

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

OBJECTIFS OPERATIONNELS DE SECOND NIVEAU

LE STAGIAIRE 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

LE STAGIAIRE 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 10 : 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:

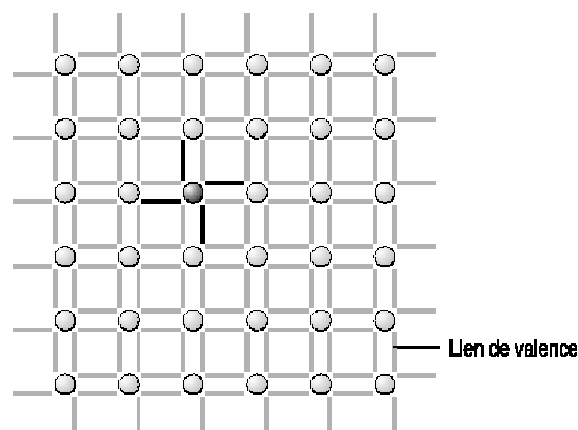


Figure 1- 1. Semiconducteur intrinsèque

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 *génération* 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)

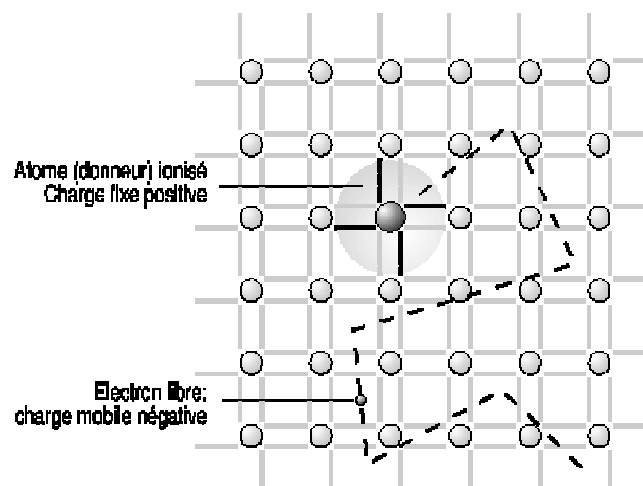


Figure 1- 2. Semiconducteur de type n

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.

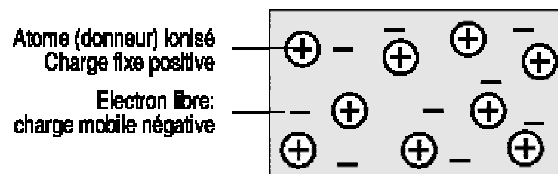


Figure 1- 3. Semiconducteur de type n (modèle)

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.

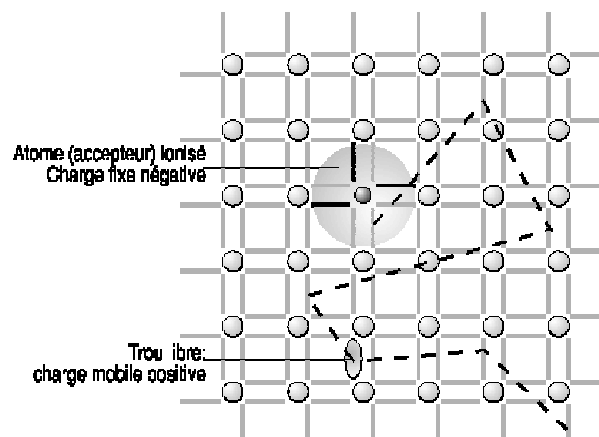


Figure 1- 4. Semiconducteur de type p

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.

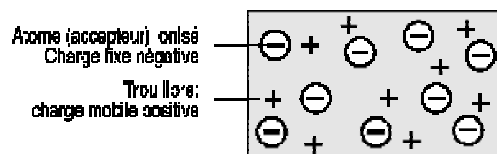


Figure 1- 5. Semiconducteur de type p (modèle)

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.

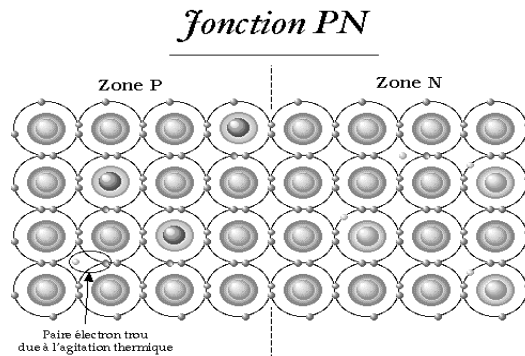


Figure 2- 1. Modèle de la jonction p-n

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.

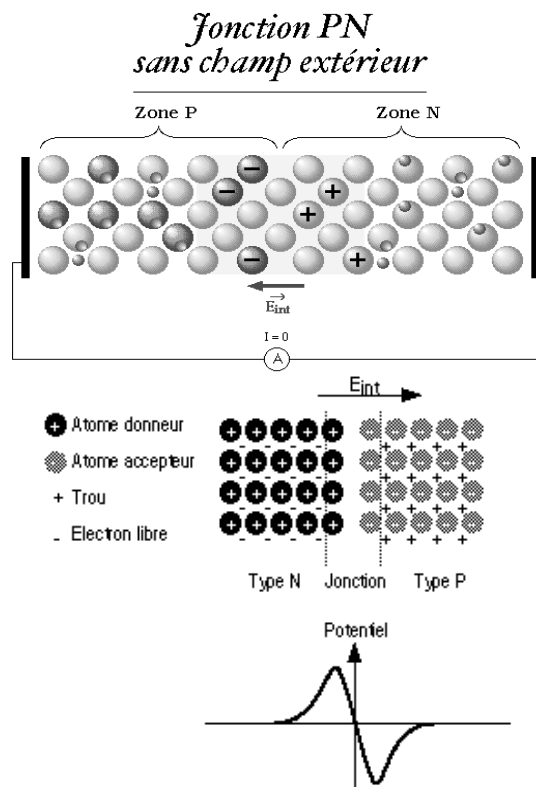


Figure 2- 2. Equilibre au niveau de la jonction.

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.

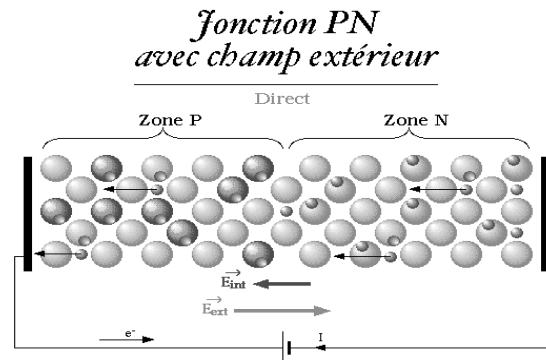


Figure 2- 3. Polarisation de la jonction en sens direct

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**)

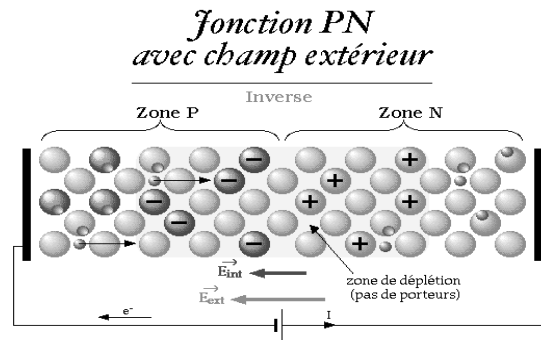


Figure 2- 4. Polarisation de la jonction en sens inverse

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 :

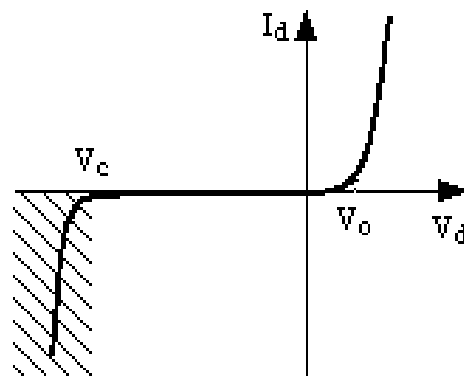


Figure 2- 5. Caractéristique complète.

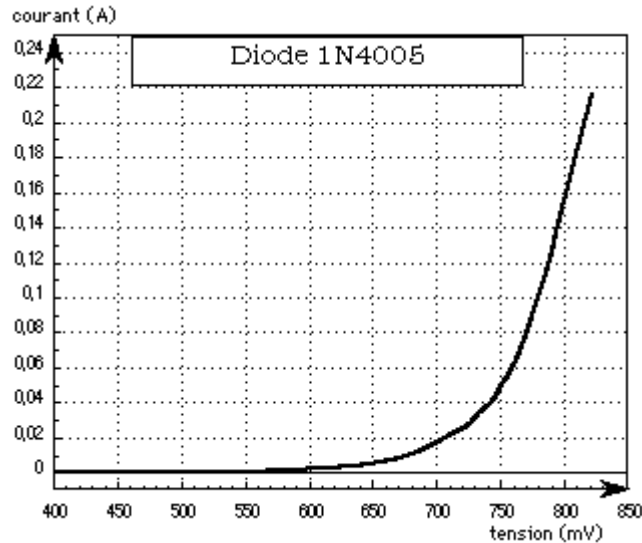


Figure 2- 6 Caractéristique directe d'une diode.

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.

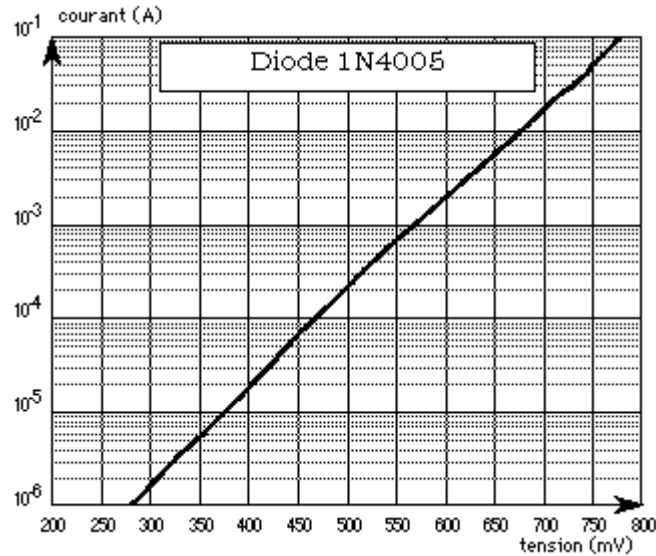


Figure 2- 7. Linéarité de Log (I) en fonction de V.

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).

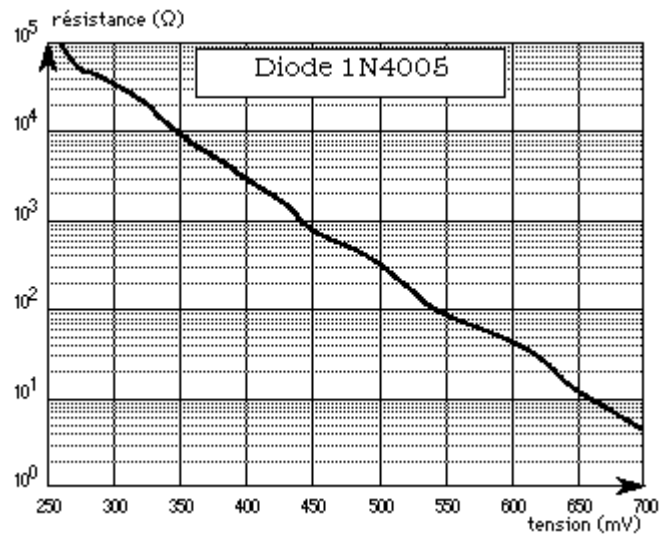


Figure 2- 8. Résistance dynamique.

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.

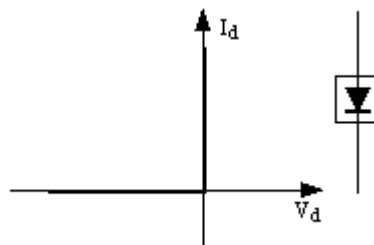


Figure 2- 9. Caractéristique idéale d'une diode .

Diode avec seuil.

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

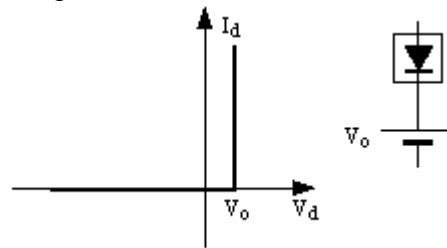


Figure 2- 10. Caractéristique d'une diode avec seuil.

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.

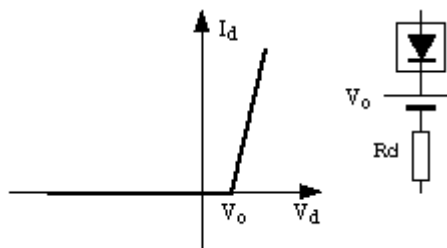


Figure 2- 11. Caractéristique d'une diode avec seuil et résistance.

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.

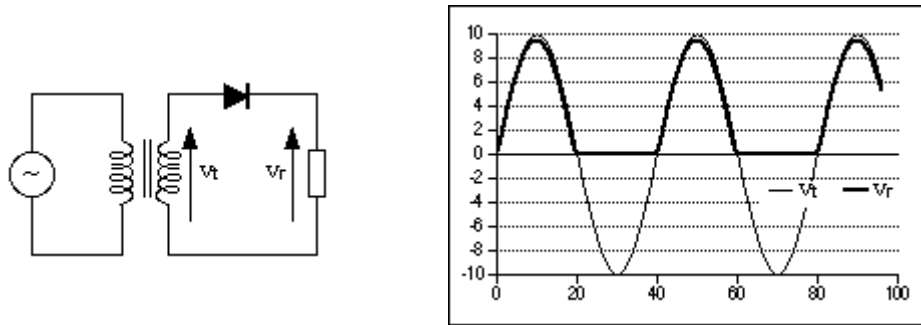


Figure 2- 12. Circuit de redressement avec une diode et chronogramme de tensions
Quand la tension aux bornes du transformateur devient inférieure à la tension de seuil, la diode est bloquée ; il ne subsiste que le courant de fuite, qui est négligeable en comparaison du courant direct.

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.

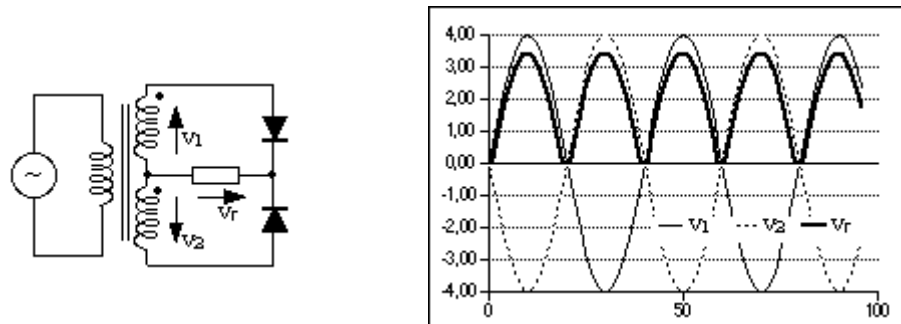


Figure 2- 13. Circuit de redressement avec transfo double enroulement.

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.

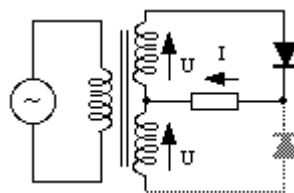


Figure 2- 14.. Alternance positive.

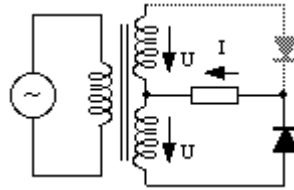


Figure 2- 15. Alternance négative.

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.

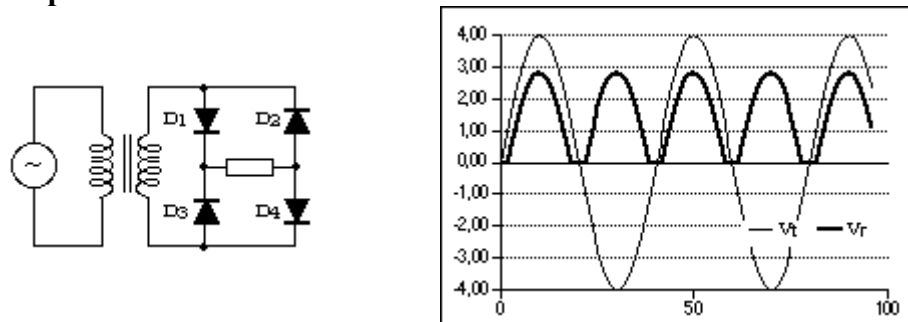


Figure 2- 16. Redressement avec pont de diodes.

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).

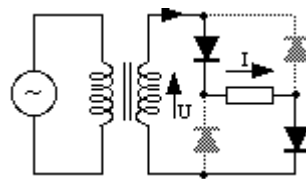


Figure 2- 17. Alternance positive.

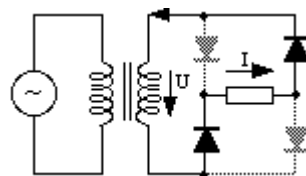


Figure 2- 18. Alternance négative.

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.

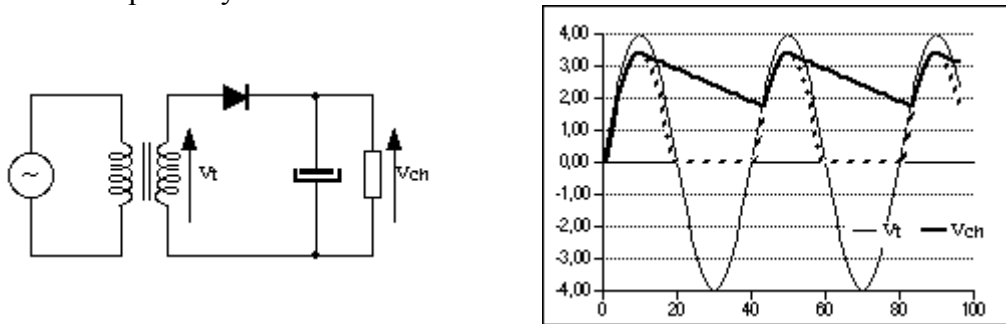


Figure 2- 19. Redressement simple alternance et filtrage.

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.

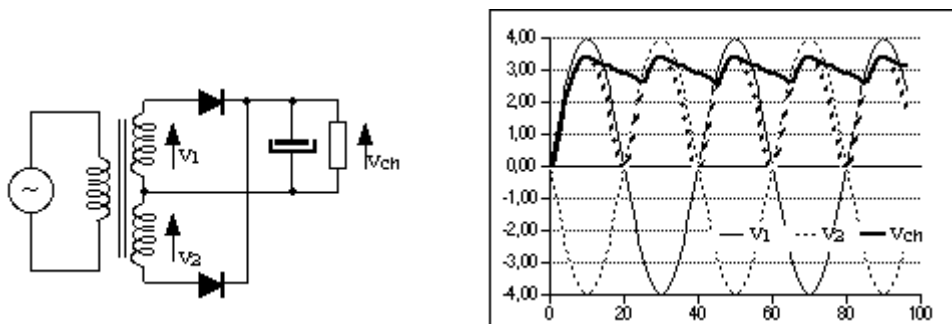
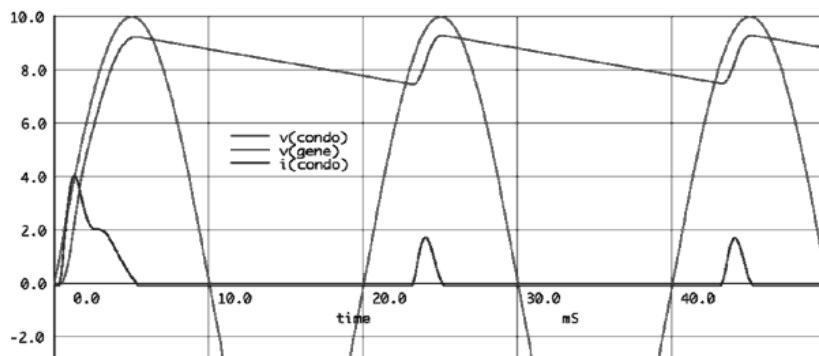


Figure 2- 20. Redressement double alternance et filtrage.

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.

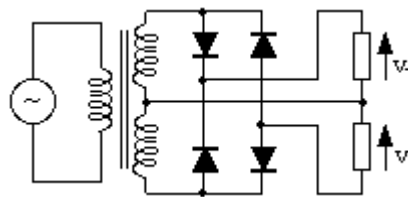


Figure 2- 22. Alimentation double positive et négative.

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.

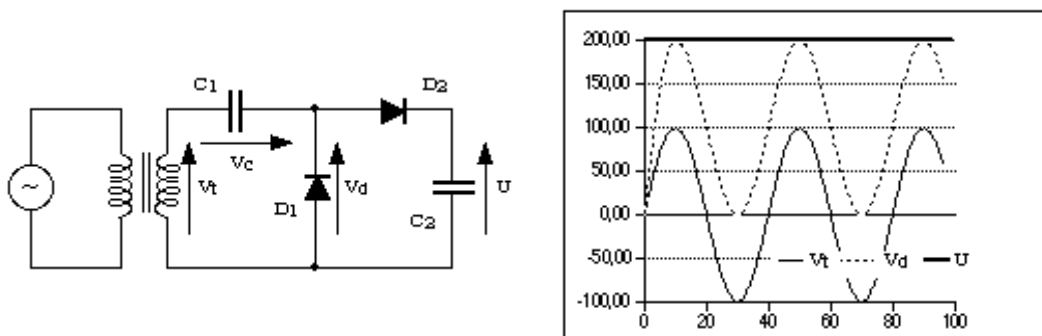


Figure 2- 23. Doubleur de tension de Schenkel.

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.

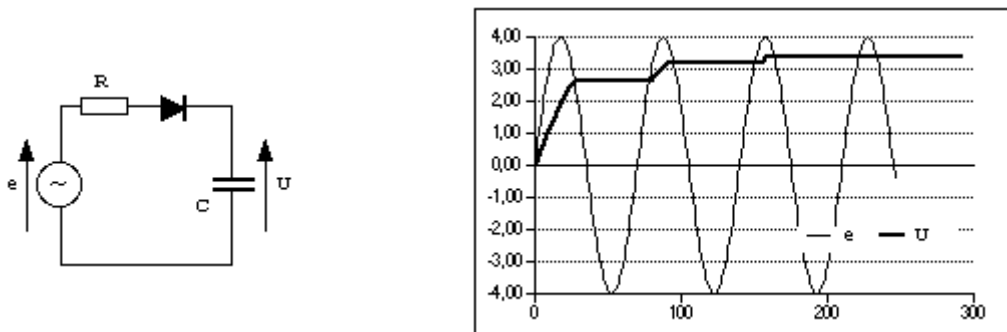


Figure 2- 24. Détecteur de crête.

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.).

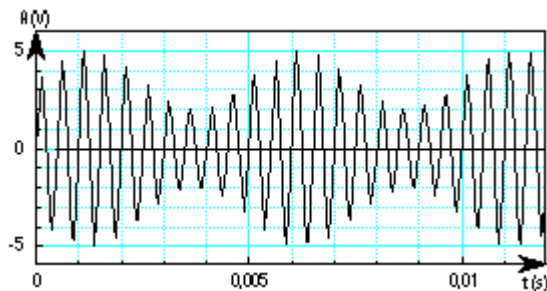


Figure 2- 25. Signal HF modulé en amplitude.

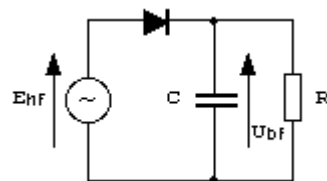


Figure 2- 26. Détecteur grandes ondes .

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.).

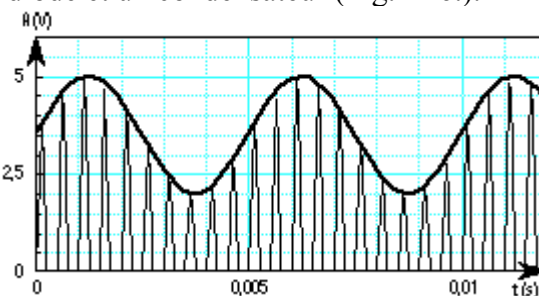


Figure 2- 27. Signal démodulé.

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.

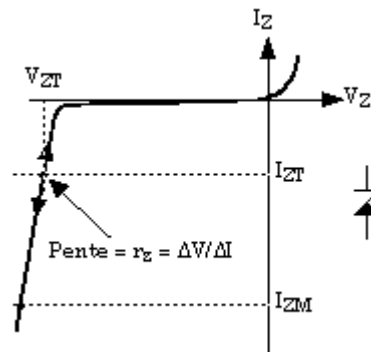


Figure 2- 28. Caractéristique d'une diode zéner.

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 :

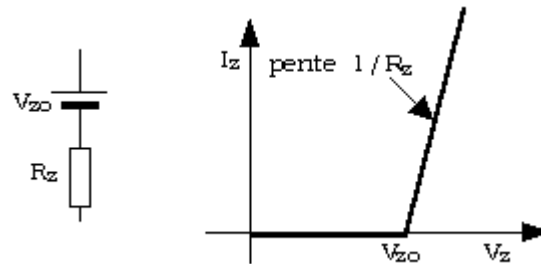


Figure 2- 29. Schéma équivalent de la diode zéner

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).

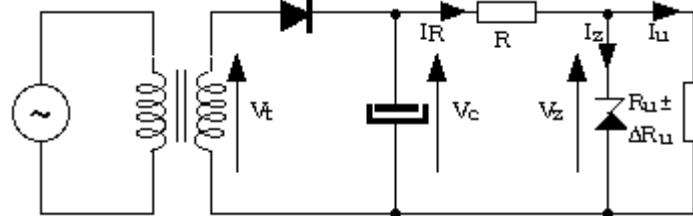


Figure 2- 30. Régulation de tension avec diode zéner.

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

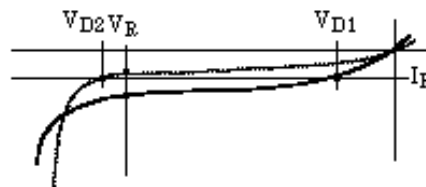


Figure 2- 31. Caractéristiques de deux diodes.

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.

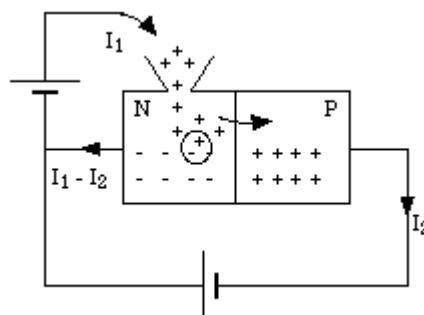


Figure 3- 1. Injection de trous dans une zone N.

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.).

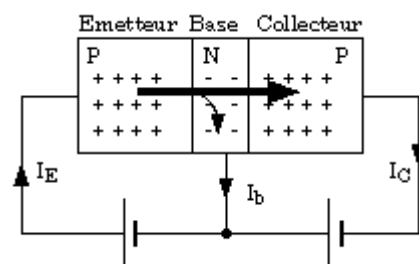


Figure 3- 2. Schéma de principe d'un transistor.

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.

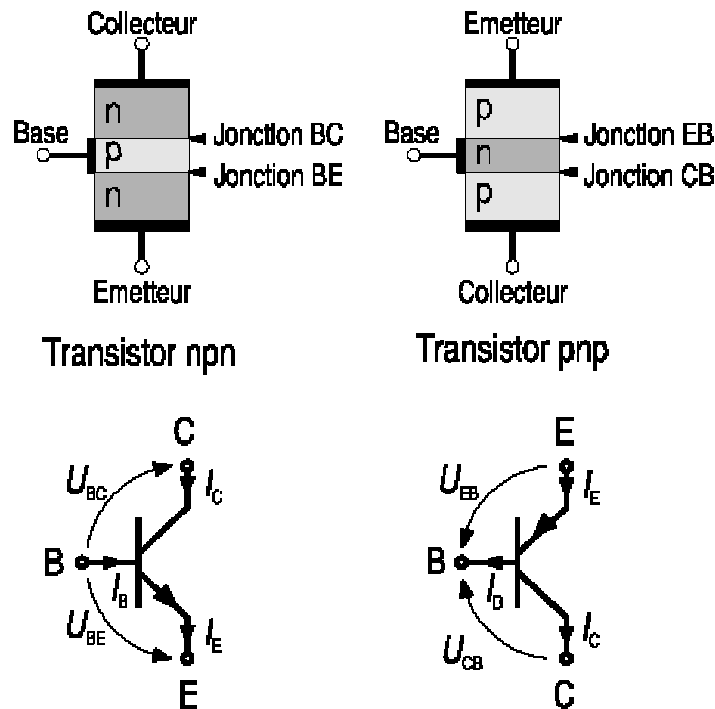


Figure 3- 3: Structures et symboles des transistors bipolaires

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

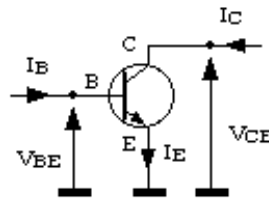


Figure 3- 4. Courants et tensions sur un NPN.

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.

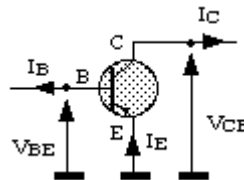


Figure 3- 5. Courants et tensions sur un PNP.

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 :

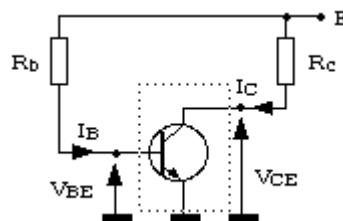


Figure 3- 6. . Montage de base émetteur commun .

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 :

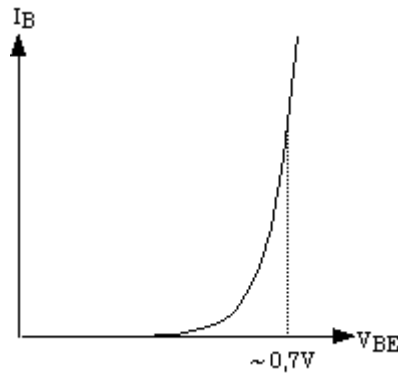


Figure 3- 7. . Caractéristique d'entrée du transistor.

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]).

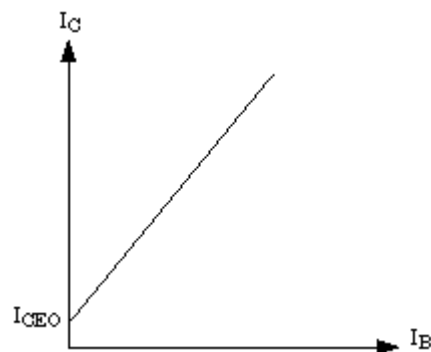


Figure 3- 8. . Caractéristique de transfert du transistor.

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 .

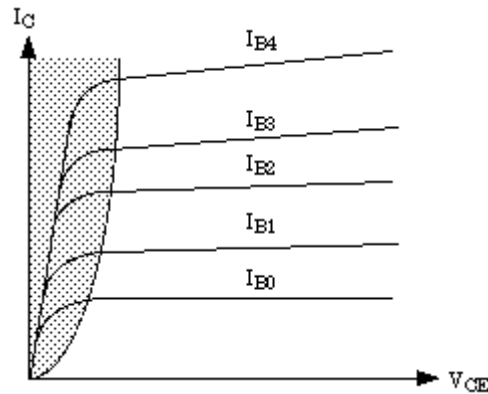


Figure 3- 9. Caractéristiques de sortie du transistor.

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 :

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

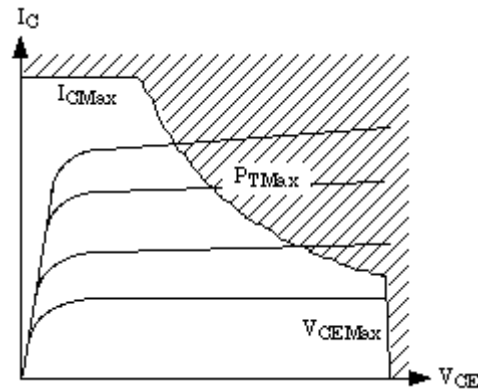


Figure 3- 10. Limites d'utilisation de transistor.

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 :

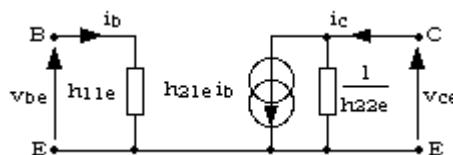


Figure 3- 11. Schéma équivalent du transistor NPN.

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 connections 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 :

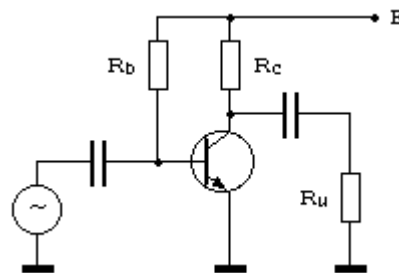


Figure 3-12. Polarisation par résistance de base.

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 :

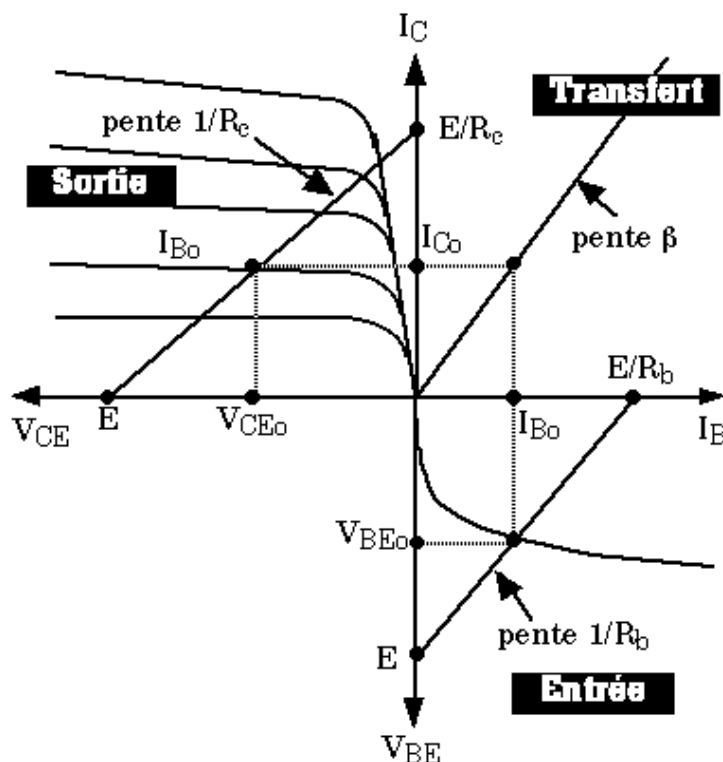


Figure 3- 13. Polarisation du transistor.

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.

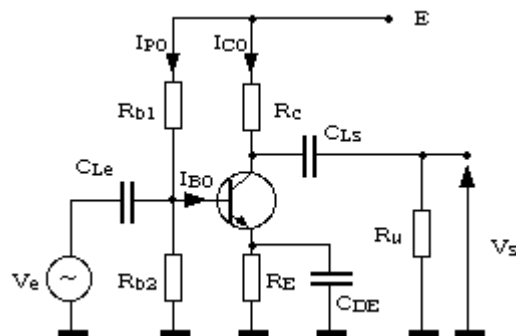


Figure 3- 14. Polarisation par pont de base.

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 :

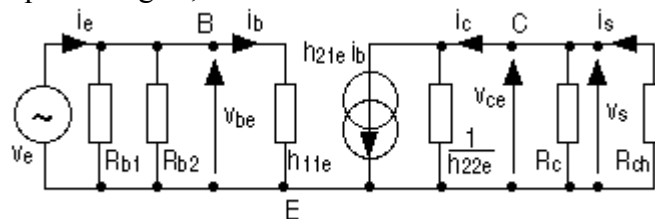


Figure 3- 15 Schéma équivalent en alternatif.

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 :

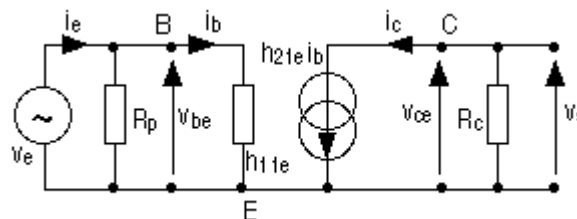


Figure 3- 16. Schéma équivalent simplifié.

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

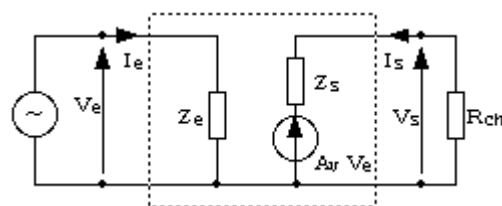


Figure 3- 17. Schéma équivalent de l'étage amplificateur.

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.

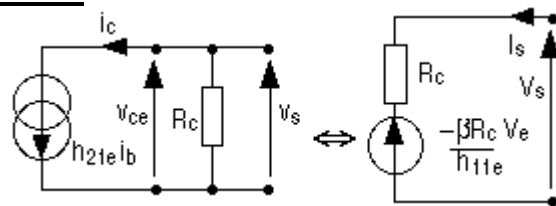


Figure 3- 18. Transformation Norton / Thévenin.

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 !

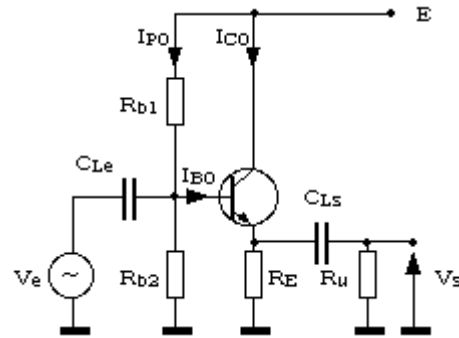


Figure 3- 19. Montage collecteur commun.

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.

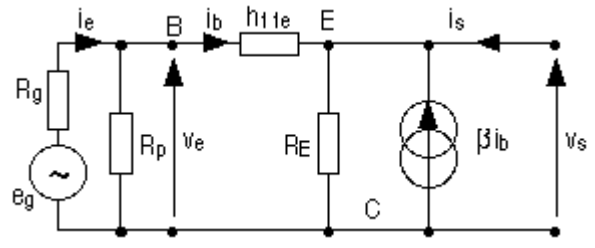


Figure 3- 20 Schéma équivalent collecteur commun.

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_{21} 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.

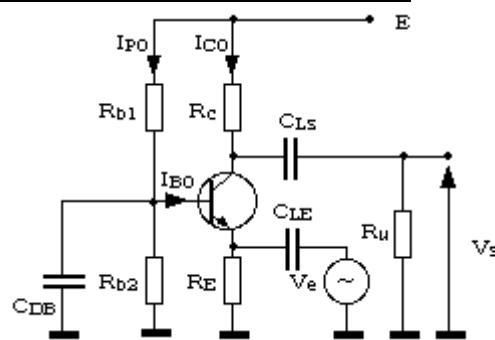


Figure 3- 21. Montage base commune.

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 :

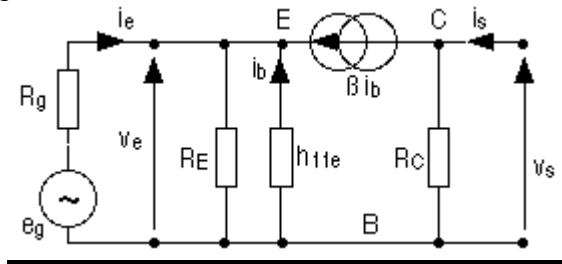


Figure 3- 22. Schéma équivalent base commune.

Le pont R_{b1} / R_{b2} 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.).

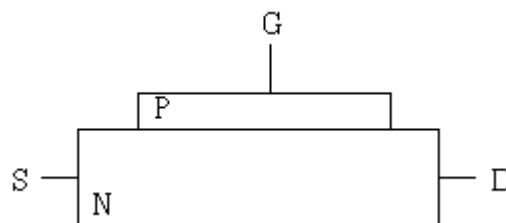


Figure 4- 1. FET à jonction à canal N (principe).

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 $w = k|V_{GS}|$.

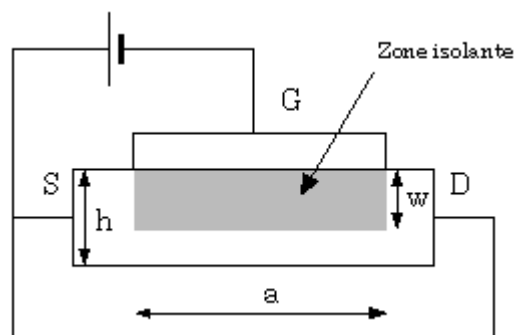


Figure 4- 2. Modulation de conductivité à $V_{DS} = 0$.

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.

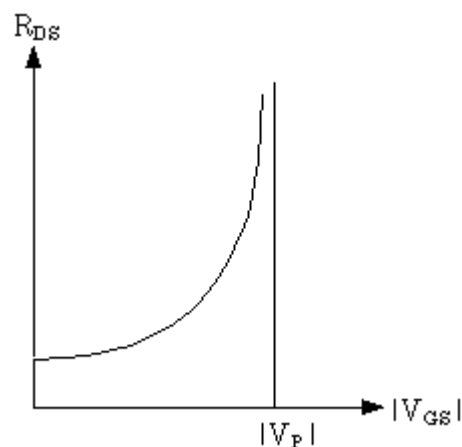


Figure 4- 3. Phénomène de pincement.

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.

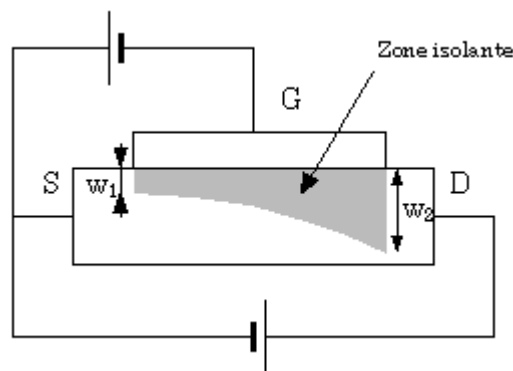


Figure 4- 4. Modulation de conductivité pour V_{DS} non nul.

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.

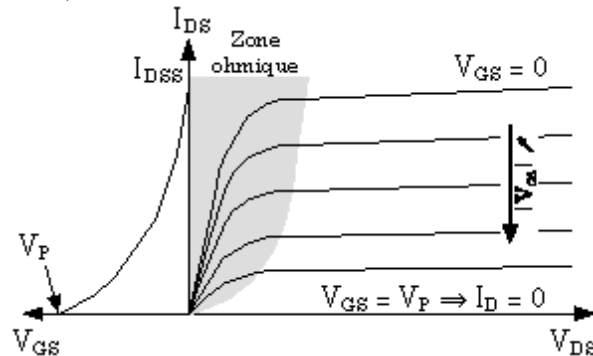


Figure 4- 5. Caractéristiques du FET à jonction.

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 :

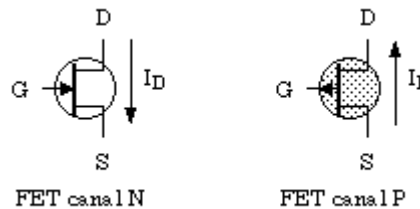


Figure 4- 6. Symboles électriques des FETs.

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.

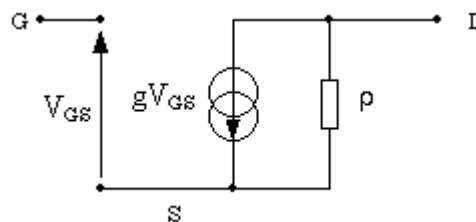


Figure 4- 7. Schéma équivalent alternatif petits signaux.

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.

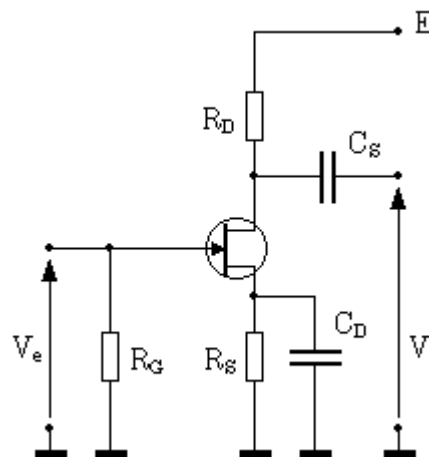


Figure 4- 8. Montage source commune.

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 aval.

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 :

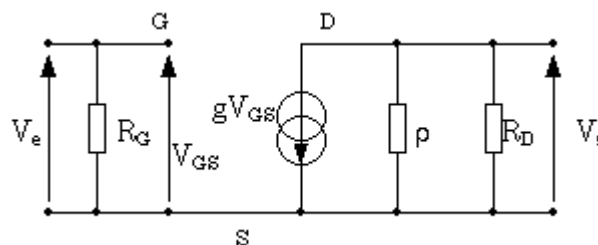


Figure 4- 9. Schéma équivalent en alternatif petits signaux.

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).

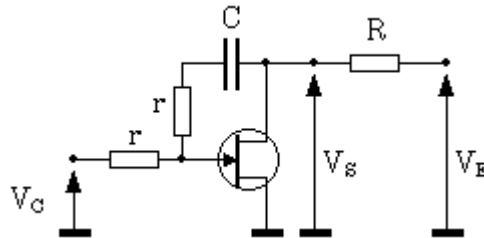


Figure 4- 10. Utilisation en résistance commandée.

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

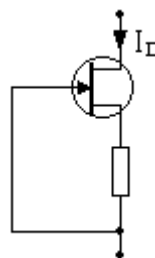


Figure 4- 11. Source de courant à deux bornes.

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.

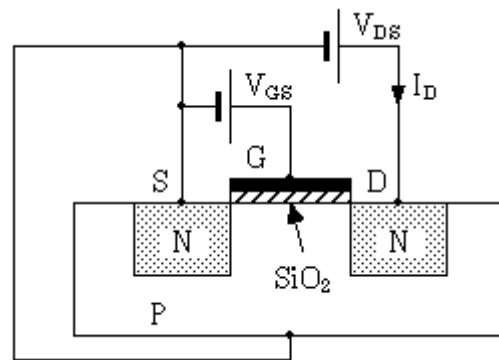


Figure 5- 1. Schéma de principe d'un MOSFET canal N.

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.

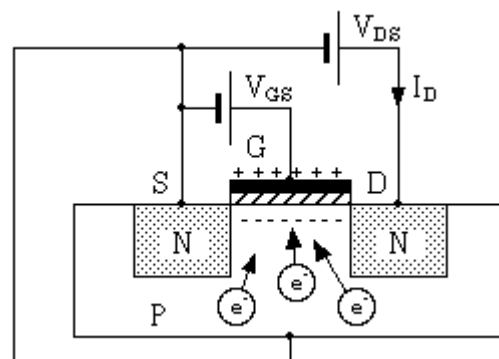


Figure 5- 2. Phénomène d'inversion.

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.

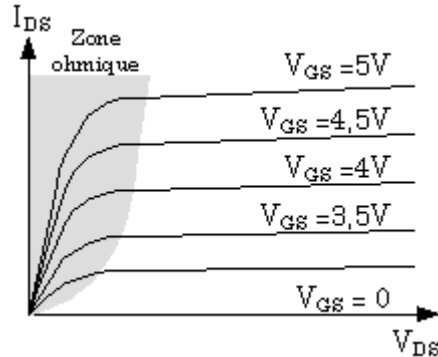


Figure 5- 3. Caractéristique de sortie du MOS canal N.

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 :

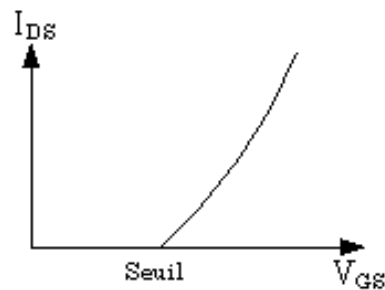


Figure 5- 4. Caractéristique de transfert du MOS canal N.

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.

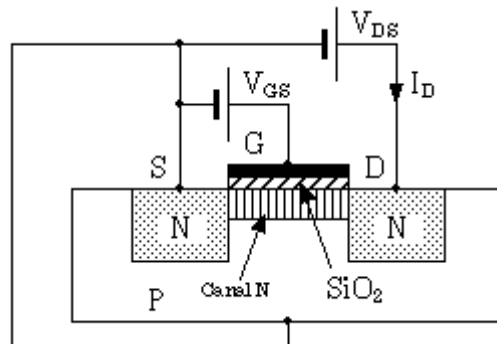


Figure 5- 5. MOSFET N à canal initial..

5.2.2. Caractéristiques.

La caractéristique de transfert est la suivante :

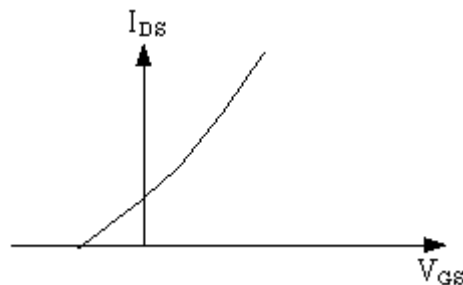


Figure 5- 6. Caractéristique de transfert d'un MOS à canal initial

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) :

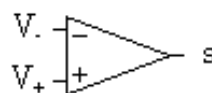


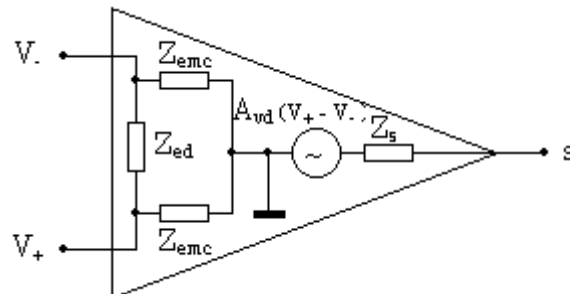
Figure 6- 1. Symbole d'un amplificateur différentiel.

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 :

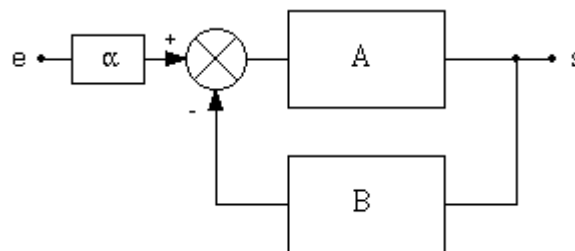


Figure 6- 3. Système bouclé.

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.

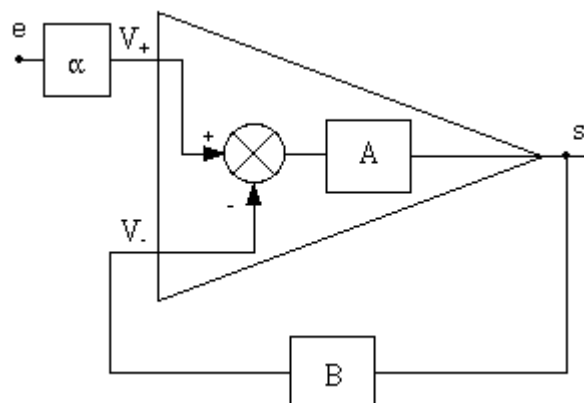


Figure 6- 4. L'AOP bouclé.

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 .

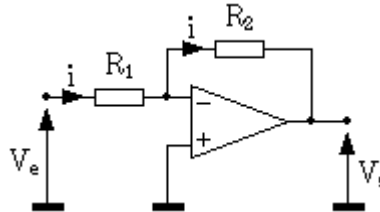


Figure 6- 5. Amplificateur inverseur.

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 :

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

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

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

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

$$Z_s = 0 \quad [11]$$

Généralisation à des dipôles quelconques.

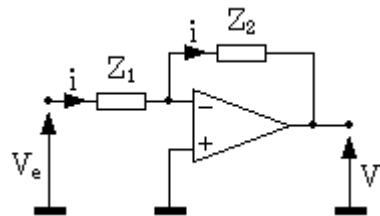


Figure 6- 6. Amplificateur inverseur généralisé.

On a précédemment établi un résultat pour deux résistances R_1 et R_2 ; on peut appliquer ce résultat à n'importe quels dipôles d'impédances Z_1 et Z_2 . **La condition que Z_1 et Z_2 soient des dipôles est fondamentale.** Le gain en tension est le suivant :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad [15]$$

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

6.2.2 Amplificateur non inverseur.

L'amplificateur non inverseur est le deuxième amplificateur de base. Pour calculer le gain en tension, on va se servir de l'équation [5] et en déduire :

$$V_e = V_s \quad [16]$$

R_2 et R_1 forment un pont diviseur entre V_s et V_e , soit :

$$V_e = V_s \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad [17]$$

On en tire :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad [18]$$

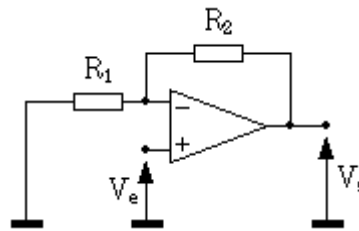


Figure 6- 7. Amplificateur non inverseur.

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

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

$$Z_e = \infty \quad [19]$$

$$Z_s = 0 \quad [20]$$

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

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

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

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \quad [21]$$

6.2.3 Montage suiveur.

Ce montage est une extrapolation de l'ampli précédent, avec $R_1 = \infty$ et $R_2 = 0$. On obtient un montage tout simple, de gain unité, dont la seule fonction est l'adaptation d'impédance. On le placera donc en tampon entre deux portions de circuit de façon à les isoler l'une de l'autre pour prévenir toute interaction parasite. Ce circuit est aussi idéal en entrée et en sortie d'un montage pour bénéficier d'impédance d'entrée infinie (ou presque) et d'impédance de sortie très basse.

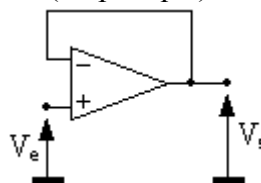


Figure 6- 8. Amplificateur suiveur.

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

6.2.3 Additionneur inverseur.

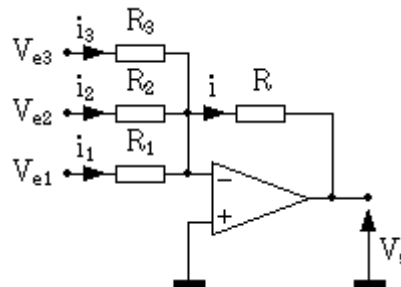


Figure 6- 9. Amplificateur sommateur inverseur.

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

- si on doit recalculer tout l'échafaudage à chaque modification du gain d'une entrée, ou en cas de rajout d'une entrée, le montage n'est pas vraiment pratique.
- on ne peut pas faire varier le gain de chaque voie indépendamment des autres, à l'aide d'un potentiomètre, par exemple, alors que c'est une fonction souvent demandée à ce genre de montage.

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

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

On a :

$$V_{e1} = R_1 i_1 \quad [22]$$

$$V_{e2} = R_2 i_2 \quad [23]$$

$$V_{e3} = R_3 i_3 \quad [24]$$

La loi des nœuds en V_- nous donne :

$$i = i_1 + i_2 + i_3 \quad [25]$$

En sortie, on a :

$$V_s = -R i \quad [26]$$

Au global, on obtient pour V_s :

$$V_s = - \left(V_{e1} \frac{R}{R_1} + V_{e2} \frac{R}{R_2} + V_{e3} \frac{R}{R_3} \right) \quad [27]$$

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

On peut obtenir un additionneur inverseur pur en fixant toutes les résistances du montage à la même valeur.

Aux chapitre des inconvénients, l'impédance d'entrée de chaque voie i est égale à la résistance R_i :

$$Z_{ei} = R_i \quad [28]$$

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

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

6.2.4 Montage soustracteur (différentiel).

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

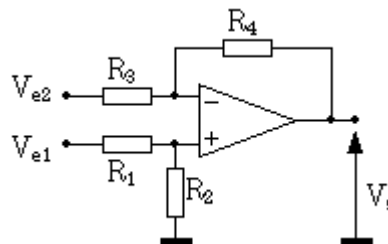


Figure 6- 10. Amplificateur différentiel.

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

$$V_+ = V_+ \quad [29]$$

La tension sur l'entrée non inverseuse est :

$$V_+ = V_{e1} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad [30]$$

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

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

$$V_- = V_{e2} \frac{R_4}{R_3 + R_4} + V_s \frac{R_3}{R_3 + R_4} \quad [31]$$

Des équations [29], [30] et [31], on tire :

$$V_s \frac{R_3}{R_3 + R_4} = V_{e1} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{e2} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad [32]$$

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

$$V_s = V_{e1} \frac{1 + \frac{R_4}{R_3}}{1 + \frac{R_1}{R_2}} - V_{e2} \frac{R_4}{R_3} \quad [33]$$

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

$$k = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \quad [34]$$

en remplaçant k par sa valeur dans [33] et compte tenu de la propriété suivante :

$$k = \frac{1+k}{1+1/k} \quad [35]$$

on obtient :

$$V_s = k (V_{e1} - V_{e2}) \quad [36]$$

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

Si les résistances ne sont pas bien appariées deux à deux dans le rapport de k (condition [34]), le gain ne sera plus purement différentiel ; il va apparaître un terme de mode commun. Ce défaut sera expliqué en détail dans le cours d'électronique 2 (Amplificateur d'instrumentation).

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

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

$$Z_{ed} = \frac{V_{e1} - V_{e2}}{i_{e1} - i_{e2}} = R_1 \quad [37]$$

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

6.2.5 Montage intégrateur.

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

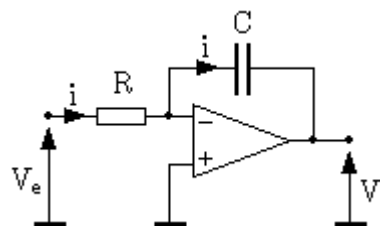


Figure 6-11. Montage intégrateur.

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

$$V_e = R i \quad [38]$$

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

$$q = C V_s \quad [39]$$

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

$$q = \int -i dt \quad [40]$$

Si on remplace dans [40] i et q par leur valeur en fonction de V_e et de V_s (équations [38] et [39]), on obtient :

$$V_s = -\frac{1}{RC} \int V_e dt \quad [41]$$

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

6.2.6 Montage dérivateur.

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

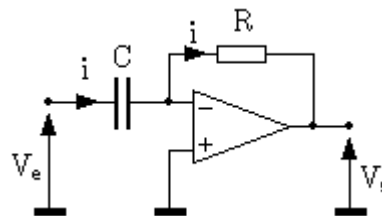


Figure 6-12. Montage dérivateur.

En entrée et en sortie, on a :

$$V_s = -R i \quad [42]$$

$$q = C V_e \quad [43]$$

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

$$i = \frac{dq}{dt} \quad [44]$$

Au final, on obtient :

$$V_s = -RC \frac{dV_e}{dt} \quad [45]$$

La sortie est proportionnelle à la dérivée de l'entrée. Comme pour le montage précédent, avec un amplificateur réel, on aura des difficultés à faire fonctionner ce

circuit tel quel (système instable), et il faudra rajouter des éléments pour le rendre pleinement fonctionnel.

6.2.8 Montage logarithmique.

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

$$V_e = R i \quad [46]$$

Et en sortie :

$$V_s = -V_d \quad [47]$$

$$i = I_f (e^{\frac{qV_d}{kT}} - 1) \quad [48]$$

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

$$V_d = \frac{kT}{q} \text{Log} \left(\frac{i}{I_f} \right) \quad [49]$$

Soit, en remplaçant i par sa valeur :

$$V_s = -\frac{kT}{q} \text{Log} \left(\frac{V_e}{RI_f} \right) \quad [50]$$

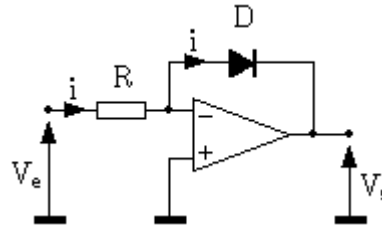


Figure 6- 13. Montage logarithmique.

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

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

6.2.8 Montage exponentiel.

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

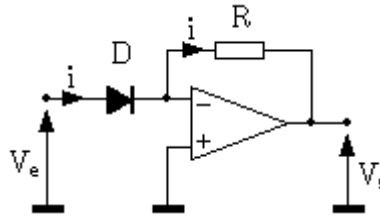


Figure 6- 14. Montage exponentiel.

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

$$V_s = -R I_f e^{\frac{qV_e}{kT}} \quad [51]$$

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

6.2.9 Filtres actifs

L'amplificateur opérationnel ouvre les portes d'une kyrielle de fonctions de filtrage, qu'on dénomme filtres actifs, par opposition aux filtres passifs (fabriqués avec des composants du même nom) qui ne peuvent qu'atténuer le signal. Avec un AOP, on va pouvoir amplifier certaines fréquences autant qu'en atténuer d'autres.

Il est hors de question d'aborder ici tous les filtres possibles (exercice qui n'a de limite que la créativité humaine !) : le lecteur désireux d'approfondir le sujet pourra consulter des ouvrages spécialisés dans le filtrage, et aussi les data books des fabricants d'amplificateurs, qui sont bien souvent une mine d'idées gratuites (qu'on retrouve d'ailleurs souvent telles quelles dans des livres chers...).

Les filtres classiques d'ordre 1 présentent peu d'intérêt en filtrage actif, l'apport étant faible (au mieux, adaptation d'impédance) par rapport au filtrage passif.

Nous allons voir deux filtres du deuxième ordre dont la fonction de transfert présente des racines imaginaires ; ceci n'est possible en filtrage passif que si on fait appel à des inductances, qui sont des composants encombrants, rares, imprécis et coûteux. Grâce à l'AOP, on va faire de tels filtres uniquement avec des résistances et des condensateurs.

Passé bas 2e ordre.

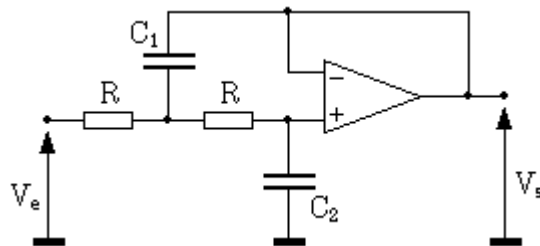


Figure 6- 15. Filtre passe bas du deuxième ordre.

On peut remarquer qu'à la base, la structure ressemble fort à deux filtres passifs R-C passe bas concaténés. La différence vient du fait que le premier condensateur n'est pas relié à la masse, mais à la sortie du filtre qui est isolée de la deuxième cellule passe-bas par un montage suiveur.

La réponse en fréquence de ce montage est du type :

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + 2RC_2j\omega - R^2C_1C_2\omega^2} \quad [52]$$

La fonction de transfert "générique" d'un filtre passe bas d'ordre 2 est du type :

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + 2zj \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} \quad [53]$$

On identifie les deux formules pour les valeurs suivantes de ω_0 et z :

$$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}} \quad [54]$$

$$z = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \quad [55]$$

Le réseau de courbes de réponse en fréquence (amplitude et phase) de ce filtre est donné en annexe 1 en fonction du coefficient de surtension z .

Passé haut 2e ordre.

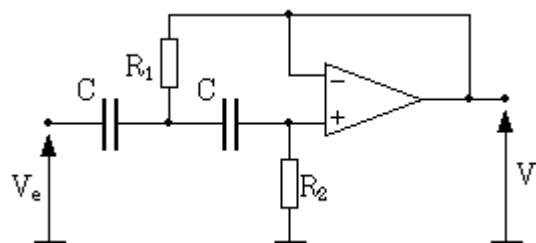


Figure 6- 16. Filtre passe haut du deuxième ordre.

La topologie de ce filtre est la même que celle du précédent, sauf qu'on a permuté les résistances et les condensateurs. La fonction de transfert est :

$$H(j\omega) = \frac{-R_1 R_2 C^2 \omega^2}{1 + 2R_1 C j\omega - C^2 R_1 R_2 \omega^2} \quad [56]$$

La pulsation de cassure et le coefficient de surtension de ce filtre sont :

$$\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_1 R_2}} \quad [57]$$

$$z = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \quad [58]$$

Il est possible de concaténer les deux filtres précédents, et de les combiner avec des filtres du premier ordre pour obtenir un filtre d'ordre plus élevé. Des ouvrages traitant des filtres donnent les valeurs des fréquences de cassure et coefficients de surtension adéquats pour obtenir la réponse en fréquence désirée.

6.2.10 Montages non linéaires

Les montages précédents sont qualifiés de "linéaires" car l'amplificateur fonctionne avec la condition $V_+ = V_-$, soit dans sa plage de fonctionnement en amplificateur linéaire. Il convient de noter que certains des montages étudiés (ex : montage logarithmique) ne sont pas linéaires ! Mais, l'amplificateur, lui, fonctionne en mode linéaire.

Nous allons voir maintenant plusieurs montages (et il en existe bien d'autres) dans lesquels cette condition n'est plus vérifiée.

Pour ce faire, on va forcer artificiellement les deux entrées à des valeurs différentes, ce qui impliquera en sortie, du fait du gain infini (très grand pour les amplis réels), que l'ampli ne pourra prendre que deux valeurs : V_{sat+} et V_{sat-} , qui sont respectivement les tensions de saturation positive et négative de l'ampli. En effet, ce dernier est alimenté par deux sources de tension dont on ne pourra pas dépasser la valeurs en sortie.

Vu que l'ampli ne peut prendre que les deux valeurs des tension en sortie, ces montages sont appelés montages en commutation, et peuvent être interfacés avec des circuits logiques, qui ne connaissent, eux aussi, que deux états.

Comparateur de tensions.

C'est un montage qui sert de base à de nombreux autres schémas plus élaborés.

Le principe est simple : on compare un signal d'entrée à une tension de référence, et selon que la valeur du signal est supérieure ou inférieure à la référence, l'ampli prendra l'une ou l'autre des valeurs V_{sat+} ou V_{sat-} en sortie.

Il existe deux configurations : le comparateur non inverseur (signal sur l'entrée +) et le comparateur inverseur (signal sur l'entrée -). Dans le premier cas, si la référence est égale à 0, la sortie vaut V_{sat+} quand le signal est positif et V_{sat-} sinon. Dans le deuxième cas, on a l'inverse.

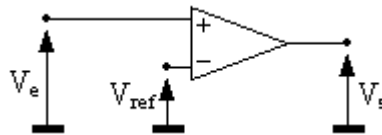


Figure 6-17. Comparateur non inverseur.

Si on met un signal sinusoïdal à l'entrée, les chronogrammes d'entrée et de sortie sont :

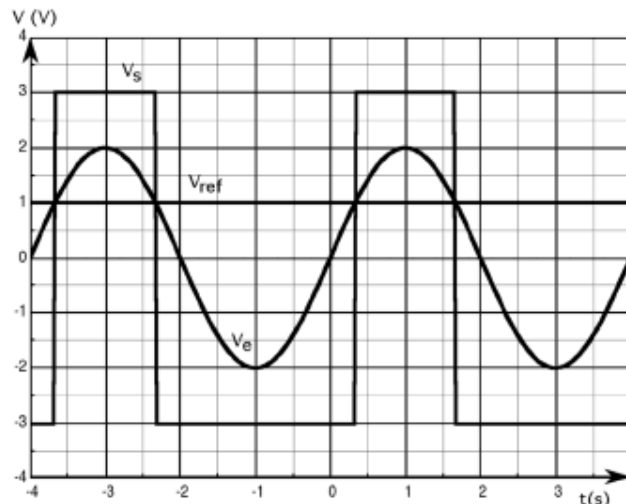


Figure 6- 18. Comparateur : chronogrammes

Important : ce montage est souvent fait avec des amplificateurs opérationnels, mais on remplacera avantageusement ce composant par un comparateur différentiel, qui est une sorte d'amplificateur à grand gain et deux entrées aussi, mais qui est prévu pour fonctionner en mode non linéaire (commutation) de façon bien plus rapide qu'un ampli op qui n'a pas des caractéristiques exceptionnelles dans ce domaine. De plus, ces composants sont souvent conçus pour fonctionner avec une seule alimentation 0-5V de manière à s'interfacer facilement avec des composants logiques.

Trigger.

Ce montage est très utilisé dans tout système de mesure où l'on doit détecter un seuil : il est donc fondamental.

Il est une évolution du comparateur, destinée à améliorer les performances avec des signaux bruités.

Il existe plusieurs schémas possibles. Le montage suivant a été choisi comme cas d'école :

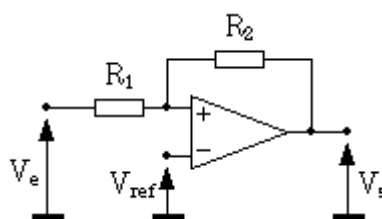


Figure 6-19. Trigger.

A première vue, ce montage ressemble à un ampli inverseur, mais, il ne faut pas se tromper : le réseau de résistances R_1 , R_2 est relié à l'entrée +, ce qui fait que cette fois, le signal de sortie revient en phase sur l'entrée ; on a non plus une contre réaction, mais une réaction positive (effet boule de neige), ce qui entraîne la divergence de la tension de sortie vers une des valeurs V_{sat+} ou V_{sat-} .

Dans ce montage (et les autres montages non linéaires), l'amplificateur fonctionne en comparateur : comme le gain est infini (ou très grand), on a les relations :

$$V_+ > V_- \Rightarrow V_s = V_{sat+} \quad [59]$$

$$V_+ < V_- \Rightarrow V_s = V_{sat-} \quad [60]$$

Ici, la valeur de V_- est triviale :

$$V_- = V_{Ref} \quad [61]$$

Et la valeur de V_+ se calcule aisément à l'aide du théorème de superposition :

$$V_+ = V_e \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_s \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad [62]$$

Le basculement de la sortie de l'ampli se fait pour $V_+ = V_-$:

$$V_e = V_{Ref} \frac{R_1 + R_2}{R_2} - V_s \frac{R_1}{R_2} \quad [63]$$

Dans cette formule, il faut garder à l'esprit que V_s ne peut prendre que les deux valeurs V_{sat+} et V_{sat-} .

Dans le cas particulier où $V_{ref} = 0$ et $V_{sat+} = |V_{sat-}| = V_{sat}$, on aura :

$$V_e = \pm V_{sat} \frac{R_1}{R_2} \quad [64]$$

La figure 6-20 donne les signaux d'entrée, de sortie, et de l'entrée + de l'amplificateur, pour $R_1=10k\Omega$ et $R_2=33k\Omega$:

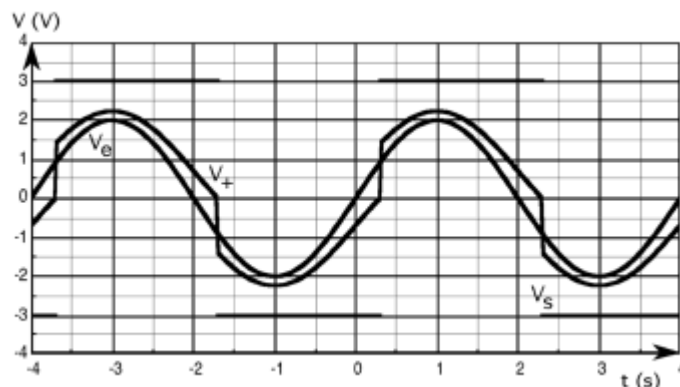


Figure 6-20. Signaux sur le trigger

En fait, tout se passe comme si on avait un comparateur de tension ayant deux seuils de basculement liés aux états de la sortie : quand la sortie est à l'état bas, le seuil a une valeur haute ; passé ce seuil, la sortie bascule à l'état haut, et le seuil prend une valeur basse. De ce fait, pour faire rebasculer la sortie à l'état bas, il faut que le signal diminue d'une quantité supérieure à la valeur l'ayant faite basculer précédemment : c'est l'hystérésis du trigger.

Un trigger est caractérisé par son cycle d'hystérésis (la réponse est différente suivant la valeur de l'état de la sortie).

Le cycle relatif aux signaux de la figure 6- 20 (mêmes valeurs de composants) est le suivant :

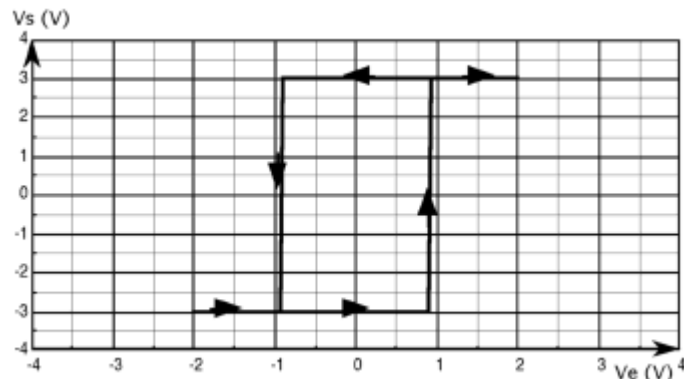


Figure 6- 21. Cycle d'hystérésis du trigger

Ce cycle est centré autour de zéro, qui est la valeur de la tension de référence V_{ref} . On y voit les deux seuils de basculement de la sortie ; La différence de ces deux seuils est la valeur de l'hystérésis.

Ce cycle est ici symétrique pour deux raisons :

- $V_{ref} = 0$
- $V_{sat+} = |V_{sat-}| = V_{sat}$

Si on modifie ces valeurs, le cycle va devenir asymétrique par rapport à la tension de référence.

Quelle est l'utilité d'un tel montage ? Lorsqu'on doit transformer un signal analogique en signal numérique binaire (deux états définis par une valeur de seuil sur le signal analogique), si le signal d'entrée varie très lentement et/ou est bruité, on peut avoir un phénomène oscillatoire en sortie de l'amplificateur dû au bruit ou à des réactions parasites de la sortie sur l'entrée. Pour prévenir ces oscillations, on "verrouille" le signal de sortie en réinjectant une partie sur l'entrée +. Pour qu'il y ait des oscillations parasites, il faut que la tension d'entrée varie de l'opposé de la valeur de l'hystérésis juste après le basculement. Cette dernière est ainsi ajustée en fonction du bruit présent sur le signal d'entrée.

Comme pour le montage comparateur vu précédemment, un comparateur différentiel remplacera avantageusement l'amplificateur opérationnel.

Multivibrateur astable.

Le but de ce montage est de délivrer un signal carré en sortie : c'est un générateur de signal autonome.

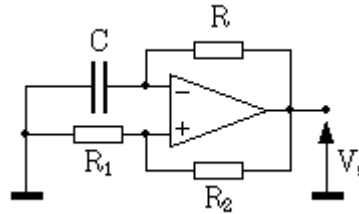


Figure 6- 22. Multivibrateur astable.

Sur le schéma, on peut distinguer un trigger légèrement différent de celui de la figure 6-19 : L'entrée se fait sur l'entrée - de l'ampli ; l'hystérésis se fait là aussi par un réseau de résistances en réaction positive sur l'entrée +, une des extrémités de R_1 étant reliée à la tension de référence (ici, la masse).

L'entrée est connectée ici à un circuit R-C alimenté par la sortie de l'amplificateur.

Un oscillogramme est donné en figure 6-23, qui permet de mieux comprendre le fonctionnement de ce montage.

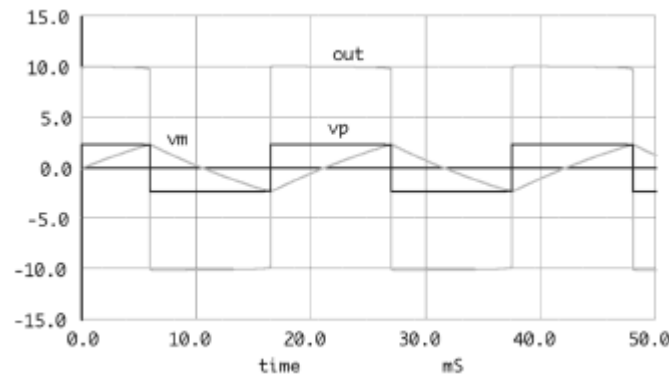


Figure 6- 23. Signaux sur un multivibrateur

Nous ferons l'hypothèse que $V_{sat+} = |V_{sat-}| = V_{sat}$.

Supposons qu'à la mise sous tension, le condensateur soit déchargé, et que $V_s = +V_{sat}$. La tension aux bornes de V_+ est donnée par la relation suivante (elle est positive) :

$$V_+ = V_{sat} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad [65]$$

La sortie alimente un circuit R-C, et C se charge selon la loi exponentielle suivante :

$$V_C = V_+ = V_{sat} (1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \quad [66]$$

Lorsque $V_+ = V_+$, le trigger bascule (voir figure 6- 23), et on applique alors une tension $-V_{sat}$ sur le R-C qui devra se décharger de la valeur de l'hystérésis du trigger avant que la sortie ne bascule à nouveau, et ainsi de suite.

Avec les hypothèses précédentes ($V_{sat+} = |V_{sat-}| = V_{sat}$), on aura en sortie du multivibrateur un signal carré (rapport cyclique égal à 0.5), de fréquence égale à :

$$f = \frac{1}{2\pi RC \ln\left(1 + 2\frac{R_2}{R_1}\right)} \quad [67]$$

En pratique, le signal aura un rapport cyclique différent de 1/2 car les tensions de saturation de l'ampli ne sont pas égales, et varient avec la température, la charge...

Pour obtenir un signal "carré" convenable, on utilisera un ampli à fort slew rate, ou beaucoup mieux, comme pour le trigger, un comparateur différentiel.

Ce type de montage est important du point de vue principe, mais en pratique, il existe des solutions beaucoup plus "propres" pour générer un signal carré. On n'utilisera donc ce montage qu'à titre de dépannage !

Redresseur sans seuil (redresseur de précision)

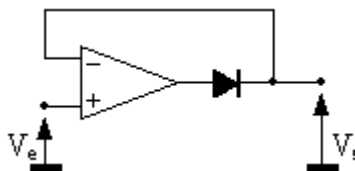


Figure 6-24. Redresseur sans seuil.

On a vu dans le cours sur les diodes que le gros problème de ce composant, pour redresser des faibles tensions, provient de son seuil élevé ($>0.5V$ pour le silicium), qui dépend en plus de la température. Cette caractéristique interdit le redressement de faibles signaux avec une précision décente. L'amplificateur opérationnel va nous aider !

Le montage est celui de la figure 6-24 : le montage ressemble à un suiveur auquel on a adjoint une diode en série avec l'amplificateur.

Pour des tensions d'entrée négatives, la sortie de l'ampli va avoir tendance à devenir négative, mais, elle est bloquée par la diode : il n'y a pas de contre-réaction, car le signal de sortie de l'ampli ne peut pas revenir sur l'entrée -. Dans ce cas, la tension de sortie de l'amplificateur va prendre la valeur V_{sat-} , et la tension de sortie du montage va être nulle.

Lorsque la tension d'entrée va devenir positive, la sortie de l'amplificateur va devenir positive aussi, et elle va augmenter jusqu'à la valeur de la tension de seuil de la diode, et la contre réaction sur l'entrée - va pouvoir se faire, la tension en sortie de l'ampli prenant la valeur $V_d + V_e$, de manière à ce que V_+ soit égal à V_- (donc à V_s).

En bilan, pour des tensions positives, $V_s = V_e$, et pour des tensions négatives, $V_s = 0$: on a un redresseur idéal.

Détecteur de crête.

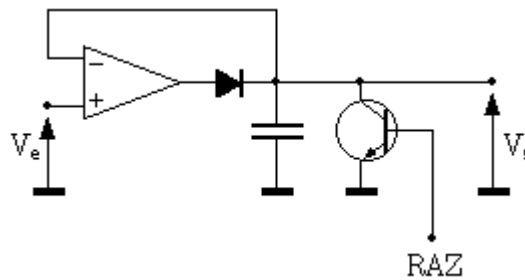


Figure 6- 25. Détecteur de crête.

Pour conserver la valeur crête d'une tension, on peut commencer par redresser celle-ci, et en adjoignant un condensateur au montage redresseur précédent, il est possible de garder en mémoire la valeur de crête.

Le fonctionnement est le même que pour le redresseur sans seuil, sauf que le condensateur va se charger, et quand la tension d'entrée va diminuer, le condensateur va conserver sa charge (à condition que l'entrée - de l'ampli soit à très haute impédance et que la charge de sortie ait aussi une très haute impédance - montage suiveur par exemple), et la diode va se bloquer, car la tension de sortie va diminuer jusqu'à la valeur $-V_{sat}$ (plus de contre réaction à cause de la diode).

Il faut prévoir un dispositif annexe pour décharger le condensateur afin de faire une nouvelle mesure : sur le schéma, on a placé un simple transistor de façon schématique, mais celui-ci pourra être remplacé avantageusement par un commutateur analogique à base de FET ou de MOS.

NB : dans ce montage, on peut remplacer la diode par un commutateur analogique bi-directionnel commandable en tension. On va alors pouvoir bloquer le signal à l'instant désiré et le conserver ; c'est le principe de base de l'échantillonneur-bloqueur.

6.2.11 Amplificateur opérationnel réel

Avant d'attaquer tous les défauts de l'amplificateur réel, et afin de mieux les comprendre, nous allons étudier un schéma de principe de cet amplificateur.

Ce schéma n'est évidemment pas un schéma réel, mais il contient tous les ingrédients fondamentaux d'un amplificateur ; c'est cette architecture qui est aussi utilisée dans des montages de puissance (amplificateurs HIFI et industriels), et donc, la compréhension de cette architecture est importante et permettra d'investiguer des domaines autres que celui de l'amplificateur opérationnel.

Schema interne

Sur le schéma de la figure 6-26, nous avons représenté les deux alimentations V_{al+} (positive) et V_{al-} (négative), les deux entrées V_+ et V_- , et la sortie V_s de l'amplificateur.

L'ampli est constitué de trois étages :

- un étage d'entrée différentiel (T_1 et T_2), avec sa charge d'émetteurs (source de courant I_1) et ses charges de collecteurs (miroir de courant T_3 et T_4).
- un étage de gain formé de T_5 et de sa charge active I_2 .
- un étage de sortie push pull constitué par les transistors T_6 et T_7 polarisés par les diodes D_1 et D_2 .

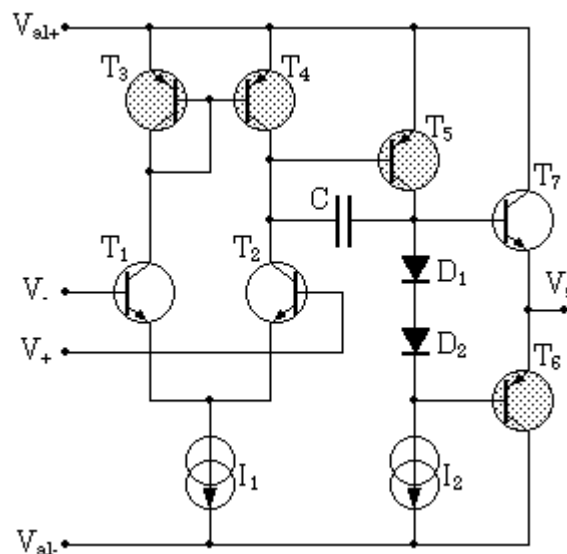


Figure 6-26. Schéma de principe d'un amplificateur.

Étage différentiel :

On a représenté ici un étage différentiel classique : deux transistors montés dans une configuration de type émetteur commun (entrée sur la base, sortie sur le collecteur) avec les deux émetteurs reliés à une source de courant. Cette source I_1 doit être la plus proche possible de l'idéal, car la valeur de sa résistance interne détermine le taux de réjection du mode commun.

Les charges de collecteur ne sont pas des résistances, mais des charges actives, constituées des transistors T_3 et T_4 montés en miroir de courant : le transistor T_3 est utilisé en diode (le collecteur est relié à la base), et détermine le potentiel de base de T_4 , donc son courant de collecteur. Sur le circuit intégré, on peut construire T_3 et T_4 de manière à ce qu'ils aient les mêmes caractéristiques de gain, V_{be} ... (idem pour T_1 et T_2) : le courant dans la branche T_1/T_3 sera le même que celui de la branche T_2/T_4 .

On démontre que le miroir de courant est une astuce permettant de doubler le gain de l'étage différentiel.

La sortie de cet étage se fait sur le collecteur de T_2 , et c'est la résistance dynamique de T_4 (le $1/h_{22}$) qui charge T_2 . Le gain sera donc plus élevé que si on avait une simple résistance à la place de T_4 .

Le gain de cet étage est de l'ordre de 100.

L'impédance d'entrée différentielle de ce montage est égale à $2h_{11}$ (le h_{11} de T_1 ou de T_2). Pour que cette impédance soit grande ($1M\Omega$ pour un $\mu A741$), il faut que le courant de polarisation de base soit très faible (quelque dizaines de nA).

Les amplificateurs plus récents font en général appel à des transistors FET en entrée (LF356 de NS, TL081 de Texas...) voire MOS (LMC660). La structure de l'étage reste similaire.

En pratique, les montages sont un peu plus compliqués, et les transistors T_1 et T_2 sont souvent remplacés par 4 transistors, deux collecteurs communs qui attaquent deux bases communes. C'est une astuce technologique permettant d'améliorer la plage d'entrée différentielle de l'ampli.

L'étage de gain :

Le deuxième étage est très simple, c'est un montage émetteur commun constitué de T_5 , chargé par une source de courant (en général, c'est encore un montage à miroir de courant) : la charge dynamique de T_5 est donc la résistance parallèle de la source de courant I_2 ; le gain est très élevé (environ 1000, ce qui fait un ordre de grandeur de 10^5 pour l'ensemble !).

On note la capacité C entre base et collecteur du transistor T_5 : c'est une capacité destinée à la compensation de l'amplificateur ; la fréquence de cassure de ce filtre est très basse (quelques dizaines d'herz) et permet à la plupart des amplis d'être inconditionnellement stables. Cette capacité utilise l'effet miller : le filtre est constitué de l'impédance de sortie du premier étage (très élevée) et de la capacité C , le tout multipliée par le gain en tension du deuxième étage. On peut obtenir une fréquence de cassure très faible avec une capacité très petite (quelques dizaines de pF), qui peut ainsi être intégrée sur la puce.

L'étage de sortie :

C'est un étage push pull constitué de deux transistors complémentaires qui fonctionnent en collecteur commun, T_7 pour les alternances positives, et T_8 pour les alternances négatives. Ces transistors sont polarisés par les deux diodes D_1 et D_2 afin de limiter la distorsion de croisement.

Du point de vue petits signaux, cet étage de sortie (et sa charge, qui est déterminée par l'utilisation que l'on fait de l'ampli, et donc, va varier) vient se mettre en parallèle sur la charge de collecteur de T_5 : le gain de l'étage intermédiaire va ainsi dépendre de la charge qu'on connectera en sortie de l'ampli.

Dans les amplis réels, l'étage de sortie est plus complexe, et comprend notamment des étages de protection contre les courts-circuits, qui vont limiter le courant de sortie de l'ampli à des valeurs raisonnables.

Alimentation

Comme pour tout composant dit "actif", notre amplificateur ne va pas sortir du néant l'énergie qu'il fournit à l'extérieur. Il va falloir l'alimenter afin de polariser tous les transistors qui le composent.

Sur le schéma de la figure 6-26, on voit deux entrées d'alimentation, V_{al+} et V_{al-} . On remarque que nulle part sur ce schéma, la masse n'est présente ! En pratique, les deux alimentations sont référencées à la masse, et ce sont les tensions d'entrée qui vont fixer tous les potentiels par rapport à la masse, du fait de la contre réaction (la tension de sortie est liée aux tensions d'entrée qui sont liées à la masse).

Cette caractéristique est intéressante, et va nous permettre d'alimenter l'amplificateur opérationnel de deux manières différentes :

- **symétrique** : on alimente l'ampli par deux sources égales et opposées. Tout l'ampli est ainsi polarisé symétriquement par rapport à la masse. C'est le mode d'alimentation le plus courant. Il faut noter que les deux tensions peuvent être inégales : le fonctionnement de l'ampli ne sera pas affecté, mais la plage de sortie sera limitée par l'alimentation la plus faible (signaux symétriques par rapport à la masse).

- **unipolaire** : V_{al+} est relié à une alimentation positive et V_{al-} est relié à la masse. Ce système est pratique pour un fonctionnement sur piles ou batteries, mais il faudra alors polariser les signaux d'entrée à une valeur convenable pour que l'ampli fonctionne correctement (il n'y a pas de miracles, c'est un système à transistors qui nécessite une polarisation !). Ce mode de fonctionnement interdit l'amplification de signaux continus.

Les tensions d'alimentation des amplificateurs opérationnels courants peuvent varier dans une large gamme, typiquement de $\pm 2.5V$ à $\pm 5V$ mini jusqu'à $\pm 18V$ à $\pm 22V$ maxi.

Certains amplis sont spécialisés dans les basses tensions (alimentation par pile) et d'autres dans des tensions plus élevées. Pour des applications particulières, on consultera l'abondante documentation fournie par les constructeurs.

Certains amplificateurs rapides nécessitent un découplage soigné des alimentations : on mettra un condensateur de découplage (typiquement 10 à 100nF céramique) entre chaque borne d'alimentation et la masse, ceci aux plus près des broches d'alimentation. Sans ces précautions, on pourra avoir des montages présentant des fonctionnements erratiques, voire des oscillations parasites aboutissant à la destruction de l'ampli (cas du LM318 !).

Outre la plage de tensions d'alimentation, les amplificateurs sont caractérisés par leur **courant de consommation** : il faut alimenter tous les composants internes pour les polariser. Le courant de polarisation va être plus ou moins important selon la conception de l'ampli, et le compromis recherché : il existe des amplis à très faible courant de consommation, destinés principalement aux applications fonctionnant sur piles et batteries ; en corollaire, leurs performances en fréquence

seront médiocres (voir cours sur les transistors : plus la polarisation est faible, plus les impédances mises en jeu sont grandes, et plus les capacités parasites des transistors prennent de l'importance, dégradant le comportement à haute fréquence). A côté de ces amplis, il en existe d'autres à courant de consommation élevé, ayant des bonnes performances en haute fréquence.

Certains amplificateurs, dits "programmables" ont une possibilité de réglage du courant de polarisation (et donc du compromis consommation/rapidité), et peuvent ainsi s'adapter au besoin de l'utilisateur.

Exemples de courants de consommation :

- LM4250 : réglable de 1 à 250 μ A
- LF441 : 200 μ A
- μ A741 : 2mA
- LM318 : 5mA

Ces amplis sont donnés du plus lent au plus rapide : produit gain-bande passante de 10 à 300kHz pour le LM4250, 1MHz pour le 741, et 15MHz pour le LM318.

Caractéristiques d'entrée:

Impédances d'entrée.

On a vu que l'amplificateur différentiel présentait deux impédances d'entrée différentes : l'impédance différentielle, relative à la différence de tension entre les deux entrées, et l'impédance de mode commun. On va s'aider du schéma de la figure 6-26 pour interpréter ces deux impédances.

Impédance différentielle.

Sur le schéma de la figure 6-26, l'impédance différentielle correspond à $2h_{11}$ et dépend directement du courant de polarisation choisi.

En pratique, cette valeur sera comprise entre quelque centaines de $k\Omega$ et quelques dizaines de $M\Omega$ pour les amplis à transistors d'entrée bipolaires.

Les amplis à transistors d'entrée JFET présenteront des impédances beaucoup plus élevées, couramment de l'ordre de $10^{12}\Omega$.

Il existe aussi des amplis en technologie MOSFET qui ont des impédances supérieurs à $10^{15}\Omega$: nous ne sommes vraiment pas loin de l'infini de l'AOP !

Il convient de noter que la tension d'entrée différentielle sera toujours voisine de zéro (en fonctionnement linéaire) : le courant différentiel consommé sera donc extrêmement faible, même si les résistances connectées à l'ampli ont des valeurs voisines de l'impédance d'entrée de celui-ci. On pourra donc dans la majorité des cas négliger l'impédance d'entrée dans les calculs.

Impédance de mode commun.

On peut voir cette impédance comme celle de deux montages collecteur commun en parallèle dont la charge commune d'émetteur est une source de courant de résistance dynamique très élevée. Vue de l'entrée, cette résistance est multipliée par le gain des transistors : elle sera très élevée dans tous les cas, et donc négligée dans les calculs.

Tension de décalage d'entrée (offset).

C'est un des principaux défauts de l'amplificateur réel, et pour des forts gains en tension et/ou des faibles tensions d'entrée, on devra en tenir compte.

Cette tension est due au fait que les transistors d'entrée ne sont pas rigoureusement identiques (T_1 et T_2 sur la figure 6- 26), et que pour obtenir une tension nulle en sortie, il faudra appliquer une tension différentielle non nulle à l'entrée, cette tension étant l'écart de V_{be} de T_1 et T_2 à courant de collecteur donné.

Quand on modélise un montage à amplificateur opérationnel avec une erreur d'offset, on le représente en général par le schéma suivant :

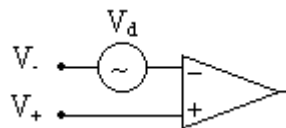


Figure 6- 27. Erreur d'offset.

Cette représentation n'est pas forcément judicieuse, car on peut obtenir des courants parasites dûs à cette source dans les composants d'entrée, alors qu'en fait, l'écart de courant ne peut venir que de la sortie qui compense la tension de décalage ; en effet, on aura la relation :

$$s = A_{vd}(V_+ - V_- + V_d) \quad [68]$$

Avec une telle relation, quand l'ampli fonctionne en mode linéaire, on n'a plus $V_+ = V_-$, mais $V_+ = V_- + V_d$. A noter que V_d est une valeur algébrique, et peut être positive ou négative.

Pour les montages en commutation (comparateurs et triggers entre autres), le seuil de basculement sera lui aussi défini par la relation $V_+ = V_- + V_d$.

Ordres de grandeur : V_d va valoir de quelques dizaines de μV pour des amplis de mesure (OP27 : $25\mu V$) à une dizaine de mV pour des amplis à entrée JFET standards (TL081 par exemple).

Courants de polarisation.

Sur le schéma de la figure 6- 26, on remarque qu'il n'y a aucun circuit de polarisation des bases des transistors d'entrée T_1 et T_2 . Par conséquent, cette polarisation devra être assurée par les composants externes du montage à amplificateur.

Si on reprend l'exemple du montage amplificateur inverseur de la figure 6- 6, la polarisation des bases se fera directement par la masse pour l'entrée +, et par la masse et la sortie de l'ampli via R_1 et R_2 pour l'entrée -. Le courant de polarisation de la base de T_1 va donc circuler dans ces deux résistances, en y créant au passage des chutes de tension parasites.

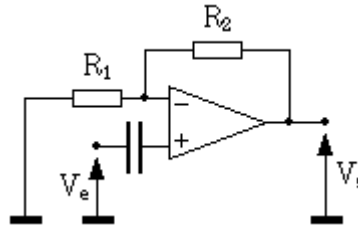


Figure 6-28. Ce qu'il ne faut pas faire !!!

Une remarque importante qui découle de ceci est qu'il faut toujours laisser le passage du courant continu vers **les deux** entrées de l'ampli ; il est hors de question de couper ce chemin par un ou plusieurs condensateurs : le montage ne serait alors plus fonctionnel.

Dans l'exemple de la figure 6- 28, on coupe le chemin de la polarisation de l'entrée + ; T_2 (cf figure 6- 26) ne peut pas être polarisé, et l'ampli ne fonctionne plus.

Si on voulait vraiment mettre un condensateur en série avec le signal d'entrée pour bloquer sa composante continue, il faudrait rajouter une résistance entre l'entrée + et la masse, de manière à laisser passer le courant de polarisation.

Ordre de grandeur des courants de polarisation :

- de 30à 500nA pour un $\mu A741$, les fortes valeurs étant obtenues à chaud.
- de 3 à 20nA pour un LM627 (ampli rapide de précision)
- de 30pA à 50nA pour un LF356 (entrées JFET) : le courant devient important à chaud !

Le courant de polarisation peut être rentrant ou sortant, selon le type de transistors utilisés en entrée (NPN ou PNP).

Courants de décalage.

Le courant de décalage est le pendant de la tension d'offset pour les courants de polarisation : comme les transistors d'entrée sont dissymétriques, les courants de base seront aussi différents. Le courant de décalage est égal à :

$$I_d = I_+ - I_- \quad [69]$$

Ce courant, en circulant dans les résistances connectées à l'ampli va créer une chute de tension parasite qui va s'ajouter à la tension d'offset.

Les ordres de grandeurs de ces courants sont d'environ 1/20e à 1/5e de la valeur des courants de polarisation.

Plages de tensions d'entrée.

On a déjà largement abordé les problèmes de polarisation des amplificateurs, et la figure 6- 26 montre le principe des montages utilisés.

Sur cette figure, on voit qu'il ne faudra pas dépasser certaines limites pour les tensions d'entrée sous peine de dégrader le fonctionnement, voire de détruire l'amplificateur.

En pratique, les constructeurs donnent des plages de tension à respecter :

- absolues pour chaque entrée : elles dépasseront rarement les valeurs des tensions d'alimentation. Les entrées sont souvent reliées aux tensions d'alimentation par des diodes connectées en inverse pour le fonctionnement normal, et qui deviennent passantes quand les tensions d'entrée dépassent les valeurs des tensions d'alimentation ; le courant est limité par les résistances câblées en série avec les entrées. Si on applique directement un signal trop élevé sur une des entrées (cas de l'ampli non inverseur), on détruit le composant.

- différentielles : ces valeurs peuvent être faibles ($\pm 0.7V$, soit la valeur d'un V_{be} , dans le cas où on bride les deux entrées avec deux diodes connectées tête bêche).

- de mode commun (souvent les tensions d'alimentation moins quelques volts). Au delà des limites de mode commun admises, la polarisation des étages d'entrée ne se fait plus correctement.

En bref, il ne faut pas faire n'importe quoi avec un amplificateur opérationnel, et si on a des cas de fonctionnement limites, il faudra s'assurer qu'ils sont autorisés par l'ampli choisi. Tout est ici affaire de compromis, et il existe une grande variété d'amplis sur le marché autorisant certains modes de fonctionnement au détriment d'autres : il faut choisir le bon composant en fonction du problème. Une seule chose est sûre : on n'aura jamais tout en même temps !

La caractéristique de transfert est linéaire : la sortie est proportionnelle à la différence des tensions d'entrée ; il ne faut pas non plus oublier le terme de mode commun (voir équation [1]).

La tension de sortie est bien évidemment limitée aux deux extrémités de la plage de fonctionnement à V_{sat+} et V_{sat-} .

Caractéristiques de sortie:

Impédance de sortie.

En pratique, l'impédance de sortie des amplificateurs réels n'est pas nulle ; elle reste néanmoins faible, de l'ordre de la centaine d'ohms pour les amplis courants. Si cette valeur paraît encore assez élevée, il faut savoir que dans un système bouclé, sa valeur sera divisée par le gain de boucle du système considéré. En pratique, l'impédance de sortie des montages sera donc couramment inférieure à l'ohm.

Attention toutefois à la valeur de l'impédance en boucle ouverte : si on charge l'amplificateur par un condensateur (par exemple un câble coaxial assez long, ce qui peut faire plusieurs centaines de pF), la résistance de sortie couplée à ce

condensateur va former un pôle supplémentaire qui peut rendre le montage oscillatoire.

Vitesse de balayage (slew rate).

En plus des problèmes de réponse en fréquence, la tension de sortie des amplificateurs ne peut pas varier instantanément d'une valeur à une autre (cas d'un échelon de tension).

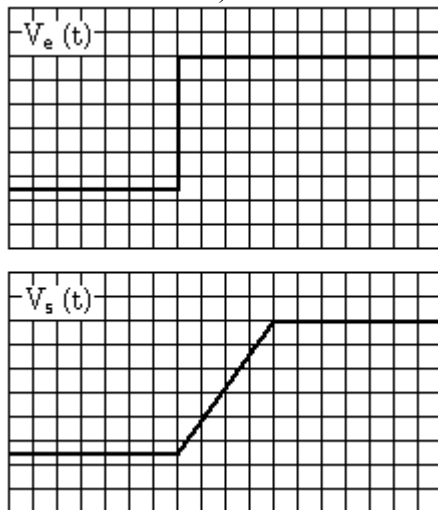


Figure 6 29. Slew rate.

La cause profonde vient de la structure des amplis (voir figure 6- 26) : lors d'un transitoire violent, la capacité collecteur-base du deuxième étage doit se charger instantanément, ce qui n'est pas possible, car elle le sera par les sources de courant de polarisation. Comme ces courants sont très faibles, la charge sera relativement lente, et on note qu'elle sera linéaire (charge d'un condensateur à courant constant). On obtient le chronogramme donné figure 31.

Cette montée linéaire en réponse à un échelon est appelée vitesse de balayage (ou plus communément slew rate) ; elle est exprimée en $V/\mu s$.

L'ordre de grandeur du slew rate est de $0,5V/\mu s$ pour le 741, 10 à $15V/\mu s$ pour les amplis à FET du type TL081, LF356..., et peut monter à $50V/\mu s$ (voire $150V/\mu s$ avec une compensation particulière) pour le LM318.

En général, les amplificateurs ne peuvent pas être bons partout : les amplis très précis (OP7 : fort gain en statique et très faible offset) sont souvent mauvais du point de vue slew rate, et vice versa un LM318 est bruyant et peu précis).

Le slew rate va limiter les amplifications des forts signaux, et la bande passante sera plus faible que pour des petits signaux à fréquence donnée (la pente en $V/\mu s$ des signaux est proportionnelle à leur amplitude : plus l'amplitude sera forte, plus le slew rate sera limitatif).

Tension de saturation.

On en a déjà parlé lors des montages fonctionnant en commutation : la tension de sortie est limitée à V_{sat+} et V_{sat-} , qui sont respectivement les tensions de saturation haute et basse de l'ampli.

Ces tensions dépendent évidemment des tensions d'alimentation : elles sont inférieures aux tensions d'alimentation (en valeur absolue) d'environ 0.5 à 1.5V. Ces tensions de déchet dépendent de la température, de la charge de sortie de l'ampli (plus le courant de sortie est important, plus elles sont élevées), et de la structure de l'ampli : il existe des ampli à transistors MOSFET (LM660C de NS) spécialement conçus pour avoir une dynamique de sortie maximale, soit des tensions de déchet comprises entre 0.1 et 0.3V. On privilégiera ces amplis dans les applications alimentées en monotension de faible valeur (0-5V par exemple).

Les tensions de déchet haute et basse sont souvent différentes, ce qui fait qu'avec une alimentation rigoureusement symétrique, on aura $V_{sat+} \neq |V_{sat-}|$.

Sortance en courant.

L'impédance de sortie est une chose, la sortance en courant en est une autre : ce n'est pas parce qu'un ampli a une impédance de sortie très faible (quand il est bouclé) qu'il va pouvoir débiter des ampères !

En pratique, les amplificateurs opérationnels sont des composants traitant des faibles signaux, pas de la puissance : les courants de sortie seront faibles, de quelques mA à quelques dizaines de mA pour les plus vaillants.

L'amplificateur opérationnel a un étage de sortie push pull capable de fournir ou d'absorber du courant : en général, les courants maxi absorbés (sink) et fournis (source) seront sensiblement différents : on se reportera à la notice du constructeur pour plus de précisions.

On veillera donc à ne pas trop charger les amplis en sortie (charge mini de quelques $k\Omega$ pour des signaux de quelques volts) : on n'oubliera pas que les réseaux de contre-réaction se mettent en parallèle avec la charge de sortie ! Par conséquent, on évitera de câbler des impédances trop faibles (inférieures à une dizaine de $k\Omega$).

Certains amplis sont prévus pour débiter des courants "importants" sur des charges faibles : alimenté en $\pm 18V$, le NE5534 peut débiter $\pm 26mA$ dans 600Ω ($\pm 16V$ en sortie).

Il existe aussi des amplificateurs opérationnels de puissance : la structure est la même, mais ils possèdent un étage de puissance capable de délivrer des centaines de mA voire des ampères (ex : LM12 de NS, capable de débiter $\pm 10A$). Ils sont principalement destinés aux applications audio grand public (autoradios, mini chaînes...).

Protections de sortie. Puissance dissipée.

On vient de voir que les amplificateurs opérationnels ne supportent pas les forts courants ; dans ces conditions, le moindre court-circuit pourrait leur être fatal ! Heureusement, les fabricants ont inclus des protections en sortie de leurs amplis qui limitent le courant de quelques mA à quelques dizaines de mA.

Les amplificateurs opérationnels sont ainsi des composants assez robustes, ne nécessitant pas trop de précautions d'emploi (tout est relatif...)

Quand un ampli débite du courant, les transistors qui le constituent (notamment ceux du push-pull de sortie) dissipent une puissance non négligeable. Les amplis encapsulés en boîtiers traditionnels (DIL8 ou CMS) peuvent dissiper entre 250mW et 1W (à 25°C). Les amplis de puissance pré-cités sont encapsulés en boîtiers de puissance (boîtiers isowatt, voire TO3 pour le LM12), et peuvent dissiper plusieurs watts, à condition bien sûr de les munir du radiateur adéquat !

Dans tous les cas, on veillera à ne pas dépasser les limites admises par les amplis. Certains sont protégés thermiquement (limitation du courant de sortie au delà d'une certaine température), mais pas tous...

6.2.12 Impact sur les montages de base

Tous ces "défauts" font que dans la pratique, l'amplificateur opérationnel réel s'éloigne sensiblement de l'AOP. Nous allons faire un rapide tour d'horizon de l'impact de ces défauts sur les montages de base vus plus haut, ce qui nous permettra de mieux choisir le modèle d'ampli approprié à une application donnée.

Tension de saturation.

On a vu que les tensions de saturation V_{sat+} et V_{sat-} sont différentes : ceci aura un impact sur tous les montages en commutation où les tensions de saturation rentrent en jeu dans les formules (trigger, multivibrateur...). De plus, ces tensions vont varier avec la charge de l'amplificateur, la température... Ces défauts sont en fait assez peu gênants.

Impédances d'entrée.

L'impédance d'entrée des amplificateurs réels est dans tous les cas assez grande ($>1M\Omega$, rarement moins mis à part quelques amplis spéciaux). De plus, le fait que dans tous les montages linéaires l'ampli soit bouclé est bénéfique : l'impédance d'entrée est multipliée par le gain de boucle, ce qui donne facilement plusieurs dizaines ou centaines de $M\Omega$: on est quasiment dans les conditions de l'AOP.

On fera tout de même attention aux montages intégrateurs, où des amplificateurs à trop faible impédance d'entrée seront rejetés, la contre réaction n'agissant pas à très basse fréquence. On préférera des amplis à entrée JFET.

Offset en tension.

C'est une des grosses tares de l'amplificateur réel. Si on doit amplifier des faibles tensions continues avec un fort gain, il faudra soit choisir un ampli à très faible offset, soit compenser un ampli standard.

La plupart des amplificateurs possèdent deux broches destinées à régler l'offset. On se reportera à la notice du composant utilisé, les modes de branchement et les valeurs des résistances nécessaires variant d'un ampli à l'autre. Souvent, il est fait appel à un potentiomètre branché entre les deux broches d'ajustage de l'ampli et une des alimentations.

Les amplis doubles en boîtier 8 pattes (deux amplis dans le même boîtier) ne possèdent pas de réglage d'offset. On pourra faire un montage externe, tel que celui ci-dessous :

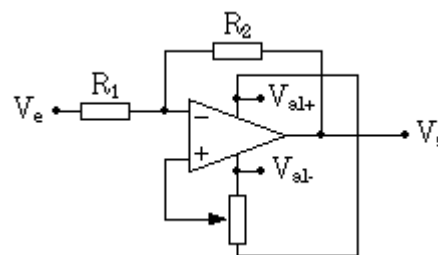


Figure 6- 30. Compensation d'offset d'un ampli inverseur.

En plus de la valeur de l'offset en tension, les constructeurs donnent la valeur de sa dérive en température et dans le temps. Il est illusoire de compenser un ampli à fort offset pour faire des mesures précises, car la variation sera importante et le réglage devra être revu souvent !

Pour faire des mesures de précision, on optera pour un "bon" ampli dès le départ !

Pour les amplifications de tensions uniquement alternatives mais avec un fort gain (plusieurs centaines), on se méfiera aussi de l'offset : un ampli ayant 10mV d'offset (les séries TL07x et TL08x de Texas ne sont pas merveilleuse de ce point de vue !) et utilisé avec un gain de 500 délivrera une tension continue parasite de 5V en sortie ! Cette tension abaissera d'autant la plage de sortie, et on fera une correction (même sommaire) de l'offset pour résoudre ce problème.

Le montage intégrateur sera lui aussi fortement affecté par l'offset : cette tension parasite en entrée va être intégrée et générer une rampe de tension en sortie : ce montage devra être réalisé de préférence avec un ampli à faible offset et/ou compensé.

Les montages à seuil (comparateurs, triggers), sont bien entendus aussi affectés par l'offset, et on en tiendra compte pour des faibles signaux.

Courants de polarisation.

On a vu que les transistors de l'étage différentiel d'entrée étaient polarisés par l'extérieur ; le courant de polarisation va donc circuler dans les composants externes à l'ampli. La chute de tension ainsi provoquée va s'ajouter à l'offset en tension.

Afin de minimiser les écarts entre les deux entrées, on veillera à ce que celles-ci "voient" les mêmes impédances.

Pour le montage amplificateur inverseur, une compensation fréquente des effets des courants de polarisation est la suivante :

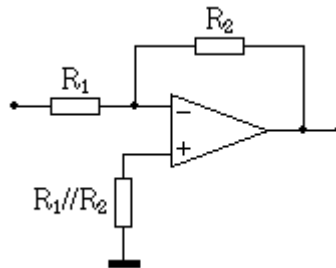


Figure 6-31. Compensation des courants de polarisation.

Cet exemple montre un montage inverseur auquel on a rajouté une résistance entre l'entrée + et la masse. Cette résistance est égale à $R_1 // R_2$, soit l'impédance vue par l'entrée -. Les deux entrées "voient" les mêmes impédances, les effets des courants de polarisation vont donc se compenser.

Les amplis à entrée JFET sont peu concernés par ce type de compensation, du moins à faible température. En effet, on a vu que l'entrée d'un JFET était équivalente à une jonction diode en inverse. Le courant parasite doublant tous les 6°C , il peut devenir important à haute température, supérieur à ce qu'on obtient avec de bons amplis à transistors bipolaires. Pour les fortes température d'utilisation, on préférera ces derniers. Pour des usages à température ambiante, on utilisera des amplis à entrée JFET sans compensation.

Les courants de polarisation perturbent aussi beaucoup les montages intégrateurs : pour des intégrateurs à grande constante de temps, on utilisera impérativement des amplis à entrée JFET, ou mieux MOSFET (LMC660 par exemple).

Les montages détecteurs de seuils et échantillonneurs bloqueurs utiliseront aussi des amplis à très faibles courants de polarisation, afin de ne pas décharger le condensateur de mesure par des fuites parasites.

Courants de décalage

Les courants de décalage sont plus problématiques à compenser. Comme ils sont faibles, on se contentera d'utiliser des résistances de faible valeur pour que la chute de tension parasite soit négligeable.

Plages de tensions.

Dans tous les montages, on fera attention à ne pas dépasser les limites absolues préconisées par le fabricant de l'amplificateur utilisé. Pour les montages à commutation, où on utilise l'amplificateur avec la condition $V_+ \neq V_-$, on veillera à choisir des amplis tolérant une tension différentielle suffisante (entrées non bridées par des diodes).

Slew rate.

Si on doit amplifier des forts signaux à fréquence élevée, on choisira des amplificateurs à slew rate suffisant. Dans la pratique, le $\mu A741$ est trop juste ($0.5V/\mu s$) et sera délaissé au profit d'amplis à FET standards (TL081, LF356 et autres) présentant des slew rates de plus de $10V/\mu s$.

On choisira éventuellement des amplificateurs plus rapides pour les montages en commutation, où la sortie va devoir basculer rapidement de V_{sat+} à V_{sat-} . On l'a déjà dit, dans ces applications, un comparateur différentiel remplacera avantageusement un amplificateur opérationnel.

Des applications telles que les étages de sortie de convertisseurs numérique/analogique, dont la sortie varie par bonds, utiliseront aussi des amplis à fort slew rate.

6.3 Réponse en fréquence d'un amplificateur opérationnel - stabilité

L'amplificateur réel n'a pas un gain différentiel infini ; de plus, celui-ci varie avec la fréquence. Comme l'amplificateur est utilisé en système bouclé, sa réponse en fréquence a un impact fondamental sur la stabilité du montage, qui va aussi dépendre de la valeur de la fonction de transfert de la boucle de retour B.

Nous allons donc étudier maintenant la fonction de transfert harmonique typique d'un amplificateur opérationnel, voir quelle est la condition de stabilité d'un ampli bouclé, et étudier l'impact de ces considérations sur quelques montages de base.

6.3.1 Stabilité d'un système bouclé

Nous avons vu le principe de fonctionnement d'un système bouclé (voir figure 6-4) et l'expression de sa fonction de transfert :

$$H = \frac{s}{e} = \frac{\alpha A}{1 + AB} \quad [70]$$

Dans le cas général, la fonction A est complexe, et comme α et B sont bâtis avec des composants qui peuvent être réactifs (condensateurs notamment), ces deux fonctions vont aussi être complexes : on va pouvoir déterminer le module du gain et le déphasage entrée/sortie en fonction de la fréquence (c'est la représentation de bode : nous n'utiliserons que celle-ci, contrairement à l'automatisme dont les adeptes sont friands d'autres critères beaucoup plus complexes à appréhender et moins intuitifs à comprendre !).

Ordre d'un système

L'ordre d'un système est déterminé par le nombre de pôles de sa fonction de transfert (les valeurs de la fréquence qui annulent le dénominateur).

Ces pôles peuvent être réels ou imaginaires, et ainsi, l'ordre du système est donné par le degré du polynôme en f (ou ω , ce qui revient au même) qui forme le dénominateur de la fonction de transfert.

Le tracé asymptotique du gain dans le plan de bode va être fonction de l'ordre du système (voir figure 34) : un système d'ordre 1 aura une pente de -20dB/décade au delà de la fréquence de cassure déterminée par son pôle, un système d'ordre 2 une pente de -40dB/décade... Chaque pôle supplémentaire augmente la pente de -20dB/décade.

Parallèlement au gain, la phase diminue de -90° à chaque pôle. Les -180° fatidiques sont atteints asymptotiquement pour l'ordre 2.

La figure 34 illustre un système à deux pôles (10Hz et 10kHz), dont la fonction de transfert est la suivante :

$$H(\omega) = \frac{1}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_1}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_2}\right)} \quad [71]$$

Sur ce graphique, on a fait un tracé asymptotique du gain, qui met bien en évidence les pôles (fréquences de cassures) et les pentes de décroissance du gain.°

Jusqu'à 1kHz environ, la phase varie comme pour un système du premier ordre (asymptote à -90°), et ensuite, à cause du deuxième pôle, elle tombe à -180° (valeur asymptotique qui ne sera théoriquement jamais atteinte).

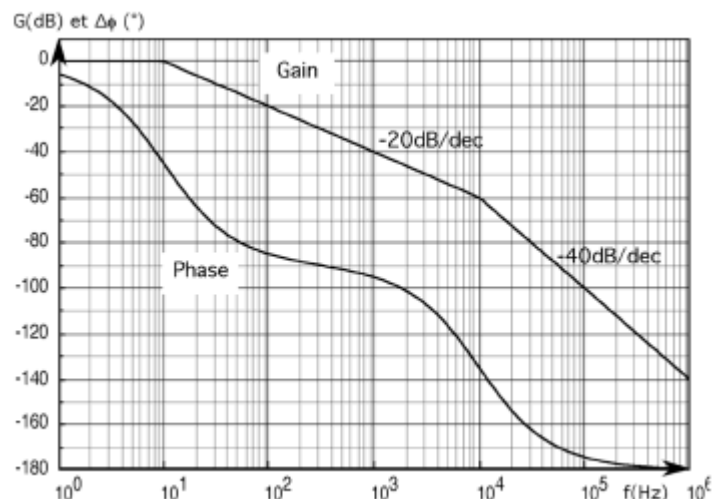


Figure 6- 32. Système à deux pôles.

Un système du premier ordre sera toujours stable (phase mini de -90°), et les ennuis vont commencer dès le deuxième ordre (dépassements, oscillations amorties...). Il faut un troisième pôle pour arriver aux conditions d'oscillations, mais dans les amplificateurs opérationnels, on trouve toujours ce pôle supplémentaire, soit en interne, soit dans les composants externes (câblés volontairement ou parasites).

Ce troisième pôle, même placé assez loin du deuxième, abaissera suffisamment la phase pour que les conditions d'oscillation soient réunies.

Condition de Barkhausen.

Si on regarde l'expression [70], on voit que le produit AB peut être négatif, et notamment prendre la valeur -1 (le module du gain vaut 1 et le déphasage est de -180°).

Dans ce cas particulier, le dénominateur s'annule : il n'y a plus besoin de signal en entrée pour qu'il existe un signal en sortie. **Nous avons réalisé un oscillateur.**

Critères de stabilité.

En pratique, on a vu que l'étude de la stabilité va se résumer (dans notre cas : ne généralisons pas à tous les systèmes !) à l'analyse du produit AB (le gain de boucle). Deux méthodes simples vont consister à regarder la phase ou la pente de la courbe de gain pour un module du gain égal à 1.

Marge de phase.

Le critère généralement retenu par les automaticiens pour que le système soit déclaré stable est que **la phase ne doit pas être inférieure à -135° pour un module $|AB|=1$** . Il reste une marge de 45° pour atteindre les 180° fatidiques (oscillateur). On dit que **la marge de phase est de 45°** .

Pente de la courbe de gain.

Un critère très simple de stabilité sera le suivant : le diagramme asymptotique du produit AB **devra croiser l'axe 0dB avec une pente maximum de -20dB/décade** . Toute pente supérieure dénotera un système instable.

Amplificateur bouclé. Produit bain - bande

Lorsqu'on boucle un ampli non inverseur avec un réseau de résistances, tant que le gain de boucle AB est élevé (soit à basse fréquence), le gain du système bouclé va tendre vers $1/B$ (voir [4] ; α est égal à 1 dans ce cas) ; à haute fréquence, le gain de boucle va diminuer, pour devenir égal, puis inférieur à la valeur $1/B$. Dans ces conditions, la courbe de réponse en fréquence du système bouclé va tendre asymptotiquement vers celle de l'amplificateur.

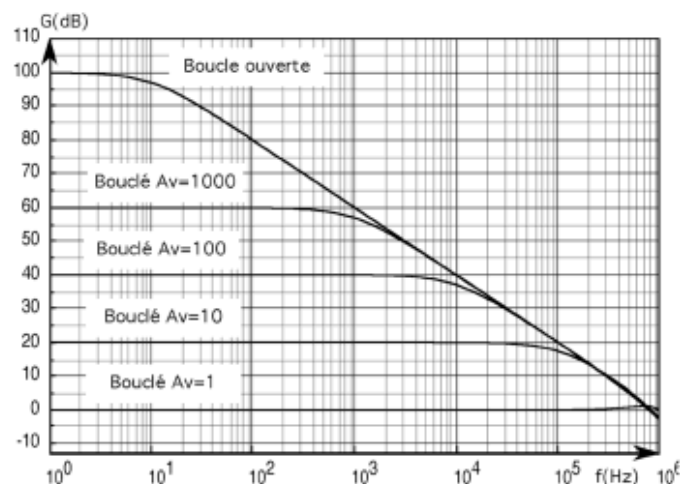


Figure 6 -33. Amplificateur bouclé.

La figure 6-33 donne le résultat obtenu avec un ampli du type $\mu A741$ (première cassure à 10Hz, deuxième à 1MHz, gain statique de 100dB).

Si on observe cette figure, on remarque que le produit du gain par la bande passante à -3dB est constant, et égal ici à 1MHz, soit la fréquence pour laquelle le gain en boucle ouverte vaut 1 (0dB).

Ce produit est une caractéristique importante de l'amplificateur pour caractériser ses performances en fréquence.

Ex : 1MHz pour le $\mu A741$, 3MHz pour le TL081, 15MHz pour le LM318...

On note que cette caractéristique est juste pour les amplis inconditionnellement stables. Pour les amplis décompensés, la fréquence théorique à gain unité est obtenue en prolongeant la droite à -20dB/décade située entre la première et la deuxième cassure jusqu'à l'axe 0dB.

6.3.1 Oscillateurs

Oscillateur à pont de wien.

On a vu que quand le dénominateur de la fonction de transfert s'annule, le système devient auto-oscillant.

La condition de Barkhausen s'écrit :

$$1 + AB = 0 \quad [78]$$

Le produit AB doit donc être égal à -1 : cela correspond à une phase de $\pm 180^\circ$ pour un module du gain égal à 1.

B étant en général un réseau passif (c'est la solution la plus simple, mais il existe aussi des réseaux de retour actifs), il sera atténuateur. La valeur du module de l'amplification A devra donc être supérieure à 1 pour compenser cette atténuation et faire en sorte que $|AB|=1$.

La phase de 180° peut provenir soit de l'ampli (ampli inverseur : la phase de B doit dans ce cas être égale à 0), soit du réseau B (ampli non inverseur dans ce cas)

Il existe plusieurs réseaux produisant un déphasage de 0° ou 180° ; un des plus utilisés est le réseau de Wien :

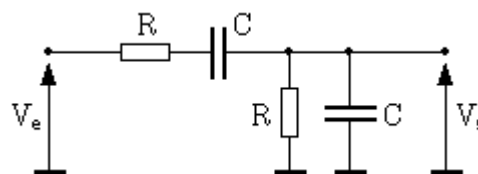


Figure 6- 34. Pont de Wien.

La réponse en fréquence de ce réseau est la suivante :

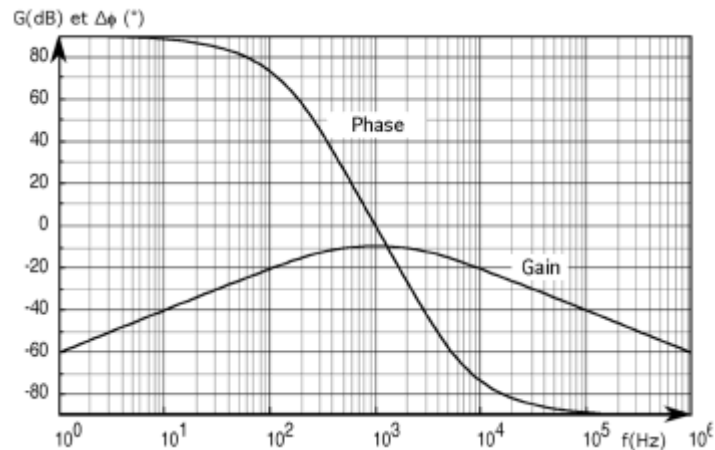


Figure 6- 35. Réponse en fréquence du pont de Wien.

La phase de ce réseau varie de $+90^\circ$ à -90° , et passe par la valeur 0° lorsque le gain atteint une valeur maxi de $-9,54\text{dB}$, qui correspond à une atténuation de 3.

La fonction de transfert de ce réseau s'écrit :

$$B(j\omega) = \frac{jRC\omega}{1 + j3RC\omega - R^2C^2\omega^2} \quad [79]$$

Le maximum de B est atteint pour :

$$\omega = \frac{1}{RC} \quad [80]$$

Pour satisfaire aux conditions de Barkhausen, il faut donc mettre ce réseau en contre-réaction d'un amplificateur de gain -3 ; une autre solution possible est de reboucler avec ce réseau non pas sur l'entrée - de l'ampli, mais sur l'entrée + : avec un gain de +3, les déphasages sont les mêmes. Le schéma obtenu est le suivant :

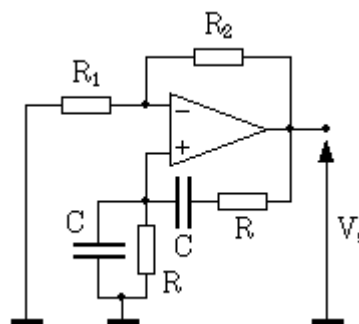


Figure 6- 36. Oscillateur à pont de Wien.

La structure est simple à comprendre : il s'agit d'un amplificateur non inverseur, avec le pont de Wien rebouclé sur l'entrée de ce type d'ampli, donc, l'entrée +.

En pratique, on remplacera R_1 ou R_2 par une résistance ajustable, et on augmentera le gain progressivement jusqu'à l'apparition d'oscillations en sortie du montage. Au fur et à mesure que le gain se rapproche de +3, la fonction de transfert globale du montage va tendre vers l'infini, comme illustré sur la figure 47 :

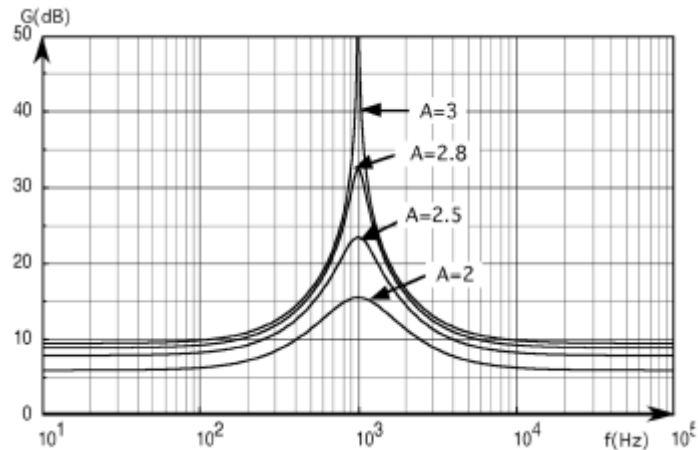


Figure 6- 37. Fonction de transfert de l'oscillateur.

Cet oscillateur, quand il est bien réglé, donne un signal sinusoïdal avec très peu de distorsion.

En pratique, pour limiter l'amplitude des oscillations, on devra introduire un élément non linéaire dans la chaîne : soit des diodes zéner en sortie, soit une lampe à filament spécialement prévue pour cet usage à la place de R_1 .

Si le gain devient supérieur à 3, les oscillations prennent une amplitude telle qu'elles sont écrêtées par l'amplificateur. Le signal n'est plus franchement exploitable, car il présente une distorsion importante.

Les oscillateurs sont délicats à mettre en œuvre, car il faut les régler de telle manière que le gain soit suffisant pour que l'oscillateur "accroche", mais pas trop grand, car on a alors beaucoup de distorsion. La plage de fonctionnement correcte est très étroite, et relativement instable (variations dues à la température, à la charge de l'ampli...).

7 REGULATION DE TENSION

7.1 Principe

Regardons les figures suivantes. Ces diagrammes (synoptique et schématique) représentent une alimentation régulée de laboratoire.

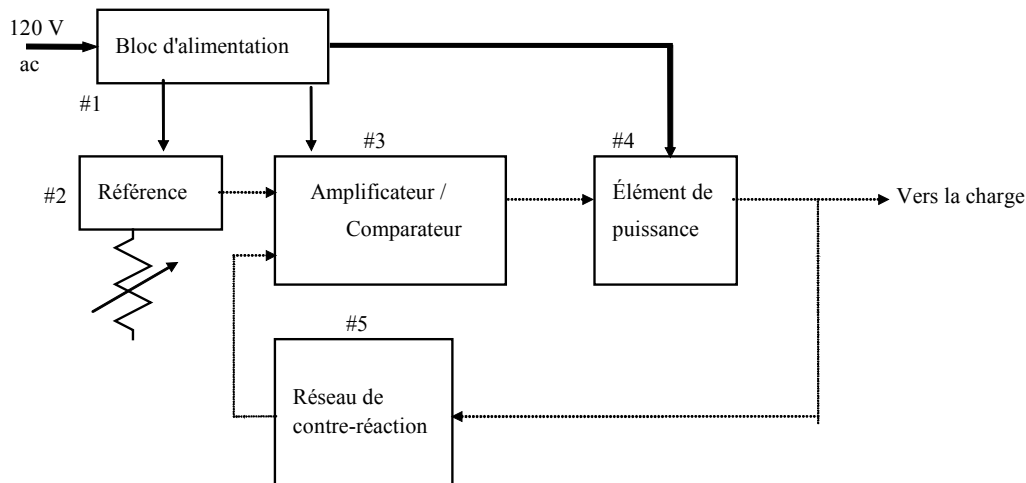


Figure 7- 1. Diagramme fonctionnel d'un régulateur de tension

L'élément de puissance (#4) est un transistor. Son rôle est d'amplifier le courant. Il fournit à la charge le courant nécessaire selon la commande de l'amplificateur opérationnel. Ainsi il véhicule l'énergie en provenance du bloc d'alimentation vers la charge sous l'oeil vigilant du circuit de contrôle, composé des blocs #2, #3 et #5. L'amplificateur opérationnel est celui qui pourvoit le courant de base I_B contrôlant I_C et I_E . La charge est branchée à la sortie et reçoit la tension contrôlée par la boucle fermée.

Les régulateurs de tension permettent d'avoir en sortie la tension que vous désirez. Ces petits composants peu onéreux sont très pratiques pour n'avoir qu'un seul type d'accus dans votre modèle.

Je sais que certains modélismes s'y refusent, chacun ses habitudes...

Cette page regroupe les régulateurs de tension fixe et les régulateurs de tension variables

7.2 Régulateur de tension FIDE



Figure 7- 2. Régulateur de la série L78xx

La série de régulateur 78xx existe sous deux types de boîtiers décrit ci-dessous.

Les deux derniers chiffres déterminent la valeur de régulation.

Pour ce qui concerne les deux premiers chiffres, 78 □ régulation positive et 79 □ régulation négative...


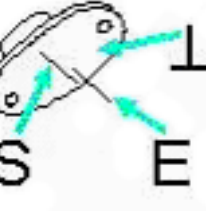
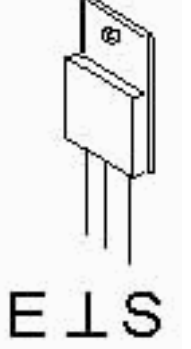
Les tensions de sortie les plus répandues sont:

5, 6, 8, 9, 12, 15, 18, 24V avec un courant de sortie de 1A.

Valeurs limites

Tension continue d'entrée ($V_0 = 5$ à $18v$)	35v
($V_0 = 20, 24v$)	40v
Courant de sortie	Limite interne
Puissance dissipée	Limite interne
Température de jonction (L7800)	- 55 °C à +150 °C
(L7800C)	0 °C à +150 °C

Brochage:

<p>Type 78L05</p>		<p>Boîtier TO92: I max = 100 mA</p> <p><u>Légende:</u></p> <p>S sortie</p> <p>E entrée</p> <p>L masse</p>
<p>Type MC 7805CK</p>		<p>Boîtier TO3 : I max = 1A</p>
<p>Type MC 7805 CT</p> <p>SFC 2805 EC</p> <p>7805 CV</p> <p>LM 34T05</p>		<p>Boîtier TO 220: I max = 1,5 A</p>

Attention: Les intensités mentionnées de peuvent être obtenue qu'avec un dissipateur thermique adapté monté avec de la patte d'évacuation thermique (généralement, les petits radiateurs ne peuvent dissiper que peu de calorie)

Pour avoir une régulation encore plus stable il suffit de rajouter deux condensateur.

Le condensateur amont est un céramique de 100 nF et le condensateur aval est un chimique de 10 μ F 25V.

Le point faible des régulateurs présentés ci-dessus est la valeur mini de la tension d'entrée.

En effet, il faut une tension théorique de 3V supérieur à la tension régulée désirée.

LM 3940 CT

Pour palier à ce problème, il existe des régulateurs qui pour obtenir en sortie une tension de 5V, ne demande qu'une tension d'entrée de 5,5V. Cette version de régulateur est dite "à faible chute de tension" (Low drop voltage). Vous pouvez bien entendu rajouter les deux condensateurs pour une meilleur tension de sortie.

L'un des plus utilisé est le LM 2940 CT. Il est disponible en version 5V, 9V, 12V, 15V pour une intensité de 1A

7.3 Régulateur de tension variable

7.3.1 Régulateur monolithique LM317T

Ce régulateur de tension positive à 3 broches peut débiter 1,5 A sous une tension de sortie allant de 1,2 V à 37V.

Il ne nécessite que deux résistances externes.

Valeurs limites

Puissance dissipée	Limitation interne
Tension différentielle entre l'entrée et la sortie	40 V
Plage de température de jonction en fonctionnement	0 °C à + 125 °C
Température de stockage	- 65 °C à + 150 °C
Température d'une broche (soudage, 10 S)	300 °C

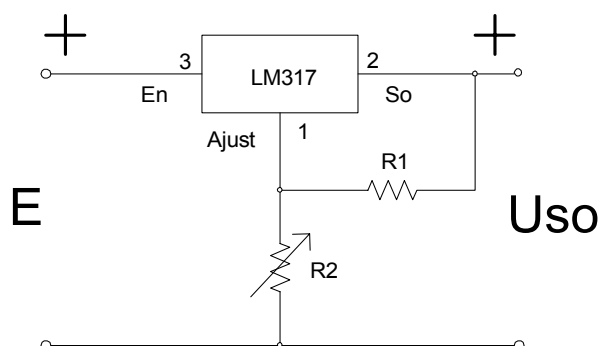


Figure 7- 3. Circuit de régulateur de tension variable LM317.

Quel que soit la tension injectée à l'entrée, ce sont les valeurs des résistances externes qui détermine la tension de sortie grâce à la formule:

$$V_s = 1,25 (1 + R_2 / R_1)$$

Pour faciliter le réglage de la tension de sortie, remplacez la résistance R2 par un potentiomètre multi tours.

Une petite astuce pour avoir une tension fixe constante même avec des accus, mettez en amont du LM 317T un régulateur fixe, comme ça la tension à l'entrée du LM317T sera toujours constante.

7.3.2 Régulateur intégré 723

8 THYRISTORS (SCR's)

8.1 Principe - Analogie à «2 transistors» de la structure PNPN

Les structures PN des diodes et NPN ou PNP des transistors bipolaires nous sont déjà familières. Il existe toutefois des éléments semiconducteurs à structure PNPN, qu'on appelle thyristors. Le plus connu de ceux-ci est le SCR, Silicon Controlled Rectifier, dont la configuration apparaît à la Figure 8- a).

Pour en comprendre le fonctionnement, on brise symboliquement le cristal semiconducteur tel que le schéma équivalent à 2 transistors (Figure 8- 1 c)).

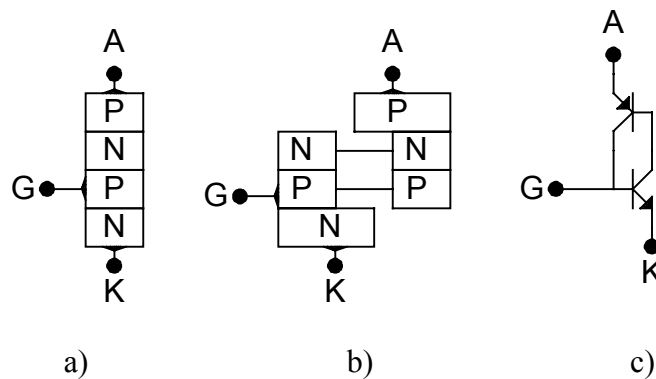


Figure 8- 1. Analogie « 2 transistors »

À la Fig. 8- 2, on rappelle les équations du transistor bipolaire en tenant compte du I_{CBO} . On note aussi la présence de la capacité de jonction C_{CBO} dont on verra l'importance un peu plus loin.

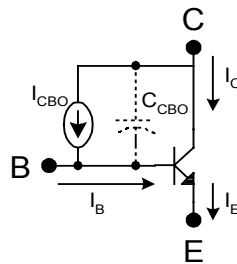


Figure 8- 2. Transistor NPN

$$I_E = (\beta + 1)(I_B + I_{CBO})$$

$$I_C = \beta I_B + (\beta + 1)I_{CBO}$$

$$I_B = I_E - I_C$$

Pour trouver le courant d'anode du SCR équivalent de la Fig 8- 2, il suffit d'effectuer la somme des courants suivants :

$$I_A = I_{C1} + I_{B1}$$

D'après la Figure 8- 3, on note que :

$$I_{B1} = I_{C2}$$

$$I_{B2} = I_G + I_{C1}$$

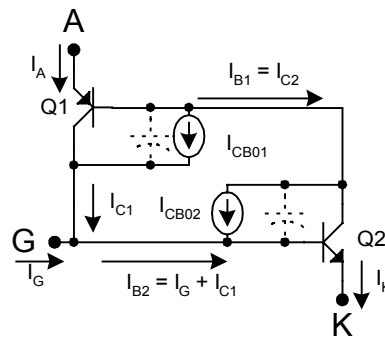


Figure 8- 3 courants dans un SCR

À l'aide des équations (3.2), (3.5) et (3.6), on effectue les substitutions appropriées pour obtenir l'expression du courant d'anode.

$$I_A = \frac{\beta_2(\beta_1 + 1)I_E + (\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1)(I_{CB01} + I_{CB02})}{1 - \beta_1\beta_2}$$

8.2 Amorçage du SCR

Supposons initialement un courant de gâchette $I_G=0$ et appliquons une tension d'anode U_A positive. Le courant de base des deux transistors est la somme des courants de fuite $I_{CB01}+I_{CB02}$.

La courbe typique β vs I_C de la Figure 8- 4 montre que si I_C est très faible, β peut être plus petit que 1, c'est ce qui se produit à température ambiante lorsque le courant de base n'est constitué que des courants de fuite.

L'équation pour I_A devient donc: $I_A \cong I_{CB01} + I_{CB02}$

Le SCR est dans un état non-conducteur, même en polarisation directe.

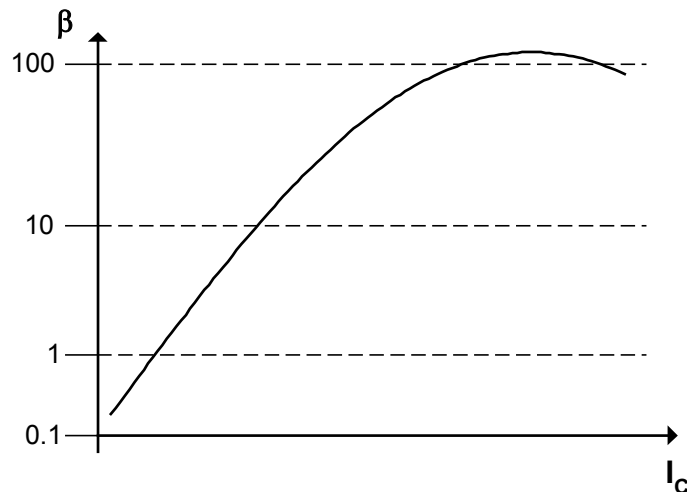


Figure 8- 5. β vs I_C pour un transistor bipolaire

8.2.1 Amorçage par courant de gâchette

Si on fournit un courant de gâchette au SCR, c'est-à-dire un courant de base au transistor Q_2 , ce dernier l'amplifie. I_{C2} ayant augmenté, β_2 augmente aussi. Ce courant de collecteur sert de courant de base pour Q_1 , qui à son tour l'amplifie tout en voyant son β_1 augmenter. Le courant de collecteur de Q_1 est retourné à la base de Q_2 pour être amplifié de nouveau.

Nous sommes donc en présence d'une boucle de contre-réaction positive car le phénomène qui vient d'être décrit est cumulatif et une fois amorcé, il peut s'entretenir de lui-même.

Le gain de la boucle est $\beta_1\beta_2$ et apparaît au dénominateur de l'équation sur I_A . Si sa valeur approche de 1, le courant d'anode a tendance à augmenter considérablement.

Le SCR devient donc conducteur. On dit qu'il a été amorcé. Si une résistance de charge externe ne vient pas limiter son courant d'anode, il pourra être détruit.

Cette façon d'amorcer le SCR est la bonne car nous avons le contrôle de I_G .

8.2.2 Méthodes d'amorçage

D'une façon générale, la méthode d'amorçage des SCR et TRIAC consiste à faire en sorte que le courant de gâchette I_G devienne supérieur au I_{GT} , le courant d'amorçage garanti.

On peut y arriver par:

- un courant continu de gâchette,
- une impulsion de courant de gâchette,
- un train d'impulsions de courant de gâchette.

8.2.3 Rôle de la résistance gâchette-cathode

Les manufacturiers recommandent presque toujours de placer une résistance R_{GK} , entre la gâchette et la cathode, pour simuler la résistance R_S des SCR «Shorted Emitter».

Le rôle de cette résistance est de désensibiliser le SCR en dérivant une partie du courant du collecteur du PNP interne autour de la jonction base-émetteur du NPN.

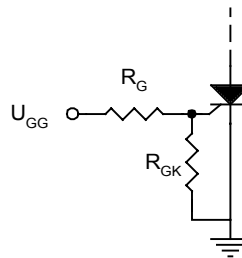


Figure 8- 6. Résistance RGK

8.2.4 Amorçage par tension d'avalanche

Une deuxième façon de faire conduire un SCR est d'augmenter sa tension d'anode U_A jusqu'à ce qu'un des deux transistors entre en avalanche. Le courant résultant sera suffisant pour que $\beta_1\beta_2$ tendent vers 1 et que l'effet cumulatif d'amplification se réalise.

Cette technique est indésirable car il existe des tolérances incontrôlables pour les tensions d'avalanche des SCR d'une même famille.

8.2.5 Amorçage par augmentation de tension du / dt

Si U_A augmente rapidement, la capacité totale $C_{CBO1} + C_{CBO2}$ peut agir comme un court-circuit entre les deux bases pour fournir un chemin de conduction facile à travers les jonctions base-emetteur des deux transistors.

Le courant de base à l'origine du phénomène régénératif d'amorçage du SCR est:

$$I_{B1} = I_{B2} = (C_{CBO1} + C_{CBO2}) \frac{dU_A}{dt}$$

En pratique, ce type d'amorçage, appelé « amorçage par du / dt », se produit au moment où on commande au SCR de bloquer. À cet instant, I_A s'annule de même que la tension de la charge R_L et U_A augmente rapidement à la valeur de la tension d'alimentation.

On verra plus loin une méthode pour réduire le du/dt et empêcher cet amorçage indésirable.

8.2.6 Amorçage par température

Une élévation de la température du SCR fait augmenter I_{CBO1} et I_{CBO2} . Il est possible que la somme de ces deux courants soit suffisant pour que débute le phénomène de contre-réaction positive. Le SCR amorce donc sans que nous en ayons le contrôle.

8.2.7 Amorçage par énergie lumineuse

Il existe sur le marché un photothyristor appelé LASCR (Light Activated SCR) qui s'amorce par un flux lumineux dirigé vers sa région de gâchette (base de Q_2) à travers une fenêtre incorporée au boîtier.

L'énergie des photons est convertie en paires électron-trou qui servent de courant de gâchette.

8.3 Blocage du SCR

Un SCR cesse de conduire si son courant d'anode est réduit à une valeur inférieure à son « courant de maintien I_H » (Holding Current). Dans cette condition, le gain de la boucle $\beta_1\beta_2$ devient inférieur à 1 et le SCR retourne à l'état bloqué en polarisation directe.

On peut aussi polariser momentanément en inverse le SCR pour que I_A devienne plus petit que I_H . Lorsqu'on le repolarise en direct, il bloque le courant.

8.4 Courbe caractéristique I_A-U_A et symbole du SCR

À la Fig. 8-7, on trouve le symbole ainsi que la courbe I_A-U_A d'un SCR. De plus, les caractéristiques pertinentes du C106 sont fournies.

Avec un courant de gâchette nul, le SCR peut bloquer une tension aussi élevée que le U_{BO} . Passé ce point, l'amorçage par tension se produit et le SCR passe à l'état de conduction. Son courant devient élevé et sa tension devient faible car il sature. Si I_A devient inférieur à I_H , le SCR retourne à l'état bloqué.

En inverse, le SCR peut bloquer une tension aussi élevée que le $U_{(BR)R}$ puis entre en avalanche comme une diode de redressement.

En fait, le synonyme de SCR est « redresseur commandé » car, plus le courant de gâchette augmente, plus le U_{BO} diminue jusqu'à devenir, à toutes fins pratiques, nul. C'est de cette façon que se réalise l'amorçage par la gâchette.

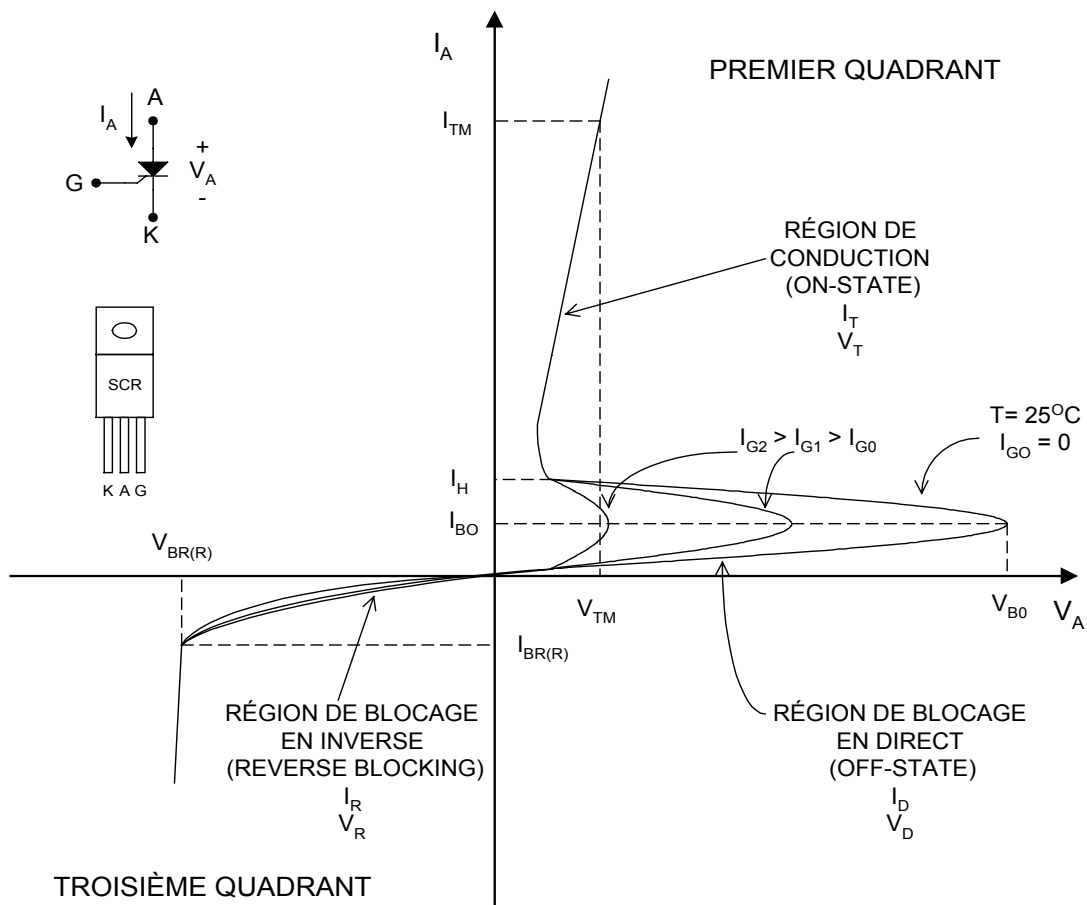


Figure 8- 7. Courbe IA-UA du thyristor C106

Caractéristiques du SCR C106:

Région de conduction:

Courant direct max.: $I_{TM}=5\text{amp.}$
Tension directe max.: $U_{TM}=1.7\text{V}$
Courant de maintien: $I_H=5\text{mA max.}$

Région de blocage en inverse:

Courant d'avalanche: $I_{(BR)R} > 1\text{mA}$
Tension d'avalanche: $U_{(BR)R} > 100\text{V C106 A}$
 $> 200\text{V C106 B}$
 $> 300\text{V C106 C}$
 $> 400\text{V C106 D}$

Région de blocage en direct:

Courant de retournement: $I_{B0} > 400\mu\text{A}$
Tension de retournement: $U_{B0} > 100\text{V C106 A}$
 $> 200\text{V C106 B}$
 $> 300\text{V C106 C}$
 $> 400\text{V C106 D}$

Amorçage:

Courant d'amorçage: $I_{GT}=200\mu\text{A max.}$
Tension d'amorçage: $U_{GT}=1\text{V max.}$

8.5 Vérification d'un SCR à l'Ohmmètre

Il est possible de tester à l'ohmmètre les SCRs de faible puissance. Ceux-ci nécessitent, pour amorcer, des I_{GT} de l'ordre de quelques centaines de microampères au maximum. La Fig. 8- 8 a) montre que la résistance anode-cathode d'un SCR bloqué est très élevée. Par contre, à la Fig. 8- 8 b), on court-circuite momentanément la gâchette et l'anode du SCR. Si l'ohmmètre est capable de fournir un $I_G > I_{GT}$ et un $U_G > U_{GT}$, alors le SCR amorce et la résistance anode-cathode devient très faible. En débranchant la gâchette, le SCR restera amorcé si le courant I_A fourni par l'appareil est supérieur au courant de maintien I_H . Sinon, le SCR reprendra son état bloqué. On a donc intérêt à travailler avec les basses échelles.

Comme on peut le constater, ce test n'est pas toujours concluant si le SCR n'amorce pas. Il est donc recommandé dans ce cas d'essayer le SCR dans un circuit d'application simple avant de conclure qu'il n'est pas bon.

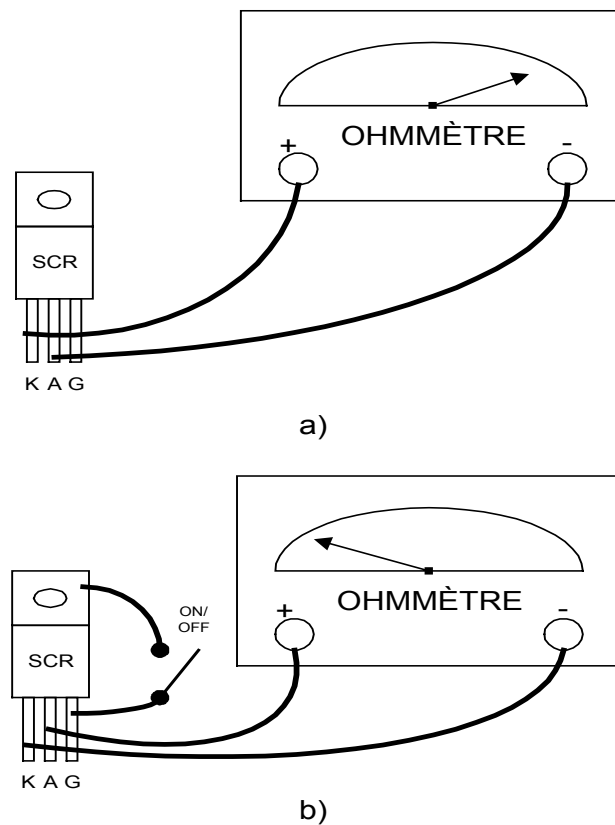


Figure 8- 8. Vérification d'un SCR à l'ohmmètre

9 LE TRIAC

9.1 Symbole, structure et courbe caractéristique I-U

Nous voulons contrôler les deux alternances de la source d'une façon symétrique avec un seul composant, il faut utiliser un TRIAC. Il est équivalent de deux thyristores montés en parallèle inverse, chacun pour contrôler une alternance.

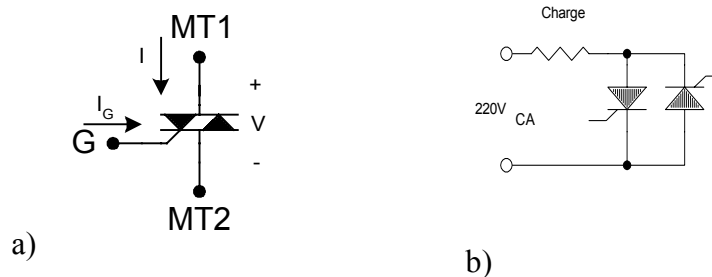


Figure 9- 1. Symbole du TRIAC a) et son circuit équivalent avec les SCR's b).

9.2 Les modes d'amorçage

Le TRIAC peut être amorcé de quatre façons différentes:

- Quadrant I + : MT2 positif par rapport à MT1
 I_G positif
- Quadrant I - : MT2 positif par rapport à MT1
 I_G négatif
- Quadrant III + : MT2 négatif par rapport à MT1
 I_G positif
- Quadrant III - : MT2 négatif par rapport à MT1
 I_G négatif

La sensibilité des TRIACs actuellement sur le marché est la suivante: excellente pour I + et III -, moyenne pour I -, pauvre pour III +.

9.3 L'amorçage des TRIACs avec un DIAC

Le circuit ci-dessous présente l'emploi d'un composant bidirectionnel symétrique à seuil de déclenchement – DIAC, pour produit les impulsion de courant de décharge du condensateur destinées à amorcer le TRIAC. Le moment d'apparition d'impulsions, donc l'angle de conduction est contrôlé par la constante de temps $R1C1$.

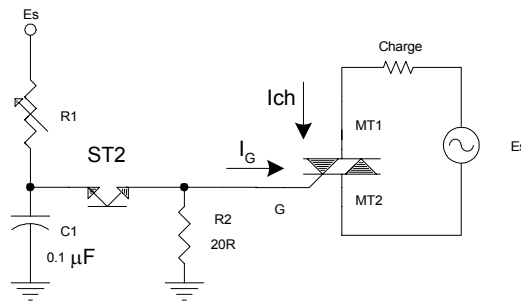


Figure 9- 2. Circuit d'amorçage d'un TRIAC avec le DIAC ST2.

9.4 La famille des thyristors

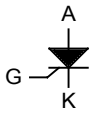
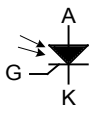

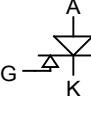

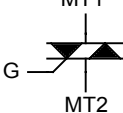
9.4.1 Les thyristors de puissance

Les thyristors dont le rôle est de contrôler l'apport de puissance dans une charge quelconque sont le SCR, le LASCR, le LAS, le amplifying gate SCR, le GCS et le TRIAC.

Le tableau ci-dessous montre le symbole de ces composants. On constate que le LASCR peut être commandé autant par un signal lumineux que par un signal de gâchette alors que le LAS n'amorce que par un signal lumineux. Quant au amplifying gate SCR, il y a d'intégré un SCR de faible puissance avec le SCR principal pour donner une impulsion de gâchette si forte et surtout si rapide à ce dernier qu'il pourra admettre une augmentation très vive de son courant d'anode. On reviendra sur ce sujet lorsqu'il sera fait mention des possibilités en di/dt des thyristors.

Le GCS est un SCR qui peut être désamorçé par un signal de gâchette négatif. Pour que ce SCR bloque, on n'a qu'à appliquer un signal de contrôle négatif pour faire sortir le courant par la gâchette. Le principe est simple mais difficilement applicable dans les circuits où les puissances mises en jeu sont considérables.

Contrairement aux thyristors précédents qui sont unidirectionnels parce qu'ils bloquent toujours la tension en inverse, le TRIAC est un thyristor bidirectionnel qui peut amorcer autant en direct qu'en inverse (...alors où est l'anode,....et la cathode....?) par un signal de gâchette positif ou négatif. Il est donc le composant rêvé pour contrôler de la puissance autant durant l'alternance positive que durant l'alternance négative du secteur. Toutefois, il est limité en fréquence à 400Hz alors que certains SCR peuvent opérer jusqu'à 30kHz environ.

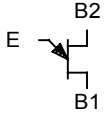


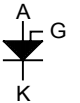
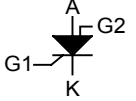
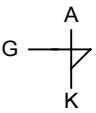


SYMBOLE	NOM
	SCR (Silicon Controlled Rectifier) Triode thyristor Reverse blocking
	LASCR (Light Activated SCR) Triode thyristor Reverse blocking
	LAS (Light Activated Switch) Diode thyristor Reverse blocking
	Amplifying Gate SCR Reverse blocking
	GCS (Gate Controlled Switch) ou GTO (Gate Turn off Switch) Reverse blocking
	TRIAC Bidirectional Triode thyristor

9.4.2 Les thyristors d'amorçage et de faible puissance

Le tableau ci-dessus présente les autres membres de la famille des thyristors qui servent principalement à l'amorçage des thyristors de puissance. Les exceptions sont les TUJ, TUJC et DIAC NPN qui ne sont pas à proprement dit des thyristors car ils ne sont pas fabriqués avec une structure PNPN. Toutefois, leurs caractéristiques I-U sont semblables à celles des thyristors.

Voici en bref une description des thyristors d'amorçage:

- La diode Shockley: SCR sans gâchette qui amorce par tension d'avalanche seulement.
- Le PUT: SCR à gâchette d'anode qui, avec deux résistances externes se comporte comme un TUJ.
- LAPUT: PUT optoélectronique.
- SCS: SCR de faible puissance à deux gâchettes.
- LASCS: SCS optoélectronique.
- SUS: SCR à gâchette d'anode dont la tension d'avalanche est diminuée et régularisée par une diode zener.
- DIAC PNPN: Triac sans gâchette qui amorce par une tension d'avalanche seulement.

SYMBOL OLE	NOM
	TUJ (Transistor Unijonction)
	TUJC Transistor Unijonction Complémentaire
	Diode Shockley ou à quatre couches.
	PUT Programmable Unijonction Transistor
	SCS Silicon Controled Switch
	SUS Silicon Unilateral Switch
	DIAC (NPN type) ST2
	DIAC Bidirectional Diode Thyristor

10 OPTO ELECTRONIQUE

10.1 La Lumière

On distingue le modèle ondulatoire et le modèle corpusculaire.

Cependant en opto-electronique on s'attarde plus particulièrement sur la longueur d'onde qui permet de différencier toutes les couleurs par exemple. La longueur d'onde μ , de formule

$$\mu = c.t = c / f$$

avec t la période du signal et c sa célérité (300 000 km/s) définit tous les mouvements périodiques : la lumière, mais aussi la HF (télévision, radio), le four micro-onde, les appareils médicaux (rayons X, IRM...). La lumière visible mais aussi les ultraviolets, infrarouges, etc... La longueur d'onde s'exprime en mètres, mais pour la lumieres on utilise le nm (nano-mètre=milliardième de mètre).

10.2 Le Laser

Le Laser appartient au spectre visible par l'oeil humain. Sa longueur d'onde peut être par exemple égale à 632.8 nm, donc se rapproche du rouge. C'est une lumière monochromatique (une seule longueur d'onde, et non pas plusieurs comme dans la lumière solaire), cohérente et très directive (un faisceau donc un point très directif), très puissante (utilisée dans l'industrie pour découper le métal), etc... Il est de plus en plus utilisé en optoelectronique, car de plus en plus simple à mettre en oeuvre : télémétrie (reflexion), détection d'obstacle (même principe), voire espionnage (en pointant un laser sur une vitre, on peut étudier les vibrations réfléchies par la vitre, elle-même vibrant par exemple avec une conversation derrière : ensuite il suffit d'amplifier et de traiter le signal afin de la rendre audible).

10.3 Les Photorésistances

Il s'agit d'une petite plaque photosensible circulaire, de diamètre variable (généralement de 5 à 12 mm). Comme son nom l'indique, ce composant fait varier sa résistance au courant en fonction de la lumière qu'il reçoit. Pour les LDR classiques, la résistance atteint plus de 10 MOhms dans l'obscurité et par exemple 100 KOhms pour un éclairage de 100 lux (l'unité de mesure de l'intensité lumineuse). Elles sont utilisées pour des détecteurs de lumière (petites alarmes de tiroirs pour des applic. simples !), mesure et étalonnage réclamant peu de précision, etc...

10.4 Les Cellules Solaires ou Photopiles

Présentés sous la forme de plaquettes circulaires ou rectangulaires au silicium amorphe, ou polycristallin, de dimensions très variables (de quelques cm² à quelques m²), ces composants sont cependant toujours aussi onéreux, ce qui restreint leur utilisation générale. Utilisant la lumière comme source d'énergie, de l'électricité est ainsi produite. Le courant de sortie disponible peut varier de quelques mA sous quelques volts, à plusieurs A en 12 ou 24V ! On peut en voir apparaître dans certaines maisons, sur des bateaux (très commun), caravanes, courses automobiles, etc...

10.5 La LED (ou DEL en français)

Quelle grande famille !

Les LEDs classiques, lumière visible : leur taille (diamètre) peut être de 3, 5, 8, 10 mm. Il en existe de couleur rouge, verte, orange, jaune, bleue (très onéreuse : 20 FF la LED environ). Avec plusieurs caractéristiques : haute luminosité, boîtier diffusant, LED auto régulées en tension, LED clignotantes, LED à faible consommation ; rondes, rectangulaires, carrées, en triangle, en CMS, avec supports, etc...

Les LEDs infrarouges, de longueur d'onde variant aux alentours de 900-950 nm. : même utilisation que les précédentes, mais émettant dans l'infrarouge : servant pour les télécommandes, détection (obstacle, avec réflexion, etc.), etc..

Symbole.

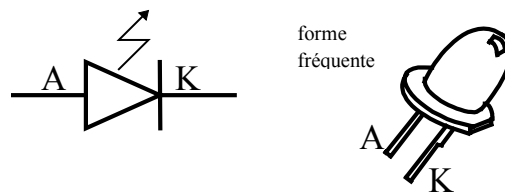


Figure 10- 1: Diode électroluminescente

Le semiconducteur utilisé pour la fabrication d'une Del est l'arséniure de gallium ou le phosphore de gallium. Elle fonctionne à basse tension et à une faible consommation. Près de la jonction, lorsque les électrons tombent dans les trous, c'est-à-dire descendent de niveau d'énergie, ils émettent de l'énergie, une partie en chaleur, une partie en lumière. Dans le cas de la Del, c'est le deuxième cas qui est exploité.

Caractéristiques.

La Del est utilisée en direct :

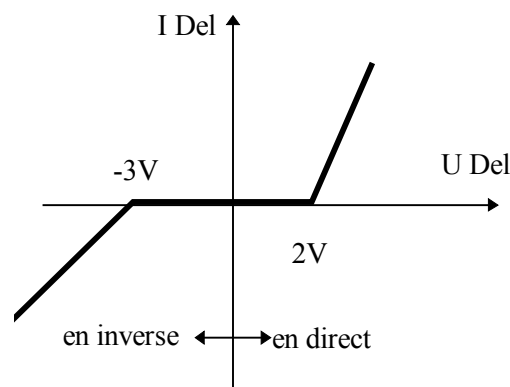


Figure 10- 2: Courbe typique d'une Del.

10.6 Les Afficheurs

Il y a tout d'abord les bargraphs, échelles à LED : un bloc rectangulaire composé d'une rangée de LED (10 ou autre) rectangulaires. On peut les commander par exemple avec un LM3914 ou 3915 en fonction de la tension (indication d'une température, tension). Dans le même genre, on peut trouver des matrices à LED : blocs rectangulaires composés de LEDs rondes placées en lignes et colonnes (genre matrice 5x7). On peut faire des motifs avec, etc...

Puis les classiques afficheurs 7 segments à cathode ou anode commune (1 point commun pour tous les segments, qui sont en fait de simples diodes),

10.6.1 AFFICHEUR 7 SEGMENTS

Un afficheur 7 segments permet de visualiser des chiffres ou éventuellement certaines lettres de l'alphabet :

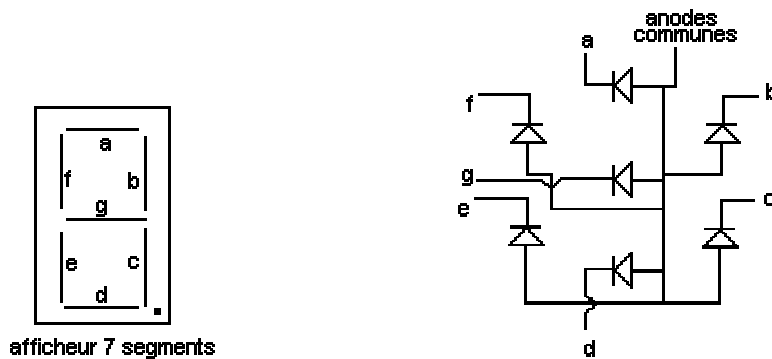


Figure 10- 3.Schéma interne pour afficheur anode commune

De tailles très variables : d'une hauteur de 13mm à 20 cm. Comme son l'indique, l'afficheur est composé de 7 segments a, b, c, d, e, f et g qui sont des LEDS et nécessitent, en fonction du type d'afficheur (anode commune ou cathode commune) une polarisation spécifique.

On distingue 2 types d'afficheurs :

Afficheur à anode commune : (Cf schéma interne ci-dessus) : toutes les anodes sont reliées entre elles.

Afficheur à cathode commune : ce sont les cathodes qui sont reliées entre elles. (afficheur non représenté ici)

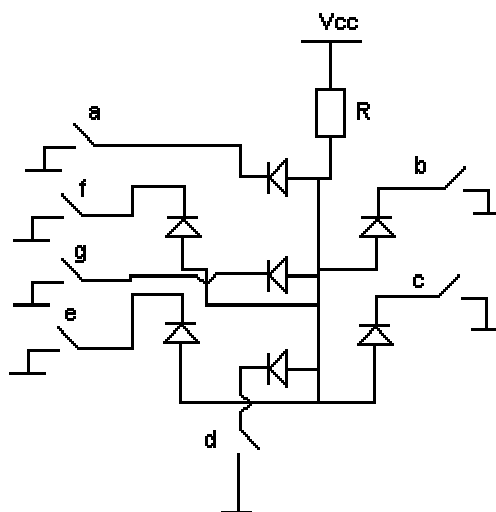


Figure 10- 4. Exemple de commande d'un afficheur à anode commune

Pour afficher "3" il faut fermer les interrupteurs a,b,c,d et g. On notera que le commun (anode) est tiré à + Vcc via une résistance R (on aurait pu placer une résistance R sur chacune des branches a, b, c ... c'est plus cher mais l'affichage est de meilleure qualité car la luminosité ne variera pas en fonction du nombre de segments allumés, contrairement à la solution actuelle.)

Note 1 : la Résistance R se calcule en fonction du courant maximal admissible par une Led et de Vcc

Note 2 : Il existe des circuits spécialisés pour commander facilement les afficheurs 7 segments : les décodeurs BCD - 7 segments. Ces circuits permettent, en fonction du code binaire (0 à 9) en entrée, d'afficher la valeur décimale sur l'afficheur en commutant les segments voulus. Ils peuvent être commandés par des drivers spécifiques, de la famille CMOS ou TTL (comme le 4511). On peut alors les commander à partir d'un code BCD (sur 4 bits). Sachez que pour des économies d'énergie, vous pouvez profiter de la persistance rétinienne, en affichant seulement les informations à une certaine fréquence ($\gg 25$ Hz). Ainsi, une alimentation par impulsion diminuera la consommation. Idem si vous voulez commander 4 afficheurs. Vous disposerez de 7 voies de commande reliées à chaque anode de chaque segment de chaque afficheur (ouf !) et de 4 (dans le cas de 4 afficheurs) transistors PNP reliés aux cathodes respectives, commandés séquentiellement (très utilisés avec des μ contrôleurs : vous n'avez qu'à étudier le montage à PIC de la page électronique : décompteuse de temps sur 4 afficheurs 7 seg. avec alarme) ! Il faudra se baser sur un signal d'horloge : à chaque transition, vous changerez de transistor et changerez l'état des 7 voies d'info selon l'afficheur à commander ! C'est aussi simple que ça !

10.6.2 AFFICHEUR A CRISTAUX LIQUIDES (LCD)

Il existe aussi des afficheurs LCD, à cristaux liquide. Le fait de faire passer un courant électrique à pour propriété d'exciter ces cristaux ce qui permet de visualiser des signes. Ces afficheurs sont soit fournis avec leur driver (installé avec), et se commandent de manière série ou parallèle. D'autres sont configurables avec des drivers de type ICLxxxx (circuits intégrés voltmètres, etc...).

Principe de fonctionnement :

Lumière polarisée :

Les atomes d'une source lumineuse ordinaire émettent des impulsions de radiation d'une durée extrêmement courte. Chaque impulsion d'un seul atome est constituée d'un train d'ondes quasi monochromatique (longueur d'onde unique). Le vecteur "champ électrique" correspondant à l'onde ne tourne pas autour de la direction de propagation de cette onde mais conserve le même angle, ou azimut, avec cette direction. L'azimut initial peut prendre n'importe quelle valeur. Lorsqu'un grand nombre d'atomes émettent de la lumière, ces azimuts sont distribués au hasard ; les propriétés du faisceau lumineux sont identiques dans toutes les directions et la lumière est dite non polarisée. Si les vecteurs champs électriques de chaque onde ont le même angle azimutal (c'est-à-dire lorsque les ondes transversales se trouvent dans le même plan), la lumière est dite polarisée dans un plan ou linéairement.

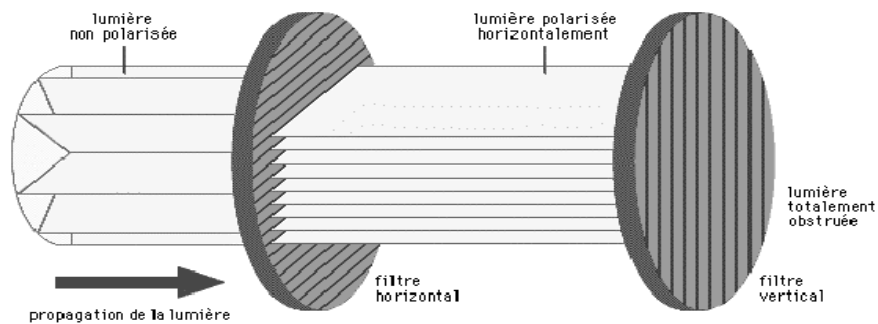


Figure 10- 5. Polarisation de la lumière.

En plaçant deux filtres polarisant perpendiculaires l'un de l'autre, le premier va polariser la lumière dans un sens. Le deuxième absorbe toute la lumière car celle-ci arrive dans un plan perpendiculaire.

Dans un afficheur LCD, lorsqu'un segment est percé c'est en fait une absence de lumière. Deux filtres sont placés l'un face à l'autre et sont perpendiculaires.

Les cristaux liquides utilisés ont la propriété de faire tourner le plan de polarisation de la lumière en l'absence d'un champ électrique (modification de l'orientation de ses molécules). Ainsi lorsqu'ils sont alimentés, ils sont orientés dans le plan polarisé de la lumière.

Un affichage LCD comporte une paire de plaquettes de verre de très faible épaisseur montées en sandwich et dont la face intérieure a été dotée de piste conductrices. Normalement ces deux plaquettes sont transparentes ; ce n'est que sous un certain angle qu'il est possible de les voir, indistinctement, par réflexion de la lumière incidente. L'espace séparant les deux plaquettes est rempli par le liquide.

Lors de l'absence d'un champ électrique les cristaux permettent de faire pivoter le plan de polarisation de la lumière à 90° , la lumière issue de la plaque verticale sort polarisée.

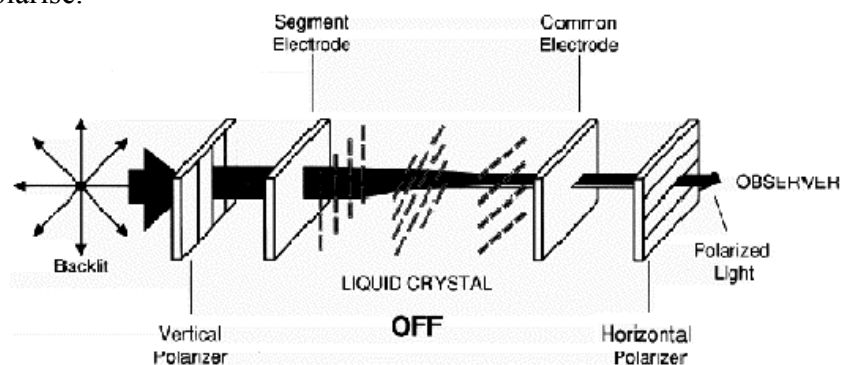


Figure 10- 6. Passage du faisceau par un afficheur LCD allumé

Lors de la présence d'un champ électrique les cristaux sont orientés tous dans le même sens et ne permettent pas de faire pivoter le plan de polarisation de la lumière. Cette dernière arrive avec un plan perpendiculaire à la plaque, on constate une absence de lumière.

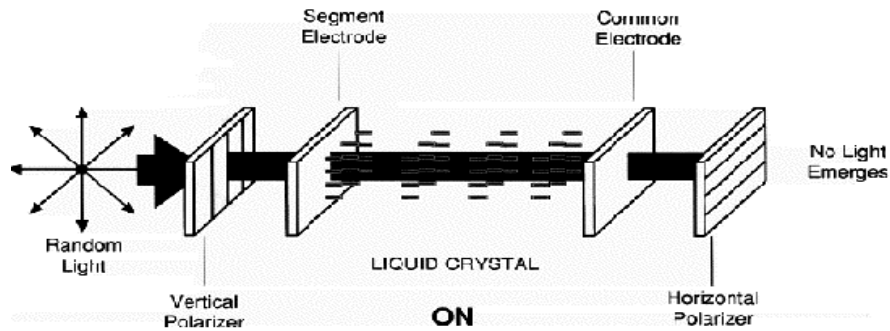


Figure 10- 7 Passage du faisceau par un afficheur LCD éteint.

La tension appliquée ne doit être en aucun cas continue sachant que dans ce cas le courant provoque la dissolution de la piste fine et endommage irrémédiablement l'afficheur. Le signal appliqué doit donc être alternatif et sans composante continue. L'alternance du courant dans un sens et dans l'autre doit être identique de telle sorte qu'une piste est alternativement attaquée dans un sens puis restaurée dans l'autre.

Constitution d'un afficheur

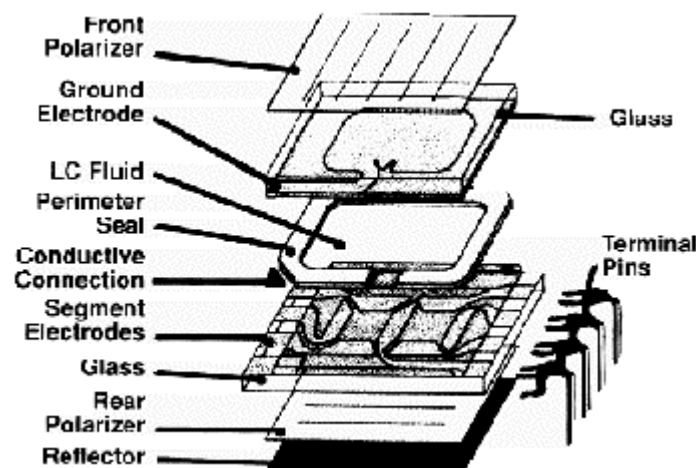


Figure 10- 8 Constitution d'un afficheur LCD

La lumière qui arrive sur l'afficheur est renvoyée par un miroir lorsque les segments sont éteints et elle est absorbée lorsque un segment est allumé. Enfin, on trouve aussi des afficheurs LCD 1 ligne, 2 lignes, 4 lignes de 16, 20 caractères, à logique intégrée, voire rétro-éclairés, surtout utilisés pour afficher du texte.

10.7 La Photodiode

De fonctionnement très simple, elle agit comme une diode classique en présence de lumière. En général, elle est calibrée pour être plus réceptive à une certaine longueur d'onde. C'est ainsi que les photodiodes infrarouges (télécommandes) sont réglées pour 900 nm environ. Vous pouvez créer une barrière infrarouge, voire un détecteur de fumée (une photodiode optimale, par exemple la PP506-1, 20FF chez Radiospares, voir bas de page).

10.8 Le Phototransistor

Idem, il se comporte comme un transistor passant en présence de lumière (avec une certaine longueur d'onde). Pleins d'applications peuvent être envisagées, comme une barrière infrarouge (il est préférable d'utiliser dans ce cas un signal codé et envoyé de manière intermittente dans le faisceau).

10.9 Les Optocoupleurs

Disponibles sous forme de boîtiers DIP4, DIP6, DIP8.

Il se compose d'une LED et d'un composant photo-sensible. En faisant allumer cette LED, on déclenche le composant. Celui-ci peut être un transistor, un darlington, un thyristor, un triac...

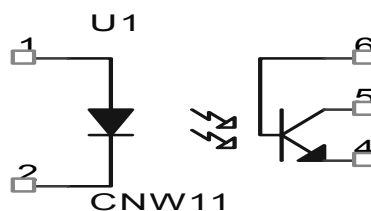


Figure 10- 9 Brochage d'un optotransistor.

En fait cet ensemble est assimilable à une LED mise face à un photo transistor (ou triac, etc.) dans un milieu totalement isolé. Cela procure une isolation galvanique et électrique très performante (notamment avec le triac pour du 220V). On peut aussi l'utiliser dans la téléphonie, etc...

10.10 Les Capteurs à Reflexion

En voici un exemple :

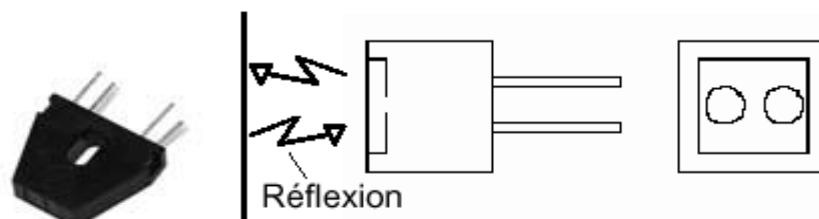


Figure 10- 10 Bloc émetteur – récepteur à réflexion.

Ce composant est constitué d'une LED, généralement infrarouge et soit d'un photo-transistor, diode ou darlington. Les deux sont montés presque face à face, de manière à ce que le faisceau de la LED puisse arriver sur le phototransistor que s'il est réfléchi par une surface adéquate placée à une distance convenable. Le modèle présenté ci-dessus est le HOA0708-001 de HoneyWell (voir bas de page). Il possède un filtre de lumière ambiante, le point de réflexion optimum est situé à 3.81mm. Ce genre de composant (comme celui que je vais vous présenter ci-dessous) est utilisé par exemple dans le comptage d'objets, de détection (proche !), etc...

10.11 Les Fourches Optiques

En voici un exemple :

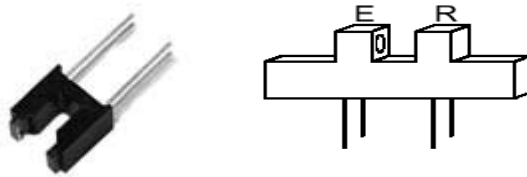


Figure 10- 11 Bloc émetteur – récepteur en forme de fourche.

Ici le composant est constitué d'une LED et d'un photo transistor placé face à face en haut du composant. Ainsi à l'état naturel le faisceau est intact et le phototransistor est passant. Si un objet (feuille, plaque fine) le coupe, le transistor ne passe plus. On peut donc se servir de ce genre d'objet pour le comptage d'objets, etc... Ce modèle est le HOA0825-001 de HoneyWell.

10.12 La Fibre Optique

On distingue fibre plastique et fibre de silice (ce dernier correspond surtout aux exigences industrielles en matière de fiabilité). C'est en fait un guide de lumière. Il suffit d'insérer la fibre dans un émetteur adéquat. Cet émetteur lumineux enverra un signal lumineux qui parcourra la fibre jusqu'au récepteur optique. Voilà pourquoi la fibre optique est un grand concurrent du fil électrique pour transporter des informations : la vitesse de la lumière, et surtout, pas d'échauffement, pas de parasites, pas de pertes, d'atténuation. La fibre optique est déjà utilisée pour le câble, Internet, etc...

Bien sûr vous pouvez l'utiliser pour vos propres réalisations (même si ça ne sert pas : on a tous déjà vu dans des catalogues une lampe avec des fibres partant du centre et s'éparpillant dans toutes les directions, diffusant ainsi la lumière : très bel effet).

Il existe en effet pour pas très cher des émetteurs infrarouges et le récepteur photo transistor associé. On peut aussi utiliser le spectre lumineux visible. Il existe des LEDs de couleur classique, qui, exactement comme les composants pré-cités, sont en fait un cylindre classique mais troués de manière à ce que la fibre puisse se glisser juste en face de la source lumineuse. Attention : avant de rentrer la fibre dans le composant, il faut penser à en polir l'extrémité ! Ces petits émetteurs-récepteurs peuvent suffire à assurer des liaisons à faible débit. Si les hauts débits vous intéressent plus, il existe des transmetteurs beaucoup plus performants, mais aussi beaucoup plus cher : l'émetteur, et idem pour le récepteur. Ces transmetteurs peuvent assurer des transmissions jusqu'à 150 MBd, sur plusieurs kilomètres.

Fibre optique classique plastique : le mètre env. ; atténuation : 120dB/km

Fibre optique silice : le mètre env. ; atténuation 3.5dB/km max.

Laquelle est la meilleure à votre avis pour les liaisons ?

10.13 Autres composants

- Module de réception infrarouge spécialisé pour télécommande (par Sony par exemple), comprenant un récepteur IR et un ampli intégré

- Composants IrDA, spécialisés dans la transmission de données en half duplex dans l'air, utilisés par exemple dans l'informatique, télécoms... (fabriqué par Hewlett-Packard)
- Senseurs optiques comprenant un emetteur et un recepteur, basé sur la reflexion, spécialisés dans la reconnaissance d'objets, de formes, codes barres, bords, etc...
- Diodes lase collimatées ou non, de 3 à 40 mW optiques ($P=N.h.f$, avec N le nombre de photons transportés par seconde, f la fréquence du signal et h une constante = $6.6.10^{-34}$)
- Photodiodes large surface (5 à 100 mm² en classique, et jusqu'à 600 mm² en silicium, avec ou sans filtre)
- Ecran phosphore = detecteur d'electrons : le passage d'electrons sur le composant (phosphore sur un substrat de verre) génère une lumière verte
- Détecteurs de position : photodiodes à 2 elements, à cadrans (pour connaitre un sens de déplacement par exemple), à 4, 12 éléments consécutifs (placés côtes à côtes), multi-éléments linéaires, reseau de photodiodes, PSD à 2 axes (detecteur de position)
- Convertisseur lumière-fréquence programmable
- Recepteurs infrarouges avec ampli intégré
- Photodétecteurs ultra violets, rayons X, etc...

***Module 10 : ANALYSE DE CIRCUITS À
SEMI-CONDUCTEURS***

GUIDE DE TRAVAUX PRATIQUES

1. TP N°1

Introduction aux composants électroniques et à la mesure

Le but de ce TP est de se familiariser avec les principaux composants utilisés en électronique, et les différents appareils permettant de faire des mesures.

Tous les composants utilisés en électronique sont d'une taille standardisée. En effet, lorsque l'on désire réaliser le montage électronique, on crée un circuit imprimé sur une plaque d'époxy, avec le dessin des pistes de cuivre et des pastilles servant des points de soudure des composants. Pour des raisons d'harmonisation, une unité de mesure linéaire a été choisie, il s'agit du dixième de *inch* anglais, ce qui correspond à 2,54 mm. De cette manière, les broches de connexion des composants à souder sont toutes éloignées d'un nombre entier de pas de longueur 2,54 mm.

1.1. Les Composants

1.1.1. Résistances

Il existe différentes sortes de résistances. Le type le plus couramment utilisé est celui dont la partie résistive est fait sous forme d'une couche au carbone déposé sur un support céramique d'une forme cylindrique. Ces résistances sont réalisées selon des séries de valeurs. Chaque série contient des valeurs différentes.. La série la plus répandue est la série dite E24. Cela signifie que la première valeur de cette série de résistance est $\sqrt[24]{10^1} \Omega$, la deuxième valeur est $\sqrt[24]{10^2} \Omega$, ainsi de suite.

Les résistances ne peuvent dissiper qu'une puissance inférieure ou égale à la valeur de sa puissance nominale. Cette dernière est évidemment déterminée par la taille de la résistance. Des valeurs allant de 1/4 de Watt à 1/2 de Watt sont les plus utilisées dans des montages électroniques usuels de faible puissance. D'autres résistances plus grosses peuvent dissiper un Watt ou plus. On connaît aussi des résistances de dissipation qui peuvent consommer plusieurs milliers de Watts (radiateur électriques...), plus souvent utilisées dans l'électrotechnique qu'en électronique. .

La valeur de la résistance de petite puissance est écrite sur le composant, de manière codée. On utilise le codage de valeurs sur 4 et parfois sur 5 traits de couleur. Le dernier trait symbolise la précision, aussi appelée tolérance ; la plus répandue est la précision à 5% représentée par un trait de couleur or (un trait argent représente 10%). Une résistance de 100Ω avec une tolérance de 5% indique que

$$95 \Omega < R < 105 \Omega$$

Les traits situés à gauche du trait de tolérance représentent la valeur exprimée au format : $M \times 10^E$

ou M – la valeur sur deux ou trois positions décimales (deux ou trois premiers traits de couleur commentant de gauche)

E – puissance de « 10 » formant le multiplicateur, unité de base étant le Ω (troisième ou quatrième trait de gauche)

Chaque trait peut prendre 10 couleurs différentes comme montre le tableau ci-dessous.

Exemple :

Marron Orange Jaune Or

1 3 4 = $13 \cdot 10^4 \Omega = 13 \cdot 10\ 000 \Omega = 130\ \text{k} \Omega$, tolerance 5%

1.1.2. Condensateurs

De part les procédés de fabrication, il existe différents types de condensateurs.

L'élément important qui régie la durée de vie d'un condensateur, c'est la tension maximale qu'il peut supporter, appelée tension de claquage. Elle est écrite en toutes lettres sur certains condensateurs.

Pour des valeurs faibles et de précision, on utilise des condensateurs de type céramique. Leur tension de claquage est de l'ordre d'une centaine de Volts. La valeur de la capacité est écrite sur le composant en pico Farad, de la manière suivante:

52E4 $\Rightarrow 52 \cdot 10^4\ \text{pF} = 520 \cdot 10^3\ \text{pF} = 520\ \text{nF}$

On trouve aussi l'écriture

5n3=5,3 nF

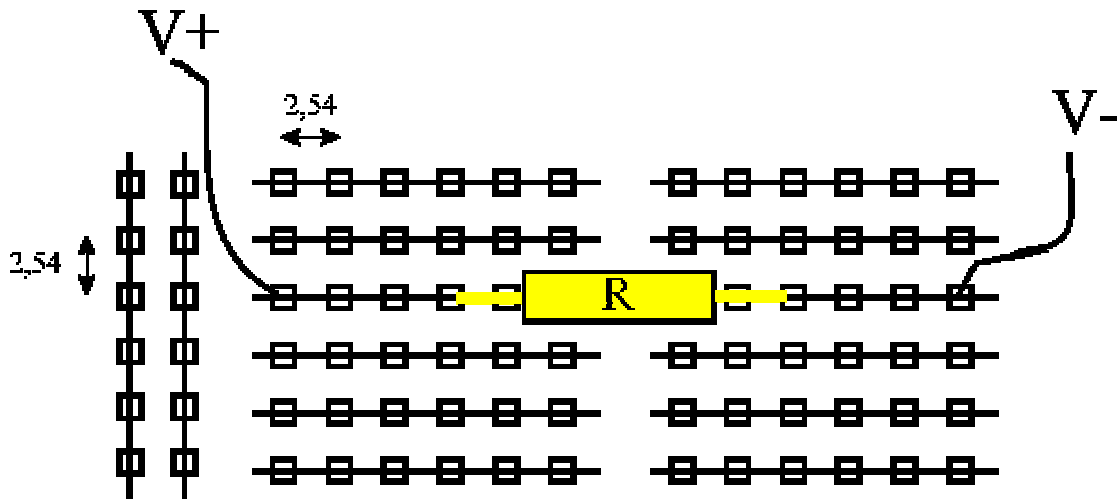
Pour des capacités plus importantes, on utilise des condensateurs de type électrolytique aluminium, la tension de claquage et la capacité sont affichées clairement sur le composant. *Attention ces composants sont polarisés, ne pas les brancher à l'envers.*

Pour des condensateurs marqués par le code des couleurs, le fonctionnement est le même que pour les résistances, l'unité de base étant le pico Farad.

1.1.3. Plaquette d'expérimentation

Réaliser un circuit imprimé est long et coûteux, ce n'est donc pas possible en travaux pratiques. Cependant, on peut tout de même concevoir un montage et vérifier son fonctionnement. On utilise alors une plaque d'expérimentation (couramment appelée plaque 'lab-deck') sur laquelle on réalise le circuit. Cette plaque est composée de plots de connexion, séparés de 2,54 mm (1/10 de pouce) et reliés entre eux de différentes manières. On peut ainsi insérer les composants et les fils de liaison.

Exemple de réalisation :



1.2. Les instruments de mesure

Lorsque l'on effectue une mesure dans un circuit, on perturbe son fonctionnement par les appareils qu'on introduit. On cherche donc à avoir des appareils qui perturbent le moins possible, mais aussi la disposition de ces appareils qui occasionne la perturbation la plus faible.

1.2.1. Voltmètre

C'est un instrument qui mesure une différence de potentiel entre deux points. Il doit donc être branché en parallèle entre ces deux points pour être soumis à la même tension.

Ce faisant, le voltmètre prélève une partie du courant circulant dans l'élément mesuré, on comprend donc que ce courant prélevé doit être le plus faible possible, donc la résistance interne du voltmètre grande.

Un voltmètre est d'autant plus performant que sa résistance interne est grande.

1.2.2. Ampèremètre

Cet appareil mesure le courant traversant un composant, il doit donc être monté en série avec celui-ci. Mais on rajoute ainsi une résistance dans le circuit, elle doit donc être la plus faible possible.

Un ampèremètre est d'autant plus performant que sa résistance est faible.

1.2.3. Ohmmètre

Cet appareil de mesure constitue une faible source de courant qui traversant un composant, produit une chute de tension à ses bornes. Les deux valeurs –courant et chute de tension liées par la loi d'Ohm déterminent la résistance mesurée.

L'ohmmètre se connecte aux composants à mesurer de sorte à créer le circuit fermé. Il faut donc déconnecter le composant de toute autre source d'alimentation.

Avec l'ohmmètre on peut aussi détecter la présence d'une jonction semi-conductrice P-N. Dans ce cas-là il faut réaliser la mesure de la résistance du composant dans deux cas du branchement possible (sans et avec la permutation des bornes). Une extrémité d'ohmmètre est toujours marquée positive et l'autre – négative. La résistance plus faible indique, que la jonction est parcourue par le courant générée par l'appareil en sens DIRECT.

1.3. Les mesures

Le principe de fonctionnement de ces appareils est le suivant, le courant (ou la tension) crée une force de Laplace qui dévie une aiguille. Ce type d'appareil a été utilisé historiquement en premier, mais on utilise à l'heure actuelle des appareils dits numériques, dont les performances sont largement plus grandes. De plus, ils peuvent combiner plusieurs fonctions, voltmètre, ampèremètre, ohmmètre...

Il existe deux sortes d'appareils, ceux qui donnent la valeur moyenne de ce qu'ils mesure (I,V...), et ceux qui en donne la valeur efficace.

La valeur moyenne est significative pour toute grandeur de tension et de courant continu.

La valeur efficace sert à exprimer les grandeurs des tensions et des courants alternatifs.

Sur les appareils numérique:

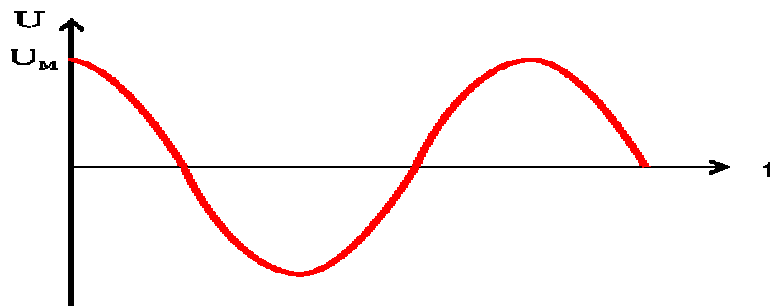
- le mode de mesure en valeur moyenne est appelé **DC** représenté par -----
- le mode de mesure en valeur efficace est appelé **AC** représenté par ~

1.4. L'oscilloscope

Un oscilloscope est un appareil qui permet de visualiser un signal dans le temps, de faire des mesures en temps et aussi en amplitude.

L'oscilloscope ne peut mesurer que des tensions, il doit donc toujours être placé en parallèle de la tension à observer.

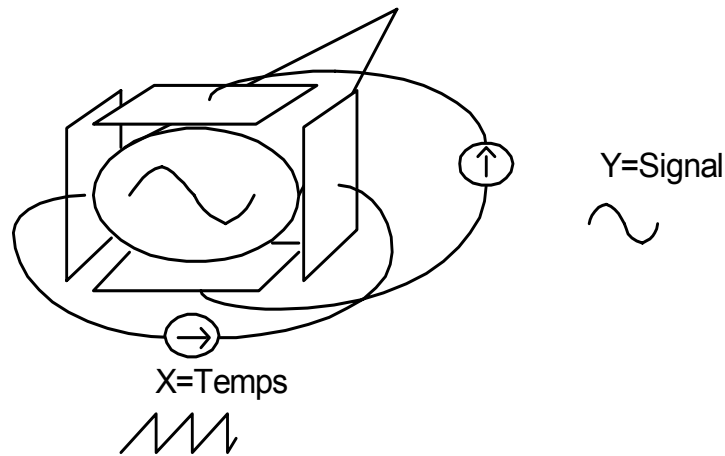
Si une tension est de forme $u(t) = U_m \cdot \cos(\omega t)$, l'appareil nous permet de voir sur son écran:



L'écran devient alors un repère cartésien :

- sur l'axe des abscisses se trouve **le temps**,
- sur celui des ordonnées se trouve **l'amplitude**.

Cet appareil est constitué d'un tube cathodique, d'un système de déflexion horizontal, d'un système de déflexion vertical, et d'un système de déclenchement (non représenté).



En abscisse X, c'est la base de temps qui définit les unités (secondes/division)

En ordonnée Y, c'est un signal proportionnel à la tension mesurée qui est affiché, on choisit l'échelle avec un bouton qui définit les graduations en Volts/division.

Pour que l'appareil puisse afficher un signal, il faut lui définir un niveau de tension pour la tension d'entrée à partir duquel il va commencer l'affichage, c'est le TRIGGER LEVEL (niveau de déclenchement).

L'appareil peut afficher le signal de deux manières différentes.

- une manière dite DC (Direct Current), le signal est affiché tel qu'il est
- une manière dite AC (Alternative Current), le signal est affiché amputé de sa valeur moyenne. (la visualisation n'est donc plus la vraie ! !)

Sauf cas particulier, on utilise toujours un oscilloscope en mode DC

Un oscilloscope peut afficher deux signaux en même temps.

Pour être exploité correctement, un signal doit toujours occuper la plus grande place possible sur l'écran, aussi bien horizontalement que verticalement.

1.5. Travail à effectuer

1.5.1. L'oscilloscope

Réglez un signal continu de valeur 3 Volts avec le générateur, visualisez le à l'oscilloscope. Que se passe-t-il si vous changez la base de temps? Et le calibre vertical ? Représenter l'écran de l'oscilloscope avec le papier pré-imprimé.

Réglez un signal sinusoïdal de valeur efficace 1 V à l'aide du voltmètre. Visualisez le à l'oscilloscope, quel est la valeur de la tension maximale? Est ce un résultat normal, si oui pourquoi?

Représenter l'affichage de l'oscilloscope lorsque vous changez la base de temps.

A l'aide de l'oscilloscope, réglez une sinusoïde d'amplitude maximale 1 V. Mesurez la valeur efficace, est ce une valeur normale?

Réalisez un signal sinusoïdal avec une composante continue. Que se passe-t-il lorsque vous passez en mode DC. Et en mode AC? Faites de même avec une tension carrée.

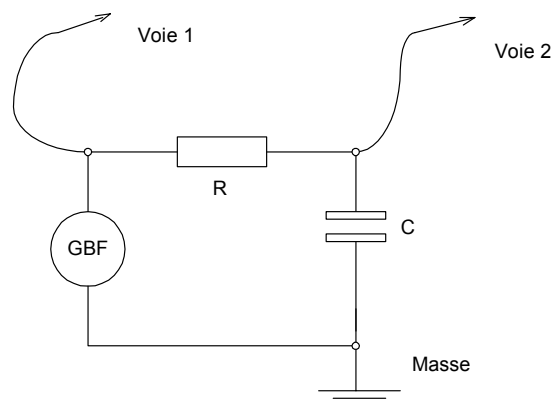
Avec un signal sinusoïdal de fréquence 1 kHz, quelle base de temps faut-il utiliser pour voir 2 périodes du signal? Et pour 5 périodes?

Avec un signal sinusoïdal de fréquence 1,5 kHz, quelle base de temps faut-il utiliser pour voir 3 périodes du signal?

1.5.2. Oscilloscope avec 2 signaux

a) Avec un circuit

Réalisez le circuit de déphaseur passif suivant, avec $R=1\text{ k}\Omega$, $C=330\text{ nF}$ et le générateur de signal de basse fréquence (GBF) réglé comme suit : $F=1\text{ kHz}$, $U_m=5\text{ V}$.



Qu'observez vous à l'écran de l'oscilloscope lorsque vous affichez deux voies? Que se passe-t-il si vous modifiez la source de déclenchement du TRIGGER LEVEL.

Mesurez aussi le déphasage entre les deux signaux. Comment faites vous? quelle valeur trouvez vous?

b) Avec un GBF

1°) Avec un GBF, branchez le signal sur l'oscilloscope voie 1. Dans le menu **source** sélectionnez la voie 2, que se passe-t-il et pourquoi ?

2°) Remettez la voie 1 en source et jouez avec le bouton **trigger level**. Que se passe-t-il ?

3°) Même question en modifiant dans Mode **auto** et **auto level**

4°) Branchez le signal sur la voie 1 et sans synchroniser sur la voie 1, trouvez un moyen de rendre l'affichage correct.

5°) Avec le GBF envoyez un signal carré et changez la pente de déclenchement **slope coupling** que se passe-t-il ?

6°) Prenez une sonde d'oscilloscope et vérifiez son rapport, comment peut-on en tenir compte avec l'oscilloscope ? Vérifiez le calibration de la sonde et observez un signal sur la platine labdeck.

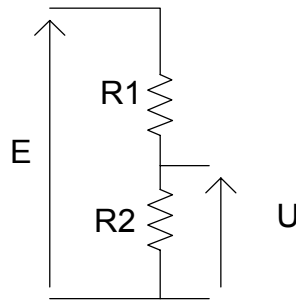
Nota, pour chacune des questions suivantes, comment connaissez-vous l'option choisie en regardant l'affichage de l'oscilloscope ?

2. TP N°2

Théorèmes fondamentaux/Circuits RC

2.1. Théorèmes fondamentaux

Pour le montage suivant, donner l'expression théorique de la tension U , et calculer sa valeur sachant que $R_1 = 2 \text{ M}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$, et $E = 15 \text{ V}$.



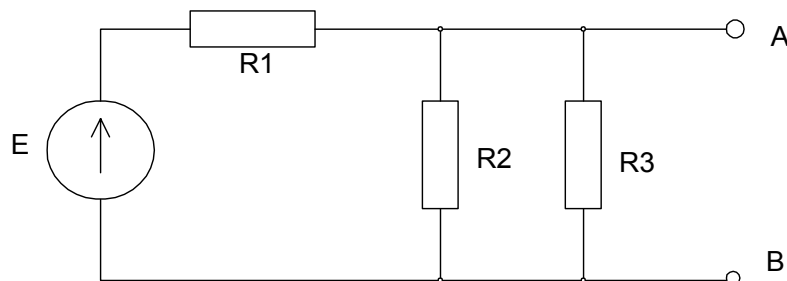
Réaliser le montage ci-dessus et l'alimenter par l'alimentation stabilisée. A l'aide du voltmètre, mesurer E et U . Que constatez vous par rapport aux tensions calculées? D'où peut provenir la différence?

En utilisant le GBF et l'oscilloscope, régler un signal sinusoïdal de 10 Volts maximal, à 1 kHz. Remplacer l'alimentation stabilisée par le GBF. Utiliser les deux voies de l'oscilloscope pour visualiser E et U . Expliquer comment vous branchez l'oscilloscope. On mettra E sur la voie 1 et U sur la voie 2. Que doit on observer? Est-ce le cas? Relever le diagramme de l'oscilloscope.

Recommencez les mêmes questions avec $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$.

2.2 Générateur de Thévenin

Calculer le générateur de Thévenin équivalent au circuit suivant vu des points A et B.



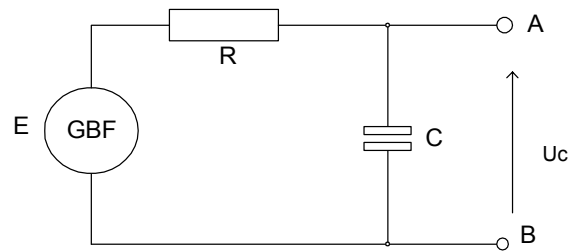
$E = 15 \text{ V}$, $R_1 = R_2 = R_3 = 10 \text{ k}\Omega$ E est l'alimentation stabilisée.

Comment procédez vous pour mesurer la tension et la résistance de Thévenin de ce montage? Les valeurs mesurées sont elles correctes par rapport aux valeurs calculées?

2.3 Circuit en régime transitoire

Dans cette partie du TP, on étudie les régimes transitoires des circuits. Ces régimes étant par définition très courts, le circuit atteint son régime permanent en très peu de temps. On soumet alors ce circuit à un échelon de tension de manière répétitive, d'une valeur alternativement positive puis négative. On utilise donc un signal de type carré. On peut alors observer le phénomène à l'oscilloscope.

Soit le circuit suivant



Le générateur basses fréquences est à régler en signaux carrés ± 5 V, à une fréquence de 1 kHz.

Quelle base de temps faut-il utiliser pour visualiser le signal de la manière la plus exploitable? Relever le diagramme d'évolution de la tension $u_c(t)$ aux bornes du condensateur.

Sachant que $R = 10$ k Ω et $C = 22$ nF, calculer la constante de temps du circuit suivant. Mesurer cette constante à l'aide du tracé. Comparer les deux valeurs, d'où peut venir la différence.

Mesurer le $t_{5\%}$ sur l'oscilloscope. Sachant que $t_{5\%} = 3\tau$, calculer le temps $t_{5\%}$.

Relever le diagramme, et déterminer la constante de temps ainsi que le temps de réponse à 5%.

Visualiser le courant circulant dans le circuit (réfléchir au montage de mesure à réaliser).

3 TP N°3

Diode P-N

Le but de ce TP est de valider la loi $I_D=f(V_D)$ pour une diode à jonction P-N et de voir une application possible des diodes.

3.1 Préparation

On rappelle l'équation du courant dans une diode à jonction

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{e}{kT} V_D} - 1 \right)$$

I_S est le courant inverse de saturation de la diode (déterminé théoriquement)

e charge de l'électron

k constante de Boltzmann $k=1,38.10^{-23}$ J/°K

T température en Kelvin $0^\circ\text{K}=-273,15^\circ\text{C}$

$$\Rightarrow \frac{kT}{e} = 25,9 \text{ mV à } 25^\circ\text{C}$$

On prendra $I_S=100$ nA. Tracer alors la courbe pour $I_D < 100$ mA. Quelles sont les échelles les mieux adaptées?

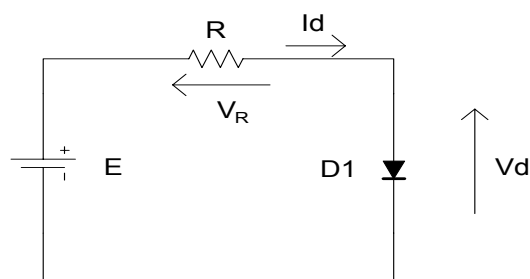
Montrer que la résistance dynamique directe de la diode :

$$r_d = \frac{dV_D}{dI_D}$$

est inversement proportionnelle au courant qui traverse la diode.

Prévoir un montage permettant de mesurer la caractéristique directe de la diode, et un autre permettant de relever la caractéristique inverse.

On donne le montage suivant:



E est un générateur de tension continue.

Calculer la valeur de la résistance R pour que le courant dans la diode soit de 10 mA lorsque $E=+5V$.

3.2 Manipulation

3.2.1 Vérification d'une diode:

3.2.1.1 À l'aide d'un multimètre:

La fonction "test de diode", que l'on trouve représentée par le symbole d'une diode autour du sélecteur, permet de faire une lecture précise de la tension chutée en direct par les diodes et les jonctions de transistor. Une source de courant constant force un faible courant à passer au travers du semi-conducteur sous test. Ceci produit comme résultat à l'affichage la valeur de la tension chutée par celui-ci.

Voici la procédure à utiliser pour examiner le fonctionnement d'une diode.

- 1 - Brancher les sondes entre V- Ω (rouge) et COM (noire).
- 2 - Placer le sélecteur sur le symbole de teste de diode.
- 3 - Brancher les sondes au composant (ici une diode).
- 4 - Faire la lecture de la tension chutée en direct par la diode. Si l'affichage indique le dépassement de capacité, inverser les connections. La disposition des sondes, lorsque l'affichage indique une tension entre 500mV et 900mV indique l'orientation de la diode. La sonde rouge indique l'anode et la noire la cathode. Si l'affichage indique le dépassement de capacité, peu importe le sens des connections, la jonction est un circuit ouvert.

Faites la vérification des diodes indiquées dans le tableau suivant en indiquant la tension chutée par la jonction.

Type de diode	Lecture en direct en V	Lecture en inverse
1N4004		
1N4733		

3.2.1.2 À l'aide d'un oscilloscope (régime dynamique).

Il est possible, à l'oscilloscope, de visualiser la courbe caractéristique d'une diode. Pour ce faire, nous allons l'utiliser en mode X-Y. Examinez la

Figure 1-1.

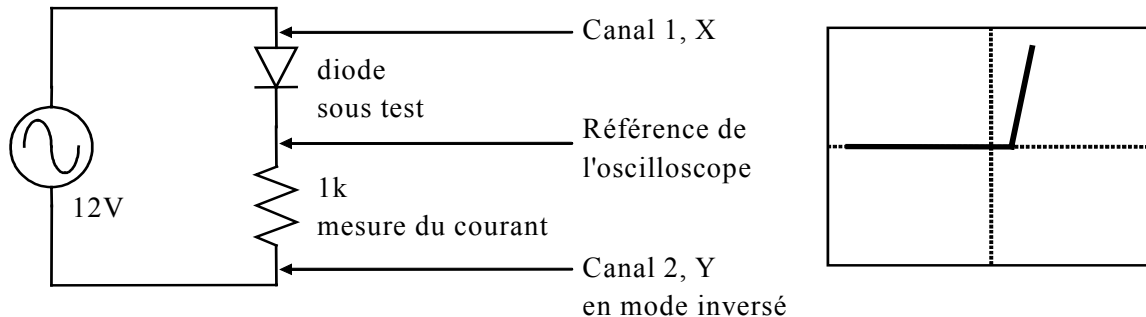


Figure 1-1: Traçage de la courbe d'une diode à l'écran de l'oscilloscope¹

Le signal aux bornes de la diode fait déplacer la trace sur l'écran de l'oscilloscope dans le sens horizontal, proportionnellement à la tension à ses bornes. Le signal aux bornes de la résistance est proportionnel au courant traversant la diode et fait déplacer la trace sur l'écran de l'oscilloscope dans le sens vertical proportionnellement à la tension aux bornes de la résistance.

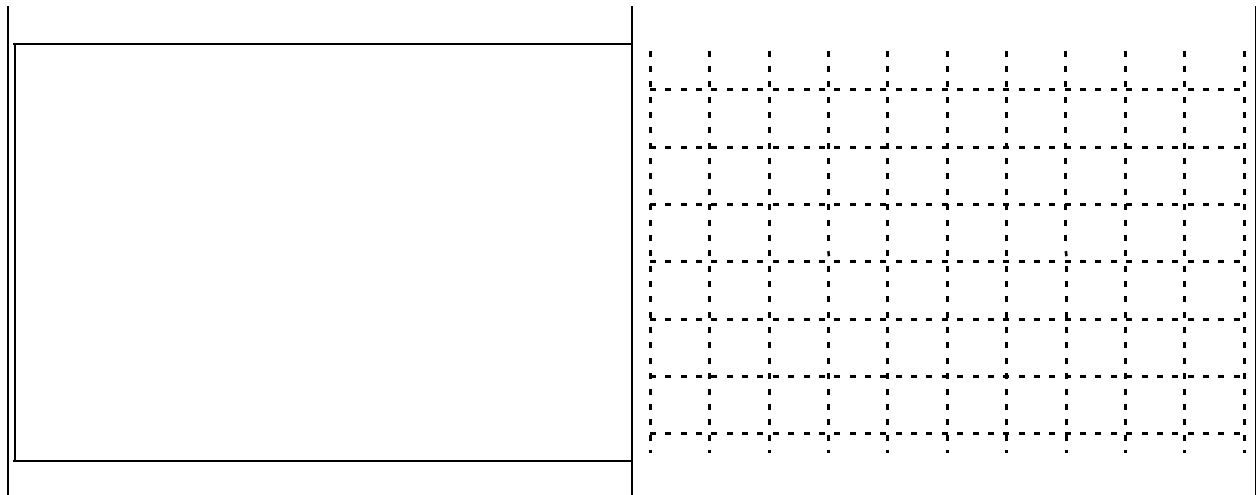
Voici la procédure à utiliser:

- Mettre le sélecteur de couplage des deux canaux en position GND.
- Placer l'oscilloscope en mode XY.
- Placer le point du faisceau au centre de l'écran.
- Placer les sélecteurs d'échelle des deux canaux à 5V/div.
- Mettre le sélecteur de couplage des deux canaux en position DC.
- Brancher les sondes au circuit comme indiqué à
- Figure 1-1.

Tracez sur les graphiques suivants la courbe des diodes mentionnées en ayant soin d'indiquer les tensions des "coudes" en direct et en inverse (si cela s'applique).

1N4004	1N4733A
--------	---------

¹ ATTENTION, il se peut que le branchement de la référence de votre oscilloscope vous empêche de réaliser cette étape. Le cas échéant, vous devrez utiliser des transformateurs d'isolation.



Effectuer le relevé de la caractéristique directe de la diode $I_D=f(V_D)$.

Tracer la courbe $\ln(I_D)=f(V_D)$. Quelle est la pente de cette courbe. Mesurer la et comparer avec la valeur donnée.

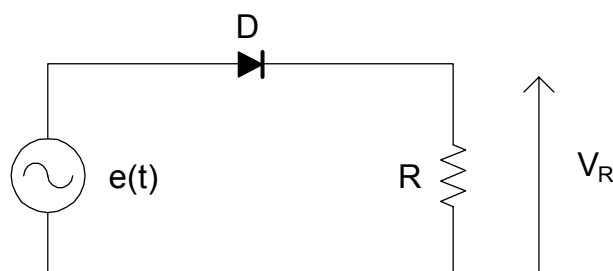
Tracer $I_D=f(V_D)$, le tracé est il correct?

En utilisant le générateur équivalent de Thévenin, déterminer graphiquement la valeur de la résistance permettant d'avoir $I_D=1 \text{ mA}$ pour $E=1 \text{ V}$

3.2.2 Applications

3.2.2.1 Circuit redresseur simple alternance

Réaliser le montage suivant:



$$e(t)=E.\sin \omega t$$

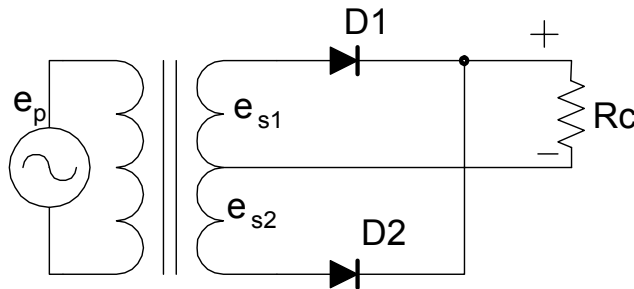
On prendra $R=1 \text{ k}\Omega$.

Relever l'allure de la tension aux bornes de la résistance et celle délivrée par le générateur.

Comment fonctionne le montage, quelle est alors la fonction réalisée?

3.2.2.2 Circuits redresseurs double alternance

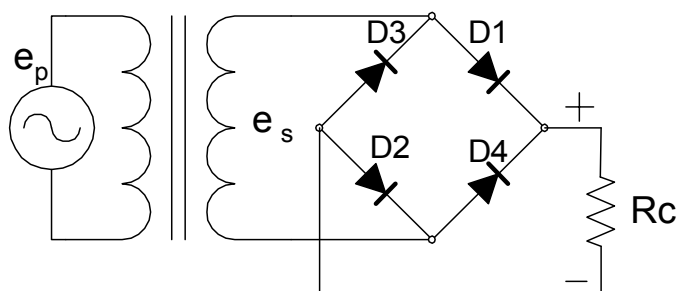
3.2.2.2.1 Circuit à prise médiane



Réaliser le montage et dessiner les formes d'ondes présentes aux bornes de la résistance de charge R_c , e_{s1} , e_{s2} et des diodes alignées avec e_{s1} .
En utilisant les instruments adéquats et en prenant les mesures appropriées, remplir le tableau

e_s crête:	
U_{Rc} crête:	
U_{Rc} moyen:	
fréquence du signal aux bornes de R_c :	
PIV de la diode:	

3.2.2.2.2 Circuit à pont de Gretz

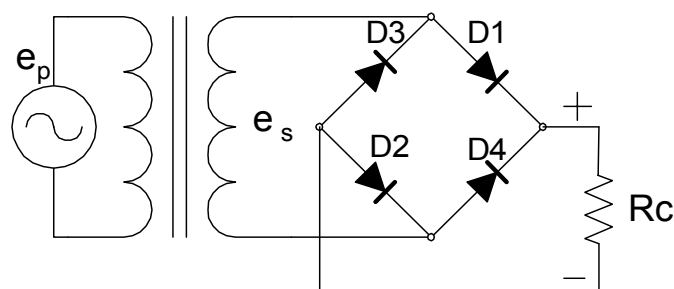


Réaliser le montage et dessiner la forme d'onde présente aux bornes de la résistance de charge R_c alignée avec e_s .

En utilisant les instruments adéquats et en prenant les mesures appropriées, remplir le tableau.

es crête:	
URc crête:	
URc moyen:	
fréquence du signal aux bornes de Rc:	
PIV de la diode:	

3.2.2.2.3 Circuit à pont de Gretz avec filtrage



Réalisez le circuit et prenez les mesures nécessaires de sorte à compléter le tableau

Mesures	Résultats	Appareil utilisé
es crête		
PIV de D1		
U max aux bornes de Rc		
er aux bornes de Rc		
URc moyen		
% de ronflement		-----
fréquence du ronflement		

Est-ce que ce circuit donne des résultats meilleurs que ceux du circuit précédent?
Expliquez.

4 TP N° 4 Diode Zéner

Le but de ce TP est de valider la loi $I_D=f(V_D)$ pour une diode Zéner.

4.1 *Mode direct*

Déterminer un montage de mesure permettant de mesurer la caractéristique directe d'une diode Zéner. On utilisera un générateur de tension continue variable. Sachant que la tension de seuil de la diode est de 0,7 V calculer la valeur de la résistance pour que le courant soit de 10 mA lorsque la tension est de +15 V.

Relever alors la caractéristique directe de la diode pour V_D variant de 0 à 5V.

4.2 *Mode inverse*

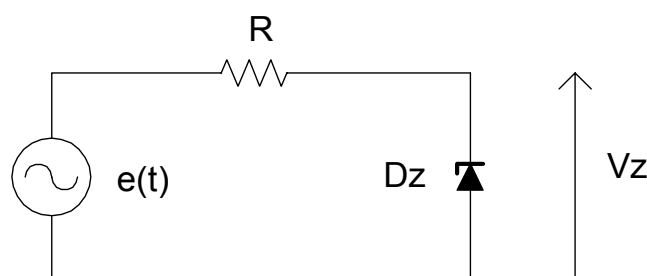
Déterminer un montage de mesure permettant de mesurer la caractéristique inverse d'une diode Zéner. On utilisera un générateur de tension continue variable. Sachant que la tension de seuil de la diode est de 5,1 V calculer la valeur de la résistance pour que le courant soit de 10 mA lorsque la tension est de +15 V.

Relever alors la caractéristique inverse de la diode pour V_D variant de 0 à 15V.

4.3 *Applications*

4.3.1 *Tension constante avec une diode*

On étudie le montage suivant:



$$R = 10 \text{ k}\Omega$$

$e(t)$ est un générateur de tension sinusoïdale.

Préciser le fonctionnement de ce montage selon la valeur maximale de $e(t)$.

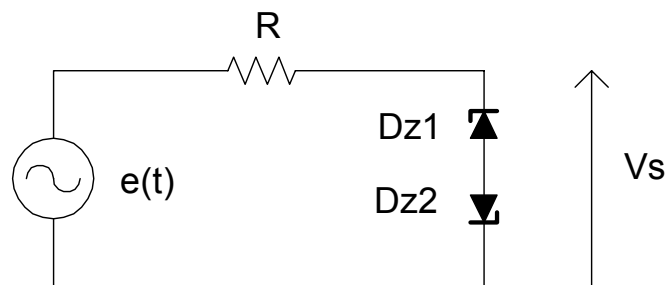
Comment évoluent $e(t)$ et V_z si $E_{\max} < 5 \text{ V}$?

Quelle est l'allure des courbes de E et V_Z pour $E_{max}=5V$? E_{max} vaut maintenant $+10 V$.
Quelle est l'allure des courbes de E et V_Z ?
Quelle est la valeur de E pour laquelle il y a écrêtage?

On prendra une résistance $R=10 k\Omega$

4.3.2 Stabilisation avec deux diodes

On étudie le montage suivant:



$e(t)$ est un générateur de tension sinusoïdale.

Expliquer le fonctionnement du montage.

Quelle est l'allure des courbes de E et V_S ?

Comment évoluent $e(t)$ et V_S si $E_{max} < 5 V$? E_{max} vaut maintenant $+10 V$.

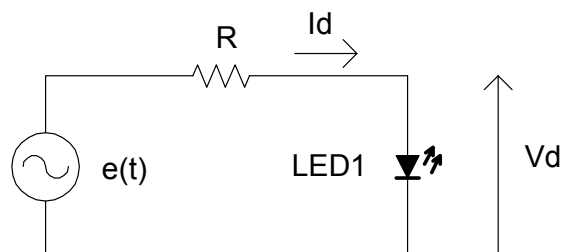
Quelle est l'allure des courbes de E et V_S ?

Quelle est la valeur de E pour laquelle il y a écrêtage?

4.3.3 Diode électroluminescente

La source $e(t)$ est un générateur de tension sinusoïdale, de valeur maximale $5V$. Déterminer la valeur de la résistance R pour que le courant I_d de diode soit limité à $10 mA$.

Réaliser le montage et choisir une fréquence de $e(t)$ à quelques dizaines de Hertz.



5 TP N°5 Transistor bipolaire

Le but de ce TP est de vous familiariser avec le transistor.

5.1 Paramètres du transistor

Relever dans la documentation fournie, les principales caractéristiques du transistor utilisé, le 2N2222 :

le type de transistor

I_{cmax} le courant collecteur maximum

V_{cemax} la tension collecteur émetteur max que peut supporter le transistor

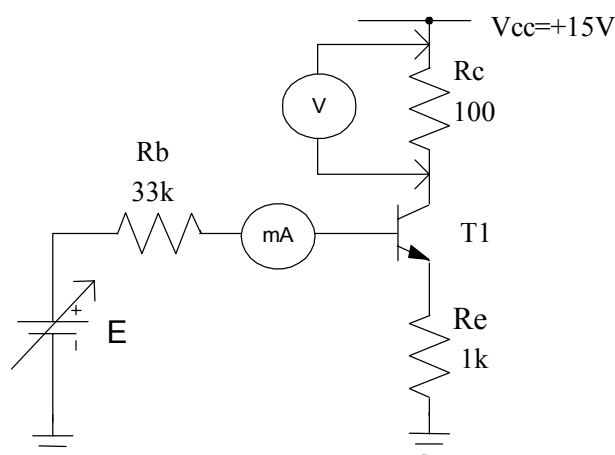
P_{max} , la puissance maximale

le gain en courant (sous quelles conditions)

le brochage (on donnera en particulier le nom de la broche qui est reliée au boîtier)

A l'aide d'un ohmmètre, expliquez comment vous pouvez vérifier le type du transistor (NPN ou PNP).

5.2 Mesure du gain en courant



E est un générateur de tension continue de valeur variable, E maximale est fixée à 10 V
 $R_b=33\text{ k}\Omega$, $R_e=1\text{ k}\Omega$, $R_c=100\text{ }\Omega$ $V_{cc}=15\text{ V}$

~*~*~

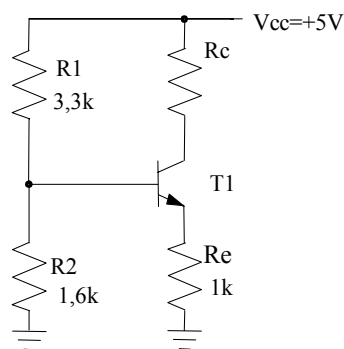
On mesurera I_b avec un milliampèremètre, et on aura l'image de I_c grâce à un voltmètre car $I_c = V_{Rc}/100$ Expliquer le montage à utiliser. Quelle est la valeur de I_{cmax} ?

Effectuer le relevé de la courbe $I_c=f(I_b)$. Quelle est la pente de cette droite ? Comparer avec le résultat des autres binômes, que remarquez vous ?

5.3 Polarisation, point de fonctionnement

Déterminez le point de polarisation du montage comme ci-dessous dans les deux cas suivants : - $R_c = 2 \text{ k}\Omega$, - $R_c = 1 \text{ k}\Omega$

$V_{cc}=5 \text{ V}$ transistor 2N1711

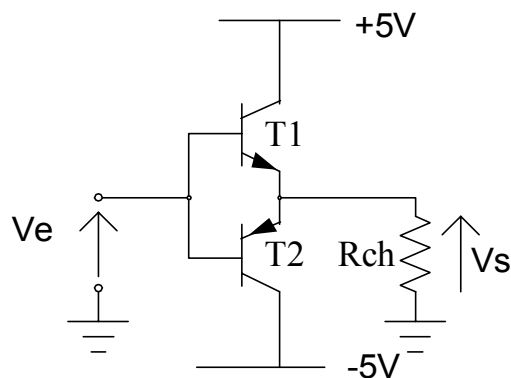


Proposez une méthode permettant de mesurer le gain en courant β de votre transistor.

Calculez alors la valeur de la tension V_c et V_e . Faites la mesure, que constatez vous ?

5.3.1 Amplificateur de classe B

Soit le montage suivant :



On utilisera $V_{cc}= 5\text{V}$, $R_{ch} = 47 \Omega - 1 \text{ W}$, $T1 : 2\text{N}1711$, $T2 : 2\text{N}2905$

V_e est un signal sinusoïdal de fréquence 1kHz.

Lorsque vous n'effectuez pas de mesures, coupez l'alimentation de votre montage

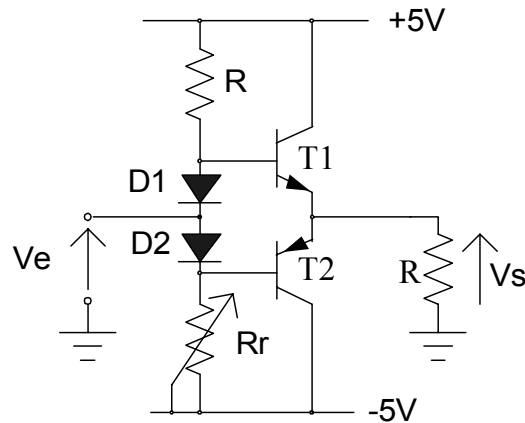
- 1°) V_e est d'amplitude inférieure à 5V

Relevez, sur un même graphe, l'allure de la tension aux bornes de la charge et de la tension $V_e(t)$. Que voit-on ? Représentez aussi la tension V_{ce} du transistor T1.

- 2°) V_e est d'amplitude légèrement supérieure à 5 V.

Mêmes questions que précédemment. Quel phénomène supplémentaire apparaît alors dans ce cas de figure ?

5.3.2 Amplificateur en classe AB

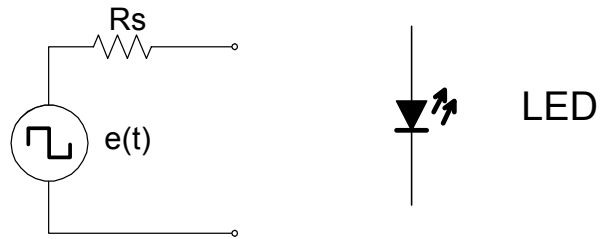


R est une résistance de $5,6 \text{ k}\Omega$, R_r un potentiomètre de $10 \text{ k}\Omega$, les diodes sont des 1N4148

- 1°) $V_e=0 \text{ V}$ quelle est la valeur de R_r qui donne une sortie égale à 0V ? Est-ce normal ?
- 2°) V_e est d'amplitude inférieure à 5 V . Visualisez V_s et V_e , que constatez vous par rapport au cas précédent. Quel est alors le rôle des diodes et des résistances R et R_r ?
- 3°) V_e est d'amplitude légèrement supérieure à 5V . Visualisez V_s , que se passe-t-il ?
- 4°) Laissez votre montage sous tension un certain temps, que se passe-t-il ? A quoi cela est-il dû ?

5.4 Une application du transistor

On dispose d'une source de commande ayant le schéma de Thévenin suivant :



- source de tension carrée $e(t)$ de 0-10 V
- résistance équivalente R_s de 33 k Ω .

On désire allumer une diode électroluminescente avec un courant de 30 mA.
Est-ce possible sans utiliser un transistor ? (on prendra une tension de seuil de 1 V pour la diode).

Proposer une solution simple utilisant un transistor et une ou plusieurs résistances.

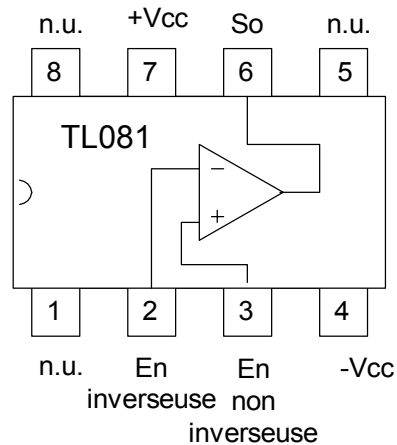
Réaliser les deux montages.

Quelles sont vos conclusions sur une utilisation possible du transistor ?

6 TP N° 6 Amplificateur Opérationnel parfait

6.1 Introduction

Le circuit utilisé est le TL 081, son schéma est le suivant :



Les sorties marquées N.U. sont non utilisées dans ce TP.

La patte N°=1 est repérée par un ergot dans le boîtier.

Pour toutes les manipulations on utilisera $V_{cc} = +15\text{ V}$ fournit par l'alimentation stabilisée.

La tension d'entrée V_e est un signal sinusoïdal de valeur maximale 10 V et de fréquence 1 kHz.

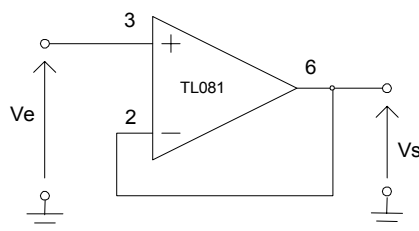
6.2 Préparation

Elle consiste à réaliser l'étude des différents montages proposés et à réaliser les applications numériques.

6.3 Manipulation

6.3.1 Suiveur

Soit le schéma suivant :



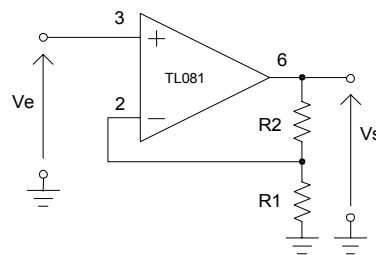
Quelle est la valeur de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée.

Pourquoi appelle-t-on ce montage suiveur ?

Quelle peut être son application ?

En utilisant la fonction XY de l'oscilloscope, visualiser la caractéristique $V_s=f(V_e)$ de ce montage. On représentera sur un même schéma, la tension d'entrée et la tension de sortie. On représentera aussi la caractéristique $Y_s = f(V_e)$ dans le compte rendu.

6.3.2 Amplificateur non inverseur



$$R_1 = 1 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 1 \text{ k}\Omega$$

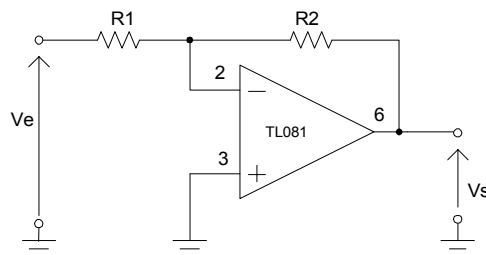
V_e est un signal sinusoïdal d'amplitude maximale 5 V.

Relever sur un même graphe V_e et V_s .

V_e est maintenant le signal sinusoïdal d'amplitude 10 V. Quel phénomène voit on apparaître ?

Relever alors V_s et V_e ainsi que la caractéristique de ce montage avec le phénomène observé.

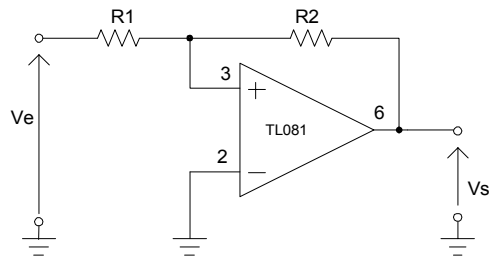
6.3.3 Amplificateur inverseur



$$R_1 = 1 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 2 \text{ k}\Omega$$

Mêmes questions que pour 6.3.2

6.3.4 Comparateur à hystérésis



$$R_1 = 1 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 2 \text{ k}\Omega$$

Relever la caractéristique $V_s=f(V_e)$. A quoi peut servir un tel montage ?

7 TP N° 7

Amplificateur Opérationnel réel

7.1 Préparation

Le TL 081 est un amplificateur opérationnel. Lors de la séance précédente, nous avons considéré que ce composant était parfait, à savoir :

la résistance d'entrée est infinie ($i_+ = i_- = 0$ A)

l'amplificateur fonctionne de la même manière quelle que soit la fréquence

si l'entrée est nulle, la sortie est nulle.

En pratique ces spécifications ne peuvent bien sûr pas être réalisées. Il est donc nécessaire d'avoir un ordre de grandeur des valeurs que présente cet amplificateur.

En utilisant la documentation fournie, préciser le brochage et le rôle de chaque broche.

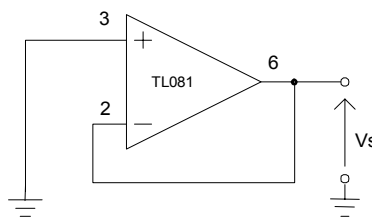
De même, donner la valeur des différents paramètres suivants, ainsi que les conditions qui ont permis de les mesurer :

- la puissance maximale
- les courants d'entrée
- la résistance d'entrée
- le courant d'alimentation
- la tension de décalage en entrée
- la plage de température d'utilisation
- la valeur du slew rate

7.2 Tension résiduelle d'entrée

On souhaite que lorsque le signal d'entrée de l'amplificateur est nul, la sortie soit aussi nulle.

On réalise alors le montage suivant :



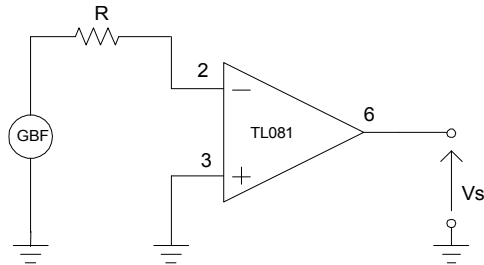
Si l'amplificateur était parfait, quelle devrait être la valeur de V_s ? Faites la mesure, quelle valeur trouvez vous ? Cette valeur est appelée la tension résiduelle d'entrée, ou tension de décalage (en anglais *offset voltage*).

En utilisant le schéma proposé par le fabricant, compensez alors cette tension. Expliquez la manière de procéder.

7.3 Temps de montée

Ce temps est appelé slew rate en anglais.

Pour le mesurer on réalise le montage suivant dans lequel R vaut $1\text{ k}\Omega$.



A quoi sert la résistance R. ?

Effectuez la mesure et précisez comment vous procédez ?

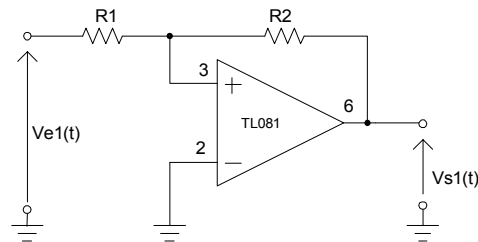
On considère que le comparateur ne fonctionne plus correctement lorsque le signal de sortie n'est plus carré. Pour quelle fréquence ce phénomène se produit-il ?

De tous les paramètres mesurés, lequel vous paraît le plus limiter le fonctionnement de l'amplificateur ?

8 TP N° 8 Générateurs de signaux

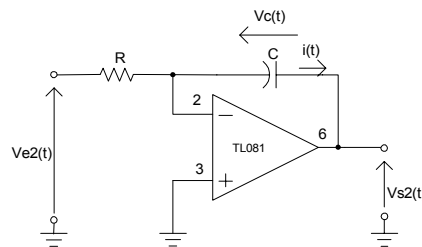
8.1 Préparation

8.1.1 Etudier le montage suivant :



Nomez la fonction qui réalise le montage.

8.1.2 Etudier le montage suivant :



Nomez la fonction qui réalise le montage.

8.2 Mise en cascade

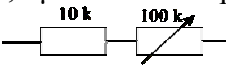
On réalise l'association des deux schémas précédents de la manière à ce que la sortie de l'un se connecte à l'entrée de l'autre et vice versa.

Expliquez qualitativement quel va être le fonctionnement de l'ensemble du dispositif.

De quel type sont les signaux en V_{s2} , et en V_{s1} ?

Relevez la période des oscillations.

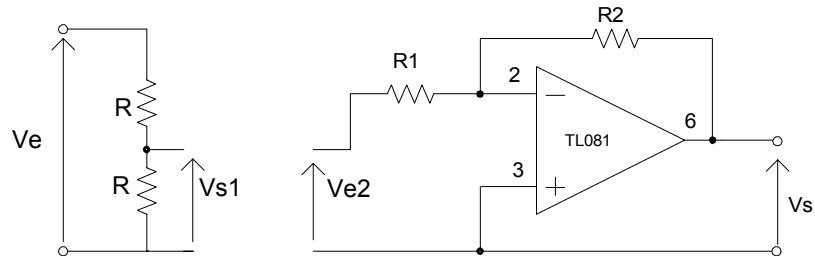
On prendra $R_1 = 1\text{ k}\Omega$ $R_2 = 2,2\text{ k}\Omega$, $C = 0,1\text{ }\mu\text{F}$. R est composée d'une résistance de $10\text{ k}\Omega$ en

série avec un potentiomètre de $100\text{ k}\Omega$ 

Entre quelle valeur maximale et minimale peut varier la fréquence ? Réaliser le montage, relever V_{s1} et V_{s2} pour f_{\min} et f_{\max} . Qu'a-t-on réalisé comme montage ?

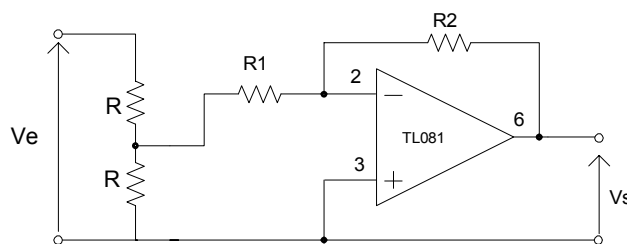
8.3 Etages en cascade

Soient les deux montages suivants avec $R=100\text{ k}\Omega$, $R_1=1\text{ k}\Omega$ $R_2=2\text{ k}\Omega$ quelle est la fonction de transfert réalisée dans chaque cas ?



On associe les deux montages, V_e est un signal sinusoïdal. Quelle doit être la fonction de transfert théorique réalisée ?

Faites la manipulation. Qu'observez vous ? Que s'est il passé, et comment peut on y remédier?



9 TP N° 9 Horloges NE 555

9.1 *Préparation*

A l'aide de la documentation fournie par le formateur expliquez quel type de composant est le NE 555. Quels types de signaux peut-il fournir, et dans quels modes peut-il fonctionner ?

Donnez, de plus, les valeurs des tensions d'alimentation, des tensions de commande, ainsi que le courant de sortie. Quelle est la puissance maximale que le circuit peut dissiper et sous quelle conditions ? Vous préciserez à quoi sert la broche 4 (Reset) et quelle doit être la valeur à appliquer pour que le circuit soit fonctionnel.

9.2 *Fonction Monostable*

En vous aidant des schémas fournis par le formateur, proposez un schéma de câblage commandé par un signal externe, permettant de réaliser un signal de même période que le signal de commande, mais de durée fixe 10^{-4} s. On utilisera une résistance $R_A = 1\text{k}\Omega$. Relevez, pour $f=1$ kHz et pour $f=9$ kHz l'allure du signal de commande et du signal généré par le NE 555.

9.3 *Fonction Astable*

En utilisant la documentation, proposez un schéma permettant de réaliser un signal carré de rapport cyclique 1/2, de fréquence 44 kHz. On prendra une capacité $C = 4,7$ nF. Relevez l'allure du signal obtenu.