

OFPPT

ROYAUME DU MAROC

مكتب التكوين المهني وإنعاش الشغل

Office de la Formation Professionnelle et de la Promotion du Travail
DIRECTION RECHERCHE ET INGENIERIE DE FORMATION

**RESUME THEORIQUE
&
GUIDE DE TRAVAUX PRATIQUES**

**MODULE N°:10 ANALYSE DE CIRCUITS A
SEMI-CONDUCTEURS**

SECTEUR : ELECTROTECHNIQUE

**SPECIALITE : ÉLECTROMECHANIQUE DES
SYSTEMES AUTOMATISES**

NIVEAU : TECHNICIEN SPECIALISE

Document élaboré par :

Nom et prénom

SKLINIARZ BRONISLAV

EFP

CDC -

Electrotechnique

DR

DRGC

Révision linguistique

-
-
-

Validation

-
-
-

SOMMAIRE

1.	NOTIONS SUR SEMICONDUCTEURS	13
1.1	Introduction.....	13
1.2	Description: semiconducteur intrinsèque.....	13
1.3	Description: semiconducteur extrinsèque de type n	14
1.4	Description: semiconducteur extrinsèque de type p	15
1.5	Commentaire.....	16
2.	DIODE P-N.....	16
2.1	Principe de fonctionnement	17
2.1.1.	Jonction.....	17
2.1.2.	Équilibre sans générateur.....	17
2.1.3.	Avec un générateur en sens direct.....	18
2.1.4.	Avec un générateur en sens inverse.....	18
2.2	Caractéristiques électriques	19
2.2.1.	Caractéristique courant/tension.....	19
2.2.2.	Résistance différentielle (ou dynamique).....	22
2.2.3.	Schéma équivalent.....	22
2.3	Utilisation.....	23
2.3.1.	Paramètres essentiels des diodes.....	23
2.3.2.	Diodes de redressement.....	24
2.3.3.	Redressement simple alternance.....	24
2.3.4.	Redressement double alternance.....	25
2.3.5.	Redressement avec filtrage.....	28
2.3.6.	Alimentations doubles symétriques.....	31
2.3.7.	Doubleur de tension.....	31
2.3.8.	Diodes de redressement rapides.....	32
2.3.9.	Diodes de signal.....	33
2.3.10.	Thermomètres. Compensation thermique.....	34
2.3.11.	Diodes ZENER.....	35
2.3.12.	Diodes électroluminescentes.....	37
2.3.13.	Diodes à avalanche contrôlée.....	38
2.3.14.	Mise en série de diodes.....	38
2.3.15.	Autres.....	39
3.	TRANSISTOR BIPOLAIRE	40
3.1	Principe	41
3.2	Transistor NPN	44
3.3	Transistor PNP	44
3.4	Caractéristiques électriques	44
3.4.1.	Configurations de base.....	45
3.4.2.	Schéma de mesure des caractéristiques.....	45
3.4.3.	Caractéristique d'entrée.....	45
3.4.4.	Caractéristique de transfert.....	46
3.4.5.	Caractéristique de sortie.....	46
3.4.6.	Limites d'utilisation.....	47
	En bref.....	48

3.5	Paramètres essentiels des transistors.....	48
3.6	Montages de base.....	48
3.6.1.	Mise en œuvre du transistor.....	48
3.6.2.	Montage émetteur commun.....	52
3.6.3.	MONTAGE COLLECTEUR COMMUN.....	61
3.6.5.	Montage base commune.....	66
4.	TRANSISTOR FET À JONCTION.....	70
4.1	Introduction.....	70
4.2	Principe de fonctionnement.....	70
4.2.1.	Constitution d'un FET.....	70
4.2.2.	Phénomène de pincement.....	71
4.2.3.	Caractéristiques.....	72
4.3	Schémas équivalents.....	75
4.3.1.	Symboles des FETs.....	75
4.3.2.	Schéma équivalent en petits signaux.....	75
4.4	Montage source commune.....	76
4.4.1.	Polarisation.....	76
4.4.2.	Fonctionnement en petits signaux.....	77
4.4.3.	Gain en tension.....	78
4.4.4.	Impédance d'entrée.....	78
4.4.5.	Impédance de sortie.....	78
4.5	Utilisation en résistance commandée.....	78
4.6	Source de courant.....	79
4.7	Domaine d'utilisation.....	80
5.	TRANSISTOR MOS FET.....	80
5.1	Le MOSFET à canal induit.....	80
5.2	Le MOSFET à canal initial (implanté).....	82
5.2.1.	Description du principe de fonctionnement.....	82
5.2.2.	Caractéristiques.....	83
5.3	Utilisation des MOSFETs.....	83
5.3.1.	MOSFET de puissance.....	83
5.3.2.	Intégration dans les composants numériques.....	83
6.	AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL.....	84
6.1	L'amplificateur opérationnel parfait.....	84
6.1.1.	Principe.....	84
6.1.2.	Caractéristiques de base.....	85
6.1.3.	Fonctionnement d'un système bouclé.....	86
6.2	Montages de base à amplificateur opérationnel.....	88
6.2.1	Amplificateur inverseur.....	89
6.2.2	Amplificateur non inverseur.....	90
6.2.3	Montage suiveur.....	91
6.2.3	Additionneur inverseur.....	92
6.2.4	Montage soustracteur (différentiel).....	93
6.2.5	Montage intégrateur.....	94
6.2.6	Montage dérivateur.....	95
6.2.8	Montage logarithmique.....	96
6.2.8	Montage exponentiel.....	96
6.2.9	Filtres actifs.....	97
6.2.10	Montages non linéaires.....	99

6.2.11	Amplificateur opérationnel réel	105
6.2.12	Impact sur les montages de base	115
6.3	Réponse en fréquence d'un amplificateur opérationnel - stabilité.....	118
6.3.1	Stabilité d'un système bouclé	118
6.3.1	Oscillateurs	121
	Oscillateur à pont de wien.....	121
7	REGULATION DE TENSION	124
7.1	Principe	124
7.2	Régulateur de tension FIDE.....	124
7.3	Régulateur de tension variable.....	127
7.3.1	Régulateur monolithique LM317T	127
7.3.2	Régulateur intégré 723	128
8	THYRISTORS (SCR's).....	129
8.1	Principe - Analogie à «2 transistors» de la structure PNPN	129
8.2	Amorçage du SCR	130
8.2.1	Amorçage par courant de gâchette.....	131
8.2.2	Méthodes d'amorçage.....	131
8.2.3	Rôle de la résistance gâchette-cathode	132
8.2.4	Amorçage par tension d'avalanche.....	132
8.2.5	Amorçage par augmentation de tension du / dt	132
8.2.6	Amorçage par température.....	132
8.2.7	Amorçage par énergie lumineuse.....	133
8.3	Blocage du SCR.....	133
8.4	Courbe caractéristique I_A-U_A et symbole du SCR.....	133
8.5	Vérification d'un SCR à l'Ohmmètre	135
9	LE TRIAC.....	136
9.1	Symbole, structure et courbe caractéristique I-U.....	136
9.2	Les modes d'amorçage	136
9.3	L'amorçage des TRIACs avec un DIAC	136
9.4	La famille des thyristors.....	137
9.4.1	Les thyristors de puissance	137
9.4.2	Les thyristors d'amorçage et de faible puissance	138
10	OPTO ELECTRONIQUE	139
10.1	La Lumière.....	139
10.2	Le Laser	140
10.3	Les Photorésistances	140
10.4	Les Cellules Solaires ou Photopiles.....	140
10.5	La LED (ou DEL en français).....	140
10.6	Les Afficheurs.....	141
10.6.1	AFFICHEUR 7 SEGMENTS	141
10.6.2	AFFICHEUR A CRISTAUX LIQUIDES (LCD)	143
10.7	La Photodiode	145
10.8	Le Phototransistor	146
10.9	Les Optocoupleurs	146
10.10	Les Capteurs à Reflexion.....	146
10.11	Les Fourches Optiques.....	147
10.12	La Fibre Optique.....	147
10.13	Autres composants.....	147

1.	TP N°1 Introduction aux composants électroniques et à la mesure	150
1.1.	Les Composants	150
1.1.1.	Résistances	150
1.1.2.	Condensateurs	151
1.1.3.	Plaquette d'expérimentation	151
1.2.	Les instruments de mesure	152
1.2.1.	Voltmètre	152
1.2.2.	Ampèremètre.....	152
1.2.3.	Ohmmètre	152
1.3.	Les mesures.....	153
1.4.	L'oscilloscope	153
1.5.	Travail à effectuer	154
1.5.1.	L'oscilloscope	154
1.5.2.	Oscilloscope avec 2 signaux	155
2.	TP N°2 Théorèmes fondamentaux/Circuits RC.....	157
2.1.	Théorèmes fondamentaux	157
2.2.	Générateur de Thévenin	157
2.3.	Circuit en régime transitoire.....	158
3	TP N°3 Diode P-N	159
3.1	Préparation	159
3.2	Manipulation	160
3.2.1	Vérification d'une diode:.....	160
3.2.1.1	À l'aide d'un multimètre:.....	160
3.2.1.2	À l'aide d'un oscilloscope (régime dynamique),.....	161
3.2.2	Applications	162
3.2.2.1	Circuit redresseur simple alternance.....	162
3.2.2.2	Circuits redresseurs double alternance.....	163
3.2.2.2.1	Circuit à prise médiane	163
3.2.2.2.2	Circuit à pont de Gretz.....	163
3.2.2.2.3	Circuit à pont de Gretz avec filtrage.....	164
4	TP N° 4 Diode Zéner	165
4.1	Mode direct	165
4.2	Mode inverse.....	165
4.3	Applications	165
4.3.1	Tension constante avec une diode.....	165
4.3.2	Stabilisation avec deux diodes	166
4.3.3	Diode électroluminescente.....	166
5	TP N°5 Transistor bipolaire	167
5.1	Paramètres du transistor	167
5.2	Mesure du gain en courant.....	167
5.3	Polarisation, point de fonctionnement	168
5.3.1	Amplificateur de classe B	168
5.3.2	Amplificateur en classe AB	169
5.4	Une application du transistor	169
6	TP N° 6 Amplificateur Opérationnel parfait.....	171
6.1	Introduction.....	171
6.2	Préparation	171
6.3	Manipulation	171

6.3.1	Suiveur	171
6.3.2	Amplificateur non inverseur	172
6.3.3	Amplificateur inverseur	172
6.3.4	Comparateur à hystérésis	173
7	TP N° 7	174
	Amplificateur Opérationnel réel	174
7.1	Préparation	174
7.2	Tension résiduelle d'entrée	174
7.3	Temps de montée	175
8	TP N° 8 Générateurs de signaux	176
8.1	Préparation	176
8.1.1	Etudier le montage suivant :	176
8.1.2	Etudier le montage suivant :	176
8.2	Mise en cascade	176
8.3	Etages en cascade.....	177
9	TP N° 9 Horloges NE 555	178
9.1	Préparation	178
9.2	Fonction Monostable	178
9.3	Fonction Astable	178

MODULE : 10

ANALYSE DE CIRCUITS À SEMI-CONDUCTEURS

Durée :90 H

56% : théorique

38% : pratique

**OBJECTIF OPERATIONNEL DE PREMIER NIVEAU
DE COMPORTEMENT**

COMPORTEMENT ATTENDU

*Pour démontrer sa compétence l'apprenti doit
analyser des circuits à semi-conducteurs
selon les conditions, les critères et les précisions qui suivent.*

CONDITIONS D'EVALUATION

- *Individuellement.*
- *À partir :*
 - *de directives ;*
 - *de fiches techniques de composants électroniques et optoélectroniques ;*
 - *de schémas de circuits.*
- *À l'aide :*
 - *de circuits de base d'alimentation, d'amplification et d'oscillation ;*
 - *de composants électroniques et optoélectroniques ;*
 - *d'outils et d'instruments de mesure.*

CRITERES GENERAUX DE PERFORMANCE

- *Respect des règles de santé et de sécurité au travail.*
- *Pertinence de l'utilisation des outils et des instruments.*
- *Pertinence de la terminologie utilisée.*
- *Exactitude de l'interprétation des caractéristiques des paramètres des circuits.*

**OBJECTIF OPERATIONNEL DE PREMIER NIVEAU
DE COMPORTEMENT**

PRECISIONS SUR LE COMPORTEMENT ATTENDU	CRITERES PARTICULIERS DE PERFORMANCE
A. <i>Expliquer les fonctions des diodes, des transistors et des circuits intégrés.</i>	<ul style="list-style-type: none"> - <i>Explication précise des fonctions.</i> - <i>Utilisation appropriée de la terminologie.</i>
B. <i>Lire et interpréter des circuits de base :</i> <ul style="list-style-type: none"> • <i>d'alimentation ;</i> • <i>d'amplification ;</i> • <i>d'oscillation.</i> 	<ul style="list-style-type: none"> - <i>Identification correcte des composants et des caractéristiques de leurs paramètres.</i> - <i>Identification exacte des fonctions des circuits.</i>
C. <i>Sélectionner des composants électroniques et optoélectroniques.</i>	<ul style="list-style-type: none"> - <i>Choix approprié des composants.</i> - <i>Respect des caractéristiques.</i>
D. <i>Appliquer les règles de santé et de sécurité au travail.</i>	<ul style="list-style-type: none"> - <i>Respect des mesures de protection.</i> - <i>Respect des méthodes écologiques pour disposer des produits et des matériaux polluants.</i>
E. <i>Mesurer et calculer les paramètres des circuits.</i>	<ul style="list-style-type: none"> - <i>Exactitude des mesures et des calculs.</i>
F. <i>Diagnostiquer des problèmes sur des circuits.</i>	<ul style="list-style-type: none"> - <i>Justesse du diagnostic.</i> - <i>Pertinence des correctifs à apporter.</i>
G. <i>Remettre les lieux de travail en ordre.</i>	<ul style="list-style-type: none"> - <i>Propreté du lieu de travail et rangement approprié des composants.</i>

OBJECTIFS OPERATIONNELS DE SECOND NIVEAU

l'apprenti DOIT MAITRISER LES SAVOIRS, SAVOIR-FAIRE, SAVOIR-PERCEVOIR OU SAVOIR-ETRE JUGES PREALABLES AUX APPRENTISSAGES DIRECTEMENT REQUIS POUR L'ATTEINTE DE L'OBJECTIF DE PREMIER NIVEAU, TELS QUE :

Avant d'apprendre à expliquer les fonctions des diodes, des transistors et des circuits intégrés (A):

1. *Décrire les caractéristiques de base des matériaux à semi-conducteurs.*
2. *Décrire les caractéristiques des transistors bipolaires.*
3. *Décrire les caractéristiques des transistors à effet de champ.*
4. *Décrire les caractéristiques des circuits intégrés linéaires.*
5. *Décrire les caractéristiques des circuits régulateurs.*
6. *Décrire les caractéristiques des amplificateurs.*

Avant d'apprendre à lire et à interpréter des circuits de base :

- **d'alimentation ;**
- **d'amplification ;**
- **d'oscillation (B):**

7. *Décrire les fonctions des circuits redresseurs.*
8. *Décrire les fonctions des circuits de filtrage.*
9. *Expliquer le fonctionnement des blocs d'alimentation.*
10. *Expliquer le fonctionnement des circuits d'amplification.*
11. *Expliquer le fonctionnement des circuits d'oscillation.*

Avant d'apprendre à sélectionner des composants électroniques et optoélectroniques (C):

12. *Identifier les deux groupes de base de composantes optoélectroniques.*
13. *Reconnaître la terminologie et les unités de mesure se rapportant aux composantes optoélectroniques.*
14. *Reconnaître les composants électroniques les plus usuels.*
15. *Identifier et calculer les principales caractéristiques de la lumière.*
16. *Différencier les deux principales techniques de mesure de la lumière.*
17. *Identifier la fonction de base des composants sensibles à la lumière.*
18. *Identifier le principe de fonctionnement de quatre composants photosensibles.*
19. *Décrire le principe de base du fonctionnement d'une diode émettrice de lumière.*
20. *Décrire la construction d'une diode émettrice de lumière.*
21. *Nommer les avantages des diodes émettrices de lumière par rapport à d'autres sources de lumière.*
22. *Décrire le principe de base du fonctionnement d'un afficheur à cristal liquide.*
23. *Décrire la construction d'un afficheur à cristal liquide.*

OBJECTIFS OPERATIONNELS DE SECOND NIVEAU

l'apprenti DOIT MAITRISER LES SAVOIRS, SAVOIR-FAIRE, SAVOIR-PERCEVOIR OU SAVOIR-ETRE JUGES PREALABLES AUX APPRENTISSAGES DIRECTEMENT REQUIS POUR L'ATTEINTE DE L'OBJECTIF DE PREMIER NIVEAU, TELS QUE :

Avant d'apprendre à appliquer les règles de santé et de sécurité au travail (D) :

24. Expliquer l'utilité des principales règles de santé et de sécurité au travail.

Avant d'apprendre à mesurer et à calculer les paramètres des circuits (E) :

25. Utiliser les instruments de mesure.

Avant d'apprendre à diagnostiquer des problèmes sur des circuits (F) :

*26. Interpréter les paramètres d'entrée et de sortie des différents circuits.
27. Vérifier l'état de fonctionnement des composants à semi-conducteurs.*

Avant d'apprendre à remettre les lieux de travail en ordre (G) :

28. Énumérer les opérations d'un entretien régulier et préventif des instruments de mesure et de l'équipement.

***Module 3 : ANALYSE DE CIRCUITS À
SEMI-CONDUCTEURS***

RESUME THEORIQUE

1. NOTIONS SUR SEMICONDUCTEURS

1.1 Introduction

Cette section, essentiellement descriptive, a pour objet de donner au lecteur des modèles simples de semiconducteurs intrinsèques et extrinsèques de type n ou de type p. La connaissance de ces modèles permet, par la suite, de rendre compte du comportement des dispositifs à semiconducteurs tels que diode, transistor bipolaire, transistors à effet de champ, etc.

1.2 Description: semiconducteur intrinsèque

Un cristal de semiconducteur intrinsèque est un solide dont les noyaux atomiques sont disposés aux noeuds d'un réseau géométrique régulier. La cohésion de cet édifice est assurée par les liens de valence qui résultent de la mise en commun de deux électrons appartenant chacun à deux atomes voisins de la maille cristalline. Les atomes de semiconducteur sont tétravalents et le cristal peut être représenté par le réseau de la Figure 1- 1:

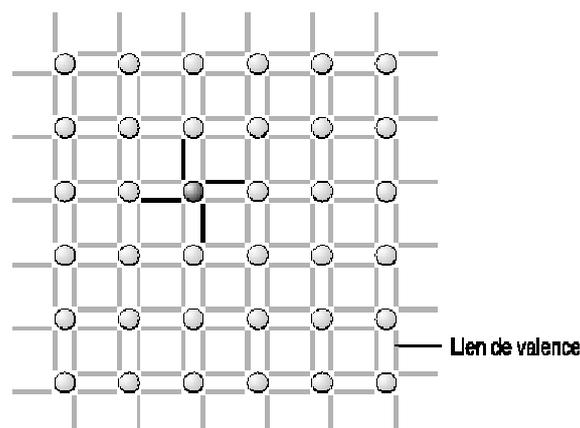


Figure 1- 1. Semiconducteur intrinsèque

Définitions

L'électron qui possède une énergie suffisante peut quitter la liaison de valence pour devenir un *électron libre*. Il laisse derrière lui un *trou* qui peut être assimilé à une charge libre positive; en effet, l'électron quittant la liaison de valence à laquelle il appartenait démasque une charge positive du noyau correspondant. Le trou peut être occupé par un autre électron de valence qui laisse, à son tour, un trou derrière lui: tout se passe comme si le trou s'était déplacé, ce qui lui vaut la qualification de charge libre. La création d'une paire électron libre - trou est appelée *génératio*n alors qu'on donne le nom de *recombinaison* au mécanisme inverse.

Assertion

La température est une mesure de l'énergie cinétique moyenne des électrons dans le solide. On comprend dès lors que la concentration des électrons libres et des trous dépende très fortement de la température.

Exemples

Le silicium a un nombre volumique d'atomes de $5 \cdot 10^{22}$ par cm^3 . A 300K (27° C), le nombre volumique des électrons libres et des trous est de $1,5 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$, soit une paire électron libre - trou pour $3,3 \cdot 10^{12}$ atomes.

Le nombre volumique des atomes dans le germanium est de $4,4 \cdot 10^{22}$ par cm^3 . A 300K, le nombre volumique des électrons libres et des trous est $2,5 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$, soit une paire électron libre - trou pour $1,8 \cdot 10^9$ atomes.

1.3 Description: semiconducteur extrinsèque de type n

Un semiconducteur dans lequel on aurait substitué à quelques atomes tétravalents des atomes pentavalents est dit extrinsèque de type n (Fig. 2)

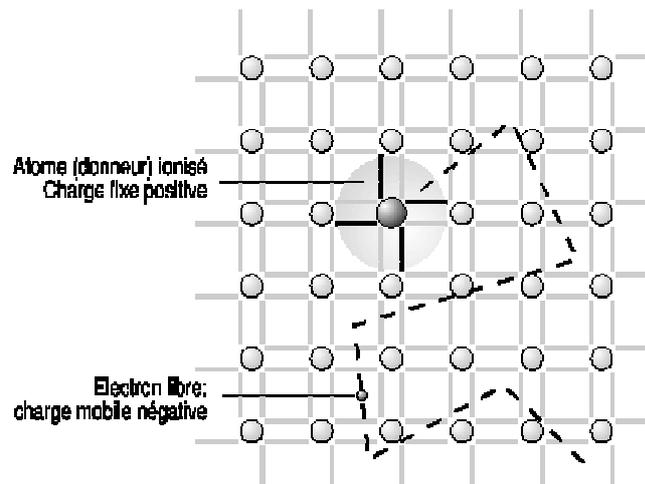


Figure 1- 2. Semiconducteur de type n

Quatre électrons de la couche périphérique de l'atome pentavalent prennent part aux liens de valence alors que le cinquième, sans attache, est libre de se mouvoir dans le cristal. L'électron libre ainsi créé neutralise la charge positive, solidaire du réseau cristallin, qu'est l'atome pentavalent ionisé.

Définitions

Le *dopage* est l'action qui consiste à rendre un semiconducteur extrinsèque. Par extension, ce terme qualifie également l'existence d'une concentration d'atomes étrangers: on parle de dopage de type n. On donne le nom d'*impuretés* aux atomes étrangers introduits dans la maille cristalline. Dans le cas d'un semiconducteur extrinsèque de type n, les impuretés sont appelées *donneurs* car chacune d'entre elles donne un électron libre.

Modèle

Les dopages courants sont d'environ 10^{16} à 10^{18} atomes par cm^3 . On peut admettre que le nombre volumique des électrons libres est égal au nombre volumique des impuretés et que le nombre volumique des trous (charges libres positives) est négligeable. Etant données ces considérations, on établit le modèle de semiconducteur représenté à la Figure 1- 3 dans lequel n'apparaissent que les charges essentielles, à savoir: les électrons libres et les donneurs ionisés. Les charges fixes sont entourées d'un cercle.

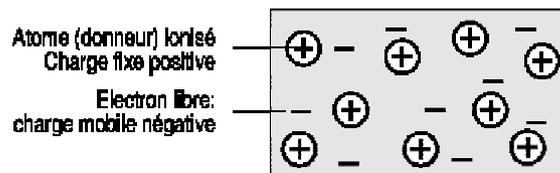


Figure 1- 3. Semiconducteur de type n (modèle)

1.4 Description: semiconducteur extrinsèque de type p

Si l'on introduit des atomes trivalents dans le réseau cristallin du semiconducteur, les trois électrons de la couche périphérique de l'impureté prennent part aux liens de valence, laissant une place libre. Ce trou peut être occupé par un électron d'un autre lien de valence qui laisse, à son tour, un trou derrière lui. L'atome trivalent est alors ionisé et sa charge négative est neutralisée par le trou (voir fig 1- 4). Le semiconducteur est alors extrinsèque de type p.

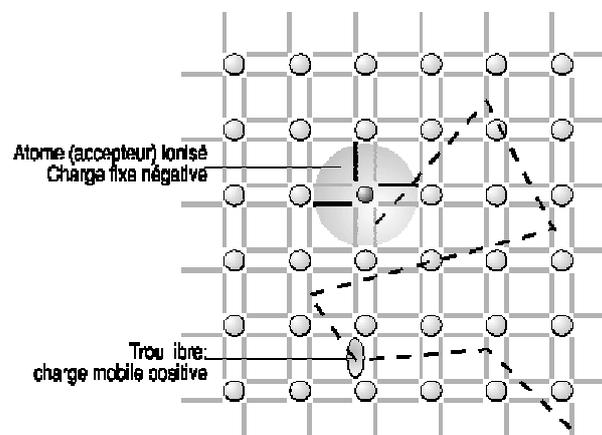


Figure 1- 4. Semiconducteur de type p

Définition

Les impuretés, dans un semiconducteur extrinsèque de type p, sont appelées *accepteurs* au vu de leur propriété d'accepter un électron situé dans un lien de valence.

Modèle

On peut faire les mêmes considérations qu'au paragraphe 1.8 concernant le nombre volumique des trous: il est approximativement égale au nombre volumique des impuretés. Le nombre volumique des électrons libres est alors considéré comme négligeable. Il s'ensuit un modèle, représenté à la Figure 1- 5, dans lequel n'apparaissent que les charges prépondérantes: les trous et les accepteurs ionisés.

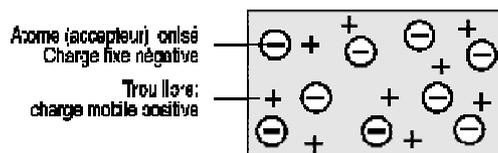


Figure 1- 5. Semiconducteur de type p (modèle)

1.5 Commentaire

Il faut remarquer que le semiconducteur extrinsèque, type p ou type n, est globalement neutre. On peut le comparer à un réseau géométrique dont certains noeuds sont chargés et dans lequel stagne un gaz de charges mobiles qui neutralise les charges fixes du réseau. On élargit, par la suite, la notion de semiconducteur de type n à un semiconducteur dont le nombre volumique des donneurs l'emporte sur celui des accepteurs et celle de semiconducteur de type p à un semiconducteur dans lequel le nombre volumique des accepteurs est prépondérant.

2. DIODE P-N

La diode est le semi-conducteur de base: on ne peut pas combiner du silicium dopé plus simplement.

Son fonctionnement macroscopique est assimilable à celui d'un interrupteur commandé qui ne laisse passer le courant que dans un seul sens.

Cette propriété lui ouvre un champ d'applications assez vaste en électronique. C'est la diode qui va permettre de redresser le courant alternatif issu du secteur et autoriser la fabrication d'alimentations stabilisées qui sont obligatoires dans la plupart des montages électroniques. On conçoit donc que si ce composant est basique, ainsi que son fonctionnement, il n'en n'est pas moins fondamental !

Dans la catégorie des diodes, on trouve aussi des diodes de régulation, dites **diodes zéner**, qui ont un comportement de source de tension. Cette propriété va permettre d'élaborer autour de ce composant simple toute une série de montages délivrant une ou plusieurs tensions continues.

La fonction diode a existé bien avant l'arrivée du silicium : on utilisait alors des diodes à vide (les lampes) dont le fonctionnement était basé sur l'effet thermoélectronique. Le silicium a apporté les avantages suivants : coût, fiabilité, encombrement, simplicité d'utilisation.

2.1 Principe de fonctionnement

2.1.1. Jonction.

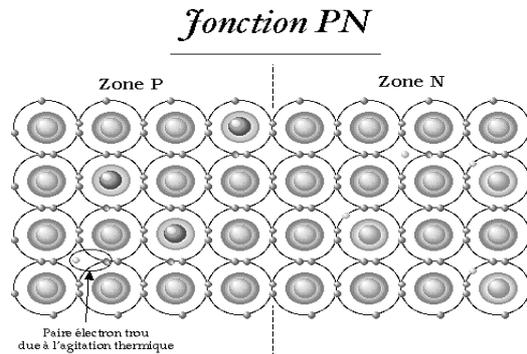


Figure 2- 1. Modèle de la jonction p-n

Si on dope une partie d'un semi conducteur intrinsèque avec des atomes à 5 électrons périphériques (le semi conducteur devient extrinsèque de type N) et l'autre avec des atomes à 3 électrons périphériques (extrinsèque de type P), on crée une jonction, qui est la limite de séparation entre les deux parties.

Nous avons fabriqué une diode à jonction.

2.1.2. Équilibre sans générateur.

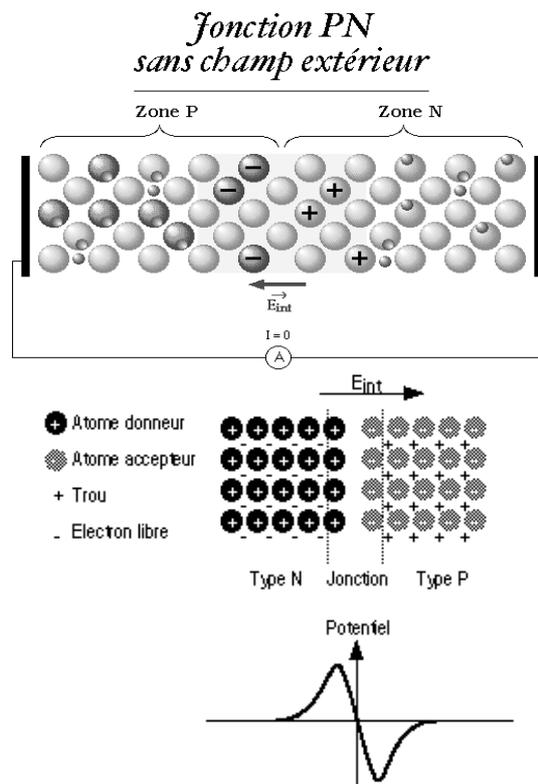


Figure 2- 2. Equilibre au niveau de la jonction.

Au voisinage de la jonction , les trous de la zone P vont neutraliser les électrons libres de la zone N (il y a diffusion des charges). Ce phénomène va s'arrêter quand le champ électrique E_{int} créé par les atomes donneurs ou accepteurs (qui vont

devenir respectivement des charges + et -) va être suffisant pour contrarier le mouvement des charges mobiles. Ceci constitue une barrière de potentiel pour les porteurs majoritaires. Par contre, cette barrière de potentiel va favoriser le passage des porteurs minoritaires (conduction électrique).

Les deux courants antagonistes (diffusion des majoritaires et conduction des minoritaires) s'équilibrent et leur somme est nulle en régime permanent et en l'absence de champ électrique extérieur.

2.1.3. Avec un générateur en sens direct.

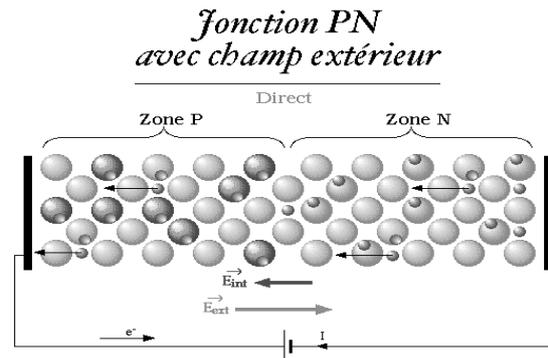


Figure 2- 3. Polarisation de la jonction en sens direct

La barrière de potentiel interne empêche donc toute circulation de courant. Si on applique un champ externe à l'aide d'un générateur en branchant le pôle + sur la zone P et le pôle - sur la zone N, on peut annuler les effets du champ interne et permettre au courant de circuler : le phénomène d'attraction des électrons libres de la partie N par les trous de la partie P (diffusion) n'est plus contrarié, et le générateur va pouvoir injecter des électrons dans la zone N et les repomper par la zone P.

Le courant de conduction constitué par les porteurs minoritaires prend une valeur I_f indépendante du champ extérieur.

Le courant total est la somme des deux courants, soit pratiquement le courant direct dû aux porteurs majoritaires dès que la tension atteint la centaine de mV.

La diode est alors polarisée dans le sens direct, et un courant relativement intense peut circuler : de quelques dizaines de milliampères pour des diodes de signal à quelques ampères pour des diodes de redressement standard, voire à des centaines d'ampères pour des diodes industrielles de très forte puissance.

2.1.4. Avec un générateur en sens inverse.

Si on branche le générateur dans le sens inverse du cas précédent, on renforce le champ électrique interne, et on empêche le passage des porteurs majoritaires : les électrons libres sont repoussés dans la zone N et les trous dans la zone P ; on accentue la séparation des charges (zone de **déplétion**)

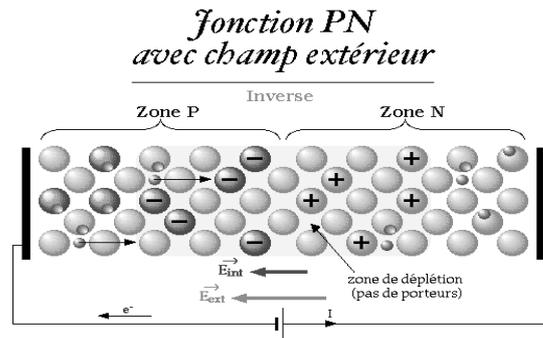


Figure 2- 4. Polarisation de la jonction en sens inverse

Par contre, les porteurs minoritaires (trous pour la zone N et électrons libres pour la zone P) peuvent traverser la jonction et reboucler par le générateur : ils forment le courant inverse I_f qui dépend essentiellement de la température.

Le champ extérieur repousse les charges qui vont se trouver à une distance sensiblement proportionnelle à $|V|$, créant ainsi une capacité proportionnelle à cette distance, donc à $|V|$.

Cette capacité est inhérente à toute jonction de semi conducteurs, et va constituer la principale limitation (en régime linéaire tout du moins) au fonctionnement à haute fréquence des composants électroniques (diodes, transistors et circuits intégrés les employant).

2.2 Caractéristiques électriques

2.2.1. Caractéristique courant/tension.

On a vu précédemment que le courant était négligeable pour une tension $V_d = V_p - V_n$ négative (ceci est vrai jusqu'à une tension V_c dite tension de claquage). Au dessus d'un certain seuil V_0 de tension V_d positive, le courant direct croît très rapidement avec V_d .

Le seuil V_0 (barrière de potentiel) dépend du semi conducteur intrinsèque de base utilisé. Il est d'environ 0,2V pour le germanium et 0,6V pour le silicium.

La caractéristique a la forme suivante :

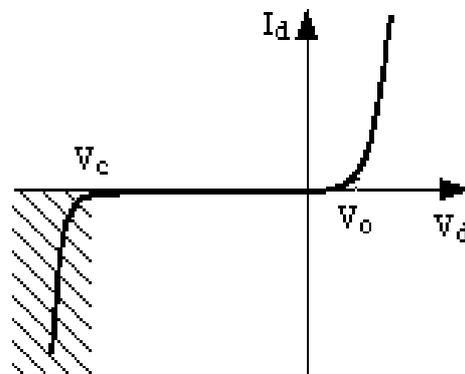


Figure 2- 5. Caractéristique complète.

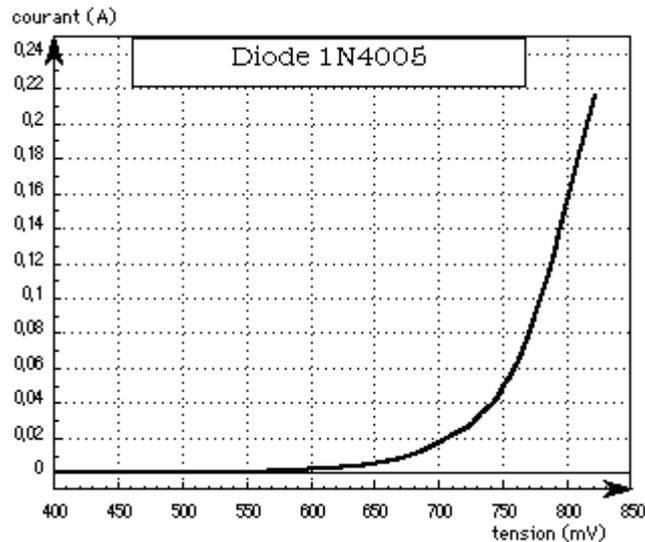


Figure 2- 6 Caractéristique directe d'une diode.

Sur ce type de diode au silicium, le courant croît assez rapidement au delà de 0,7V. C'est une diode de redressement supportant 1A en direct et 600V en tension inverse.

La caractéristique passe par l'origine. Pour V_d négatif, le courant tend rapidement vers la limite $-I_f$ (courant de fuite), car le courant de diffusion dû aux porteurs majoritaires va s'annuler.

Caractéristique inverse ($V_d < 0$).

- **phénomène de claquage**. Quand la tension appliquée dépasse la valeur spécifiée par le fabricant, le courant décroît (attention : il est déjà négatif !) très rapidement. S'il n'est pas limité par des éléments externes, il y a destruction rapide de la diode. Deux phénomènes sont à l'origine de ce résultat :

- **phénomène d'avalanche** : quand le champ électrique au niveau de la jonction devient trop intense, les électrons accélérés peuvent ioniser les atomes par chocs, ce qui libère d'autres électrons qui sont à leur tour accélérés. Il y a divergence du phénomène, et le courant devient important.

- **phénomène Zener** : les électrons sont arrachés aux atomes directement par le champ électrique dans la zone de transition et créent un courant qui devient vite intense quand la tension V_d atteint une valeur V_z dite tension Zéner.

Si on construit la diode pour que le phénomène Zéner l'emporte sur le phénomène d'avalanche (en s'arrangeant pour que la zone de transition soit étroite), on obtient une diode Zéner.

On utilise alors cette diode en polarisation inverse. L'effet zéner n'est pas destructif dans ce cas. Ces diodes sont très utilisées pour la régulation de tension. Équation.

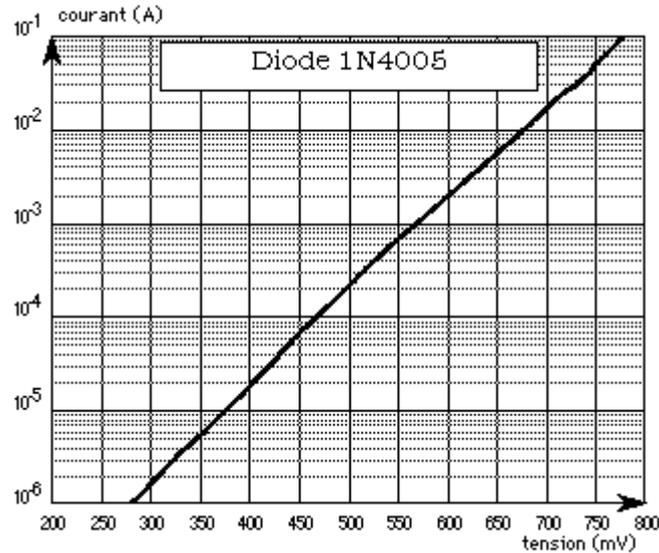


Figure 2- 7. Linéarité de Log (I) en fonction de V.

La courbe Fig.2- 7. (à l'exception de la zone de claquage) répond assez bien à la formule suivante, expliquée par la thermodynamique statistique :

$$I_d = I_f \left(e^{\frac{qV_d}{kT}} - 1 \right) \quad [1]$$

où :

- I_f est le courant de fuite
- q la charge de l'électron = $1,6E-19C$
- k constante de Boltzman = $1,38E-23 J/K$
- T température absolue

La loi logarithmique [1] est bien illustrée par les figures 2- 5 et 2- 6. La courbe expérimentale s'éloigne toutefois de la théorie aux forts courants, où le modèle n'a pas tenu compte d'autres phénomènes dont les chutes de tension ohmiques dans le semi conducteur.

A noter que sur la Figure 2- 7 4, le courant maxi représenté est égal au 1/10ème admissible par cette diode.

Effet de la température.

Pour V_d positif, la diode a un coefficient de température négatif égal à $-2mV/K$. Cette dérive en température est suffisamment stable pour qu'on puisse utiliser des diodes comme thermomètres.

Pour V_d négatif, le courant de fuite I_f varie très rapidement avec la température. Il est plus important pour le germanium que pour le silicium, et croît plus vite, ce qui devient rapidement gênant. Dans le silicium, ce courant double tous les $6^\circ C$.

2.2.2. Résistance différentielle (ou dynamique).

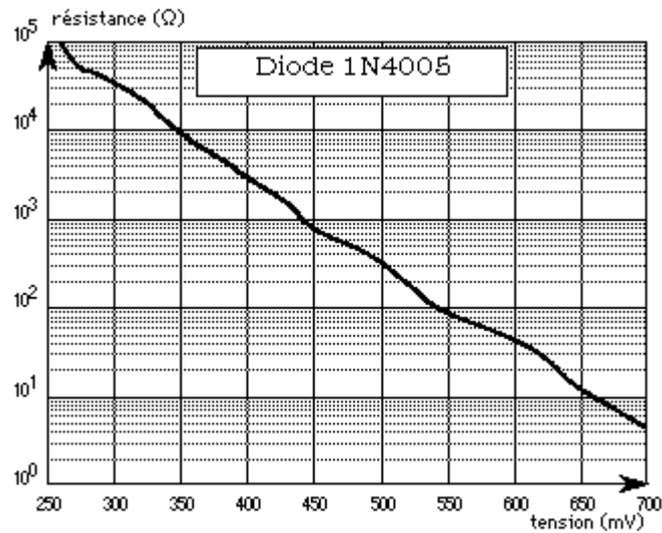


Figure 2- 8. Résistance dynamique.

La résistance dynamique étant l'inverse de la pente de la caractéristique en un point donné, on peut la déduire par dérivation de la formule [1] :

$$r_d = \frac{kT}{qI_d} \quad [2]$$

C'est la résistance dynamique au point de fonctionnement (V_d , I_d). Elle est fonction du courant de polarisation I_d au point étudié.

La Figure 2- 8 donne la valeur de r_d en fonction de la tension de la diode : les variations sont très importantes.

2.2.3. Schéma équivalent.

La représentation de la diode par sa loi logarithmique est un peu complexe pour l'emploi de tous les jours. Plusieurs schémas équivalents simplifiés sont proposés : Diode idéale.

Dans ce cas, on néglige la tension de seuil et la résistance interne de la diode. La caractéristique est alors celle de la Figure 2- 9.

Ce schéma est utile pour des pré calculs, surtout si les diodes sont employées dans des circuits où les tensions sont élevées (plusieurs dizaines de volts) : la tension de coude est alors négligeable.

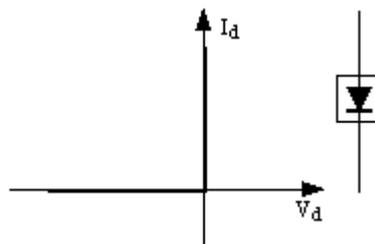


Figure 2- 9. Caractéristique idéale d'une diode .

Diode avec seuil.

On peut continuer à négliger la résistance interne, mais tenir compte du seuil de la diode. La caractéristique devient :

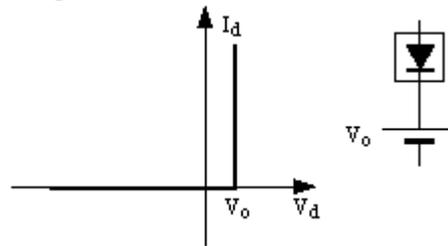


Figure 2- 10. Caractéristique d'une diode avec seuil.

Ce schéma est le plus utilisé pour les calculs.

Diode avec seuil et résistance.

Ici, on prend en compte la résistance de la diode. Ceci peut être utile si on utilise la diode en petits signaux alternatifs et qu'on a besoin de sa résistance dynamique.

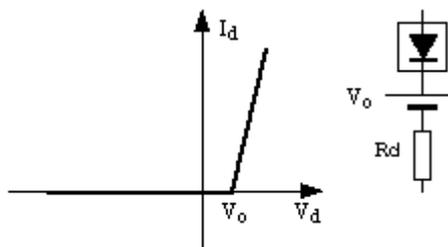


Figure 2- 11. Caractéristique d'une diode avec seuil et résistance.

Attention : dans ce cas, on considère que la résistance dynamique est constante, ce qui n'est vrai que si la variation du signal alternatif est très petite autour du point de polarisation en continu.

2.3 Utilisation

Il existe divers types de diodes correspondant à des technologies différentes. Chaque technologie présente le meilleur compromis pour une utilisation donnée.

Nous allons balayer les applications des diodes en les classifiant par groupe technologique.

2.3.1. Paramètres essentiels des diodes.

En fonction de l'application considérée, on s'intéressera à certains paramètres des diodes plutôt qu'à d'autres. Certains paramètres ne sont pas spécifiés pour tous les types de diodes, sauf les suivants qui sont incontournables :

V_F : tension de conduction de la diode spécifiée à un courant direct donné.

I_F : courant direct permanent admissible par la diode à la température maximale de fonctionnement.

I_{FSM} : courant temporaire de surcharge (régime impulsionnel). En général, pour un courant de surcharge donné, le constructeur spécifie l'amplitude des impulsions, leur durée, le rapport cyclique, et dans certains cas, le nombre maxi d'impulsions qu'on peut appliquer.

V_R : c'est la tension inverse maxi admissible par la diode (avant l'avalanche).

I_R : c'est le courant inverse de la diode. Il est spécifié à une tension inverse donnée, et pour plusieurs températures (généralement 25°C et T_{max}). Ce courant n'est pas seulement celui dû aux porteurs minoritaires. Il provient aussi des courants parasites à la surface de la puce (le silicium est passivé par oxydation, et il peut subsister des impuretés qui vont permettre le passage de faibles courants). Le boîtier d'encapsulation de la puce de silicium est aussi source de fuites.

Ces symboles sont ceux généralement employés par les différents constructeurs, mais il peut y avoir des variantes, et il est toujours sage de se reporter à la documentation du constructeur pour savoir comment sont spécifiés les paramètres, et à quoi ils correspondent exactement.

2.3.2. Diodes de redressement.

Une des principales applications de la diode est le redressement de la tension alternative du secteur pour faire des générateurs de tension continue destinés à alimenter les montages électroniques (entre autres).

Il y a deux types principaux de diodes de redressement : les diodes standard pour le redressement secteur classique, et les diodes rapides pour les alimentations à découpage. Nous étudierons ces dernières ultérieurement.

Caractéristiques physiques.

Les diodes de redressement standard sont les moins sophistiquées, et ne font l'objet d'aucun traitement particulier, les conditions d'utilisations étant peu contraignantes.

Elles ont des tensions V_R comprises entre 50 et 1000V environ, et les courants I_F vont de 1A à plusieurs centaines d'ampères.

Avant le système de redressement, on a presque toujours un transformateur qui sert à abaisser la tension secteur (les montages électroniques fonctionnent souvent sous des tensions de polarisation allant de quelques volts à quelques dizaines de volts), et qui sert aussi à isoler les montages du secteur (220V, ça peut faire très mal !).

2.3.3. Redressement simple alternance.

C'est le redressement le plus simple qui soit : quand la tension aux bornes du transformateur V_t dépasse la tension de seuil de la diode, celle-ci conduit, laissant passer le courant direct dans la charge. La tension aux bornes de la charge V_r est alors égale à la tension aux bornes du transformateur moins la tension directe V_F de la diode.

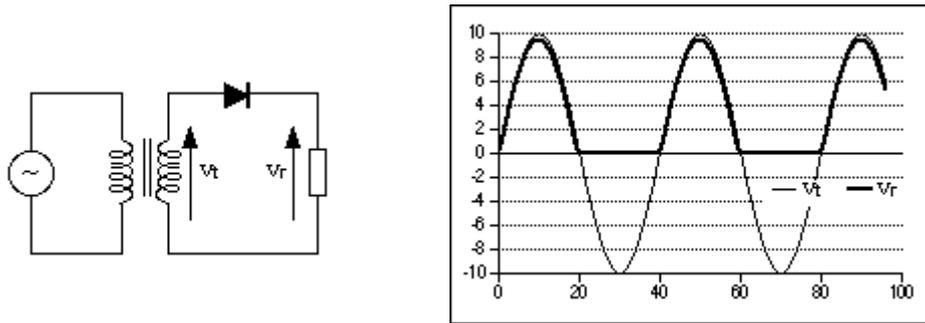


Figure 2- 12. Circuit de redressement avec une diode et chronogramme de tensions
Quand la tension aux bornes du transformateur devient inférieure à la tension de seuil, la diode est bloquée ; il ne subsiste que le courant de fuite, qui est négligeable en comparaison du courant direct.

La tension aux bornes de la diode est alors égale à celle aux bornes du transformateur : il faudra choisir une diode avec une tension VR au minimum égale à la tension crête du secondaire du transformateur.

2.3.4. Redressement double alternance.

Avec transfo double enroulement.

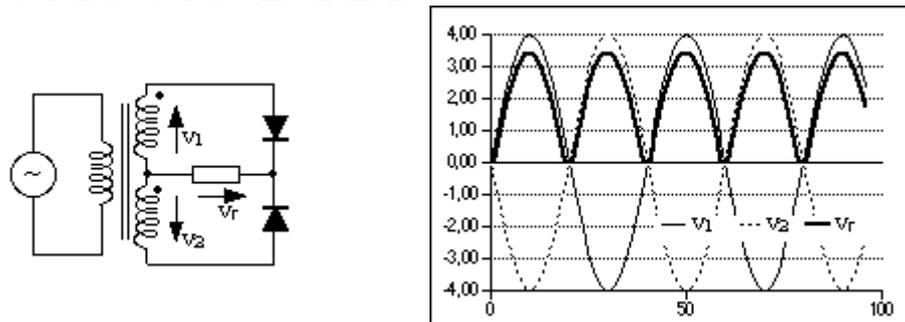


Figure 2- 13. Circuit de redressement avec transfo double enroulement.

Le montage précédent présente l'inconvénient de ne laisser passer que la moitié du courant que peut délivrer le transformateur. Pour remédier à cela, on utilise un transformateur avec deux enroulements secondaires que l'on câble de manière à ce qu'ils délivrent des tensions en opposition de phase sur les diodes.

On notera la chute de tension dans les diodes : elle devient non négligeable quand les tensions alternatives sont faibles (4V crête dans l'exemple ci-dessus).

Dans ce cas, tout se passe comme si on avait deux montages identiques à celui de la Fig.2- 12 qui fonctionnent l'un pour l'alternance positive, l'autre pour l'alternance négative. On vérifie bien (Fig. 2-14 et 2- 15) que le courant dans la charge est toujours orienté dans le même sens.

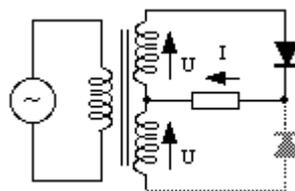


Figure 2- 14.. Alternance positive.

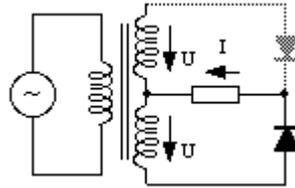


Figure 2- 15. Alternance négative.

Les diodes sont plus sollicitées que pour le montage simple alternance : en effet, la diode qui ne conduit pas devra supporter en plus de la tension aux bornes de son secondaire de transformateur, la tension aux bornes de la résistance. Au total, elle devra supporter une tension V_R double de celle requise dans le montage à simple alternance, soit deux fois la tension crête présente sur chacun des secondaires.

Avec pont de Grætz.

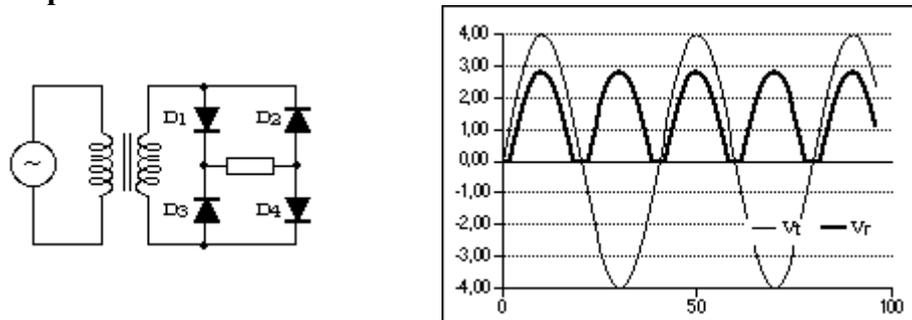


Figure 2- 16. Redressement avec pont de diodes.

Il existe une autre manière de faire du redressement double alternance, ne nécessitant pas un transformateur à double enroulement : on utilise 4 diodes montées en pont. Des ponts tous faits sont disponibles dans le commerce, permettant de réduire le nombre de composants du montage.

Lorsque la tension aux bornes du transformateur est positive, D1 et D4 conduisent, et quand elle est négative, D2 et D3 conduisent (Fig.2- 17 et 2- 18).

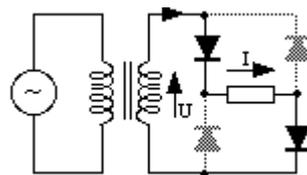


Figure 2- 17. Alternance positive.

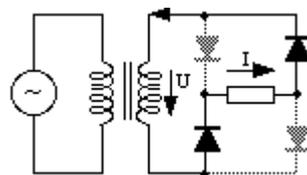


Figure 2- 18. Alternance négative.

Chaque diode n'a à supporter qu'une fois la tension crête du secondaire du transformateur (contre deux fois pour le montage précédent), mais en revanche, on a deux tensions directes de diode en série. La puissance totale dissipée dans les diodes est double par rapport à la solution précédente.

Quelle solution choisir ?

Quand on en aura la possibilité, on préférera la solution à transfo à point milieu, pour plusieurs raisons :

le transfo n'est pas plus cher que celui à secondaire simple.

avec un transfo à un seul secondaire, on ne peut pas faire d'alimentation double symétrique en redressement double alternance. Ce type de transfo est moins universel .

le fait que les diodes aient à tenir une tension double n'est pas un problème dans la plupart des cas, car les tensions redressées sont très souvent bien inférieures aux tensions VR minimum des diodes disponibles dans le commerce.

dans le montage en pont, la charge est flottante par rapport au transformateur, ce qui peut être gênant dans certains cas.

2.3.5. Redressement avec filtrage.

Les montages précédents délivrent des tensions redressées mais non continues. Pour obtenir une tension (quasi) continue, il suffit de mettre un gros condensateur en parallèle avec la charge.

Redressement et filtrage simple alternance.

Ici, la charge est absolument quelconque, et peut être un montage électronique complexe ayant une consommation en courant aléatoire.

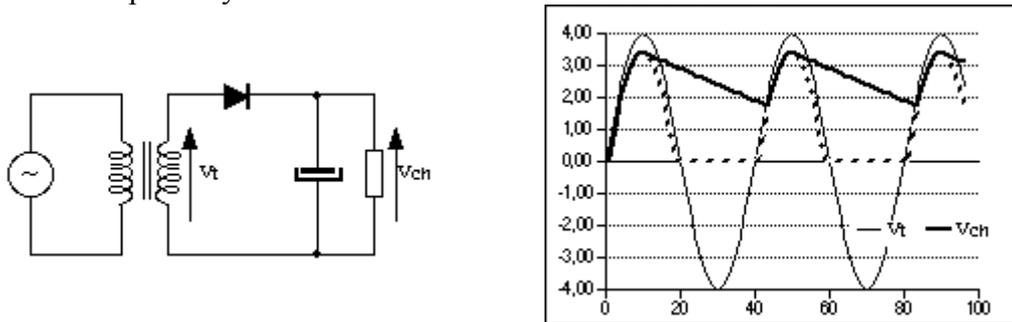


Figure 2- 19. Redressement simple alternance et filtrage.

Sur le graphique du bas de la Fig. 2- 19, on voit en pointillé la tension redressée telle qu'elle serait sans condensateur. En traits pleins épais, on voit la tension filtrée.

Sur ce graphe, le courant de décharge du condensateur est linéaire : il correspond à l'hypothèse de décharge à courant constant.

Le fonctionnement est simple : quand la tension aux bornes du transformateur est supérieure à la tension aux bornes du condensateur majorée de la tension directe de la diode, la diode conduit. Le transformateur doit alors fournir le courant qui va alimenter la charge et le courant de recharge du condensateur.

Quand la tension du transformateur devient inférieure à celle du condensateur plus la tension de seuil de la diode, la diode se bloque. L'ensemble condensateur / charge forme alors une boucle isolée du transformateur.

Le condensateur se comporte comme un générateur de tension, et il restitue l'énergie accumulée dans la phase précédente.

A noter que la tension aux bornes du condensateur étant en permanence voisine de la tension crête positive du transformateur, lorsque celui-ci fournit la tension de crête négative, la diode doit supporter deux fois la tension crête délivrée par le transformateur : on perd le seul avantage (hormis la simplicité) du montage à redressement simple alternance.

Calcul du condensateur : dans la littérature, on trouve classiquement le calcul du condensateur pour une charge résistive. La décharge est alors exponentielle et le calcul inutilement compliqué.

Ce calcul est assez éloigné des besoins réels : en général, on ne fait pas des alimentations continues pour les faire débiter dans des résistances !

Très souvent, ces alimentations redressées et filtrées sont suivies d'un régulateur de tension. La charge est fréquemment un montage complexe ayant une consommation variable au cours du temps.

Pour faire le calcul du condensateur, on prendra donc une décharge à courant constant, le courant servant au calcul étant le maximum (moyenné sur une période du secteur) consommé par la charge.

Le critère de choix ne sera pas un taux d'ondulation qui n'a souvent aucune utilité pratique, mais une chute de tension maxi autorisée sur le condensateur pour que le montage connecté en aval fonctionne correctement.

Avec ces hypothèses, le calcul du condensateur devient très simple : On considère que le condensateur C se décharge à courant I_{max} constant pendant un temps ΔT et que la chute de sa tension est inférieure à ΔV .

On a alors la relation :

$$C \Delta V = I_{max} \Delta T \quad [3]$$

Le temps ΔT choisi va être approximé à la période du secteur. En pratique, le condensateur va se décharger moins longtemps (Fig.2- 19), on va donc le surdimensionner légèrement.

L'erreur commise est en fait très faible comparée à la dispersion que l'on aura sur le résultat de par les tolérances des composants, et notamment des condensateurs de filtrage : on utilise des condensateurs chimiques qui ont des tolérances très larges (-20% / +80% en général) et qui n'existent souvent que dans la série E6 (1 ; 1,5 ; 2,2 ; 3,3 ; 4,7 ; 6,8). Les transformateurs sont eux aussi assez dispersés, ce qui fait qu'au final, mieux vaut prévoir large pour éviter les mauvaises surprises ! Pour un redressement simple alternance, on aura un ΔT de 20ms, qui correspond à l'inverse de la fréquence secteur 50Hz.

La valeur du condensateur est alors :

$$C = \frac{I_{max}}{F \Delta V} \quad [4]$$

Il faudra veiller à choisir un condensateur supportant au moins la tension crête du transformateur **à vide** (la tension sera plus faible en charge du fait des chutes de tensions diverses (résistance du transfo, diode)).

Redressement et filtrage double alternance.

Les hypothèses seront les mêmes que précédemment. La seule différence viendra du temps ΔT ; vu qu'on a un redressement double alternance, la fréquence du courant redressé est double de celle du secteur. La formule de calcul du condensateur devient donc :

$$C = \frac{I_{max}}{2 F \Delta V} \quad [5]$$

Comme dans la formule [4], F est la fréquence secteur (50Hz).

A chute de tension égale, le condensateur sera donc deux fois plus petit que pour le redressement simple alternance, ce qui est intéressant, vu la taille importante de ces composants.

La diode aura à tenir deux fois la tension crête délivrée par chaque enroulement du transformateur.

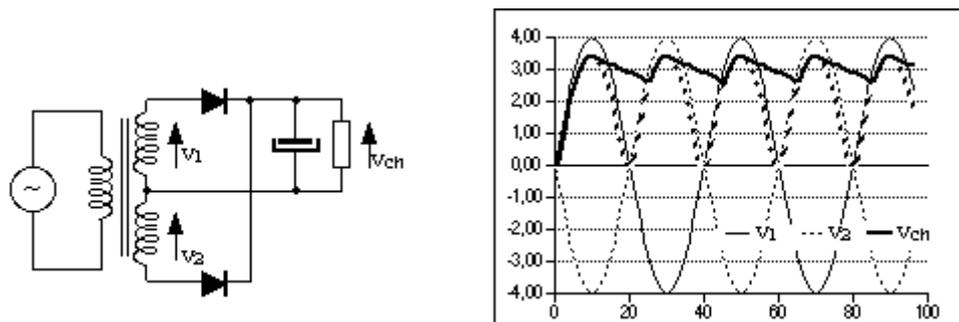
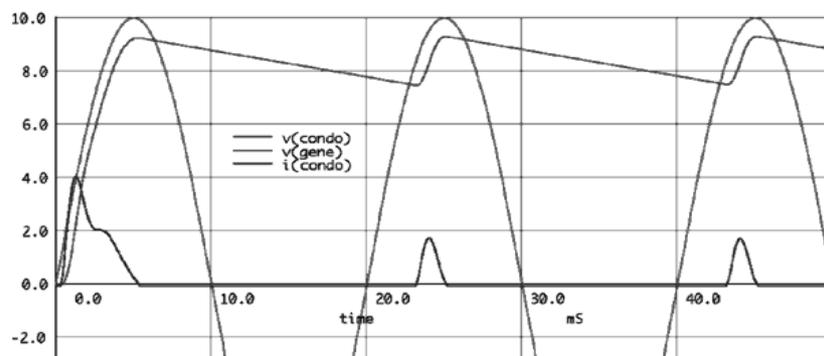


Figure 2- 20. Redressement double alternance et filtrage.

Fonctionnement des diodes et transfos.

On peut remarquer Fig.2- 19 et 2- 20 que les diodes ne conduisent pas pendant toute l'alternance du secteur, mais seulement pendant un temps très court vis à vis de cette alternance. L'énergie qui est restituée par le condensateur dans la phase de roue libre doit être au préalable stockée pendant ce court temps de conduction des diodes.

La conséquence de ceci, c'est que pour assurer un certain courant moyen dans la charge, l'ensemble transfo plus diode devra débiter un courant de crête beaucoup plus intense que le courant moyen lors des phases de conduction des diodes (environ 15 fois le courant moyen). Voir chronogramme ci-dessous



Ici, on voit nettement le courant de charge du condensateur (on a des pointes à presque 2A, 4A au démarrage), qui prend des valeurs élevées pendant un court temps. Le courant de décharge, ici négatif, vaut 0,1A : il y a un rapport 15 à 20 avec le courant crête de charge

Figure 2- 21. Redressement double alternance et filtrage – débit de courant.

La chute de tension dans les diodes sera alors importante (plus près d'1V que de 0,6V) ainsi que la chute de tension dans les résistances du transformateur.

Il ne faudra pas perdre ces considérations de vue quand on voudra calculer l'alimentation au plus juste !

L'autre conséquence est le démarrage de l'alimentation : lorsqu'on branche le transformateur sur le secteur, on peut se trouver au maximum de tension de l'alternance secteur. La charge du transformateur, principalement constituée du condensateur de filtrage, sera l'équivalent d'un court-circuit. Le courant d'appel sera alors uniquement limité par la résistance interne du transformateur (quelques dixièmes d'ohms à quelques ohms), et il sera très intense : les diodes devront supporter ce courant (paramètre IFSM)

2.3.6. Alimentations doubles symétriques.

Si on analyse le fonctionnement du redresseur double alternance à transformateur à point milieu, on s'aperçoit que chaque secondaire débite du courant seulement pendant une alternance. L'autre alternance serait susceptible de fournir un courant négatif.

Partant de cette constatation, on peut imaginer facilement une alimentation double symétrique, avec 4 diodes disposée en pont : deux diodes vont conduire les alternances positives des secondaires du transformateur, et les deux autres les alternances négatives.

Le point milieu du transformateur sera le potentiel commun des deux alimentations.

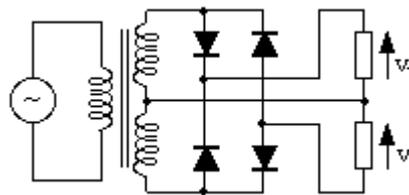


Figure 2- 22. Alimentation double positive et négative.

On peut bien évidemment mettre un condensateur aux bornes de chacune des charges pour filtrer les tensions redressées obtenues.

Ces alimentations sont incontournables dans les montages symétriques où il est nécessaire d'amplifier des tensions continues, et notamment dans les montages à amplificateurs opérationnels

2.3.7. Doubleur de tension.

Dans certaines applications, on peut avoir besoin de tensions continues très élevées (quelques milliers de volts). On pourrait les obtenir avec un transformateur élévateur et un redressement / filtrage classique.

Il existe une solution moins onéreuse faisable avec des diodes et des condensateurs : c'est le doubleur de tension.

Le montage de la Fig.2- 23. se décompose en deux : redressement / filtrage par la cellule D1 / C1, puis détecteur de crête D2 / C2.

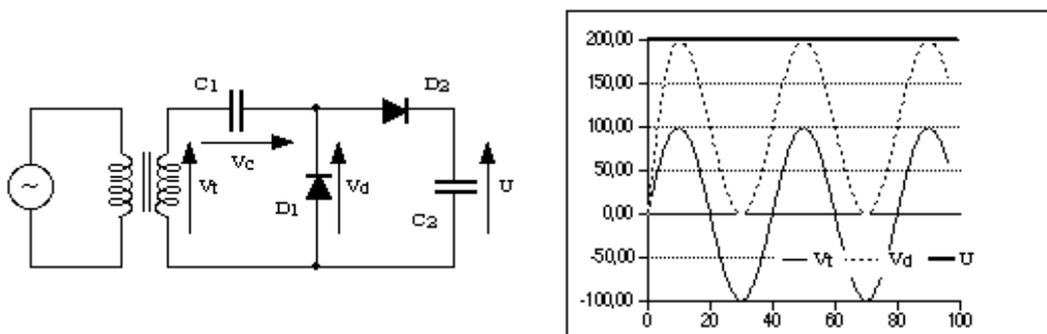


Figure 2- 23. Doubleur de tension de Schenkel.

Aux bornes du condensateur C1, si la charge est infinie, la tension V_c restera constante et égale à la tension crête du transformateur.

La diode D1 verra à ses bornes la tension $V_t + V_c$, dont la valeur crête est égale à deux fois la tension crête du transformateur. Tout se passe comme si la tension du transformateur avait été translatée d'une fois la valeur de la tension crête.

Il suffit alors de filtrer cette tension à sa valeur de crête avec D2 et C2 : on obtient une tension continue égale à deux fois la tension crête du transformateur.

Il est possible de continuer ce raisonnement, et en ajoutant d'autres cellules semblables à celle du doubleur, on peut tripler, quadrupler ou plus les tensions.

Ces montages sont utilisés entre autres pour générer les tensions d'accélération des tubes d'oscilloscopes (2 à 5 kV). On remarquera qu'ils ne peuvent pas débiter beaucoup de courant (les tensions mises en jeu ne permettent pas d'utiliser des condensateurs de forte valeur), et donc, ils sont plutôt destinés à des applications quasi statiques.

2.3.8. Diodes de redressement rapides.

Notions de charge recouvrée.

La charge stockée dans la jonction en cours de conduction est d'autant plus importante que le dopage des couches est important. Sachant que le dopage détermine directement la conductivité du cristal, le problème est plus important pour les diodes de puissance qui nécessitent une conductivité très élevée donc un dopage importants. A cause de ces charges si on inverse brusquement la polarité aux bornes de la diode pour la bloquer, la décharge doit d'abord se faire, en formant un courant intense qui va s'ajouter au courant de fuite I_s , jusqu'à ce que la charge stockée disparaisse. La diode ne se donc bloque pas instantanément, ce courant va décroître jusqu'à devenir nul pendant un temps t_{RR} appelé **temps de recouvrement inverse**.

Pour diminuer le temps de cette decharge il faut diminuer la charge stockée dans ces composants. On prévoit les solutions technologiques comme des pièges recombinants, qui sont souvent des atomes d'or. Ils diminuent la durée de vie des porteurs, ce qui induit une charge stockée plus faible.

Utilisation.

Les diodes de redressement rapides sont utilisées en électronique de puissance partout où l'on doit commuter très rapidement des courants importants. Elles sont le complément indispensable des transistors de puissance rapides.

Des diodes standard sont inutilisables dans ces cas là car elles sont trop lentes. Lors de la commutation des transistors, elles se comporteraient comme des court circuits (pendant le temps de recouvrement inverse), ce qui entraînerait des surcourants dans les transistors, et leur destruction plus ou moins rapide.

2.3.9. Diodes de signal.

Les diodes précédemment étudiées font intervenir des courants et tensions non négligeables. Les diodes de signal sont utilisées dans des applications à bas niveaux de courants et tensions.

Caractéristiques physiques.

Les diodes de signal n'ont pas besoin de tenir des fortes tensions inverses; par construction, elles pourront avoir une capacité parasite faible, et donc fonctionner à des fréquences élevées.

Ces caractéristiques sont obtenues grâce à une surface de jonction réduite et un ble dopage (diminution des charges stockées).

Détecteur de crête.

Ce dispositif permet de mémoriser la valeur crête d'un signal. Il est très utilisé en instrumentation.

C'est en fait un redresseur simple alternance avec filtrage dont la charge est quasi nulle (aux courants de fuite près): la constante de temps de décharge du condensateur est théoriquement infinie, (très grande en pratique).

Il se charge donc à la valeur crête (moins la tension de seuil de la diode) et reste chargé à cette valeur.

La résistance R sert à limiter le courant de charge du condensateur à une valeur raisonnable pour le générateur d'attaque.

Lorsque la tension e est supérieure à la tension aux bornes du condensateur U plus la tension de coude de la diode, celle ci conduit et charge le condensateur à travers la résistance R .

A noter que tel quel, ce montage est inexploitable pour des petits signaux : la tension mémorisée par la diode et le condensateur est inférieure à la valeur crête du signal d'entrée de la tension de seuil de la diode.

Il existe une version améliorée avec amplificateur opérationnel qui pallie cet inconvénient. Il faut aussi adjoindre à ce montage un système permettant de décharger le condensateur pour faire une nouvelle mesure.

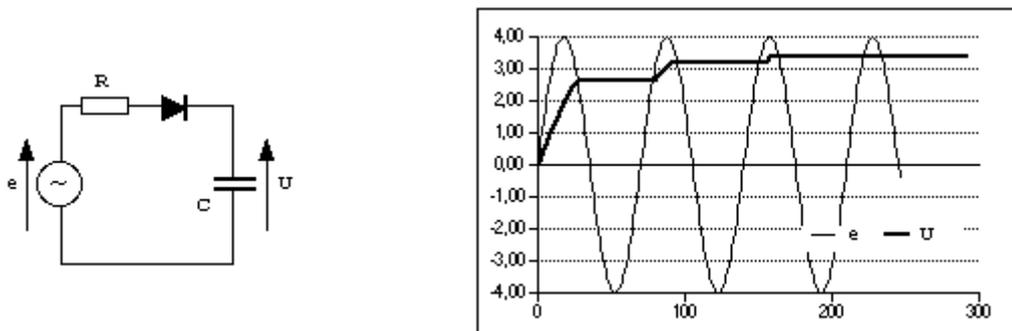


Figure 2- 24. Détecteur de crête.

Détection AM.

En radio diffusion, on ne peut pas émettre correctement un signal audible (20Hz-20kHz) directement sous forme d'une onde radio-électrique : il faut passer par un signal haute fréquence (Fig.2- 25.).

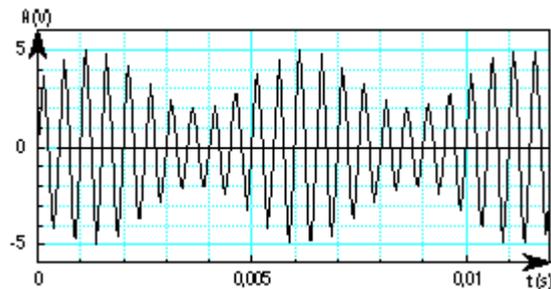


Figure 2- 25. Signal HF modulé en amplitude.

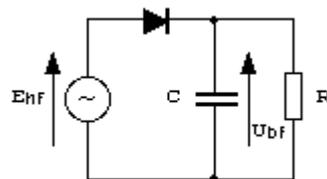


Figure 2- 26. Détecteur grandes ondes .

Le signal haute fréquence (quelques centaines de kHz), qu'on appelle la porteuse est modulé en amplitude par le signal audio (basse fréquence) à émettre. A l'arrivée (le poste à transistors !), on doit séparer les deux signaux. On le fait très simplement avec une diode et un condensateur (Fig.2-26.).

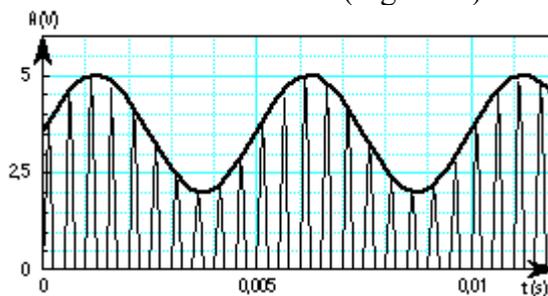


Figure 2- 27. Signal démodulé.

Sans la résistance R, on aurait un détecteur de crête comme précédemment. On détermine cette résistance de manière à ce que la constante de temps RC soit petite devant la période de la porteuse, et grande devant la période du signal à émettre : on arrive ainsi à reconstituer le signal basse fréquence (BF) : c'est la courbe en gras de la Fig.2- 27.

2.3.10. Thermomètres. Compensation thermique.

C'est une utilisation importante des diodes. La tension directe des jonctions PN en silicium est affectée d'un coefficient de température négatif (environ $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$).

Certains montages à transistors nécessitent une dérive minimum en température. On peut arriver à compenser cette dérive à l'aide d'une diode couplée thermiquement au transistor et placée judicieusement dans son circuit de base (voir chapitre sur les transistors).

Cette dérive en température peut aussi être utilisée comme thermomètre sur un montage. Lorsque la diode détecte des températures trop élevées, elle peut commander un circuit qui va (par exemple) couper certaines fonctions du montage (autoprotection). Cette fonction est très utilisée dans les composants intégrés.

2.3.11. Diodes ZENER.

Caractéristique.

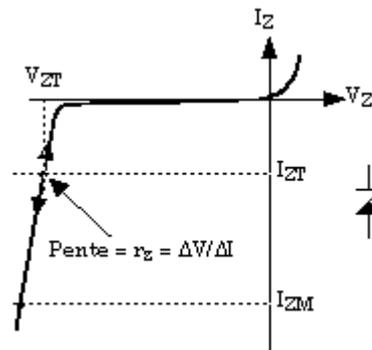


Figure 2- 28. Caractéristique d'une diode zéner.

Nous avons déjà parlé de l'effet zéner. Il concerne la caractéristique inverse de la diode.

En direct, une diode zéner se comporte comme une mauvaise diode normale.

En inverse, on fait en sorte que par construction l'effet zéner et / ou d'avalanche se produise à une tension bien déterminée, et ne soit pas destructif. La caractéristique inverse présente alors l'allure d'un générateur de tension à faible résistance interne.

En général, les constructeurs spécifient :

- la tension d'avalanche V_{zt} pour un courant déterminé I_{zt} . (les valeurs de tension sont normalisées).
- à ce point de fonctionnement V_{zt} / I_{zt} , on donne la résistance dynamique de la diode r_{zt} .
- le courant I_{zm} pour lequel la puissance dissipée dans le composant sera le maximum admissible.
- on indique aussi le coefficient de variation en température de la tension V_{zt} .

En dessous de $V_{zt} = 5V$, c'est l'effet zéner qui prédomine. Au dessus, c'est l'effet d'avalanche.

L'effet zéner est affecté d'un coefficient de température négatif (V_{zt} diminue quand la température augmente), et l'effet d'avalanche d'un coefficient positif. Les diodes ayant une tension V_{zt} d'environ $5V$ ont un coefficient de température nul, car les deux phénomènes se produisent de manière équilibrée, et leurs effets se compensent.

L'effet d'avalanche est plus franc que l'effet zéner, ce qui fait que le coude de tension inverse est plus arrondi pour les diodes zéner de faible tension.

Les diodes optimales en terme d'arrondi de coude et de résistance dynamique ont des tensions zéner voisines de 6 à 7V.

Schéma équivalent.

Pour simplifier les calculs, et comme pour la diode, on va définir un schéma équivalent approchant la réalité.

Si on utilise le composant suffisamment loin du coude, le schéma suivant modélise bien le comportement d'une diode zéner :

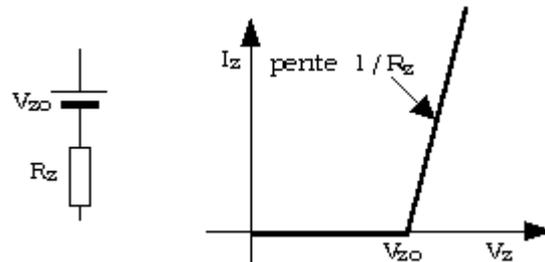


Figure 2- 29. Schéma équivalent de la diode zéner

On définit une tension de coude V_{z0} , et une résistance interne constante R_z .

Ce schéma sera à utiliser avec beaucoup de prudence sur des zéners de faible tension ($< 5V$) : leur coude est très arrondi, et la résistance dynamique varie beaucoup avec le courant. Pour des tensions supérieures à 5V, il n'y aura en général pas de problèmes.

Régulation de tension.

De par leurs caractéristiques de générateur de tension, ces diodes sont idéales pour réguler des tension continues ayant une ondulation résiduelle non négligeable (cas des tensions redressées filtrées).

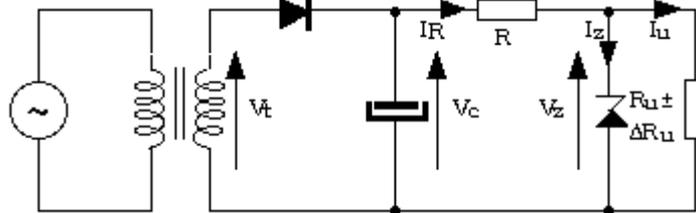


Figure 2- 30. Régulation de tension avec diode zéner.

Il est nécessaire d'intercaler une résistance (ou un générateur de courant) entre le générateur de tension filtrée et la zéner de régulation : ces deux éléments ayant des caractéristiques de générateurs de tension à faible résistance interne, on ne peut pas les brancher directement l'un sur l'autre sans les détruire.

Pour que la zéner fonctionne et assure son rôle de régulateur, il faut qu'un courant I_z non nul circule en permanence dans ce composant, et ce quelles que soient les variations de la tension d'entrée V_c et de la charge R_u .

La résistance R assure donc le rôle de **polarisation** de la zéner, et elle sera calculée pour que la condition énoncée ci-dessus soit remplie. Il faudra aussi veiller à ce que le courant I_z ne dépasse pas le courant I_{zm} , sous peine de détruire le régulateur.

En général, on rajoute toutefois un condensateur en parallèle avec la zéner : son impédance vient diminuer celle du montage aux fréquences élevées. C'est avantageux si le montage alimenté a une consommation en courant avec des composantes à hautes fréquences. Ce condensateur diminue aussi le bruit interne de la zéner qui est assez important.

Ce type d'alimentation est appelé **régulateur shunt** , car le courant de régulation I_z est dérivé à la masse.

En pratique, ces régulateurs sont utilisés dans des montages simples nécessitant peu de puissance.

Écrêtage des surtensions.

De par leurs caractéristiques, les diodes zéner sont idéales pour écrêter des surtension (commutation de selfs ou autres) et sont donc toutes indiquées pour la protection d'autre semi-conducteurs sensibles a ces surtensions.

Certains composants comme les **transils** ont des caractéristiques similaires aux zéners, mais peuvent supporter des puissances crête considérables pendant de courts instants. Ils sont utilisés pour protéger les installations coûteuse contre la foudre et les parasites d'équipements industriels (gros moteurs, relais de puissance, commutateurs statiques).

2.3.12. Diodes électroluminescentes.

Caractéristique.

Ces diodes spécifiques à base d'arseniure de gallium ont la propriété d'émettre de la lumière dans une bande de fréquence déterminée par les caractéristiques du matériau employé quand elles sont traversées par un courant direct.

Il en existe de diverses couleurs (jaune, orangé, rose, rouge, vert, infrarouges).

Leur rendement lumineux est assz faible. On les utilise avec un courant direct d'environ 10 à 20mA.

La tension de coude de ces composants est plus élevée que pour les diodes standard, et elle dépend de la couleur. Elle va de 1,2 à 2V environ.

Utilisation.

Les utilisations des Led sont de plus en plus nombreuses, car ces composants sont plus fiables que des lampes à incandescence, et leur rendement est un peu meilleur.

On les rencontre partout où on a besoin de témoins lumineux, et de plus en plus, associées en matrices pour remplacer des grosses lampes (feux tricolores de circulation par exemple), ou pour faire des panneaux d'affichage électroniques (heure, température, publicités diverses).

Les diodes à infrarouges servent beaucoup dans les télécommandes d'appareils TV / HIFI. On les utilise alors avec des forts courants pulsés.

2.3.13. Diodes à avalanche contrôlée.

Les diodes de redressement standard ne sont pas garanties pour fonctionner au delà de la tension V_R spécifiée. Si on utilise des diodes standard dans des milieux parasites, il se peut qu'on dépasse momentanément la tension inverse maxi et qu'on détruise la diode.

Certaines applications ont besoin de diodes qui ne soient pas détruites par une entrée en avalanche.

Caractéristiques physiques.

Les diodes à avalanche contrôlées sont fabriquées dans du silicium de meilleure qualité que les diodes standard : meilleure homogénéité du cristal, traitement de surface poussé limitant les courants de fuite

La résistivité du silicium est ainsi plus homogène, et lorsque le phénomène d'avalanche se produit, c'est dans tout le volume du cristal qui peut alors supporter des puissances très élevées pendant quelques dizaines de μs .

Ces diodes sont sévèrement triées en fin de fabrication pour détecter les défauts éventuels.

On spécifie en plus des I_R et V_R standards une tension inverse maxi pour un courant inverse donné.

Protection contre les surtensions.

Une des applications est l'utilisation dans des milieux parasites : des surtensions brèves (quelques μs) d'une amplitude très supérieure à la tension V_R de la diode peuvent apparaître : la diode va partir en avalanche, et limiter la surtension parasite. Ce phénomène ne sera pas destructif car la diode est conçue pour fonctionner en avalanche sans casser.

Il y a une double fonction d'autoprotection (la diode n'est pas détruite), et de protection de l'environnement de cette diode (écrêtage de la surtension).

2.3.14. Mise en série de diodes.

Lorsqu'on veut bloquer des fortes tensions sans faire appel à des diodes spéciales haute tension (chères et difficiles à se procurer), on peut mettre en série plusieurs diodes dont la somme des V_R sera supérieure à la tension à bloquer.

Si on met en série des diodes ordinaires, les tensions ne vont pas se répartir de façon égale pour toutes les diodes comme le montre la Fig. 2- 31

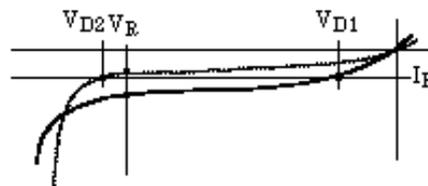


Figure 2- 31. Caractéristiques de deux diodes.

Si on met les deux diodes de cet exemple en série, sans autres composants en parallèle, le courant de fuite sera le même pour les deux diodes, et tel que $V_{D1} + V_{D2} = U$, tension totale à bloquer ; V_{D1} et V_{D2} sont les tensions aux bornes des diodes D1 et D2 pour le courant de fuite commun I_R .

La diode D1 qui fuit plus que l'autre à tension donnée va imposer un courant I_R entraînant une tension aux bornes de D2 supérieure à la tension de claquage V_R : D2 va être détruite par avalanche.

Dans le cas général où on met plusieurs diodes en série, la rupture de la première entraîne la destruction en chaîne de toutes les autres diodes.

La solution est dans les diodes à avalanche contrôlée : les courants de fuite (hors porteurs minoritaires) sont très réduits par construction, et une ou plusieurs diodes peuvent rentrer en avalanche sans problèmes. Le courant de fuite étant faible, la puissance dissipée restera dans les limites admissibles par le composant.

2.3.15. Autres.

Il existe encore beaucoup d'autres variétés de diodes. Citons entre autres :

- les diodes Schottky, à jonction métal / semi-conducteur : cette jonction hétérogène est caractérisée par l'absence de stockage des charges, elle est donc très rapide. Elle est très utilisée dans les circuits logiques rapides (TTL Schottky).
- les diodes varicap : on utilise la variation de la capacité de jonction avec la polarisation inverse dans des oscillateurs ou des circuits d'accord. On fait alors facilement varier la tension d'oscillation ou d'accord en modifiant la tension de polarisation.

3. TRANSISTOR BIPOLAIRE

Il existe une catégorie de composants (qu'ils soient électriques, mécaniques, etc) très intéressante : c'est celle qui permet d'obtenir en sortie du dispositif une grandeur de même nature et proportionnelle au stimuli d'entrée. Les exemples foisonnent :

- le levier, qui permet d'avoir en sortie un effort plus important qu'en entrée, ou bien un déplacement plus important (ou plus faible) que celui appliqué à l'entrée.
- l'engrenage, qui est la même chose que le levier pour les mouvements rotatifs : il permet de multiplier ou diviser la vitesse ou bien le couple d'entrée.
- le transformateur, qui permet de multiplier ou diviser la tension d'entrée.

Dans chacun de ces cas, la variable de sortie est de même nature que le stimuli à l'entrée, et il existe un coefficient de proportionnalité entre les deux, indépendant du stimuli d'entrée, donc intrinsèque au dispositif.

Il faut toutefois noter que dans tous les cas cités, il y a **conservation de l'énergie** : l'énergie à la sortie du composant est la même que celle à l'entrée.

Il **existe d'autres dispositifs** présentant les mêmes caractéristiques que ceux précédemment cités, et qui en plus, permettent de **multiplier l'énergie** : on trouve en sortie du dispositif une énergie supérieure à celle fournie à l'entrée. Bien entendu, il n'y a pas de génération spontanée d'énergie, il faudra donc au dispositif une entrée supplémentaire par laquelle une source sera susceptible de fournir de l'énergie.

Dans ce cas, il n'y a pas seulement transformation de la sortie proportionnellement à l'entrée, mais transfert d'énergie d'une source extérieure à la sortie du dispositif, ce transfert étant contrôlé par l'entrée.

Des exemples mécaniques bien connus sont respectivement les freins et la direction assistée.

Dans le premier cas, l'effort de freinage est proportionnel à l'effort exercé sur la pédale, mais une source d'énergie auxiliaire permet d'avoir à la pédale un effort beaucoup plus faible que ce qu'il faudrait sans l'assistance.

Dans le deuxième cas, on a la même chose : les roues tournent proportionnellement à l'angle de rotation du volant, mais la plus grosse partie de l'effort est prise en charge par un dispositif hydraulique.

Dans les deux cas, le dispositif permet d'amplifier l'effort exercé tout en le conservant proportionnel au stimuli d'entrée, ce qui facilite la commande.

Un tel dispositif est en fait un robinet de régulation d'énergie : il faut disposer d'un réservoir d'énergie, on pose le robinet dessus , et on peut disposer de l'énergie proportionnellement à une commande d'entrée.

En électronique, un tel composant est intéressant, car il va permettre d'**amplifier** un signal, et de commander des actionneurs requérant de la puissance (haut parleurs moteurs, etc) avec des signaux de faible niveau issus de capteurs (microphone, sonde de température, de pression,).

Le transistor à jonction va permettre de remplir (entre autres) cette fonction en électronique. Son domaine d'action est donc particulièrement vaste

A noter qu'avant le transistor, cette fonction était remplie par des tubes à vide (triodes entre autres).

L'avènement du transistor n'a donc pas apporté la fonction miracle en elle même, mais une commodité d'utilisation, l'encombrement réduit (les tubes à vide ont besoin d'un système d'alimentation complexe avec des tension relativement élevée, et nécessitent une adaptation d'impédance en sortie (transformateur)), et plus tard, la fiabilité, le faible coût

3.1 Principe

Nous avons déjà vu à propos de la diode que si celle-ci est polarisée en inverse, les porteurs minoritaires (électrons de la zone P et trous de la zone N, créés par l'agitation thermique) traversent sans problèmes la jonction et sont accélérés par le champ extérieur.

On a vu aussi que lorsque les porteurs majoritaires d'une zone franchissent la jonction, ils deviennent minoritaires dans l'autre zone, et qu'ils mettent un certain temps à se recombiner avec les porteurs opposés.

Partant des deux remarques précédentes, on peut déduire que si on injecte dans la zone N d'une jonction NP polarisée en inverse beaucoup de trous (qui seront dans cette zone des porteurs minoritaires) en faisant en sorte qu'ils ne se recombinent pas avec les électrons de la zone N, ils vont traverser la jonction et créer un courant dans le circuit extérieur.

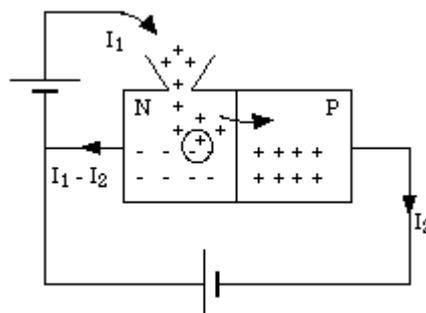


Figure 3- 1. Injection de trous dans une zone N.

La Figure 3- 1 illustre ce propos : il y aura des recombinaisons (charges + et - encerclées), mais limitées, et la plupart des trous iront dans la zone P et formeront le courant I_2 . A noter que les recombinaisons correspondent au courant $I_1 - I_2$.

Ce que nous venons de décrire n'est ni plus ni moins que l'effet transistor : il ne manque que le moyen d'injecter des trous dans la zone N et de faire en sorte que les recombinaisons soient faibles, pour que la majorité des trous passent dans la zone P.

Transistor réel - principe de fonctionnement.

Dans le transistor réel, on va apporter les trous en créant une jonction PN, que l'on va polariser en direct. On rajoute pour ce faire une zone P sur la zone N du montage Fig. 3- 2 Cette zone P qui injecte les trous est alors l'émetteur, et la zone N, faiblement dopée est la base. Comme dans le schéma de la Fig. 1., la jonction NP est polarisée en inverse. La deuxième zone P est le collecteur (voir Fig. 38.).

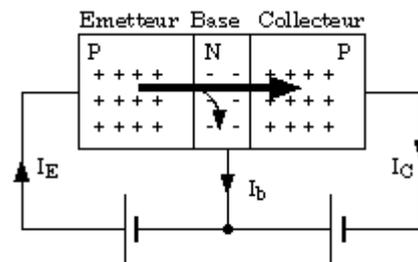


Figure 3- 2. Schéma de principe d'un transistor.

Les trous injectés dans la base par l'émetteur ont une faible probabilité de se recombiner avec les électrons de la base pour deux raisons :

- la base est faiblement dopée, donc, les porteurs majoritaires (électrons) seront peu nombreux.
- la base est étroite, et donc les trous émis sont happés par le champ électrique collecteur-base avant d'avoir pu se recombiner (la largeur de la base est petite devant la longueur de diffusion des porteurs minoritaires injectés par l'émetteur, qui sont ici les trous).

On peut observer le phénomène d'un point de vue différent : quand on injecte un électron dans la base, l'émetteur devra envoyer plusieurs trous dans la base pour qu'il y en ait un qui se recombine avec l'électron émis. Les autres trous vont passer directement dans le collecteur.

En première approximation, le nombre de trous passant dans le collecteur est proportionnel au nombre d'électrons injectés dans la base.

Ce rapport de proportionnalité est un paramètre intrinsèque au transistor et s'appelle le gain en courant β .

Il ne dépend que des caractéristiques physiques du transistor : il ne dépend ni de la tension inverse collecteur base, ni du courant circulant dans le collecteur. (ceci n'est qu'une approximation, mais dans les hypothèses de petits signaux, c'est assez bien vérifié.)

On a les relations suivantes :

$$I_C = \beta I_B \quad [1]$$

$$I_E = (\beta + 1) I_B \quad [2]$$

$$I_B = I_E - I_C \quad [3]$$

Constitution et caractéristiques physiques d'un transistor.

Un transistor bipolaire est donc constitué de trois zones de silicium alternativement dopées N et P, formant deux jonctions PN.

Le transistor décrit au paragraphe précédent comporte deux zones P et une zone N. C'est une des deux façons d'agencer les jonctions pour fabriquer un transistor :

- soit une zone P, une N et une P : le transistor est dit PNP.
- soit une zone N, une P et une N : le transistor est dit NPN.

Dans les deux cas, la zone centrale (base) est très étroite vis à vis de la longueur de diffusion des porteurs minoritaires issus de la zone adjacente (l'émetteur).

La base possède en outre la caractéristique d'être très faiblement dopée en comparaison de l'émetteur.

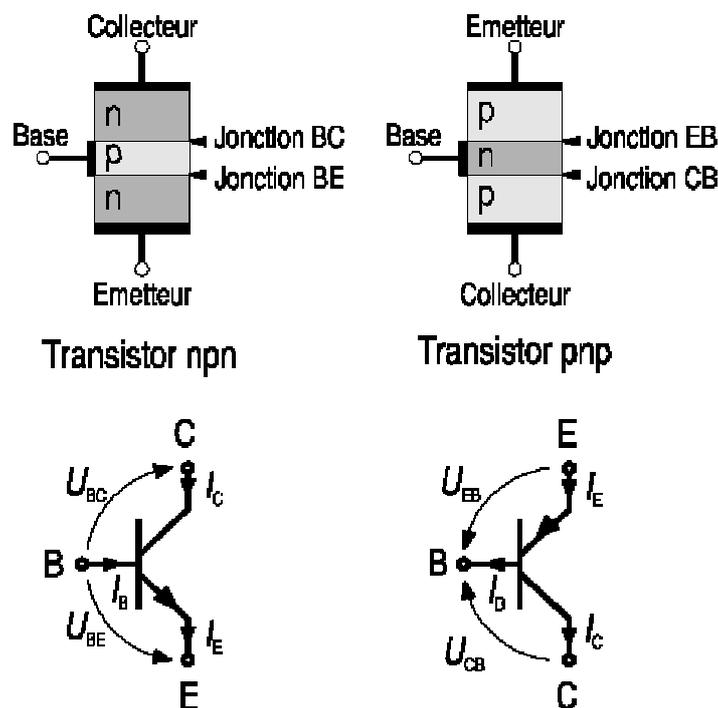


Figure 3- 3: Structures et symboles des transistors bipolaires

Courants de fuite.

La relation [1] n'est qu'imparfaitement vérifiée pour une autre raison : si on reprend le schéma Fig. 3- 2. et qu'on coupe la connection de la base ($I_b = 0$), on s'aperçoit que le courant circulant dans le collecteur n'est pas nul, dû à des porteurs minoritaires qui passent de la base dans le collecteur. Ce courant est nommé I_{CEO} .

La relation [1] devient donc :

$$I_C = I_{CEO} + \beta I_B \quad [4]$$

En pratique, aux températures ordinaires, ce courant de fuite sera négligé. On verra par la suite qu'on s'arrangera pour polariser les montages de telle manière que le point de polarisation soit quasiment indépendant du courant de fuite.

Symboles, tensions et courants.

Dans le symbole du transistor (Fig. 3- 3), une flèche désigne l'émetteur ainsi que le sens de circulation du courant d'émetteur ; c'est le sens de cette flèche qui va

repérer le type de transistor : NPN pour un courant d'émetteur sortant du transistor, et PNP dans le cas inverse.

La base est représentée par une barre parallèle à l'axe collecteur-émetteur. D'autres symboles existent, mais celui-ci est le plus usité.

Les transistors sont des composants polarisés : les courants indiqués sont les seuls possibles pour un fonctionnement correct. En conséquence, il faudra choisir le type de transistor adapté au besoin (NPN ou PNP) et faire attention au sens de branchement.

3.2 Transistor NPN

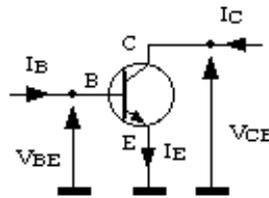


Figure 3- 4. Courants et tensions sur un NPN.

Dans ce type de transistor, les courants de base et de collecteur sont rentrants, et le courant d'émetteur est sortant. Les tensions V_{BE} et V_{CE} sont ici positives.

3.3 Transistor PNP

Dans ce type de transistor, les courants de base et de collecteur sont sortants, et le courant d'émetteur est rentrant. Les tensions V_{BE} et V_{CE} sont ici négatives.

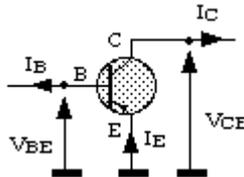


Figure 3- 5. Courants et tensions sur un PNP.

3.4 Caractéristiques électriques

Pour ce paragraphe, nous allons étudier les caractéristiques des transistors NPN. Celles des transistors PNP sont les mêmes aux réserves de signes décrites au paragraphe précédent.

Les transistors NPN sont plus répandus car ils ont de meilleures performances que les PNP (la conductibilité du silicium N est meilleure que celle du silicium P, ainsi que la tenue en tension).

3.4.1. Configurations de base.

Quand on branche un transistor, si on s'arrange pour qu'il y ait une patte commune à l'entrée et à la sortie du montage, il y a 3 manières fondamentales de procéder :

- la patte commune est l'émetteur : on parle de montage **émetteur commun** . L'entrée est la base et la sortie le collecteur.
- La patte commune est la base : on parle de montage **base commune** . L'entrée est l'émetteur et la sortie le collecteur.
- La patte commune est le collecteur : on parle de montage **collecteur commun** . L'entrée est la base et la sortie l'émetteur.

Nous reverrons ces trois montages fondamentaux dans un chapitre spécifique.

3.4.2. Schéma de mesure des caractéristiques.

Les **caractéristiques qui suivent sont données pour un montage émetteur commun** . Le schéma le plus simple est le suivant :

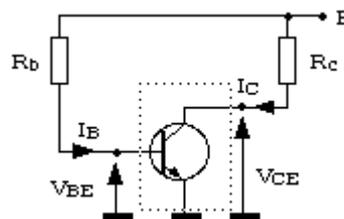


Figure 3- 6. . Montage de base émetteur commun .

Dans ce schéma, la base est polarisée en direct par la résistance de base R_b : le potentiel de la base est alors de 0,7V environ, car l'émetteur est à la masse et la jonction base émetteur est l'équivalent d'une diode passante.

Le collecteur est lui polarisé par la résistance de collecteur R_c de telle manière que la tension du collecteur soit supérieure à la tension de la base : la jonction base collecteur est alors polarisée en inverse.

On polarise donc convenablement le transistor avec une simple alimentation et deux résistances. Dans ce montage, l'entrée est la base et la sortie est le collecteur.

L'entrée est caractérisée par les deux grandeurs I_B et V_{BE} , et la sortie par les grandeurs I_C et V_{CE} , soit 4 variables.

3.4.3. Caractéristique d'entrée.

La caractéristique d'entrée du transistor est donnée par la relation $I_B = f(V_{BE}) @ V_{CE} = \text{cte}$.

En fait, le circuit d'entrée est la jonction base émetteur du transistor, soit une jonction diode.

Cette caractéristique va dépendre très peu de la tension collecteur émetteur : on la donne en général pour une seule valeur de V_{CE} . La courbe est la suivante :

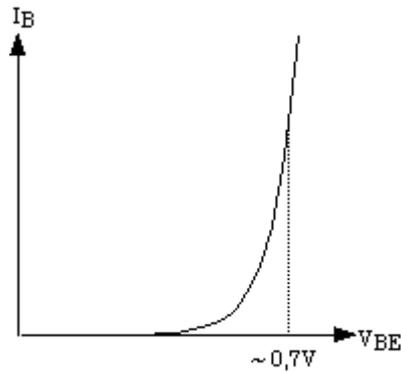


Figure 3- 7. . Caractéristique d'entrée du transistor.

La tension V_{BE} est d'environ 0,7V pour une polarisation normale du transistor (courant de base inférieur au mA). Cette valeur est donc légèrement supérieure à celle d'une jonction de diode.

3.4.4. Caractéristique de transfert.

La caractéristique de transfert est définie par la relation $I_C = f(I_B) @ V_{CE} = \text{cte}$.

Nous avons déjà dit que le courant d'émetteur est proportionnel au courant de base (formule [1]).

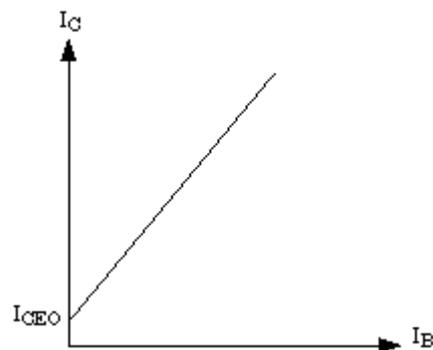


Figure 3- 8. . Caractéristique de transfert du transistor.

La caractéristique de transfert est donc une droite ; le transistor est un générateur de courant commandé par un courant.

Si on considère le courant de fuite I_{CEO} , la caractéristique ne passe pas par l'origine, car $I_C = I_{CEO}$ pour $I_B = 0$.

Le β du transistor va varier grandement en fonction du type de transistor : 5 à 10 pour des transistors de grosse puissance, 30 à 80 pour des transistors de moyenne puissance, et de 100 à 500 pour des transistors de signal.

3.4.5. Caractéristique de sortie.

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

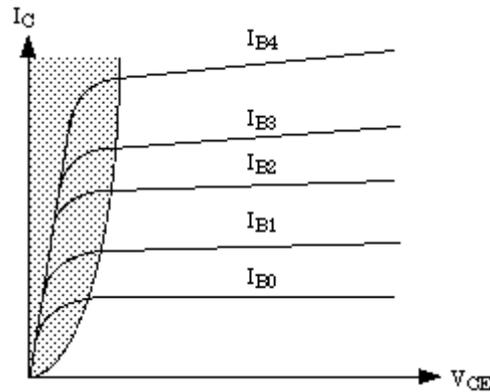


Figure 3- 9. Caractéristiques de sortie du transistor.

Sur ces caractéristiques (Fig. 3- 9.), on distingue deux zones :

- une zone importante où le courant I_C dépend très peu de V_{CE} à I_B donné : cette caractéristique est celle d'un générateur de courant à résistance interne utilisé en récepteur. Dans le cas des transistors petits signaux, cette résistance est très grande : en première approche, on considérera que la sortie de ce montage à transistor est un générateur de courant parfait.

- une zone des faibles tensions V_{CE} (0 à quelques volts en fonction du transistor). C'est la zone de saturation. Quand la tension collecteur-émetteur diminue pour devenir très faible, la jonction collecteur-base cesse d'être polarisée en inverse, et l'effet transistor décroît alors très rapidement. A la limite, la jonction collecteur-base devient aussi polarisée en direct : on n'a plus un transistor, mais l'équivalent de deux diodes en parallèle. On a une caractéristique ohmique déterminée principalement par la résistivité du silicium du collecteur. Les tensions de saturation sont toujours définies à un courant collecteur donné : elles varient de 50mV pour des transistors de signal à des courants d'environ 10mA, à 500mV pour les mêmes transistors utilisés au maximum de leurs possibilités (100 à 300 mA), et atteignent 1 à 3V pour des transistors de puissance à des courants de l'ordre de 10A.

3.4.6. Limites d'utilisation.

Le transistor pourra fonctionner durablement sans détériorer à l'intérieur d'un domaine d'utilisation bien déterminé si des limites ne sont pas dépassées.

Ce domaine sera limité par trois paramètres :

- **le courant collecteur maxi $I_{CM_{max}}$** . Le dépassement n'est pas immédiatement destructif, mais le gain en courant β va chuter fortement, ce qui rend le transistor peu intéressant dans cette zone.
- **la tension de claquage $V_{CE_{max}}$** : au delà de cette tension, le courant de collecteur croît très rapidement s'il n'est pas limité à l'extérieur du transistor.
- **la puissance maximale** que peut supporter le transistor, et qui va être représentée par une hyperbole sur le graphique, car on a la relation :

$$P_{TM_{max}} = V_{CE} \times I_C \Rightarrow I_C = P_{TM_{max}} / V_{CE} \quad [5]$$

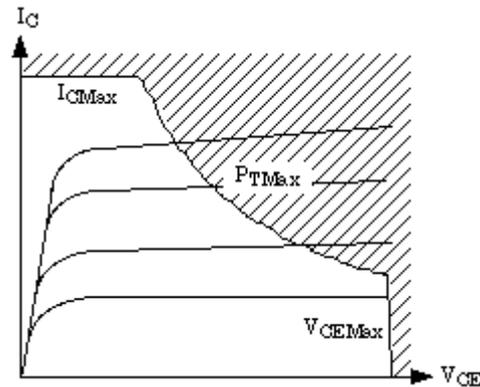


Figure 3- 10. Limites d'utilisation de transistor.

Toute la zone hachurée sur la caractéristique de sortie du transistor (Fig.3- 10.) est donc interdite.

En bref

Le transistor c'est un **amplificateur de courant** : c'est un **générateur de (fort) courant** (en sortie) **piloté par un (faible) courant** (en entrée).

3.5 Paramètres essentiels des transistors

Le choix d'un transistor (au premier ordre) se fera en considérant les paramètres suivants :

- La tension maximale que peut supporter le transistor V_{CEMax}
- Le courant maximal de collecteur I_{CMax} .
- La puissance maximale que le transistor aura à dissiper (ne pas oublier le radiateur !).
- Le gain en courant β .
- Si on utilise le transistor en commutation, la tension de saturation $V_{CEsatmax}$ sera un critère de choix essentiel comme équivalence de la chute de tension sur un interrupteur fermé.
- La fréquence maximale de fonctionnement f_T

3.6 Montages de base

3.6.1. Mise en œuvre du transistor.

On a vu que le transistor était un amplificateur de courant : on va donc l'utiliser pour amplifier des signaux issus de sources diverses.

Il va falloir pour cela mettre en œuvre tout un montage autour du transistor pour plusieurs raisons :

Alimentation.

Le transistor, tout en étant classifié dans les composants actifs, ne fournit pas d'énergie : il faudra donc que cette énergie vienne de quelque part ! C'est le rôle de l'alimentation qui va servir à apporter les tensions de polarisation nécessaires pour le fonctionnement désirée et par consequence de l'énergie que le montage sera par la suite susceptible de fournir en sortie.

Polarisation.

Le transistor ne laisse passer le courant que dans un seul sens : il va donc falloir le polariser pour pouvoir y faire passer du courant alternatif, c'est à dire superposer au courant alternatif un courant continu suffisamment grand pour que le courant total (continu + alternatif) circule toujours dans le même sens.

Il faudra en plus que la composante alternative du courant soit suffisamment petite devant la composante continue pour que la linéarisation faite dans le cadre de l'hypothèse des petits signaux soit justifiée.

Conversion courant/tension.

Le transistor est un générateur de courant. Comme il est plus commode de manipuler des tensions, il va falloir convertir ces courants en tensions : on va le faire simplement en mettant des résistances dans des endroits judicieusement choisis du montage.

Liaisons.

Une fois le transistor polarisé, il va falloir prévoir le branchement de la source alternative d'entrée sur le montage. En règle générale, ceci se fera par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison placé entre la source et le point d'entrée du montage à transistor (base pour montages émetteur et collecteur commun, émetteur pour montage base commune).

De la même manière, pour éviter que la charge du montage à transistor (le dispositif situé en aval et qui va utiliser le signal amplifié) ne perturbe sa polarisation, on va aussi l'isoler par un condensateur de liaison.

Ces condensateurs vont aussi éviter qu'un courant continu ne circule dans la source et dans la charge, ce qui peut leur être dommageable.

Insensibilité du montage aux paramètres du transistor.

Dans la mesure du possible, la polarisation devra rendre le montage insensible aux dérives thermiques du transistor et elle devra être indépendante de ses caractéristiques (notamment du gain), ceci pour que le montage soit universel , et ne fonctionne pas uniquement avec le transistor dont on dispose pour réaliser la maquette. Cela permet aussi de changer le transistor sur le montage sans se poser de questions en cas de panne.

Méthodologie de calcul.

Nous appliquons une règle d'analyse de circuits qui précise qu'il convenait pour des raisons de simplification des calculs de séparer l'étude de la polarisation de l'étude en alternatif petits signaux.

La polarisation est calculée dans un premier temps ; on fait alors un schéma équivalent du montage pour le continu. Le calcul se fait simplement avec la loi d'Ohm et les principaux théorèmes de l'électricité.

Pour la partie petits signaux alternatifs à amplifier il faut définir les paramètres à linéariser et en déduire un schéma équivalent du transistor.

La solution globale (celle correspondant à ce qui est physiquement constaté et mesuré sur le montage) est la somme des deux solutions continue et alternative définies ci-dessus conformément au principe de superposition.

Schéma équivalent alternatif petits signaux du transistor. Paramètres hybrides.

En pratique, pour simplifier, on donne d'abord le schéma équivalent et les équations qui s'y rapportent, pour ensuite justifier ces éléments à l'aide des caractéristiques des transistors.

Le transistor est considéré comme un quadripôle ; il a deux bornes d'entrée et deux bornes de sortie (une patte sera alors commune à l'entrée et à la sortie) et va être défini par 4 signaux : courant et tension d'entrée, courant et tension de sortie. Ces variables ont déjà été définies pour le montage émetteur commun : il s'agit du courant I_B et de la tension V_{BE} pour l'entrée, du courant I_C et de la tension V_{CE} pour la sortie.

En fait, ces signaux se décomposent en deux parties : les tensions et courants continus de polarisation notés avec indice o : I_{Bo} , V_{BEo} , I_{Co} , et V_{CEo} , et les petites variations alternatives autour du point de repos qui sont respectivement i_b , v_{be} , i_c , et v_{ce} .

Nous avons les équations :

$$I_C = I_{Co} + i_c \quad [6]$$

$$I_B = I_{Bo} + i_b \quad [7]$$

$$V_{CE} = V_{CEo} + v_{ce} \quad [8]$$

$$V_{BE} = V_{BEo} + v_{be} \quad [9]$$

Ce sont les petites variations qui vont nous intéresser pour le schéma équivalent alternatif qui est le suivant :

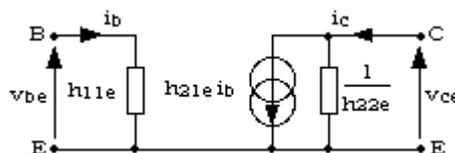


Figure 3- 11. Schéma équivalent du transistor NPN.

Il convient de noter que ce schéma, bien que dérivé du montage émetteur commun (l'émetteur est bien ici la borne commune entre l'entrée et la sortie) est **intrinsèque**

au transistor et pourra être utilisé dans tous les cas de figure : il suffira de l'intégrer tel quel au schéma équivalent du reste du montage en faisant bien attention aux connexions des trois pattes du transistor E, B et C.

L'appellation schéma équivalent du montage émetteur commun provient de la définition des variables d'entrée et de sortie qui sont celle de ce type de montage.

Nota : On peut remarquer ici que les sens des courants sont conventionnels, et non absolus, et ne servent qu'à effectuer les calculs comme si les sources étaient continues ; une seule chose est impérative : indiquer convenablement la phase de i_b et i_c . On choisit un sens opposé pour ces deux courants ce qui signifie que les transistors PNP auront strictement le même schéma alternatif petits signaux que les NPN.

Dans ce schéma, nous avons les relations suivantes :

$$\begin{cases} v_{be} = h_{11e} i_b + (h_{12e} v_{ce}) \\ i_c = h_{21e} i_b + h_{22e} v_{ce} \end{cases} \quad [10]$$

L'indice e sur les paramètres h_{ije} (qu'on appelle paramètres de transfert) indique qu'il s'agit des paramètres émetteur commun.

Nous n'utiliserons pas ces caractéristiques dans ce cours.

Si on analyse la première équation du système [10], on y voit l'expression de v_{be} en fonction de i_b et v_{ce} . On a :

- $h_{11e} = v_{be}/i_b @ v_{ce} = 0$. Si on se rappelle que v_{be} et i_b sont des petites variations autour du point de repos (V_{BE0}, I_{B0}) et que la caractéristique d'entrée du transistor est la courbe $I_B = f(V_{BE}) @ V_{CE} = cte$ (donc $v_{ce} = 0$), alors, on voit que **h_{11e} a l'unité Ohm et est la résistance dynamique de la jonction base-émetteur**.

- $h_{12e} = v_{be}/v_{ce} @ i_b = 0$. Ce paramètre est en fait la réaction de la sortie sur l'entrée dans la théorie des quadripôles. Lors de l'étude du principe du transistor, il a été dit que cette réaction était **négligeable**. Dans toute la suite du cours, il ne sera plus fait mention de ce paramètre.

La deuxième équation nous donne :

- $h_{21e} = i_c/i_b @ v_{ce} = 0$. Ce paramètre ayant l'unité mA/mA ou A/mA **est le gain en courant en fonctionnement dynamique** du transistor. Il peut être légèrement différent du gain en fonctionnement statique β déjà mentionné, car il a été dit que la linéarité de ce paramètre n'est pas rigoureusement vérifiée.

- $h_{22e} = i_c/v_{ce} @ i_b = 0$. Ce paramètre a la dimension d'une admittance : **c'est l'inverse de la résistance du générateur de courant de sortie du transistor**. En pratique, sa valeur est faible (donc la résistance est élevée), et on le négligera, car son influence sera modérée vis à vis de l'impédance de charge du montage.

On voit qu'en fait, les paramètres de transfert issus de la théorie des quadripôles colle bien aux caractéristiques physiques du transistor :

- une **entrée résistive** (la résistance différentielle de la jonction base-émetteur), la réaction de la sortie sur l'entrée étant négligeable.

- une sortie équivalente à un générateur de courant proportionnel au courant d'entrée, ce générateur étant imparfait, donc avec une résistance interne non nulle.

3.6.2. Montage émetteur commun.

On peut maintenant passer au montage fondamental à transistor : le montage émetteur commun. Il réalise la fonction d'amplification de base de l'électronique.

Polarisation. Point de fonctionnement.

- **Polarisation par une résistance.**

Le montage le plus élémentaire tout en étant fonctionnel est le suivant :

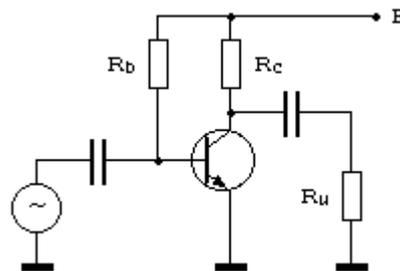


Figure 3-12. Polarisation par résistance de base.

Le fonctionnement est simple : le courant de base I_{B0} est fixé par R_b , ce qui entraîne un courant de collecteur I_{C0} égal à βI_{B0} . Le courant collecteur étant fixé, la tension aux bornes de R_c va être égale à $R_c I_{C0}$. Le montage est entièrement déterminé.

Pour calculer les éléments R_b et R_c , on va procéder à l'envers : on va partir de ce qu'on désire (le courant I_{C0} et la tension V_{CE0}), et remonter la chaîne :

- On se **fixe un courant collecteur** de repos I_{C0} (c'est le courant de polarisation). Ce courant sera choisi en fonction de l'application, et variera entre une dizaine de μA (applications très faible bruit), et une dizaine de mA (meilleures performances en haute fréquence, soit quelques MHz).

- On se **fixe une tension de collecteur** V_{CE0} , qu'on prend en général égale à 50 % de la tension d'alimentation ($E/2$), pour que la tension du collecteur puisse varier autant vers le haut que vers le bas lorsqu'on appliquera le signal alternatif.

- La **résistance de collecteur** R_c , en plus d'assurer une polarisation correcte de la jonction base-collecteur, convertit le courant collecteur (et ses variations) en tension. Elle est déterminée par la formule :

$$R_c = \frac{E - V_{CE0}}{I_{C0}} \quad [12]$$

- le **courant I_{B0} est alors imposé** par les caractéristiques de gain en courant du transistor (β). On note ici qu'il est impératif de le connaître (donc de le mesurer) :

$$I_{B0} = \frac{I_{C0}}{\beta} \quad [13]$$

- La **résistance de base** R_b est alors calculée à l'aide de la formule :

$$R_b = \frac{E - V_{BE0}}{I_{B0}} \quad [14]$$

- Pour ce faire, on prendra $V_{BE0} = 0,7V$, car un calcul plus précis (il faudrait connaître la caractéristique $I_B = f(V_{BE})$ pour le faire !) ne servirait à rien.

On peut résumer toute cette étape de polarisation sur un seul graphique :

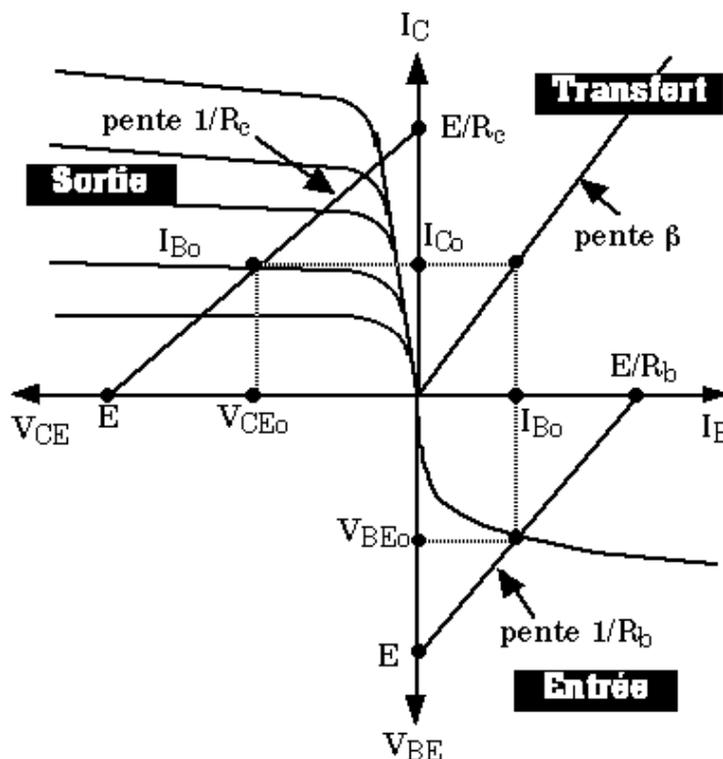


Figure 3- 13. Polarisation du transistor.

On reconnaîtra ici les trois caractéristiques du transistor (entrée, transfert, sortie) jointes sur le même graphique. **Attention** : il faut bien remarquer que les axes sont différents de part et d'autre du zéro !

Ce montage assure les diverses fonction : il est correctement alimenté, polarisé (jonction base-émetteur en direct, jonction base collecteur en inverse, courants dans le bon sens), et il possède des condensateurs de couplage. Il y a une ombre au tableau : bien que fonctionnel, ce montage ne garantit pas du tout la fonction de robustesse vis à vis de la dérive thermique et des caractéristiques du transistor. En effet, on peut remarquer que :

- si le courant de fuite du collecteur I_{CEO} augmente sous l'effet de la température, rien ne va venir compenser cette variation : V_{CE0} va diminuer et le point de polarisation va se déplacer.

- Si on veut changer le transistor par un autre dont le gain soit très différent, vu que I_{B0} est imposé par E et R_b , $I_{C0} = \beta I_{B0}$ n'aura pas la bonne valeur, et V_{CE0} non plus. Et il ne s'en faut pas de quelques %, car pour une même référence de transistor, le gain peut varier d'un facteur 1,5 à 5 ou plus ! On peut donc se retrouver avec un montage dont le transistor serait saturé, donc inutilisable pour l'amplification de petits signaux.

Comme il est impensable de mesurer chaque transistor avant de l'utiliser, on ne peut pas en pratique exploiter le montage décrit Fig. 3- 12. Ce montage n'a qu'un intérêt pédagogique, et pour des montages réels, on va lui préférer le montage à polarisation par pont de base appelé aussi polarisation en H.

- **Polarisation en H (par pont de base).**

Ce schéma est un peu plus complexe que le précédent. Nous allons d'abord analyser les différences, et ensuite, nous suivrons pas à pas la méthode de calcul de la polarisation.

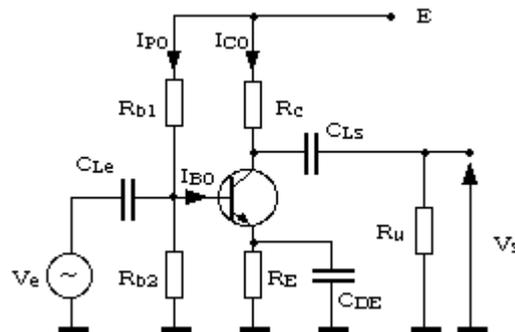


Figure 3- 14. Polarisation par pont de base.

Par rapport au schéma Fig. 3- 12, on note que la base est polarisée à l'aide d'un pont de résistances R_{b1} et R_{b2} . Le rôle de ces résistances sera de fixer le potentiel de base. Comme la tension V_{BE} est voisine de $0,7V$, ceci impose de mettre une résistance entre l'émetteur et la masse. Cette résistance est découplée par le condensateur C_{DE} , qui va être l'équivalent d'un court-circuit en alternatif.

A quoi servent ces éléments ? Pour raisonner, on va faire abstraction du condensateur C_{DE} , qui est un circuit ouvert pour le régime continu.

Les résistances du pont de base vont être choisies de telle manière que le courant circulant dans ce pont soit très supérieur au courant rentrant dans la base (au moins 10 fois plus grand), ceci afin que des petites variations du courant de base ne modifient pas le potentiel de la base, qui restera donc fixe.

Le potentiel d'émetteur va être égal au potentiel de base moins environ $0,7V$ et sera lui aussi fixe, à courant de base donné. Dans ce cas, la tension aux bornes de R_E est déterminé. Le courant d'émetteur (donc celui du collecteur, et celui de la base, via le β) sera alors fixé par la valeur de la résistance R_E et la tension du pont de base.

Le courant collecteur étant défini, on choisit la résistance de collecteur pour avoir V_{CE0} au milieu de la plage de tension utilisable.

Quel est l'avantage de ce montage ? Supposons que le courant I_{CEO} augmente sous l'effet de la température. La tension aux bornes de R_E va alors augmenter. Comme le potentiel de base est fixé par le pont R_{b1}/R_{b2} , la tension V_{BE} va diminuer. Cette diminution va entraîner une baisse du courant de base, donc du courant de collecteur.

Cet effet vient donc s'opposer à l'augmentation du courant collecteur dû à l'augmentation du courant de fuite I_{CEO} . Le montage s'auto-stabilise.

L'autre avantage, c'est que le courant de collecteur est fixé par le pont de base et par la résistance d'émetteur. Ces éléments sont connus à 5% près en général, donc, d'un montage à un autre, on aura peu de dispersions, et surtout, le courant collecteur sera indépendant du gain du transistor. On a dit à cet effet que le pont de base est calculé de manière à ce que le potentiel de base soit indépendant du courant de base : ce potentiel ne dépendra pas du transistor, et le courant de base s'ajustera automatiquement en fonction du gain du transistor sans perturber le pont de base.

On fera les calculs dans l'ordre suivant :

- On **fixe le courant collecteur de repos** I_{C0} . A noter que le courant d'émetteur sera quasiment le même car $I_C = I_E - I_B \approx I_E$.
- On **fixe le potentiel d'émetteur** V_{E0} (au maximum à $E/3$, et en pratique, une valeur plus faible : 1 à 2V est une valeur assurant une assez bonne compensation thermique sans trop diminuer la dynamique de sortie).
- On calcule alors la **résistance** R_E par la formule :

$$R_E = \frac{V_{E0}}{I_{C0}} \quad [15]$$

- On se **fixe la tension collecteur émetteur** V_{CE0} : en général, on la prendra égale à la moitié de la tension disponible qui est égale non plus à E , mais à $E - V_{E0}$. On en **déduit la résistance** R_c :

$$R_c = \frac{E - V_{E0} - V_{CE0}}{I_{C0}} \quad [16]$$

- On **fixe le courant du pont de base** (on prendra une valeur moyenne pour le β du transistor, cette valeur n'étant pas critique ici) :

$$I_{P0} = 10 I_{B0} = 10 \frac{I_{C0}}{\beta} \quad [17]$$

- On **calcule** R_{b2} (en règle générale, on prendra V_{BE0} égal à 0,7V) :

$$R_{b2} = \frac{V_{Eo} + V_{BEo}}{I_{Po}} \quad [18]$$

- On en **déduit** R_{b1} :

$$R_{b1} = \frac{E}{I_{Po}} - R_{B2} \quad [19]$$

Le point de repos du montage étant déterminé, on va passer au comportement en alternatif.

Fonctionnement en petits signaux alternatifs.

Si on applique les règles, on obtient :

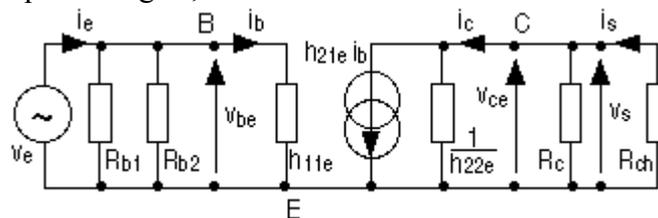


Figure 3- 15 Schéma équivalent en alternatif.

On notera que la résistance d'émetteur a disparu, car elle est shuntée par le condensateur de découplage C_{DE} .

En quoi va consister l'étude en alternatif ?

Tout d'abord, on va évaluer la **capacité du montage à amplifier le signal d'entrée**. La caractéristique représentative de cette fonction est le **gain en tension** A_v , qui est le rapport entre les tensions de sortie et d'entrée.

Ensuite, il faut regarder en quoi **le montage peut s'interfacer avec la source d'entrée sans la perturber** ; il doit rester le plus neutre possible vis à vis de cette source, surtout s'il s'agit d'un capteur de mesure ! La grandeur représentative est **l'impédance d'entrée**.

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

Nous allons calculer ces trois paramètres. On pourrait y rajouter le gain en courant A_i qui est le rapport des courants de sortie et d'entrée, et aussi le gain en puissance. En amplification petits signaux, ces paramètres sont peu utilisés, nous n'en parlerons donc pas.

Fonctionnement intuitif .

Avant de faire des calculs compliqués sur un schéma abstrait, il serait bon de voir comment marche le montage de façon intuitive et qualitative.

On considère que le potentiel d'émetteur est fixe grâce au condensateur de découplage C_{DE} .

Si on augmente légèrement la tension de base, le courant de base va augmenter. Le courant de collecteur va augmenter proportionnellement au courant de base, et donc, la chute de tension dans la résistance R_c va augmenter. Le potentiel du collecteur va alors baisser.

On peut par conséquent s'attendre à un gain en tension négatif (entrée et sortie en opposition de phase).

On peut aussi voir ce que donnerait le montage sans le condensateur C_{DE} : si la tension de base augmente, le courant de base, donc de collecteur augmente. La tension aux bornes de la résistance d'émetteur va augmenter aussi, et donc, le potentiel de l'émetteur va remonter, ce qui va entraîner une diminution de la tension V_{BE} , donc du courant de base, donc du courant de collecteur : il y a une contre-réaction qui s'oppose à l'amplification.

Le gain en tension sera plus faible qu'avec le condensateur C_{DE} . Nous aurons l'occasion de revoir ce montage (dit à charge répartie) dans un chapitre ultérieur.

Gain en tension.

Le gain en tension peut être défini de deux manières :

- le gain à vide , c'est à dire sans charge connectée en sortie du montage.
- le gain en charge , avec la charge connectée.

Dans ce paragraphe, nous allons calculer le gain de l'étage à vide. Nous verrons ensuite qu'il est simple de calculer le gain en charge à postériori.

On va d'abord procéder à quelques simplifications dans le schéma :

- les deux résistances du pont de base sont en parallèle du point de vue alternatif. Nous allons donc les remplacer par une seule résistance R_p dont la valeur sera égale à $R_{b1} // R_{b2}$.
- la résistance de sortie $1/h_{22e}$ du transistor est grande (plusieurs dizaines de $k\Omega$). Pour une alimentation E de 12V, un courant I_{C0} de 2mA et une tension V_{CE0} de 5V, on aura $R_c = 2500 \Omega$, soit environ le dixième de $1/h_{22e}$. On va donc négliger ce dernier terme. On notera que lorsque la tension d'alimentation est élevée et que le courant de collecteur est faible, cette simplification est moins justifiée.
- on supprime la charge R_u (hypothèse de calcul).

Avec ces hypothèses, le schéma devient :

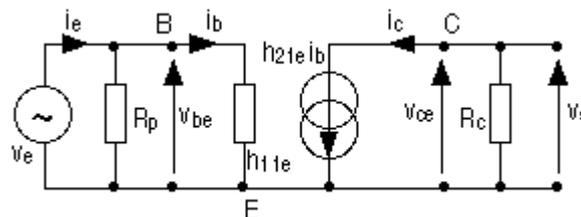


Figure 3- 16. Schéma équivalent simplifié.

On a les équations suivantes :

$$v_e = h_{11e} i_b \quad [20]$$

$$v_s = - R_c i_c \quad [21]$$

$$i_c = h_{21e} i_b \quad [22]$$

$$[21] \text{ \& } [22] \Rightarrow v_s = - h_{21e} R_c i_b \quad [23]$$

Si on pose $h_{21e} = \beta$ (le gain dynamique est égal au gain statique), on obtient l'expression du gain en tension :

$$A_v = \frac{v_s}{v_e} = - \frac{\beta R_c}{h_{11e}} \quad [24]$$

Cette expression montre que le gain de l'étage dépend de deux paramètres du transistor : le gain en courant β et la résistance dynamique d'entrée h_{11e} .

Pour augmenter ce gain, on pourrait se dire qu'il suffit d'augmenter R_c (donc de diminuer le courant I_{C0} pour garder un V_{CE0} constant).

Ce serait une grave erreur : en effet, si on diminue I_{C0} , on diminue aussi forcément I_{B0} , et en conséquence, la résistance différentielle de la jonction base émetteur augmente : le gain risque donc de ne pas trop augmenter.

Les paramètres de cette formule sont donc liés : ils ne sont pas indépendants, et on ne fait pas ce qu'on veut.

Nous allons essayer de trouver une formulation mettant en œuvre des paramètres indépendants.

Nous avons déjà dit que la jonction base-émetteur était l'équivalent d'une diode. Elle satisfait notamment aux mêmes formulations mathématiques. Dans le chapitre relatif à la diode, l'équation [2] donnait la résistance différentielle en fonction du courant dans la diode :

$$r_d = \frac{kT}{q I_d} \quad [25]$$

Pour le transistor, on a la même chose en remplaçant I_d par le courant de base I_{B0} et r_d par h_{11e} .

Le terme kT/q est homogène à une tension et vaut environ 26mV à température ordinaire.

La relation simplifiée entre h_{11e} et I_{B0} (h_{11e} est en Ω et I_{B0} en A) devient alors :

$$h_{11e} = \frac{0,026}{I_{B0}} \quad [26]$$

Si on réinjecte cette relation dans la formule [24] en tenant compte du fait que $I_{C0} = \beta I_{B0}$, on obtient :

$$A_v = - 38,5 I_{C0} R_c \quad [27]$$

Autrement encore on peut exprimer cette expression en exprimant I_{C0} à l'aide de la résistance R_E :

$$A_v = -$$

Le terme $38,5 I_{C_0}$ représente la pente du transistor au point de polarisation I_{C_0} . C'est le rapport I_C / V_{BE} en ce point. Il ne dépend pas du transistor : c'est un paramètre intéressant qui permet de calculer le gain d'un étage indépendamment du composant choisi pour le réaliser.

Cette formulation du gain est beaucoup plus satisfaisante que la précédente, car elle ne dépend plus des caractéristiques du transistor, et notamment de son gain (attention toutefois au facteur 38,5 qui est le terme q/kT : il dépend de la température !). Elle montre aussi que le gain est relativement figé si on garde pour règle une tension de polarisation V_{CE_0} égale à la moitié de la tension d'alimentation (moins la tension d'émetteur). Le seul moyen de l'augmenter est d'accroître la tension d'alimentation ; on pourra alors augmenter le terme $R_c I_{C_0}$ qui est la chute de tension dans la résistance de collecteur.

A titre indicatif, pour un montage polarisé sous 12V avec une tension V_{E_0} de 2V et V_{CE_0} de 5V, on aura $R_c I_{C_0}$ égal à 5V, et un gain en tension A_v égal à 190.

Schéma équivalent de l'étage amplificateur.

Le schéma équivalent du montage amplificateur émetteur commun peut être représenté sous la forme donnée Figure 3- 17

En entrée, on y trouve l'impédance Z_e (on néglige la réaction de la sortie sur l'entrée, donc, il n'y a pas d'autres composants)

En sortie, on a un générateur de tension commandé (la tension de sortie est égale à la tension d'entrée multipliée par le gain A_v de l'étage à vide) avec sa résistance interne qui sera la résistance de sortie de l'étage.

On notera que la représentation de la sortie est celle du générateur de Thévenin équivalent

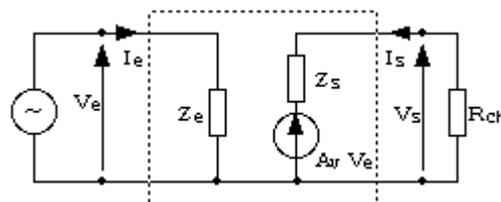


Figure 3- 17. Schéma équivalent de l'étage amplificateur.

On pourra voir ici une contradiction avec notre montage émetteur commun qui est doté en sortie d'un générateur de courant. Cette objection est balayée par les deux points suivants :

- on veut calculer le **gain en tension de l'étage** ! On considère donc notre montage comme un générateur de tension avec sa résistance interne, si grande soit-elle.
- la transformation Norton / Thévenin nous permet de passer d'une représentation à l'autre simplement.

Ce schéma va nous permettre de définir les impédances d'entrée et de sortie de notre étage.

Impédance d'entrée.

Par définition, et en se référant au schéma Fig.3- 17, l'impédance d'entrée est égale à :

$$Z_e = \frac{v_e}{i_e} \quad [28]$$

Ici, le schéma est simple, le générateur d'entrée débite sur deux résistances en parallèle. On a donc :

$$Z_e = R_p // h_{11e} \quad [29]$$

On voit qu'on n'a pas intérêt à prendre un pont de base avec des valeurs trop faibles. Il faudra donc faire un compromis avec la condition de polarisation ($I_p \gg I_{B0}$). En général, h_{11e} sera petit ($1k\Omega$ pour $I_{B0} = 26\mu A$), donc cette impédance sera bien inférieure à R_p , et très souvent, elle sera insuffisante pour qu'on puisse interfacer des sources de tension (capteurs notamment) directement sur un étage émetteur commun.

Impédance de sortie.

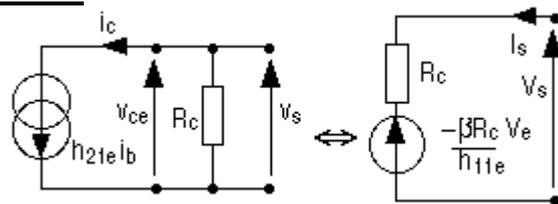


Figure 3- 18. Transformation Norton / Thévenin.

Si on transforme la sortie du montage Fig. 3- 16. en celle du schéma Fig. 3- 18. (transformation Norton / Thévenin), on obtient le schéma de la figure 3- 17.

la résistance R_c qui était en parallèle sur le générateur de courant $h_{21e} i_b$ devient la résistance en série avec le générateur de tension. L'impédance de sortie est donc ici très simple à identifier :

$$Z_s = R_c \quad [30]$$

Cette valeur est assez élevée, et souvent, on ne pourra pas connecter le montage tel quel sur une charge.

Gain de l'étage en charge.

Il y a deux manières de voir la chose :

- On reprend le schéma équivalent de la Fig. 15. et on rajoute R_{ch} en parallèle avec R_c . La formule du gain devient alors :

$$A_v = \frac{v_s}{v_e} = - \frac{\beta (R_c // R_{ch})}{h_{11e}} \quad [31]$$

- On connaît l'impédance de sortie et la charge. D'après le schéma Fig. 16, ces deux résistances forment un pont diviseur qui atténue la tension de sortie à vide. Le gain devient :

$$A_v = - \frac{\beta R_c}{h_{11e}} \frac{R_{ch}}{(R_{ch} + R_c)} \quad [32]$$

- On vérifiera que si on développe $R_c // R_{ch}$ dans la formule [31], on tombe bien sur la formule [32].

Bilan. Utilisation du montage.

Au final, le montage émetteur commun est un montage ayant :

- **une bonne amplification en tension** (de l'ordre de plusieurs centaines).
- **une impédance d'entrée relativement faible** (égale à h_{11e} , soit de l'ordre de plusieurs $k\Omega$), variable en fonction de la polarisation (plus I_{C0} est faible, plus l'impédance d'entrée est élevée).
- **une impédance de sortie assez élevée** R_c qui va aussi dépendre du courant de polarisation I_{C0} .

Ce montage est l'amplificateur de base à transistor et sera donc utilisé comme sous-fonction dans des circuits plus complexes (discrets, ou intégrés comme dans l'amplificateur opérationnel). Par contre, il sera souvent inexploitable seul, et il faudra lui adjoindre des étages adaptateurs d'impédance.

3.6.3. MONTAGE COLLECTEUR COMMUN.

Dans ce montage, l'entrée est la base et la sortie l'émetteur. C'est le collecteur qui est le point commun entre l'entrée et la sortie. On notera que c'est faux pour la polarisation, car le collecteur est relié au +E et l'entrée se fait entre base et masse, et la sortie entre émetteur et masse. En fait, le collecteur est bien commun en alternatif, car le générateur de polarisation +E est un court circuit pour ce régime, et donc, le collecteur va se retrouver à la masse alternative : ce sera donc bien la patte commune entrée sortie.

Polarisation. Point de fonctionnement.

Comme pour le montage émetteur commun, il y a moyen de polariser le transistor avec une seule résistance de base, ce qui entraîne exactement les mêmes inconvénients. Nous passerons donc directement à la polarisation par pont de base, qui est la plus utilisée. Le schéma complet est donné sur la figure 18.

Par rapport au montage émetteur commun, on remarque que la résistance de collecteur a disparu. Le condensateur de découplage de R_E aussi, ce qui est normal, car ici, la sortie est l'émetteur : il n'est donc pas question de mettre la sortie à la masse en alternatif !

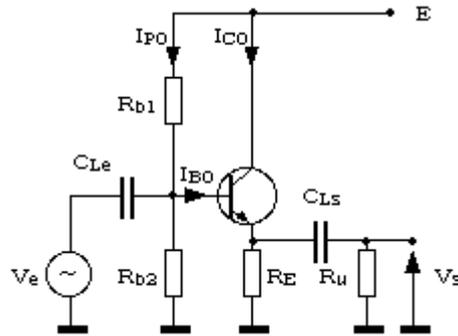


Figure 3- 19. Montage collecteur commun.

Pour la polarisation, on se reportera au paragraphe équivalent du montage émetteur commun, et on prendra en compte les différences suivantes :

- En général, on fixera le potentiel de repos de l'émetteur à $E/2$ pour avoir la même dynamique pour les alternances positives et négatives.
- On n'a pas à se préoccuper du potentiel de collecteur ni de sa polarisation car cette broche est à $+E$.

Fonctionnement en petits signaux alternatifs.

Nous avons ici fait les mêmes simplifications de schéma que pour le montage émetteur commun. On voit bien sur le schéma résultant que le collecteur est le point commun entrée / sortie.

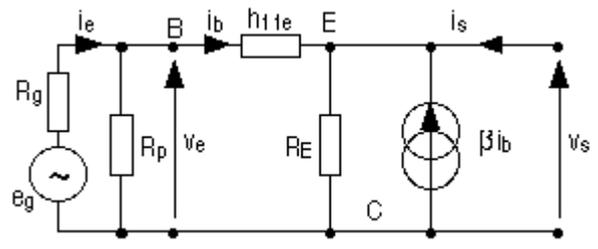


Figure 3- 20 Schéma équivalent collecteur commun.

On pourra remarquer que (en le réarrangeant) le schéma équivalent interne du transistor est le même que pour le montage émetteur commun.

Par rapport à ce dernier montage, on a rajouté la résistance interne du générateur d'attaque. En effet, on voit qu'ici, l'entrée et la sortie ne sont pas séparés, et donc, la charge va avoir un impact sur l'impédance d'entrée et l'impédance interne du générateur d'attaque influera sur l'impédance de sortie. Il ne faut pas oublier que cette dernière est l'impédance vue de la charge, donc englobe l'étage à transistor et le dispositif d'attaque.

Le paramètre h_{21e} a été remplacé par β , les gains statique et dynamique étant sensiblement les mêmes.

Fonctionnement intuitif .

Considérons le schéma de la Fig.3- 19. Si on augmente la tension de base, la tension V_{BE} va augmenter, ainsi que le courant I_B , donc I_C , ce qui va créer une chute de tension plus grande dans R_E . Le potentiel de l'émetteur va alors remonter, contrariant l'augmentation de V_{BE} , donc du courant I_C . Le potentiel de l'émetteur va ainsi suivre sagement (aux variations ΔV_{BE} près, qui sont très faibles) le potentiel qu'on impose à la base.

Si on regarde bien le montage, on voit en fait que la tension de sortie est toujours inférieure à la tension d'entrée de la valeur V_{BE} . Quand on va appliquer un signal alternatif sur la base, on va le retrouver sur la résistance d'émetteur diminué de la variation de ΔV_{BE} qui va être très faible.

On voit donc qu'intuitivement, ce montage aura un gain positif mais inférieur à 1.

Ce n'est pas un montage amplificateur. On va voir que ses caractéristiques d'impédance d'entrée et de sortie le destinent à l'adaptation d'impédance.

Gain en tension.

Si on applique la loi des nœuds au niveau de l'émetteur (Fig.3- 20.), on voit que le courant circulant dans R_E est égal à $(\beta+1) i_b$ et va de l'émetteur vers le collecteur. On peut alors poser les équations suivantes :

$$V_e = h_{11e} i_b + (\beta+1) R_E i_b \quad [33]$$

$$V_s = (\beta+1) R_E i_b \quad [34]$$

On remarquera au passage en analysant l'équation [33] que vu de la base, tout se passe comme si la résistance R_E était multipliée par le gain en courant.

On déduit le gain à vide des équations [33] et [34] :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{(\beta+1) R_E}{h_{11e} + (\beta+1) R_E} \quad [35]$$

Ce gain est légèrement inférieur à 1, et c'est normal, car la tension de sortie est égale à la tension d'entrée multipliée par le pont diviseur formé par h_{11e} et $(\beta+1)R_E$. En général, R_E est du même ordre de grandeur que h_{11e} , ce qui fait que le terme $(\beta+1) R_E$ est beaucoup plus grand que h_{11e} . A quelques centièmes près, **le gain sera quasiment égal à l'unité** . Pour cette raison, et aussi pour ce qui a été dit dans la rubrique fonctionnement intuitif , on appelle ce montage **émetteur suiveur** , car le potentiel d'émetteur suit celui imposé à la base (aux variations ΔV_{BE} près, qui sont très faibles).

Quand l'étage est chargé sur R_{ch} , il convient de remplacer R_E par $R_E // R_{ch}$ dans l'équation [35], ce qui change très peu le résultat, même si R_{ch} est égale ou même un peu inférieure à R_E (dans les mêmes conditions, le gain de l'étage émetteur commun aurait chuté d'un facteur supérieur ou égal à 2 !).

Ceci augure d'une bonne impédance de sortie : il ne faut pas oublier que ce paramètre mesure l'aptitude d'un montage à tenir la charge.

Impédance d'entrée.

Le courant i_e est égal à i_b augmenté du courant circulant dans R_p .

L'impédance d'entrée va donc être égale à $R_p // (v_e/i_b)$. On peut tirer cette dernière valeur de l'équation [33] :

$$\frac{v_e}{i_b} = h_{11e} + (\beta+1) R_E \quad [36]$$

On en déduit la valeur de l'impédance d'entrée :

$$Z_e = (h_{11e} + (\beta+1) R_E) // R_p \quad [37]$$

On remarque que le premier terme est une valeur très élevée (de l'ordre de βR_E , h_{11e} étant négligeable), et que malheureusement, la valeur du pont de base vient diminuer cette impédance d'un facteur 10 environ. C'est donc la valeur de R_p qui va déterminer l'impédance d'entrée. Cette impédance est quand même au moins 10 fois supérieure à celle de l'émetteur commun.

On voit toutefois que là encore, la polarisation ne fait pas bon ménage avec le régime alternatif : tout sera une affaire de compromis, comme bien souvent en électronique. Il n'y aura jamais la bonne solution, mais une solution intermédiaire qui sera la mieux adaptée au fonctionnement désiré.

Il faut aussi remarquer que vu de la base, les impédances situées dans le circuit d'émetteur sont multipliées par le gain β du transistor. C'est une remarque très importante qui est toujours vraie.

L'impédance d'entrée a été ici calculée pour un montage fonctionnant à vide. Si on le charge par R_{ch} , cette résistance vient se mettre en parallèle sur R_E dans la formule [37]. Dans le cas général, l'impédance d'entrée dépend donc de la charge. Cette dépendance sera faible tant qu'on aura une polarisation par pont de base, car on a vu que R_p est le terme prépondérant. Il existe néanmoins des astuces pour éliminer l'effet du pont de base (montage bootstrap ou couplage direct de deux étages à transistor), et dans ce cas, il faudra tenir compte de la charge.

Impédance de sortie.

Le calcul va être plus compliqué que pour l'émetteur commun. On remarquera qu'ici la sortie n'est pas séparée de l'entrée, ce qui fait que tout le circuit d'entrée va influencer sur l'impédance de sortie, y compris la résistance interne du générateur d'attaque R_g . Comme dans le cas général cette impédance n'est pas nulle, nous l'avons faite figurer sur le schéma Fig.3- 20.

Là aussi, il faut calculer les caractéristiques du générateur de Thévenin équivalent.

On peut écrire les équations suivantes :

$$V_s = R_E (i_s + (\beta+1) i_b) \quad [38]$$

$$V_s = V_e - h_{11e} i_b \quad [39]$$

Si on considère le générateur de Thévenin équivalent au générateur d'entrée plus R_p , on peut écrire :

$$V_e = e_E \frac{R_p}{R_E + R_p} - (R_E // R_p) i_b \quad [40]$$

Si on pose :

$$k = \frac{R_p}{R_E + R_p} \quad [41]$$

en injectant [40] et [41] dans [39], on obtient :

$$i_b = \frac{k e_E - V_s}{h_{11e} + R_p // R_E} \quad [42]$$

En remplaçant i_b par cette valeur dans [38], on a :

$$V_s = R_E (i_s + (\beta+1) \frac{k e_E - V_s}{h_{11e} + R_p // R_E}) \quad [43]$$

Après un développement laborieux, on peut mettre V_s sous la forme $A e_g + Z_s i_s$: ce sont les caractéristiques du générateur de Thévenin de sortie de l'étage. Le terme Z_s est le suivant :

$$Z_s = R_E // \frac{(R_E // R_p) + h_{11e}}{\beta+1} \quad [44]$$

R_E , R_g et h_{11e} étant du même ordre de grandeur, le terme divisé par $(\beta+1)$ va être le plus petit, et R_E va avoir un effet négligeable. On pourra aussi souvent négliger R_p par rapport à R_g . Z_s devient :

$$Z_s = \frac{R_E + h_{11e}}{\beta+1} \quad [45]$$

Cette impédance de sortie est relativement faible : le montage pourra tenir des charges plus faibles que le montage émetteur commun.

On peut faire une remarque similaire à celle qui a été dite dans le paragraphe sur l'impédance d'entrée : vu de la sortie, l'impédance du montage est égale à tout ce qui est en amont de l'émetteur divisé par le gain en courant.

Bilan. Utilisation du montage.

Un montage collecteur commun présente donc les caractéristiques suivantes :

- **gain en tension quasiment égal à l'unité** .

- **impédance d'entrée élevée** : environ β fois plus grande que celle de l'émetteur commun si on ne considère pas le pont de base (on verra qu'on peut l'éviter). La valeur typique est de **plusieurs dizaines à plusieurs centaines de $k\Omega$** en fonction du montage.

- **impédance de sortie faible** (divisée par β environ par rapport à l'émetteur commun). Sa valeur est de l'ordre de **quelques dizaines d' Ω** .

Ce montage ne sera donc pas utilisé pour amplifier un signal, mais comme adaptateur d'impédance, situé en amont ou en aval d'un montage émetteur commun, qui, nous l'avons vu, n'a pas de bonnes caractéristiques d'entrée / sortie.

On pourra donc intercaler un tel montage entre un capteur à haute impédance de sortie et un montage émetteur commun sans que celui-ci ne perturbe le capteur.

On pourra aussi le mettre en sortie d'un montage émetteur commun que l'on doit interfacer avec une faible charge, et ceci, sans écrouler le gain en tension de l'étage.

3.6.5. Montage base commune.

Polarisation. Point de fonctionnement.

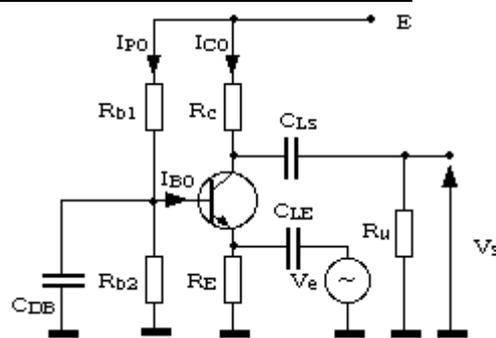


Figure 3- 21. Montage base commune.

Le montage commence à nous être familier : en effet, mis à part l'emplacement du générateur d'attaque et le condensateur de découplage qui est ici situé sur la base, le montage est le même que celui de l'émetteur commun.

La procédure de calculs des éléments de polarisation est donc identique, car seuls les éléments liés au régime alternatif changent.

La raison en est simple : l'amplification est basée sur une augmentation de I_C due à une augmentation de V_{BE} . Pour augmenter V_{BE} , on a le choix entre deux solutions :

soit on augmente la tension de base à potentiel d'émetteur constant : c'est le montage émetteur commun.

soit on abaisse la tension d'émetteur à potentiel de base constant : c'est le montage base commune.

Fonctionnement en petits signaux alternatifs.

On va donc étudier ici le montage base commune. On voit tout de suite le défaut que va présenter ce montage : vu qu'on attaque côté émetteur, il faudra faire varier un courant important, donc, l'impédance d'entrée sera sûrement beaucoup plus faible que pour l'émetteur commun, qui n'était déjà pas brillant sur ce point. En

fait, ce montage sera peu utilisé, sauf dans des applications hautes fréquences où il trouvera son seul avantage.

Le schéma équivalent est le suivant :

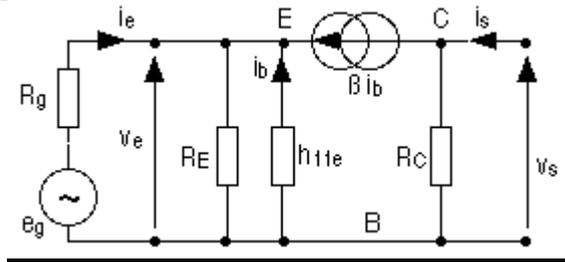


Figure 3- 22. Schéma équivalent base commune.

Le pont Rb1 / Rb2 disparaît car il est shunté en alternatif par le condensateur de découplage CDB. La base est bien le potentiel commun entrée / sortie, et le schéma du transistor est le même que pour l'émetteur commun.

Fonctionnement intuitif .

Le fonctionnement intuitif a déjà été ébauché dans le paragraphe relatif à la polarisation : il est rigoureusement le même que pour l'émetteur commun sauf qu'on attaque l'émetteur pour imposer les variations V_{BE} , avec un potentiel de base fixe.

On aura juste une différence de signe provenant du fait que quand on augmente la tension de base à potentiel d'émetteur constant, la tension V_{BE} augmente, et quand on augmente la tension d'émetteur à potentiel de base constant, elle diminue : une tension d'entrée positive dans les deux cas aura donc des effets contraires.

Gain en tension.

Du schéma Fig.3- 22., on tire les équations suivantes :

$$V_s = - R_c \beta i_b \quad [46]$$

$$V_e = - h_{11e} i_b \quad [47]$$

D'où l'expression du gain en tension à vide :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{\beta R_c}{h_{11e}} \quad [48]$$

Ce gain (au signe près) est le même que pour l'émetteur commun, ce qui est normal, vu que le fonctionnement est identique.

On peut bien entendu faire les mêmes remarques que pour l'émetteur commun et mettre le gain sous la forme donnée dans l'équation [27], au signe près.

Pour le gain en charge, rien de différent non plus, R_{ch} vient se mettre en parallèle sur R_c dans la formule du gain à vide.

Impédance d'entrée.

Du circuit d'entrée, on tire l'équation suivante :

$$i_e = \frac{V_e}{R_E} - (\beta+1) i_b \quad [49]$$

Si on tire i_b de l'équation [47] et qu'on le remplace par sa valeur dans [49], on obtient :

$$i_e = \frac{V_e}{R_E} + (\beta+1) \frac{V_e}{h_{11e}} \quad [50]$$

On en tire l'impédance d'entrée :

$$Z_e = \frac{V_e}{i_e} = R_E // \frac{h_{11e}}{\beta+1} \quad [51]$$

R_E étant du même ordre de grandeur que h_{11e} , le terme prépondérant est $h_{11e} / (\beta+1)$. Cette impédance d'entrée est très faible, environ β fois plus faible que celle de l'émetteur commun : ce montage, sauf cas très spécial, est inexploitable tel quel, il faudra un étage adaptateur d'impédance en entrée pour l'utiliser.

On peut remarquer que cette impédance d'entrée est quasiment la même que l'impédance de sortie du montage collecteur commun : si on se rappelle de ce qui a été dit à ce propos, l'impédance vue de l'émetteur est égale à tout ce qui est en amont divisé par le gain en courant : c'est exactement le cas ici, et on aurait donc pu prévoir facilement la valeur de l'impédance d'entrée sans calculs.

Impédance de sortie.

Pour éviter de longs calculs inutiles, on ne tiendra pas compte de la résistance du générateur d'attaque R_g .

Du circuit de sortie, on peut tirer l'équation suivante :

$$V_s = R_c (i_s - \beta i_b) \quad [52]$$

L'équation [47] nous donne i_b en fonction de V_e ; en le remplaçant par sa valeur dans [52], on obtient :

$$V_s = R_c i_s + \frac{\beta R_c}{h_{11e}} V_e \quad [53]$$

C'est l'équation du générateur de Thévenin de sortie : on en déduit que $Z_s = R_c$.

Si on fait le calcul en tenant compte du générateur d'entrée, on démontre que le résultat reste le même, seul le terme multiplicatif de e_g va changer dans l'expression de la tension de sortie du générateur de Thévenin, et le terme multiplicatif de i_s reste R_c .

On a donc :

$$Z_s = R_c \quad [54]$$

On aurait pu prévoir ce résultat, car l'entrée est séparée de la sortie par un générateur de courant qui présente une impédance infinie (en pratique égale à $1/h_{22e}$, qui est très grand) : du point de vue des impédances, on se retrouve avec l'entrée séparée de la sortie.

Bilan. Utilisation du montage

Les caractéristiques sont donc les suivantes :

même gain en tension que pour l'émetteur commun (plusieurs centaines).

impédance d'entrée très faible : quelques dizaines d' Ω .

impédance de sortie moyenne : quelques $k\Omega$, la même que pour l'émetteur commun.

En pratique, ce montage sera très peu utilisé, sauf en haute fréquence où il va présenter une bande passante supérieure à celle du montage émetteur commun.

Remarques fondamentales

Il faudra garder à l'esprit ces **deux remarques fondamentales** , qui permettront d'évaluer grossièrement mais sans calculs les impédances des montages à transistors :

- tout ce qui est **vu de la base et situé en aval de l'émetteur est multiplié par le gain en courant** .

- tout ce qui est **vu de l'émetteur et situé en amont de celui-ci est divisé par le gain en courant** .

Ces remarques sont fondamentales par le fait qu'on peut évaluer très rapidement les potentialités d'un montage sans faire de calculs sur le schéma alternatif petits signaux, qui, on l'a vu, sont particulièrement pénibles, et ne donnent pas beaucoup plus de précision que ce que l'on peut déterminer très simplement.

Cette façon d'appréhender les choses permet à l'électronicien de bâtir un schéma rapidement sans se noyer dans les calculs, et aussi, permettent de mieux comprendre le fonctionnement d'un étage à transistor, autrement que par le biais d'équations.

Fonctionnement en hautes fréquences

Tout ce qui a été dit jusqu'à présent ne concerne que le fonctionnement à faible fréquence (inférieure à quelques centaines de kHz). Pour des fréquences plus élevées, on utilise un schéma équivalent du transistor différent, rendant mieux compte de ce qui se passe physiquement.

Ce modèle introduit des capacités parasites, et donc, les paramètres du transistor deviennent complexes (au sens mathématique du terme !).

4. TRANSISTOR FET À JONCTION

4.1 Introduction

Nous avons vu au chapitre précédent que le transistor à jonction était une source de courant commandée par un courant. Cette caractéristique permet à ce type de composants d'amplifier des signaux alternatifs.

Du point de vue théorique, on peut imaginer d'autres dispositifs similaires, mais caractérisés par un mode d'attaque différent : par exemple, une source de courant commandée par une tension. Le principe reste le même (une source commandée), seule la nature du signal de commande change.

Cet objet théorique existe : la famille des transistors à effet de champ (Field Effect Transistor en anglais, FET) répond à la définition précédente : ce sont des sources de courant commandées en tension.

De ce point de vue, on conçoit aisément que l'étude des FET va être en tous points similaires à celle des transistors à jonction, et ce, malgré un fonctionnement microscopique complètement différent.

Il ne faudra donc surtout pas se polariser sur les différences de structure et de fonctionnement prises du point de vue cristallographique, mais voir au contraire toutes les similitudes existant avec le transistor à jonction : polarisation, conversion courant / tension, amplification en régime des petits signaux

Ces similitudes sont dues aussi en grande partie au fait qu'on utilise les mêmes outils de modélisation pour les deux composants.

4.2 Principe de fonctionnement

4.2.1. Constitution d'un FET

De même qu'il existe deux types de transistors bipolaires (NPN et PNP), le FET à jonction (ou JFET) est décliné en deux versions : le **canal N** et le **canal P**.

Le FET à jonction canal N est constitué d'une mince plaquette de silicium N qui va former le canal conducteur principal. Cette plaquette est recouverte partiellement d'une couche de silicium P de manière à former une jonction PN latérale par rapport au canal (Fig. 1.).

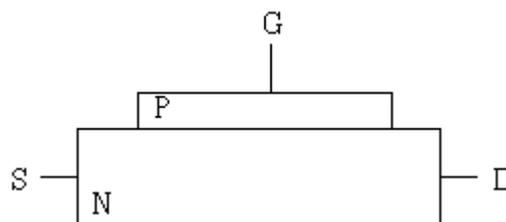


Figure 4- 1. FET à jonction à canal N (principe).

Le courant circulera dans le canal, rentrant par une première électrode, le **drain** et sortant par une deuxième, la **source**. L'électrode connectée à la couche de silicium P sert à commander la conduction du courant dans le canal ; on l'appelle la **grille**, par analogie avec l'électrode du même nom présente sur les tubes à vides.

Le transistor FET fonctionnera toujours avec la jonction grille-canal polarisée en inverse.

4.2.2. Phénomène de pincement.

Tension drain-source nulle.

Pour simplifier le raisonnement, nous allons considérer dans un premier temps un montage (Fig.4- 2.) où le canal est court-circuité ($V_{DS} = 0$) et où la grille est à un potentiel négatif par rapport au canal (jonction polarisée en inverse).

Nous avons vu dans le chapitre consacré à la diode que le fait de polariser la jonction en inverse créait une zone vide de porteurs, appelée zone de déplétion : les trous de la zone P se recombinaient avec les électrons de la zone N, créant ainsi une zone neutre (il n'y a plus de porteurs pour assurer la conduction électrique) d'épaisseur $w = k|V_{GS}|$.

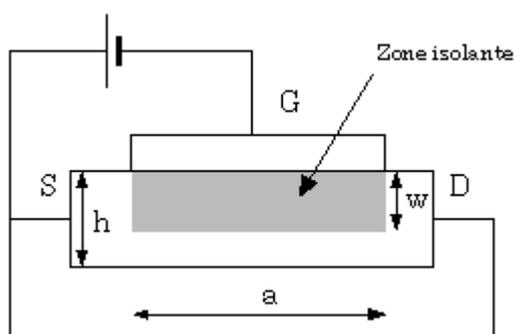


Figure 4- 2. Modulation de conductivité à $V_{DS} = 0$.

Il reste dans le canal N une zone conductrice d'épaisseur $(h-w)$. La résistance entre drain et source sera alors égale à :

$$R_{DS} = \rho \frac{a}{b(h-w)} \quad [1]$$

où b est la largeur du canal et ρ sa résistivité. La résistance R_{DS} varie donc avec la tension (inverse) appliquée sur la jonction grille-canal. A la limite, pour $V_{GS} = V_P$, appelée tension de pincement, la zone de déplétion ferme le canal : il n'y a plus de porteurs, et la résistance entre source et drain tend vers l'infini (Fig.3.) : c'est le phénomène de pincement.

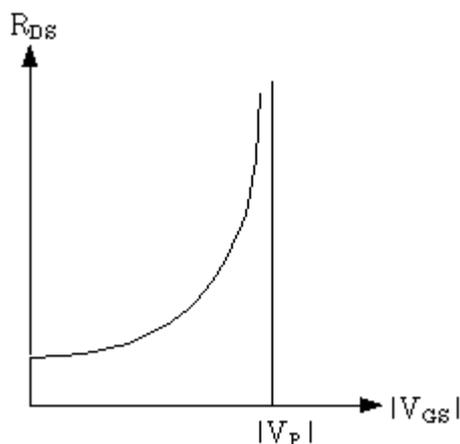


Figure 4- 3. Phénomène de pincement.

Tension drain-source non nulle.

Si on reprend le montage précédent, et qu'en plus on applique une tension positive entre le drain et la source, le gradient de potentiel présent tout le long du barreau de silicium constituant le canal va modifier le profil de la zone de déplétion. Vers le drain, la tension grille-canal sera supérieure (en valeur absolue) à ce qu'elle est vers la source. En effet, on a la relation (attention, tous les termes sont négatifs) :

$$V_{GD} = V_{GS} + V_{SD} \quad [2]$$

En conséquence, la zone isolante présente une forme similaire à celle donnée sur la figure 4- 4.

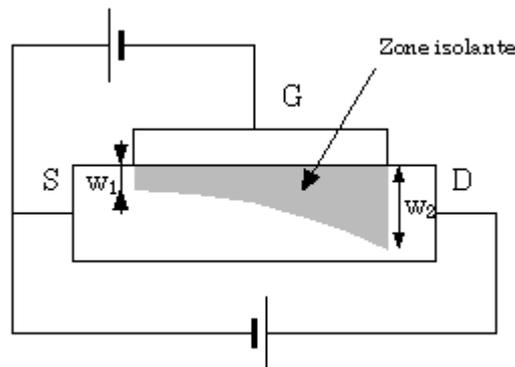


Figure 4- 4. Modulation de conductivité pour V_{DS} non nul.

Sur cette figure, le canal n'est pas complètement bouché. Si on augmente la tension V_{DS} , à V_{GS} donnée, l'épaisseur isolante w_2 va augmenter ; à partir d'une certaine tension V_{DS} , correspondant à une largeur du canal très faible, le courant va tendre vers une valeur constante, car deux phénomènes contradictoires vont s'équilibrer :

- une augmentation de V_{DS} devrait entraîner un accroissement du courant dans le canal (loi d'ohm),
- mais cette augmentation de V_{DS} va accroître la tension V_{DG} , qui aura pour effet d'agrandir la zone de déplétion et entraîner une diminution de la largeur du canal, donc, de sa résistivité.

Un accroissement de la tension V_{DS} ne va donc pas entraîner une augmentation du courant dans le canal (le courant de drain), mais une augmentation de la résistivité de ce canal. Le courant de drain va tendre vers une valeur constante.

4.2.3. Caractéristiques

A partir de ce qui a été dit dans le paragraphe précédent, on peut déjà deviner trois choses :

- Si $V_{GS} = V_P$, dans tous les cas, quelle que soit la tension V_{DS} , le courant dans le canal sera nul. En effet, une tension V_{DS} non nulle ne fera que renforcer le phénomène de pincement.
- Le courant de drain deviendra d'autant plus vite constant que la tension $|V_{GS}|$ sera plus élevée.

- Le courant constant maximum sera obtenu pour une tension grille-source nulle.

Les caractéristiques du FET s'en déduisent aisément.

Caractéristique d'entrée.

Nous avons vu que le FET sera toujours utilisé avec une polarisation grille-canal négative, soit $V_{GS} < 0$. La caractéristique correspondante est donc celle d'un interrupteur ouvert : courant nul quelque soit la tension appliquée. En pratique, on aura un très léger courant de fuite caractéristique d'une jonction diode polarisée en inverse. Ce courant double tous les 6°C pour le silicium. A température ambiante, il sera inférieur au μA , et plutôt de l'ordre de quelques nA.

Caractéristiques de sortie et de transfert.

La figure 5 représente les caractéristiques de transfert $I_{DS} = f(V_{GS})$ à gauche, et de sortie $I_{DS} = f(V_{DS}, V_{GS})$ à droite.

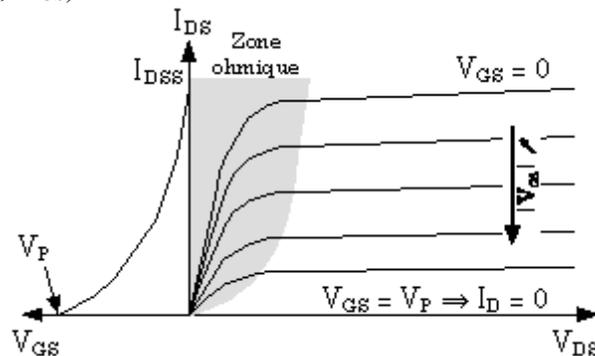


Figure 4- 5. Caractéristiques du FET à jonction.

La caractéristique de sortie peut être décomposée en deux grandes zones :

- la partie correspondant au fonctionnement à courant constant (zone de pincement), et qui servira à l'amplification de petits signaux de la même manière que pour le transistor bipolaire.
- la zone ohmique (en grisé sur la figure 4- 5.) : dans cette zone, le FET est assimilable à une résistance dont la valeur est fonction de la tension V_{GS} . On ne représente que la partie positive de la caractéristique, mais en fait, le canal conducteur peut laisser passer le courant dans les deux sens (c'est juste un barreau de silicium conducteur, ce n'est pas une jonction. Le seul défaut qui limite les valeurs négatives de V_{DS} est le fait qu'au delà d'une certaine tension négative de drain, la tension grille-drain devient positive, la jonction grille-canal étant alors polarisée en direct ; le FET ne fonctionne plus correctement. Néanmoins, et à condition de rester dans le domaine des petits signaux (quelques dizaines à quelques centaines de mV), on peut considérer le FET comme une résistance dont la valeur est pilotée en tension.

On notera que les caractéristiques de sortie ont une allure connue : on retrouve celles du transistor bipolaire. La principale différence provient du mode d'attaque,

comme indiqué en introduction : le FET est commandé en tension, et non en courant, comme l'est le bipolaire.

Ce réseau de courbes est borné en bas ($I_D = 0$, $V_{GS} = V_P$), et en haut ($I_D = I_{DSS}$, $V_{GS} = 0$). I_{DSS} est la valeur maxi de courant de drain qui pourra circuler dans le composant. Cette valeur est de l'ordre de quelques mA à quelques dizaines de mA pour les FETs courants. La tension de pincement V_P est de l'ordre de quelques volts (typiquement de -2 à -8V).

La zone ohmique est sensiblement différente de la zone de saturation du transistor bipolaire. La fonction résistance commandée est spécifique au FET et ne peut pas être réalisée de cette façon avec un transistor bipolaire.

Pour une même référence de FET (2N3819 par exemple), la dispersion de I_{DSS} et V_P sera très importante, plus encore que la dispersion observée pour les caractéristiques des transistors bipolaires. Ceci fait que ces transistors ne pourront pas être utilisés sans précautions dans des montages pointus, ni à plus forte raison, dans des montages de précision.

La caractéristique de transfert $I_{DS} = f(V_{GS})$ résume bien les limites du FET : courant de drain nul pour une tension V_{GS} égale à la tension de pincement V_P , et courant maxi I_{DSS} pour une tension V_{GS} nulle. La courbe est assez bien approximée par une parabole d'équation :

$$I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 \quad [3]$$

La dérivée de cette loi va nous renseigner sur l'aptitude du transistor à amplifier : en effet, pour un courant I_{DS} donné, la dérivée (qu'on appelle judicieusement la pente du FET) va être égale à :

$$g = \frac{\Delta I_{DS}}{\Delta V_{GS}} = 2 \frac{I_{DSS}}{|V_P|} \left(1 - \frac{|V_{GS}|}{|V_P|} \right) \quad [4]$$

Cette pente est le rapport de la variation du paramètre de sortie (I_{DS}) et du paramètre d'entrée (V_{GS}) ; elle est bien représentative de l'amplification d'un signal d'entrée. La valeur maximum, atteinte pour $V_{GS} = 0$, vaut :

$$g_M = 2 \frac{I_{DSS}}{|V_P|} \quad [5]$$

On peut alors exprimer l'équation [4] sous la forme condensée suivante :

$$g = g_M \left(1 - \frac{|V_{GS}|}{|V_P|} \right) \quad [6]$$

La pente du FET est en moyenne relativement faible, soit quelques mA/V, au mieux quelques dizaines de mA/V. Elle dépend de la tension V_{GS} (la tension de polarisation) : comme pour le transistor bipolaire, l'amplification ne sera pas linéaire ; on fera là aussi des hypothèses de fonctionnement en petits signaux.

On peut d'ailleurs faire un parallèle avec l'amplification du transistor bipolaire. A elle seule, la caractéristique de transfert du FET correspond à la caractéristique globale entrée + transfert du bipolaire. En effet, dans ce dernier, la vraie caractéristique de transfert est une transformation courant-courant $I_C = f(I_B)$, la caractéristique d'entrée opérant la conversion tension-courant. De ce point de vue,

on peut considérer le bipolaire comme un générateur de courant commandé en tension (la différence avec le FET est qu'il consomme du courant). La pente du transistor bipolaire (le rapport $\Delta I_C / \Delta V_{BE}$) vaut alors :

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \frac{\Delta I_B}{\Delta V_{BE}} = \frac{\beta}{h_{11e}} [7]$$

Pour un courant collecteur de 1,3mA et un β de 150, le h_{11e} vaut $3k\Omega$, ce qui fait une pente d'environ 50mA/V.

La pente du transistor bipolaire est environ 5 à 10 fois plus élevée que celle d'un FET typique. L'amplification qu'on pourra attendre d'un FET sera plus faible que celle obtenue dans les mêmes conditions avec un bipolaire.

4.3 Schémas équivalents

4.3.1. Symboles des FETs.

Le FET est représenté par les symboles suivants :

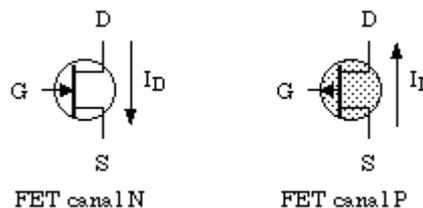


Figure 4- 6. Symboles électriques des FETs.

La flèche représente la jonction grille / canal, et son sens indique quel serait le sens du courant si la jonction était passante.

Pour le FET canal N, le courant I_D circulera dans le sens représenté sur la figure 6, la tension V_{DS} sera positive et la tension V_{GS} négative.

Pour le FET canal P, la tension V_{DS} sera négative et la tension V_{GS} positive. Le courant de drain circulera de la source vers le drain.

4.3.2. Schéma équivalent en petits signaux.

Ce schéma, comme pour le transistor bipolaire, concerne un composant convenablement polarisé : le fonctionnement se fera dans la zone de pincement.

On construit le schéma équivalent de la même manière que pour le transistor bipolaire.

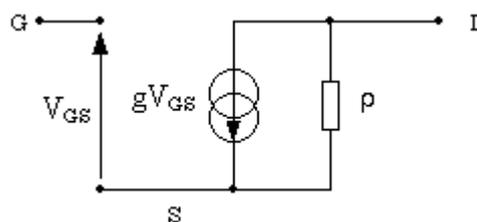


Figure 4- 7. Schéma équivalent alternatif petits signaux.

Le schéma Fig.4- 7. est celui relatif au FET canal N. L'entrée se fait sur la grille. On note un trou entre grille et source : l'impédance grille-source est très élevée,

on la considère en première approximation comme infinie. En sortie, on retrouve les mêmes éléments que pour le transistor bipolaire : une source de courant (commandée par la tension V_{GS} , et non par un courant), et sa résistance parallèle P . Comme pour le transistor bipolaire, cette résistance est très élevée (plusieurs centaines de $k\Omega$), et on la négligera dans toutes les applications courantes.

4.4 Montage source commune

Ce montage est le pendant du montage émetteur commun pour le bipolaire. Le fonctionnement sera donc totalement similaire. Un montage drain commun existe aussi, qui est le pendant du montage collecteur commun du bipolaire ; ce montage n'a toutefois que peu d'intérêt, car le FET est un composant à très forte impédance d'entrée, et ce, on va le voir, même lorsqu'il est utilisé en source commune.

Nous allons voir le montage source commune pour le FET de type N. Le montage à canal P s'en déduit aisément.

4.4.1. Polarisation.

Il faut tout d'abord noter que la zone ohmique est relativement étendue, surtout vers les fortes valeurs de I_{DS} . On veillera à polariser le composant pour que la tension de repos V_{DS0} ne soit pas trop faible, de manière à ce qu'il fonctionne dans la zone générateur de courant.

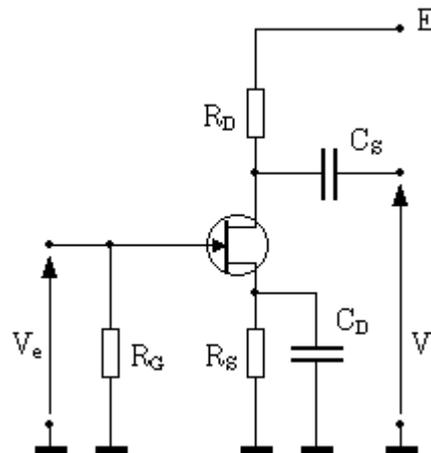


Figure 4- 8. Montage source commune.

Nous avons vu lors de l'explication du principe de fonctionnement du FET que le bon fonctionnement nécessitait une alimentation positive pour polariser le canal drain-source, et une alimentation négative pour polariser la grille par rapport à la source. Ce raisonnement est valable si on place la source à la masse.

En pratique, on va relier la grille à la masse par une résistance de forte valeur ; comme le courant qui circule dans la grille est très faible (courant de fuite), le potentiel de la grille va être pratiquement nul. Il reste à trouver une astuce pour mettre la source à un potentiel positif, ce qui fera V_{SG} positif, donc V_{GS} négatif. Pour ce faire, on intercale une résistance entre la source et la masse. Le courant de drain va circuler dans cette résistance et élever le potentiel de la source par rapport à la grille. Deux phénomènes vont alors se contrarier :

- Le courant de drain est maxi pour $V_{GS} = 0$; au démarrage, on aura donc un fort courant dans la résistance de source, donc une forte tension.

- mais, au fur et à mesure que la tension va augmenter, la tension $|V_{GS}|$ va augmenter aussi, ce qui va avoir pour effet de limiter le courant de drain.

Les deux phénomènes vont s'équilibrer. La valeur du courant de drain va dépendre des caractéristiques du FET (I_{DSS} et V_P), et de la résistance de source : c'est cette dernière qui nous permettra d'ajuster le courant de drain.

La tension de polarisation sur R_S sera de l'ordre de quelques volts (typiquement 1 à 3V).

Il ne reste plus qu'à alimenter le drain à l'aide d'une source de tension, en intercalant une résistance R_D qui aura pour fonction (comme pour le montage émetteur commun du bipolaire) la conversion courant / tension permettant d'exploiter le signal de sortie.

On choisira le courant de drain (ou la résistance R_D) de manière à ce que la chute de tension dans cette résistance soit égale à la tension de polarisation V_{DS0} , ceci pour assurer un maximum de dynamique au signal alternatif.

On rajoute un condensateur de découplage C_D sur R_S pour que la source soit effectivement à la masse en alternatif. Sans ce condensateur, on aurait un effet de contre réaction qui affaiblirait beaucoup le gain en tension.

Vu que la grille est au même potentiel que la masse (autant dire zéro !), le générateur d'entrée, s'il délivre uniquement un signal alternatif, peut être couplé directement à la grille, sans condensateur de liaison. La sortie se faisant sur le drain, en revanche nécessite un condensateur de liaison pour ne pas perturber les étages avals.

4.4.2. Fonctionnement en petits signaux.

Nous avons vu que la caractéristique de transfert du FET n'est pas linéaire : nous allons donc être obligés de travailler en petits signaux pour pouvoir linéariser le montage et utiliser les lois fondamentales de l'électricité.

Schéma équivalent.

Le schéma équivalent se construit de la même manière que pour les montages à transistors bipolaires. On utilise le schéma équivalent du FET de la figure 7, et on obtient :

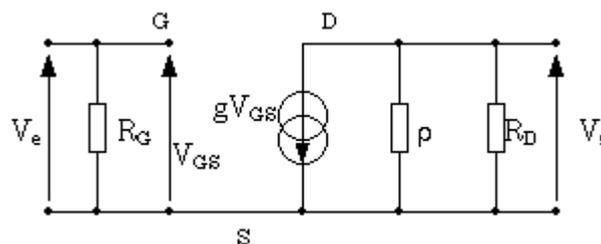


Figure 4- 9. Schéma équivalent en alternatif petits signaux.

Ce schéma est très similaire à celui de l'émetteur commun du transistor bipolaire. La différence essentielle est que le générateur de courant est commandé par la tension V_{GS} , et non pas par un courant i_b .

4.4.3. Gain en tension.

Les équations sont quasiment triviales. En entrée, on a :

$$V_e = V_{GS} \quad [8]$$

En sortie, si on néglige P , dont la valeur est très élevée vis à vis de R_D , on a :

$$V_s = -g R_D V_{GS} \quad [9]$$

On en tire aisément le gain en tension à vide :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = -g R_D \quad [10]$$

Ce gain a une valeur relativement faible, due au fait que g ne dépasse guère la dizaine de mA/V : on aura des valeurs comprises entre 10 et 50 environ.

On peut faire l'analogie avec le montage émetteur commun en bipolaire, dont le gain était égal à $-38,5 I_{C0} R_C$. Le terme $38,5 I_{C0}$ avait été appelé la pente du transistor. R_C a la même fonction que le R_D du montage à FET, et pour des valeurs identiques de tension d'alimentation et de courant de drain / collecteur (par exemple 1mA), leur valeur sera la même. La différence se fera donc sur la pente, soit 38,5 mA/V pour le bipolaire contre 5 mA/V en typique pour le FET.

4.4.4. Impédance d'entrée.

La solution est triviale :

$$Z_E = R_G \quad [11]$$

On veillera à ne pas choisir une valeur trop élevée tout de même pour que la chute de tension occasionnée par le courant de fuite de la grille soit négligeable. On choisira typiquement une valeur de l'ordre de quelques $M\Omega$. L'avantage sur les montages à bipolaires est évident.

4.4.5. Impédance de sortie.

On se retrouve exactement dans le même cas de figure que pour le montage émetteur commun du bipolaire. En opérant la même transformation norton-thévenin que pour ce dernier montage, on trouve :

$$Z_S = R_D \quad [12]$$

Cette valeur est moyenne, R_D valant typiquement quelques $k\Omega$. On ne pourra généralement pas utiliser ce montage sans un étage adaptateur d'impédance en aval.

4.5 Utilisation en résistance commandée

Si on utilise le FET dans la zone ohmique, on peut faire varier la résistance du canal en modifiant la tension V_{GS} . Le FET est utilisé dans un montage potentiométrique (diviseur de tension) mettant en jeu la résistance R_{DS} du canal et une résistance additionnelle R .

Sur le schéma figure 10, on remarque un réseau r-r-C reliant le drain à la grille et à la commande. On pourrait appliquer directement la tension V_C sur la grille, mais en rajoutant ce réseau, on améliore la linéarité, notamment pour des tensions V_E , donc V_S négatives : en effet, on a déjà vu que dans ce cas, la jonction grille-canal est polarisée en direct, et le FET ne travaille pas convenablement. En appliquant

sur la grille la moitié de la tension alternative présente sur le drain, on améliore sensiblement la linéarité et la tension maxi d'utilisation du FET en résistance commandée. Cette tension maxi demeure faible (quelques dizaines à quelques centaines de mV).

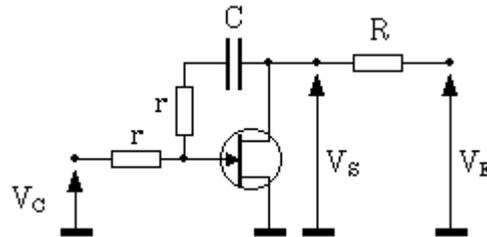


Figure 4- 10. Utilisation en résistance commandée.

Cette fonction est utilisée en particulier dans des amplificateurs à commande automatique de gain (CAG), qui permettent de garantir un niveau de sortie constant avec un niveau d'entrée fluctuant (exemple : réglage automatique du niveau d'enregistrement des magnétophones à cassette audio bon marchés).

Une autre application déduite de la fonction résistance commandée est le commutateur analogique : si on applique une tension supérieure ou égale en valeur absolue à la tension de pincement V_P sur la commande, la résistance de drain va devenir très grande (quelques $M\Omega$). Si on choisit pour R une valeur moyenne (quelques dizaines de $k\Omega$), la tension V_S sera quasiment égale à la tension V_E : tout le signal passe.

Si on applique maintenant une tension nulle sur la grille, la résistance du FET sera minimum (quelques centaines d'ohms), et la tension V_S sera quasiment nulle.

On a ainsi réalisé un commutateur analogique. Cette fonction est très utilisée sous forme de circuits intégrés et permet le multiplexage de signaux analogiques, une fonction indispensable pour les dispositifs d'acquisition de données.

4.6 Source de courant

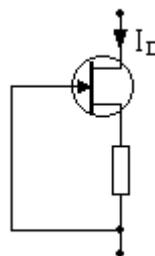


Figure 4- 11. Source de courant à deux bornes.

On a vu lors de la polarisation du montage source commune comment procéder pour obtenir un courant de polarisation de drain constant. L'ajustage de la résistance de source définit le courant de drain. Si on retire du montage source commune la résistance de drain, on se retrouve avec un dispositif à deux bornes susceptible de garantir un courant constant dans le circuit sur lequel il sera branché.

Des circuits intégrés existent, qui comprennent le FET et sa résistance de polarisation (la résistance de grille est ici inutile), et qui peuvent servir de sources de courant pré-réglées. Des restrictions limitent toutefois leur usage :

- le composant est polarisé : le courant ne peut circuler que dans un seul sens.
- ce dispositif ne génère pas de courant, il le régule (comme la zéner régule une tension).
- la tension appliquée entre les deux bornes du composant doit être au moins supérieure à la tension V_{GS} de polarisation permettant le fonctionnement du FET dans sa zone de pincement.

4.7 **Domaine d'utilisation**

De par sa constitution, le FET à jonction n'est pas adapté du tout aux forts courants. Il va rester cantonné aux applications d'amplification et de traitement des petits signaux.

Il est utilisé dans des montages à haute impédance d'entrée et faible bruit : préamplificateurs pour signaux de faible niveau par exemple.

La fonction résistance commandée est beaucoup utilisée. Il y a bien sûr des restrictions d'utilisation : la portion de caractéristique ohmique est linéaire pour des faibles variations de tension (guère plus de 100mV), ce qui nécessite des précautions de mise en œuvre .

Mais, le JFET, de par la dispersion de ses caractéristiques d'un composant à l'autre reste difficile à maîtriser dans des montages à composants discrets. On a intérêt à les trier si on désire un résultat fiable et répétable.

Dans ces conditions, l'utilisation la plus importante qui est faite de ces transistors est l'intégration dans des composants tels les amplificateurs opérationnels : la très forte impédance d'entrée des JFET leur donne un avantage décisif par rapport aux bipolaires, et aujourd'hui, la plupart des ampli-op de qualité possèdent au minimum un étage d'entrée en JFET.

Pour ce qui est du volet puissance, il existe un autre composant très bien adapté : le MOSFET.

5. **TRANSISTOR MOS FET**

Les transistors à MOSFET reprennent plusieurs caractéristiques de FETs à jonction : ils se déclinent en deux versions, le canal N et le canal P, et les électrodes vont aussi s'appeler drain, source et grille, leur fonction étant la même que pour les JFETs.

5.1 **Le MOSFET à canal induit**

Description.

Dans un substrat faiblement dopé P, on insère deux zones N fortement dopées. Ces deux zones seront la source et le drain du MOSFET ; elles sont distantes d'une

dizaine de μm (séparées par le substrat P). La source est généralement reliée au substrat.

La grille n'est pas directement reliée au substrat P ; elle en est isolée par l'intermédiaire d'une très fine (quelques nm) couche d'isolant (de l'oxyde de silicium). Cette caractéristique donne son nom au MOSFET : Metal Oxyde Semiconductor.

La grille est ainsi **isolée** du substrat : le courant de grille sera nul en continu.

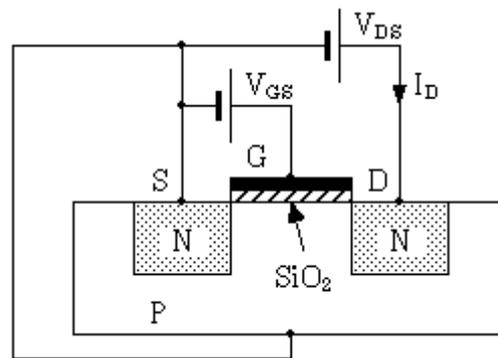


Figure 5- 1. Schéma de principe d'un MOSFET canal N.

Principe de fonctionnement.

Si $V_{GS} = 0$, aucun courant de drain ne passera, car le circuit source-drain est composé de deux jonctions en série, l'une PN, l'autre NP : il y en aura toujours une en inverse.

Lorsqu'on applique une tension V_{GS} positive, l'électrode de grille, l'isolant et le substrat P forment un condensateur.

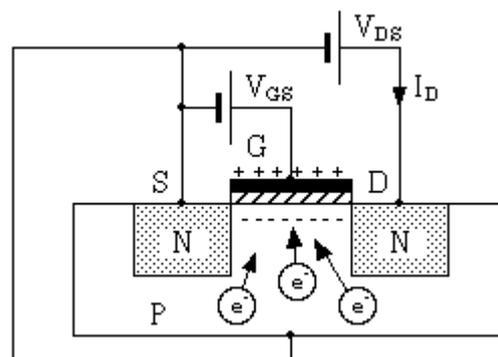


Figure 5- 2. Phénomène d'inversion.

Les électrons (porteurs minoritaires du substrat P) sont alors attirés vers la grille. Pour une tension V_{GS} suffisamment élevée (tension de seuil), la concentration en électrons dans le substrat est supérieure à la concentration en trous au voisinage de la grille ; on a alors une couche N dite couche d'inversion entre les zones N de la source et du drain. Les deux jonctions disparaissent, on n'a plus qu'un canal N, et le courant peut passer entre drain et source.

Mais, pour une tension V_{DS} supérieure à V_{GS} , on annule la tension grille-drain, et donc l'effet condensateur : on a un phénomène de pincement du canal induit N comme pour le JFET. Le courant de drain tend alors vers une valeur constante, de la même manière que pour le JFET.

Ce mode de fonctionnement est appelé à enrichissement, car une tension V_{GS} positive enrichit le canal en porteurs minoritaires, permettant le passage du courant.

Caractéristiques.

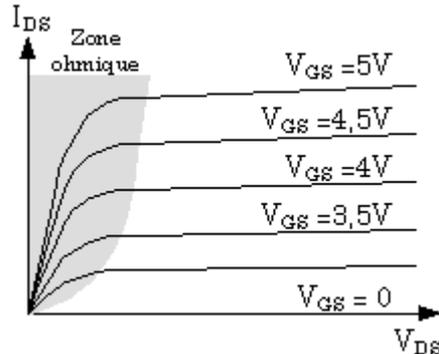


Figure 5- 3. Caractéristique de sortie du MOS canal N.

La caractéristique de sortie est similaire à celle d'un JFET, sauf que le courant de drain pourra atteindre plusieurs ampères pour des composants de puissance. On note la zone en fonctionnement ohmique, tout à fait similaire à celle des JFETs, et permettant les mêmes applications.

La caractéristique de transfert a la forme suivante :

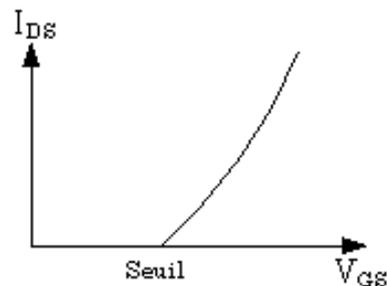


Figure 5- 4. Caractéristique de transfert du MOS canal N.

Cette caractéristique de transfert est appelée la transconductance du MOS, et est exprimée en siemens (S). Pour des MOS de puissance, elle vaut plusieurs siemens (1 à 10 typiquement), soit des valeurs beaucoup plus importantes que pour les JFETs (quelques mS).

La tension de seuil atteint plusieurs volts (1 à 3 typique). Ce seuil varie avec la température.

5.2 Le MOSFET à canal initial (implanté)

5.2.1. Description du principe de fonctionnement.

Le MOSFET à canal initial a la même structure que le MOS à canal induit, avec en plus, un canal faiblement dopé N entre la source et le drain.

Pour V_{GS} nulle, Ce transistor fonctionne comme un JFET : un courant de drain pourra circuler ; quand V_{DS} augmente, un phénomène de pincement se produit, qui obstrue le canal : le courant de drain devient constant.

Si V_{GS} est inférieure ou égale à 0, on accélère le pincement (le condensateur formé par la grille, l'isolant et le canal attire des trous dans le canal initial qui neutralisent les électrons de cette zone N) : on fonctionne en régime d'appauvrissement.

Au contraire, pour V_{GS} supérieure à 0, on retrouve le fonctionnement du MOS à canal induit, et le courant de drain va croître.

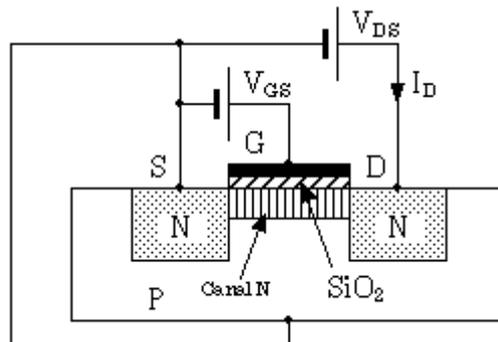


Figure 5- 5. MOSFET N à canal initial..

5.2.2. Caractéristiques.

La caractéristique de transfert est la suivante :

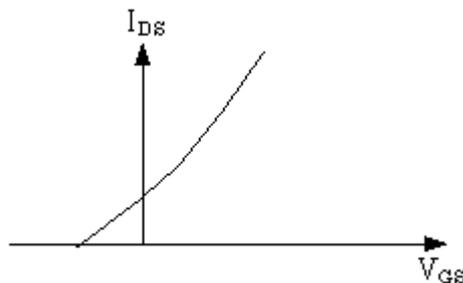


Figure 5- 6. Caractéristique de transfert d'un MOS à canal initial

5.3 Utilisation des MOSFETs

De par leur constitution, les transistors MOS sont très fragiles, notamment au niveau de la grille. Les décharges électrostatiques sont à proscrire, car elles peuvent casser le composant, ou pis, l'endommager sans que ses caractéristiques ne changent : c'est la fiabilité qui est compromise.

5.3.1. MOSFET de puissance.

Les MOS servent beaucoup en commutation de puissance, car ils sont très rapides et commandables en tension. On notera toutefois qu'à fréquence élevée, la grille formant un condensateur avec le substrat, elle ne présente plus une impédance infinie, comme en statique !

Quand ils sont passants, ils fonctionnent dans la zone ohmique, et leur caractéristique essentielle est, avec la tension V_{DS} maxi, la résistance R_{DS} , qui peut être aussi basse qu'une dizaine de m Ω .

5.3.2. Intégration dans les composants numériques.

La technologie MOS se prête très bien à l'intégration à grande échelle : elle permet de réaliser des composants logiques consommant très peu de courant, et permet

ainsi un très grand niveau d'intégration (exemple : mémoires, microprocesseurs, circuits logiques divers) Les transistors MOS sont utilisés ici en commutation.

6. AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

Comme nous avons pu le constater dans les chapitres précédents, les montages amplificateurs de base à transistors ne sont pas très commodes d'emploi :

- ils ne transmettent pas le continu ;
- ils sont tributaires des dispersions des transistors, ce qui fait que leurs caractéristiques sont imprécises et non répétables ;
- leurs performances sont moyennes, et à moins d'aligner un montage à plusieurs transistors, on ne peut pas avoir simultanément fort gain en tension, haute impédance d'entrée et faible impédance de sortie.

Les amplificateurs opérationnels sont nés au début des années 60, quand on a commencé à intégrer plusieurs transistors et résistances sur le même substrat de silicium ; cette technologie a permis de bâtir des montages complexes, et de les faire tenir sur une petite plaquette de silicium encapsulée dans un boîtier (généralement à 8 broches) commode d'emploi.

Avec ces composants, on a eu accès à des amplificateurs simples d'utilisation, transmettant des signaux continus, et à mise en œuvre facile à l'aide de quelques composants annexes (résistances, condensateurs...); les caractéristiques des montages obtenus ne dépendent quasiment plus de l'amplificateur opérationnel, mais uniquement des composants passifs qui l'accompagnent, ce qui garantit une bonne fiabilité du résultat et assure sa répétabilité.

Les amplificateurs opérationnels ont beaucoup progressé depuis leur création, et tendent maintenant à devenir très proches de l'amplificateur idéal (l'amplificateur opérationnel parfait, AOP).

6.1 L'amplificateur opérationnel parfait

6.1.1. Principe

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

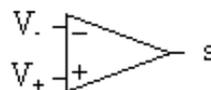


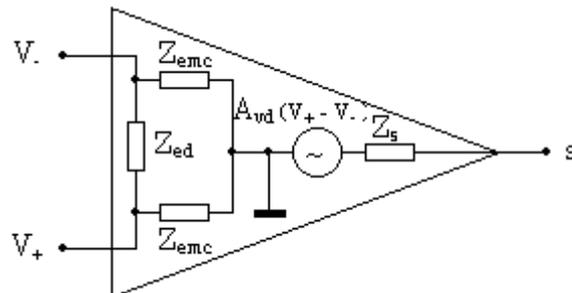
Figure 6- 1. Symbole d'un amplificateur différentiel.

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

$$s = A_{vd} (V_+ - V_-) + A_{vmc} \left(\frac{V_+ + V_-}{2} \right) \quad [1]$$

A_{vd} est le gain en tension différentiel de l'amplificateur, et A_{vmc} le gain en tension de mode commun. Dans le cas d'un amplificateur parfait, on fait l'hypothèse que ces gains ne dépendent pas de la fréquence.

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



Figur 6- 2. Schéma équivalent d'un AOP.

6.1.2. Caractéristiques de base

Pour que cet amplificateur soit parfait, les gains en tension doivent répondre aux caractéristiques suivantes :

- $A_{vd} = \infty$

- $A_{vmc} = 0$

On distingue deux types d'impédances d'entrée dans un AOP : l'impédance différentielle et celles de mode commun, qui sont définies sur le schéma de la figure 6- 2.

Un ampli parfait doit répondre aux critères suivants du point de vue des impédances :

- $Z_{ed} = \infty$

- $Z_{emc} = \infty$

- $Z_s = 0$

En résumé : un amplificateur opérationnel parfait est un amplificateur de différence pur à gain différentiel infini, rejetant parfaitement le mode commun, dont les impédances d'entrées sont infinies et l'impédance de sortie est nulle.

En pratique, nous verrons que l'amplificateur opérationnel réel présente des défauts par rapport à l'idéalisation que constitue l'AOP, mais le modèle de ce dernier est suffisant pour étudier la plupart des montages simples sans faire des calculs laborieux et inutiles : en effet, du point de vue impédances et gains, et sauf à utiliser les composants à leurs limites, les amplis réels sont suffisamment près des AOP pour qu'on fasse les approximations avec une erreur minimale (très

souvent mieux que le %). Seul le comportement fréquentiel pose vraiment problème par rapport au modèle idéal.

6.1.3. Fonctionnement d'un système bouclé

Tous les montages fondamentaux vont être étudiés avec les hypothèses relatives au modèle d'AOP parfait telles que décrites précédemment.

Dans ces hypothèses, on a vu que le gain en tension différentiel tendait vers l'infini : cela implique que la tension d'entrée différentielle ($V_+ - V_-$) va devoir tendre vers 0 pour que la tension de sortie soit finie (voir équation [1]).

Une grande conséquence de ceci est qu'on n'utilisera (quasiment) jamais un amplificateur opérationnel en boucle ouverte pour un fonctionnement linéaire ; on l'utilisera toujours avec une contre réaction, soit en boucle fermée : on réinjectera une fraction de la tension de sortie sur l'entrée inverseuse (retour du signal en opposition de phase). Nous allons maintenant étudier quelques rudiments de la théorie des systèmes bouclés pour mieux comprendre le fonctionnement des montages classiques utilisant des AOP.

Schéma-bloc d'un système bouclé.

On peut représenter un système bouclé à une entrée et une sortie de la manière suivante :

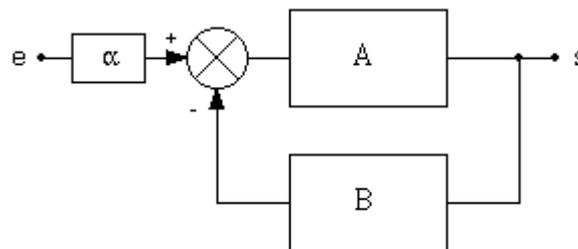


Figure 6- 3. Système bouclé.

Le signal est d'abord atténué en passant dans le bloc de fonction de transfert α (qui dans beaucoup de cas est égale à l'unité : on peut alors supprimer ce bloc), et arrive ensuite dans un mélangeur différentiel.

Dans ce mélangeur, une fraction du signal de sortie est soustraite du signal d'entrée atténué. Le tout est multiplié par la fonction de transfert du bloc A. On obtient l'équation suivante :

$$s = A (\alpha e - Bs) \quad [2]$$

On peut en tirer le rapport $H=s/e$, qui est la fonction de transfert du système bouclé :

$$H = \frac{s}{e} = \frac{\alpha A}{1+AB} \quad [3]$$

Le produit AB est le **gain de boucle** du système ; dans un système bouclé, on cherche à ce qu'il soit le plus grand possible de manière à ce que H dépende très peu de A . En effet, si $AB \gg 1$, on peut écrire :

$$H = \frac{s}{e} \cong \frac{\alpha}{B} \quad [4]$$

Si α et B sont bien maîtrisés (ce sont la plupart du temps des réseaux constitués de composants passifs de précision correcte), la fonction de transfert H ne dépendra quasiment plus de la fonction de transfert A, qui pourra être assez imprécise, pourvu que sa valeur soit élevée. On réalise un asservissement de la sortie à l'entrée au facteur α/B près.

Deux autres avantages (que nous ne démontrerons pas ici) concernent les impédances d'entrée et de sortie :

- l'impédance différentielle d'entrée est multipliée par le gain de boucle.
- l'impédance de sortie est divisée par le gain de boucle.

Ces deux propriétés sont importantes, car elles vont permettre d'améliorer les performances apparentes des amplificateurs réels, et donc de justifier encore mieux le fait qu'on utilise le modèle de l'AOP pour faire les calculs.

Application à l'AOP.

Le fonctionnement en asservissement tel que décrit précédemment va convenir idéalement aux amplificateurs opérationnels : ceux-ci présentent un gain en tension très élevé, mais défini à un facteur trois ou quatre près sur un lot de composants et en fonction des conditions d'utilisation (charge, température...). Le fait de les boucler va permettre de s'affranchir de leurs imperfections.

L'AOP est un amplificateur différentiel à grand gain. On peut reprendre le schéma de la figure 6- 3 et l'adapter à son cas.

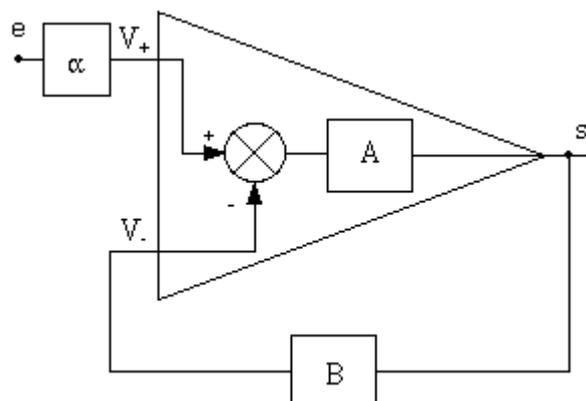


Figure 6- 4. L'AOP bouclé.

Ce montage appelle quelques commentaires :

- La fonction de transfert A est le gain différentiel de l'amplificateur (infini pour un AOP, très grand et dépendant de la fréquence pour un ampli réel).
- les blocs α et B sont des quadripôles (donc munis de deux entrées et de deux sorties) ; dans le cas des montages à AOP, ces quadripôles ont en fait une entrée et une sortie reliées à la masse : elles ne sont pas représentées sur les schémas blocs.

- si le signal d'entrée e rentre (via le bloc α) sur l'entrée V_+ , il faudra rajouter un signe - à α pour que les équations précédentes soient vérifiées.

On a vu que dans le cas de l'AOP, le gain A est infini. Le gain de boucle sera donc lui aussi infini, et à la sortie du mélangeur différentiel, on va avoir un signal qui tend vers 0 pour que le signal de sortie s ait une valeur finie.

L'amplificateur ne va pas amplifier le signal proprement dit, mais l'écart entre l'entrée et la sortie qui va donc copier fidèlement l'entrée au facteur α/B près. On parle alors d'amplificateur d'erreur.

Calcul des montages à AOP.

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

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

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

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

6.2 **Montages de base à amplificateur opérationnel**

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

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

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

6.2.1 Amplificateur inverseur

C'est le montage de base à amplificateur opérationnel. L'entrée non inverseuse est reliée à la masse ; le signal d'entrée est relié à l'entrée inverseuse par une résistance R_1 , et la sortie est reliée à cette entrée par une résistance R_2 .

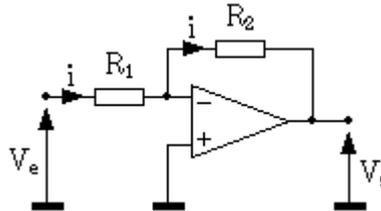


Figure 6- 5. Amplificateur inverseur.

Calcul par la loi d'ohm.

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

- les impédances d'entrée étant infinies, il n'y a pas de courant qui rentre dans l'entrée inverseuse (V_-) ; par conséquent, tout le courant i arrivant dans R_1 ira par R_2 vers la sortie de l'AOP.
- Le gain A_{vd} est infini ; dans ces conditions, $(V_+ - V_-)$ va tendre vers 0.

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

$$V_+ = V_- \quad [5]$$

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

Ces constatations étant faites, le calcul du gain en tension est un jeu d'enfant :

$$V_e = R_1 i \quad [6]$$

$$V_s = -R_2 i \quad [7]$$

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} \quad [8]$$

On fera attention à l'expression [7] : la tension et le courant sont dans le même sens, d'où le signe -.

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

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

$$Z_e = \frac{V_e}{i_e} \quad [9]$$

$$Z_e = R_1 \quad [10]$$