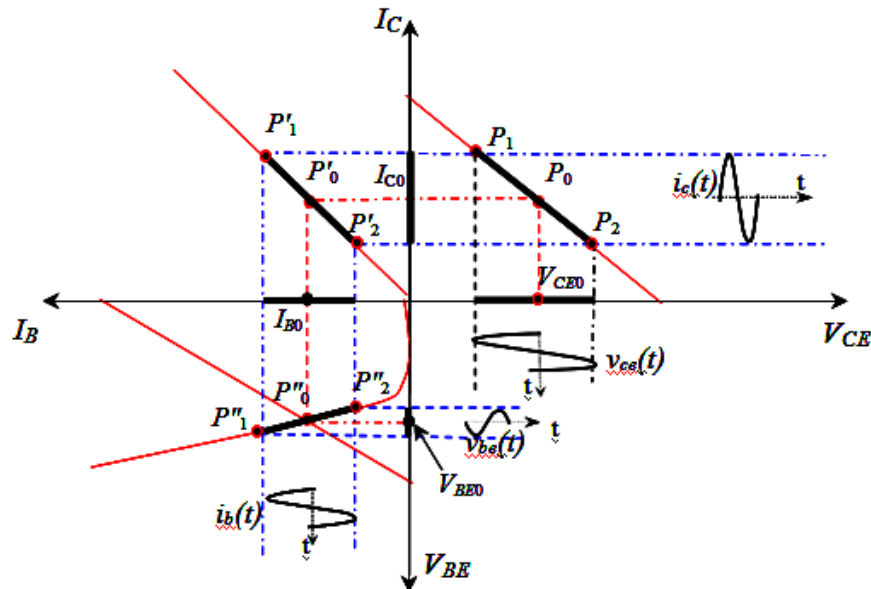


Figure III.10 : Réseau de caractéristiques statiques du transistor NPN.

Gain en courant est donné par : $A_i = \frac{i_c(t)}{i_b(t)} = \beta$ Gain en tension est donné par : $A_v = \frac{v_{ce}(t)}{v_{be}(t)}$

En ne s'intéressant qu'aux petites variations, on montre facilement que $v_{ce}(t) = -R_c i_c(t)$ (figure 4)

D'autre part on a: $v_{be}(t) = r_d \cdot i_b(t)$ (partie linéaire de la caractéristique d'entrée) avec r_d la résistance dynamique de la jonction E-B

On en déduit : $A_v = \frac{R_c}{r_d} \beta = \frac{R_c}{r_d} A_i$

En général $\beta \gg 1$ et $\frac{R_c}{r_d} \gg 1$

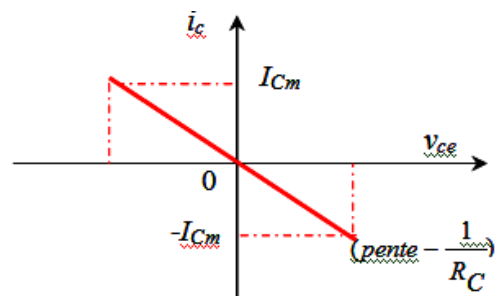
Le montage à base de transistor en émetteur commun permet une amplification en courant et en tension.

Le courant de sortie $i_c(t)$ et d'entrée $i_b(t)$ sont en phase : $i_c(t) = \beta i_b(t)$.

La tension d'entrée $v_{be}(t)$ et de sortie $v_{ce}(t)$ sont en opposition de phase : $v_{ce}(t) = -\beta \frac{R_c}{r_d} v_{be}(t)$.

L'amplification d'un petit signal alternatif à la base se fait sans distorsion au niveau du collecteur lorsque le point de repos est situé au milieu de la droite de charge statique.

C'est-à-dire $V_{CE0} \approx V_{CC}/2$.



Ce qu'il faut retenir de ce cours :

Voici les points essentiels à retenir de ce cours sur le transistor bipolaire à jonctions (BJT) :

1) Définition et structure

- ➡ Le transistor bipolaire est un composant actif à trois couches de type NPN ou PNP, avec trois bornes : émetteur (E), base (B), collecteur (C).
 - L'émetteur : très dopé, injecte les porteurs dans la base.
 - La base : très mince et faiblement dopée, laisse passer la plupart des porteurs vers le collecteur.
 - Le collecteur : recueille les porteurs en provenance de l'émetteur via la base.

2) Principe de fonctionnement

- ➡ Fonctionne grâce à deux jonctions PN : l'une est polarisée en direct (émetteur-base), l'autre en inverse (collecteur-base).
- ➡ Un faible courant de base (I_B) commande un courant beaucoup plus fort au collecteur (I_C), selon $I_C = \beta \cdot I_B$, où β est le gain en courant du transistor (souvent grand, ex : 100 à 200).
- ➡ Effet transistor : amplificateur de courant-le courant de base contrôle le courant collecteur.

3) Relations de courant

- ➡ Trois courants forment le transistor :
 - Courant de l'émetteur : I_E
 - Courant de la base : I_B
 - Courant du collecteur : I_C
 - Loi des nœuds : $I_E = I_C + I_B$
 - Le courant de base reste très faible devant ceux du collecteur et de l'émetteur :
 - Autres relations : $V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$; alpha statique $\alpha_{DC} = I_C / I_E = I_C / (I_C + I_B) \approx 1$ car $I_B \ll I_C$.

4) Modes de fonctionnement

- ➡ Zone de fonctionnement actif : amplification, jonction base-émetteur en direct et collecteur-base en inverse.
- ➡ Zone de saturation : les deux jonctions en direct (commutation/interrupteur fermé).
- ➡ Zone de blocage : les deux jonctions en inverse (interrupteur ouvert).

5) Applications principales

- ➡ Amplificateur de courant : petit courant d'entrée contrôle un courant de sortie largement supérieur.
- ➡ Commutateur électronique : ouverture ou fermeture d'un circuit selon la polarisation.

6) Caractéristiques importantes

- ➡ Tension base-émetteur (V_{BE}) : typiquement $\sim 0,6-0,7V$ (pour NPN au silicium).
- ➡ Point de fonctionnement (point de repos) : ensemble des tensions et courants pour garantir le fonctionnement stable voulu du transistor (ampli ou commutateur).

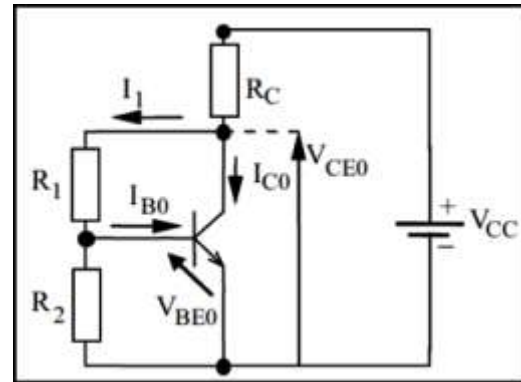
Exercices

Exercice 1 Stabilisation du point de repos par résistance base-collecteur

La figure ci-contre représente un circuit de polarisation du transistor NPN par résistance base-collecteur.

- Calculer les coordonnées I_{C0} et V_{CE0} du point de fonctionnement de ce montage.

On donne : $R_1 = 27 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 3 \text{ k}\Omega$, $R_C = 3 \text{ k}\Omega$,
 $V_{BE0} = 0,7 \text{ V}$, $V_{CC} = 12 \text{ V}$ et $\beta = 100$



Solution

Calcul des coordonnées I_{C0} et V_{CE0}

Les équations du circuit sont :

$$V_{CE0} = V_{CC} - (I_{C0} + I_1)R_C, \quad V_{BE0} = (I_1 - I_{B0}) R_2$$

$$I_2 = I_1 - I_{B0} = V_{BE0} / R_2 = 0,7 / (3 \times 10^3) = 0,233 \text{ mA}, \quad I_{B0} = I_{C0} / \beta, \quad V_{CE0} - V_{BE0} = I_1 R_1$$

$$V_{CC} = R_C \times [(\beta + 1) I_{B0} + I_2] + R_1 \times [I_{B0} + I_2] + R_2 I_2$$

$$V_{CC} = (R_C + R_1 + R_2) \times I_2 + [(\beta + 1) R_C + R_1] \times I_{B0}$$

On utilise les valeurs de l'application numérique pour déterminer la valeur de I_{B0} :

$$12 = (33 \times 10^3 \times 0,233 \times 10^{-3}) + (101 \times 3 \times 10^3 + 27 \times 10^3) \times I_{B0}$$

$$\text{On en déduit : } I_{B0} = 13,06 \times 10^{-6} \text{ A} = 13,06 \mu\text{A}$$

$$\text{Le courant } I_{C0} \text{ devient : } I_{C0} = \beta I_{B0} = 100 \times 13,06 \times 10^{-6} \text{ A} = 1,306 \text{ mA}$$

$$\text{Le courant } I_1 \text{ devient : } I_1 = I_2 + I_{B0} = (0,233 + 0,013) \text{ mA} = 0,246 \text{ mA}$$

On en déduit la différence de potentiel entre collecteur et émetteur :

$$V_{CE0} = V_{CC} - (I_{C0} + I_1) \times R_C = 12 - (1,306 + 0,246) \times 10^{-3} \times 3 \times 10^3 = 7,344 \text{ volts}$$

Les coordonnées du point de fonction sont : (1,306 mA, 7,344 V)

Exercice 2 Stabilisation du point de repos par deux résistances de base

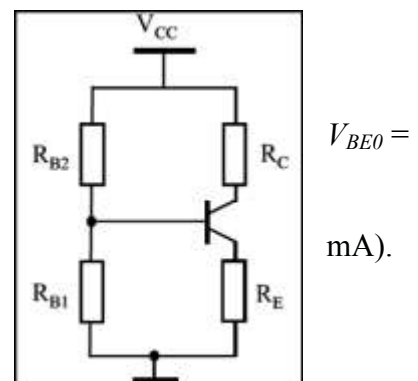
La figure ci-contre représente un circuit de polarisation du transistor NPN par deux résistances de base.

On suppose $\beta = 100$, $V_{CC} = 12 \text{ V}$, $R_C = 5 \text{ k}\Omega$, $R_{B1} = 10 \text{ k}\Omega$ et $0,7 \text{ V}$.

On désire avoir un point de fonctionnement ($V_{CE0} = 5 \text{ V}$, $I_{C0} = 1$

- Calculer les valeurs des résistances R_E et R_{B2} .

- Tracer la droite de charge statique et mettre le point de fonctionnement.



Solution

Calcul des valeurs de R_E et R_{B2} et tracé de la droite de charge statique

On applique le théorème de Thévenin à l'entrée. Les expressions de la résistance et de la tension de Thévenin sont

$$R_{TH} = R_{B1}R_{B2}/(R_{B1} + R_{B2}), E_{TH} = V_{CC} \times R_{B1}/(R_{B1} + R_{B2})$$

Si on néglige le courant I_{B0} devant le courant I_{C0} , la loi des mailles en sortie donne :

$$V_{CC} = R_C I_{C0} + V_{CE0} + R_E I_{C0}, \text{ soit : } 12 = 5 \times 10^3 \times 10^{-3} + 5 + R_E I_{C0}$$

$$\text{On en déduit : } R_E I_{C0} = 12 - 5 \times 10^3 \times 10^{-3} - 5 = 2 \text{ V}$$

On trouve :

$$R_E = 2 / I_{C0} = 2 / 10^{-3} = 2 \times 10^3 = 2 \text{ kV}$$

Or, la maille en entrée donne :

$$E_{TH} = V_{CC} \times R_{B1}/(R_{B1} + R_{B2}) = [R_{B1}R_{B2}/(R_{B1} + R_{B2})] \times (I_{C0}/\beta) + V_{BE0} + R_E I_{C0}$$

$$E_{TH} = 12 \times [R_{B1}/(R_{B1} + R_{B2})] - [R_{B1}R_{B2}/(R_{B1} + R_{B2})] \times (10^{-3}/100) = 2,7 \text{ V}$$

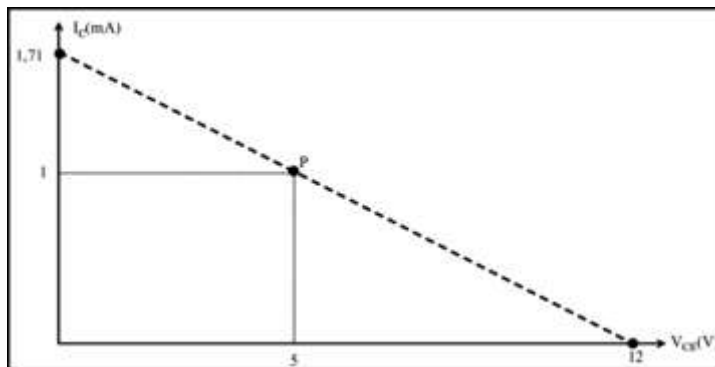
$$\text{On trouve donc : } (12 - 2,7) \times 10^4 = 2,8 \times R_{B2} \text{ soit : } R_{B2} = 9,7 / 2,8 \times 10^4 = 34,6 \text{ kV.}$$

L'équation de la droite de charge est : $V_{CC} = R_C I_{C0} + V_{CE0} + R_E I_{C0}$

La droite passe par point de coordonnées : ($V_{CE} = V_{CC} = 12 \text{ V}$, $I_C = 0 \text{ mA}$),

et le point de coordonnées : $V_{CE} = 0$, $I_C = V_{CC}/(R_C + R_E) = 12 / (7 \times 10^{-3}) = 1,76 \text{ mA}$.

2. Tracé de la droite de charge statique



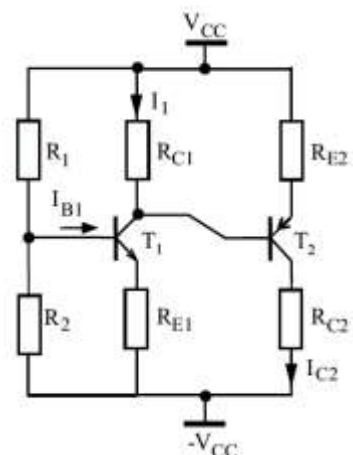
Exercice 3 Amplificateur à couplage direct NPN - PNP

La figure ci-contre représente un circuit de polarisation d'un amplificateur à deux transistors, l'un est du type NPN et l'autre du type PNP.

On suppose $\beta_1 = \beta_2 = 100$ et $V_{BE01} = V_{BE02} = 0,7 \text{ V}$.

On donne : $V_{CC} = 12 \text{ V}$, $R_{C2} = 3 \text{ kV}$, $R_{E1} = 30 \text{ kV}$.

On désire avoir le potentiel du collecteur du deuxième transistor nul et $V_{EC2} = 10 \text{ V}$, lorsque le potentiel de la base du premier



transistor est forcé à la masse. Calculer les valeurs du courant I_{C2} et en déduire la valeur de la résistance R_{E2} .

Solution**Calcul de la valeur de I_{C2} et de R_{E2}**

On commence par déterminer les potentiels connus :

$$V_{B1} = 0, V_{E1} = V_{B1} - 0,7 \text{ V} = -0,7 \text{ V}, V_{C2} = 0$$

$$V_{E2} = V_{EC2} - V_{C2} = 10 \text{ V},$$

Puisque le potentiel du collecteur du deuxième transistor est nul, le courant I_{C2} devient :

$$I_{C2} = [V_{C2} - (-V_{CC})] / R_{C2} = V_{CC} / R_{C2} = 12 / (3 \times 10^3) = 4 \text{ mA}$$

Puisque la différence de potentiel entre émetteur et collecteur doit être égale à 10

volts, la résistance R_{E2} doit être égale à :

$$R_{E2} = [V_{CC} - V_{EC2}] / I_{E2} \approx [V_{CC} - V_{EC2}] / I_{C2} = (12 - 10) / (4 \times 10^{-3}) = 500 \Omega$$

Activités d'apprentissage et d'évaluation (Questionnaire à choix multiples)

Cocher là où les bonnes réponses sachant que une mauvaise réponse annule une bonne réponse dans la même question

Q1) La base d'un transistor NPN est mince et :

- a. Fortement dopé.
- b. Légèrement dopé.
- c. Métallique.

Q2) Quelle est la couche la plus fortement dopée dans un transistor bipolaire NPN ?

- a. La base
- b. Le collecteur
- c. L'émetteur
- d. Aucune

Q3) Quelle affirmation décrit correctement la polarisation en fonctionnement normal du transistor NPN ?

- a. la jonction émetteur-base est polarisée en direct, la jonction collecteur-base est polarisée en inverse.
- b. la jonction émetteur-base est polarisée en inverse, la jonction collecteur-base est polarisée en direct.
- c. les 2 jonctions sont polarisées en inverse.
- d. les 2 jonctions sont polarisées en direct.

Q4) Le gain en courant du transistor (β) correspond à :

- a. I_B/I_E
- b. I_B/I_C
- c. I_C/I_B
- d. I_E/I_B

Q5) Quel mode correspond à un transistor bloqué ?

- a. Les deux jonctions sont polarisées en direct.
- b. La jonction émetteur-base est polarisée en direct.
- c. Les deux jonctions sont polarisées en inverse.
- d. Le courant collecteur est maximal

Q6) Quel est le rôle principal de l'émetteur dans un transistor bipolaire NPN ?

- a. Injecter des électrons dans la base.
- b. Recueillir les électrons de la base.
- c. Transmettre l'énergie thermique.
- d. Bloquer le courant inverse

Q7) Dans un transistor bipolaire classique, quel est l'ordre de grandeur du coefficient de gain en courant statique β_{DC}

- a. $0.95 < \beta_{DC} < 1$
- b. $10 < \beta_{DC} < 30$
- c. $100 < \beta_{DC} < 300$
- d. $1000 < \beta_{DC} < 3000$

Q8) Lorsqu'un transistor NPN est 'bloqué', que peut-on dire de ses courants I_B et I_C

- a. $I_B = 0$ et $I_C = 0$.
- b. $I_B = 0$ et $I_C \neq 0$.
- c. $I_B \neq 0$ et $I_C = 0$.
- d. $I_B > 0$ et $I_C > 0$

Q9) Dans un transistor bipolaire NPN, quel est le rôle principal de la base (B) ?

- a. Injecter les électrons dans le collecteur.
- b. Recueillir les électrons venant de l'émetteur.
- c. Transmettre les électrons de l'émetteur au collecteur..
- d. Fournir la majorité des porteurs dans le collecteur.

Q10) Lorsqu'un transistor NPN est saturé, quelle est la condition sur ses jonctions ?

- a. Les deux jonctions sont polarisées en direct.
- b. Jonction émetteur-base en direct, collecteur-base en inverse.
- c. Les deux jonctions sont polarisées en inverse.
- d. Jonction émetteur-base en inverse, collecteur-base en direct

Q11) Lors d'une saturation du transistor, que peut-on dire de la tension V_{CE} ?

- a. V_{CE} est sensiblement nul.
- b. V_{CE} est égal à V_{CC} .
- c. V_{CE} est maximal.
- d. $V_{CE} = V_{BE}$

Q12) Quelle propriété permet à un transistor bipolaire d'agir comme amplificateur de courant ?

- a. La faible épaisseur de la base.
- b. La polarisation inverse de la jonction émetteur-base.
- c. La recombinaison élevée dans la base.
- d. La largeur de la zone de déplétion du collecteur.

Plan détaillé du cours : (04 semaines)

Ce chapitre couvre la compréhension physique, les caractéristiques électriques, les modes de fonctionnement et les applications pratiques des transistors à effet de champ, avec un accent particulier sur les JFET et MOSFET, leurs types, structures, et usages en électronique numérique et analogique. Le plan de cours est détaillé comme suit :

- Introduction aux transistors effet de champ (FET), distinction entre FET jonction (JFET) et FET grille isolée (IGFET ou MOSFET).
- Structure et principe de fonctionnement du transistor JFET, notamment canal N et canal P.
- Fonctionnement du JFET sans et avec polarisation de grille, étude des caractéristiques de sortie et de transfert, et identification des différentes zones de fonctionnement (linéaire, pincement, saturation, avalanche).
- Paramètres statiques du JFET : caractéristiques entrée-sortie, résistance drain-source, conductance mutuelle, etc.
- Applications spécifiques des FET : interrupteur analogique (shunt et série), multiplexeur analogique, résistance commandée par tension, résistance non linéaire, source de courant.
- Transistor MOSFET : structure, fonctionnement, distinction entre MOSFET à appauvrissement (D-MOSFET) et à enrichissement (E-MOSFET).
- Etude détaillée des MOSFET canal N et canal P pour les deux types, caractéristiques de sortie, seuil de tension, et fonctionnement en régime linéaire et saturation.
- Utilisations des MOSFET en amplification et commutation, montage CMOS et portes logiques CMOS (NON, NAND, NOR).
- Introduction au transistor V-MOS à structure verticale, avantages et caractéristiques.
- Activités d'apprentissage et évaluation avec questionnaire à choix multiples sur les concepts abordés.

Mots-clés : Transistor effet de champ , FET ; Transistor bipolaire vs unipolaire ; Portes (source, drain, grille) ; Canal N et canal P ; Tension grille-source (V_{GS}) ; Tension drain-source (V_{DS}) ; Courant drain-source (I_D) ; Tension de pincement (V_p) ; Résistance drain-source (R_{DS}) , Conductance mutuelle (g_m) ; D-MOSFET) ; E-MOSFET) ; Tension seuil (V_{TH}) ; Transistors CMOS ; Portes logiques CMOS : NON, NAND, NOR ; Transistor V-MOS; Amplification ; commutation.

Compétences visées

Ces compétences visent à fournir à l'étudiant des bases solides en physique des semi-conducteurs et électronique des transistors à effet de champ (FET), avec un accent sur la compréhension approfondie et l'application pratique en électronique analogique et numérique. Les compétences visées dans ce cours sur les transistors FET sont les suivantes : Décrire les différences fondamentales entre transistors bipolaires et transistors à effet de champ. Expliquer la structure physique et le rôle des différentes électrodes (Source, Drain, Grille). Distinguer les différents types de FET : JFET (jonction), IGFET/MOSFET (grille isolée), DMOSFET, EMOSFET. Expliquer le contrôle du courant par la tension grille-source (V_{GS}). Interpréter les schémas de principe et comprendre la polarité des tensions et courants principaux. Analyser le phénomène de « pincement » du canal et le mode de saturation. Lire et expliquer les courbes caractéristiques de sortie $ID=f(V_{DS})$ et de transfert $ID=f(V_{GS})$ des FET. Distinguer et interpréter les différentes zones de fonctionnement : résistance ohmique, saturation, coupure, avalanche. Utiliser les paramètres statiques : résistance drain-source R_{DS} , conductance mutuelle g_m . Comprendre l'intérêt pratique des FET et des MOSFET (faible consommation, haut niveau d'intégration, rapidité, protection thermique). Expliquer les utilisations en commutation (interrupteur, multiplexeur). Décrire les applications comme résistance variable, source de courant, portes logiques CMOS (NOR, NAND...).

Objectifs scientifiques et pédagogiques du cours

Les objectifs de ce cours se résument dans les points suivants :

- ✚ Comprendre les principes physiques fondamentaux régissant le fonctionnement des transistors à effet de champ FET (JFET, MOSFET), en particulier les phénomènes de conduction unipolaire.
- ✚ Acquérir une connaissance approfondie des composants électroniques élémentaires et examiner leurs applications dans les fonctions de base (commutation, amplification, logique, etc.).
- ✚ Être capable d'identifier et de modéliser un transistor à effet de champ dans un schéma électronique complexe.
- ✚ Acquérir une connaissance détaillée des composants FET : JFET, MOSFET (types appauvrissement et enrichissement),
- ✚ Analyser et comparer le fonctionnement des différents types de FET (JFET, MOSFET à canal N/P), y compris leur polarisation et régimes d'opération.
- ✚ Analyser la structure interne des JFET et MOSFET, leurs caractéristiques statiques et dynamiques, et les principes de commande par tensions grille-source et drain-source.
- ✚ Étudier les zones de fonctionnement des transistors FET (linéaire, pincement, saturation, avalanche) et leurs impacts sur les performances du dispositif.
- ✚ Savoir réaliser et interpréter les caractéristiques électriques expérimentales et théoriques des transistors FET.
- ✚ Approfondir la compréhension des technologies CMOS et V-MOS, leur structure, fonctionnement, et avantages respectifs.

IV.1 Introduction

Les Transistors à Effet de Champ TEC (FET : Field Effect Transistor), diffèrent complètement des transistors bipolaires. Le transistor bipolaire repose sur deux types de charges: les électrons libres et les trous. C'est pour cela qu'il est nommé bipolaire. Par contre un FET à jonctions ce sont des composants unipolaires car leur fonctionnement ne dépend que d'un seul type de charge : soit les électrons libres, soit les trous. En d'autres termes, un TEC a des porteurs majoritaires, mais pas de porteurs minoritaires.

Dans un TEC le courant est créé par le déplacement d'un seul type de porteurs les majoritaires modifié par un champ électrique appliqué transversalement au sens de déplacement des porteurs (par application d'une tension V_{GS}). Le transistor à effet de champ à jonctions comporte trois électrodes :

1. une électrode qui injecte les porteurs dans la structure (canal) : la source (S).
2. une électrode qui recueille les porteurs : le drain (D).
3. une électrode où est appliquée la tension de commande : la grille –gate (G).

La partie du semiconducteur située sous la grille est appelée le canal.

Le courant traverse le canal 'N' ou 'P' entre source et drain.

La commande s'effectue par une tension entre grille et source.

La dénomination « transistor à effet de champ » (TEC ou FET) regroupe deux types de transistors :

✚ Le TEC à jonction (JFET)

✚ le TEC à grille isolée (IGFET: insulated gate FET, MOSFET: Métal Oxyde Semiconductor FET)

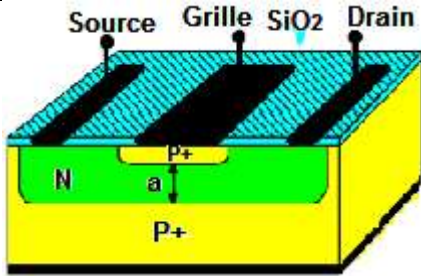
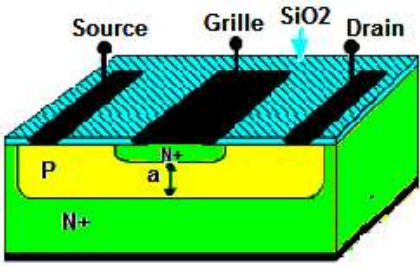
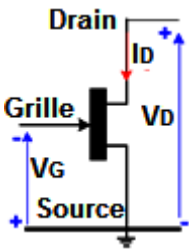
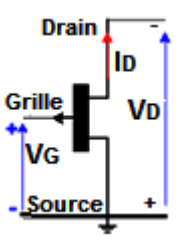
IV.2 Le transistor JFET**IV.2.1 Structure (TEC à canal N)**

La structure interne d'un TEC à canal N est décrite à la figure ci-dessous.

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

Il existe aussi des JFET ayant un canal P qui sont complémentaires des transistors canal N. Pour ces transistors canal P, toutes les tensions et les courants sont à inverser.

Tableau IV.1 : Structure et symbole électrique d'un transistor JFET à canal N ou P.

Type	Canal N	Canal P
structure		
Symbole		
Notes	-le canal est de type 'N' -la grille de type P^+. -Porteurs : électrons majoritaires d'un SC 'N' traversent le canal de la source vers le drain. -Sens du courant : drain $\rightarrow$ source, donc le drain est à un potentiel positif par rapport à la source. -La jonction grille canal polarisée en inverse donc la grille doit être à un potentiel négatif par rapport à la source. - $V_{GS} < 0$ V ; $V_{DS} > 0$; $I_D > 0$	-le canal est de type 'P' - la grille de type N^+. -Porteurs : trous majoritaires d'un SC 'P' traversent le canal de la source vers le drain. -sens du courant : source $\rightarrow$ drain, donc le drain est à un potentiel négatif par rapport à la source. -La jonction grille canal polarisée en inverse donc la grille doit être à un potentiel positif par rapport à la source. - $V_{GS} > 0$; $V_{DS} < 0$; $I_D < 0$

IV.2.1 Principe de fonctionnement (JFET- canal N)

IV.2.1.1 Fonctionnement sans polarisation de grille :

A l'absence de tension V_{GS} :

- $V_{GS} = 0$ V (grille et source reliées) avec $V_{DS} = 0$ V

La mise en contact des zones P et N donne naissance à des zones de charges d'espace qui diminuent la largeur effective du canal

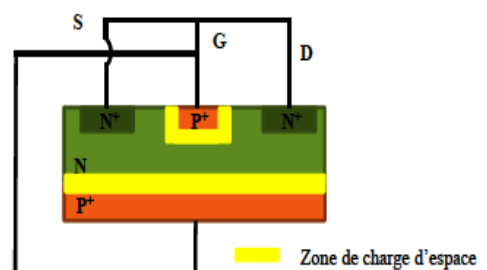


Figure IV.1 : Fonctionnement sans polarisation de grille à l'absence de tension V_{GS} avec $V_{DS} = 0$ V.

- $V_{GS} = 0$ V (grille et source reliées) avec $V_{DS} \geq 0$ V faible

La jonction grille drain est polarisée en inverse. Les zones de charge d'espace augmentent. Si V_{DS} faible, le canal se comporte comme une résistance R_{DS} . Donc le transistor a un comportement ohmique.

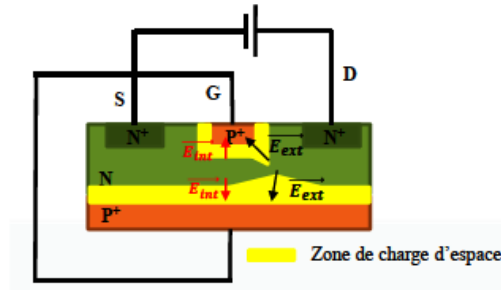


Figure IV.2 : Fonctionnement sans polarisation de grille avec $V_{DS} \geq 0$ V faible.

- $V_{GS} = 0$ V (grille et source reliées) avec $V_{DS} \geq 0$ V élevée

Si V_{DS} augmente la section conductrice du canal diminue donc R_{DS} augmente et le courant I_D entre le drain et la source commence à être limité. Lorsque les deux zones de charge d'espace se rejoignent le canal est pincé ($V_{DS} = V_p$). C'est la tension de pincement ou V_p (tension de pinch-off) qui correspond au courant de saturation I_D que l'on appelle I_{DSS} (Zone de saturation).

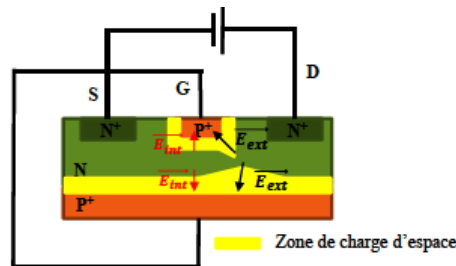


Figure IV.2 : Fonctionnement sans polarisation de grille avec $V_{DS} \geq 0$ V élevée.

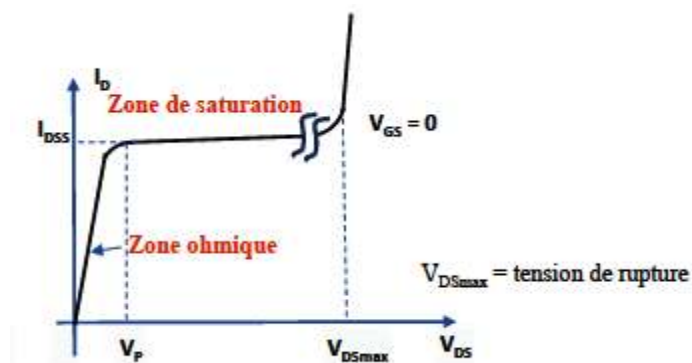


Figure IV.1 : Caractéristique de sortie typique d'un transistor TEC à canal N A l'absence de tension V_{GS} .

IV.2.1.2 Fonctionnement avec polarisation de grille.

En présence d'une tension V_{GS} :

Si maintenant on applique une tension V_{GS} à l'espace grille-source (polarisation de la jonction en inverse)

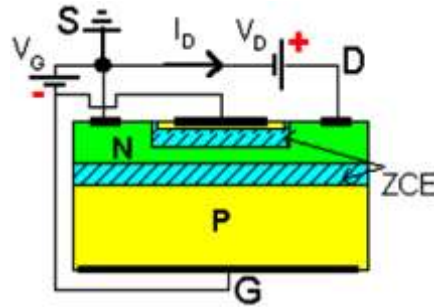


Figure IV.3 : Fonctionnement sous polarisation de grille en présence d'une tension V_{GS} .

- $V_{GS} < 0 \text{ V}$ et $V_{DS} = 0 \text{ V}$
 - Si $|V_{GS}|$ augmente l'épaisseur du canal se rétrécit donc le canal est totalement pincé lorsque : $V_{GS} = -V_p$
- $V_{GS} < 0 \text{ V}$ – $V_{DS} > 0 \text{ V}$
 - Si $|V_{GS}| < V_p$ le canal ne peut être complètement fermé, donc le courant I_D qui circule dépend de V_{DS} et V_{GS}
 - Si $V_{DS} > V_{DS\text{coude}} = V_p - V_{GS}$ le courant I_D n'augmente plus

IV.2.2 Caractéristiques de sortie et de transfert

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

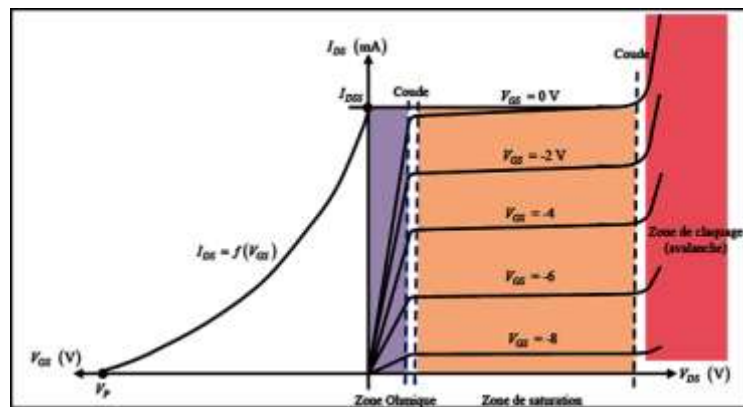


Figure IV.4 : Caractéristiques du FET à jonction

a) Zone résistive

Pour les tensions V_{DS} faibles, le canal se comporte comme une résistance ohmique dont la valeur est fonction de sa section et donc de la tension inverse entre la grille et la source. Le JFET est alors équivalent à une résistance commandée par une tension.

Pour une valeur V_p suffisamment négative de V_{GS} , la conduction s'annule. On dit que le canal est « pincé » et que V_p est la tension de pincement.

b) Zone du coude

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

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

Quand V_{DS} augmente, la valeur du courant drain résulte de deux phénomènes compétitifs : une croissance liée au caractère ohmique du canal et une diminution liée au pincement progressif de ce canal (figure III.5).

c) Zone de saturation

Dans cette zone tout accroissement de V_{DS} qui augmenterait le courant I_{DS} augmente aussi le pincement. Quand le canal se pince, la densité du courant augmente jusqu'à ce que les porteurs atteignent leur vitesse limite : le courant drain ne dépend quasiment pas de V_{DS} . Cette région est dite zone de saturation. La valeur maximum de I_{DS} pour $V_{GS}=0$, qui correspond au pincement du canal est notée I_{DSS} .

d) Zone d'avalanche

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

IV.2.3 Paramètres statiques du TEC

Le transistor est considéré comme un quadripôle. Les paramètres obtenus en considérant le montage suivant :

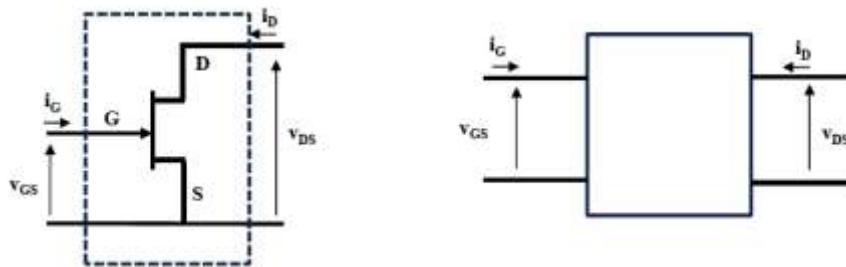


Figure IV.5 : Représentation d'un quadripôle émetteur commun.

- Paramètres d'entrée : I_G et V_{GS}
- Paramètres de sortie : I_D et V_{DS}
- La tension V_{GS} est toujours négative
- La jonction Grille-Source est polarisée en inverse donc $I_G = 0$
- Le courant de drain I_D est fonction de la tension de drain et de la tension de grille, la loi de variation du courant I_D est :
 - Dans la zone ohmique : $V_{DS} < V_{DS\text{coude}} = V_p + V_{GS}$

$$I_D = I_{DSS} \left(\frac{2V_{DS}}{V_p} + \frac{2V_{GS}V_{DS}}{V_p^2} - \frac{V_{DS}^2}{V_p^2} \right) \text{ avec : } V_p > 0 \text{ et } V_{GS} < 0$$

- Dans la zone de saturation : $V_{DS} < V_{DS\text{coude}}$ la caractéristique est parabolique et on peut écrire : $I_D = I_{DSS}(1 + \frac{2V_{GS}}{V_p})^2$ avec : $V_p > 0$ et $V_{GS} < 0$ Dans ce cas I_D est indépendant de V_{DS}
- La résistance entre les bornes de drain et de source R_{DS} est définie comme le rapport de la petite variation de la tension de drain à la variation correspondante du courant de drain à une tension de grille constante. $R_{DS} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D}$ dépend de la zone d'utilisation du TEC
- la résistance Grille-Source est très grand soit : $R_{GS} = \frac{\Delta V_{GS}}{\Delta I_G}$ (La jonction Grille-Source est polarisée en inverse donc $I_G = 0$).
- La conductance mutuelle g_m : est défini comme le rapport de la petite variation du courant de drain à la variation correspondante de la tension de grille à une tension de drain constante. (Pente de la caractéristique $I_D = f(V_{GS})$ dans la zone de saturation)

$$g_m = (\frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}})_{V_{DS}=\text{cste}} \quad \text{avec : } I_D = I_{DSS}(1 + \frac{2V_{GS}}{V_p})^2 \Rightarrow g_m = \frac{2I_{DSS}}{V_p}(1 + \frac{V_{GS}}{V_p})$$

Pour : $V_{GS} = 0 \Rightarrow I_D = I_{DSS} \Rightarrow g_m = g_{m0}$ (valeur maximale)

Pour : $-V_p < V_{GS} < 0 \Rightarrow g_m = g_{m0}(1 + \frac{V_{GS}}{V_p})$

IV.2.4 Applications spécifiques des FETs

IV.2.4.1 Interrupteur analogique

On utilise le TEC comme interrupteur. Pour obtenir ce mode de fonctionnement, la tension V_{GS} prend seulement deux valeurs : zéro ou une valeur inférieure à $V_{GS\text{off}}$. De cette manière le TEC fonctionne en région ohmique ou en blocage.

- Lorsque le TEC est bloqué, le courant I_{DS} est nul, on peut donc considérer que le transistor est équivalent à un circuit ouvert.
- Lorsque le TEC fonctionne en région ohmique, le transistor se comporte comme une résistance de valeur R_{DS} (à condition que V_{DS} reste faible).

Le TEC est donc équivalent au montage suivant :

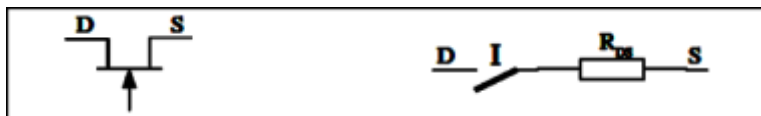


Figure IV.6 : Mode de fonctionnement d'un FET comme interrupteur analogique.

- Pour $V_{GS} = 0$, l'interrupteur est fermé.
- Pour $V_{GS} < V_{GS\text{off}}$, l'interrupteur est ouvert.

a) L'interrupteur shunt

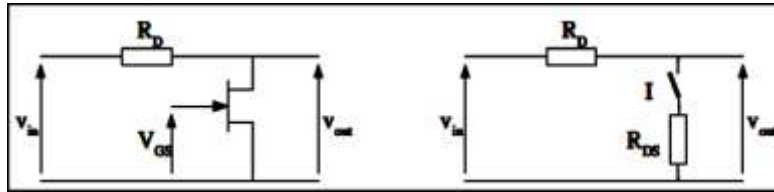


Figure IV.7 : Mode de fonctionnement d'un FET comme un interrupteur shunt.

- Pour $V_{GS} < V_{GSoff}$, l'interrupteur est ouvert : $V_{out} = V_{in}$.
- Pour $V_{GS} = 0V$, l'interrupteur est fermé. Si $R_D \gg R_{DS}$, V_{DS} reste faible donc le transistor fonctionne bien en zone ohmique : $V_{out} \approx 0V$.

b) L'interrupteur série

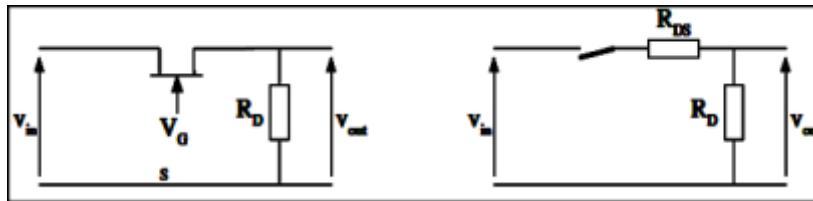


Figure IV.8 : Mode de fonctionnement d'un FET comme un interrupteur série.

- Pour $V_{GS} < V_{GSoff}$, l'interrupteur est ouvert : $V_{out} \approx 0$.
- Pour $V_{GS} = 0$, l'interrupteur est fermé. Si $R_D \gg R_{DS}$, V_{DS} reste faible donc le transistor fonctionne bien en zone ohmique : $V_{out} = V_{in}$.

Le rapport onoff de l'interrupteur série est supérieur à celui de l'interrupteur shunt.

IV.2.4.2 Multiplexeur analogique

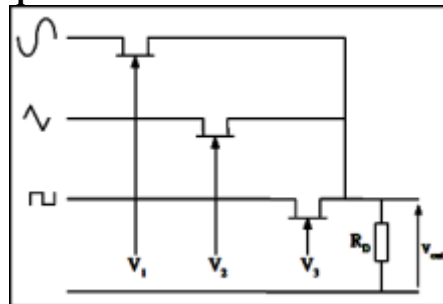


Figure IV.9 : Mode de fonctionnement d'un FET comme un Multiplexeur analogique.

IV.2.4.3 Résistance commandée par une tension

Dans la région ohmique, la résistance drain-source R_{DS} est fonction de la valeur de V_{GS} . Plus cette tension est négative et plus R_{DS} est grand. Pour V_{GS} nul, la valeur de R_{DS} est voisine d'une centaine d'ohms. Si la tension aux bornes de R_{DS} est inférieure à 100 mV, le FET peut être utilisé avec des tensions alternatives. On peut utiliser cette résistance commandée en tension pour stabiliser le taux de réaction dans un oscillateur.

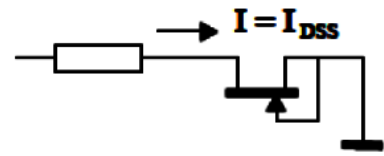
IV.2.4.4 Résistance non linéaire

Un transistor dont la grille est reliée au drain se comporte comme une résistance non linéaire dont la caractéristique est le lieu des points tels que $V_{DS} = V_{GS}$.

IV.2.4.5 Source de courant

On trouve dans les catalogues des constructeurs des diodes à courant constant qui sont en fait des transistors à effet de champ dont la grille est reliée à la source. Cette « diode » se comporte comme un générateur de courant constant égal à I_{DSS}

(gamme 0,2 à 5 mA) et de résistance interne R (gamme 20 M Ω à 200 k Ω). La chute de tension dans la diode doit rester inférieure à la tension de claquage du transistor.

**IV.3 Transistor à effet de champ à grille isolée Metal Oxide Semiconductor (MOSFET)**

MOSFET est un acronyme pour (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor).

Les MOSFET ou transistors MOS sont des transistors à effet de champ dont la grille métallique est totalement isolée du canal par une mince couche isolante d'oxyde de silicium (SiO_2) d'épaisseur voisine de 0,1 μm . La grille, la couche de silice et le canal constituent un condensateur dont la polarisation peut modifier la conductivité du canal.

IV.3.1 Structure et fonctionnement

Le transistor MOS possède 4 électrodes : la Source (S) : point de départ des porteurs, le Drain (D) : point de collecte des porteurs. La Grille (G) et le Substrat (B) sont les électrodes de la capacité MOS qui contrôle le nombre de porteurs présents dans le canal.

L'intensité du courant circulant entre la source et le drain est commandée par la tension entre la grille et le substrat. Très souvent les électrodes de source et de substrat sont électriquement reliées, on retrouve un composant à 3 électrodes dans lequel le courant entre le Drain et la Source I_{DS} est commandé par une tension V_{GS} entre la Grille et la Source (potentiel de source = potentiel de substrat).

Les deux types fondamentaux de MOSFET sont les MOSFET à appauvrissement (Depletion) DMOSFET et les MOSFET à enrichissement (Enhancement) E-MOSFET. Dans chaque type de MOSFET, on peut distinguer le MOSFET canal N (le courant provient du déplacement d'électrons) et le MOSFET canal P (le courant provient du déplacement de trous). Dans les MOSFET, le type du canal (N ou P) ne correspond pas forcément au type du semi-conducteur sous la grille.

IV.3.2 MOSFET à appauvrissement (D-MOSFET)

Sur un substrat (B) dopé P sont diffusées deux zones très dopées N^+ formant le drain et la source reliées par un canal dopé N. Il existe également des MOS avec un canal P et qui fonctionnent avec des tensions et des courants opposés à ceux ayant un canal N.

Sur le symbole utilisé pour la représentation des MOS à canal diffusé, le canal est représenté par un trait continu. Une flèche figure la jonction substrat-canal, elle est orientée dans

le sens passant de la diode. Les quatre électrodes peuvent être accessibles mais le substrat et la source peuvent être reliés en interne.

Les transistors MOS à appauvrissement sont passants sans tension de commande sur la grille (NORMALLY ON), ils deviennent de moins en moins conducteurs au fur et à mesure que la tension de commande augmente pour finalement se bloquer au delà d'une tension de blocage V_{GSoff} . Dans le D-MOSFET ou à canal diffusé, le drain et la source sont reliés par un canal étroit du même type.

IV.3.2.1 D-MOSFET Canal N

Si on applique une tension négative sur la grille par rapport au substrat, les électrons sont repoussés et la conductivité du canal diminue.

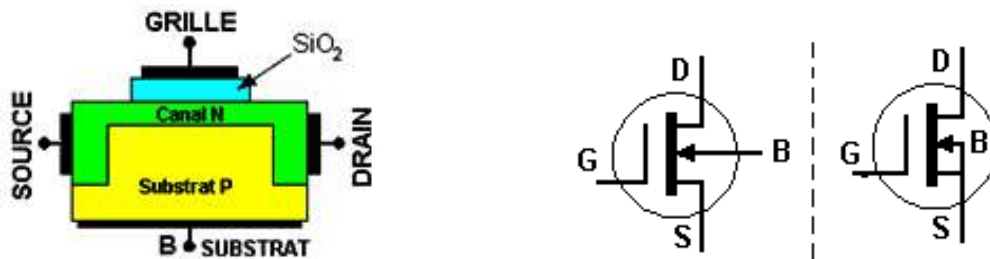


Figure IV.10 : Structure et Symboles d'un transistor MOS à appauvrissement de type N.

IV.3.2.2 D-MOSFET Canal P

Si on applique une tension positive sur la grille par rapport au substrat, les trous sont repoussés et la conductivité du canal diminue.



Figure IV.11 : Structure et Symboles d'un transistor MOS à appauvrissement de type P.

IV.3.3 MOSFET à enrichissement (E-MOSFET)

Pour ce type de transistor il n'y a pas de canal créé lors de la fabrication. Pour les tensions de grille V_{GS} négatives, la jonction drain-substrat est bloquée et le courant drain I_D est nul. Les seuls porteurs libres dans la zone P sont des électrons d'origine thermique. Si V_{GS} est assez positif, les charges négatives du matériau P se regroupent au voisinage de la grille et forment une couche conductrice entre le drain et la source. Cette couche se comporte comme une zone N qui est induite dans la zone P par inversion de la population des porteurs. Il existe également des transistors complémentaires dans lesquels le canal induit est de type P.

Dans le transistor E-MOSFET à canal induit le drain et la source ne sont pas reliés par un canal du même type. Sans tension de commande, le E-MOSFET est bloqué : (NORMALLY OFF).

IV.3.3.1 E-MOSFET Canal N

En appliquant une tension positive sur la grille, on attire les électrons à l'interface isolant-semiconducteur et on repousse les trous. A partir d'une certaine valeur : tension de seuil V_{TH} (Threshold Voltage), une couche d'inversion apparaît et le transistor devient de plus en plus passant.

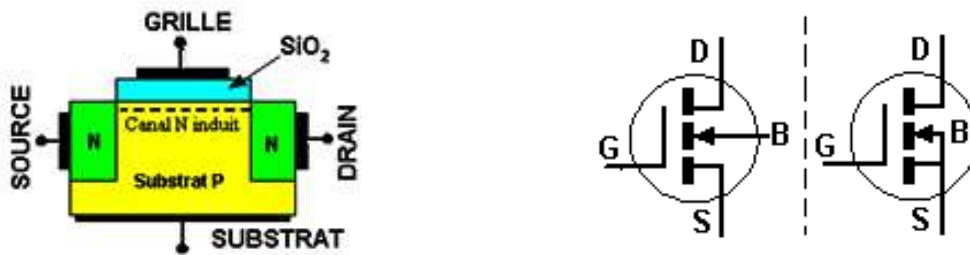


Figure IV.12 : Structure et Symboles d'un transistor MOS à enrichissement de type N.

IV.3.3.2 E-MOSFET Canal P

En appliquant une tension négative sur la grille, on attire les trous à l'interface isolant-semiconducteur et on repousse les électrons. A partir d'une certaine valeur de la tension de grille V_{TH} , ils deviennent passants. Plus $|V_{GS}| > |V_{TH}|$, plus le E-MOS devient passant. Une couche d'inversion apparaît et le transistor devient de plus en plus passant.

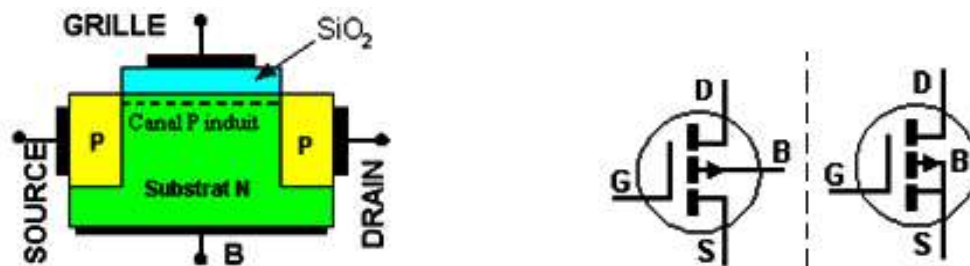


Figure IV.13 : Structure et Symboles d'un transistor MOS à enrichissement de type P.

IV.3.4 Réseaux de caractéristiques pour les MOSFET

La tension appliquée entre la grille et la source V_{GS} permet de contrôler le courant circulant entre le drain et la source, I_{DS} est considéré comme source de courant commandée par une tension. Le courant de grille sera considéré nul : $I_G \approx 0$.

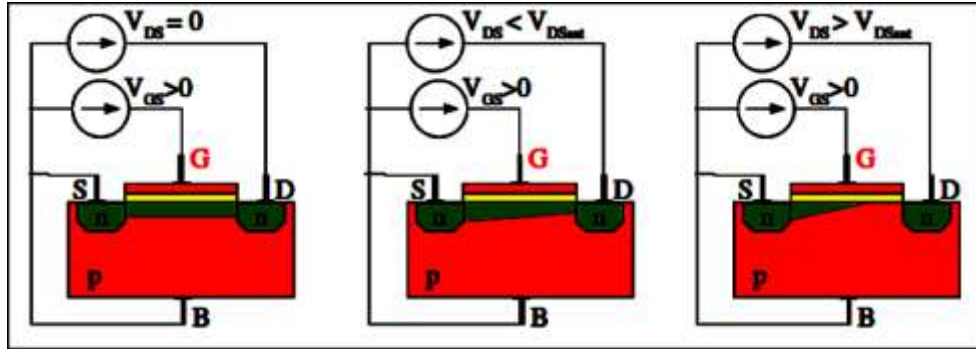


Figure IV.14 : Principe de fonctionnement du MOSFET à enrichissement canal N

Dans un transistor NMOS à enrichissement, le canal d'électrons est créé par une tension V_{GS} positive. Lorsqu'on applique une tension V_{DS} , le canal se rétrécit du côté du drain.

- Pour $V_{DS} < V_{DSsat}$, le transistor fonctionne en régime linéaire.
- Lorsque V_{DS} augmente au delà de V_{DSsat} , il y a pincement du canal. Le courant I_{DS} est alors limité à une valeur dépendant de V_{GS} . Le transistor fonctionne en saturation.

IV.3.4.1 Caractéristique $I_{DS}(V_{DS})$:

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

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

Où : V_{TH} : tension de seuil du NMOS (quelques centaines de mV)

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

IV.3.4.2 Caractéristique $I_{DS}(V_{GS})$:

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

Pour que le MOSFET à enrichissement conduise, il faut que $V_{GS} > V_{TH}$

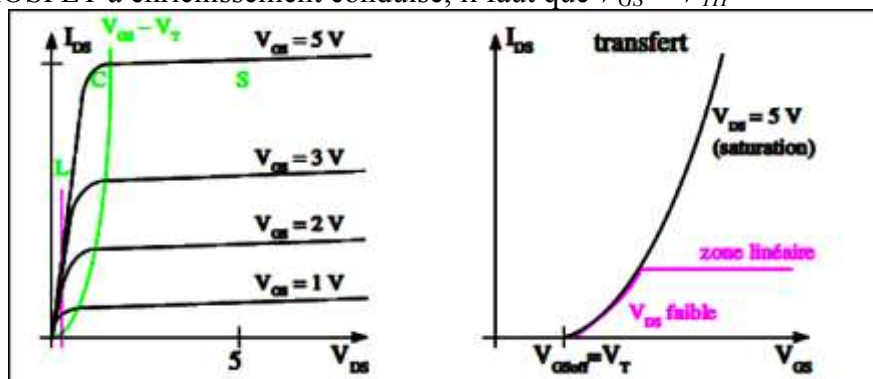


Figure IV.15 : Caractéristiques $I_{DS}-V_{DS}$ et $I_{DS}-V_{GS}$ d'un MOSFET à enrichissement canal N.

Les caractéristiques de sortie de ce type de transistor ont l'aspect habituel de celles des transistors à effet de champ. La caractéristique de transconductance est parabolique et son équation est de la forme : $I_{DS} = k(V_{GS} - V_{TH})^2$

Les tensions de commande et de sortie ont cette fois le même signe : la liaison directe est possible entre les étages successifs.

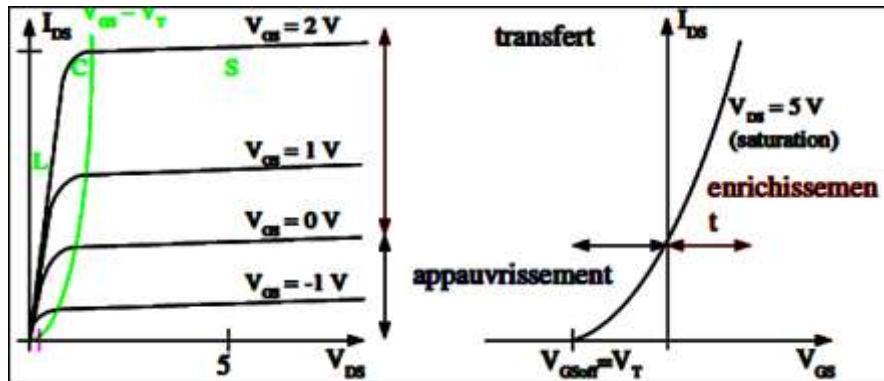


Figure IV.16 : Caractéristiques I_{DS} - V_{DS} et I_{DS} - V_{GS} d'un MOSFET à appauvrissement canal N.

Pour les tensions V_{GS} positives, il y a un accroissement du nombre de porteurs libres dans le canal (enrichissement) et pour les tensions V_{GS} négatives, on a un appauvrissement. L'expression

du courant drain est comme pour un JFET donnée par : $I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$

Mais cette fois V_{GS} peut être positif ou négatif. La polarisation de ce type de transistor est particulièrement simple car on peut le polariser avec la grille à la masse ($V_{GS} = 0$). On peut également utiliser les mêmes méthodes de polarisation que pour les JFET. Les applications de ce type de transistor sont les mêmes que celles des transistors à effet de champ à jonction.

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

IV.3.5 Utilisations des transistors MOS

Ce sont les mêmes que celles des JFET : ils sont utilisés en amplification et en commutation. Avec des MOS dont les quatre électrodes sont accessibles on peut réaliser des commutateurs « série » performants.

- Si $U_{GB} = U_{BB} \leq 0$ le MOS est bloqué. La résistance R_{DS} est supérieure à $10^{10}\Omega$ ce qui correspond à un circuit ouvert.
- Si $U_{GB} = V_{DD} > 0$ est grand, le MOS est conducteur et R_{DS} vaut quelques ohms.

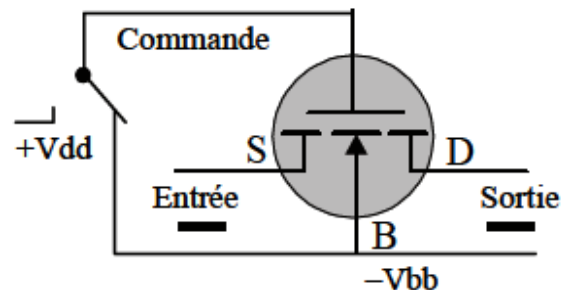


Figure IV.17 : Transistors MOS utilisés en amplification et en commutation. Le transistor constitue un relais statique dont la puissance de commande est négligeable.

Ces commutateurs sont beaucoup utilisés dans les hacheurs de signaux et dans les multiplexeurs (circuits qui permettent de relier successivement plusieurs signaux à l'entrée d'un même dispositif).

Les transistors MOS sont aussi très utilisés en commutation logique pour la réalisation de portes. Ils sont simples à fabriquer. La dissipation thermique et la consommation sont très faibles ce qui autorise une très forte intégration et la réalisation de systèmes alimentés avec des piles miniatures. Toutefois pour les applications de commutation, on préfère utiliser des paires de transistors complémentaires dites :

- Les portes logiques TTL (Transistor Transistor Logic) sont fabriquées à l'aide de transistors bipolaires. Ces portes sont très gourmandes en énergie, en raison de la faible impédance d'entrée des transistors. De plus, ces derniers sont commandés par un courant, alors que les niveaux logiques sont représentés par des niveaux de tension. En revanche, ils sont rapides.
- Les portes logiques CMOS (Complementary Metal Oxyde SemiConductor) sont à base de MOSFET, qui consomment très peu d'énergie (impédance d'entrée ∞). Ils sont de plus commandés en tension. De plus, même s'ils réputés être plus lents que les transistors bipolaires, et grâce aux progrès technologiques, sont la plupart du temps suffisamment rapides pour la plupart des applications courantes de l'électronique numérique.

IV.3.5.1 Transistors CMOS

Le circuit de base de cette technologie est l'inverseur CMOS.

- Si l'entrée est au niveau logique 1 ($E = +V_{DD}$) le transistor Q1 (canal P) est bloqué et le transistor Q2 (canal N) est saturé. Le potentiel de la sortie S est donc égal à $-V_{BB}$ qui correspond au niveau logique 0.
- quand l'entrée est au niveau logique 0 ($E = -V_{BB}$) le transistor Q1 est saturé et le transistor Q2 est bloqué. La sortie S est au potentiel $+V_{DD}$.

On réalise ainsi un inverseur logique. En dehors des périodes de transition un seul transistor est passant et de ce fait aucun courant ne circule entre V_{DD} et V_{BB} .

Il est aussi possible de constituer des amplificateurs avec une paire de CMOS ; le transistor de type P est polarisé par un potentiel continu constant appliqué sur sa grille. Il se comporte alors comme une résistance qui constitue la résistance de charge du transistor de type N.

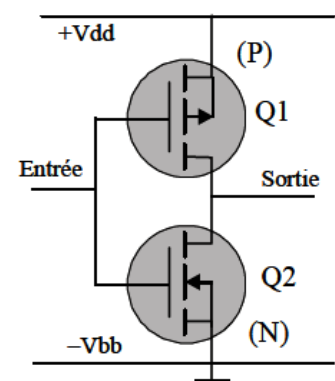


Figure IV.18 : Transistors CMOS utilisés en inverseur logique.

La surface occupée sur une puce par un transistor est bien plus faible que celle occupée par une résistance d'où l'intérêt du montage.

IV.3.5.2 Exemples de portes en technologie CMOS

Pour analyser de tels circuits, il faut se demander si les transistors sont conducteurs ou non. Il faut donc exprimer pour chacun d'entre eux la tension V_{GS} , les tensions d'entrée étant égales soit à $0V$, soit à $V_{CC}=5$.

a. Porte NON

T_1 est un MOSP, T_2 est un MOSN.

- Si $V_{IN}=0V$:
 - T_1 : $V_{GS1}=V_{IN}-V_{CC}=-5V$: le transistor est conducteur
 - T_2 : $V_{GS2}=V_{IN}-0=0V$: le transistor est bloqué

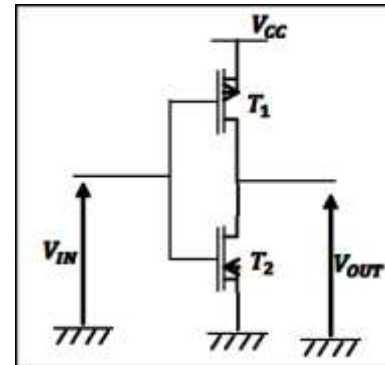


Figure IV.19 : Transistors CMOS utilisés en porte logique NON.

On peut alors redessiner un schéma équivalent en remplaçant les transistors par des interrupteurs. Ce qui donne :

Dans ce cas, la sortie est directement reliée au potentiel V_{CC} . On a donc : $V_{OUT}=V_{CC}$.

On peut remarquer que sur le schéma équivalent-interrupteurs que la grille n'apparaît plus. Cela n'est pas tout à fait vrai, puisque c'est le potentiel appliqué en G qui détermine l'état des transistors (conducteur ou bloqué).

- Si $V_{IN}=5V$:
 - T_1 : $V_{GS1}=V_{IN}-V_{CC}=0V$: le transistor est bloqué
 - T_2 : $V_{GS2}=V_{IN}-0=5V$: le transistor est conducteur.

On peut alors redessiner un schéma équivalent en remplaçant les transistors par des interrupteurs. Ce qui donne :

Dans ce cas, la sortie est directement reliée à la masse. On a donc : $V_{OUT}=0V$.

b. Porte NAND

On pourrait raisonner de la même façon que précédemment pour déterminer la tension de sortie en fonction des tensions V_a et V_b appliquées sur les entrées a et b des transistors.

Il y a cependant des méthodes plus rapides. Tout d'abord, si on observe bien le schéma, on peut remarquer qu'il y a un étage comprenant uniquement des transistors MOSP et un second comprenant uniquement des transistors MOSN.

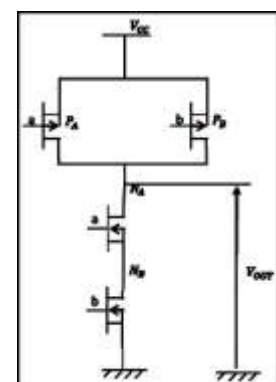
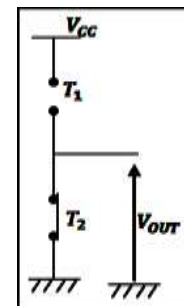
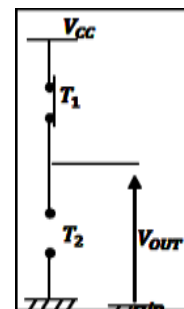


Figure IV.20 : Transistors CMOS utilisés en porte logique NAND.

De plus, on voit que, si les MOSP sont en parallèle, les MOSN sont en série. Les deux étages sont complémentaires. Cette complémentarité assure une sortie complètement définie. Ainsi, si l'étage MOSP n'est pas conducteur, l'étage MOSN le sera et inversement.

Il suffit alors d'étudier une seule partie du montage. Par exemple, ici, la sortie sera reliée à V_{CC} si P_A ou P_B est conducteur. On sait qu'un MOSP est conducteur si sa tension V_{GS} est égale à $-5V$. Il faut donc $V_a=V_b=0V$. Ce qui nous permet d'établir l'équation suivante : $S = \overline{A} + \overline{b} = \overline{a.b}$, soit l'équation d'une NAND.

c) Porte NOR

On peut ainsi concevoir une porte NOR en raisonnant comme précédemment. On obtient le schéma suivant :

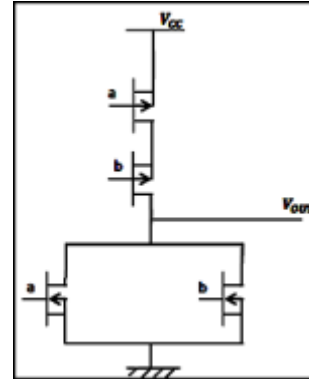


Figure IV.21 : Transistors CMOS utilisés en porte logique NOR.

IV.3.5.3 Transistors V-MOS

Dans ce type de transistor à structure verticale, le substrat joue le rôle du drain. Quand la tension V_{GS} est supérieure à la tension de seuil, un large canal N est induit dans la zone P de la rainure du V par inversion de population.

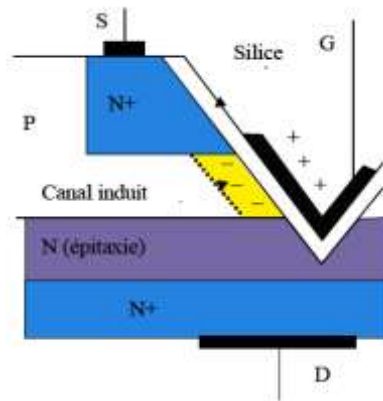


Figure IV.22 : structure d'un transistor V-MOS.

Pour ce type de transistor le courant drain peut atteindre plusieurs ampères et contrairement aux MOS conventionnels la pente est constante et voisine de $0,25 \text{ A/V}$. De plus ils ont l'avantage d'avoir une dérive thermique faible. Quand la température augmente leur courant drain diminue. Il n'y a donc aucun risque d'emballement thermique avec ce type de transistor. Leur temps de commutation est bref et comme les capacités internes sont petites ils sont utilisables jusqu'à plus de 500 MHz .

Ce qu'il faut retenir de ce cours :

Ce cours introduit la différence entre FET et BJT (contrôle en tension vs contrôle en courant), explique la structure et le fonctionnement des JFET/MOSFET, décrit leurs zones de fonctionnement et usages, puis met en avant l'importance des MOSFET en électronique analogique et numérique.

1) Définition et principe général

- ➡ Le transistor à effet de champ (FET) est un composant électronique qui contrôle le courant entre deux électrodes (source et drain) grâce à une tension appliquée sur une troisième électrode (grille), modifiant ainsi la conductivité du canal.
- ➡ C'est un dispositif unipolaire : le courant est assuré par un seul type de porteur de charge (électrons ou trous), contrairement au transistor bipolaire qui utilise les deux.

2) Types principaux

- ➡ JFET (Junction FET) : où la grille commande la largeur effective du canal par pincement selon la tension.
- ➡ MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor FET) : avec une grille isolée du canal par une couche d'oxyde, ce qui confère une très haute impédance d'entrée.

3) Fonctionnement et caractéristiques

- ➡ Le FET agit comme une résistance variable pilotée par la tension de grille.
- ➡ Il possède trois zones de fonctionnement principales :
 - Zone ohmique : le transistor se comporte comme une résistance variable.
 - Zone de saturation : le courant de drain (I_D) devient indépendant de la tension drain-source (V_{DS}).
 - Zone de pincement : le canal est quasiment fermé, le courant I_D tend vers zéro.
- ➡ La conduction est assurée tant que certaines conditions de tension sont respectées (V_{GS} et V_{DS}), avec des régimes d'"appauvrissement" ou d'"enrichissement" selon le type de FET

4) Propriétés et avantages

- ➡ Impédance d'entrée très élevée : pratiquement aucun courant de grille, idéal pour circuits d'amplification à faible signal.
- ➡ Faible bruit par rapport aux transistors bipolaires, meilleure tenue en tension, faible consommation d'énergie

5) Applications courantes

- ➡ Utilisés comme amplificateurs, commutateurs, dans les circuits logiques (MOSFET en CMOS) et dans de nombreux systèmes électroniques analogiques ou numériques.

Exercice N°1

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

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

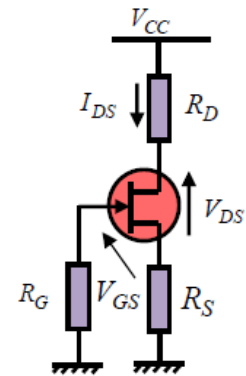
2) Ce transistor a une tension de grille de repos $V_{GS} = V_{GSoff}/4$.

Quelle erreur fait-on en admettant que l'on a dans ce cas $I_D = I_{DSS}/2$.

Déduire l'expression de la résistance R_S .

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

Déterminer, en plus de la résistance R_S , la valeur de R_D pour que la différence de potentiel à ses bornes soit de 10 V. Que vaut alors V_{DS} si $V_{CC} = V_{DD} = 21 \text{ V}$.



Solution

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

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

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

2) On sait que : $I_{DS} = I_{DSS}(1 - \frac{2V_{GS}}{V_p})^2$ pour $V_{GS} = V_{GSoff}/4$ il vient $I_{DS} = I_{DSS}(1 - \frac{1}{4})^2$

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

D'où l'erreur relative: $\frac{\Delta I_{DS}}{I_{DS}} = \frac{\frac{1}{16}I_{DSS}}{\frac{9}{16}I_{DSS}} = \frac{1}{9} = 11\%$ dans le cas $I_D = I_{DSS}/2$ on a $V_{GS} = V_{GSoff}/4$

Donc : $R_S = \frac{V_{GSoff}}{\frac{4}{9}I_{DSS}} = \frac{V_{GSoff}}{2I_{DSS}}$

3) On a : $V_{GSoff} = -4 \text{ V}$ et $I_{DSS} = 10 \text{ mA} \Rightarrow R_S = \frac{-4}{2 \times 10 \times 10^{-3}} = 200 \Omega$

Calcul de la résistance R_D :

$$V_{RD} = R_D I_{DS} \Rightarrow R_D = V_{RD}/I_{DS} = 2K\Omega$$

Calcul de V_{DS} : La loi des mailles nous permet d'écrire : $V_{DD} = V_{DS} + (R_D + R_S)I_{DS}$

D'où : $V_{DS} = V_{DD} - (R_D + R_S)I_{DS} = 10 \text{ V}$

Exercice 2 :

Soit un transistor MOS à canal N avec une tension de seuil $V_T = 2 \text{ V}$ et une polarisation $V_S = 0$, $V_D = V_G = 3 \text{ V}$. Dans ces conditions, on mesure un courant de drain $I_D = 1 \text{ mA}$.

Répondre aux questions suivantes en utilisant le modèle simplifié du MOS (sans effet de substrat).

a) Le point de fonctionnement est-il dans la zone de conduction (non saturée) ou dans la zone saturée des caractéristiques ?

b) Que devient le courant I_D si la polarisation est portée à $V_D = 5 \text{ V}$ et $V_G = 4 \text{ V}$?

c) Quelle est la résistance du canal R_{on} autour de $V_{DS} = 0$ V lorsque $V_G = 4$ V ?

Corrigé :

Modèle simplifié $\Leftrightarrow n = 1 \Leftrightarrow V'_T = V_T$

a) $V_S = 0 \Rightarrow V_D = V_G = V_{DS} = V_{GS} = 3$ V

$V_G > V_T + V_S$ et $V_D > V_{D,sat} = V_G - V_T = 1$ V $\Rightarrow$ transistor saturé !

$$I_D = 1 \text{ mA} \Rightarrow \beta = \frac{2I_D}{(V_{GS} - V_T)^2} = 2 \text{ mA/V}^2$$

b) $V_S = 0 \Rightarrow V_D = V_{DS} = 5$ V et $V_G = V_{GS} = 4$ V

$V_G > V_T + V_S$ et $V_D > V_{D,sat} = V_G - V_T = 2$ V $\Rightarrow$ zone saturée

$$\Rightarrow I_D = \beta / 2 \cdot (V_{GS} - V_T)^2 = 4 \text{ mA}$$

c) Pour des petits écarts autour de $V_{DS} = 0$, on peut approximer la caractéristique $I_D = f(V_{DS})$ (mode de conduction) par une droite passant par l'origine et de pente :

$$\frac{1}{R_{on}} = \left(\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \right)_{V_{DS}=0} = \beta (V_{GS} - V_T) \Rightarrow R_{on} \approx 250 \Omega$$

Activités d'apprentissage et d'évaluation (Questionnaire à choix multiples)

Cocher là où les bonnes réponses sachant que une mauvaise réponse annule une bonne réponse dans la même question.

Q1) Quel paramètre contrôle principalement le courant drain-source I_D dans un JFET à canal N ?

- a. La tension grille-source V_{GS} .
- b. La tension drain-source V_{DS} .
- c. La résistance de la charge.
- d. Le courant de grille I_G

Q2) Quel montage de FET permet typiquement une forte amplification de signal en tension ?

- a. Source commune.
- b. Grille commune.
- c. Drain commun.
- d. Double grille

Q3) JFET fonctionne normalement:

- a. En mode de coupure.
- b. En mode saturation.
- c. En mode ohmique.
- d. En mode commutation.

Q4) Au-dessus de la tension de pincement dans un JFET, le courant de drain:

- a. diminue.
- b. augmente fortement.
- c. reste constant.

Q5) La tension de pincement du FET dépend de:

- a. la largeur de canal.
- b. la concentration de dopage du canal.
- c. la tension appliquée.

Q6) Quelle est la principale différence de commande entre un FET et un transistor bipolaire ?

- a. Le FET est commandé par un courant grille-source.
- b. Le FET est commandé par une tension grille-source.
- c. Le FET nécessite une polarisation de la base.
- d. Le FET utilise une tension base-émetteur.

Q7) Dans un JFET à canal N, que se passe-t-il lorsque la tension grille-source V_{GS} devient très négative ?

- a. Le courant drain-source I_D augmente fortement.
- b. Le transistor entre en mode saturation.
- c. Le canal se ferme et I_D chute à zéro.
- d. La grille conduit le courant.

Q8) Un MOSFET à canal N, la région de source et de drain doit être dopée avec:

- a. matériau de type n.
- b. matériau de type p.
- c. source avec type p et drain avec matériau type n.

Q9) Dans le régime de saturation d'un MOSFET à enrichissement, le courant drain-source I_D :

- a. Dépend fortement de V_{DS} et faiblement de V_{GS} .
- b. Dépend fortement de V_{GS} et faiblement de V_{DS} .
- c. Est nul quel que soit V_{GS} .
- d. Dépend principalement de la température uniquement

Q10) Pourquoi les MOSFET sont-ils souvent utilisés dans les circuits logiques intégrés modernes ?

- a. Parce qu'ils consomment très peu de courant de grille.
- b. Parce qu'ils sont les plus rapides pour commuter.
- c. Parce qu'ils existent seulement en version canal N.
- d. Parce qu'ils sont trop coûteux pour l'industrie

Q11) La tension de seuil d'un MOSFET peut être augmentée:

- a. en utilisant un oxyde de porte plus fin.
- b. réduire la concentration du substrat.
- c. augmenter la concentration de substrat.

Q12) La fonction du SiO_2 couche dans MOSFET est de fournir:

- a. L'impédance d'entrée élevée.
- b. L'impédance de sortie élevée.
- c. flux de courant transporté dans le canal.

Q13) Quel est le rôle principal de la grille (Gate) dans un transistor MOSFET à canal N ?

- a. Fournir le courant principal entre Drain et Source.
- b. Contrôler la largeur du canal conducteur par une tension appliquée.
- c. Assurer la dissipation thermique de l'appareil.

- d. Définir le dopage du matériau semi-conducteur.

Q14) Dans un MOSFET à canal N, que se passe-t-il lorsque la tension grille-source V_{GS} devient inférieure au seuil V_{TH} ?

- a. Le canal se forme et permet un courant important.
- b. Le canal disparaît et I_D devient quasi-nul.
- c. Le transistor fonctionne en mode saturation.
- d. Le transistor fonctionne comme un relais fermé.

Q15) Comment s'exprime le courant de drain I_D d'un MOSFET en mode saturation idéal ?

- a. $I_D = K(V_{GS} - V_{TH})^2$.
- b. $I_D = K \cdot V_{DS}$.
- c. $I_D = K(V_{DS} - V_{TH})$.
- d. $I_D = 0$.

Q16) Quel avantage majeur distingue le MOSFET d'un transistor bipolaire (BJT) dans les circuits numériques ?

- a. Faible impédance d'entrée.
- b. Forte consommation au repos.
- c. Absence de courant de grille statique.
- d. Besoin de polarisation complexe.

Q17) Dans quelle zone de fonctionnement le MOSFET est-il utilisé comme interrupteur ?

- a. Région linéaire (ohmique).
- b. Région saturation (active).
- c. Région de coupure.
- d. Région d'amplification différentielle.

Conclusion

La physique des semiconducteurs permet de comprendre le comportement fondamental des matériaux qui occupent une place essentielle dans l'électronique moderne. Ce cours montre comment la structure des bandes, la nature des porteurs de charge, le dopage, le transport électrique et la jonction PN expliquent le fonctionnement des principaux composants électroniques. Il met aussi en évidence le lien étroit entre les propriétés microscopiques d'un matériau et ses applications technologiques, notamment dans les diodes, les transistors, les capteurs et les cellules solaires. Les notions étudiées constituent ainsi une base indispensable pour analyser, concevoir et améliorer les dispositifs semiconducteurs.

En résumé, ce cours offre une vision complète des mécanismes physiques qui gouvernent la conduction, la génération-recombinaison et le comportement des structures semiconductrices à l'équilibre et hors équilibre. Il développe chez l'étudiant une compréhension rigoureuse des phénomènes essentiels et prépare à l'étude des composants électroniques avancés.

Référence :

- [1] Physique des semi-conducteurs et des composants électroniques, cours et exercices corrigés. Henry Mathieu et Hervé Fanet. Dunod, Paris, 2009. ISBN 978-2-10-051643-8.
- [2] Physique et Technologie des semi-conducteurs. Francis Lévy. Presses polytechniques et universitaires romandes, CH-1015 Lausanne, 1995. ISBN 2-88074-272-2.
- [3] Principles of semiconductor devices. Sima Dimitrijevic, Griffith University, Second Edition. New York, Oxford University Press, 2012. ISBN 978-0-19-538803-9.
- [4] Physics of Semiconductors. B. Sapoval and C. Hermann. Springer-Verlag, 1995. ISBN 0-387-94024-3.
- [5] Semiconductor Physics and Devices. Donald A. Neamen, Third Edition. Published by McGraw-Hill, New York, 2003.
- [6] Semiconductor Physical Electronics. Sheng S. Li, Second Edition, Springer, 2006. ISBN 10: 0-387-28893-7.
- [7] Chimie des solides. Jean.-Francis. Marucco, EDP Sciences, 2004. ISBN : 2-6883-673-9.
- [8] Aide-mémoire, Composants électroniques, 3ème édition. Pierre Mayé. Dunod, Paris, 2005. ISBN 2-10-048885-6.
- [9] Physique tout en un MPSI PCSI PTSI 1ère année. Cours et exercices corrigés. Marie-Noëlle Sanz, Anne-Emmanuelle Badel et François Clausset. Dunod, Paris, 2008 ISBN 978-2-10-053977-2