

SCIENCES SUP

Cours et exercices corrigés

Licence • IUT

INTRODUCTION À L'ÉLECTRONIQUE ANALOGIQUE

Tahar Neffati

DUNOD

INTRODUCTION À L'ÉLECTRONIQUE ANALOGIQUE

Cours et exercices corrigés

Tahar Neffati

Maître de conférences
à l'Université de Cergy-Pontoise et au CNAM

DUNOD

DU MÊME AUTEUR

Électricité générale – Analyse et synthèse des circuits,
Dunod, 2003.

Électronique de A à Z,
Dunod, 2006.

Exercices et problèmes résolus de traitement du signal analogique,
Ellipses, 2004.

Traitement du signal analogique,
Ellipses, 1999.

Illustration de couverture : Digitalvision

Le pictogramme qui figure ci-contre mérite une explication. Son objet est d'alerter le lecteur sur la menace que représente pour l'avenir de l'écrit, particulièrement dans le domaine de l'édition technique et universitaire, le développement massif du photocopillage.

Le Code de la propriété intellectuelle du 1^{er} juillet 1992 interdit en effet expressément la photocopie à usage collectif sans autorisation des ayants droit. Or, cette pratique s'est généralisée dans les établissements

d'enseignement supérieur, provoquant une baisse brutale des achats de livres et de revues, au point que la possibilité même pour

les auteurs de créer des œuvres nouvelles et de les faire éditer correctement est aujourd'hui menacée. Nous rappelons donc que toute reproduction, partielle ou totale, de la présente publication est interdite sans autorisation de l'auteur, de son éditeur ou du

Centre français d'exploitation du droit de copie (CFC, 20, rue des Grands-Augustins, 75006 Paris).



© Dunod, Paris, 2008

ISBN 978-2-10-053956-7

Le Code de la propriété intellectuelle n'autorisant, aux termes de l'article L. 122-5, 2° et 3° a), d'une part, que les « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale ou partielle faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants droit ou ayants cause est illicite » (art. L. 122-4).

Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles L. 335-2 et suivants du Code de la propriété intellectuelle.

Table des matières

CHAPITRE 1 • JONCTION PN – DIODE À JONCTION	1
1.1 Notions de semi-conducteurs	1
1.2 Introduction à la théorie des bandes.....	6
1.3 Conduction dans les semi-conducteurs	9
1.4 La jonction PN.....	11
1.5 Diode à jonction.....	17
1.6 La diode à jonction en petits signaux	20
1.7 Diode Zener.....	23
Exercices	26
CHAPITRE 2 • LES TRANSISTORS	44
2.1 Les transistors bipolaires	44
2.2 Les transistors à effet de champ	60
Exercices	71
CHAPITRE 3 • LES AMPLIFICATEURS	88
3.1 Introduction.....	88
3.2 Classification des amplificateurs	90
3.3 Montages fondamentaux à transistors bipolaires	92
3.4 Étude détaillée d'un émetteur commun.....	99
3.5 Amplificateurs fondamentaux à transistors FET.....	107
3.6 Les différentes classes des amplificateurs.....	111

3.7	Amplificateur différentiel.....	116
	Exercices	120
CHAPITRE 4 • DIODES ET TRANSISTORS EN COMMUTATION.....		139
4.1	Généralités.....	139
4.2	Diode en commutation	140
4.3	Le transistor en commutation	149
	Exercices	159
CHAPITRE 5 • L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL.....		173
5.1	Généralités et structure interne.....	173
5.2	Caractéristiques en continue	177
5.3	Caractéristiques en fonction de la fréquence.....	179
5.4	Principaux montages.....	183
	Exercices	201
CHAPITRE 6 • CIRCUITS INTÉGRÉS ANALOGIQUES		216
6.1	Régulateurs de tensions.....	216
6.2	Les temporisateurs.....	220
6.3	Les Multiplieurs.....	225
6.4	La boucle à verrouillage de phase	228
6.5	Générateurs de fonctions	236
	Exercices	241
INDEX		251

Chapitre 1

Jonction PN – Diode à jonction

1.1 NOTIONS DE SEMI-CONDUCTEURS

L'appellation des matériaux semi-conducteurs provient de leurs conductivités électriques, intermédiaires entre celles des conducteurs et des isolants. Une autre particularité importante, qui sera expliquée plus loin, est que cette conductivité, contrairement aux conducteurs courants, dépend beaucoup de la température et augmente avec celle-ci.

Ordres de grandeur.

Isolant	$\sigma < 10^{-6}$ S/m (S = Siemens, c'est-à-dire Ω^{-1})
Conducteur	$\sigma \approx 10^8$ S/m
Semi-conducteur	$\sigma \approx 0,1$ à 10^{-4} S/m

Les effets non linéaires (détection) associés à l'utilisation des semi-conducteurs ainsi que l'effet transistor furent découverts et utilisés avant que la physique du solide n'ait pu les expliquer.

1.1.1 Historique

L'utilisation de semi-conducteur sous forme cristalline remonte au début du siècle dernier. On constata que la galène (sulfure de plomb polycristallin) jouait le rôle d'une diode lorsqu'on réalisait un contact entre une pointe métallique et un de ses cristaux. Les redresseurs à l'oxyde de cuivre, puis au silicium ont été également utilisés, grâce à leur caractère unidirectionnel.

Vers 1942-1945, on fabrique le premier monocristal de germanium.

L'équipe de la Bell, formée de Shockley, Bardeen et Brattain crée, en 1947, le premier transistor bipolaire à jonctions. En 1952, ce dernier publie la théorie du transistor à effet de champ ; Dacey et Ross réalisent le premier élément en 1953, avec du germanium.

Puis le silicium prend peu à peu l'avantage sur le germanium, grâce à sa gamme de température d'utilisation plus large et son traitement plus facile.

En 1962, à partir de la théorie élaborée deux ans auparavant par Kahng et Attala (Bell), Hofstein et Heiman (RCA) réalisent le premier transistor MOS.

Vers la même époque, en 1959, Texas brevète le circuit intégré et Fairchild, en 1960, met au point le procédé planar. L'ère du circuit intégré est commencée !

1.1.2 Semi-conducteur intrinsèque

a) Introduction

Les corps simples semi-conducteurs sont obtenus dans le groupe IV de la classification périodique des éléments (voir le tableau 1.1). Ce sont le germanium, et surtout le silicium.

Tableau 1.1 Classification périodique de Mendeleiev

	III	IV	V	
	5 B (Bore)	6 C (Carbone)	7 N (Azote)	
	13 Al (Aluminium)	14 Si (Silicium)	15 P (Phosphore)	16 S (Soufre)
30 Zn (Zinc)	31 Ga (Gallium)	32 Ge (Germanium)	33 As (Arsenic)	34 Se (Sélénium)
48 Cd (Cadmium)	49 In (Indium)	50 Sn (Étain)	51 Sb (Antimoine)	

Les corps simples semi-conducteurs ont la caractéristique principale d'être tétra-valent, c'est-à-dire que leur couche extérieure comporte 4 électrons. Ils cristallisent dans le système du carbone (diamant) qui est le système cubique présenté à la figure 1.1. Chaque atome est au centre d'un tétraèdre régulier dont les 4 sommets sont occupés par les atomes voisins les plus proches.

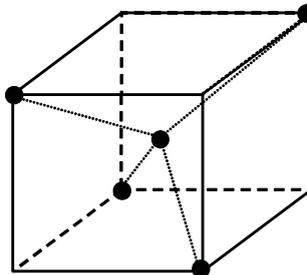


Figure 1.1 Système cubique

Les liaisons entre atomes sont des liaisons de valence, très stables, chaque atome mettant un électron périphérique en commun avec chaque proche voisin. Leur couche périphérique se trouve ainsi complétée à huit électrons, ce qui est une configuration très stable.

Au zéro absolu, il n'y a pas d'agitation thermique et tous les électrons périphériques participent aux liaisons covalentes ; aucun n'est donc libre pour participer à la conduction électrique : le corps est isolant.

Lorsqu'on élève la température, l'agitation thermique permet à quelques électrons de se libérer de la liaison covalente, et d'être mobiles dans le cristal. Figure 1.2 (b).

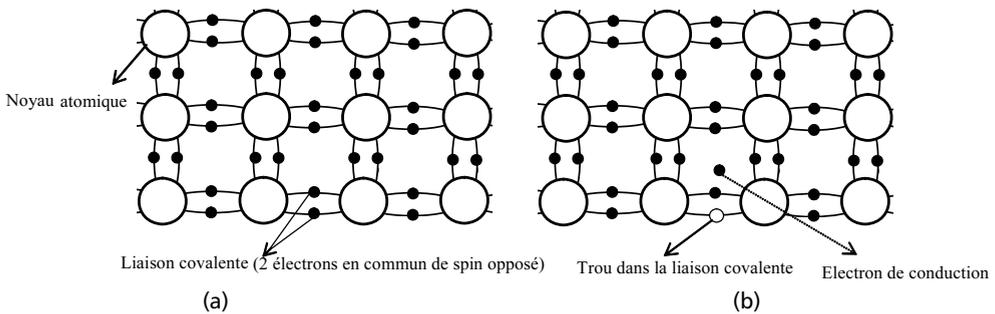


Figure 1.2 Liaison de covalence en (a) et création d'une paire électron trou en (b).

b) Notion de trou

On voit que la perte de l'électron a provoqué un site vacant, ou trou, dans le cristal. L'atome considéré est ionisé positivement, mais l'ensemble du cristal reste électriquement neutre.

Le trou créé va participer à la conduction électrique. En effet, supposons que le matériau semi-conducteur considéré soit baigné dans un champ électrique \vec{E} . Les électrons libres vont bien sûr dériver dans la direction opposée au champ, sous l'action de la force \vec{F} .

$$\vec{F} = -q \vec{E}$$

Mais de plus, sous l'action du champ électrique et de la température, un électron de liaison voisin du trou va pouvoir le combler, laissant à sa place un nouveau trou qui pourra à son tour être comblé par un autre électron, etc. (Voir la figure 1.3). Tout se passe donc comme si le trou progresse dans le sens du champ électrique, et participe à la conduction dans le semi-conducteur, au même titre que l'électron libre.

On définit donc le trou comme un nouveau porteur de charge positive. Cela est bien sûr fictif, et seul est réel le déplacement des électrons de valence, mais le phénomène mis en jeu est fondamentalement différent de celui utilisé par les électrons de conduction.

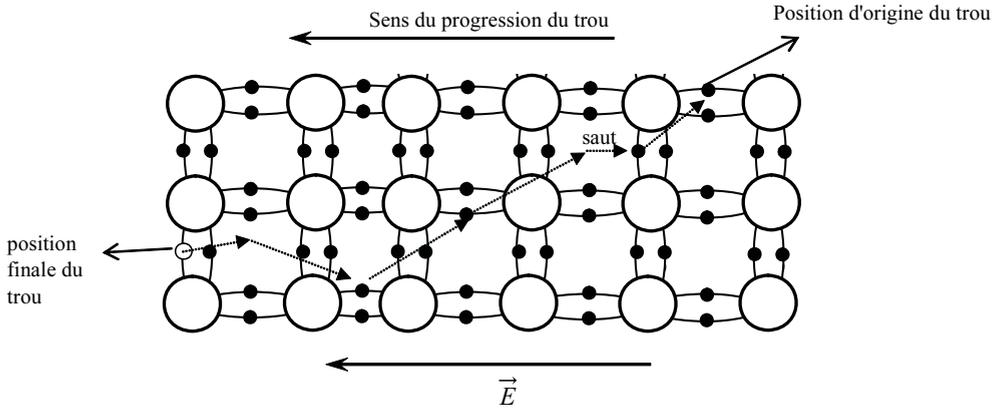


Figure 1.3 Progression d'un trou sous l'effet d'un champ électrique.

c) Corps composés semi-conducteurs

Dans un cristal pur (semi-conducteur intrinsèque), le nombre de paires électron-trou créées dépend beaucoup de la température, ainsi que de la cohésion des liaisons covalentes (c'est-à-dire de la difficulté à arracher un électron au réseau cristallin) du corps considéré.

Dans, le diamant, à température ambiante, la quantité de paires électrons-trou créées est négligeable, et celui-ci est donc un isolant. Les seuls corps simples utilisés en tant que semi-conducteur sont donc le silicium et le germanium (ce dernier n'est pratiquement plus utilisé).

Mais on utilise actuellement de plus en plus de composés, le plus souvent des alliages binaires, de corps trivalents d'une part (colonne III du tableau 1), et pentavalents d'autre part (colonne V). L'Arséniure de Gallium (AsGa) prend ainsi une importance croissante dans les nouveaux dispositifs semi-conducteurs, principalement aux fréquences élevées.

On peut citer encore, comme semi-conducteur composé le sulfure de Cadmium (CdS) utilisé dans les photorésistances, l'antimoniure d'indium (InSb). Le cristal formé possède les mêmes propriétés que les corps simples semi-conducteurs, les atomes trivalents et pentavalents étant en quantité identique (les couches externes des atomes sont donc complétées à 8 électrons).

1.1.3 Semi-conducteur extrinsèque

L'utilisation du semi-conducteur pur présente assez peu d'intérêt. L'utilisation de semi-conducteur dans la plupart des composants électroniques se fait dans un état dit dopé (semi-conducteur extrinsèque), par opposition avec le semi-conducteur pur, ou intrinsèque.

a) Semi-conducteur de type N

Supposons par exemple que dans un semi-conducteur très pur, on introduise volontairement un corps pentavalent (métalloïde : phosphore, arsenic, antimoine) dans une proportion (taux de dopage) d'un atome *d'impureté* pour 10^5 à 10^8 atomes de semi-conducteurs. On a alors, dans le cristal, la situation schématisée en figure 1.4.

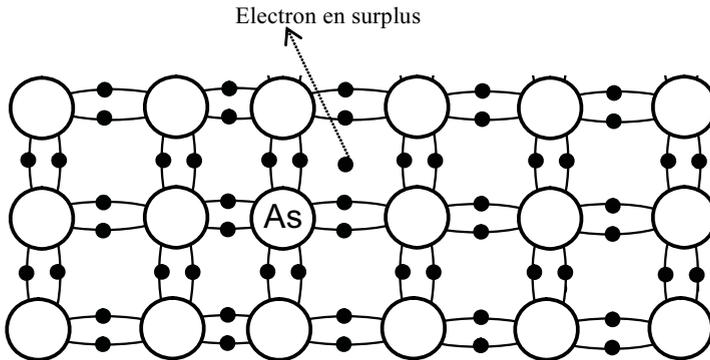


Figure 1.4 Effet du dopage pour augmenter le nombre d'électrons libres.

L'électron en surplus n'entrant pas dans une liaison covalente n'est que faiblement lié à l'atome pentavalent. À la température ambiante, il est libre dans le semi-conducteur (à cause de l'agitation thermique) et participe à la conduction. Il en est pratiquement ainsi de tous les électrons en excès venant de l'impureté pentavalente. Le semi-conducteur extrinsèque ainsi constitué est dit de *type N*. L'impureté dans ce cas est appelée *donneur*.

Remarque. La neutralité globale du semi-conducteur est bien sûr conservée, à chaque électron libre dans le cristal, correspondant un ion positif d'impureté dans le même cristal.

b) Semi-conducteur de type P

Introduisons maintenant dans le semi-conducteur intrinsèque, en faible quantité, un corps trivalent (par exemple Bore, Aluminium, Gallium ou Indium). Les atomes de cette *impureté* vont se substituer, de place en place, à ceux du semi-conducteur : figure 1.5.

Une lacune apparaît dans la liaison covalente, à l'endroit de chaque atome accepteur. À la température ambiante, cette lacune est comblée par un électron voisin sous l'effet de l'agitation thermique, formant un trou positif dans le cristal, libre de se déplacer à l'intérieur de celui-ci. On trouve donc, à température ambiante, pratiquement autant de trous libres que d'atomes *accepteurs*. Bien sûr, la neutralité du cristal est conservée globalement chaque atome accepteur étant ionisé négativement après capture d'un électron. Le semi-conducteur extrinsèque ainsi créé est dit de *type P*.

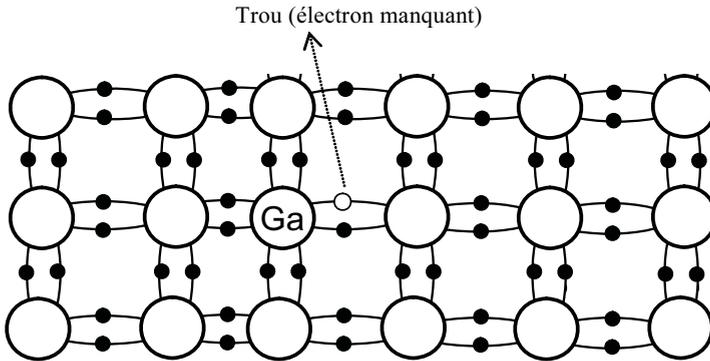


Figure 1.5 Effet du dopage pour augmenter le nombre des trous libres.

1.2 INTRODUCTION À LA THÉORIE DES BANDES

On va préciser ici, de façon quantitative, les notions abordées au paragraphe précédent.

1.2.1 Niveaux d'énergie d'un atome isolé

Considérons un atome isolé : les électrons qui gravitent autour du noyau ne peuvent occuper que certains niveaux d'énergie autorisés, définis par la mécanique quantique.

Chacun de ces niveaux d'énergie quantifiés ne peut être occupé que par 2 électrons de Spin opposés (principe d'exclusion de Pauli). Le remplissage des électrons se fait donc par couches ; sur chacune de ces couches, les niveaux d'énergie des électrons sont très proches les uns des autres. Dans la couche n , il existe ainsi n^2 niveaux d'énergie possibles, pouvant recevoir chacun 2 électrons sur lui-même. Il peut donc y avoir $2n^2$ électrons par couche. L'atome de silicium est ainsi représenté en figure 1.6.

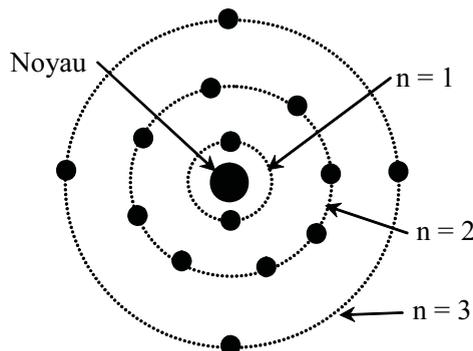


Figure 1.6 Atome isolé de silicium.

1.2.2 Édifice cristallin

Lorsque l'on rapproche une grande quantité d'atomes pour former un monocristal, les niveaux d'énergie de chaque atome se séparent en une multitude de niveaux très rapprochés qui pourront chacun être occupés par une paire d'électrons de Spin opposé (ceci, toujours à cause du principe d'exclusion de Pauli appliqué au monocristal considéré).

Les bandes d'énergie permises (pratiquement continues vus le grand nombre d'états possibles pour un cristal de dimension utilisable : 10^{20} atomes par mm^3), ainsi obtenues sont séparées par des bandes interdites, correspondant à des niveaux d'énergies qu'aucun électron ne peut avoir. La figure 1.7 illustre ce phénomène pour le silicium.

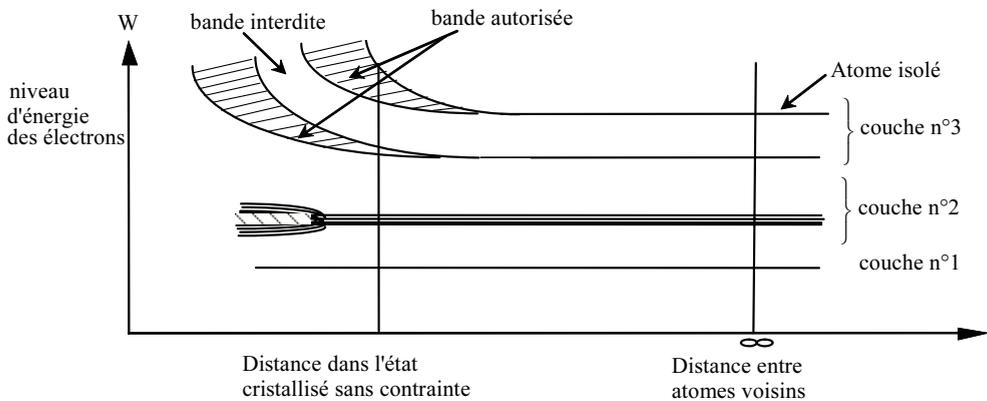


Figure 1.7 Principe de la création d'une bande d'énergie (bande interdite).

Considérant maintenant un cristal donné, essayons de déterminer quelles sont les conditions à réunir pour obtenir un conducteur, un isolant, ou un semi-conducteur.

1.2.3 Niveau de Fermi

On sait que les électrons occupent tous les niveaux d'énergie permis à partir du plus bas. La valeur W_F , représente la limite qui sépare les places libres et les places occupées.

W_F est appelée énergie ou niveau de Fermi (W_F dépend de la température).

Tous les niveaux d'énergie tels que : $W < W_F$ sont occupés, et tels que $W > W_F$ sont libres au zéro absolu.

Lorsqu'on élève la température, l'agitation thermique des atomes cède de l'énergie aux électrons, leur permettant d'accéder à des niveaux d'énergie supérieure, libres dans le cas du conducteur.

La répartition des électrons est alors décrite par la statistique de Fermi-Dirac. La fonction de Fermi-Dirac fournit la probabilité d'occupation d'un niveau W à la température T . On a, à toutes les températures, la relation suivante :

$$f_{FD} = \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{W - W_F}{kT}\right)}, \quad \text{avec : } kT = 26 \times 10^{-3} \text{ eV à } 300 \text{ K}$$

a) Cas d'un isolant

Dans le cas de l'isolant, le niveau de Fermi se trouve dans une bande interdite, et la largeur de cette bande est trop grande (6 à 7 eV pour le diamant par exemple) pour être franchie par un nombre appréciable d'électrons à température ambiante. C'est le cas de la figure 1.7. Si l'on applique un champ électrique, l'énergie des électrons ne peut être accrue : le matériau est isolant.

b) Cas d'un conducteur

Dans le cas du conducteur à la température T , les électrons se répartissent autour du niveau de Fermi. Le niveau des électrons peut s'accroître dans la bande autorisée aux dépens d'un champ électrique appliqué : le matériau est conducteur.

c) Cas d'un semi-conducteur intrinsèque

La largeur de la zone interdite est faible, de l'ordre de 1 eV (1,1 eV pour le silicium, 0,7 eV pour le germanium et 1,4 eV pour l'arséniure de gallium).

À la température zéro absolu, tous les électrons sont dans la bande de valence, et aucun ne peut participer à la conduction. Dès que la température s'élève, certains électrons passent de la bande de valence à la bande de conduction, laissant un trou dans la bande de valence. La quantité de paires d'électrons-trous créées, et donc la conductivité, augmente avec la température, au contraire des conducteurs. Pour un semi-conducteur intrinsèque, le niveau de Fermi se trouve au milieu de la bande interdite.

$$W_F = \frac{W_c + W_v}{2} = W_v + \frac{\Delta W}{2}$$

Avec : $\Delta W = W_c - W_v$ qui représente la bande interdite (Gap).

Le nombre de paires électrons-trous créées à la température ambiante (300 K) est relativement faible. La densité des électrons de conduction n , est égale à la densité des trous p , soit :

$$n = p = n_i \quad \text{et} \quad np = n_i^2 = AT^3 \exp\left(-\frac{\Delta W}{kT}\right)$$

Valeur numérique. À la température ambiante, il y a à peu près une paire électron-trou pour $3 \cdot 10^{12}$ atomes de silicium, et une pour $2 \cdot 10^9$ atomes de germanium.

d) Cas d'un semi-conducteur extrinsèque

► Cas d'un matériau de type N

Une bande d'énergie très étroite et légèrement en dessous de la bande de conduction est créée. Au zéro absolu, tous ces niveaux donneurs sont occupés par les électrons en excès, mais à la température ambiante, ces électrons passent dans la bande de conduction.

On a toujours : $np = n_i^2$, la densité d'électrons n est voisine, à la température ambiante, de la densité des atomes donneurs N_d , ($N_d \gg n_i$). Les électrons sont appelés porteurs majoritaires et les trous sont des porteurs minoritaires. Dans ce cas, la densité de trous devient :

$$p = \frac{n_i^2}{N_d} \ll n_i$$

► Cas d'un matériau de type P

Il y a création, tout près de la bande de valence de N_a niveaux d'énergie libres (N_a : densité d'atomes accepteurs). Dès que la température s'élève, ces niveaux se combent d'électrons sous l'effet de l'agitation thermique, provoquant ainsi la formation de N_a trous dans la bande de valence. Les trous sont les porteurs majoritaires et les électrons sont les minoritaires.

$$n = \frac{n_i^2}{N_a} \ll n_i$$

Remarques. n_i^2 double de valeur tous les 8 à 11 °C pour le germanium, et tous les 5 à 7 °C pour le silicium, ceci aux températures usuelles jusqu'à 100 °C.

- En-dessous d'une température minimum, les porteurs majoritaires ne sont pas libérés.
- Au-delà de la température maximale d'utilisation, le nombre de paires électron-trou générées thermiquement n_i devient du même ordre de grandeur que la concentration N_a ou N_d en porteurs majoritaires ($T_{max} \approx 200$ °C pour le silicium).

1.3 CONDUCTION DANS LES SEMI-CONDUCTEURS

1.3.1 Mobilité

En l'absence d'un champ électrique, le mouvement des porteurs de charge (électrons et trous) dans le semi-conducteur est erratique. En présence d'un champ électrique \vec{E} , à ce mouvement désordonné s'ajoute une vitesse moyenne proportionnelle au champ.

Pour les électrons on a : $\vec{v}_n = -\mu_n \vec{E}$ et pour les trous on a : $\vec{v}_p = -\mu_p \vec{E}$

μ est la mobilité des porteurs de charges, plus faible pour les trous que pour les électrons.

Valeurs numériques. $\left\{ \begin{array}{l} \text{Pour le silicium : } \mu_n = 0,14\mu_p = 0,05 \text{ en m}^2/\text{V}_s \\ \text{Pour le germanium : } \mu_n = 0,38\mu_p = 0,17 \text{ en m}^2/\text{V}_s \end{array} \right.$

Remarque. Le mouvement moyen des porteurs de charges est uniforme (vitesse constante) et non pas uniformément accéléré (cas de l'électron dans le vide), à cause des collisions avec les atomes du cristal.

1.3.2 Loi d'Ohm

La densité de courant due à n électrons ou pour p trous par unité de volume vaut :

$$\begin{aligned} \vec{J}_n &= -qn\vec{v}_n = qn\mu_n\vec{E} = \sigma_n\vec{E} \\ \vec{J}_p &= +qp\vec{v}_p = qp\mu_p\vec{E} = \sigma_p\vec{E} \end{aligned}$$

σ_n et σ_p sont les conductivités dues respectivement aux électrons et aux trous. La densité de courant totale vaut donc :

$$\vec{J} = \vec{J}_n + \vec{J}_p = (\sigma_n + \sigma_p)\vec{E} = \sigma\vec{E}$$

Cette expression représente la loi d'Ohm généralisé. La quantité : σ est la conductivité du semi-conducteur.

$$\sigma = \sigma_n + \sigma_p$$

Pour un semi-conducteur extrinsèque, le terme dû aux porteurs majoritaires est prépondérant, et l'effet des porteurs minoritaires étant négligeable.

1.3.3 Diffusion des porteurs dans les semi-conducteurs

a) Diffusion

Lorsque, dans un cristal, les électrons et les trous ne sont pas uniformément répartis, ou si la température n'est pas uniforme, l'énergie cinétique des porteurs par unité de volume n'est pas uniforme. Il apparaît alors un phénomène de diffusion des porteurs, des régions de forte concentration aux régions de faible concentration, ou des régions à haute température vers celles à basse température. Les courants de diffusion des porteurs valent :

$$\vec{J}_n = qD_n \times \overrightarrow{\text{grad } n} \quad \text{et} \quad \vec{J}_p = -qD_p \times \overrightarrow{\text{grad } p}$$

D_n, D_p sont respectivement les coefficients de diffusion des électrons et des trous. On a :

$$D_n = \mu_n \times \frac{KT}{q} \quad \text{et} \quad D_p = \mu_p \times \frac{KT}{q}$$

Si l'on a, dans un cristal, un champ électrique appliqué avec diffusion, les densités de courants deviennent :

$$\vec{J}_n = q \left(n\mu_n\vec{E} + D_n\overrightarrow{\text{grad } n} \right) \quad \text{et} \quad \vec{J}_p = q \left(p\mu_p\vec{E} - D_p\overrightarrow{\text{grad } p} \right)$$

Valeurs numériques. Pour le silicium on a : $D_n = 0,003 \text{ m}^2/\text{s}$; $D_p = 0,001 \text{ m}^2/\text{s}$.

b) Durée de vie des porteurs et longueur de diffusion

Des transitions d'un état à l'autre se produisent sans cesse même s'il y a un équilibre thermodynamique dans un semi-conducteur, cet équilibre traduit le résultat global de générations et recombinaisons dans les différentes bandes d'énergie.

À l'équilibre, il y a autant de création que de disparitions de porteurs. Si, localement, pour une raison quelconque (éclairage, bombardement ionisant...) le nombre de disparitions va s'écarter du nombre de créations, un retour à l'équilibre s'effectue selon une loi exponentielle :

$$n - n_0 = \underbrace{(n - n_0)}_{\text{pour } t=t_0} \times e^{-t/t_n}$$

t_n est la durée de vie des électrons dans le cristal. C'est le temps moyen d'existence d'un électron en excès. Cette durée de vie dépend des impuretés, des défauts cristallins...

Ordre de grandeur. 10^{-9} s $< t_n < 10^{-3}$ s

La concentration des porteurs le long de l'axe de diffusion évolue exponentiellement

$$n - n_0 = (n_{x=0} - n_0) e^{-x/L_n} \quad \text{et} \quad p - p_0 = (p_{x=0} - p_0) e^{-x/L_p}$$

Avec :

$$L_n = \sqrt{D_n t_n} \quad \text{et} \quad L_p = \sqrt{D_p t_p}$$

L_n et L_p sont la longueur de diffusion des électrons et celle des trous. Un champ électrique superposé augmenterait ou diminuerait ces longueurs de diffusion, selon qu'il accélérerait ou freinerait les porteurs.

1.4 LA JONCTION PN

Une jonction est constituée par la transition, dans un même monocristal de semi-conducteur, entre deux zones dont l'une est de type N et l'autre de type P. On se limitera ici au cas de la transition brusque, avec une surface de séparation des deux zones qui est plane. Figure 1.8 (a).

1.4.1 Jonction isolée

a) Diffusion des majoritaires et zone de transition

Les porteurs majoritaires de la zone P diffusent vers la région N, où ils sont beaucoup moins nombreux. De même, les électrons de la région N diffusent vers la zone P. Ce phénomène de diffusion s'arrête avant que la répartition des trous et des électrons dans tout le cristal ne soit homogène. Un *autre phénomène* intervient.

Dans la zone P, au voisinage de la jonction, les trous et les électrons sont en grande quantité. Ces deux types de porteurs ont donc une forte probabilité de recombinaison, si bien que la concentration en porteurs mobiles dans la zone P au voisinage

de la jonction est très faible. De même, la zone N au voisinage de la jonction est pratiquement dépourvue de porteurs. Une zone pratiquement dépourvue de porteurs mobiles s'étend donc de part et d'autre de la jonction (sur une épaisseur de l'ordre du micron). On l'appelle zone de transition. figure 1.8 (b).

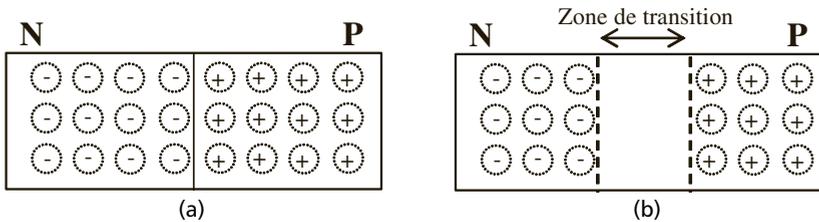


Figure 1.8 Principe de la création d'une zone de transition.

Les charges des porteurs fixes (ions d'impuretés) n'y sont plus compensées par celles des porteurs mobiles. On trouve donc, dans la zone de transition :

- en zone P une région chargée négativement par les atomes accepteurs ionisés ;
- en zone N une région chargée positivement par les atomes donneurs ionisés.

b) Équilibre et conduction des porteurs minoritaires

Le champ électrique interne prenant naissance à cause de la charge d'espace en zone de transition a pour premier effet de freiner la diffusion des porteurs majoritaires. De plus, un courant dû aux minoritaires (électrons en zone P, trous en zone N) s'établit, le champ interne ainsi créé favorisant leur passage.

Le sens de ce courant est, bien sûr, opposé au courant de diffusion des majoritaires. À l'équilibre, le courant de diffusion des majoritaires est équilibré par le courant de conduction des minoritaires (appelé courant de saturation).

c) Équations de la jonction à l'équilibre

La neutralité électrique du cristal étant conservée, le nombre d'ions négatifs en zone de transition P est donc égal au nombre d'ions positifs en zone de transition coté N. On suppose les densités de charge d'espace constantes en zone de transition, de part et d'autre de la jonction, ce qui représente une bonne approximation de la réalité. On en déduit la relation :

$$qN_A \cdot x_p = qN_D x_n$$

Avec : N_A : densité d'atomes accepteurs en zone P

N_D : densité d'atomes donneurs en zone N

x_p et x_n profondeur de la zone de transition en zone P et en zone N

Les caractéristiques du champ et du potentiel internes sont données par l'équation de Poisson.

$$\Delta\Psi + \frac{\rho}{\varepsilon} = 0 \quad \text{et} \quad \overrightarrow{E_{int}} = -\overrightarrow{\text{grad}} \Psi$$

ρ représente la densité de charge d'espace et Ψ est le potentiel interne. On démontre que la variation du potentiel interne $V_b = \Psi_N - \Psi_P$, ou barrière de potentiel, entre la zone N et la zone P vaut : $V_b = 0,6$ à $0,7$ volt pour le silicium.

Cette barrière de potentiel représente l'obstacle à franchir par les porteurs majoritaires diffusant à travers la jonction. En appelant ℓ_t la longueur totale de la zone de transition, on a : $\ell_t = x_p + x_n$, le champ interne maximum se produit au niveau de la jonction et vaut E_0 :

$$V_b \approx \frac{KT}{q} \text{Ln} \left(\frac{N_D N_A}{n_i^2} \right) \quad \text{et} \quad E_0 = 2 \frac{V_b}{\ell_t} - \overrightarrow{\text{grad}} \Psi$$

Valeur numérique. En supposant $2V_b \approx 1$ V et $\ell_t = 1 \mu$, on obtient : $E_0 = 10^6$ V/m.

Remarque. La zone de transition s'étend le plus profondément dans la zone la moins dopée. Dans le cas pratique d'un transistor bipolaire, il s'agit d'une zone appelée émetteur qui est 1 000 fois plus dopée que l'autre (appelée base), la zone de transition s'étend presque exclusivement dans la base.

d) Expression des courants de diffusion et de saturation

Pour franchir la barrière de potentiel V_b définie ci-dessus, on doit fournir aux trous $+q$ diffusant de la région P vers la région N, et aux électrons $-q$ diffusant de N vers P l'énergie suivante :

$$\Delta W_b = q V_b$$

L'énergie nécessaire sera fournie par l'agitation thermique. À la température T , la probabilité pour un porteur d'acquérir l'énergie ΔW_b est définie par la loi de Fermi dans l'approximation de Boltzmann, soit :

$$P_{W > \Delta W_b} = e^{-\frac{\Delta W_b}{kT}} = e^{-\frac{qV_b}{kT}}$$

Le courant de diffusion des majoritaires associés sera donc de la forme :

$$I_D = I_0 e^{-\frac{qV_b}{kT}}$$

Car le courant est proportionnel au nombre de porteurs franchissant la barrière de potentiel établie au niveau de la jonction. Par contre les minoritaires des deux régions sont accélérés par le champ interne, et traversent donc la jonction en cédant l'énergie ΔW_b au cristal.

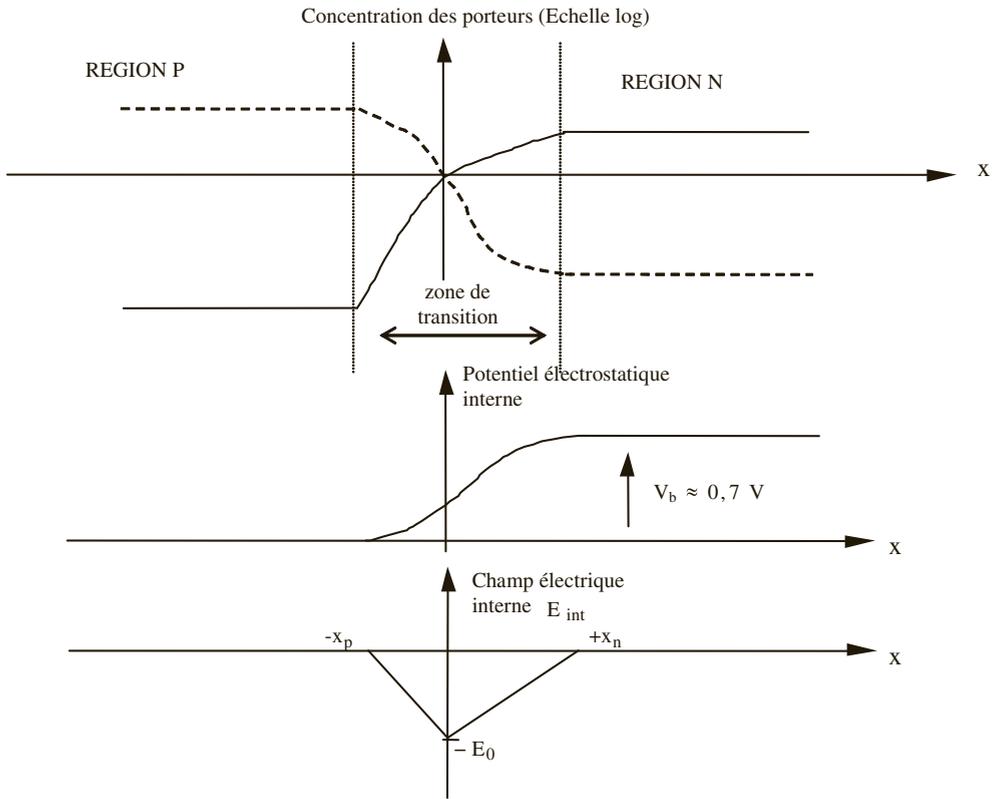


Figure 1.9 Variation de la concentration, du potentiel électrostatique et du champ électrique interne en fonction de x .

Ce double mouvement des minoritaires définit un courant I_s ayant le sens inverse du courant de diffusion des majoritaires. Ce courant de saturation est une fonction croissante de la température, comme le nombre de porteurs minoritaires dans le cristal. À l'équilibre, le courant global est nul, et les deux courants I_D et I_s .

$$I_S = I_D = f(T_j, V_b) = I_0 e^{-\frac{qV_b}{kT}}$$

Remarque. L'existence d'un potentiel interne pour une jonction isolée ne signifie nullement qu'une tension externe est mesurable aux bornes de la jonction PN.

1.4.2 Jonction PN polarisée en direct

a) Principe d'étude

Soit le dispositif de la figure 1.10, constitué d'une jonction PN aux bornes de laquelle on applique une tension extérieure $V = V_p - V_n$ positive. Cela revient à faire passer la différence de potentiel entre les extrémités de la zone de transition de V_b à $V_b - V$.

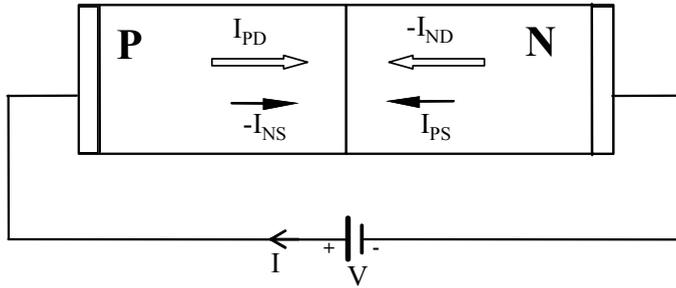


Figure 1.10 Jonction PN polarisée en direct.

Le courant de diffusion des majoritaires va donc se trouver augmenté, la probabilité γ de diffusion, et donc le courant associé est maintenant proportionnel à γ , par contre, le courant de saturation dû aux minoritaires se trouve pratiquement inchangé si la température de la jonction ne varie pas.

$$\gamma = e^{-\frac{q(V_b - V)}{kT}}$$

b) Relation courant-tension

Un courant prend naissance comme conséquence de la tension directe appliquée, ayant comme valeur : $I = I_D - I_S$. Ce courant, principalement dû aux majoritaires, traverse la jonction dans le sens P vers N.

Pour $V = 0$, on a : $I_D = I_S = I_0 e^{-\frac{qV_b}{kT}}$

Pour $V > 0$, I_S garde la même valeur et I_D augmente pour prendre la valeur :

$$I_D = I_0 e^{-\frac{q(V_b - V)}{kT}} = \underbrace{I_0 e^{-\frac{qV_b}{kT}}}_{I_S} e^{\frac{+qV}{kT}}$$

Soit : $I_D = I_S e^{\frac{qV}{kT}}$

Le courant total vaut donc : $I = I_S \left(e^{\frac{qV}{kT}} - 1 \right)$

C'est une équation fondamentale dans la théorie des diodes et des transistors.

Valeurs numériques. $\frac{kT}{q} = 26 \text{ mV}$ donc : $\frac{q}{kT} \approx 39 \text{ V}^{-1}$ à $T \approx 300 \text{ K}$

D'où : $I = I_S \left(e^{39V} - 1 \right) = I_S \left(e^{\frac{V}{0,0026}} - 1 \right)$

$V = 0,1 \text{ Volt}$, le courant est : $I = I_S \left(e^{3,9} - 1 \right) = I_S (49,4 - 1) = 48,4 I_S$

Donc si $V > 0,1 \text{ V}$, alors : $I \approx I_S e^{\frac{qV}{kT}}$ car alors on a : $e^{\frac{qV}{kT}} \gg 1$.

Le courant de saturation I_S est la somme des courants dus aux porteurs minoritaires (trous dans la région N et électrons dans la région P) : $I_S = I_{PS} + I_{NS}$

Ces courants sont proportionnels aux concentrations de minoritaires, donc ils sont proportionnels aussi à n_i^2 , qui ne dépendent que du matériau et de la température.

Valeurs numériques. Pour une jonction de 1 mm^2 de section, ayant $N_D = 10^{22} \text{ m}^{-3}$, on a, à 300 K :

$$I_S = 2 \times 10^{-4} \text{ A pour le germanium} \quad \text{et} \quad I_S = 10^{-12} \text{ A pour le silicium.}$$

Remarque. en présence d'une tension externe appliquée, la barrière de potentiel devient $V_b - V$. La largeur ℓ_t de la zone de transition varie proportionnellement à $\sqrt{V_b - V}$ et diminue donc quand on applique une polarisation directe.

1.4.3 Jonction PN polarisée en inverse

C'est le cas schématisé en figure 1.11, la différence de potentiel appliquée aux bornes de la zone de transition atteint $V_b - V$ et le courant de diffusion des majoritaires est proportionnel à :

$$\gamma = e^{-\frac{q(V_b - V)}{kT}}$$

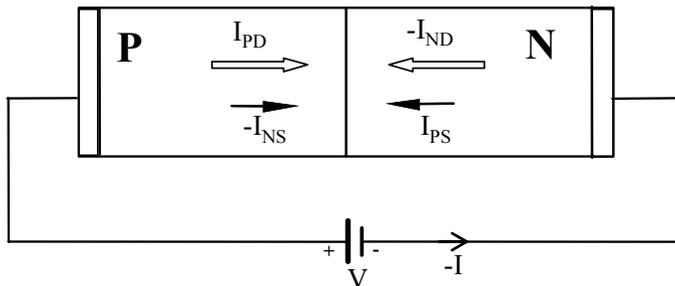


Figure 1.11 Jonction PN polarisée en inverse

Pour $|V| > 0,1$, le courant de diffusion des majoritaires devient négligeable devant le courant de saturation des minoritaires.

Exemple numérique. Pour une valeur $V = -0,1$ Volt, on a :

$$I = I_S (e^{-39 \times 0,1} - 1) \approx I_S \text{ à } 300 \text{ K.}$$

Le courant de saturation est atteint à 2 % près.

Conclusion. En polarisation inverse, dès que $|V| > 0,1$ V, la jonction PN est bloquée et n'est plus traversée que par le courant de saturation I_S dû aux porteurs minoritaires, et traversant la jonction dans le sens N vers P.

Ce courant inverse est indépendant de la tension appliquée et ne dépend que de la température. Il reste très faible devant les courants directs ($\sim 10^{-9}$ A pour Si).

1.5 DIODE À JONCTION

1.5.1 Diode à jonction idéale

La jonction PN étudiée précédemment présente donc un effet unidirectionnel très marqué ; en polarisation directe, le courant croît très rapidement (exponentiellement) en fonction de la tension, alors qu'en polarisation inverse, le courant traversant la jonction est pratiquement négligeable.

Ce comportement est proche de celui d'un composant électronique idéal, appelé diode, équivalent à un court-circuit en polarisation directe ($V > 0$) et à un circuit ouvert en polarisation inverse ($V < 0$). La représentation symbolique de la diode est donnée en figure 1.12. Le comportement de la diode à jonction idéale est donné par l'équation avec les notations et les polarités de la figure 1.12.

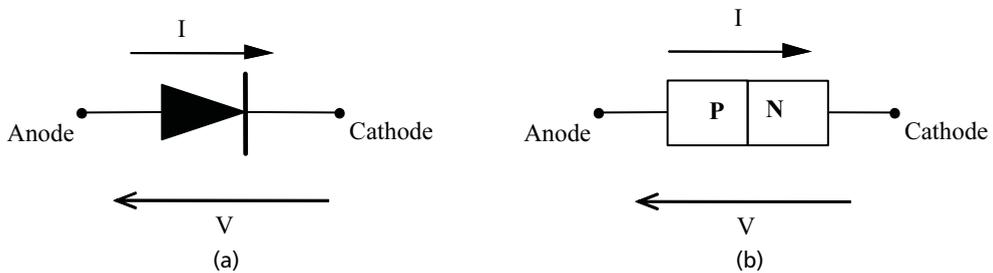


Figure 1.12 Représentation symbolique (a) de la diode à jonction (b).

La caractéristique courant tension d'une diode à jonction au silicium est donnée en figure 1.13 à deux températures différentes.

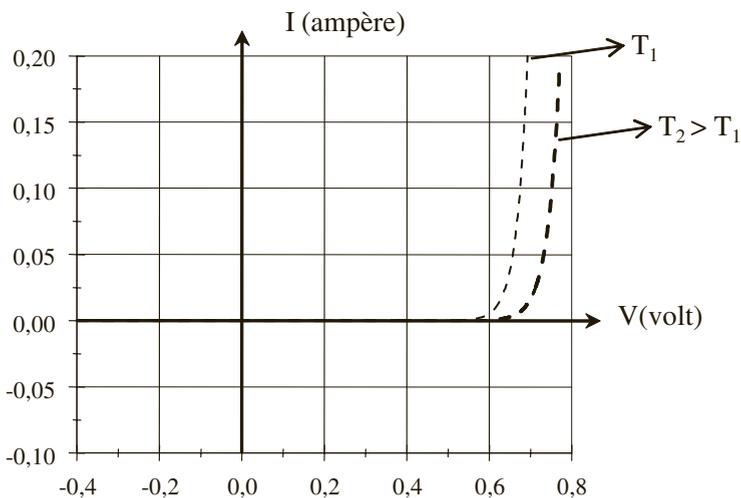


Figure 1.13 Caractéristique courant-tension d'une diode idéale.

1.5.2 Diode à jonction réelle

a) Diode polarisée en inverse

Dans le cas du silicium où I_S est théoriquement très faible de l'ordre de 10^{-12} A, des courants parasites se superposent au courant de saturation (courants de surfaces, contribution des défauts cristallins...), si bien que le courant inverse n'est pas constant en fonction de la tension appliquée, et est beaucoup plus fort que prévu. Pratiquement, pour le silicium, le courant inverse est de l'ordre de 10^{-9} A par mm^2 de jonction, et double tous les 12 à 15 °C.

b) Diode polarisée en directe

Pour les faibles tensions directes ($V < 0,5$ volt), le courant suit la loi :

$$I = I_S \left(e^{\frac{qV}{2kT}} - 1 \right)$$

Pour les courants moyens on a :

$$I = I_S \left(e^{\frac{qV}{nkT}} - 1 \right), \text{ avec } 1 < n < 1,5$$

Pour les forts courants (fortes injections) le courant est plus faible également que le courant théorique.

Le coefficient n est le coefficient de non-idéalité de la diode. Certains auteurs l'appellent coefficient d'idéalité.

1.5.3 Modèles statiques de la diode à jonction PN

a) L'utilité des modèles

Un modèle consiste en une représentation simplifiée du fonctionnement de la diode en vue de faciliter l'analyse d'un phénomène ou l'étude d'un système.

La diode est un élément non linéaire, or l'analyse d'un comportement non linéaire est assez difficile. On remplace donc les diodes par des modèles linéaires.

Il y a différents modèles selon l'analyse ou l'étude souhaitée. Pour analyser un circuit électrique qui fonctionne en *régime continu (statique)* on utilise :

b) Le modèle idéal

La *représentation graphique* du modèle idéal d'une diode à jonction PN est représentée à la figure 1.14 (a). Il s'agit d'un interrupteur fermé en polarisation directe (b) et ouvert en polarisation inverse (c).

En direct, la diode est considérée comme un court-circuit : $V_D = 0$ pour $I_D \geq 0$.

En inverse, la diode est considérée comme un circuit ouvert : $I_D = 0$ pour $V_D \leq 0$.

Ce modèle est le plus simple, mais le moins précis. Il est utilisé pour des estimations rapides et pour des analyses de circuits complexes.

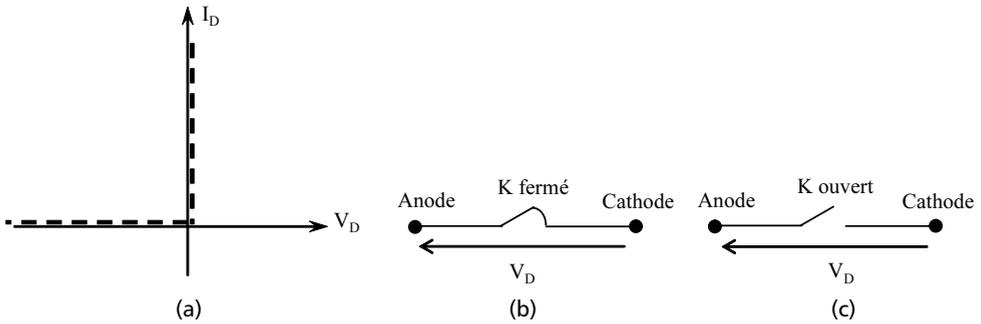


Figure 1.14 Caractéristique $I_D = f(V_D)$ d'une diode idéale (a), modélisée en polarisation directe (b) et en polarisation inverse (c).

c) Le modèle à seuil

On rajoute au modèle précédent la tension de seuil V_0 qui représente la tension du coude de la diode. Cette tension correspond à la barrière de potentiel à vaincre de la jonction PN, elle est appelée aussi le potentiel de contact de la jonction PN.

En direct, on rajoute une force contre électromotrice V_0 : $V_D = V_0$ pour $I_D \geq 0$.

En inverse, la diode est considérée comme un circuit ouvert : $I_D = 0$ pour $V_D \leq V_0$.

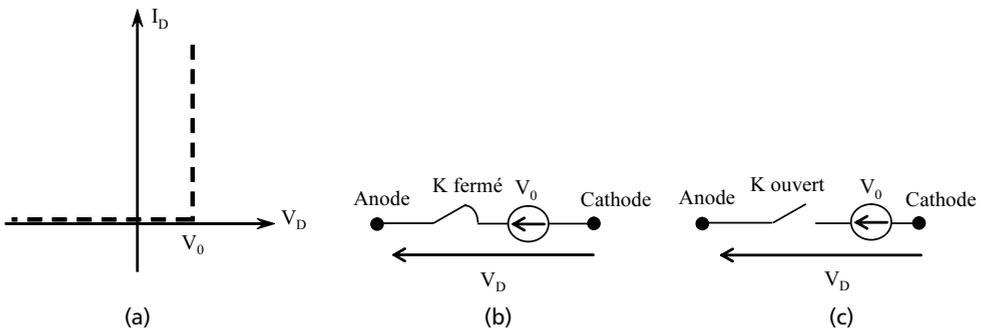


Figure 1.15 Caractéristique $I_D = f(V_D)$ d'une diode à seuil (a), modélisée en polarisation directe (b) et en polarisation inverse (c).

d) Le modèle linéarisé

Dans ce modèle, dès que la tension dépasse V_0 , on rajoute une résistance r_D qui reflète une variation linéaire du courant en fonction de la variation de la tension.

En direct, on rajoute V_0 et une résistance dynamique moyenne r_D : $V_D = V_0 + r_D I_D$ pour $I_D \geq 0$.

En inverse, la diode est considérée comme un circuit ouvert : $I_D = 0$ pour $V_D \leq V_0$.

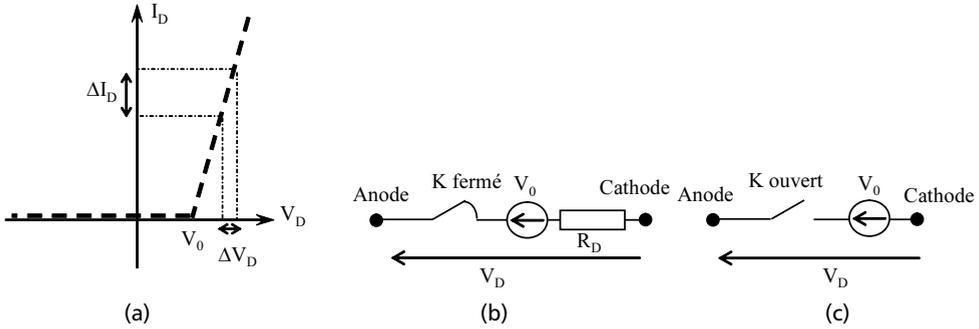


Figure 1.16 Caractéristique $I_D = f(V_D)$ d'une diode linéarisée (a), modélisée en polarisation directe (b) et en polarisation inverse (c).

La *résistance dynamique moyenne* r_D est déterminée par la pente moyenne de la partie utilisée de la caractéristique directe de la diode :

$$r_D = \frac{\Delta V_D}{\Delta I_D}$$

Ce dernier modèle représente une très bonne approximation linéaire de la caractéristique d'une diode réelle. Il est plus précis que le deuxième, mais plus complexe.

1.6 LA DIODE À JONCTION EN PETITS SIGNAUX

1.6.1 Notion de schéma équivalent

a) Polarisation directe

Supposons la diode à jonction polarisée en direct au point M par une tension V_0 , créant un courant I_0 à travers la jonction. Le fait de déterminer le point de repos ou point de polarisation (V_0, I_0) est désigné par : étude en régime statique. Superposons à cette tension une tension variable v de faible amplitude (étude en régime dynamique).

► Résistance dynamique

Quelle est alors la variation de courant i à travers la jonction, prenant naissance du fait de cette variation de tension v ?

Si on suppose que le coefficient de non-idéalité n est proche de l'unité, le courant devient :

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

Une faible variation $v = dV$ de tension va créer une variation $i = dI$ correspondante, obtenue par différentiation de la relation précédente :

$$dI = I_S e^{\frac{qV_0}{kT}} \frac{q}{kT} dV$$

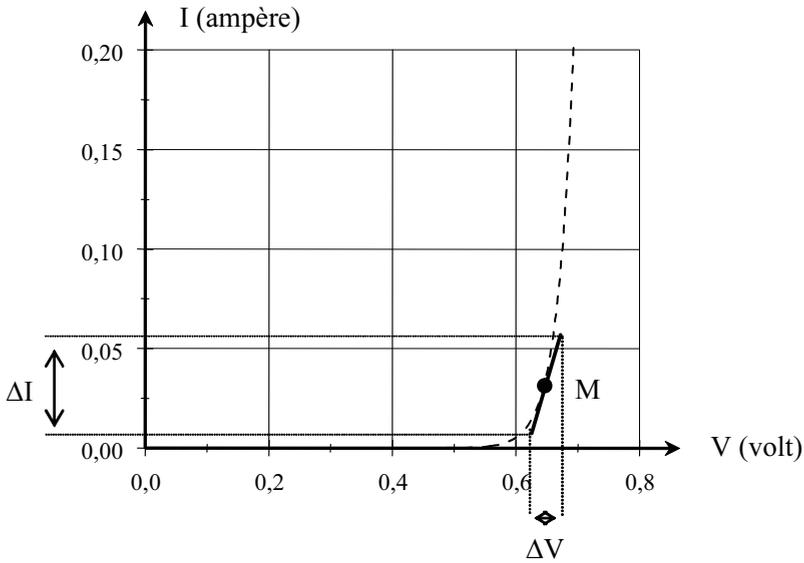


Figure 1.17 Détermination de la résistance dynamique autour d'un point.

Or, si $V_0 > 0,1$ V, on a : $e^{\frac{qV_0}{kT}} \gg 1$

Soit : $dI \approx I_0 \frac{q}{kT} dV$ ou encore $dV = \frac{kT}{qI_0} dI$

On écrit : $v = \frac{kT}{qI_0} i$

Si l'on écrit la loi d'Ohm en petits signaux : $v = r_d i$, on définit une résistance dynamique de la diode à jonction, valable en petits signaux, au point de polarisation (V_0, I_0) , de valeur :

$$r_d = \frac{kT}{qI_0}$$

On voit que cette résistance dynamique est inversement proportionnelle au courant I_0 traversant la jonction, et ne dépend pas du matériau à courant identique. Cette résistance r_d est l'inverse de la pente de la tangente à la courbe $I = f(V)$ au point (V_0, I_0) .

Valeurs numériques : $\frac{kT}{q} = 26$ mV à 300 K

Soit : $r_d = \frac{26}{I_0}$, I_0 en mA et r_d en Ohm

► Capacité de diffusion

La résistance dynamique précédente n'est pas suffisante pour caractériser la diode à jonction au point (V_0, I_0) pour des petites variations rapides (v, i) autour de ces valeurs de repos. La relation liant les petites variations de courant i aux petites variations de tension v est en fait :

$$i = \frac{v}{R_d} + C \frac{dv}{dt}$$

C ayant les dimensions d'une capacité, et étant la somme de deux composantes :

$$C = C_j + C_{\text{diff}}$$

C_j est la capacité de jonction ou de transition et C_{diff} est la capacité de diffusion. Le deuxième terme est prépondérant en polarisation directe, et vaut :

$$C_{\text{diff}} = K T_F \frac{q I_0}{k T} = \frac{K \cdot T_F}{R_d}, \quad \text{avec } C_{\text{diff}} \gg C_j$$

La capacité de diffusion C_{diff} est donc proportionnelle au courant traversant la jonction ; elle est due principalement aux variations de charges diffusées dans la région la moins dopée.

► Schéma équivalent

Autour du point de repos (V_0, I_0) , des petites variations de courant i et de tension v sont responsables de R_d et de C . Ces deux quantités dépendent de la valeur de I_0 . On en déduit donc un schéma équivalent de la diode à jonction pour des petits signaux autour du point de polarisation (V_0, I_0) . Ce schéma est un modèle de la diode pour des petits signaux.

Remarque. Ce schéma n'est pas applicable à des grands signaux, et n'est utilisé qu'afin de linéariser le problème dans le cas de petits signaux. Les relations générales reliant courant et tension aux bornes d'une diode sont en fait non linéaires.

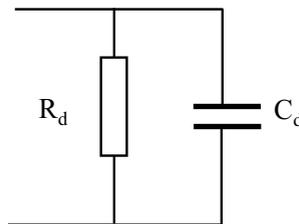


Figure 1.18 Schéma équivalent de la diode polarisée en direct en petits signaux.

b) Polarisation inverse

En polarisation inverse, la largeur de la zone de transition dépend de la tension externe appliquée, elle est proportionnelle à $\sqrt{V_b - V}$ pour une jonction abrupte, V_b étant la hauteur de la barrière de potentiel, et V la différence de potentiel externe appliquée à la jonction, négative en polarisation inverse.

Si la tension inverse appliquée à la diode $-V$ est augmentée de $-dV$, la zone de charge d'espace (zone de transition) augmente de dx_p côté P et de dx_n côté N. La charge d'espace augmente donc de $-dQ$ côté P et de $+dQ$ côté N. On en déduit la capacité de transition C_j :

$$C_j = \frac{dQ}{d|V|}, \text{ avec } |V| > 0, \text{ soit : } C_j(V_0) = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 + \frac{V_0}{V_b}}}$$

Avec C_{j0} : capacité de transition pour $V_0 = 0$ V.

Pour une jonction à profil de dopage linéaire, on a :
$$C_j(V_0) = \frac{C_{j0}}{\left(1 + \frac{V_0}{V_b}\right)^{\frac{1}{3}}}$$

En polarisation inverse, pour le silicium, on peut négliger le courant inverse. La capacité de diffusion est également négligeable devant la capacité de transition. C'est-à-dire qu'en polarisation inverse, le schéma équivalent se résume à une capacité, égale à C_j .

Le courant i et la tension v en régime dynamique sont donc reliés par la relation :

$$i = C_j \frac{dv}{dt}$$

C_j variant en raison inverse de V_0 pour une jonction abrupte. On a donc réalisé l'équivalent d'une capacité (en petits signaux) électriquement variable par une tension de commande V_0 . Une diode utilisant cette propriété est appelée *varicap* ou *varactor* selon l'utilisation.

1.7 DIODE ZENER

1.7.1 Effet Zener

En polarisation inverse, dans certaines conditions, des électrons dans la bande de valence du côté P peuvent passer directement dans la bande de conduction du côté N, par un processus quantique appelé « effet tunnel ». Cet effet, donnant naissance à une augmentation du courant inverse, est appelé effet Zener.

1.7.2 Avalanche

L'effet d'avalanche est le mode de claquage le plus courant dans les diodes et dans les transistors.

Lorsqu'une forte tension inverse est appliquée aux bornes de la jonction, le champ électrique interne peut être tel que l'énergie cinétique acquise par les porteurs minoritaires soit suffisante pour créer des paires électrons-trous dans la zone de transition. Ces nouveaux porteurs, après accélération par le champ interne peuvent à leur tour créer de nouvelles paires électrons-trous, d'où le nom d'avalanche donné au phénomène. Le courant peut alors augmenter rapidement, et provoquer la destruction de la jonction par effet joule.

1.7.3 Diode Zener

Ces deux effets sont utilisés pour réaliser des diodes de référence dites diodes Zener. En fait, lorsque le claquage se produit pour $|V| < 5 \text{ V}$, c'est l'effet Zener qui est en cause, alors que pour $|V| > 8 \text{ V}$, c'est l'effet d'avalanche. La caractéristique $I_D = f(V_D)$ d'une diode Zener est donnée à la figure 1.19.

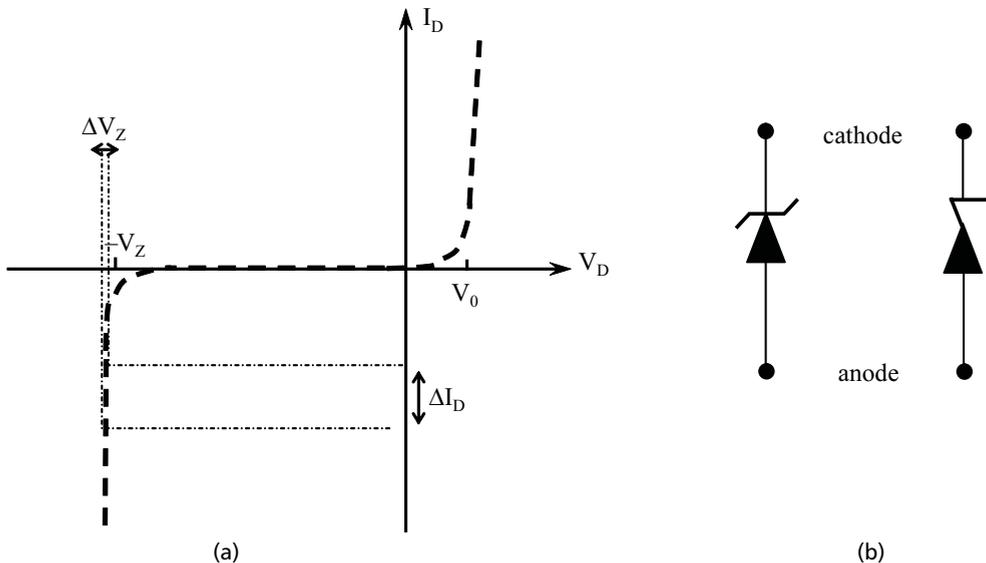


Figure 1.19 Caractéristique courant-tension (a) et symboles d'une diode Zener (b).

On conçoit des diodes Zener spéciales pour obtenir, contrôler et garantir les paramètres souhaités :

- la tension de claquage appelée souvent tension Zener V_Z ;
- la résistance dynamique de claquage r_z appelée aussi *résistance Zener* ;
- le courant minimal de la zone de claquage $I_{z\min}$;
- le courant maximal de claquage $I_{z\max}$.

Ce qu'il faut retenir

■ Diode à jonction

Pour une diode polarisée en direct, un courant prend naissance comme conséquence de la tension directe appliquée V_D :

$$I_D = I_0 e^{-\frac{q(V_b - V)}{kT}} = \underbrace{I_0 e^{-\frac{qV_b}{kT}}}_{I_S} e^{\frac{+qV}{kT}} \quad \text{soit : } I = I_S \left(e^{\frac{qV}{kT}} - 1 \right)$$

$V_b = 0,6$ à $0,7$ volt pour le silicium. V_b est la barrière de potentiel, entre la zone N et la zone P.

■ Modèle idéal

- En direct la diode est considérée comme un court-circuit : $V_D = 0$ pour $I_D \geq 0$.
- En inverse, la diode est considérée comme un circuit ouvert : $I_D = 0$ pour $V_D \leq 0$.

■ Modèle à seuil

En direct, on rajoute une force contre électromotrice V_0 : $V_D = V_0$ pour $I_D \geq 0$.

En inverse, la diode est considérée comme un circuit ouvert : $I_D = 0$ pour $V_D \leq V_0$.

■ Modèle linéarisé

En direct, on rajoute V_0 et une résistance dynamique moyenne r_D : $V_D = V_0 + r_D I_D$ pour $I_D \geq 0$.

En inverse, la diode est considérée comme un circuit ouvert : $I_D = 0$ pour $V_D \leq V_0$.

La résistance r_D est l'inverse de la pente de la tangente à la courbe $I = f(V)$ au point (V_0, I_0) .

$$r_d = \frac{kT}{qI_0} \quad \text{avec : } \frac{kT}{q} = 26 \text{ mV à } 300 \text{ K .}$$

■ La jonction PN se comporte aussi (modèle en hautes fréquences) comme étant la somme de deux capacités : $C = C_j + C_{\text{diff}}$

C_j est la capacité de jonction ou de transition et C_{diff} est la capacité de diffusion. Le deuxième terme est prépondérant en polarisation directe, et vaut :

$$C_{\text{diff}} = K T_F \frac{q I_0}{k T} = \frac{K \cdot T_F}{R_d}, \quad \text{avec } C_{\text{diff}} \gg C_j$$

La capacité de diffusion C_{diff} est donc proportionnelle au courant traversant la jonction ; elle est due principalement aux variations de charges diffusées dans la région la moins dopée.

■ Diode Zener

En polarisation inverse, au-delà d'une certaine tension, un courant inverse important peut se manifester c'est l'effet Zener.

On conçoit des diodes Zener spéciales pour obtenir, contrôler et garantir les paramètres souhaités :

- la tension de claquage appelée souvent tension Zener V_z ;
- la résistance dynamique de claquage r_z appelée aussi *résistance Zéner* ;
- le courant minimal de la zone de claquage $I_{z\min}$;
- le courant maximal de claquage $I_{z\max}$.

EXERCICES

Exercice 1.1 Application du modèle linéarisé d'une diode

On fait une approximation de la caractéristique d'une diode par la courbe donnée à la figure 1.20 (a). Cette diode est utilisée dans le circuit de la figure 1.20 (b).

1. Tracer la droite de charge du circuit et déterminer le point de fonctionnement de la diode. On donne $R = 50 \Omega$ et $E = 12 \text{ V}$.
2. Comment varie la droite de charge si la tension E varie d'une quantité égale à $\pm 2 \text{ V}$? En déduire la résistance dynamique au point de repos choisi.
3. On laisse la tension continue $E = 12 \text{ V}$ à laquelle on superpose une tension alternative basse fréquence v_{BF} d'amplitude égale à 100 mV ? Calculer la tension alternative de sortie V_S .

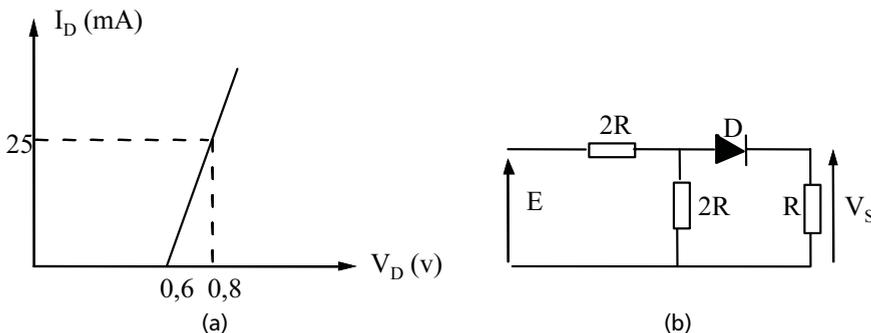


Figure 1.20 Caractéristique de la diode (a) et circuit utilisé (b)

► Solution

1. Droite de charge et point de fonctionnement

Pour tracer la droite de charge, on commence par transformer la partie du circuit composée par la tension d'entrée E , et les résistances $2R$ et $2R$ en un générateur de Thévenin équivalent. On trouve :

$$E_{TH} = \frac{2R}{2R + 2R} \times E = \frac{E}{2} \quad \text{et} \quad R_{TH} = \frac{2R \times 2R}{2R + 2R} = R$$

La diode se trouve donc en série avec une résistance totale égale à $2R$ et alimentée par une tension de Thévenin égale à $E/2$. L'équation électrique devient :

$$E_{TH} = V_D + R_{TH}I \quad \text{soit} : \quad \frac{E}{2} = V_D + 2R \times I$$

Il s'agit d'une droite qui passe par les points :

$$\left(\frac{E}{2}, 0 \right) \quad \text{et} \quad \left(0, \frac{E}{4R} \right)$$

Application numérique. $\frac{E}{2} = 6 \text{ V}; \frac{E}{4R} = 30 \text{ mA}$

On peut déterminer graphiquement les coordonnées du point de fonctionnement, mais on préfère utiliser la solution mathématique qui consiste à trouver l'intersection de deux droites.

La première droite est la droite de charge donnée par :

$$I = -\frac{V_D}{100} + \frac{6}{100}$$

La deuxième droite est la droite donnée par la caractéristique de la diode :

$$I = aV_D + b$$

Par identification, on détermine pour les deux points :

$$25 \text{ mA} = a \times 0,7 + b \quad \text{et} : \quad 0 \text{ mA} = a \times 0,6 + b$$

Soit : $25 \text{ mA} = a \times 0,1$ ou bien : $a = 250 \times 10^{-3} \Omega^{-1}$

et $b = -250 \text{ mA} \times 0,6 = -150 \text{ mA}$

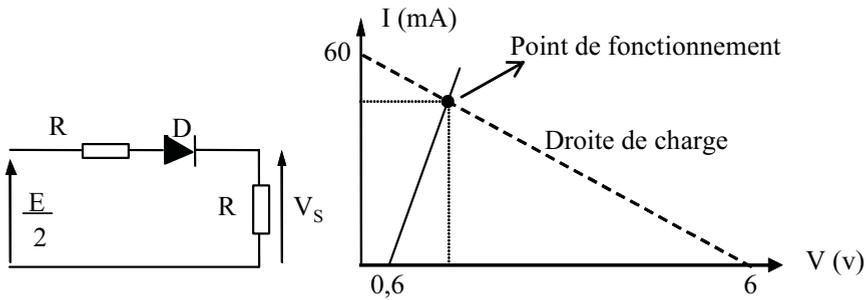


Figure 1.21 Générateur de Thévenin équivalent 1a et droite de charge 1b.

La deuxième droite a pour équation :

$$I = 250 \times 10^{-3} V_D - 150 \text{ mA}$$

Le point d'intersection est obtenu en égalisant les deux équations ce qui donne :

$$250 \times 10^{-3} V_D - 150 \text{ mA} = -\frac{V_D}{100} + \frac{6}{100}$$

On en déduit
$$250 \times 10^{-3} V_D + \frac{V_D}{100} = \frac{6}{100} + 150 \text{ mA}$$

Les coordonnées du point de fonctionnement sont donc : (0,807 V ; 61,93 mA)

2. Calcul de la résistance dynamique

Lorsque la tension E varie d'une quantité égale à ± 2 V, l'équation de la droite de charge reste la même, il suffit de remplacer E par sa nouvelle valeur :

$$\frac{E \pm 2}{2} = V_D + 2R \times I \quad \text{soit :} \quad 6 \pm 1 = V_D + 2R \times I$$

La pente de la droite de charge reste la même, ce qui se traduit par : la droite de charge se déplace parallèlement à elle-même.

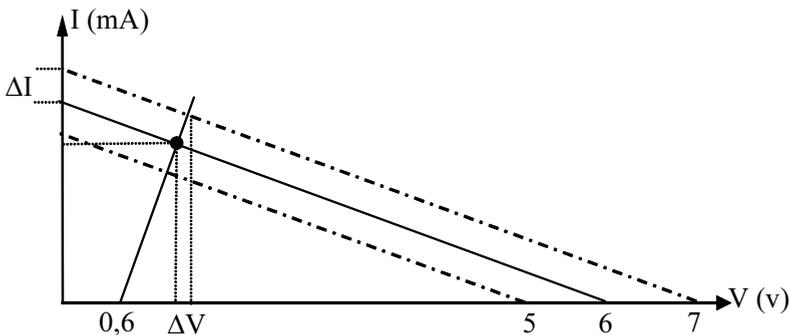


Figure 1.22 Variation de la droite de charge.

On en déduit la résistance dynamique au point de repos choisi. Il suffit de calculer le rapport de la variation de tension sur la variation du courant. Or, le point de fonctionnement se trouve sur la partie linéaire de la caractéristique courant-tension de la diode.

$$r_D = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \frac{0,8 - 0,6}{25 \times 10^{-3} - 0} = 8 \Omega$$

3. Schéma équivalent en dynamique et calcul de la sortie

Lorsqu'on laisse la tension continue $E = 12 \text{ V}$ à laquelle on superpose une tension alternative basse fréquence d'amplitude égale à 100 mV , il suffit de remplacer dans le schéma utilisant Thévenin, la diode par sa résistance dynamique équivalente :

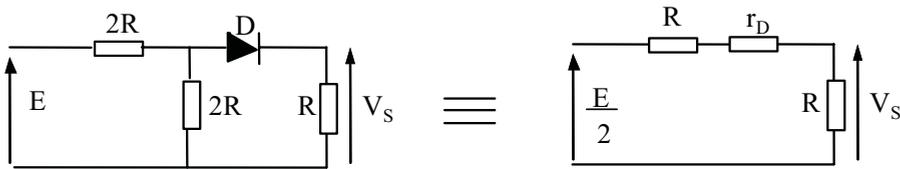


Figure 1.23 Schéma réel et schéma équivalent en dynamique.

Il suffit donc d'appliquer le diviseur de tension en dynamique pour trouver V_S :

$$V_S = \frac{R}{R + r_D + R} \times v_{BF} = \frac{50}{108} \times 100 \text{ mV} = 46,3 \text{ mV}$$

Exercice 1.2 Redressement et filtrage

On connaît les définitions de la valeur moyenne d'une tension périodique quelconque ainsi que la définition de sa valeur efficace :

$$\text{Valeur moyenne : } \bar{U} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt \text{ et}$$

$$\text{Valeur efficace : } U_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} \text{ ou : } U_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt$$

On peut considérer qu'une tension périodique quelconque est la somme d'une composante continue notée $U_{\text{=}}$ et d'une composante alternative dont la valeur efficace est notée $U_{\sim\text{eff}}$. La valeur efficace U_{eff} du signal est donnée par :

$$U_{\text{eff}}^2 = U_{\text{=}}^2 + U_{\sim\text{eff}}^2$$

Si on redresse une tension, c'est souvent pour passer d'une tension alternative à une tension continue. Le taux d'ondulation caractérise l'efficacité de ce passage :

$$\tau = \frac{\text{valeur efficace de la composante alternative}}{\text{composante continue}} = \frac{U_{\sim\text{eff}}}{U_{\text{=}}}$$

Soit le montage redresseur double alternances de la figure 1.24 (a).

1. Expliquer le fonctionnement et calculer le taux d'ondulation dans le cas du redressement double alternance de $e(t)$.

On prend une tension d'entrée notée : $e(t) = E \sin(\omega t)$.

2. Calculer le taux d'ondulation dans le cas d'un redressement simple alternance de $e(t)$.

3. Dans ce dernier cas, le redressement est suivi d'un filtrage par résistance et condensateur en parallèle. On suppose que le temps de charge est nul et que la constante de temps RC est très grande par rapport à la période T de $e(t)$.

Calculer le taux d'ondulation pour $RC = 20T$.

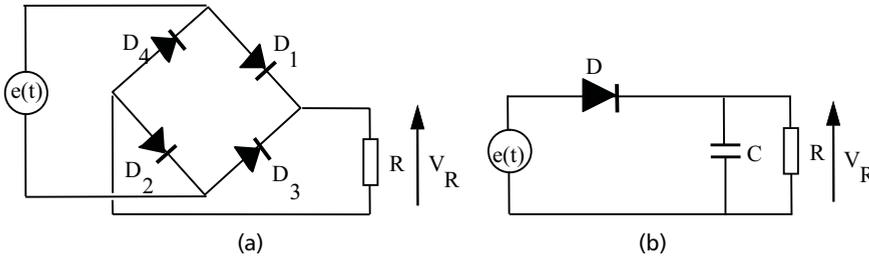


Figure 1.24 Redressement double alternance (a) et simple alternance avec filtrage (b).

► Solution

1. Taux d'ondulation du redressement double alternance

On étudie le cas du redressement double alternance. On note la tension redressée : $u(t) = V_R(t)$. Sachant que $e(t) = E \sin(\omega t)$, on fait un changement de variable : $\omega t = \theta$.

Pendant l'alternance positive, le courant délivré par la source $e(t)$ passe par la diode D_1 , la résistance R et enfin la diode D_2 . Pendant l'alternance négative, le courant délivré par la source $e(t)$ passe par la diode D_3 , la résistance R et enfin la diode D_4 . La tension redressée étant identique à la première alternance de $e(t)$ mais répétée deux fois. La valeur moyenne devient :

$$\bar{U} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = \frac{2}{2\pi} \int_0^\pi E \sin(\theta) d\theta = \frac{E}{\pi} [-\cos(\theta)]_0^\pi$$

$$\bar{U} = \frac{E}{\pi} [-\cos(\pi) + \cos(0)] = \frac{2E}{\pi}$$

De même, le calcul de la valeur efficace s'obtient en calculant :

$$U_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt = \frac{E^2}{2\pi} \int_0^\pi \sin^2(\theta) d\theta = \frac{E^2}{2\pi} \int_0^\pi \frac{1 - \cos(2\theta)}{2} d\theta$$

$$U_{\text{eff}}^2 = \frac{E^2}{4\pi} [(2\pi - 0) - [\sin(2\theta)]_0^{2\pi}] = \frac{E^2}{2}$$

On en déduit :

$$U_{\text{eff}} = \frac{E}{\sqrt{2}} = \frac{E_{\text{Max}}}{\sqrt{2}}$$

Le taux d'ondulation devient :

$$\tau = \frac{U_{\sim\text{eff}}}{U_{\underline{\underline{}}}} \quad \text{avec :} \quad U_{\text{eff}}^2 = U_{\underline{\underline{}}}^2 + U_{\sim\text{eff}}^2$$

Soit : $\tau^2 = \frac{U_{\text{eff}}^2}{U_{\underline{\underline{}}}^2} - 1 = \frac{\pi^2}{8} - 1 = 0,23$, on trouve : $\tau = 0,48$ ou 48 %

2. Taux d'ondulation du redressement simple alternance

On utilise le même raisonnement. On a une alternance sur deux qui passe, l'autre est éliminée par la diode.

$$\bar{U} = \frac{E}{2\pi} [-\cos(\pi) + \cos(0)] = \frac{E}{\pi}$$

$$U_{\text{eff}}^2 = \frac{E^2}{4\pi} [(\pi - 0) - [\sin(2\theta)]_0^\pi] = \frac{E^2}{4}$$

On en déduit :

$$U_{\text{eff}} = \frac{E}{2} = \frac{E_{\text{Max}}}{2}$$

Le taux d'ondulation devient : $\tau = \frac{U_{\sim\text{eff}}}{U_{\underline{\underline{}}}}$ avec : $U_{\text{eff}}^2 = U_{\underline{\underline{}}}^2 + U_{\sim\text{eff}}^2$

Soit : $\tau^2 = \frac{U_{\text{eff}}^2}{U_{\underline{\underline{}}}^2} - 1 = \frac{\pi^2}{4} - 1 = 1,46$, on trouve : $\tau = 1,21$ ou 121 %.

3. Taux d'ondulation du redressement simple alternance et filtrage

Dans le cas du redressement simple alternance suivi d'un filtrage RC , on peut calculer l'ondulation résiduelle en faisant les hypothèses suivantes :

- la décharge de la capacité C dans la résistance R se fait à courant constant (c'est-à-dire l'exponentielle est assimilée à une droite, ceci est vrai lorsque $RC \gg T$);
- le temps de décharge de la capacité est égale à une période T .

Le signal ainsi obtenu est un signal en dents de scies (charge rapide et décharge très lente).

Si on suppose que le courant de décharge est constant, sa valeur vaut : $I = \frac{E}{R}$.

La variation de la tension est :

$$\Delta U = \Delta V_R = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I \times T}{C} = \frac{E}{R} \times \frac{T}{C} = \frac{ET}{RC}$$

Or, la valeur efficace (une fois supprimée la composante continue) d'une tension en dents de scie est :

$$\Delta U_{\sim\text{eff}} = \frac{\Delta U}{\sqrt{3}} \quad \text{avec :} \quad \Delta U = \frac{ET}{RC}$$

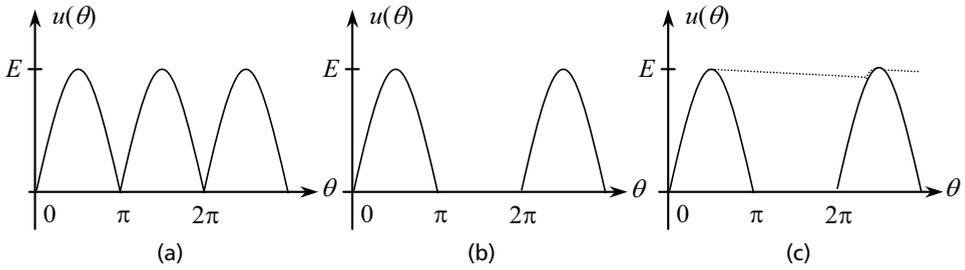


Figure 1.25 Représentation d'un signal redressé double alternance (a), simple alternance (b) et simple alternance suivi d'un filtrage RC (c).

La valeur moyenne de la tension en sortie est :

$$U_{=} = E - \frac{\Delta V}{2} = E - \frac{ET}{2RC} = \frac{E \times (2RC - T)}{2RC}$$

Le taux d'ondulation devient :

$$\tau = \frac{\Delta U_{\sim\text{eff}}}{U_{=}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \times \frac{\frac{ET}{RC}}{E \left(\frac{2RC - T}{2RC} \right)} = \frac{1}{\sqrt{3}} \times \frac{2T}{2RC - T}$$

Application numérique. $\tau = \frac{1}{\sqrt{3}} \times \frac{2T}{2 \times 20 \times T - T} = \frac{2}{39\sqrt{3}} \approx 2,9 \%$

Exercice 1.3 Limitations des tensions par diodes

Soit les montages de la figure 1.26.

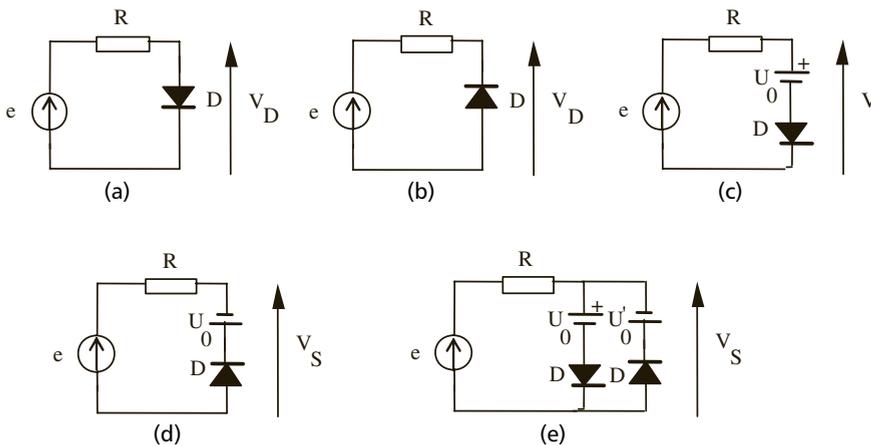


Figure 1.26 Différents circuits à étudier.

Nous supposons que la tension d'entrée est de forme triangulaire et de grande amplitude E . Expliquer le fonctionnement des montages et représenter les tensions de sortie V_D et V_S en fonction du temps.

Application numérique. $E = 10 \text{ V}$, $U_0 = 5 \text{ V}$ et $U'_0 = 5 \text{ V}$.

► Solution

1. Cas des montages de la figure 1.26 (a) et (b)

Dans le cas du montage de la figure 1.26 (a), lorsque la tension d'entrée est positive mais inférieure à $0,6 \text{ V}$, la diode ne laisse pas passer le courant (en réalité le courant est très faible), la chute de tension sur la résistance R est nulle (en réalité négligeable). On retrouve pratiquement toute la tension d'entrée aux bornes de la diode.

Dès que l'entrée dépasse $0,6 \text{ V}$, le courant devient important et la chute de tension sur la résistance R augmente, la tension aux bornes de la diode reste pratiquement égale à $0,6 \text{ V}$.

Pour une tension d'entrée négative, aucun courant ne circule dans la diode ce qui se traduit par l'absence de chute de tension sur R . Toute la tension d'entrée se trouve appliquée sur la diode.

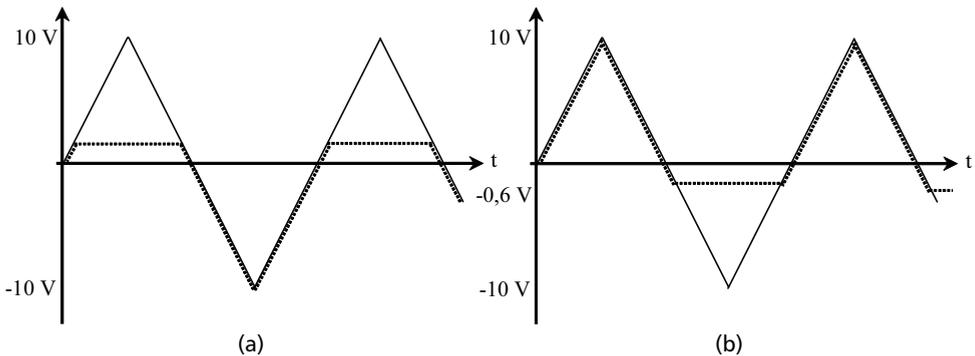


Figure 1.27 Allure de la tension d'entrée et de sortie pour les montages (a) et (b).

En ce qui concerne le montage de la figure 1.26 (b), la diode étant montée en inverse par rapport au premier cas. Le résonnement reste valable. Pour les tensions négatives, la diode limite la tension à $-0,6 \text{ V}$ et pour les tensions positives, toute la tension est appliquée sur la diode.

Suivant le sens de la diode, on obtient soit un écrêteur à $0,6$, soit un ébaseur à $-0,6 \text{ V}$.

2. Cas des montages de la figure 1.26 (c) et (d)

Lorsque la tension d'entrée est positive mais inférieure à $U_0 + 0,6 \text{ V}$, la diode ne conduit pas (diode non passante), la chute de tension sur la résistance R est négligeable. On retrouve pratiquement toute la tension d'entrée aux bornes de la diode.

Dès que l'entrée dépasse $U_0 + 0,6 \text{ V}$, le courant devient important et la chute de tension sur la résistance R augmente, V_D reste pratiquement figée à la valeur $U_0 + 0,6 \text{ V}$. Pour une tension d'entrée négative, aucun courant ne circule dans la diode ce qui se traduit par l'absence de chute de tension sur R . Toute la tension d'entrée se trouve appliquée sur la diode.

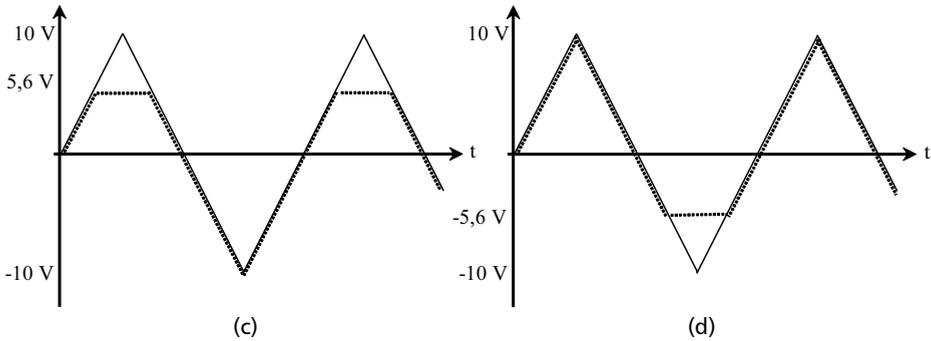


Figure 1.28 Allure de la tension d'entrée et de sortie pour les montages (c) et (d).

En ce qui concerne le montage de la figure 1.26 (d), la diode étant montée en inverse par rapport au premier cas. Le résonnement reste valable. Pour les tensions négatives, la diode limite la tension à $-(U'_0 + 0,6 \text{ V})$ et pour les tensions positives, toute la tension se trouve appliquée sur la diode.

Les montages précédents sont des limiteurs de tensions.

3. Cas du montage de la figure 1.26 (e)

Le cas du montage de la figure 1.26 (e) combine les deux montages précédents des figures 1.26 (c) et (d). On obtient ainsi un circuit qui écrete et ébase l'entrée à deux niveaux quelconques, le premier niveau est situé à $U_0 + 0,6 \text{ V}$ et l'autre est situé à $-(U'_0 + 0,6 \text{ V})$.

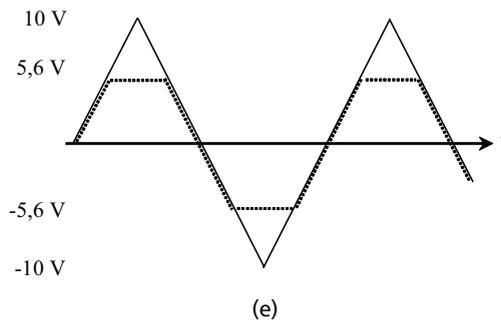


Figure 1.29 Allure de la tension d'entrée et de sortie pour le montage (e).

Exercice 1.4 Détection crête et doubleur de tension

Soit les montages de la figure 1.30.

Déterminer pour chaque montage, dans le cas d'une tension d'entrée triangulaire et de forte amplitude (on néglige 0,6 V devant E) les différentes tensions indiquées.

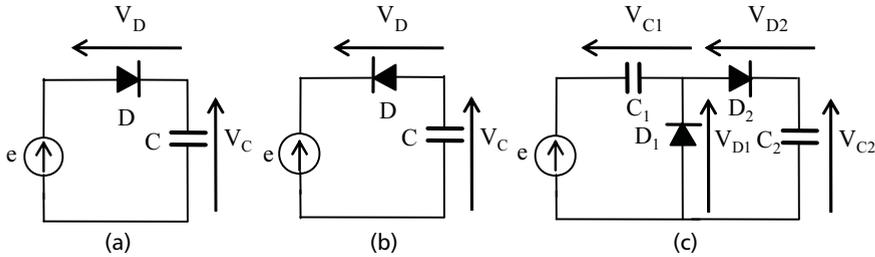


Figure 1.30 Trois montages diodes – condensateurs.

► Solution

1. Cas des montages de la figure 1.30 (a) et de la figure 1.30 (b)

On suppose que le condensateur est initialement déchargé. Dans le cas du montage de la figure 1.30 (a), lorsque la tension d'entrée est positive, la diode commence à conduire, le condensateur déchargé joue le rôle d'un court-circuit, le courant qui passe commence à charger le condensateur. Ce phénomène va durer jusqu'à l'instant $T/4$ pour laquelle la tension d'entrée arrive à sa valeur maximale. À cet instant, si on néglige 0,6 V devant E , le condensateur est chargé à $+E$.

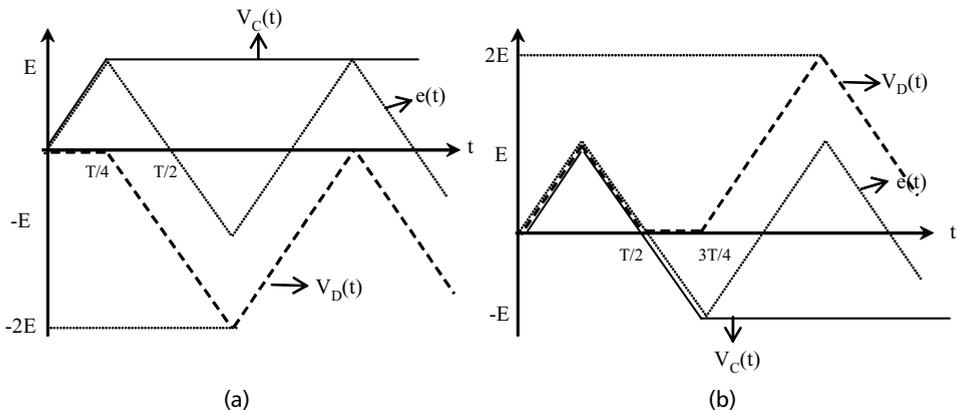


Figure 1.31 Allure de la tension d'entrée, de V_D et de V_C pour les montages (a) et (b).

Dès que la tension d'entrée commence à baisser, la diode se trouve bloquée et le condensateur garde sa charge. Cet état demeure, car même au cours des alternances positives suivantes, on a toujours la diode qui est bloquée. La tension aux bornes de la diode est :

$$U_D = e(t) - E$$

Si on met la diode dans le sens inverse (figure 1.30 (b)), entre les temps 0 et $T/2$, la diode reste bloquée, le condensateur ne se charge pas. Entre $T/2$ et $3T/4$, la diode conduit et le condensateur se charge jusqu'à atteindre la valeur $-E$. Puis la diode se bloque définitivement comme pour le premier montage et garde sa charge.

Les montages ainsi réalisés représentent des détecteurs de crêtes lorsque la tension considérée est celle qui se trouve aux bornes du condensateur. Lorsqu'on choisit de prendre la tension aux bornes de la diode, on obtient un verrouillage de cette tension au-dessous (a) ou au-dessus (b) de zéro.

2. Cas du montage de la figure 1.30 (c)

On suppose que le condensateur est initialement déchargé. Dans le cas du montage de la figure 1.30 (c), on combine deux circuits analogues à ceux utilisés pour le montage a et le montage b. En effet, le circuit formé par la diode D_1 et le condensateur C_1 permet de verrouiller la tension aux bornes de la diode au-dessus de zéro.

Le condensateur C_1 se charge donc à : $V_{C1}(t) = -E$

La tension aux bornes de D_1 est : $V_{D1}(t) = e(t) + E$

Le condensateur C_2 se charge donc à : $V_{C2}(t) = +2E$

La tension aux bornes de D_2 est : $V_{D2}(t) = e(t) - E$

En prenant la sortie aux bornes du condensateur C_2 , Le montage ainsi réalisé représente un doubleur (ou multiplicateur par deux) de la tension. On peut associer un certain nombre de cellules pour obtenir un multiplicateur par 4 ou par 8 de la valeur crête de la tension d'entrée.

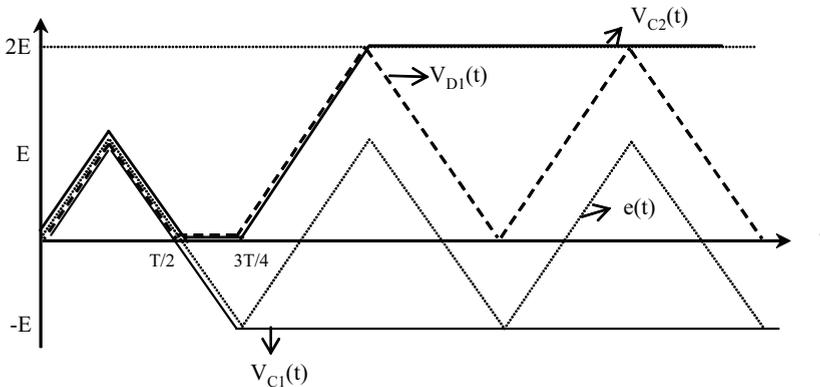


Figure 1.32 Principe de la multiplication de la tension par deux.

Exercice 1.5 Module d'élevation au carré à diodes

On désire obtenir une caractéristique courant tension $I = f(E)$ de forme parabolique comme indiquée à la figure 1.33 (a). On se limite à une tension maximale de 4 volts. Le montage utilisé est donné à la figure 1.33 (b). On suppose que les diodes sont idéales (sans seuils) et que $E_1 < E_2 < E_3 < E_4$.

Déterminer les valeurs des différentes tensions et des résistances.

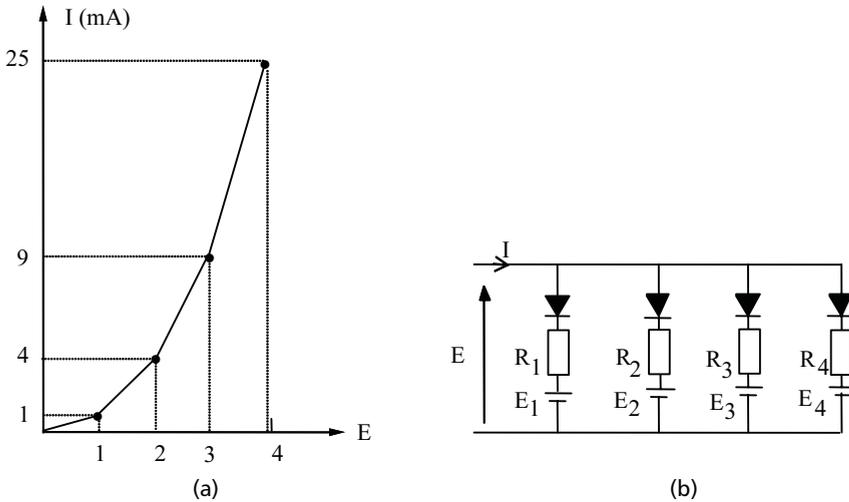


Figure 1.33 Caractéristique demandée (a) et circuit utilisé (b).

► Solution

Il va de soi, qu’aucun courant ne peut circuler dans le montage lorsque la tension E est négative.

1. Calcul de E_1 et R_1

Pour une tension $0 \leq E \leq 1$ V, la caractéristique courant-tension est une droite qui passe par l’origine. Autrement dit, dès que la tension E devient positive, la diode D_1 devient passante et un courant I circule. Ceci est impossible si E_1 n’est pas nulle.

En effet, l’expression du courant I est :

$$I = I_1 = \frac{E - E_1}{R_1}$$

Pour une tension $E = 0$, le courant est :

$$I_1 = -\frac{E}{R_1} = 0, \quad \text{ce qui impose : } E_1 = 0$$

Pour une tension $E = 1$ V, le courant est : $I_1 = 1$ mA.

On en déduit la valeur de la résistance R_1 :

$$R_1 = \frac{E}{I_1} = \frac{1 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 1 \text{ k}\Omega$$

2. Calcul de E_2 et R_2

Pour une tension $1 \text{ V} \leq E \leq 2 \text{ V}$, la caractéristique courant-tension devient une droite qui passe par le point de coordonnées (1 mA, 1 V) et le point de coordonnées (4 mA, 2 V). Autrement dit, dès que la tension E dépasse la valeur de E_1 , la diode D_2 devient passante et un courant I_2 circule dans cette diode.

Les expressions des courants qui circulent sont : $I = I_1 + I_2$.

$$\text{Avec : } I_1 = \frac{E - E_1}{R_1}; \quad I_2 = \frac{E - E_2}{R_2}; \quad I = \frac{E - E_1}{R_1} + \frac{E - E_2}{R_2}$$

Pour le point de coordonnées (1 mA, 1 V), on utilise ces valeurs dans l'équation précédente :

$$10^{-3} = \frac{1 - 0}{10^3} + \frac{1 - E_2}{R_2} = 10^{-3} + \frac{1 - E_2}{R_2}, \quad \text{on en déduit : } E_2 = 1 \text{ V}$$

Pour le point de coordonnées (4 mA, 2 V), on utilise ces valeurs dans l'équation précédente :

$$4 \times 10^{-3} = \frac{2 - 0}{10^3} + \frac{2 - 1}{R_2} = 2 \times 10^{-3} + \frac{1}{R_2}, \quad \text{on en déduit : } R_2 = 500 \Omega$$

3. Calcul de E_3 et R_3

Pour une tension $2 \text{ V} \leq E \leq 3 \text{ V}$, la caractéristique courant-tension devient une droite qui passe par le point de coordonnées (4 mA, 2 V) et le point de coordonnées (9 mA, 2 V). Autrement dit, dès que la tension E dépasse la valeur de E_2 , la diode D_3 devient passante et un courant I_3 circule dans cette diode.

Les expressions des courants qui circulent sont : $I = I_1 + I_2 + I_3$.

$$\text{Avec : } I_1 = \frac{E - E_1}{R_1}; \quad I_2 = \frac{E - E_2}{R_2}; \quad I_3 = \frac{E - E_3}{R_3}$$

$$\text{Soit : } I = \frac{E - E_1}{R_1} + \frac{E - E_2}{R_2} + \frac{E - E_3}{R_3}$$

Pour le point de coordonnées (4 mA, 2 V), on utilise ces valeurs dans l'équation précédente :

$$4 \times 10^{-3} = \frac{2 - 0}{10^3} + \frac{2 - 1}{500} + \frac{2 - E_3}{R_3}, \quad \text{on en déduit : } E_3 = 2 \text{ V}$$

Pour le point de coordonnées (9 mA, 3 V), on utilise ces valeurs dans l'équation précédente :

$$9 \times 10^{-3} = \frac{3 - 0}{10^3} + \frac{3 - 1}{500} + \frac{3 - 2}{R_3} = 7 \times 10^{-3} + \frac{1}{R_3}, \quad \text{on en déduit : } R_3 = 500 \Omega$$

4. Calcul de E_4 et R_4

Pour une tension $3 \text{ V} \leq E \leq 4 \text{ V}$, la caractéristique courant-tension devient une droite qui passe par le point de coordonnées (9 mA, 3 V) et le point de coordonnées (16 mA, 4 V). Autrement dit, dès que la tension E dépasse la valeur de E_3 , la diode D_4 devient passante et un courant I_4 circule dans cette diode.

Les expressions des courants qui circulent sont : $I = I_1 + I_2 + I_3 + I_4$.

Avec :
$$I = \frac{E - E_1}{R_1} + \frac{E - E_2}{R_2} + \frac{E - E_3}{R_3} + \frac{E - E_4}{R_4}$$

Pour le point de coordonnées (9 mA, 3 V), on utilise ces valeurs dans l'équation précédente :

$$9 \times 10^{-3} = \frac{3 - 0}{10^3} + \frac{3 - 1}{500} + \frac{3 - 2}{500} + \frac{3 - E_4}{R_4}, \quad \text{on en déduit : } E_4 = 3 \text{ V}$$

Pour le point de coordonnées (16 mA, 4 V), on utilise ces valeurs dans l'équation précédente :

$$16 \times 10^{-3} = \frac{4 - 0}{10^3} + \frac{4 - 1}{500} + \frac{4 - 2}{500} + \frac{4 - 3}{R_4} = 18 \times 10^{-3} + \frac{1}{R_4},$$

on en déduit :

$$R_4 = 500 \Omega$$

Exercice 1.6 Détection quadratique par diode – capacité

La figure 1.34 représente le montage d'une détection quadratique. Soit une diode à jonction idéale, dont la relation $I = f(V)$ est donnée par l'équation, utilisée dans le montage précédent.

On pose : $V_T = \frac{KT}{q} = 26 \text{ mV}$ à la température ambiante

On suppose que : $V \ll V_T$ et $\frac{1}{C\omega} \approx 0$

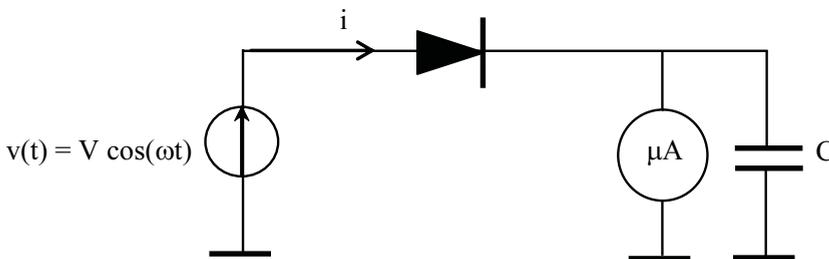


Figure 1.34 Détection quadratique par diode – capacité.

► Solution

La tension résiduelle alternative aux bornes du condensateur C est négligeable. Dans ces conditions, on a :

$$i = I_S \left(e^{\frac{v(t)}{V_T}} - 1 \right)$$

Puisque $E \ll V_T$, le développement limité de l'exponentiel nous permet d'écrire :

$$e^{\frac{v(t)}{V_T}} \approx 1 + \frac{v(t)}{V_T} + \frac{1}{2} \times \frac{(v(t))^2}{V_T^2} + \dots$$

Soit

$$i \approx I_S \left[\frac{v(t)}{V_T} + \frac{1}{2} \times \frac{(v(t))^2}{V_T^2} + \dots \right]$$

Or, sachant que : $v(t) = V \cos(\omega t)$, le courant devient :

$$i \approx I_S \left[\frac{V \cos(\omega t)}{V_T} + \frac{1}{2} \times \frac{V^2 \cos^2(\omega t)}{V_T^2} + \dots \right]$$

On sait que

$$\cos^2(\omega t) = \frac{\cos(2\omega t) + 1}{2}$$

En remplaçant dans l'expression précédente, on trouve :

$$i = I_S \left(\frac{V^2}{4V_T^2} + \frac{V}{V_T} \cos(\omega t) + \frac{V^2}{4V_T^2} \cos(2\omega t) \right)$$

Le micro-ampèremètre va indiquer un courant continu égal à i (les composantes alternatives étant supposées court-circuitées par le condensateur C). On a donc :

$$i = I_S \frac{V^2}{4V_T^2}$$

Le courant détecté par la diode est proportionnel au carré de la tension d'attaque, pour les faibles valeurs de cette tension ($V \ll V_T = \frac{kT}{q} \approx 26 \text{ mV}$).

On a réalisé une détection quadratique, proportionnel à la puissance (*et non à la tension*) du générateur d'attaque.

Exercice 1.7 Régulation d'une tension par diode Zener

Soit le montage de la figure 1.35. Il s'agit de la régulation par diode Zener, de la tension de sortie aux bornes de la résistance d'utilisation R_U .

1. On suppose que la diode est idéale, avec : $V_Z = 10 \text{ V}$ et $r_Z = 0$, La tension d'entrée est une tension continue qui varie entre 15 et 20 V, la résistance d'utilisation R_U est une résistance fixe de 200 Ω .

Le courant dans la diode Zener doit être d'intensité supérieure ou égale à 5 mA. Calculer la valeur de la résistance série R_S .

2. On garde la valeur de R_S et on suppose maintenant que R_U est une résistance qui varie de 200 Ω à 2 k Ω .

Calculer les valeurs limites du courant I et du courant I_Z . En déduire les puissances dissipées dans la diode Zener et dans R_S .

3. La diode Zener possède maintenant une résistance dynamique $r_z = 20 \Omega$ et une tension Zener de 10 V.

Donner le schéma équivalent du circuit calculer les coefficients de régulation amont α et aval λ .

$$\alpha = \left. \frac{\Delta U_U}{\Delta E} \right|_{I_U = \text{Cte}} ; \quad \lambda = \left. \frac{\Delta U_U}{\Delta I_U} \right|_{E = \text{Cte}}$$

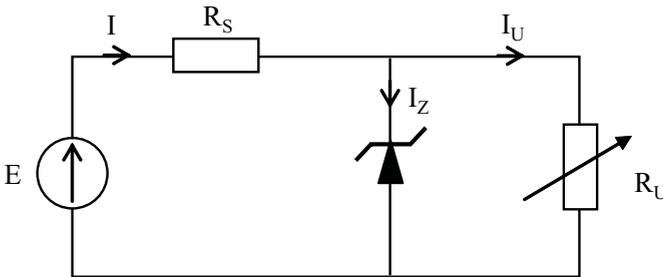


Figure 1.35 Régulation par diode Zener.

► Solution

1. Calcul de la valeur de la résistance série R_S

Puisque le courant dans la diode Zener doit être supérieur ou égal à 3 mA et sachant que la tension $U_Z = 10 \text{ V}$, On raisonne sur la valeur minimale E_{\min} de la tension E :

$$U_U = U_Z = 10 \text{ V} = E_{\min} - R_S I = E_{\min} - R_S (I_Z + I_U)$$

Or, le courant d'utilisation dans la charge est :

$$I_U = \frac{U_U}{R_U} = \frac{U_Z}{R_U} = \frac{10}{200} = 50 \times 10^{-3} = 50 \text{ mA}$$

On en déduit
$$R_S = \frac{E_{\min} - U_Z}{I_Z + I_U} = \frac{15 - 10}{(5 + 50) \times 10^{-3}} = 90,90 \Omega$$

En réalité, il faut prendre une valeur normalisée, mais pour cet exercice on garde cette valeur pour les autres questions.

2. Calcul des valeurs limites de I et de I_Z

Le courant maximal délivré par la source de tension E est I_{\max} :

$$I_{\max} = \frac{E_{\max} - U_Z}{R_S} = \frac{20 - 10}{90,90} = 110 \text{ mA}$$

Le courant minimal délivré par la source de tension E est I_{\min} :

$$I_{\min} = \frac{E_{\min} - U_Z}{R_S} = \frac{15 - 10}{90,90} = 55 \text{ mA}$$

Or, le courant d'utilisation varie entre la valeur min $I_{U\min}$ et la valeur max $I_{U\max}$:

$$I_{U\min} = \frac{U_U}{R_{U\max}} = \frac{10}{2 \times 10^3} = 5 \times 10^{-3} = 5 \text{ mA}$$

$$I_{U\max} = \frac{U_U}{R_{U\min}} = \frac{10}{200} = 50 \times 10^{-3} = 50 \text{ mA}$$

On en déduit $I_{Z\min} = I_{\min} - I_{U\max} = 55 \times 10^{-3} - 50 \times 10^{-3} = 5 \text{ mA}$ et,

$$I_{Z\max} = I_{\max} - I_{U\min} = 110 \times 10^{-3} - 5 \times 10^{-3} = 105 \text{ mA}$$

La puissance maximale dissipée par la diode Zener est :

$$P_{Z\max} = I_{Z\max} \times V_Z = (105 \times 10^{-3}) \times 10 = 1,05 \text{ W}$$

Il faut choisir donc une diode Zener, qui supporte cette puissance et qui supporte le courant maximal $I_{Z\max}$. La puissance maximale dissipée par la résistance série est :

$$P_{R\max} = I_{\max}^2 \times R_S = (110 \times 10^{-3})^2 \times 90,9 = 1,1 \text{ W}$$

Il faut choisir donc une résistance, qui supporte cette puissance. Les résistances habituelles sont souvent des résistances qui supportent 0,5 watt.

3. Calcul des coefficients de régulation amont α et aval λ

Le schéma équivalent du montage est :

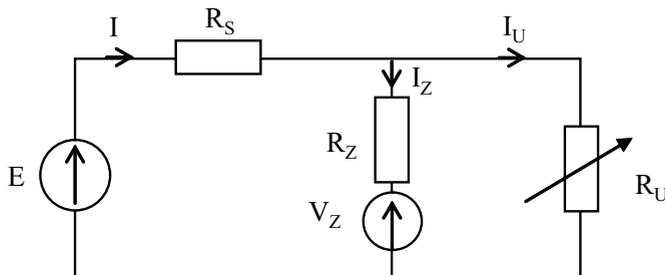


Figure 1.36 Schéma équivalent du montage de régulation par diode Zener.

On peut écrire les expressions suivantes :

$$E = R_S I + R_Z I_Z + V_Z ; \quad I_U = I - I_Z ; \quad U_U = R_Z I_Z + V_Z$$

On en déduit
$$E = R_S I_U + R_S I_Z + U_U ; \quad I_Z = \frac{U_U - V_Z}{R_Z}$$

Ce qui donne
$$E = R_S I_U + \left(1 + \frac{R_S}{R_Z}\right) U_U - \frac{R_S}{R_Z} V_Z$$

– si E est une constante, toute variation de la charge R_U (ce qui revient à une variation du courant I_U), s'accompagne d'une variation de la tension de sortie U_U . L'expression précédente s'écrit :

$$E - R_S I_U = \left(1 + \frac{R_S}{R_Z}\right) U_U - \frac{R_S}{R_Z} V_Z$$

Ce qui donne
$$0 - R_S dI_U = \left(1 + \frac{R_S}{R_Z}\right) dU_U - 0$$

Finalement, on trouve :

$$\lambda = \left. \frac{dU_U}{dI_U} \right|_{E=\text{cte}} = -\frac{R_S R_Z}{R_S + R_Z} = \frac{20 \times 90,9}{110,9} = -16,5 \Omega = -r_i$$

Le signe « $-$ » signifie que les variations du courant et de la tension sont en sens inverse. Lorsque l'une augmente, l'autre diminue et vice versa.

Avec r_i qui représente la résistance interne du régulateur.

– si I_S est une constante, toute variation de la tension E s'accompagne d'une variation de la tension de sortie U_U . L'expression précédente s'écrit :

$$E = \left(1 + \frac{R_S}{R_Z}\right) U_U - \frac{R_S}{R_Z} V_Z + R_S I_U$$

Ce qui donne
$$dI_U = \left(1 + \frac{R_S}{R_Z}\right) dU_U - 0 + 0$$

Finalement, on trouve

$$\left. \frac{dU_U}{dE} \right|_{I_U=\text{cte}} = \frac{R_Z}{R_S + R_Z} = \frac{20}{90,90 + 20} = 0,18.$$

Chapitre 2

Les transistors

Généralement en électronique, en électrotechnique et en automatique, on est amené à utiliser des composants actifs en vue de réaliser une fonction particulière telle que l'amplification ou l'adaptation d'impédance. Pour étudier ce genre de circuit, les composants actifs doivent être remplacés par leurs modèles équivalents, valables souvent uniquement en dynamique à petits signaux. On étudie dans ce chapitre les transistors bipolaires, les transistors à effet de champ et les transistors MOS.

2.1 LES TRANSISTORS BIPOLAIRES

2.1.1 Classification des transistors

Les transistors sont réalisés par la jonction de différentes zones de semi-conducteurs de types N et de type P. Il existe deux grandes classes de transistors.

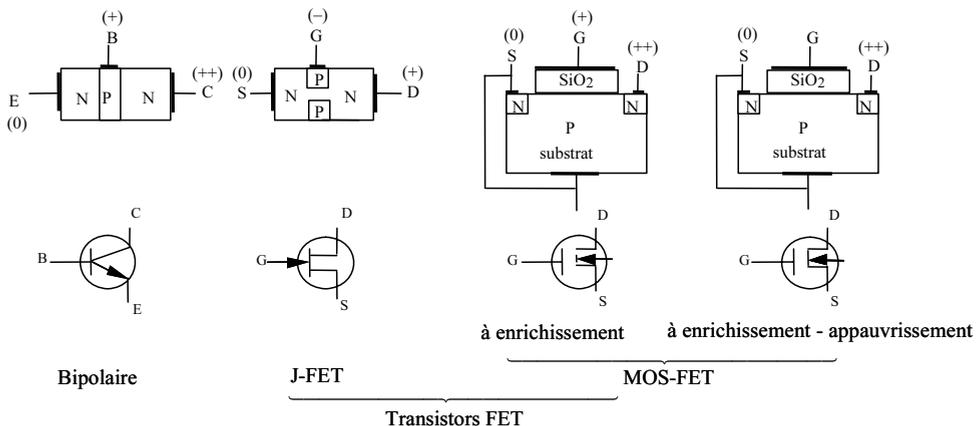


Figure 2.1 Aperçu des différents types de transistors.

- Les transistors bipolaires sont constitués de trois zones de semi-conducteurs : une zone N, une zone P et une zone N, pour un transistor NPN, (ou bien une zone P, une zone N et une zone P, pour un transistor PNP).
- Les transistors unipolaires dans lesquels un seul type de porteurs de charge est responsable du passage du courant. Ce sont les transistors à effet de champ ou transistors F.E.T. (Field Effect Transistors). Ces transistors se répartissent eux-mêmes en deux groupes : les JFET et les MOS.FET. Les MOS.FET se subdivisent encore en MOS.FET à enrichissement et MOS.FET à enrichissement-appauvrissement.

2.1.2 Les transistors bipolaires

Un transistor bipolaire est constitué d'un monocristal de semi-conducteur (principalement le silicium) dopé pour obtenir deux jonctions, disposées en série et de sens opposé. Il existe donc deux types fondamentaux de transistors bipolaires, dits complémentaires :

- les transistors NPN dans lesquels une mince couche de type P est comprise entre deux zones de type N : figure 2.2 (a) ;
- les transistors PNP dans lesquels une mince couche de type N est comprise entre deux zones de type P : figure 2.2 (b).

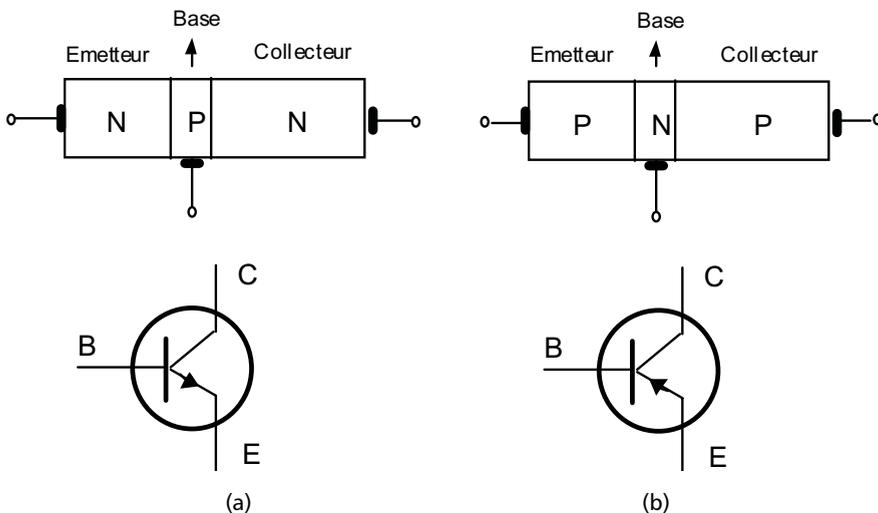


Figure 2.2 Représentations schématiques et symboles des transistors bipolaires.

a) Définitions

- La couche intermédiaire est appelée base. Cette couche est très mince et est légèrement dopée. Les porteurs majoritaires sont donc en quantité assez faible.
- L'une des deux autres zones est appelée émetteur. Il s'agit de la zone la plus dopée du transistor. Son rôle consiste à injecter des porteurs (électrons dans le cas d'un transistor NPN) dans la base.
- La dernière zone qui est de même type que l'émetteur est appelée collecteur. Son dopage est plus faible que celui de l'émetteur et sa géométrie est différente. Le rôle principal du collecteur est de recueillir les porteurs.

Le transistor est donc un composant à trois bornes (*tripôle*) reliées respectivement à l'émetteur, à la base et au collecteur. Sa représentation schématique, ainsi que les symboles normalisés sont donnés à la figure 2.2 pour les deux types.

b) L'effet transistor

L'étude sera menée sur un transistor bipolaire de type NPN qui est le plus utilisé et le plus facile à réaliser. Le fonctionnement d'un transistor de type PNP se déduit en échangeant les rôles des électrons ainsi que des trous et en inversant les signes des tensions d'alimentation et des courants.

► Le transistor non polarisé

Prenons le cas de trois zones NPN mises côte à côte mais électriquement isolées l'une de l'autre, nous aurons la situation de la figure 2.3 (a). Supposons maintenant que ces zones ne sont plus isolées l'une de l'autre, les électrons libres diffusent à travers les deux jonctions ce qui donne deux zones de déplétion (figure 2.3 (b)). Ces zones de transition représentées en hachuré sont dépourvues de porteurs majoritaires et la barrière de potentiel pour chacune d'elles est d'environ 0,6 à 0,7 volt.

Or, puisque les trois régions dopées n'ont pas la même concentration, la zone de déplétion pénètre peu dans l'émetteur qui est fortement dopé mais profondément dans la base qui est très peu dopée. Du côté du collecteur, la pénétration de la zone de déplétion sera moyenne.

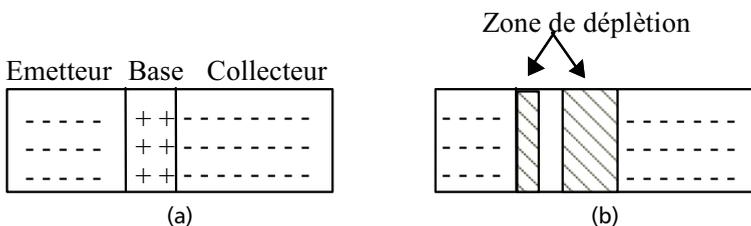


Figure 2.3 Transistor bipolaire NPN non polarisé.

► L'effet transistor : gain en courant β

Parmi les différentes façons de polariser un transistor de type NPN, une seulement, présente un intérêt primordial. Si nous polarisons la jonction émetteur-base en direct et la jonction collecteur-base en inverse, nous obtenons la configuration visible sur la figure 2.4.

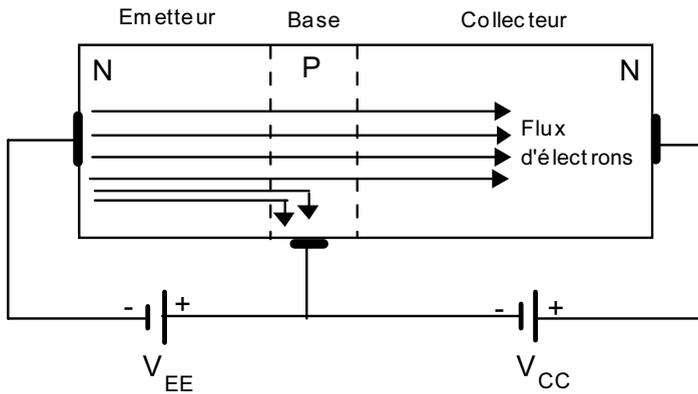


Figure 2.4 Polarisation directe et principe de l'effet transistor.

En premier lieu, supposons que seule la jonction BC soit polarisée et qu'elle le soit en inverse. Elle est traversée par un courant très faible dû aux porteurs minoritaires appelé I_{CB0} .

Polarisons maintenant la jonction base-émetteur en direct. Les électrons qui sont majoritaires dans la région de l'émetteur (type N) diffusent en grande quantité à travers la jonction émetteur-base, polarisée en direct, créant ainsi un courant émetteur I_E . Les électrons de l'émetteur traversent en majorité la base et arrivent jusqu'au collecteur. Ainsi l'émetteur « injecte » ou « émet » des porteurs majoritaires et le collecteur les collecte.

Nous appelons α la proportion des électrons dans le cas du transistor NPN émis par l'émetteur, qui parviennent jusqu'au collecteur ; α est généralement proche de l'unité. Le courant total devient :

$$I_C = -\alpha I_E + I_{CB0} \approx -\alpha I_E \approx -I_E$$

À l'équilibre, nous n'avons pas de variation de charges à l'intérieur du transistor. En choisissant les sens des courants conformément à la convention des réseaux (tout courant qui arrive à un nœud est positif et tout courant qui en sort est négatif), nous pouvons écrire la loi de Kirchhoff :

$$I_E + I_B + I_C = 0,$$

En éliminant I_E on obtient :

$$I_C = \alpha(I_B + I_C) + I_{CB0}$$

$$\text{D'où : } I_C = \frac{\alpha_{CC}}{1 - \alpha_{CC}} I_B + \frac{1}{1 - \alpha_{CC}} I_{CB0}$$

$$\text{On pose : } \beta = \frac{\alpha_{CC}}{1 - \alpha_{CC}}$$

$$\text{Soit : } I_C = \beta_{CC} I_B + \frac{1}{1 - \alpha} I_{CB0} \approx \beta_{CC} I_B$$

Cette dernière relation caractérise l'effet transistor : en injectant un courant I_B très faible dans la base, nous commandons un courant de collecteur I_C beaucoup plus intense. β varie dans de grandes proportions d'un transistor à l'autre. En effet, β dépend surtout de la différence de dopage entre l'émetteur et la base ainsi que de celle-ci. Mais à une température fixe, β reste à peu près constant pour un transistor donné et pour une large variation du courant I_C .

c) Fonctionnement en statique en émetteur commun

Généralement, le transistor qui est un composant à trois bornes est utilisé en tant que quadripôle amplificateur. Dans la plupart des applications, une des bornes est commune à l'entrée et à la sortie. On a donc trois possibilités de montage de transistor : le montage émetteur commun, le montage base commune et le montage collecteur commun. L'étude sera abordée dans un premier temps en courant continu : c'est le régime statique, ou de polarisation.

Parmi les trois montages fondamentaux, le montage dit en émetteur commun est de loin le plus utilisé. Avec cette configuration, les grandeurs d'entrée sont le courant de base I_B et le potentiel de celle-ci par rapport à celui de l'émetteur V_{BE} . Les variables de sortie sont le courant collecteur I_C et le potentiel entre le collecteur et l'émetteur V_{CE} .

► Caractéristique d'entrée $I_B = f(V_{BE})$ à $U_{CE} = \text{Cte}$

Dès que la tension entre collecteur et émetteur dépasse 0,7 volt, la jonction base-collecteur devient polarisée en inverse et le transistor est en fonctionnement normal. La caractéristique d'entrée est une caractéristique de diode en direct à allure exponentielle.

$$I_B = I_S \left(e^{\frac{qV_{BE}}{KT}} - 1 \right) \approx I_S \left(e^{\frac{qV_{BE}}{KT}} \right)$$

Le réseau d'entrée $I_B = f(V_{BE})$ se réduit dans la pratique à une seule courbe, toutes les courbes étant confondues.

► Caractéristiques de transfert $I_C = f(I_B)$ à $V_{CE} = \text{Cte}$

On a vu que le courant collecteur s'écrit :

$$I_C = \frac{\alpha_{CC}}{1 - \alpha_{CC}} I_B + \frac{1}{1 - \alpha_{CC}} I_{CB0}$$

Avec :

$$I_{CE0} = \frac{1}{1 - \alpha_{CC}} I_{CB0}$$

Le courant I_{CE0} peut être mesuré en déconnectant la base ($I_B = 0$) avec une tension V_{CE} positive de sorte que les jonctions soient normalement polarisées. C'est un courant de l'ordre d'une centaine de μA . Ce courant est donc généralement négligeable devant I_C qui est de l'ordre du mA.

La caractéristique $I_C = f(I_B)$ ne passe pas par l'origine, mais par I_{CE0} , qui est très proche de l'origine. Elle présente une légère courbure pour des courants du collecteur très faibles et tend vers une droite dès que le courant I_C dépasse quelques centaines de μA .

En réalité, le gain en courant β_{CC} croît légèrement avec la tension V_{CE} car la largeur de la zone de déplétion de la jonction base - collecteur augmente aussi. D'autre part, le gain en courant augmente avec le courant I_C avant de baisser de nouveau pour des courants de collecteur assez élevés.

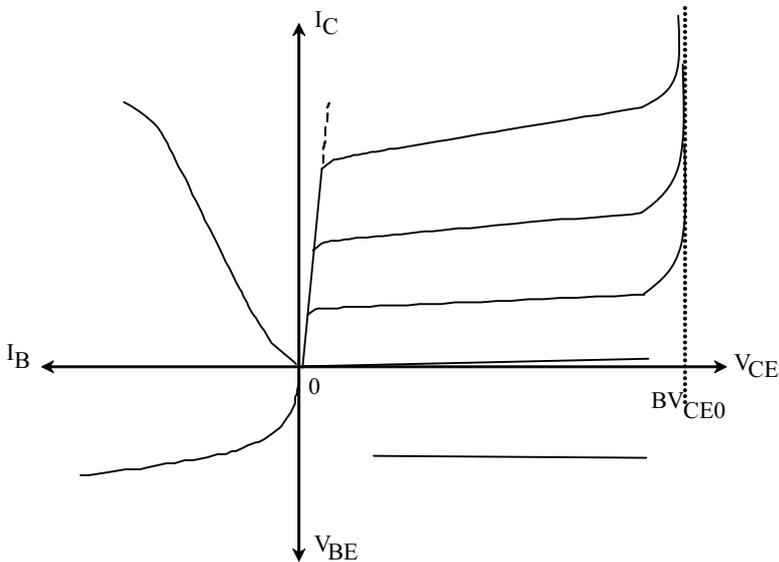


Figure 2.5 Réseau de caractéristiques d'un transistor bipolaire NPN.

► Caractéristiques de sortie $I_C = f(V_{CE})$ à $I_B = Cte$

Dès que la tension V_{CE} devient suffisamment positive pour que les deux jonctions soient normalement polarisées, on a :

$$I_C = \beta_{CC} I_B + I_{CE0}$$

Si le gain en courant était rigoureusement constant, les caractéristiques seraient des droites horizontales et équidistantes pour des intervalles ΔI_B égaux. En réalité on

retrouve les défauts des caractéristiques de transfert. Pour une tension entre le collecteur et émetteur égale à une constante, il y a une courbure de la caractéristique de transfert et les caractéristiques de sortie ne sont pas rigoureusement équidistantes. De plus, elles montent légèrement avec la tension V_{CE} , ce qui traduit la légère croissance de β avec V_{CE} .

En effet lorsque la tension V_{CE} augmente, étant donné que V_{BE} est faible, V_{CB} suivra sensiblement les mêmes variations. Or une augmentation de la tension collecteur-base modifie les dimensions de la zone de charge d'espace et réduit par conséquent l'épaisseur de la base, ce qui aura comme effet une diminution des recombinaisons des porteurs dans la base. Ceci se traduit par une augmentation apparente de α et de β avec V_{CE} . Ce phénomène a été signalé par Eurlly en 1952 et porte son nom.

Les caractéristiques $I_C = f(V_{CE})$ sont limitées par deux zones proches des axes qu'il n'est pas possible d'utiliser (figure 2.5) :

- une zone (ou caractéristique) de saturation qui est proche de l'axe des courants I_C . Cette zone correspond au cas où les deux jonctions sont polarisées en direct ;
- une zone (ou caractéristique) de blocage qui est proche de l'axe des tensions V_{CE} et obtenue pour un courant de base nul I_B . Il n'est pas possible d'avoir I_B négatif à cause de la jonction base émetteur.

Dans ces deux zones, on sort du régime de fonctionnement normal du transistor et il faut toujours vérifier (sauf dans le cas de la commutation), que l'on est éloigné de ces régions dans le montage étudié.

► Caractéristiques $V_{BE} = f(V_{CE})$ à $I_B = \text{Cte}$

Les caractéristiques $V_{BE} = f(V_{CE})$ à $I_B = \text{Cte}$ présentent peu d'intérêt et se présentent sous forme de droites pratiquement horizontales. La tension base-émetteur ne dépend pratiquement pas de la tension entre collecteur et émetteur dès que cette tension dépasse 1 volt.

d) *Limites d'utilisation d'un transistor*

Le transistor étant constitué de deux jonctions, il est possible de déterminer les limites d'utilisation de celui-ci à partir de celle de la diode. C'est-à-dire le courant maximum dans une jonction ainsi que la tension inverse maximale qu'on peut utiliser sans avoir de claquage.

► Tensions de claquage

Nous avons vu l'existence des courants de fuites I_{CE0} (en base commune et émetteur ouvert) et I_{CB0} (en émetteur commun et base ouverte). Si on augmente exagérément les tensions, les courants de fuites augmentent par effet avalanche et peuvent être la cause de la destruction de transistor par échauffement. Ces tensions à ne pas dépasser sont données par le constructeur et sont généralement notées BV_{CE0} et BV_{CB0} (BV est l'abréviation de *Breakdown Voltage*).

► Courant maximum

Le courant maximum du collecteur doit rester inférieur à une certaine valeur I_{Cmax} sous peine de destruction du transistor.

► Puissance maximum

La puissance dissipée par un transistor au repos est donnée par la formule suivante :

$$P = V_{BE} I_B + V_{CE} I_C \approx V_{CE} I_C < P_{max}$$

Cette puissance est limitée à cause de l'échauffement du transistor. La température maximale de la jonction ne doit pas dépasser 200 °C dans le cas du silicium.

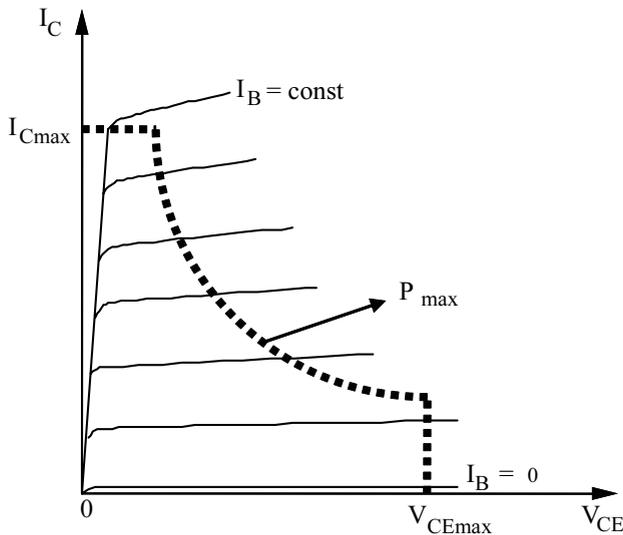


Figure 2.6 Zone de fonctionnement d'un transistor.

2.1.3 Polarisation d'un transistor NPN

a) Généralités

Mis à part le cas particulier d'un amplificateur continu, un transistor sert généralement à amplifier un petit signal de forme quelconque variable dans le temps. Or pour pouvoir remplir son rôle, le transistor doit être polarisé correctement et en plus le transistor doit pouvoir récupérer de l'énergie. Cette énergie provient généralement d'une source de tension continue.

Polariser un transistor c'est lui fixer un ensemble de valeurs caractérisant son état de fonctionnement. Or l'état d'un transistor sera défini par la connaissance de trois courants I_C , I_E et I_B d'une part, et de trois tensions V_{CE} , V_{CB} et V_{BE} d'autre part.

Ces six paramètres ne sont pas tous indépendants puisque :

$$I_C + I_B + I_E = 0 \quad \text{et} \quad V_{CE} + V_{EB} + V_{BC} = 0$$

Il n'y a donc que 4 paramètres indépendants, mais le problème qui se pose est le suivant : comment et suivant quels critères doit-on choisir un point de fonctionnement ? Quel est le montage le mieux adapté ? Quelles sont alors les valeurs des composants ?

b) Polarisation d'un transistor

On prend le montage de polarisation de la figure 2.7. On veut déterminer le point de fonctionnement ou point de repos pour lequel on utilise la notation avec des indices « 0 » pour préciser qu'il s'agit bien du point de repos. Pour cela on doit connaître les quatre variables citées précédemment : il s'agit d'une part des deux courants I_{C0} et I_{B0} et d'autre part des deux tensions V_{CE0} et V_{BE0} . Il faut donc déterminer quatre équations :

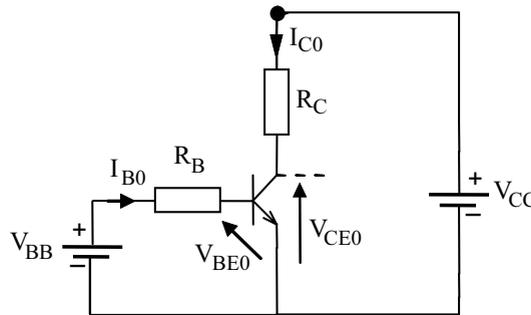


Figure 2.7 Polarisation d'un transistor NPN par deux sources de tension.

Le transistor nous permet de disposer de deux équations :
$$\begin{cases} I_C = f(V_{CE}, I_B) \\ V_{BE} = f(V_{CE}, I_B) \end{cases}$$

Les deux autres équations seront données par le circuit d'entrée et par le circuit de sortie :

L'équation donnée par le circuit d'entrée est l'équation d'une droite appelée la droite d'attaque statique du transistor.

$$V_{BB} = R_B I_{B0} + V_{BE0}$$

Cette droite permet de fixer le courant I_{B0} du transistor. Le point de fonctionnement à l'entrée (I_{B0}, V_{BE0}) doit satisfaire à la fois l'équation du transistor et l'équation du circuit d'entrée ce qui nous permet de placer ce point à l'intersection des deux caractéristiques.

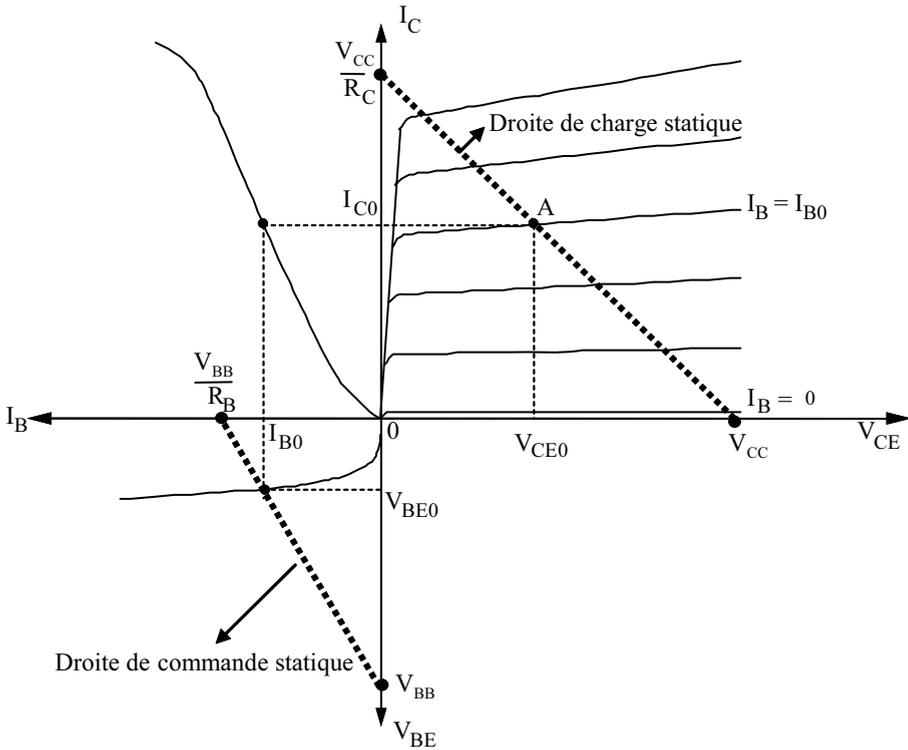


Figure 2.8 Effet de la polarisation sur le réseau de caractéristiques d'un transistor NPN.

Le circuit de sortie fournit aussi l'équation d'une droite appelée la droite de charge statique :

$$V_{CC} = R_C I_{C0} + V_{CE0}$$

L'intersection de cette droite avec la caractéristique $I_C = f(V_{CE})$ pour le courant I_{B0} déterminé déjà par le circuit d'entrée, donne le point de fonctionnement en sortie (I_{C0}, V_{CE0}) .

2.1.4 Circuits de polarisation

Souvent, le point de fonctionnement du transistor doit être placé dans la zone linéaire de ses caractéristiques.

Cela peut être fait en principe par deux sources de tension extérieures, mais en réalité, la polarisation du transistor s'effectue par une seule source de tension en combinaison avec quelques résistances. Deux exemples de circuits de polarisation souvent étudiés sont représentés à la figure 2.9 (a) et (b).

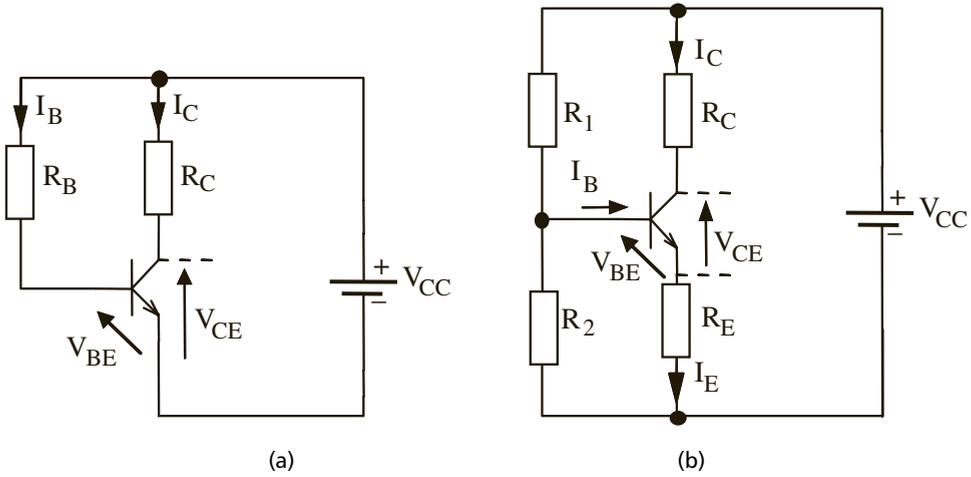


Figure 2.9 Polarisation d'un transistor NPN par résistance de base (a) et par pont résistif et résistance d'émetteur.

a) Polarisation par résistance de base

Pour le montage à résistance de base de la figure 2.9 (a), on peut écrire les équations des mailles d'entrée et de sortie :

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} ; \quad V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C$$

On utilise dans les deux cas, la droite de commande statique et la droite de charge statique. Le courant de collecteur au point de fonctionnement de ce montage est donné par :

$$I_{C0} \approx \beta I_{B0} = \beta \frac{V_{CC} - V_{BE0}}{R_B}$$

Les dispersions de β sont grandes (par exemple β varie entre 50 et 300 pour le transistor 2N2222). En plus, β dépend de la température. Le point de fonctionnement est donc instable ce qui représente le principal inconvénient de ce montage.

b) Polarisation par pont résistif et résistance d'émetteur

Le montage à deux résistances de base et à résistance d'émetteur de la figure 2.9 (b) permet d'obtenir une meilleure stabilité du point de fonctionnement.

On utilise le théorème de Thévenin appliqué au pont diviseur de tension constitué de R_1 , de R_2 et de la tension d'alimentation continue V_{CC} :

$$\text{On note :} \quad E_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} = k V_{CC} \quad \text{avec :} \quad k = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\text{Et :} \quad R_{TH} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

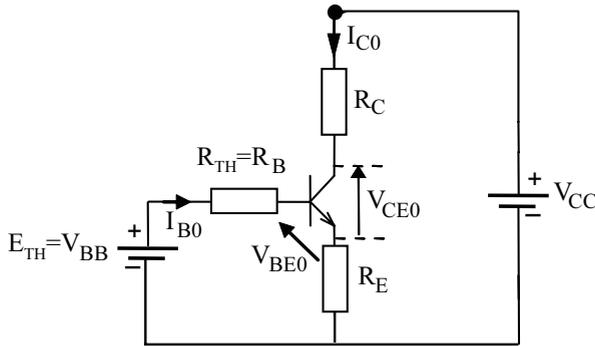


Figure 2.10 Transformation par Thévenin de la polarisation par pont résistif et résistance d'émetteur.

Les équations des mailles sont :

$$E_{TH} = I_{B0}R_{TH} + V_{BE0} + I_{E0}R_E \quad \text{et} \quad V_{CE0} = V_{CC} - I_{C0}R_C - I_{E0}R_E$$

On utilise les simplifications suivantes :

$$I_{B0} \approx \frac{I_{C0}}{\beta}, \quad I_{E0} = I_{C0} + I_{CB0} \approx I_{C0}$$

Il vient :
$$I_{C0} \approx \beta \frac{kV_{CC} - V_{BE0}}{R_{TH} + \beta R_E} \quad \text{et} \quad V_{CE0} \approx V_{CC} - (R_C + R_E) I_{C0}$$

Contrairement à la polarisation par une seule résistance de base, pour cette polarisation, le courant I_{C0} dépend d'autant moins de β et de ses variations que la résistance équivalente R_{TH} est petite par rapport à βR_E . Il en est de même pour la tension V_{CE0} qui dépend du courant I_{C0} .

Pour stabiliser le point de fonctionnement, on prend :

$$R_{TH} \ll \beta R_E$$

Remarque. Les circuits de polarisation du transistor sont les mêmes pour les trois montages fondamentaux (émetteur commun, collecteur commun et base commune).

2.1.5 Schéma équivalent en petits signaux

a) Schéma équivalent en basses fréquences

Le transistor bipolaire sert souvent à amplifier, un courant ou une tension variable en fonction du temps (donc non continu) : pour simplifier l'étude, cette tension (ou courant) est souvent considérée comme étant sinusoïdale. Le transistor doit être polarisé correctement avec un point de fonctionnement (I_{C0} , V_{CE0}), l'indice « 0 » désigne le continu.

Pour un point de fonctionnement bien déterminé, lorsque nous superposons une tension (ou un courant) alternative, le transistor peut être modélisé par un schéma équivalent sous forme d'un quadripôle valable en petits signaux. Ce schéma est donné à la figure 2.11 (a). La matrice qui s'y attache est la matrice hybride h .

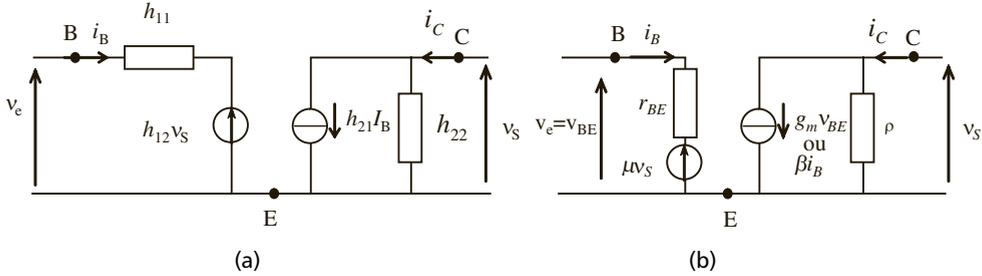


Figure 2.11 Schéma équivalent d'un transistor en basses fréquences en utilisant les paramètres h (a) et en utilisant les paramètres universels (b).

Ces paramètres permettent de calculer par exemple le gain en tension, l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie.

$$\begin{cases} v_e = v_{BE} = h_{11}i_B + h_{12}v_S = h_{11}i_B + h_{12}v_{CE} \\ i_2 = i_C = h_{21}i_B + h_{22}v_S = h_{21}i_B + h_{22}v_{CE} \end{cases}$$

$$h_{11} = \left. \frac{v_{BE}}{i_B} \right|_{v_{CE}=0} ; \quad h_{12} = \left. \frac{v_{BE}}{v_{CE}} \right|_{i_B=0} ; \quad h_{21} = \left. \frac{i_C}{i_B} \right|_{v_{CE}=0} ; \quad h_{22} = \left. \frac{i_C}{v_{CE}} \right|_{i_B=0}$$

Mais les paramètres universels sont plus significants en changeant juste les noms des paramètres hybrides : figure 2.11 (b).

- $r_{BE} = h_{11}$ = résistance d'entrée entre base et émetteur à sortie fermée.
- $\mu = h_{12}$ = coefficient de réaction interne, souvent négligeable ($\mu = 0$).
- $\beta = h_{21}$ = gain en courant à sortie fermée.
- g_m = pente ou transconductance à sortie fermée.
- $\rho = r_{CE} = 1/h_{22}$ = résistance de sortie à entrée fermée.

b) Schéma équivalent en hautes fréquences

À moins de les considérer comme grandeurs complexes, ces paramètres universels ne sont valables qu'en basses fréquences. Ce schéma équivalent peut être complété en ajoutant les condensateurs internes qui correspondent aux différentes jonctions du transistor.

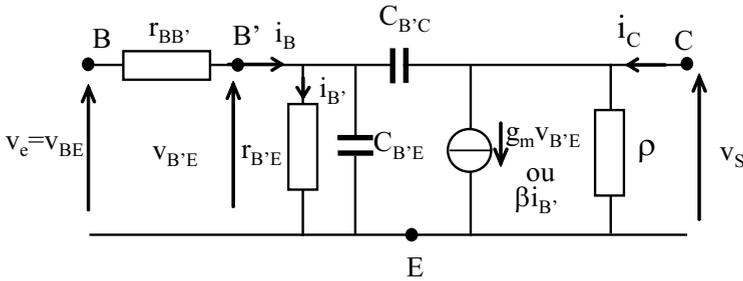


Figure 2.12 Schéma équivalent d'un transistor bipolaire en hautes fréquences.

► Schéma de Giacoletto

Le comportement du transistor en hautes fréquences peut être décrit par son schéma équivalent en hautes fréquences proposé par Giacoletto (figure 2.12). C'est en effet le schéma équivalent de la figure 2.11 complété par les trois éléments : $C_{B'E}$, $C_{B'C}$ et $r_{BB'}$.

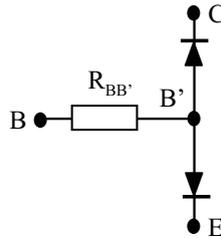


Figure 2.13 Schéma simplifié d'un transistor bipolaire en hautes fréquences.

Dans ce schéma hautes fréquences (HF) des transistors bipolaires, figurent les capacités des 2 jonctions PN :

- jonction polarisée en direct Base-Emetteur ;
- jonction polarisée en inverse Base-Collecteur.

Ainsi que la résistance de base $r_{BB'}$. B' étant la base d'un transistor interne idéal :

- la capacité $C_{B'C}$ est la capacité parasite d'une jonction PN en inverse, cette capacité est faible et varie en fonction de la tension V_{BC} à ses bornes. Sa valeur de quelques pF est généralement donnée par le fabricant ;
- la capacité $C_{B'E}$ est (normalement) celle d'une jonction polarisée en direct. Elle dépend du courant qui la travers et peut atteindre une valeur de quelques dizaines à quelques centaines de picofarad. La valeur de cette capacité n'est pas en générale fournie directement par le fabricant mais sa valeur se réduit de celle de la fréquence de transition f_T .

En effet, dans la documentation des transistors, on donne souvent la valeur de la capacité $C_{B'E}$ quand la jonction base - émetteur est polarisé en inverse $V_{EB} < 0$ (transistor bloqué ou utilisé en inverse).

On peut faire les approximations suivantes :

- g_m est la pente interne dont la valeur est de l'ordre : $g_m \approx 38I_{C0}$ en Siemens ;
- $r_{B'E}$ est la résistance interne de la vraie jonction base-émetteur : $r_{B'E} \approx \frac{26 \text{ mV}}{I_{B0}}$ en Ohm ;
- ρ est la résistance interne en sortie : $\rho \approx \frac{100}{I_{C0}}$ en Ohm.

► Fréquence de coupure f_β et fréquence de transition f_T

Par définition, le gain en courant β ou (h_{21}) est : $\beta = \left(\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right)_{V_{CE} = \text{cte}}$

Si la tension V_{CE} est constante en continu, il faut faire figurer un court-circuit sur le schéma équivalent de la figure 2.14 (a).

Or, en raison du court-circuit le collecteur et l'émetteur sont confondus et les 2 condensateurs $C_{B'E}$ et $C_{B'C}$ se trouvent en parallèles (figure 2.14 (b)).

La capacité totale est : $C_T = C_{B'E} + C_{B'C}$.

En général, $C_{B'C} \ll C_{B'E}$ et $C_T \approx C_{B'E}$

Sachant que $i_c = g_m v_{B'E}$, on peut donc exprimer $v_{B'E}$ en fonction de i_B :

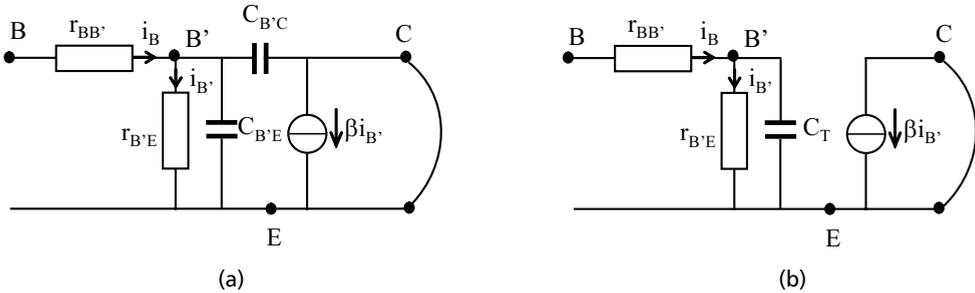


Figure 2.14 Schéma équivalent avec court-circuit (a) et même schéma équivalent simplifié (b).

$$v_{B'E} = i_B \times \left(r_{B'E} \parallel \frac{1}{jC_T \omega} \right) = \frac{r_{B'E}}{1 + jr_{B'E}C_T \omega} i_B \Rightarrow \beta = \frac{g_m r_{B'E}}{1 + jr_{B'E}C_T \omega}$$

On pose : $\beta_0 = g_m r_{B'E}$ avec : $\beta_0 = \frac{I_C}{I_B}$ qui représente le gain en courant statique à $\omega = 0$.

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi r_{B'E} C_T}$$

f_β est la fréquence de coupure à -3 dB du gain en courant β que l'on peut se représenter par un diagramme en utilisant des échelles logarithmiques.

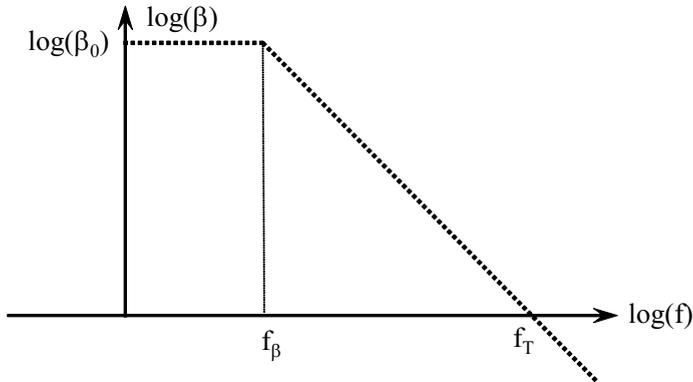


Figure 2.15 Variation du vrai gain en courant β en fonction de la fréquence

On définit la fréquence de transition f_T telle qu'à cette fréquence, le gain en courant vaut 1. La variation de β étant du premier ordre, il vient :

$$f_T \approx \beta_0 \times f_\beta$$

Cette fréquence de transition figure dans les documentations. En général, il est donné la valeur de f_T pour 1 point de polarisation donné par exemple, le constructeur donne pour $I_C = 10$ mA et $V_{CE} = 5$ V, une fréquence de transition $f_T = 300$ MHz. Plus souvent, on donne la variation de f_T avec I_C pour une valeur de V_{CE} .

On peut remarquer que f_T et $C_{B'E}$ sont liés par une relation permettant de déterminer la valeur de la seconde à partir de la valeur de la première :

$$f_T = \underbrace{\beta_0}_{(g_m r_{B'E})} \times \underbrace{f_\beta}_{\frac{1}{2\pi r_{B'E} C_T}} = \frac{g_m}{2\pi C_T} \approx \frac{g_m}{2\pi(C_{B'E} + C_{B'C})}$$

Les ordres de grandeur de $C_{B'C}$ et $C_{B'E}$ permettent d'écrire :

$$f_T \approx \frac{g_m}{2\pi C_{B'E}}$$

L'exemple ci-dessus permet d'obtenir une valeur de $C_{B'E} \approx 200$ pF.

Il est à remarquer que pour les transistors de puissance, les fabricants donnent par exemple dans le cas du TIP30 :

$$|I_C| = 0,2 \text{ A} \quad |V_{CE}| = 10 \text{ V} \quad f_T > 3 \text{ MHz}$$

Soit : $C_{B'E} < 400 \text{ nF}$

Remarque. Dans les documents des fabricants de composants, il est très rare de trouver les capacités parasites du schéma de Giaccolletto notées $C_{B'E}$ et $C_{B'C}$.

On trouve souvent $C_{B'E}$ noté C_{ib} condensateur d'entrée (in) pour le montage base commune et $C_{B'C}$ noté C_{ob} condensateur de sortie (out) du montage base commune.

On trouve également quelques fois $C_{B'C}$ noté C_{IC} condensateur d'entrée pour le montage collecteur commun.

2.2 LES TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

2.2.1 Transistors à effet de champ à jonction (JFET)

Le transistor à effet de champ à jonction, abrégé par la suite TEC ou JFET (Junction Field Effect Transistor) est un transistor spécifique qui présente deux propriétés essentielles intéressantes :

- un courant d'entrée quasi-nul (résistance d'entrée quasi infinie) ;
- pour une tension continue de sortie nulle, le transistor peut être assimilé à une résistance commandée par la tension d'entrée.

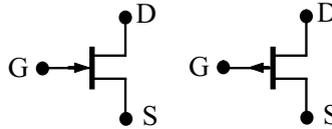


Figure 2.16 Symboles d'un JFET canal N (a) et canal P (b).

a) Principe de fonctionnement

Considérons un transistor à effet de champ à jonction canal N (J.FET) tout à fait schématisé, constitué d'un barreau cylindrique de semi-conducteur de type N entouré d'une zone de semi-conducteur de type P. Les extrémités de la zone centrale N sont reliées l'une au drain, l'autre à la source. La zone P est reliée à la grille (figure 2.17).

Si toutes les électrodes sont au même potentiel, la zone N centrale et la zone P périphérique forment une jonction PN non polarisée et, au voisinage de la jonction, il existe une zone de déplétion dépourvue de porteurs de charges : figure 2.17 (a).

Si la grille est au même potentiel que la source ($U_{GS} = 0$), et que l'on porte le drain à un potentiel positif par rapport à la source ($U_{DS} > 0$), les électrons sont attirés de la source vers le drain, ils se déplacent dans la zone N en évitant la zone de déplétion et en empruntant une sorte de « canal » constitué par la zone N au voisinage de l'axe du

barreau. Un courant I_D circule du drain vers la source (sens inverse du déplacement des électrons).

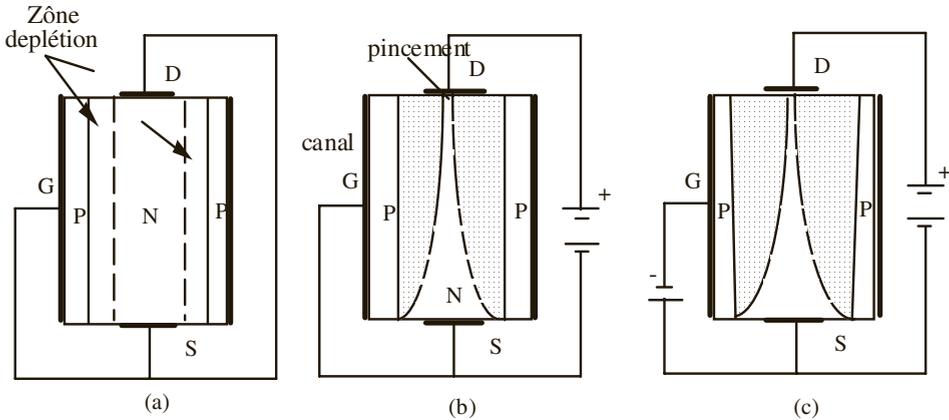


Figure 2.17 Principe de fonctionnement d'un transistor à effet de champ.

En augmentant la tension U_{DS} , la largeur de la zone de déplétion au niveau du drain atteint un maximum qu'elle ne dépasse plus. La section du canal devient minimum, le canal est dit « pincé » : figure 2.17 (b). Ceci se produit pour une tension grille-drain, particulière, appelée tension de pincement U_P , ($U_P < 0$). Nous avons :

$$U_{DS} = U_{DG} + U_{GS} = -U_{GD} + U_{GS}$$

Ici, avec $U_{GS} = 0$, $U_{DS} = -U_P + 0 = -U_P (U_{DS} > 0)$

Le courant I_D devient maximal et prend la valeur particulière notée I_{DSs} .

Portons maintenant la grille à un potentiel négatif par rapport à la source, en fixant par exemple $U_{GS} = -1$ V. La zone de déplétion au départ, pour $U_{DS} = 0$ est déjà plus large qu'elle ne l'était avec la caractéristique précédente à $U_{GS} = 0$. Lorsque U_{DS} croît, la zone de déplétion croît comme précédemment, mais, comme on est parti d'une zone de déplétion déjà plus large, on atteint plus rapidement la tension qui provoque le pincement au niveau du drain : figure 2.17 (c).

Il suffit pour cela que :

$$U_{DS} = -U_{GD} + U_{GS} = U_P - 1 \text{ V}$$

Lorsque la tension U_{DS} dépasse la tension de pincement U_P , l'évolution du courant I_D est donnée par l'équation suivante :

$$I_D = I_{DSs} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right)^2$$

b) Réseau de caractéristiques

On peut ainsi tracer plusieurs caractéristiques $I_D = f(U_{DS})$ à U_{GS} constante et pour des intervalles de U_{GS} égaux. On ne peut dépasser la valeur $U_{GS} = U_p$ si on veut que le courant reste positif, car cette valeur correspond au pincement initial du canal au niveau de la source, et *a fortiori* du drain, ce qui fait que le canal est pincé sur toute sa longueur.

Pour des tensions U_{DS} nettement plus élevées, la tension d'avalanche de la jonction PN polarisée en inverse est alors atteinte et le JFET risque d'être détruit par un brusque accroissement du courant I_D .

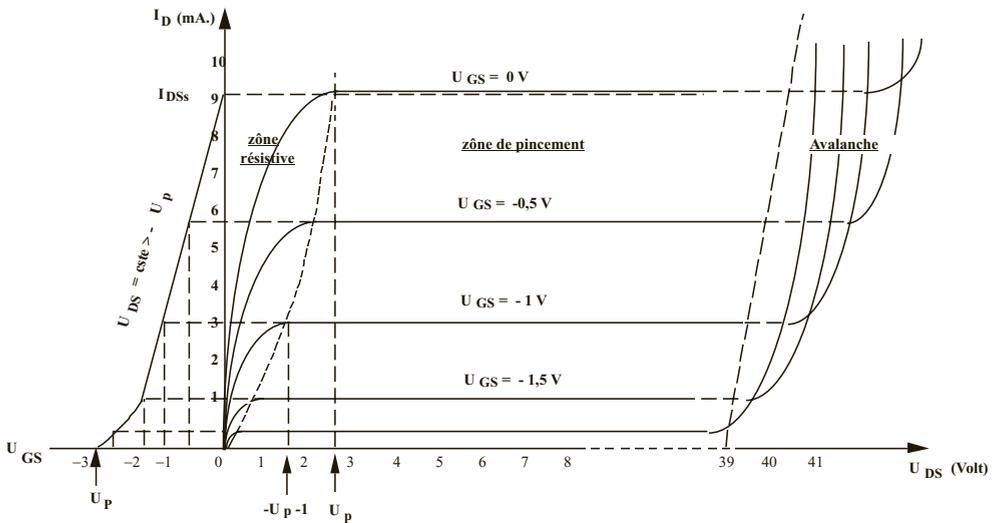


Figure 2.18 Réseau de caractéristiques d'un JFET à canal N.

Sur le réseau $I_D = f(U_{DS})$ à U_{GS} constante, le lieu des coudes des différentes caractéristiques est une courbe d'allure parabolique dont l'équation est voisine de :

$$I_D = I_{DSs} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p} \right)^2, \text{ valable pour : } U_{DS} > -U_p + U_{GS}$$

Dans la zone de pincement, les caractéristiques $I_D = f(U_{GS})$ pour des tensions U_{DS} qui restent constantes, se confondent en une parabole qui correspond à la variation du courant I_D lorsque la largeur du canal varie au niveau de la source : le canal est toujours pincé en haut, au niveau du drain, mais sa base est plus ou moins large et sa forme varie avec U_{GS} .

2.2.2 Transistors MOS-FET

Les transistors MOS.FET fonctionnent suivant un principe différent mais toujours basé sur un effet de champ. Ils ont des caractéristiques qui, à part le signe de la tension de commande, ressemblent beaucoup à celles des J.FET.

On considère tout d'abord un MOS.FET à structures linéaire schématisé (figure 2.19). Le drain et la source sont reliés à des régions N disposées aux extrémités d'un barreau de semi-conducteur P appelé substrat. La grille est isolée du substrat par une couche de silice. Pour un MOS.FET à enrichissement la couche de silice est directement en contact avec le substrat. On relie le substrat à la source.

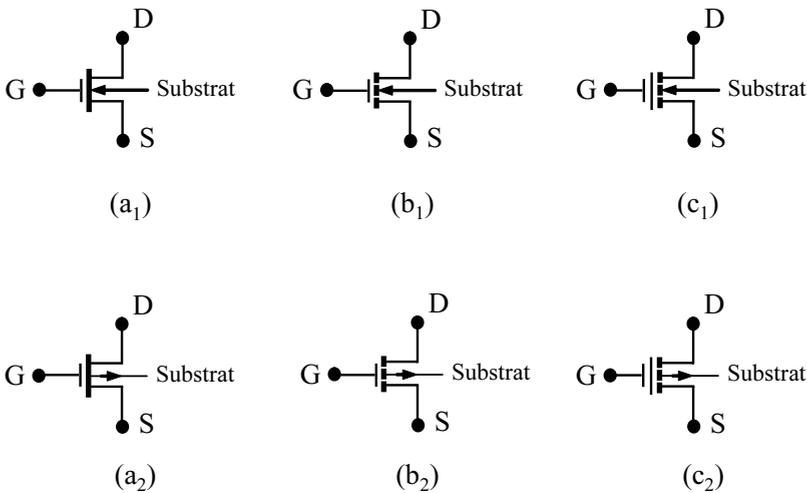


Figure 2.19 Symboles d'un MOSFET à appauvrissement canal N (a₁) et canal P (a₂), à enrichissement (b₁) et (b₂) et à appauvrissement - enrichissement (c₁) et (c₂).

Si la grille est aussi reliée à la source, ($U_{GS} = 0$) et si la tension U_{DS} est positive, la jonction PN drain-substrat est polarisée en inverse et aucun courant ne passe.

Portons la grille à une tension positive par rapport à la source. Le champ créé par la grille positive repousse les porteurs majoritaires (trous +) de la zone P du substrat, et les éloigne de la couche de silice.

Il reste au contact de cette couche un étroit canal N c'est-à-dire une zone de passage que peuvent emprunter les électrons. Le canal est plus large du côté de la source que du côté du drain car : $U_{GS} > U_{GD}$ ($U_{GD} < 0$ si $U_{DS} > U_{GS}$).

Pour qu'un canal soit ainsi induit par la tension grille, il faut que U_{GS} soit au moins égal à une tension seuil U_T . Le canal est alors tout juste formé du côté drain ($U_{GS} = U_{DS} = U_T$, $U_{GD} = 0$).

À cet endroit le canal présente l'équivalent de la zone de pincement des JFET. De la même manière la tension U_{GS} module la largeur du canal et le courant I_D .

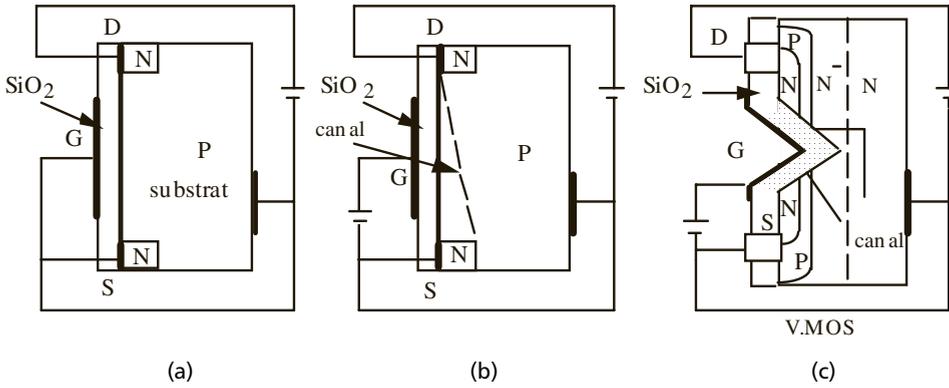


Figure 2.20 Principe de fonctionnement d'un transistor MOS.

L'allure des caractéristiques d'un VMOS est donnée figure 2.21. En comparant avec les caractéristiques du transistor à effet de champ à jonction JFET de la figure 2.18, remarquez que la tension U_{GS} est toujours positive, ce qui est caractéristique d'un MOS à enrichissement. La tension seuil est 1,4 V pour l'échantillon étudié, le constructeur donne la valeur minimum : 0,8 V et la valeur typique : 1,7 V.

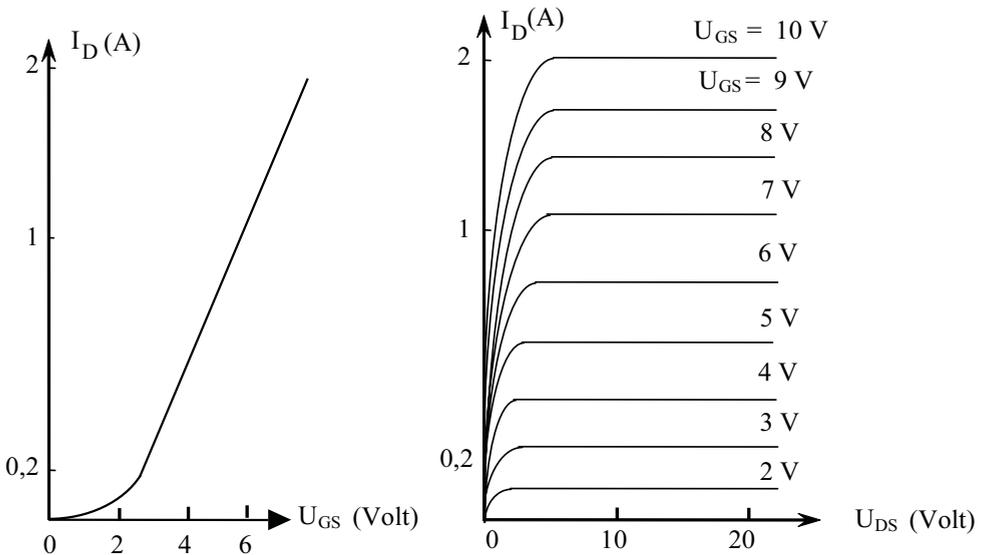


Figure 2.21 Exemple de caractéristiques d'un transistor du type VMOS canal N.

L'ordre de grandeur du courant I_D est 10 fois plus élevé, non pas parce que c'est un transistor MOS mais parce que c'est un transistor de puissance, un VMOS. (Le

VN 46 AF peut dissiper 12 Watt à 25° avec un radiateur approprié, soit 2 A sous 6 V ou 300 mA sous 40 V, si on considère le courant ou la tension maximale admissible). La caractéristique $I_D = f(U_{GS})$ n'a une allure parabolique que pour des courants inférieurs à 400 mA environ, ensuite, elle est linéaire.

Pour les transistors MOS à enrichissement-appauvrissement, qui ont un canal initial déjà formé par une mince couche N sous la couche de silice en l'absence de polarisation, les caractéristiques ont encore même allure mais U_{GS} prend des valeurs positives et négatives.

2.2.3 Grandeurs caractéristiques et schéma équivalent

a) Grandeurs caractéristiques

Dans la zone de pincement d'un transistor à effet de champ, on définit la transconductance ou pente g_m et la résistance drain - source r_{ds} :

► La pente g_m

Par définition, la pente est :
$$g_m = \left(\frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \right)_{U_{DS}=\text{cte}}$$

Pour un JFET, on a :
$$I_D = I_{DSs} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p} \right)^2$$

En dérivant on obtient :
$$g_m = \frac{dI_D}{dU_{GS}} = -\frac{2I_{DSs}}{U_p} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p} \right)$$

Cette pente est maximale lorsque $U_{GS} = 0$, elle est alors égale à :
$$g_{mo} = -\frac{2I_{DSs}}{U_p}$$

D'où :
$$g_m = g_{mo} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p} \right) = g_{mo} \frac{\sqrt{I_D}}{\sqrt{I_{DSs}}}$$

► La résistance drain-source r_{ds}

Par définition, cette résistance est donnée par :

$$r_{ds} = \left(\frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D} \right)_{U_{GS}=\text{cte}}$$

C'est l'inverse de la pente des caractéristiques $I_D = f(U_{DS})|U_{GS}|$ constant. C'est donc une résistance dynamique, autrement dit la résistance du canal pincé à une composante alternative, i_d , du courant drain. Les caractéristiques dans la zone de pincement étant presque horizontales, la résistance drain-source r_{ds} est élevée, de l'ordre d'une centaine de kilo-ohms. Elle diminue lorsque I_D ou U_{GS} croît. Pour des courbes horizontales, r_{ds} est infinie et la conductance drain-source $g_{ds} = 1/r_{ds}$ est nulle. C'est à peu près le cas pour les VMOS mais pas pour l'ensemble des MOS.

► Courant de grille

On peut s'étonner qu'aucune caractéristique ne traduise les variations du courant grille-canal ; on a utilisé les trois variables I_D , U_{GS} et U_{DS} et jamais I_{GS} , pourquoi ? C'est que ce courant est très faible devant I_D .

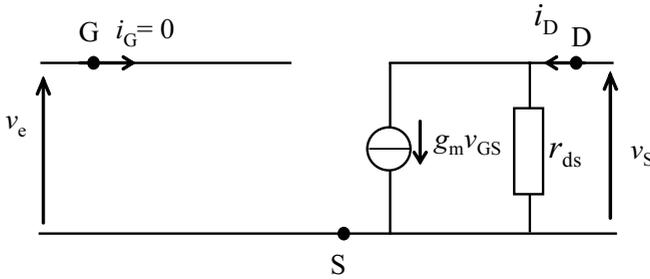


Figure 2.22 Schéma équivalent d'un transistor à effet de champ.

Pour un JFET la diode grille - canal est polarisée en inverse et le courant dans une diode polarisée en inverse est de l'ordre d'une dizaine de nano-ampères à 25 °C. Cependant, il augmente rapidement (loi exponentielle) avec la température.

Pour un MOS le courant traversant la couche isolante de silice est minime et ce sont les courants de fuite dans l'air ou à travers le boîtier ou encore dans le dispositif de protection destiné à éviter la destruction de la couche de silice par claquage diélectrique si elle est soumise à une forte tension électrostatique, qui interviennent le plus.

2.2.4 FET utilisé comme résistance variable

a) Allure des caractéristiques $I_D = f(U_{DS})$ pour des tension U_{DS} faibles

On a vu dans la première partie l'allure des caractéristiques $I_D = f(U_{DS})$ dans le cas où le drain est positif par rapport à la source, c'est-à-dire avec U_{DS} et I_D positifs. On s'intéresse ici à la zone résistive de ces caractéristiques située près de l'origine.

Ces caractéristiques passent rigoureusement par l'origine, (ce qui n'est pas le cas avec les caractéristiques $I_C = f(U_{CE})$ des transistors bipolaires), et ainsi, dans la zone résistive, l'espace drain-source se comporte comme une résistance passive dont la valeur varie avec le potentiel U_{GS} .

Ceci se produit d'une part, lorsque la jonction grille-canal est bien polarisée en inverse à tous les niveaux du canal et d'autre part, lorsque le canal n'est pas pincé. Les deux courbes correspondant à la limite d'apparition de ces deux phénomènes limitent la zone résistive des caractéristiques.

► Avec U_{DS} positif, on a $U_{GD} > U_{GS}$.

D'une part, la jonction grille-drain au niveau du drain est polarisée plus négativement que la jonction grille-source au niveau de la source. La limite pour laquelle la jonction grille-canal n'est plus polarisée en inverse est celle pour laquelle la jonction grille-source est débloquée ce qui se produit pour $U_{GS} = 0$. La caractéristique $U_{GS} = 0$ limite la zone de résistive sur la gauche.

D'autre part, comme $U_{GD} > U_{GS}$, le pincement intervient au niveau du drain lorsque $U_{GD} = U_P$ et $U_{DS} = -U_P + U_{GS}$. La limite entre la zone résistive et la zone de pincement est la parabole $I_D = f(U_{GS})$ décalée de U_P .

► Avec U_{DS} négatif, on a $U_{GD} < U_{GS}$

D'une part, la limite pour laquelle la jonction grille-canal n'est plus polarisée en inverse est celle pour laquelle la jonction grille - drain est débloquée ce qui se produit pour $U_{GD} = 0$ soit :

$$U_{DS} = U_{DG} + U_{GS} = -U_{GD} + U_{GS} = 0 + U_{GS} = U_{GS}.$$

D'autre part, le pincement intervient au niveau de la source, lorsque $U_{GS} = U_P$. La caractéristique $U_{GS} = U_P$ dans le quadrant négatif limite la zone résistive. C'est encore la parabole $I_D = f(U_{GS})$ mais inversée. Rien ne permet, en effet, de distinguer la source du drain en ce qui concerne la morphologie d'un JFET. Les zones de semi-conducteurs dopés sont de même dimension et on aurait très bien pu appeler « drain » ce qu'on a appelé « source » et inversement.

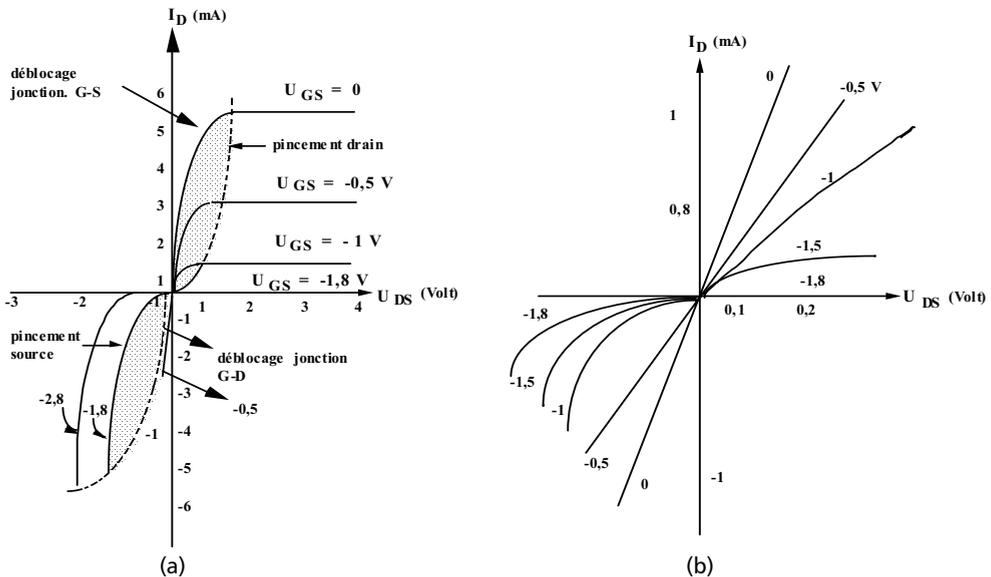


Figure 2.23 Réseau de caractéristiques d'un transistor à effet de champ (a) et même réseau pour des faibles tensions (b).

On voit que les caractéristiques ne sont pas linéaires dans toute la zone résistive ainsi délimitée dans le quadrant positif et dans le quadrant négatif. On les utilise généralement au voisinage immédiat de l'origine, de part et d'autre de celle-ci.

b) Variation de la résistance drain-source dans la zone résistive

Les caractéristiques peuvent être assimilées à des portions de droites sur une plage d'environ 100 mV de part et d'autre de l'origine. La pente de la tangente aux caractéristiques est l'inverse de la résistance drain-source r_{ds} à une composante alternative :

$$\frac{1}{r_{ds}} = \frac{i_d}{u_{ds}}$$

Le constructeur indique généralement la valeur minimale $r_{ds(on)}$ de la résistance drain source que l'on obtient pour $U_{GS} = 0$ autour de $U_{DS} = 0$. La résistance r_{ds} , dans cette zone résistive varie donc de $r_{ds(on)}$ à l'infini lorsque U_{GS} passe de zéro à U_P . Comment varie r_{ds} entre ces deux valeurs extrêmes ?

La loi de variation de I_D dans la zone résistive est la suivante :

$$I_D = I_{DSS} \left[2 \left(\frac{U_{GD}}{U_P} - \frac{U_{GS}}{U_P} \right) - \left(\frac{U_{GD}}{U_P} \right)^2 + \left(\frac{U_{GS}}{U_P} \right)^2 \right]$$

Cette formule n'est pas à retenir, mais on pourra remarquer sa symétrie traduisant la symétrie de morphologie du FET, symétrie qui apparaît du fait que les tensions sont prises à partir de la grille. De plus, si on cherche les limites de la zone de pincement en faisant $U_{GD} = U_P$ (quadrant positif) ou $U_{GS} = U_P$ (quadrant négatif), on retrouve les formules donnant I_D en fonction de U_{GS} dans la zone de pincement (équation de la parabole).

Dans la zone résistive, en faisant le changement de variables :

$$U_{GD} = U_{GS} + U_{SD} = U_{GS} - U_{DS}$$

On trouve :

$$I_D = -\frac{2I_{DSS}}{U_P} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right) U_{DS} - \frac{I_{DSS}}{U_P^2} U_{DS}^2$$

$$I_D = g_m U_{DS} - \frac{I_{DSS}}{U_P^2} U_{DS}^2$$

En dérivant :

$$\frac{1}{r_{ds}} = \frac{i_d}{u_{ds}} = g_m - \frac{2I_{DSS}}{U_P^2} U_{DS}$$

Autour de $U_{DS} = 0$, on trouve : $r_{ds} \approx \frac{1}{g_m}$

Pour une polarisation U_{GS} de grille donnée, la résistance drain - source autour de l'origine est voisine de l'inverse de la pente de la caractéristique $I_D = f(U_{GS})$.

Dans la zone de pincement pour une même polarisation U_{GS} , On a :

$$r_{dson} \approx \frac{1}{g_{m0}}$$

La courbe de la figure 2.24 donnant r_{ds} en fonction de U_{GS} autour de $U_{DS} = 0$, a été tracée avec $I_{DSs} = 9 \text{ mA}$ et $U_P = -2,8 \text{ V}$.

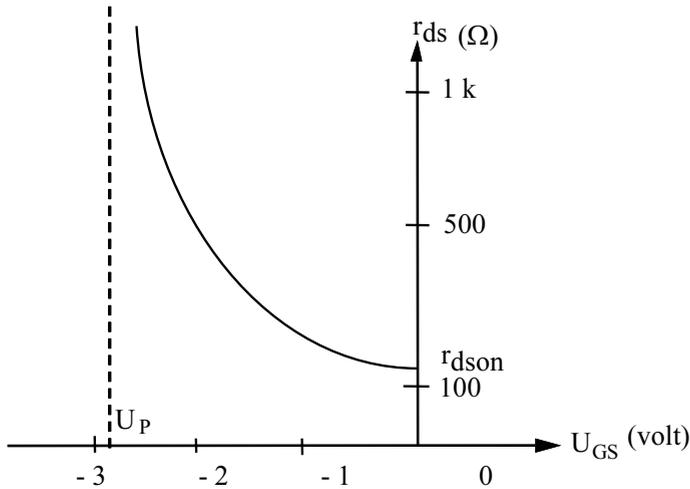


Figure 2.24 Variation de la résistance r_{ds} en fonction de v_{GS} .

Applications. En premier lieu, ils constituent les interrupteurs commandés en tension. Si $U_{GS} > U_P$ ils présentent une résistance infinie, comme un interrupteur ouvert (« off »), et si $U_{GS} = 0$, ils présentent une résistance faible r_{dson} , comme un interrupteur fermé (« on »). r_{dson} peut descendre jusqu'à 50 Ω ou moins pour des FET prévus pour fonctionner comme interrupteurs commandés c'est-à-dire en commutation.

Cette propriété trouve de nombreuses applications : découpage, modulation ou multiplexage. Lorsque le FET fonctionne ainsi en commutation, on passe très rapidement d'une extrémité à l'autre de la courbe $r_{ds} = f(U_{GS})$. Lorsqu'il fonctionne en résistance variable, on n'utilise généralement qu'une portion de cette courbe, on va en voir un exemple.

Exemple : Atténuateur variable. On connaît le montage potentiométrique (atténuateur ou diviseur de tension). Il peut être réalisé avec une résistance variable r_{ds} . Celle-ci est commandée en tension par la tension continue U_{GC} . Les tensions d'entrée et de sortie sont alternatives pures, et $U_{DS} = 0$. Il faut limiter la tension d'entrée pour que la tension de sortie reste inférieure à une centaine de mV, et ne soit pas déformée.

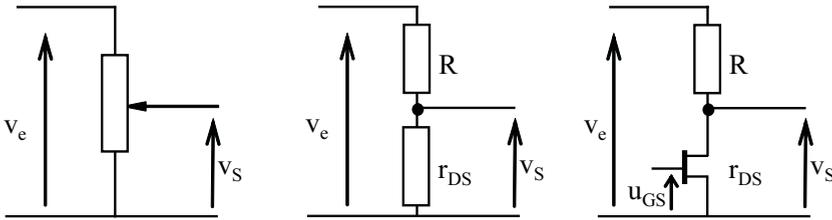


Figure 2.25 Montages potentiométriques.

Ce qu'il faut retenir

■ Pour un transistor bipolaire, le gain en courant est : $\beta : I_C \approx \beta_{CC} I_B$

β varie dans de grandes proportions d'un transistor à l'autre.

■ Les paramètres du schéma équivalent d'un transistor sont :

$r_{BE} = h_{11}$ = résistance d'entrée entre base et émetteur à sortie fermée.

$\mu = h_{12}$ = coefficient de réaction interne, souvent négligeable ($\mu = 0$).

$\beta = h_{21}$ = gain en courant à sortie fermée.

g_m = pente ou transconductance à sortie fermée.

$\rho = r_{CE} = 1/h_{22}$ = résistance de sortie à entrée fermée.

■ Les ordres de grandeurs sont :

$g_m \approx 38 I_{C0}$ en Siemens ; $r_{BE} \approx \frac{26\text{mV}}{I_{B0}}$ en Ohm ; $\rho \approx \frac{100}{I_{C0}}$ en Ohm.

■ Pour un transistor à effet de champ, le courant drain est :

$$I_D = I_{DSs} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p} \right)^2$$

U_p est la tension de pincement et U_{GS} est la tension de polarisation grille-source.

■ Les paramètres du schéma équivalent d'un transistor à effet de champ sont :

La pente g_m : $g_m = \left(\frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \right)_{U_{DS}=cte}$; $g_m = \frac{dI_D}{dU_{GS}} = -\frac{2I_{DSs}}{U_p} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p} \right)$

Cette pente est maximale lorsque $U_{GS} = 0$, elle est alors égale à : $g_{mo} = -\frac{2I_{DSs}}{U_p}$

d'où : $g_m = g_{mo} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p} \right) = g_{mo} \frac{\sqrt{I_D}}{\sqrt{I_{DSs}}}$

La résistance drain-source r_{ds} : par définition, cette résistance est donnée par :

$r_{ds} = \left(\frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D} \right)_{U_{GS}=cte}$; autour de $U_{DS} = 0$, on trouve : $r_{ds} \approx \frac{1}{g_m}$

EXERCICES

Exercice 2.1 Darlington à deux transistors NPN

Le transistor dit « Darlington » est composé de deux transistors NPN, PNP ou une combinaison des deux types de transistors. On donne à la figure 2.26 l'exemple d'un transistor Darlington utilisant deux transistors NPN.

1. On néglige les courants de fuite, déterminer en continu le gain en courant β du transistor équivalent, la différence de potentiel entre base et émetteur V_{BE0} .

On donne : $\beta_1 = 30$ et $\beta_2 = 100$, $I_B = 2 \mu A$ et $V_{BE1} = V_{BE2} = 0,7$ volt.

2. Donner le schéma équivalent en petits signaux, basses fréquences du transistor Darlington équivalent.

3. En déduire les expressions des différents éléments du schéma équivalent.

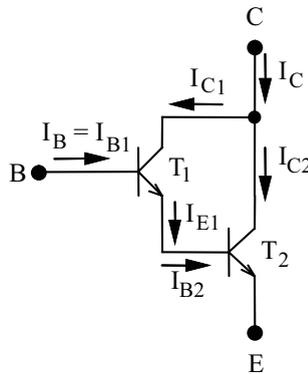


Figure 2.26 Darlington à deux transistors NPN.

► Solution

1. Calcul du gain en courant

En continu, le courant qui circule dans le collecteur est :

$$I_C = \beta_2 I_{B2}$$

Or,

$$I_{B2} = I_{E1} = I_{C1} + I_{B1} = \beta_1 I_{B1} + I_{B1}$$

On déduit : $I_C = \beta_2 I_{B2} = \beta_2 (\beta_1 + 1) I_{B1} \approx \beta_1 \beta_2 I_{B1} = \beta_1 \beta_2 I_B$

Le gain en courant est donc : $\beta \approx \beta_1 \beta_2$

Le gain statique en courant du transistor équivalent est approximativement égal au produit des gains statiques en courant des deux transistors.

Remarque. Ce gain en courant reste valable pour l'alternatif.

La différence de potentiel entre la base et l'émetteur est : $V_{BE} = V_{BE1} + V_{BE2}$

Application numérique.

$$\begin{aligned}\beta &\approx \beta_1 \beta_2 = 30 \times 100 = 3\,000 \\ I_C &\approx \beta I_B = 3 \times 10^3 \times 2 \times 10^{-6} = 6 \times 10^{-3} = 6 \text{ mA} \\ V_{BE0} &= 0,7 + 0,7 = 1,4 \text{ V}\end{aligned}$$

2. Schéma équivalent en petits signaux

Le schéma équivalent dynamique du montage en petits signaux et en basses fréquences est présenté figure 2.27.

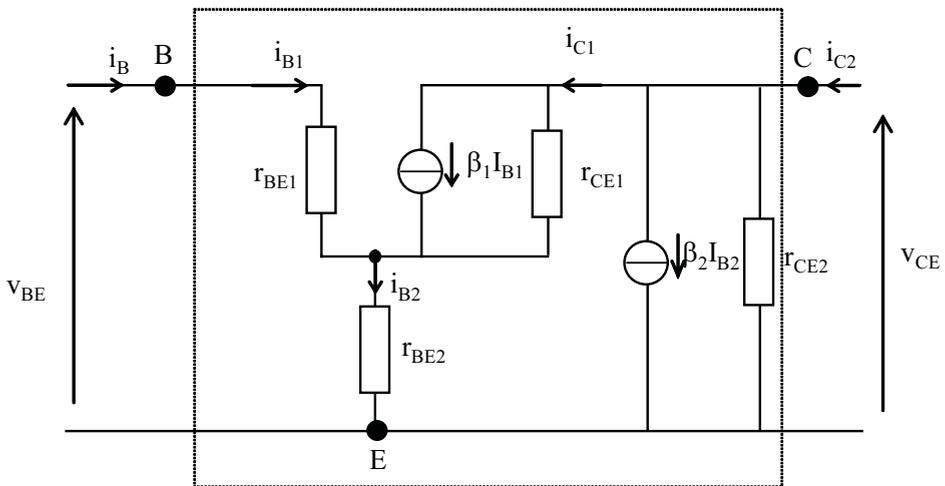


Figure 2.27 Schéma équivalent du transistor Darlington constitué de deux transistors NPN.

3. Expressions des paramètres du schéma équivalent

• Résistance d'entrée

La résistance d'entrée r_{BE} du transistor équivalent peut être trouvée à partir du schéma équivalent. Par définition, on a :

$$r_{BE} = \left. \frac{v_{BE}}{i_B} \right|_{v_{CE}=0}$$

Le courant i_{B2} s'écrit :

$$i_{B2} = i_{B1} + \beta_1 i_{B1} + \frac{v_{CE} - i_{B2} r_{BE2}}{r_{CE1}}$$

Quand $v_{CE} = 0$, sachant que $r_{BE2} \ll r_{CE1}$, le courant i_{B2} devient :

$$i_{B2} = i_{B1} + \beta_1 i_{B1} - \frac{r_{BE2}}{r_{CE1}} i_{B2} \approx i_{B1} + \beta_1 i_{B1} \approx \beta_1 i_{B1}$$

Alors, la résistance r_{BE} devient : $r_{BE} = \frac{v_{BE}}{i_B} = \frac{r_{B1}i_B + \beta_1 r_{BE2}i_B}{i_B} = r_{B1} + \beta_1 r_{BE2}$

Cette résistance est plus élevée que la résistance d'un seul transistor.

- *Résistance de sortie*

La résistance de sortie du transistor équivalent est déterminée selon la définition :

$$r_{CE} = \left. \frac{v_{CE}}{i_C} \right|_{i_B=0}$$

Or, quand $i_B = 0$, le schéma équivalent du montage devient celui représenté figure 2.28.

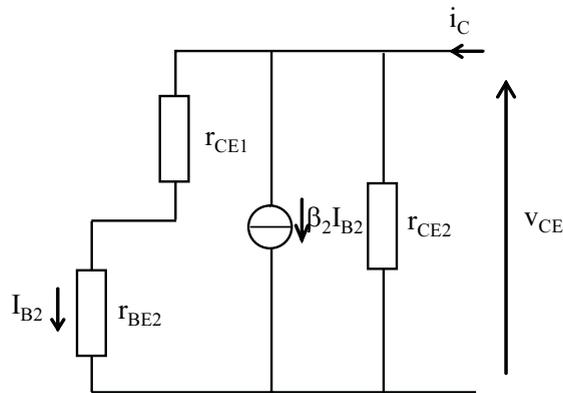


Figure 2.28 Schéma équivalent simplifié qui sert pour déterminer la résistance de sortie.

Il vient
$$i_C = \beta_2 i_{B2} + \frac{v_{CE}}{r_{CE2}}, i_{B2} = \frac{v_{CE}}{r_{BE2} + r_{CE1}}$$

On en déduit l'expression de la résistance de sortie du transistor équivalent :

$$r_{CE} = \frac{1}{\frac{1 + \beta_2}{r_{CE1} + r_{BE2}} + \frac{1}{r_{CE2}}} \approx \frac{1}{\frac{\beta_2}{r_{CE1}} + \frac{1}{r_{CE2}}}$$

Ceci revient à mettre en parallèle r_{CE1} et r_{CE2} .

$$r_{CE} \approx \frac{r_{CE1}}{\beta_2} \parallel r_{CE2} = \frac{\frac{r_{CE1}}{\beta_2} \times r_{CE2}}{\frac{r_{CE1}}{\beta_2} + r_{CE2}}$$

La résistance de sortie du transistor équivalent est inférieure à la résistance de sortie du deuxième transistor et très inférieure à celle du premier transistor.

Application numérique. La résistance d'entrée du transistor équivalent se calcule en déterminant r_{BE1} et r_{BE2}

$$r_{BE1} \approx \frac{26 \times 10^{-3}}{I_{B01}} = \frac{26 \times 10^{-3}}{2 \times 10^{-6}} = 13 \times 10^3 = 13 \text{ k}\Omega$$

$$r_{BE2} \approx \frac{26 \times 10^{-3}}{I_{B02}} = \frac{26 \times 10^{-3}}{\beta_1 I_{B01}} = \frac{26 \times 10^{-3}}{30 \times 2 \times 10^{-6}} = 433 \Omega$$

$$r_{BE} \approx r_{B1} + \beta_1 r_{BE2} = 13 \times 10^3 + 30 \times 433 = 26\,000 = 26 \text{ k}\Omega$$

On en déduit la pente du transistor équivalent :

$$g_m \approx \frac{\beta}{r_{BE}} = \frac{3\,000}{26\,000} \approx 0,115 \text{ S}$$

La résistance de sortie du transistor équivalent se calcule en déterminant r_{CE1} et r_{CE2}

$$r_{CE1} \approx \frac{100}{I_{C01}} = \frac{100}{\beta_1 I_{B01}} = \frac{100}{30 \times 2 \times 10^{-6}} \approx 1,66 \times 10^6 \Omega = 1,66 \text{ M}\Omega$$

$$r_{CE2} \approx \frac{100}{I_{C02}} = \frac{100}{\beta_1 \beta_2 I_{B01}} = \frac{100}{30 \times 100 \times 2 \times 10^{-6}} \approx 16,6 \times 10^3 \Omega = 16,6 \text{ k}\Omega$$

$$r_{CE} \approx \frac{\frac{r_{CE1}}{\beta_2} \times r_{CE2}}{\frac{r_{CE1}}{\beta_2} + r_{CE2}} = \frac{\frac{16,6 \times 10^6}{100} \times 16,6 \times 10^3}{\frac{16,6 \times 10^6}{100} + r_{CE2}} \approx 8,3 \times 10^3 \Omega = 8,3 \text{ k}\Omega$$

Exercice 2.2 Stabilisation du point de repos par résistance base-collecteur

La figure 2.29 représente un circuit de polarisation du transistor NPN par résistance base-collecteur.

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

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

2. Calculer les variations des coordonnées du point de fonctionnement lorsque β varie de 100 à 200. En déduire les taux de stabilisation :

$$\Gamma = \frac{\frac{\Delta I_{C0}}{I_{C0}}}{\frac{\Delta \beta}{\beta}} ; \quad \Psi = \frac{\frac{\Delta V_{CE0}}{V_{CE0}}}{\frac{\Delta \beta}{\beta}}$$

Comment faire pour diminuer l'influence des variations de β sur le point de fonctionnement ?

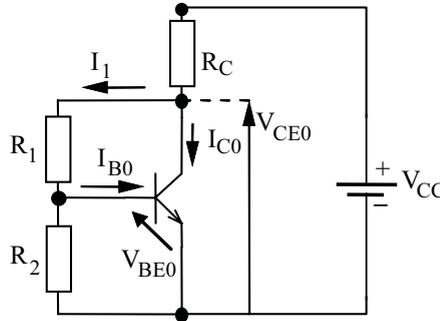


Figure 2.29 Polarisation du transistor NPN par résistance base-collecteur.

► Solution

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

Les équations du circuit sont :

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

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

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

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

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

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

$$\text{On en déduit : } I_{B0} = \frac{12 - 7,689}{330 \times 10^3} = 13,06 \times 10^{-6} \text{ A} = 13,06 \text{ } \mu\text{A}$$

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

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

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

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

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

2. Taux de stabilisation

Le courant I_2 qui passe dans la résistance R_2 reste une constante :

$$I_2 = I_1 - I_{B0} = \frac{V_{BE0}}{R_2} = \frac{0,7}{3 \times 10^3} = 0,233 \text{ mA}$$

On refait le même calcul pour une valeur de $\beta = 200$, on obtient en utilisant les valeurs de l'application numérique pour déterminer la valeur de I_{B0} :

$$12 = (33 \times 10^3 \times 0,233 \times 10^{-3}) + (201 \times 3 \times 10^3 + 27 \times 10^3) \times I_{B02}$$

On en déduit : $I_{B02} = \frac{12 - 7,689}{630 \times 10^3} = 13,06 \times 10^{-6} \text{ A} = 6,84 \text{ } \mu\text{A}$

Le courant I_{C02} devient : $I_{C02} = \beta I_{B02} = 200 \times 6,84 \times 10^{-6} \text{ A} = 1,368 \text{ mA}$

Le courant I_1 devient : $I_1 = I_2 + I_{B02} = (0,233 + 0,00684) \text{ mA} = 0,23984 \text{ mA}$

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

$$V_{CE02} = V_{CC} - (I_{C02} + I_1) \times R_C = 12 - (1,368 + 0,246) \times 10^{-3} \times 3 \times 10^3 = 7,158 \text{ volts}$$

Les coordonnées du point de fonction sont : (1,368 mA, 7,158 V)

Les taux de stabilisation deviennent :

$$\Gamma = \frac{\frac{\Delta I_{C0}}{I_{C0}}}{\frac{\Delta \beta}{\beta}} = \frac{\frac{0,062}{1,33}}{\frac{100}{150}} = \frac{0,062}{1,33} \times \frac{150}{100} = 6,99 \%$$

$$\Psi = \frac{\frac{\Delta V_{CE0}}{V_{CE0}}}{\frac{\Delta \beta}{\beta}} = \frac{\frac{0,186}{7,25}}{\frac{100}{150}} = \frac{0,186}{7,25} \times \frac{150}{100} = 3,84 \%$$

On remarque que la stabilisation est bonne. Pour stabiliser I_{C0} et V_{CE0} , il faut donc choisir :

$$R_1 \ll \beta R_C$$

Exercice 2.3 Stabilisation du point de repos par deux résistances de base

La figure 2.30 représente un circuit de polarisation du transistor NPN par deux résistances de base.

On suppose $\beta = 100$, $V_{CC} = 12 \text{ V}$, $R_C = 5 \text{ k}\Omega$, $R_{B1} = 10 \text{ k}\Omega$ et $V_{BE0} = 0,7 \text{ V}$.

1. On désire avoir un point de fonctionnement ($V_{CE0} = 5 \text{ V}$, $I_{C0} = 1 \text{ mA}$). Calculer les valeurs des résistances R_E et R_{B2} .

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

2. On garde les mêmes valeurs des résistances que précédemment et on change le transistor par un autre qui possède un $\beta = 300$. Calculer les coordonnées du nouveau point de fonctionnement. Conclure.

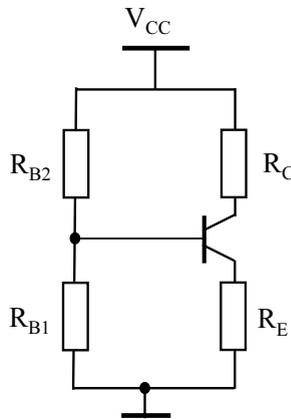


Figure 2.30 Polarisation du transistor NPN par deux résistances de base.

► Solution

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

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

$$R_{TH} = \frac{R_{B1}R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}, \quad E_{TH} = V_{CC} \times \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

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

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

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

$$\text{On trouve : } R_E = \frac{2}{I_{C0}} = \frac{2}{10^{-3}} = 2 \times 10^3 = 2 \text{ k}\Omega$$

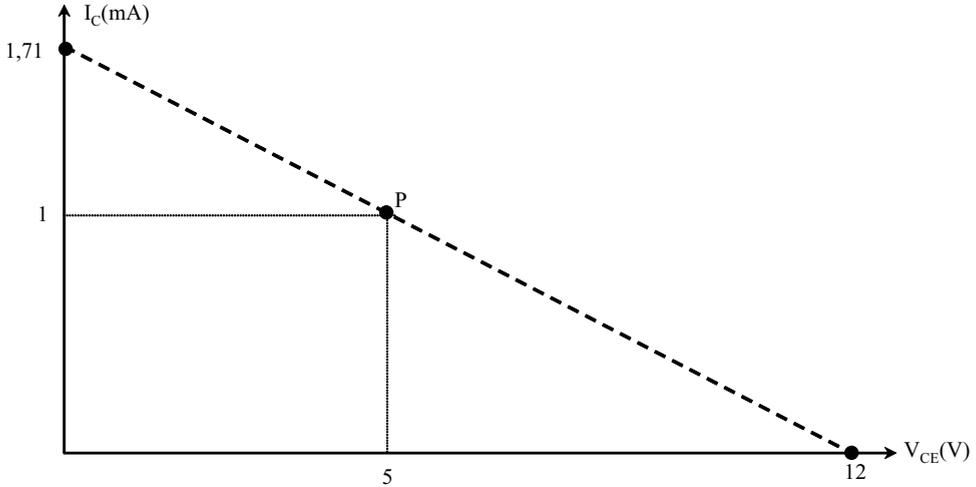


Figure 2.31 Droite de charge statique.

Or, la maille en entrée donne :

$$E_{TH} = V_{CC} \times \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{R_{B1}R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \times \frac{I_{C0}}{\beta} + V_{BE0} + R_E I_{C0}$$

$$E_{TH} = 12 \times \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} - \frac{R_{B1}R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \times \frac{10^{-3}}{100} = 2,7 \text{ V}$$

Soit :

$$12 \times \frac{10^4}{10^4 + R_{B2}} - \frac{10^{-1} \times R_{B2}}{10^4 + R_{B2}} = 2,7 \text{ V}$$

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

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

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

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

2. Effet de β sur le point de fonctionnement

On applique toujours le théorème de Thévenin à l'entrée et on néglige le courant I_{B0} devant le courant I_{C0} :

$$E_{TH} = V_{CC} \times \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{R_{B1}R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \times \frac{I_{C0}}{\beta} + V_{BE0} + R_E I_{C0}$$

$$E_{TH} = 12 \times \frac{10}{10 + 34,6} = \frac{10 \times 34,6}{10 + 34,6} \times 10^3 \times \frac{I_{C0}}{300} + 0,7 + 2 \times 10^3 \times I_{C0}$$

$$E_{TH} \approx 2,69 = 25,86 \times I_{C0} + 0,7 + 2 \times 10^3 \times I_{C0}$$

On en déduit la valeur du courant I_{C0} :

$$I_{C0} \approx \frac{2,69 - 0,7}{2\,025,86} \approx 0,982$$

La différence de potentiel entre le collecteur et l'émetteur est :

$$V_{CE0} \approx V_{CC} - R_C I_{C0} - R_E I_{C0} = 12 - (5 + 2) \times 10^3 \times 0,982 \times 10^{-3} \approx 5,12 \text{ V}$$

Les coordonnées du point de fonctionnement varient très peu. Ceci était prévisible, puisque la condition de stabilité du point de fonctionnement est satisfaite :

$$R_{B1} \parallel R_{B2} = R_{TH} = 7,75 \text{ k}\Omega \ll \beta R_E = 200 \text{ k}\Omega$$

Exercice 2.4 Polarisation automatique d'un FET par résistance de source

Soit le montage de la figure 2.32. On donne le courant : $I_{DSS} = 12 \text{ mA}$, la pente : $g_{m0} = 8 \text{ mS}$, la résistance : $R_G = 1 \text{ M}\Omega$ et $R_D = 3 \text{ k}\Omega$.

1. On désire polariser le transistor à la valeur $U_{GS} = U_P/2$. Donner la valeur de la résistance R_S qui permet d'avoir cette polarisation.
2. Pour la valeur trouvée de R_S , déterminer la valeur du courant I_D qui circule dans le drain ainsi que la tension U_{DS} .
3. Tracer la droite de charge statique et placer le point de repos P.

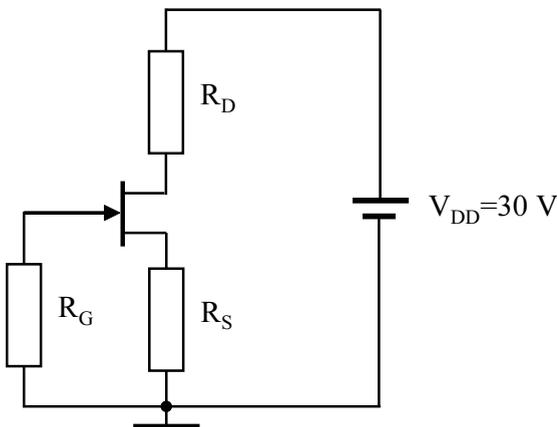


Figure 2.32 Polarisation par résistance de grille et par résistance de source.

► Solution

1. Calcul de la valeur de la résistance R_S

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

$$g_{m0} = -\frac{2I_{DSS}}{U_P}, \quad \text{soit : } U_P = -\frac{2I_{DSS}}{g_{m0}} = -\frac{24 \times 10^{-3}}{8 \times 10^{-3}} = -3 \text{ V}$$

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

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

$$U_{GS} = -\frac{3}{2} = -1,5 \text{ V}$$

Or,
$$U_{GS} = -U_{SG} = -U_{S\text{masse}} = -R_S I_S = -R_S I_D$$

En remplaçant I_D par son expression, on obtient :

$$U_{GS} = -1,5 \text{ V} = -R_S I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2 = -R_S \times 24 \times 10^{-3} \left(1 - \frac{-1,5}{-3}\right)^2$$

On en déduit la valeur de la résistance R_S :

$$R_S = \frac{1,5 \text{ V}}{24 \times 10^{-3} \left(1 - \frac{-1,5}{-3}\right)^2} = \frac{1,5 \times 4}{24 \times 10^{-3}} = 250 \Omega$$

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

Le courant I_D qui circule dans le drain est :

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2 = 24 \times 10^{-3} \left(1 - \frac{-1,5}{-3}\right)^2 = 24 \times 10^{-3} \times \frac{1}{4} = 6 \text{ mA}$$

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

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D (R_D + R_S) = 30 - 6 \times 10^{-3} (3 \times 10^3 + 250) = 10,5 \text{ V}$$

3. Tracé de la droite de charge statique

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

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

La droite passe par le point de coordonnées : $(V_{DS} = V_{DD} = 30 \text{ V}, I_D = 0 \text{ mA})$,
et le point de coordonnées : $\left(V_{DS} = 0, I_D = \frac{V_{DD}}{R_D + R_S} = \frac{30}{3\,250} = 9,23 \text{ mA} \right)$.

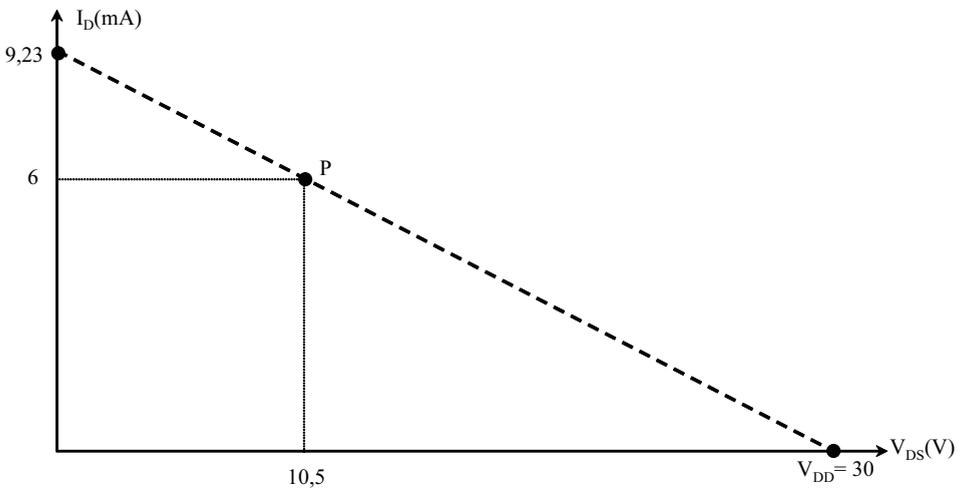


Figure 2.33 Droite de charge statique.

Exercice 2.5 Amplificateur à couplage direct NPN - PNP

La figure 2.34 représente un circuit de polarisation d'un amplificateur à deux transistors, l'un est du type NPN et l'autre du type PNP.

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

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

1. On désire avoir le potentiel du collecteur du deuxième transistor nul et $V_{EC2} = 10 \text{ V}$, lorsque le potentiel de la base du premier transistor est forcé à la masse. Calculer les valeurs du courant I_{C2} et en déduire la valeur de la résistance R_{E2} .

2. Déterminer le point de fonctionnement du premier transistor. Calculer les valeurs de la résistance R_1 et de la résistance R_2 si on suppose $R_1 // R_2 = \beta R_{E1} / 50$.

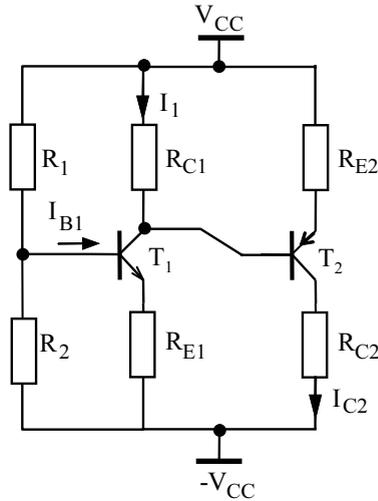


Figure 2.34 Amplificateur à transistors NPN et PNP.

► Solution

1. Calcul de la valeur de I_{C2} et de R_{E2}

On commence par déterminer les potentiels connus :

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

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

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

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

Puisque la différence de potentiel entre émetteur et collecteur doit être égale à 10 volts, la résistance R_{E2} doit être égale à :

$$R_{E2} = \frac{V_{CC} - V_{EC2}}{I_{E2}} \approx \frac{V_{CC} - V_{EC2}}{I_{C2}} = \frac{12 - 10}{4 \times 10^{-3}} = 500 \Omega$$

2. Coordonnées du point de fonctionnement

Le potentiel du collecteur du premier transistor est :

$$\begin{aligned} V_{C1} &= V_{CC} - R_{E2} \times (I_{C2} + I_{B2}) - V_{EB02} \\ &= 12 - 500 \times (4 \times 10^{-3} + 0,04 \times 10^{-3}) - 0,7 = 9,28 \text{ V} \end{aligned}$$

Le courant qui circule dans R_{C1} est : $I_1 = \frac{V_{CC} - V_{C1}}{R_{C1}} = \frac{12 - 9,28}{10 \times 10^3} = 0,272 \text{ mA}$

On en déduit le courant I_{C1} qui entre dans le collecteur du premier transistor :

$$I_{C1} = I_1 + I_{B2} = I_1 + \frac{I_{C2}}{\beta} = 0,272 \text{ mA} + \frac{4 \text{ mA}}{100} = 0,312 \text{ mA}$$

Pour déterminer le point de fonctionnement, on commence par calculer le courant I_{E1} :

$$I_{E1} = \frac{V_{E1} - (-V_{CC})}{R_{E1}} = \frac{-0,7 - (-12)}{30 \times 10^3} = 0,376 \text{ mA}$$

Ce courant est égal aussi à : $I_{E1} = (\beta_1 + 1) \times I_{B1}$, on en déduit :

$$I_{B1} = \frac{I_{E1}}{\beta_1 + 1} = \frac{0,3766 \text{ mA}}{101} = 3,729 \text{ } \mu\text{A}$$

Enfin sachant que : $R_B = R_1 // R_2 = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} = \frac{\beta R_{E1}}{50} = \frac{100 \times 30 \text{ k}\Omega}{50} = 60 \text{ k}\Omega$

En plus, le potentiel de la base est nul ($V_{B1} = 0$ volt), or ce potentiel est obtenu en appliquant le théorème de superposition :

$$V_{B1} = 0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times V_{CC} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \times (-V_{CC})$$

Soit : $\frac{R_2}{R_1 + R_2} \times V_{CC} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \times V_{CC}$ ce qui donne : $R_1 = R_2$.

Puisque, $\frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_1^2}{2R_1} = \frac{R_1}{2} = 60 \text{ k}\Omega$, on en déduit :

$$R_1 = R_2 = 120 \text{ k}\Omega$$

Exercice 2.6 Miroirs de courants sans (et avec) résistance R_E

La figure 2.35 représente un miroir de courant à deux transistors NPN. On suppose que les deux transistors sont identiques :

$$\beta_1 = \beta_2 = 100 \text{ et } V_{BE1} = V_{BE2} = 0,7 \text{ V}$$

On suppose aussi que la tension de saturation du transistor est $V_{CE(\text{saturation})} = 0,3 \text{ V}$ et on donne : $V_{CC} = 12 \text{ V}$.

1. Donner pour le montage de la figure 2.35 (a), l'expression du courant I_{C2} en fonction de I_1 .

2. Calculer la valeur de R_1 pour obtenir un courant $I_{C2} = 30 \text{ } \mu\text{A}$ et déterminer la valeur maximale de R_U .

3. On prend maintenant le montage de la figure 2.35 (b) et on suppose $\beta_1 = \beta_2 = 200$, $V_{BE1} = 0,7 \text{ V}$ et on fixe $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$.

Calculer la valeur de R_{E2} pour obtenir un courant $I_{C2} = 30 \text{ } \mu\text{A}$.

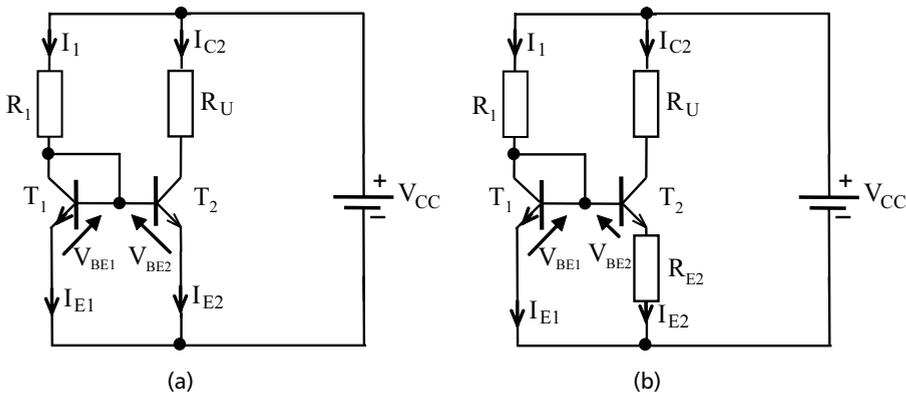


Figure 2.35 Miroir de courant sans résistance R_E (a) et avec résistance R_E (b).

► Solution

1. Expression du courant I_{C2} en fonction de I_1

Puisque $\beta_1 = \beta_2 = 100$ et $V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE} = 0,7$ V, les courants de base sont donc identiques $I_{B1} = I_{B2} = I_B$.

Le courant I_1 devient : $I_1 = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} = I_{C1} + 2I_B = (\beta + 2) I_B$

Or, $I_{C2} = \beta I_{B1} = \beta I_B$

On en déduit : $I_{C2} = \frac{\beta}{\beta + 2} I_1 = \frac{100}{102} I_1 \approx 0,98 I_1$

Le courant I_{C2} est pratiquement identique au courant I_1 . C'est cette propriété qui justifie le nom donné à ce circuit : *miroir de courant*.

2. Calcul de la valeur de R_1 et de la valeur maximale de R_U

Puisque le courant I_{C2} est : $I_{C2} = 30 \mu\text{A} \approx I_1$, on peut écrire : $I_1 R = V_{CC} - V_{BE}$

Soit : $R_1 = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_1} = \frac{12 - 0,7}{30 \times 10^{-6}} \approx 376,666 \text{ k}\Omega$

Cette valeur est très élevée et prend beaucoup de place (surface) dans un circuit intégré.

Il va de soi que la résistance R_U ne peut pas prendre n'importe quelle valeur. La valeur limite est imposée par la tension d'alimentation et la tension de saturation du transistor T_2 .

$$R_{U\text{max}} = \frac{V_{CC} - V_{CE(\text{saturation})}}{I_1} = \frac{12 - 0,3}{30 \times 10^{-6}} \approx 390 \text{ k}\Omega$$

3. Calcul de la valeur de R_{E2} pour obtenir $I_{C2} = 30 \mu\text{A}$

Puisque $\beta_1 = \beta_2 = 200$ et $V_{BE1} = 0,7 \text{ V}$, on peut légitimement négliger les courants des bases devant les courants des collecteurs : $I_{B1} \ll I_{C1}$ et $I_{B2} \ll I_{C2}$.

On peut écrire : $I_1 = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} \approx I_{C1} \approx I_{E1}$; $I_{C2} \approx I_{E2}$

Or,
$$I_C = \beta I_B = \beta I_S e^{\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)}$$

Avec :
$$V_T = \frac{KT}{q} \approx 26 \text{ mV à la température ambiante } T = 300 \text{ K}$$

On en déduit :
$$V_{BE1} = V_T \ln \left(\frac{I_{C1}}{\beta I_S} \right) ; \quad V_{BE2} = V_T \ln \left(\frac{I_{C2}}{\beta I_S} \right)$$

Or,
$$V_{BE1} = V_{BE2} + R_E I_{E2} \approx V_{BE2} + R_E I_{C2}$$

Puisque les deux transistors sont identiques, on peut écrire :

$$V_T \ln \left(\frac{I_{C1}}{\beta I_S} \right) = V_T \ln \left(\frac{I_{C2}}{\beta I_S} \right) + R_{E2} I_{C2}$$

On en déduit :
$$R_{E2} = \frac{V_T \ln \left(\frac{I_{C1}}{\beta I_S} \right) - V_T \ln \left(\frac{I_{C2}}{\beta I_S} \right)}{I_{C2}} = \frac{V_T}{I_{C2}} \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right)$$

On détermine :
$$I_1 \approx I_{C1} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_1} = \frac{12 - 0,7}{10 \times 10^3} \approx 1,13 \text{ mA}$$

Pour obtenir un courant I_{C2} de $30 \mu\text{A}$, la résistance R_{E2} doit être égale à :

$$R_{E2} = \frac{V_T}{I_{C2}} \times \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right) = 866,66 \times \ln(37,66) \approx 3\,144,76 \Omega$$

Cette valeur est faible et la surface totale occupée par les deux résistances dans le circuit intégré est moins importante que le cas déterminé à la première question.

Exercice 2.7 Polarisation d'un FET par pont résistif

Soit le montage de la figure 2.36. On donne : $V_P = -4 \text{ V}$, $I_{DSS} = 10 \text{ mA}$, $V_{DD} = 10 \text{ V}$ et $R_{G1} = 100 \text{ k}\Omega$.

1. Écrire l'équation de la droite de charge du transistor $I_D = f(V_{GS})$, tracer la droite de charge et choisir un point au milieu de cette droite.
2. En déduire la valeur de V_{GS} et calculer la valeur de R_{G2} .

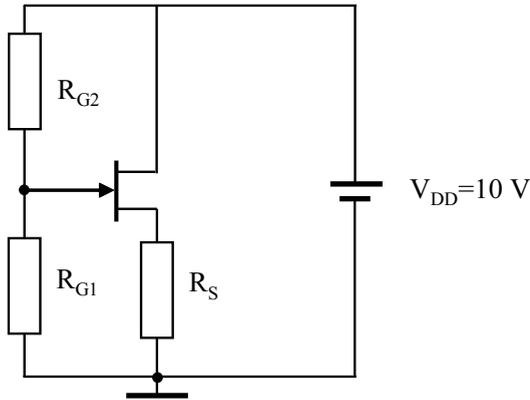


Figure 2.36 Polarisation d'un JFET à canal N par deux résistances de grilles.

► Solution

1. Équation de la droite de charge

L'équation de la droite de charge est :

$$V_{DS} = V_{DD} - R_S I_S = V_{DD} - R_S I_D$$

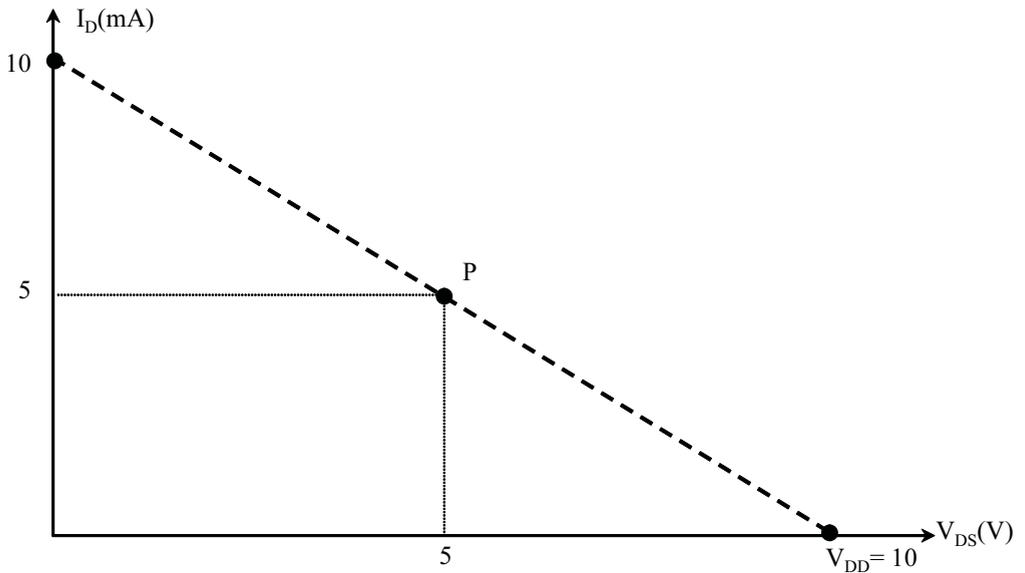


Figure 2.37 Droite de charge statique et point de fonctionnement.

Cette droite passe par les deux points de coordonnées successifs :

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

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

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

Le potentiel de la source devient donc : $V_S = V_{DD} - V_{DS} = 10 - 5 = 5 \text{ V}$.

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

Puisque le courant $I_D = 5 \text{ mA}$, on peut déterminer la tension V_{GS} . En effet, on connaît :

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

On en déduit :

$$\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) = \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} = \sqrt{\frac{5}{10}} \approx 0,707.$$

Ce qui donne :

$$V_{GS} = V_P \times (1 - 0,707) = -1,172 \text{ V}.$$

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

$$V_G = V_S + V_{GS} = 5 + (-1,172) = 3,828$$

Ce potentiel est donné par le diviseur de tension :

$$V_G = 3,828 = \frac{R_{G1}}{R_{G1} + R_{G2}} \times V_{DD} = \frac{100 \times 10^3}{100 \times 10^3 + R_{G2}} \times 10$$

On en déduit donc :

$$R_{G2} = \frac{61,72}{0,3828} \times 10^3 = 161,233 \text{ k}\Omega.$$

Chapitre 3

Les amplificateurs

3.1 INTRODUCTION

3.1.1 Généralités

Dans beaucoup de domaines, on veut obtenir à partir d'un signal d'entrée de faible amplitude ou de faible puissance (issu par exemple d'un capteur ou d'une antenne), un signal de même forme capable de délivrer à un récepteur (haut parleur, moteur) une tension ou un courant de même forme (une réplique exacte) et d'amplitude plus grande. La puissance délivrée par le signal de sortie est aussi plus importante que celle délivrée par le signal d'entrée.

Le dispositif de liaison qui permet ce gain (en tension, en courant ou en puissance) est un amplificateur. Les amplificateurs électroniques sont utilisés dans plusieurs circuits électroniques (instrumentation, radio et télévision, sonorisation, contrôle...)

La structure générale d'un circuit d'amplification est donnée à la figure 3.1.

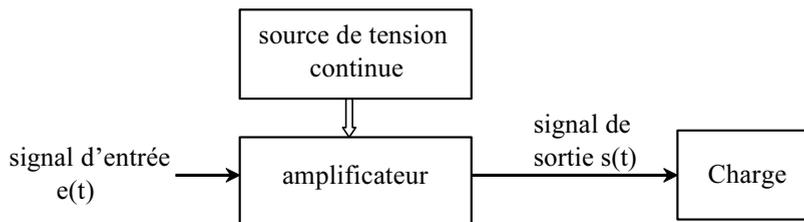


Figure 3.1 Schéma bloc d'un amplificateur.

La source de tension continue (alimentation) fournit la puissance nécessaire à l'amplificateur pour polariser les composants (point de repos) : montages à transistors, amplificateurs opérationnels ou amplificateurs spécifiques. Le signal d'entrée est souvent un signal *bas niveau* et le signal de sortie est un signal *haut niveau*. L'amplification ne concerne souvent que le signal alternatif (point de fonctionnement qui se déplace autour de sa position de repos).

L'amplification est *linéaire* si le gain de l'amplificateur reste constant lorsque l'amplitude de l'entrée varie. On parle de saturation si, lorsque l'entrée augmente mais la sortie reste constante.

L'amplificateur le plus simple et le plus élémentaire est constitué d'un transistor (bipolaire, FET ou MOSFET) polarisé par une source de tension continue, est attaqué à son entrée par le signal alternatif à amplifier. Les grandeurs électriques le régissant peuvent être considérées comme la superposition de grandeurs continues et alternatives.

Or, le transistor est un élément non linéaire et il faut linéariser les caractéristiques du transistor, pour cela, on pratique ce qu'on appelle l'amplification petits signaux : on polarise l'entrée avec un niveau continu et le signal à amplifier se superpose à ce niveau.

En sortie, on doit déduire le niveau continu, pour ne garder que le niveau alternatif, résultant de l'amplification petit signal.

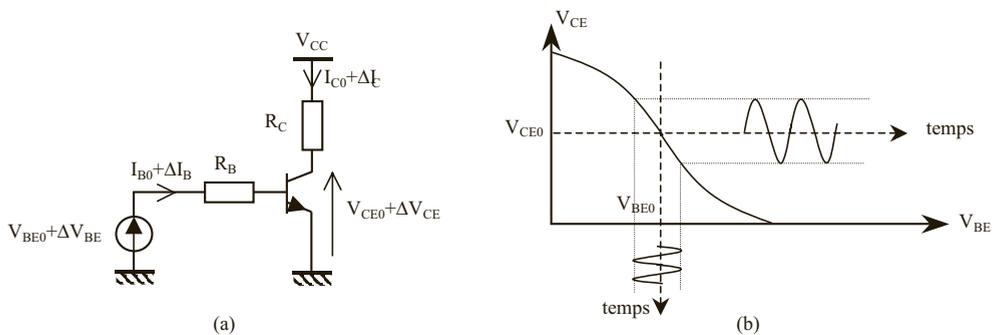


Figure 3.2 Principe d'une amplification à transistor (a) et caractéristique non linéaire de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée (b).

3.1.2 Notations et hypothèses de travail

a) Notation

- Une grandeur continue est souvent notée par une majuscule affectée d'un indice majuscule : c'est ainsi que V_{BE} désigne la composante continue de la tension base émetteur.
- Une grandeur alternative est notée par une minuscule affectée d'un indice minuscule : c'est ainsi que v_{be} désigne la composante alternative de la tension base émetteur.
- Une grandeur instantanée, constituée par la superposition d'une composante continue et d'une composante alternative, est notée par une minuscule affectée d'un indice majuscule : c'est ainsi que $v_{BE} = V_{BE} + v_{be}$ désigne la valeur instantanée de la tension base émetteur.

b) Hypothèses

Afin de faciliter l'étude des amplificateurs à transistor, nous adoptons les hypothèses de travail suivantes :

- le signal alternatif à amplifier est de faible amplitude par rapport au signal continu de polarisation ;
- le fonctionnement du circuit est linéaire ce qui nous permet d'appliquer le théorème de superposition ;
- les condensateurs utilisés dans le montage se comportent d'une part comme des courts-circuits en régime alternatif, et d'autre part comme des circuits ouverts en régime continu.

c) Méthodologie

Afin d'étudier les amplificateurs à transistors linéaires, on adopte la méthodologie suivante basée sur l'exploitation du théorème de superposition :

- on étudie tout d'abord le comportement de l'amplificateur en continu en annulant toutes les sources alternatives (choix du point de fonctionnement du transistor) ;
- on annule par la suite toutes les sources continues pour étudier le comportement en régime alternatif ;
- on considère enfin le transistor comme un quadripôle linéaire représenté par ses paramètres hybrides ;
- Les caractéristiques fonctionnelles d'un amplificateur en régime alternatif sont celles d'un quadripôle : gain en tension à vide (gain en courant), impédance d'entrée et impédance de sortie.

3.2 CLASSIFICATION DES AMPLIFICATEURS

Il existe une multitude de méthodes pour la classification d'amplificateurs, on peut citer par exemple :

3.2.1 Classification par méthode de couplage

Les amplificateurs sont parfois classés par leur méthode de couplage entre l'entrée et la sortie ou entre les différents étages de l'amplificateur. Ces différentes méthodes incluent les couplages capacitifs, inductifs (transformateurs) et les couplages directs. L'utilisation d'un couplage direct permet de se passer des condensateurs de liaisons mais implique souvent l'utilisation d'une alimentation symétrique. Il est à noter que la plupart des amplificateurs intégrés utilisent un couplage direct entre leurs étages.

3.2.2 Classification par leur électrode reliée à la masse

Une autre classification se réfère à « l'électrode reliée directement ou à travers une résistance à la masse » : le schéma de l'amplificateur est alors décrit par l'électrode

du composant actif qui est mis en commun entre l'entrée et la sortie. Ainsi, on parle d'amplificateur à *émetteur commun*, à *plaque commune* ou à *drain commun*. Ces noms renseignent aussi sur le type de technologie utilisée. Par exemple, un amplificateur à émetteur commun utilise un transistor bipolaire, celui à plaque commune un tube tandis qu'un amplificateur à drain commun utilise un MOSFET ou un JFET.

3.2.3 Classification par angle de conduction

Le système de lettres, ou classes, utilisé pour caractériser les amplificateurs assigne une lettre pour chaque amplificateur. Ces schémas sont caractérisés par la durée α pendant laquelle un composant actif est utilisé lors de l'amplification d'un signal sinusoïdal appliqué à l'entrée de l'amplificateur. 2π représente un cycle complet. En pratique cette classification revient à déterminer la polarisation des transistors de l'amplificateur (emplacement sur la droite de charge) du point de repos.

Les circuits amplificateurs sont classés dans les catégories A, B, AB et C pour les amplificateurs analogiques, et D, E et F pour les amplificateurs à découpage. Pour les amplificateurs analogiques, chaque classe définit la proportion du signal d'entrée qui est utilisée par chaque composant actif pour arriver au signal amplifié, ce qui est aussi donné par l'angle de conduction α :

Classe A : la totalité du signal d'entrée (100 %) est utilisée : $\alpha = 360^\circ$.

Classe B : la moitié du signal (50 %) est utilisée : $\alpha = 180^\circ$.

Classe AB : plus de la moitié mais pas la totalité du signal (50–100 %) est utilisée ce qui revient à dire : $180^\circ < \alpha < 360^\circ$.

Classe C : moins de la moitié (0–50%) du signal est utilisée : $0 < \alpha < 180^\circ$.

3.2.4 Classification par gamme de fréquences

On peut aussi décrire les amplificateurs en fonction de leur bande passante. Par exemple, les amplificateurs audiofréquences sont conçus pour amplifier les signaux à des fréquences sonores audibles (20 Hz à 20 kHz) tandis que les amplificateurs radiofréquences peuvent amplifier des fréquences allant bien au-delà des 20 kHz. Les amplificateurs d'ondes radio peuvent aussi être classés suivant la largeur de leur bande passante. On parle alors d'amplificateurs à bande étroite (*Narrowband* en anglais) ou large bande (*wideband* en anglais). Les amplificateurs à bande étroite ne travaillent que sur une faible gamme de fréquences (par exemple de 450 à 460 kHz) tandis que les amplificateurs large bande peuvent amplifier une grande gamme de fréquences.

3.2.5 Classification par grandeur d'entrée et grandeur de sortie

Si on prend la nature de l'entrée et de la sortie comme critère. On se trouve avec quatre types d'amplificateurs :

- Amplificateur de courant : l'entrée $e(t)$ est un courant et la sortie $s(t)$ est un courant. L'amplification qui est sans dimensions est A_i .

- Amplificateur à transconductance : l'entrée $e(t)$ est une tension et la sortie $s(t)$ est un courant. Le rapport entre la sortie et l'entrée, exprimé en siemens est : $A = g_m$.
- Amplificateur à transrésistance : l'entrée $e(t)$ est un courant et la sortie $s(t)$ est une tension. Le rapport entre la sortie et l'entrée, exprimé en ohms est : $A = R_m$.
- Amplificateur de tension : cet amplificateur est le plus utilisé en électronique. L'entrée $e(t)$ est une tension modélisée par une source de Thévenin, $s(t)$ est la tension obtenue aux bornes de la résistance d'utilisation R_U . L'amplificateur de tension dont le rapport entre la sortie et l'entrée est noté A_V est idéal si : $s(t) = A_V e(t)$, mais en général, l'amplificateur représenté par son schéma équivalent d'un quadripôle présente une résistance d'entrée R_e et une résistance de sortie R_s . Le gain se trouve diminué en appliquant un diviseur de tension en entrée et un diviseur de tension en sortie :

$$v_s(t) = A_V \frac{R_e}{R_e + R_g} \times \frac{R_U}{R_U + R_S} v_g(t)$$

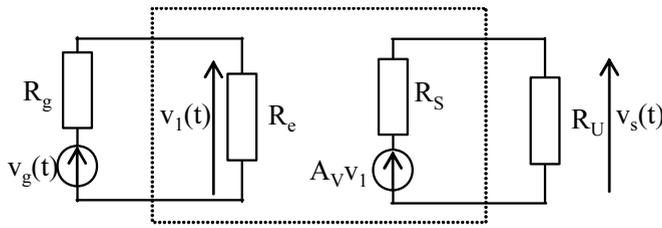


Figure 3.3 Schéma équivalent d'un amplificateur en tension.

3.3 MONTAGES FONDAMENTAUX À TRANSISTORS BIPOLAIRES

Le transistor bipolaire est le composant le plus utilisé en électronique. Ce composant de base, est utilisé dans les circuits discrets mais surtout en circuits intégrés. Les trois montages fondamentaux sont l'émetteur commun, le collecteur commun et la base commune.

3.3.1 Amplificateur en émetteur commun

Considérons le montage émetteur commun de la figure 3.4.

On suppose que le transistor est polarisé correctement (voir étude en statique du chapitre 2) avec un point de fonctionnement de coordonnées : (V_{CE0}, I_{CE0}) . On suppose que la résistance $r_{CE} = \rho = \infty$.

Pour déterminer les caractéristiques de l'amplificateur, on commence par déterminer le schéma équivalent en petits signaux et en basses fréquences.

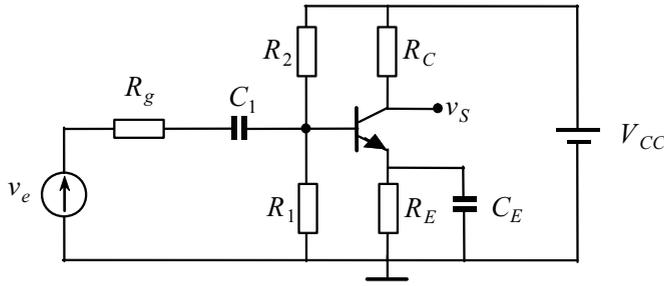


Figure 3.4 Montage émetteur commun découplé.

On note :
$$Z_E = \frac{R_E}{1 + jR_E C_E \omega} \quad \text{et} \quad R_P = R_1 // R_2 = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

a) Schéma équivalent

Notons Z_E l'impédance équivalente vue côté émetteur ($Z_E = R_E // C_E$), le schéma équivalent est obtenu en appliquant le théorème de superposition. En effet pour l'alternatif petits signaux, on passive la source de tension continue V_{CC} , ce qui revient à la remplacer par un court-circuit. Le théorème de Thévenin nous permet de simplifier le schéma équivalent de la figure 3.5 (a) pour obtenir la figure 3.5 (b). Les expressions suivantes permettent de passer de la figure générale à la figure simplifiée.

$$R_P = R_1 // R_2 = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}; \quad g_m \approx 38 I_{C0}; \quad r_{BE} \approx \frac{26 \times 10^{-3}}{I_{B0}} = \frac{26 \times 10^{-3}}{I_{C0}} \times \beta$$

$$e' = e = v_e \times \frac{R_P}{R_P + R_g}, \quad R'_{\text{éq}} = \frac{R_P \cdot R_g}{R_P + R_g} \quad \text{et} \quad R_{\text{éq}} = R'_{\text{éq}} + r_{BE}$$

Une étude détaillée de ce montage sera présentée au § 3.4. Pour le moment, on peut supposer que $r_g = 0$.

Si, $r_g = 0$, on obtient : $R_{\text{éq}} = r_{BE}$ et $v_e = e$

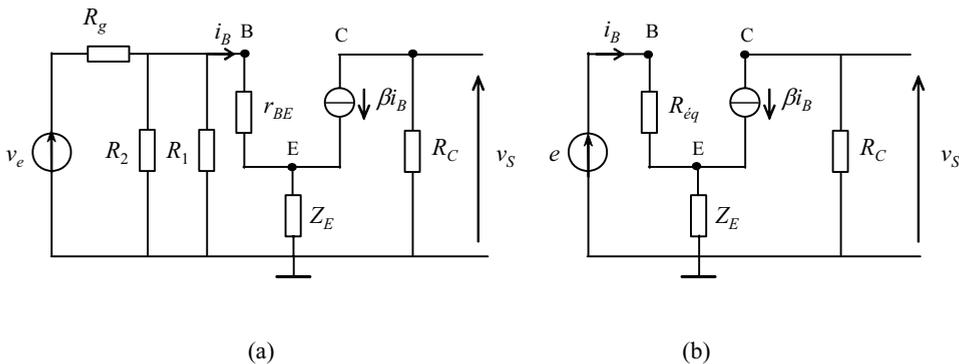


Figure 3.5 Schéma équivalent (a) et schéma équivalent simplifié (b).

b) Gain en tension

Sur le schéma de la figure 3.5 (b), on a :

$$v_e = R_{\text{éq}} i_B + (\beta + 1) i_B Z_E; \quad v_s = -\beta i_B R_C$$

$$A_V = \frac{v_s}{v_e} = \frac{-\beta i_B R_C}{R_{\text{éq}} i_B + (\beta + 1) i_B Z_E} = -\frac{\beta R_C}{r_{BE} + (\beta + 1) Z_E}$$

Le signe « - » montre une opposition de phase entre la sortie et l'entrée.

c) Impédance d'entrée

Si on note i_P le courant qui passe dans la résistance équivalente R_P , l'impédance d'entrée devient :

$$Z_e = R_e = \frac{v_e}{i_e} = \frac{v_e}{i_P + i_B}$$

Or,
$$v_e = i_B r_{BE} + Z_E (\beta + 1) i_B = (r_{BE} + Z_E (\beta + 1)) \times i_B$$

Soit :
$$Y_e = \frac{i_P}{v_e} + \frac{i_B}{v_e} = \frac{1}{R_P} + \frac{1}{r_{BE} + Z_E (\beta + 1)}$$

On en déduit :
$$Z_e = R_e = R_P \parallel (r_{BE} + Z_E (\beta + 1))$$

d) Impédance de sortie

Si on néglige la résistance interne du transistor ρ , la résistance de sortie devient :

$$Z_S = R_S = \left. \frac{v_S}{i_S} \right|_{v_e=0} = R_C \parallel \rho = R_C$$

Deux cas se présentent :

► Émetteur non découplé (condensateur de découplage inexistant)

Les ordres de grandeurs montrent que l'amplification, l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie deviennent :

$$A_V = \frac{v_s}{v_e} = \frac{-\beta i_B R_C}{r_{BE} i_B + (\beta + 1) i_B R_E} = \frac{-\beta R_C}{r_{BE} + (\beta + 1) R_E} \approx \frac{-\beta R_C}{r_{BE} + (\beta + 1) R_E} \approx -\frac{R_C}{R_E}$$

$$Z_e = R_e = R_P \parallel (r_{BE} + Z_E (\beta + 1)) = R_P \parallel (r_{BE} + R_E (\beta + 1)) \approx R_P$$

$$Z_S = R_S = \left. \frac{v_S}{i_S} \right|_{v_e=0} = R_C \parallel \rho \approx R_C$$

► Émetteur découplé (condensateur de découplage de forte valeur)

Les condensateurs sont considérés comme des courts-circuits. Les ordres de grandeurs montrent que l'amplification, l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie deviennent :

$$A_V = \frac{v_s}{v_e} = \frac{-\beta i_B R_C}{r_{BE} i_B + (\beta + 1) i_B Z_E} = \frac{-\beta R_C}{r_{BE}} \approx -g_m R_C$$

$$Z_e = R_e = R_P \parallel (r_{BE} + Z_E (\beta + 1)) \approx R_P \parallel r_{BE} \approx r_{BE}$$

$$Z_S = R_S = \left. \frac{v_S}{i_S} \right|_{v_e=0} = R_C \parallel \rho = R_C$$

La pente g_m est : $g_m \approx 38 I_{C0}$

3.3.2 Amplificateur en collecteur commun

On considère le montage collecteur commun de la figure 3.6. On suppose que le transistor est polarisé correctement avec un point de fonctionnement de coordonnées : (V_{CE0}, I_{CE0}) . On suppose que la résistance $r_{CE} = \rho = \infty$.

Le signal d'entrée est injecté sur la base et le signal de sortie est prélevé sur l'émetteur. C'est le collecteur qui sert comme point commun en alternatif entre l'entrée et la sortie. On polarise le transistor par pont de base.

Pour déterminer les caractéristiques de l'amplificateur, on commence par déterminer le schéma équivalent en petits signaux et en basses fréquences.

On pose : $R_P = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$

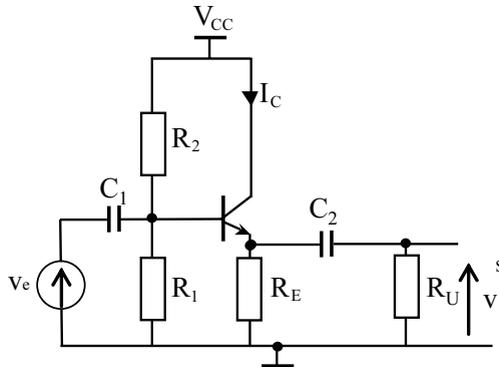


Figure 3.6 Montage collecteur commun découplé.

a) Schéma équivalent en petits signaux

Le schéma équivalent est donné à la figure 3.7. On remarque que l'entrée et la sortie ne sont pas séparées. La charge influe sur l'impédance d'entrée et l'impédance interne du générateur d'attaque influe sur l'impédance de sortie.

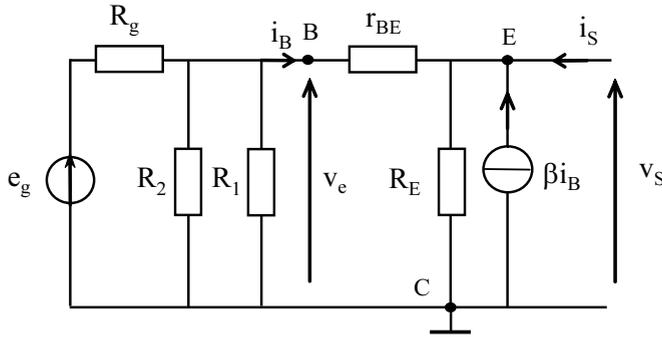


Figure 3.7 Schéma équivalent du montage collecteur commun.

b) Gain en tension

Sur le schéma équivalent de la figure 3.7, on a :

$$v_e = r_{BE}i_B + (\beta + 1)i_B R_E ; \quad v_S = (\beta + 1)i_B R_E$$

Le gain à vide d'un collecteur commun est : $A_V = \frac{v_S}{v_e} = \frac{(\beta + 1)R_E}{r_{BE} + (\beta + 1)R_E}$

On remarque que la sortie et l'entrée sont en phase et que le gain est légèrement inférieur à 1.

c) Impédance d'entrée

Si on note i_P le courant qui passe dans la résistance équivalente R_P , l'impédance d'entrée devient :

$$Z_e = R_e = \frac{v_e}{i_e} = \frac{v_e}{i_P + i_B}$$

Or, $v_e = i_B r_{BE} + R_E (\beta + 1) i_B = (r_{BE} + R_E (\beta + 1)) \times i_B$

Soit : $Y_e = \frac{i_P}{v_e} + \frac{i_B}{v_e} = \frac{1}{R_P} + \frac{1}{r_{BE} + R_E (\beta + 1)}$

On en déduit : $Z_e = R_e = R_P \parallel (r_{BE} + R_E (\beta + 1))$

Remarque. toute résistance de charge R_U est obligatoirement en parallèle avec R_E . La résistance d'entrée devient :

$$Z_e = R_e = R_P \parallel (r_{BE} + (\beta + 1) \times (R_E \parallel R_U))$$

d) Impédance de sortie

Si on néglige la résistance interne du transistor ρ , la résistance de sortie est obtenue en annulant la tension d'entrée et en débranchant la résistance d'utilisation R_U :

$$Z_S = R_S = \left. \frac{v_S}{i_S} \right|_{v_e=0}$$

On calcule le rapport : $Y_S = G_S = \frac{I_S}{V_S}$

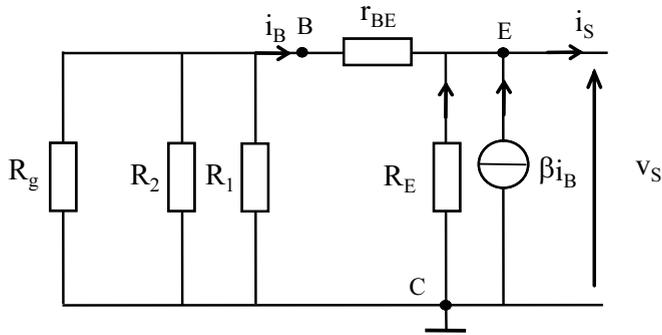


Figure 3.8 Schéma équivalent servant à déterminer la résistance de sortie.

On voit que le courant I_B circule dans la résistance :

$$R_{\text{éq}} = (R_g \parallel R_1 \parallel R_2) + r_{BE} ; \text{ si } R_g = 0, \text{ alors : } R_{\text{éq}} = r_{BE}$$

Or,

$$I_S = (\beta + 1) \times I_B + \frac{V_S}{R_E} \quad \text{et} \quad I_B = \frac{V_S}{R_{\text{éq}}}$$

On en déduit :

$$Y_S = G_S = \frac{I_S}{V_S} = \frac{1}{R_E} + \frac{\beta + 1}{R_{\text{éq}}}$$

Souvent, si $r_g = 0$, on a :

$$G_S = \frac{I_S}{V_S} = \frac{1}{R_E} + \frac{\beta + 1}{r_{BE}} \approx \frac{\beta}{r_{BE}} = g_m$$

La résistance de sortie devient : $R_S = \frac{V_S}{I_S} \approx \frac{r_{BE}}{\beta} \approx \frac{1}{g_m}$

Le montage collecteur commun présente donc les caractéristiques suivantes :

- gain en tension quasiment égal à l'unité ;
- impédance d'entrée élevée (plusieurs dizaines à plusieurs centaines de kΩ) ;
- impédance de sortie faible (sa valeur est de l'ordre de quelques dizaines Ω).

Il est évident que ce montage ne sert pas pour amplifier un signal, mais il est utilisé comme adaptateur d'impédance.

Situé en amont d'un vrai montage amplificateur, il permet d'augmenter son impédance d'entrée, situé en aval d'un vrai montage amplificateur, il permet de l'interfacer avec une faible charge, et ceci, sans modifier le gain en tension de l'étage.

3.3.3 Amplificateur base commune

L'amplificateur de tension dit *base commune* est un amplificateur à transistor bipolaire qui fournit une amplification en tension élevée. L'impédance d'entrée étant faible, ce genre d'amplificateur relativement peu utilisé sert pratiquement exclusivement en hautes fréquences lorsque la source de tension possède une résistance de sortie faible et lorsqu'on cherche à avoir une adaptation d'impédance pour éviter les réflexions multiples.

Pour réaliser l'amplificateur base commune, on utilise le montage illustré à la figure 3.9. Le transistor NPN est polarisé par une alimentation $+V_{CC}$. Le signal d'entrée est injecté à l'émetteur à travers un condensateur de liaison et la sortie est prélevée à travers un condensateur de liaison sur le collecteur du transistor. La base qui n'est pas utilisée ni en entrée, ni en sortie, joue en alternatif le rôle d'une borne commune reliée à la masse.

L'amplification en tension est la même que celle obtenue pour un émetteur commun, mais sans l'inversion de la phase.

Souvent, $R_E \gg r_{BE}$ avec :

$$r_{BE} = \frac{KT/q}{I_{B0}} \cong \frac{26 \text{ mV}}{I_{B0}}$$

$$\text{Le gain en tension devient : } A_v = \frac{V_S}{V_e} = \frac{V_C}{V_E} = \frac{i_C R_C}{i_e \left(\frac{R_E r_{BE}}{R_E + r_{BE}} \right)} \approx \frac{R_C}{r_{BE}}$$

La résistance d'entrée R_e , la résistance de sortie R_S , l'amplification en tension, l'amplification en courant et l'amplification en puissance sont :

$$R_e = \frac{V_e}{i_e} \approx r_{BE} ; \quad R_S = \frac{V_S}{i_C} \approx R_C ; \quad A_i = \frac{i_C}{i_e} \approx 1 \quad \text{et} \quad A_P = A_V A_i \approx A_V$$

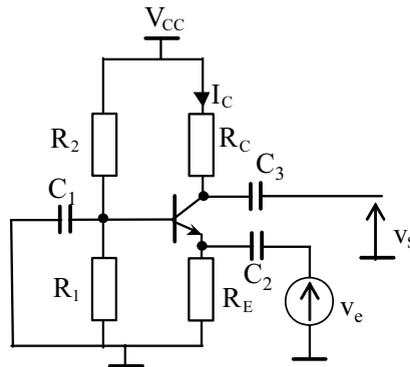


Figure 3.9 Montage d'un amplificateur en base commune.

3.4 ÉTUDE DÉTAILLÉE D'UN ÉMETTEUR COMMUN

Considérons le montage émetteur commun de la figure 3.10.

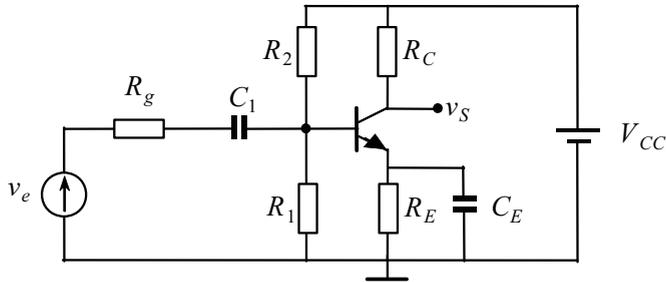


Figure 3.10 Montage émetteur commun découplé.

On suppose que le transistor est polarisé correctement et on commence par déterminer les droites de charge.

3.4.1 Droites de charge

Dans un montage à transistors, la droite de charge en sortie est donnée par l'équation qui régit les deux grandeurs en sortie du transistor : courant et tension. On distingue donc deux types de droites de charge : droite de charge statique et droite de charge dynamique. Étudions le cas typique du montage à transistor bipolaire en émetteur commun découplé.

a) Droite de charge statique

En continu, l'équation qui relie le courant I_C à la tension V_{CE} est donnée par la loi d'ohm :

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + R_E I_C \quad \text{soit :} \quad I_C = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} - \frac{V_{CE}}{R_C + R_E}$$

Il s'agit d'une droite de pente négative ($-1/(R_C + R_E)$), appelée droite de charge statique. Cette droite est le lieu de tous les points de fonctionnement du montage. Pour un courant de base I_{B0} imposée par le circuit formé par V_{CC} , R_1 et R_2 , le point de fonctionnement N est le point qui se trouve à l'intersection entre la droite de charge statique et la caractéristique de sortie du transistor donnée pour I_{B0} .

b) Droite de charge dynamique

En alternatif, le condensateur de découplage C_E , annule l'effet de la résistance R_E , l'équation qui relie le courant i_C du transistor à la tension v_{CE} est donc donnée par la loi d'ohm :

$$v_{CE} = -(R_C \parallel R_U) i_C \quad \text{soit :} \quad i_C = -\frac{v_{CE}}{R_C \parallel R_U} = -v_{CE} \frac{(R_C + R_U)}{R_C R_U}$$

Il s'agit d'une droite de pente négative $-1 / (R_C // R_U)$ appelée droite de charge dynamique. Cette droite doit passer par le point de fonctionnement du montage.

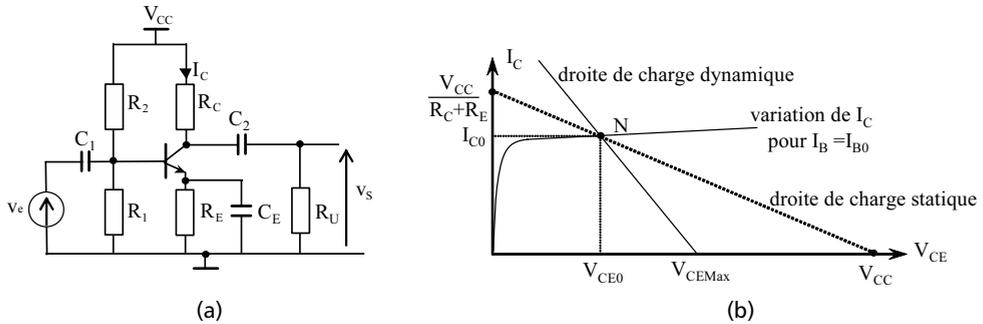


Figure 3.11 Montage émetteur commun découplé (a) et caractéristiques de sortie (b).

3.4.2 Schéma équivalent

On pose : $Z_E = \frac{R_E}{1 + jR_EC_E\omega}$ et $R_P = R_1 // R_2 = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$

Z_E est l'impédance équivalente vue côté émetteur ($Z_E = R_E // C_E$), le schéma équivalent est obtenu en appliquant le théorème de superposition. En effet pour l'alternatif petits signaux, on passe la source de tension continue V_{CC} , ce qui revient à la remplacer par un court-circuit. Le théorème de Thévenin nous permet de simplifier le schéma équivalent de la figure 3.12 (a) pour obtenir la figure 3.12 (b). Les expressions suivantes permettent de passer de la figure générale à la figure simplifiée.

$$e' = e = v_e \times \frac{R_P}{R_P + R_g}, \quad R'_{\text{éq}} = \frac{R_P \cdot R_g}{R_P + R_g} \quad \text{et} \quad R_{\text{éq}} = R'_{\text{éq}} + r_{BE}$$

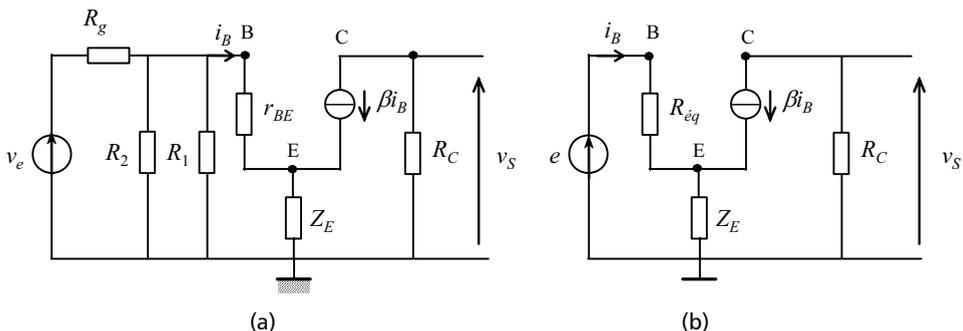


Figure 3.12 Schéma équivalent (a) et schéma équivalent simplifié (b).

3.4.3 Gain en tension

Sur le schéma de la figure 3.12 (b), nous avons :

$$\begin{aligned} \frac{v_s}{e} &= -\frac{\beta R_C}{R_{\text{éq}} + (\beta + 1) \times Z_E} = -\frac{\beta R_C}{R_{\text{éq}} + (\beta + 1) \times \frac{R_E}{1 + j R_E C_E \omega}} \\ \frac{v_s}{e} &= -\frac{\beta R_C}{R_{\text{éq}} + (\beta + 1) R_E} \times \frac{1 + j R_E C_E \omega}{1 + (j R_E C_E \omega) \times \frac{R_{\text{éq}}}{R_{\text{éq}} + (\beta + 1) R_E}} \\ &= -\frac{\beta R_C}{R_{\text{éq}} + (\beta + 1) R_E} \times \frac{1 + j \frac{\omega}{\omega_1}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_2}} \end{aligned}$$

Les deux pulsations caractéristiques ω_1 et ω_2 sont :

$$\begin{aligned} \omega_1 = 2\pi f_1 &= \frac{1}{R_E C_E} \quad \text{et} \quad \omega_2 = 2\pi f_2 = \frac{1}{R_E C_E} \times \frac{R_{\text{éq}} + (\beta + 1) R_E}{R_{\text{éq}}} \\ \omega_2 &= \omega_1 \times \left(1 + \frac{(\beta + 1) R_E}{R_{\text{éq}}} \right) \end{aligned}$$

En tenant compte de l'expression de la tension e en fonction de l'entrée v_e , on obtient :

$$\frac{v_s}{v_e} = \frac{R_P}{R_P + R_g} \times \frac{-\beta R_C}{R_{\text{éq}} + (\beta + 1) R_E} \times \frac{1 + j \frac{f}{f_1}}{1 + j \frac{f}{f_2}} \quad \text{avec : } f_2 > f_1$$

$$\text{Le gain peut donc se mettre sous la forme : } A_V = \frac{v_s}{v_e} = -A_m \times \frac{1 + j \frac{f}{f_1}}{1 + j \frac{f}{f_2}}$$

3.4.4 Diagramme de Bode du gain

Pour tracer le diagramme asymptotique, on distingue trois zones (figure 3.13).

$$f \ll f_1 \Rightarrow \frac{v_s}{e_g} \approx -A_m, \text{ la phase est de } (-1), \text{ donc : } \varphi = -\pi$$

$$f_1 \ll f \ll f_2 \Rightarrow \frac{v_s}{e_g} \approx -A_m \times j \frac{f}{f_1}, \text{ la phase est de } (-j), \text{ donc : } \varphi = -\pi/2$$

$$f \gg f_2 \Rightarrow \frac{v_s}{e_g} \approx -A_m \times \frac{f_2}{f_1} = -A_M, \text{ la phase est de } (-1) : \varphi = -\pi, \text{ avec : } A_M > A_m.$$

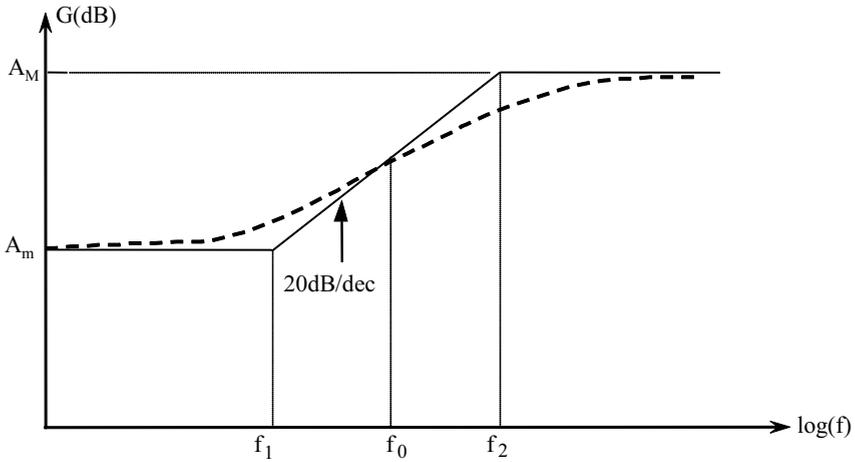


Figure 3.13 Diagramme du gain en basses fréquences de l'amplificateur en émetteur commun.

La courbe croise l'asymptote pour : $f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$.

Dans le cas où $f_2 \gg f_1$ (au moins un rapport 10 ce qui revient à une décade), pour $f = f_1$, la courbe est à environ 3 dB au-dessus de l'asymptote et à -3 dB au dessous pour $f \approx f_2$.

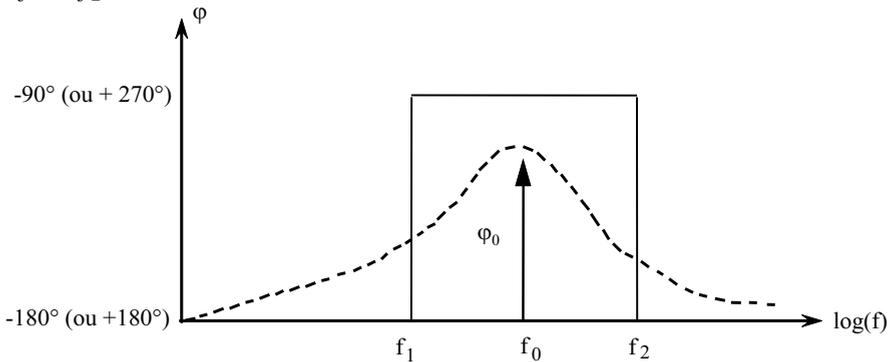


Figure 3.14 Diagramme de phase en basses fréquences de l'amplificateur en émetteur commun.

3.4.5 Impédance d'entrée et impédance de sortie

Le calcul de l'impédance d'entrée et de l'impédance de sortie a été donné dans le § 3.3.1.

$$Z_e = R_e = R_P // (r_{BE} + Z_E (\beta + 1)) \approx R_P // r_{BE} \approx r_{BE}$$

$$Z_S = R_S = \left. \frac{v_S}{i_S} \right|_{v_e=0} = R_C // \rho = R_C$$

La pente g_m est :

$$g_m \approx 38 I_{C0}$$

3.4.6 Réponse en fréquences des montages amplificateurs

D'une manière schématique il convient de retenir que le comportement vers les basses fréquences d'un étage d'amplification est lié à la présence de condensateurs de liaisons ou de découplages tandis que le comportement en haute fréquence est lié aux capacités parasites des composants actifs (transistors).

a) Effet Miller

Soit un circuit complexe, et une impédance Z entre les nœuds (1) et (2) de ce circuit. Vue du nœud (1), l'impédance Z qui est parcourue par le courant i est équivalente à une impédance Z_1 , située entre ce nœud (1) et la masse et dont la valeur est :

$$i = \frac{v_1 - v_2}{Z} \quad ; \quad i = v_1 \frac{\left(1 - \frac{v_2}{v_1}\right)}{Z} = \frac{v_1}{Z} \frac{1 - \frac{v_2}{v_1}}{1 - \frac{v_2}{v_1}} \quad ; \quad Z_1 = \frac{Z}{\left(1 - \frac{v_2}{v_1}\right)}$$

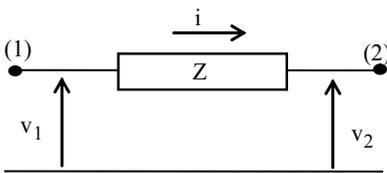


Figure 3.15 Circuit servant à expliquer l'effet Miller.

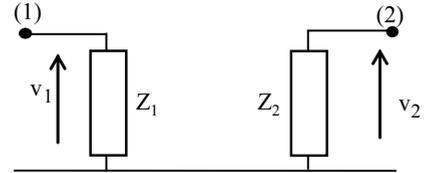


Figure 3.16 Transformation du Circuit servant à expliquer l'effet Miller.

De même, pour le nœud (2), Z est équivalente à une impédance Z_2 située entre ce nœud (2) et la masse dont la valeur est :

$$Z_2 = \frac{Z}{\left(1 - \frac{v_1}{v_2}\right)}$$

b) Effet Miller (proprement dit)

On réserve le nom d'effet Miller, au cas particulier où Z est un condensateur et (1) et (2) l'entrée et la sortie, respectivement, d'un montage défini par un gain A_v (négatif).

L'impédance Z est de la forme : $Z = \frac{1}{jC\omega}$

À l'entrée, on a : $Z_1 = \frac{1}{jC\omega \times \left(1 - \frac{v_2}{v_1}\right)}$

Soit : $Z_1 = \frac{1}{jC_1\omega}$ avec : $C_1 = C \times \left(1 - \frac{v_2}{v_1}\right)$; $C_1 = C \times (1 - A_v)$

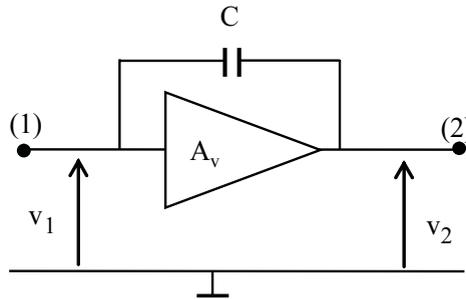


Figure 3.17 Circuit utilisé pour calculer l'effet Miller.

Si A_V est un réel négatif, $A_V = -|A_V|$ on a : $C_1 = C \times (1 + |A_V|)$

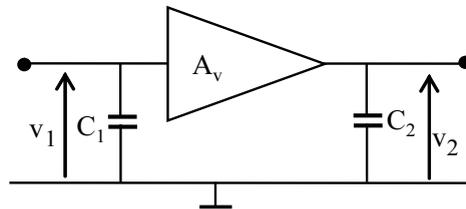


Figure 3.18 Effet Miller appliqué au circuit utilisé.

Le condensateur C , placé en contre réaction, (entre sortie et entrée) se comporte :

- comme un condensateur en entrée de valeur $C_1 = C \times (1 + |A_V|)$;
- comme un condensateur en sortie de valeur $C_2 = C \times (1 + (1/|A_V|))$.

$$\text{Si } |A_V| \gg 1 \quad \left. \begin{array}{l} C_1 \approx C \times |A_V| \\ C_2 \approx C \end{array} \right\} \text{ effet Miller}$$

c) Réponse en hautes fréquences du montage émetteur commun

Puisqu'on travaille en hautes fréquences, on peut légitimement considérer que tous les condensateurs externes (condensateurs de liaisons et condensateur de découplage) se comportent comme des courts-circuits.

On pose : $R_p = R_1 \parallel R_2$, le schéma équivalent en hautes fréquences du montage devient celui représenté figure 3.19.

On pose : $e' = e_g \times \frac{R_p}{R_p + r_g}$; $\rho' = R_p \parallel r_g$, le schéma équivalent devient celui représenté en figure 3.20.

On pose : $\rho'' = \rho' + r_{BB'}$ et $e = e' \frac{r_{BB'}}{r_{BB'} + \rho'}$, le schéma équivalent devient celui représenté figure 3.21.

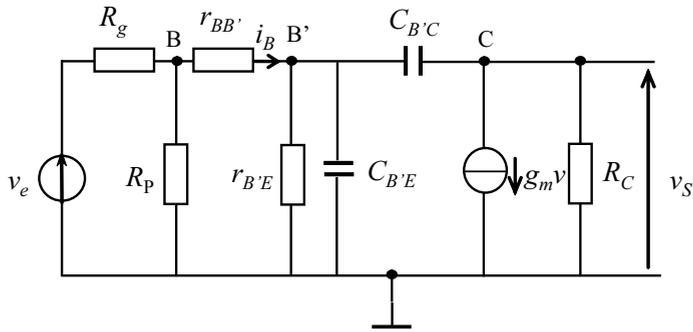


Figure 3.19 Schéma équivalent en hautes fréquences de l'amplificateur en émetteur commun.

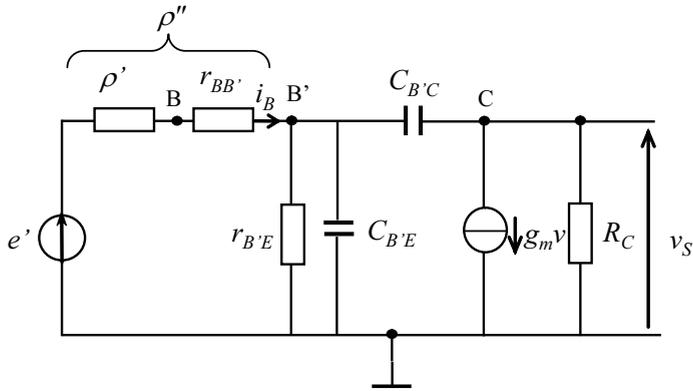


Figure 3.20 Transformation du schéma équivalent précédent.

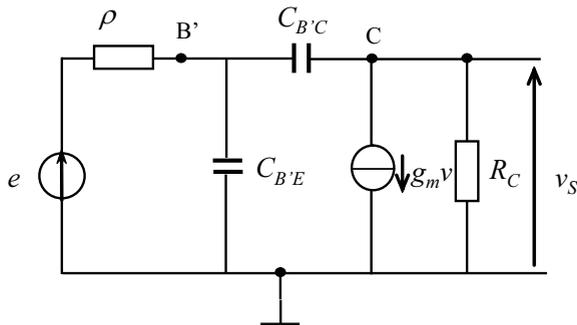


Figure 3.21 Simplification du schéma équivalent précédent.

En appliquant les résultats sur l'effet Miller, le schéma se transforme en le schéma de la figure 3.22.

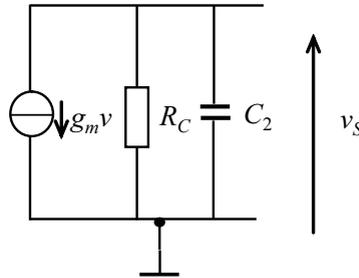


Figure 3.22 Effet Miller appliqué au schéma équivalent précédent.

$$\text{Avec : } C_1 = C_{B'C} \left(1 - \frac{v_S}{v}\right) \quad \text{et} \quad C_2 = C_{B'C} \left(1 + \frac{1}{\left(\frac{v_S}{v}\right)}\right)$$

Pour déterminer une valeur approchée de la fréquence de coupure haute, on approche le rapport v_S/v_e par sa valeur en basses fréquences. C'est-à-dire lorsqu'on néglige les condensateurs :

$$\frac{v_S}{v} \approx -g_m R_C$$

$$\text{On pose : } C_T = C_{B'E} + C_1 \approx C_{B'E} + C_{B'C} \times (1 + g_m R_C)$$

$$C_2 \approx C_{B'C} \left(1 + \frac{1}{g_m R_C}\right)$$

On a deux filtres RC , passe bas du premier ordre, un à « l'entrée » constitué de ρ et de C_T , un deuxième à la « sortie », constitué de R_C et de C_2 , la fréquence de coupure (à -3 dB) de chacun de ces deux filtres est respectivement :

$$\text{À l'entrée, } f_{C_e} = \frac{1}{2\pi\rho C_T} \approx \frac{1}{2\pi\rho [C_{B'E} + C_{B'C} (1 + g_m R_C)]}$$

$$\text{À la sortie, } f_{C_s} = \frac{1}{2\pi\rho R_C C_{B'C} \left(1 + \frac{1}{g_m R_C}\right)}$$

La fréquence de coupure haute (à -3 dB) du montage est la plus petite des deux fréquences de coupure ci-dessus.

Remarque. En général, les valeurs numériques sont telles que :

$$C_2 \approx C_{B'C}; \quad f_{C_e} \ll f_{C_s} \quad \text{si bien que,} \quad f_{CH} \approx f_{C_e}$$

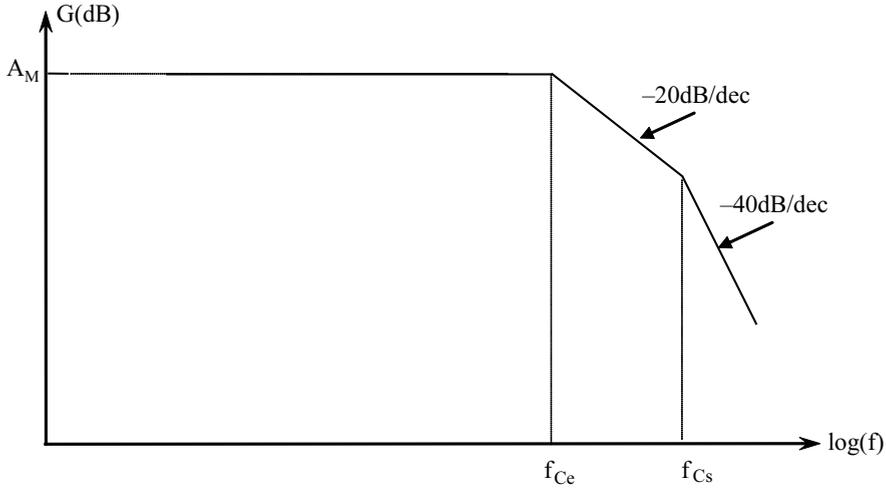


Figure 3.23 Courbe asymptotique du gain en hautes fréquences d'un montage en émetteur commun.

3.5 AMPLIFICATEURS FONDAMENTAUX À TRANSISTORS FET

Le transistor à effet de champ peut être utilisé en électronique car il présente une résistance d'entrée élevée. Ce composant de base peut aussi être utilisé comme résistance variable.

Les trois montages fondamentaux sont la source commune, le drain commun et la grille commune.

3.5.1 Amplificateur source commune

Soit le montage de la figure 3.24, on suppose que les condensateurs de liaison C_1 et C_2 ont des valeurs de capacités très élevées, et se comportent de ce fait comme des courts-circuits à la fréquence de travail considérée.

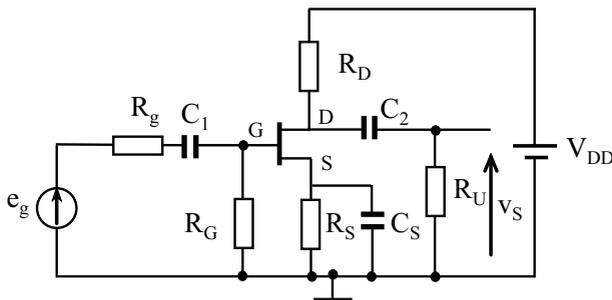


Figure 3.24 Amplificateur à transistor FET en source commune.

On cherche à déterminer le gain en tension à vide A_{V0} , le gain en tension en charge A_V , l'impédance d'entrée Z_e et l'impédance de sortie Z_S .

a) Schéma équivalent

La source se trouve à la masse en alternatif. On suppose que la valeur de la résistance R_G est très élevée devant la valeur de R_g , on obtient le schéma équivalent suivant :

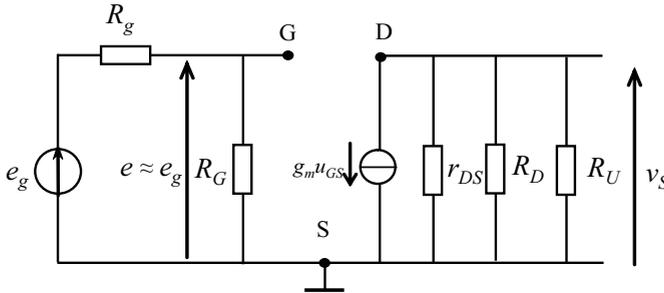


Figure 3.25 Schéma équivalent de l'amplificateur à transistor FET en source commune.

b) Gain en tension à vide

À vide, on débranche la résistance R_U . On suppose que la source est reliée à la masse en alternatif (C_S de forte valeur).

La résistance R_G étant souvent élevée, l'amplification à vide A_{V0} devient :

$$A_{V0} = \frac{v_S}{v_e} = -\frac{g_m u_{GS} \times (R_D // r_{DS})}{u_{GS}} = -g_m \times (R_D // r_{DS})$$

Généralement, r_{DS} est nettement plus élevée que R_D , l'amplification A_{V0} devient :

$$A_{V0} = \frac{v_S}{v_e} \approx -g_m R_D$$

c) Impédance d'entrée et impédance de sortie

L'impédance d'entrée du transistor seul étant considérée comme infinie, l'impédance d'entrée du montage est simplement égale à R_G .

La résistance entre G et S étant infinie, il n'y a aucune réaction de la sortie sur l'entrée.

L'admittance de sortie est :

$$Y_s = \frac{i_s}{u_{sd}} = G_D + g_{DS}$$

Souvent la valeur de la résistance R_D est beaucoup plus faible que la valeur de r_{DS} , la résistance de sortie devient :

$$R_S = R_D // r_{DS} \approx R_D$$

3.5.2 Amplificateur drain commun

Soit le montage de la figure 3.26, on suppose que les condensateurs de liaison C_1 et C_2 ont des valeurs de capacités très élevées, et se comportent de ce fait comme des courts-circuits à la fréquence de travail considérée. On cherche à déterminer le gain en tension à vide A_{V0} , le gain en tension en charge A_V , l'impédance d'entrée Z_e et l'impédance de sortie Z_S .

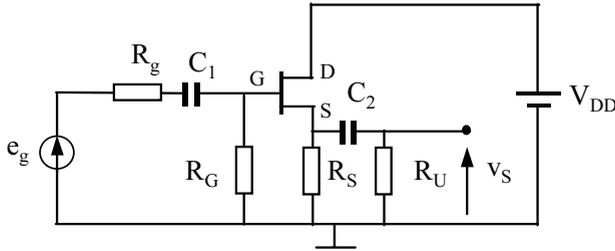


Figure 3.26 Transistor FET en drain commun.

a) Schéma équivalent

Le drain qui étant relié à la borne positive (+) de l'alimentation, se trouve à la masse en alternatif. On obtient le schéma équivalent suivant :

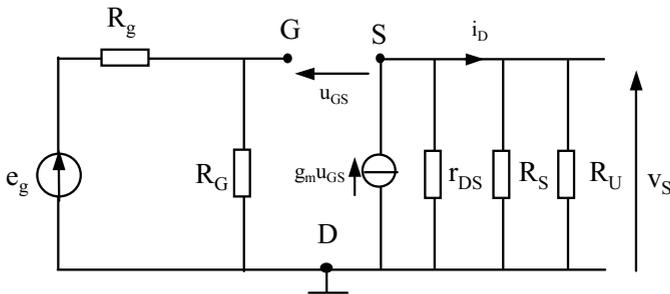


Figure 3.27 Schéma équivalent du montage drain commun.

b) Gain en tension à vide

On note la conductance de source G_S et la conductance drain - source g_{DS} :

$$G_S = \frac{1}{R_S} \quad ; \quad g_{ds} = \frac{1}{r_{ds}}$$

À vide, la résistance d'utilisation R_U est infinie, la résistance R_G étant souvent élevée, l'amplification à vide A_{V0} devient :

$$A_{v_0} = \frac{v_S}{v_e} = \frac{u_{sd}}{u_{gd}} = \frac{g_m}{G_S + g_m + g_{DS}} = \frac{g_m R_S}{1 + (g_m + g_{DS})R_S}$$

Généralement, g_{DS} est nettement plus petit que g_m et que G_S , l'amplification A_{V0} devient :

$$A_{V0} = \frac{g_m}{G_S + g_m} = \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S}$$

c) Impédance d'entrée et impédance de sortie

L'impédance d'entrée du transistor seul étant considérée comme infinie, l'impédance d'entrée du montage est simplement égale à R_G .

La résistance entre G et S étant infinie, il n'y a aucune réaction de la sortie sur l'entrée et la tension entre la grille et le drain est nulle : $u_{GD} = 0$, ce qui fait que : $u_{GS} = -u_{SD}$.

L'admittance de sortie est :

$$Y_s = \frac{i_s}{u_{sd}} = G_S + g_{ds} + g_m \approx G_S + g_m$$

Dans le cas particulier : $g_m R_S \gg 1$, alors, $Y_s \approx g_m$.

La résistance de sortie devient : $R_S = \frac{u_{sd}}{i_s} \approx \frac{1}{g_m}$

d) Gain en charge

L'amplificateur se met sous la forme d'un quadripôle avec une impédance d'entrée Z_e , une impédance de sortie Z_S et une source de tension commandée en tension $A_{V0}u_{GS}$. Le gain en charge devient :

$$A_V = \frac{v_S}{u_{GS}} \times \frac{u_{GS}}{e_g} = \frac{R_U}{R_U + Z_S} \times A_{V0} \times \frac{Z_e}{Z_e + R_g}$$

$$A_V = \frac{R_U}{R_U + Z_S} \times \frac{Z_e}{Z_e + R_g} \times \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S}$$

3.5.3 Amplificateur Grille commune

Soit le montage grille commune de la figure 3.28. Si on suppose que les condensateurs sont des courts-circuits à la fréquence de travail, les principaux résultats de ce montage sont :

Impédance d'entrée : $Z_e \cong \frac{R_S}{1 + g_m R_S}$

Impédance de sortie : $Z_S \cong R_D$

Amplification en tension à vide : $A_V = \frac{V_S}{V_e} \cong g_m R_D$

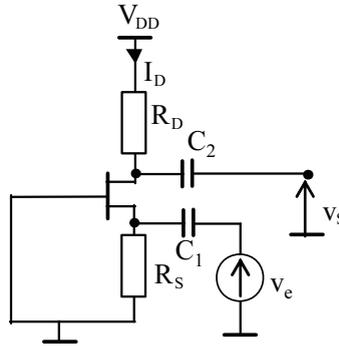


Figure 3.28 Montage grille commune.

3.6 LES DIFFÉRENTES CLASSES DES AMPLIFICATEURS

3.6.1 Amplificateur en classe A

Un amplificateur de tension dit « classe A » est souvent un amplificateur à transistors bipolaires, à transistors à effets de champs (FET) ou des MOSFET's. Ce genre d'amplificateur est le plus utilisé en électronique analogique à transistors. L'entrée $e(t)$ et la sortie $s(t)$ sont des tensions. Le point de repos (point de polarisation) de chaque transistor doit être situé sur la droite de charges, dans la partie centrale (loin des points caractéristiques qui sont la saturation et le blocage).

L'amplificateur représenté à la figure 3.29 est un montage en émetteur commun non découplé.

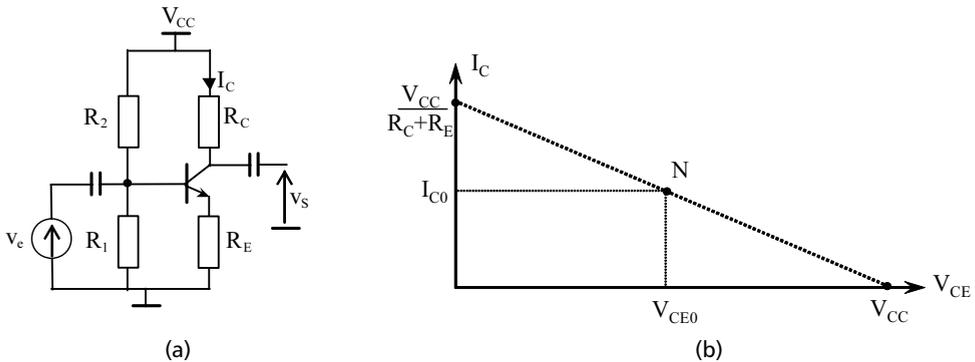


Figure 3.29 Montage en classe A : émetteur commun non découplé (a) et Droite de charge statique et point de fonctionnement (b).

a) *Exemple d'un émetteur commun*

La polarisation imposée par les résistances R_1 et R_2 donne un point de repos N situé « vers le milieu » de la droite de charge statique du montage (figure 3.29 (b)).

La tension de sortie est : $v_S(t) = V_{CE0} + V_S \sin(\omega t)$

Le courant qui circule dans la résistance R_C est : $i_S(t) = \frac{V_{CE0}}{R_C} + \frac{V_S}{R_C} \sin(\omega t)$

b) *Rendement de l'amplificateur*

Si on prend le cas simple avec R_E nulle, la puissance dissipée dans la résistance R_C qui est supposée ici comme étant la résistance de charge :

$$\begin{aligned} P_U &= \frac{1}{T} \int_0^T v_S(t) \times i_S(t) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T [V_{CE0} + V_S \sin(\omega t)] \times \left[\frac{V_{CE0}}{R_C} + \frac{V_S}{R_C} \sin(\omega t) \right] dt \\ P_U &= \frac{V_{CE0}^2}{R_C} + \frac{V_S^2}{2R_C} \end{aligned}$$

Le premier terme est une constante, seul le deuxième terme contient le signal utile (information). La puissance utile qui est dissipée dans R_C est donc :

$$P_U = \frac{V_S^2}{2R_C}$$

La puissance fournie par l'alimentation est :

$$P_f = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} \times i_S(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} \left[\frac{V_{CE0}}{R_C} + \frac{V_S}{R_C} \sin(\omega t) \right] dt$$

Après simplification, la puissance fournie par l'alimentation devient :

$$P_f = \frac{V_{CC} V_{CE0}}{R_C}$$

$$\text{Le rendement est donné par : } \eta = \frac{\frac{V_S^2}{2R_C}}{\frac{V_{CC} V_{CE0}}{R_C}} = \frac{V_S^2}{2V_{CC} V_{CE0}}$$

Le rendement est maximal lorsque la tension de sortie atteint la valeur maximale : $V_S = V_{CC}/2$. Dans ce cas, la polarisation est égale aussi à $V_{CE0} = V_{CC}/2$:

$$\eta_{\max} = \frac{V_{S(\max)}^2}{V_{CC}^2} = \frac{(V_{CC}/2)^2}{V_{CC}^2} = \frac{1}{4} = 0,25 = 25 \%$$

Remarque. On a supposé un cas idéal avec une résistance d'utilisation dans le collecteur (en réalité, cette résistance se trouve en parallèle avec R_C) et un point de fonctionnement situé au milieu de la droite de charge statique.

Le rendement d'un amplificateur classe A est donc obligatoirement inférieur à 25 %. On utilise souvent ce genre d'amplificateur pour les faibles puissances.

3.6.2 Amplificateur en classe B

Un amplificateur de tension en classe B est souvent un amplificateur à transistors qui sert souvent comme dernier étage d'une chaîne en vue d'obtenir une puissance en sortie élevée.

Pour réaliser un amplificateur en classe B, on utilise une paire de transistors complémentaires. Il s'agit d'un transistor NPN et d'un transistor PNP, qui ont tous les deux les mêmes caractéristiques. La polarisation des transistors est fournie par une alimentation $+V_{CC}$ et $-V_{CC}$.

Le transistor T_1 n'est conducteur que pendant l'alternance positive de la tension d'entrée (une demi-période), le point de repos situé sur la droite de charge est le point B (point de blocage) tel que $I_C = 0$ et $V_{CE} = V_{CC}$. Ce montage est connu sous le nom de montage en « push-pull ».

Chaque transistor fonctionne pour l'alternance qui le concerne comme un montage collecteur commun, avec une impédance de sortie très faible. L'amplification en tension, l'impédance d'entrée et le rendement sont :

$$A_v \approx 1 \quad ; \quad Z_e \approx \beta R_U \quad \text{et} \quad \eta_{\text{Max}} = \frac{P_{\text{Utile}}}{P_{\text{fournie}}} = \frac{\pi}{4} \approx 78,5 \%$$

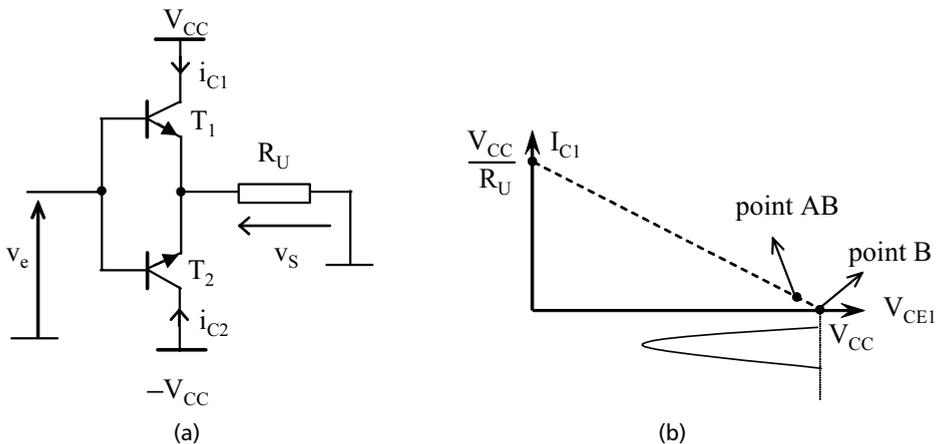


Figure 3.30 Montage simple d'un amplificateur en classe B (a) et Droite de charge dynamique du transistor T_1 et point de polarisation (b).

Le rendement en puissance est relativement élevé puisqu'on peut atteindre 78,5 % lorsque l'amplitude maximale de la tension d'entrée est égale à V_{CC} . Mais le problème essentiel de ce montage est son taux de distorsion élevé. En effet lorsque la tension d'entrée est inférieure à 0,6 ou 0,7 volt, la jonction base émetteur n'est pas polarisée et pratiquement aucun courant ne circule en sortie. On a donc une distorsion de croisement (la sortie ne reproduit pas l'entrée).

La solution consiste à prépolariser les transistors en prenant sur la droite de charge pour le transistor NPN, le point AB au lieu du point B. De cette façon, on élimine la distorsion de croisement, mais les transistors vont consommer de la puissance et les résistances des bases dissipent aussi une partie de la puissance. Le rendement devient donc inférieur à celui obtenu avec un montage en classe B.

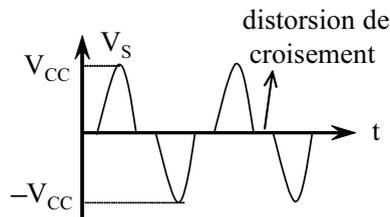


Figure 3.31 Mise en évidence de la distorsion de croisement.

Plusieurs solutions se présentent pour la polarisation. On peut utiliser par exemple, deux résistances et deux diodes qui doivent avoir théoriquement les mêmes tensions seuils V_{BE0} que les jonctions bases - émetteurs des transistors.

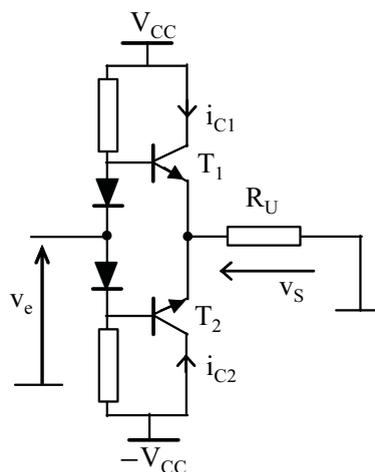


Figure 3.32 Exemple d'un amplificateur en classe AB.

3.6.3 Amplificateur en classe C

Un amplificateur de tension en classe C est un amplificateur à transistors bipolaires (à effet de champs : FET ou des MOSFET's) qui sert souvent à amplifier une bande étroite de fréquences. C'est le cas par exemple d'un émetteur radio qui émet sur la fréquence de la porteuse entourée d'une bande plus ou moins large selon le type de la modulation utilisée.

On définit souvent dans ce cas le coefficient de qualité et la bande passante du montage. Le rendement est très élevé (supérieur à 90 %) ce qui permet de travailler avec des puissances relativement élevées.

On donne un exemple d'un amplificateur classe C simple à la figure 3.33 (a).

Le transistor n'est conducteur que pendant un cycle réduit de sa période positive de la tension d'entrée. La durée de conduction qui dépend dans le cas de notre montage, de la valeur de E_B , est remplacée par l'angle de conduction et, est notée souvent θ_0 .

La forme du courant du collecteur I_C est une forme impulsionnelle à la fréquence f_0 (figure 3.33 (b)). Ce courant se décompose en série de Fourier.

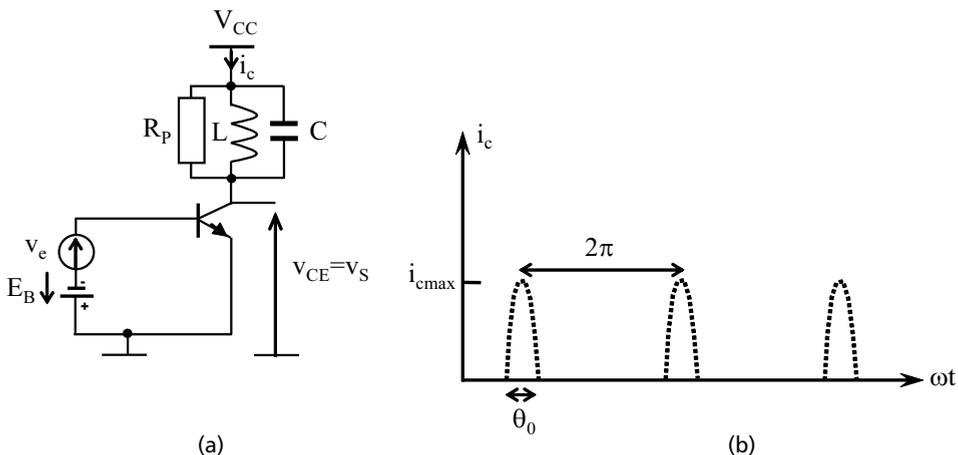


Figure 3.33 Amplificateur en classe C à transistor bipolaire (a) et allure du courant collecteur (b).

Le fondamental de ce courant est à la fréquence f_0 . Lorsque le fondamental passe par le circuit résonant, il donne une tension sinusoïdale à la fréquence f_0 .

Les autres harmoniques, sont à des fréquences multiples ($f = n f_0$) et ne donnent, si le coefficient de qualité du circuit résonant est très élevé, aucune tension dans le circuit résonant.

L'amplification en tension est élevée, et le rendement est excellent puisqu'on peut s'approcher théoriquement de 100 %.

3.7 AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL

3.7.1 Généralités

Il est souvent nécessaire d'amplifier la différence de deux potentiels non nuls, ce signal utile est porteur de l'information (sortie d'un capteur de pression ou différence entre les potentiels des deux soudures d'un thermocouple par exemple).

Pour réaliser cette amplification, on utilise un amplificateur différentiel à transistors bipolaires, des transistors à effet de champ ou des combinaisons de ces deux types de transistors.

3.7.2 Caractéristiques

Une structure différentielle permet cette amplification, mais permet aussi :

- d'obtenir un amplificateur large bande ;
- d'amplifier une tension continue ;
- d'être à la base des amplificateurs opérationnels ;
- de réaliser des circuits multiplicateurs (modulation).

Un amplificateur différentiel possède deux entrées distinctes, aucune de ces entrées n'étant à la masse. On porte le potentiel V_e^+ sur l'entrée « + » et le potentiel V_e^- , sur l'entrée « - » avec ($V_e^+ > V_e^-$). La tension de sortie est fonction de la différence des deux tensions : $V_E^+ - V_E^-$.

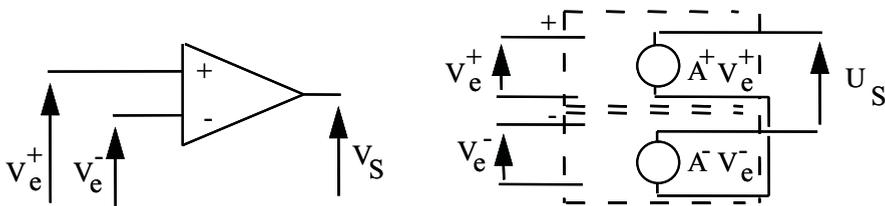


Figure 3.34 Représentation schématique de l'amplificateur différentiel.

3.7.3 Définitions

La tension de sortie peut être référencée à la masse ou ne pas l'être, on dit alors que la sortie est flottante. De même l'entrée peut être différentielle ou référencée par rapport à la masse.

La différence de potentiels en sortie est : $U_S = A_C V_C + A_D U_D$

A_C : gain en mode commun et $V_C = (V_e^+ + V_e^-) / 2$: tension d'entrée en mode commun.

A_D : gain en mode différentiel et $U_D = V_e^+ - V_e^-$: tension d'entrée en mode différentiel.

Puisqu'on s'intéresse à la différence des potentiels d'entrée le terme $A_c V_c$ de la tension de sortie est un terme parasite, on cherche à le rejeter. On écrit :

$$U_S = A_D U_D \left(1 + \frac{A_c V_c}{A_D U_D} \right) = A_D U_D \left(1 + \frac{1}{\rho} \frac{V_c}{U_D} \right)$$

Le taux (ou rapport) de réjection en mode commun (TRMC) exprime la qualité de l'amplificateur différentiel. Plus le taux de réjection est élevé, meilleur est l'amplificateur. Ce taux s'exprime souvent en décibels (dB). Le taux de réjection de mode commun est :

$$\text{TRMC} = \frac{A_D}{A_C} \quad \text{ou} \quad (\text{TRMC})_{\text{dB}} = 20 \log \left(\frac{A_D}{A_C} \right)$$

3.7.4 Montage avec transistors NPN

Le montage de la figure 3.35 présente un amplificateur différentiel simple à transistors bipolaires. On entre sur les bases B_1 et B_2 des transistors T_1 et T_2 . La sortie est dite différentielle (ou flottante) si on la prend entre les deux collecteurs C_1 et C_2 des deux transistors : $U_S = V_{C1} - V_{C2}$, elle est dite référencée (ou asymétrique) si on la prend entre un collecteur et la masse (généralement entre C_2 et la masse) : $U_S = V_{C2}$.

Les émetteurs sont reliés à une vraie source de courant réalisée par un transistor bipolaire polarisé par deux résistances de base R_1 et R_2 . On peut aussi utiliser un transistor à effet de champ ou un miroir de courant.

On voit qu'il n'y a pas de condensateur de liaison à l'entrée. Ce type d'amplificateur peut être utilisé aussi bien en alternatif qu'en continu.

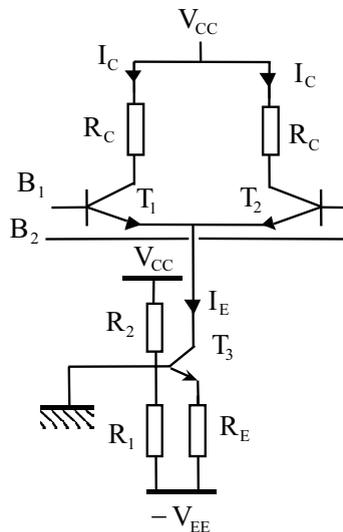


Figure 3.35 Amplificateur différentiel à trois transistors NPN.

Fonctionnement. Les tensions $+V_{CC}$ et $-V_{EE}$ sont souvent symétriques. Quand $V_1 = V_2 = 0$, le potentiel V_E de l'émetteur est voisin de $-0,6$ V. Un courant continu $I_E = I_{C1} + I_{C2}$ est imposé par la source de courant. I_{C1} et I_{C2} qui passent respectivement dans les résistances des collecteurs R_{C1} et R_{C2} sont égaux si les transistors sont identiques.

Toute variation du potentiel de l'une ou l'autre des bases, provoque une variation du courant collecteur du transistor concerné.

Or, la source de courant donne un courant constant, il s'ensuit qu'obligatoirement, le courant de l'autre collecteur va varier pour garder toujours :

$$I_E = I_{C3} = I_{C1} + I_{C2} = \text{constante}$$

L'étude est similaire à celle faite pour un émetteur commun et on peut distinguer plusieurs cas selon qu'on injecte une tension différentielle ou une tension référencée, et selon la sortie choisie : différentielle ou référencée. Le tableau suivant donne un récapitulatif des différents modes de fonctionnement :

Tension d'entrée	$V_e^+ = V_e^- = V_c$: mode commun	$V_e^+ = -V_e^- = U_D/2$ mode différentiel
Sortie référencée : $U_s = V_{C2}$ TRMC Impédance d'entrée	$V_s = \frac{R_c g_m}{1 + 2R_E g_m} V_c$ $\underbrace{\hspace{1.5cm}}_{A_{cr}}$ $-R_E g_m$	$V_s = + \frac{R_c g_m}{2} U_D$ $\underbrace{\hspace{1.5cm}}_{A_{DR}}$
Sortie flottante : $U_s = V_{C1} - V_{C2}$ TRMC	$U_s = \frac{R_c \Delta g_m}{1 + 2R_E g_m} V_c$ $\underbrace{\hspace{1.5cm}}_{A_{cr}}$ $\frac{2R_E g_m^2}{\Delta g_m}$	$U_s = - \underbrace{R_c g_m}_{A_D} U_D$

Ce qu'il faut retenir

■ Pour un transistor bipolaire, les caractéristiques des trois montages fondamentaux sont :

	Émetteur commun	Base commune	Collecteur commun
Amplification à vide	$A_V = -\frac{g_m R_C}{1 + g_m Z_E}$	$A_v \approx \frac{R_C}{r_{BE}} \approx g_m R_C$	$A_v \approx 1$
Résistance d'entrée	$Z_e = R_e$ $= R_P // (r_{BE} + R_E (\beta + 1))$	$R_e = \frac{V_e}{i_e} \approx r_{BE}$	$Z_e = R_e$ $= R_P // (r_{BE} + R_E (\beta + 1))$
Résistance de sortie	$Z_S = R_S = R_C // \rho = R_C$	$R_S = \frac{V_S}{i_C} \approx R_C$	$R_S = \frac{V_S}{I_S} \approx \frac{r_{BE}}{\beta} \approx \frac{1}{g_m}$

■ Pour un amplificateur en classe A, le point de fonctionnement est situé vers le milieu de la droite de charge statique. Le rendement est faible :

$$\eta_{\max} = \frac{V_{S(\max)}^2}{V_{CC}^2} = \frac{(V_{CC}/2)^2}{V_{CC}^2} = \frac{1}{4} = 0,25 = 25 \%$$

■ Pour un amplificateur en classe B, le point de fonctionnement se trouve sur la droite de charge statique et sur l'axe des abscisses. Le rendement est élevé :

$$A_v \approx 1 ; \quad Z_e \approx \beta R_U \quad \text{et} \quad \eta_{\max} = \frac{P_{\text{utile}}}{P_{\text{fournie}}} = \frac{\pi}{4} \approx 78,5 \%$$

■ Pour un amplificateur en classe C, la conduction se fait avec un angle inférieur à π . Le rendement est très élevé :

$$\eta_{\max} = \frac{P_{\text{utile}}}{P_{\text{fournie}}} \text{ peut atteindre les } 90 \% \text{ et même plus.}$$

■ Pour l'amplificateur différentiel, les différentes caractéristiques sont données dans le tableau suivant :

Tension d'entrée	$V_e^+ = V_e^- = V_c$: mode commun	$V_e^+ = -V_e^- = U_D/2$: mode différentiel
Sortie référencée $V_S = V_{C2}$	$V_S = \underbrace{\frac{R_C g_m}{1 + 2R_E g_m}}_{A_{cr}} V_c$	$V_S = + \underbrace{\frac{R_C g_m}{2}}_{A_{DR}} U_D$
Sortie flottante $U_S = V_{C1} - V_{C2}$	$U_S = \underbrace{\frac{R_C \Delta g_m}{1 + 2R_E g_m}}_{A_{cr}} V_c$	$U_S = - \underbrace{R_C g_m}_{A_D} U_D$

EXERCICES

Exercice 3.1 Amplificateur en base commune

Soit le montage de la figure 3.36, représentant un transistor bipolaire qui fonctionne en montage base commune :

Le signal d'entrée e_g attaque l'émetteur du transistor, la sortie du montage se trouve au niveau du collecteur. Nous supposons que tous les condensateurs se comportent comme des courts-circuits à la fréquence de travail.

Nous donnons : $V_{CC} = 15 \text{ V}$, $V_{BE0} = 0,7 \text{ V}$, $\beta = 100$, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 40 \text{ k}\Omega$, $R_E = 1 \text{ k}\Omega$, $R_C = 2 \text{ k}\Omega$, $R_U = 10 \text{ k}\Omega$, $R_g = 100 \Omega$.

1. Calculer le point de fonctionnement de coordonnées : (I_{C0}, V_{CE0}) .
2. Donner le schéma équivalent en petits signaux.
3. Calculer la résistance d'entrée en sortie ouverte, le gain en tension et la résistance de sortie.

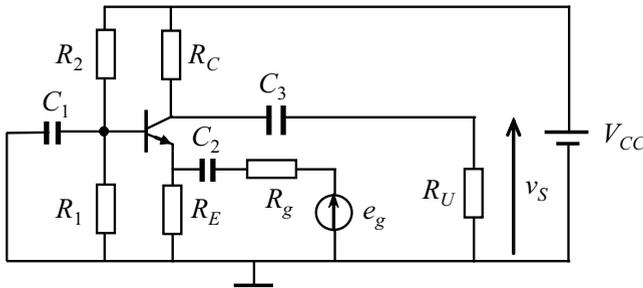


Figure 3.36 Montage base commune d'un transistor bipolaire.

► Solution

1. Calcul du point de fonctionnement

Pour déterminer le point de fonctionnement, on calcule en continu le générateur de Thévenin au niveau de la base du transistor, on néglige le courant I_B par rapport au courant I_C :

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} \times V_{CC} = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} \times \frac{I_{C0}}{\beta} + V_{BE0} + R_E \times I_{C0}$$

$$\frac{10}{50} \times 15 = \frac{400}{50} \times 10^3 \times \frac{I_{C0}}{100} + 0,7 + 10^3 \times I_{C0} \quad \text{soit : } I_{C0} = 2,13 \text{ mA}$$

On déduit la tension V_{CE0} :

$$V_{CC} = (R_C + R_E) I_{C0} + V_{CE0} = 2,13 \text{ mA}$$

$$\text{soit : } V_{CE0} = 15 - (3 \times 10^3 \times 2,13 \times 10^{-3}) = 5,61 \text{ V}$$

2. Schéma équivalent

Le schéma équivalent s'obtient en faisant les remarques suivantes :

- les condensateurs sont remplacés par des courts-circuits ;
- le schéma équivalent du transistor ne compte pas les condensateurs interélectrodes.

La résistance de la jonction base-émetteur est notée r_{BE} et r_{CE} est la résistance vue entre le collecteur et l'émetteur. La valeur de cette dernière résistance est très élevée.

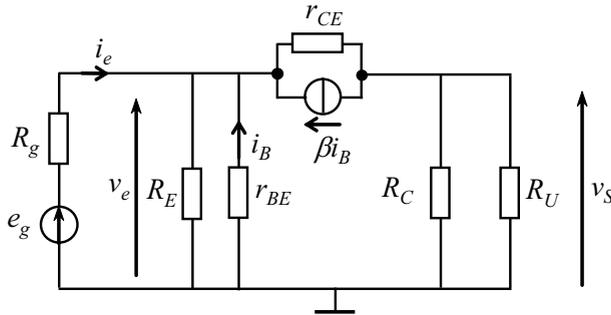


Figure 3.37 Schéma équivalent du montage base commune.

3. Calcul des paramètres du quadripôle équivalent à l'amplificateur

a) Gain en tension

On transforme le schéma équivalent de la figure 3.37, en remplaçant la source de courant par une source de tension. Le schéma équivalent devient celui de la figure 3.38.

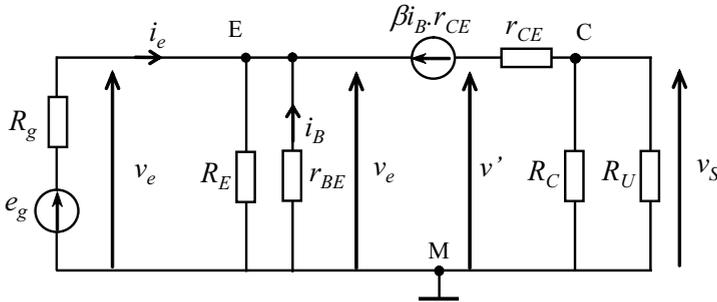


Figure 3.38 Schéma équivalent modifié.

On écrit les équations suivantes :

$$v_e = -i_B \cdot r_{BE} \quad \text{et} \quad v_s = \frac{(R_U // R_C)}{(R_U // R_C) + r_{CE}} \cdot v'$$

$$v_e = (\beta i_B \cdot r_{CE}) + v' \quad \text{soit :} \quad v_s = \frac{(R_U // R_C)}{(R_U // R_C) + r_{CE}} \times (v_e - (\beta i_B \cdot r_{CE}))$$

$$v_s = \frac{(R_U // R_C)}{(R_U // R_C) + r_{CE}} \cdot \left(v_e + \left(\frac{\beta \times r_{CE}}{r_{BE}} \right) \cdot v_e \right)$$

Le gain en tension devient dans ce cas :

$$A_V = \frac{v_S}{v_e} = \frac{(R_U // R_C)}{(R_U // R_C) + r_{CE}} \cdot \left(1 + \left(\frac{\beta \cdot r_{CE}}{r_{BE}} \right) \right)$$

Les ordres de grandeurs donnent une valeur de r_{CE} très élevée (on suppose sa valeur infinie), l'expression précédente du gain se simplifie pour donner :

$$A_V = \frac{v_S}{v_e} \approx \frac{R_C // R_U}{r_{CE}} \cdot \left(\frac{\beta \cdot r_{CE}}{r_{BE}} \right) \approx \frac{R_C}{r_{CE}} \cdot \left(\frac{\beta \times r_{CE}}{r_{BE}} \right) \approx \frac{\beta}{r_{BE}} \cdot R_C$$

Sachant que la valeur approchée de la résistance de la jonction r_{BE} est :

$$r_{BE} \approx \frac{26 \text{ mV}}{I_{B0}} = \frac{26 \text{ mV}}{I_{C0}} \times \beta$$

ce qui donne :

$$A_V \approx \frac{1}{26 \times 10^{-3}} \cdot I_{C0} \cdot R_C \approx 38 \times I_{C0} \cdot R_C$$

L'expression du gain est identique à celle trouvée pour un émetteur commun, mais la tension de sortie et la tension d'entrée sont en phase.

b) Résistance d'entrée

On commence par transformer le générateur de courant βi_B et la résistance r_{CE} en un générateur équivalent de tension. Lorsqu'on applique une tension d'entrée entre l'émetteur et la masse, en sortie ouverte, le schéma équivalent est celui de la figure 3.39 (a).

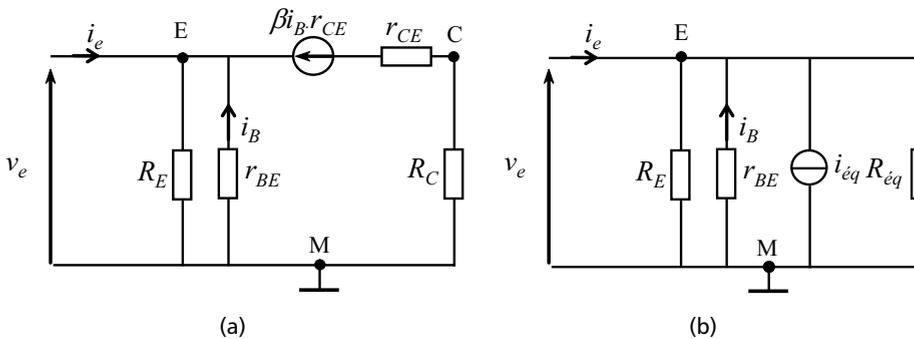


Figure 3.39 Transformation du générateur de courant et Schéma équivalent simplifié.

On transforme de nouveau le générateur de Thévenin formé par la source idéale de tension $\beta i_B \cdot r_{CE}$ et sa résistance interne formée par la mise en série de r_{CE} et R_C en un nouveau générateur de courant comme indiqué à la figure 3.39 (b).

$$i_{\acute{e}q} = \frac{\beta i_B \cdot r_{CE}}{r_{CE} + R_C} \quad \text{et} \quad R_{\acute{e}q} = r_{CE} + R_C$$

La tension qui apparaît aux bornes du générateur de courant est : $v_{ME} = r_{BE} \cdot i_B$ ce qui revient à remplacer ce générateur par une résistance :

$$R = \frac{r_{BE} \times (r_{CE} + R_C)}{\beta r_{CE}}$$

La résistance d'entrée résulte de la mise en parallèle de quatre résistances : R_E , r_{BE} , $R_{\text{éq}}$ et R :

$$R_e = R_E \parallel r_{BE} \parallel (r_{CE} + R_C) \parallel \left(\frac{r_{BE} \times (r_{CE} + R_C)}{\beta r_{CE}} \right)$$

Les ordres de grandeur sont : r_{CE} très élevée (on la suppose infinie), si on considère la valeur de β très supérieure à 1, l'expression de la résistance d'entrée se simplifie :

$$R_e \approx R_E \parallel r_{BE} \parallel \left(\frac{r_{BE}}{\beta} \right) \approx \frac{r_{BE}}{\beta}$$

L'ordre de grandeur de la résistance d'entrée est de quelques dizaines d'ohm. Ce montage ne peut être utilisé que pour avoir une adaptation d'impédance et sert pour la haute fréquence. Dans ce cas le gain total en tenant compte de la résistance R_g devient :

$$A_{V(\text{total})} \approx 38 \times I_{C0} \times (R_C \parallel R_U) \times \frac{R_e}{R_e + R_g}$$

c) Résistance de sortie

On commence par transformer le schéma équivalent en court-circuitant la source e_g et en déconnectant la charge R_U . Le schéma est donné à la figure 3.40.

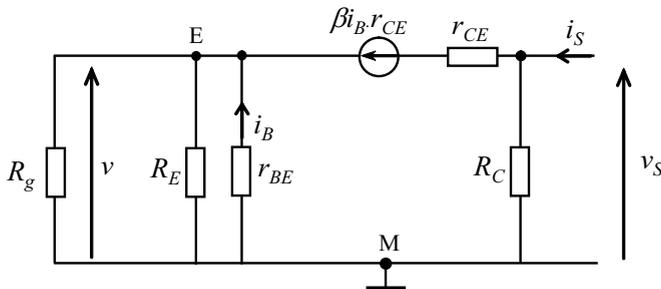


Figure 3.40 Méthode de calcul de la résistance de sortie en court-circuitant l'entrée.

La tension v peut s'écrire de différentes façons, ce qui nous permet de déterminer les différents courants qui circulent dans R_E et dans R_g .

$$v = r_{BE} \cdot i_B = R_E \cdot i_E = R_g \cdot i_g$$

Ce qui donne :

$$i_E = \frac{r_{BE}}{R_E} \cdot i_B \quad \text{et} \quad i_g = \frac{r_{BE}}{R_g} \cdot i_B$$

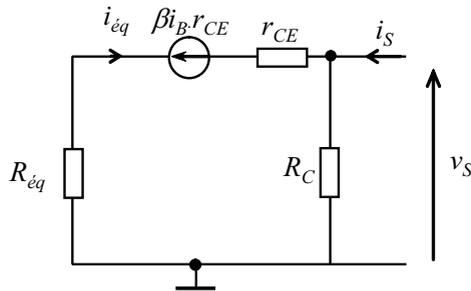


Figure 3.41 Schéma équivalent simplifié de sortie en court-circuitant l'entrée du montage après transformation.

Le schéma équivalent se simplifie d'avantage pour donner le schéma de la figure 3.41.

$$R_{\text{éq}} = r_{BE} \parallel R_E \parallel R_g \text{ et } i_{\text{éq}} = r_{BE} \cdot i_B \cdot \left(\frac{1}{r_{BE}} + \frac{1}{R_E} + \frac{1}{R_g} \right)$$

On peut maintenant remplacer le générateur de tension $\beta i_B r_{CE}$. Ce générateur qui est parcouru par le courant $i_{\text{éq}}$, peut être remplacé par une résistance R :

$$R = \frac{\beta \cdot r_{CE}}{r_{BE}} \cdot (r_{BE} \parallel R_E \parallel R_g) = \beta \cdot r_{CE} \cdot \left(\frac{r_{BE} \parallel R_E \parallel R_g}{r_{BE}} \right)$$

r_{BE} , R_E et R_g sont des résistances de faibles valeurs comparées à la valeur de βr_{CE} . La résistance R est donc très élevée d'ordre de grandeur βr_{CE} . La résistance vue en sortie est :

$$R_S = \beta \cdot r_{CE} \parallel R_C \approx R_C$$

Exercice 3.2 Amplificateur à couplage direct à deux transistors

Soit le schéma d'un amplificateur à deux transistors de la figure 3.42. On donne :

$V_{CC} = 12$ volts, $R_1 = 50$ k Ω , $R_2 = 100$ k Ω , $R_{E1} = 0,5$ k Ω , $R_{E2} = 1$ k Ω , $R_U = R_E = 3$ k Ω , $R_g = 5$ k Ω , $R_C = 3$ k Ω , $\beta = 100$, $V_{BE1} = V_{BE2} = 0,7$ V et $V_{CE\text{sat}} = 0,3$ V.

On suppose que C_1 , C_2 et C_E sont les équivalents de courts-circuits pour la fréquence utilisée.

1. Calculer les coordonnées des points de repos du transistor T_1 et du transistor T_2 .
2. Tracer les deux droites de charges de chaque transistor. En déduire l'amplitude maximale en sortie de chaque transistor avant écrêtage.

3. Calculer la résistance d'entrée vue par le générateur et la résistance de sortie vue par la charge.
4. Calculer pour chaque étage, puis pour l'amplificateur complet le gain en tension (amplification) intrinsèque puis le gain en tension (amplification) composite.

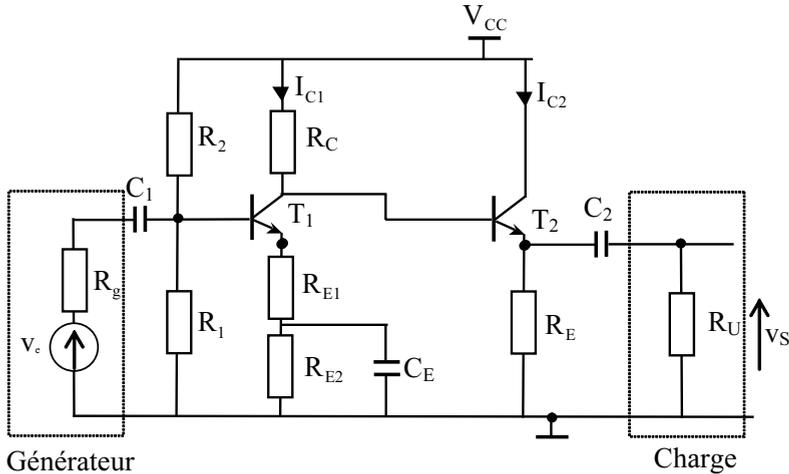


Figure 3.42 Schéma de l'amplificateur à deux transistors à étudier.

► Solution

1. Coordonnées des points de repos

On commence par le premier transistor et on applique le théorème de Thévenin à l'entrée.

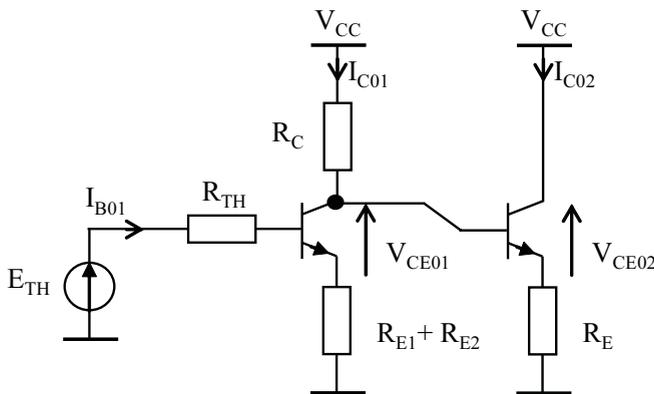


Figure 3.43 Schéma simplifié du montage en continu.

$$E_{TH} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC} = \frac{50 \times 10^3}{50 \times 10^3 + 100 \times 10^3} \times 12 = 4 \text{ V}$$

$$R_{TH} = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} = \frac{50 \times 10^3 \times 100 \times 10^3}{50 \times 10^3 + 100 \times 10^3} = 33,33 \times 10^3 = 33,33 \text{ k}\Omega ;$$

$$R_{E1} + R_{E2} = 1,5 \text{ k}\Omega$$

On applique la loi des mailles à l'entrée : $E_{TH} = R_{TH} \times \frac{I_{C0}}{\beta} + V_{BE01} + (R_{E1} + R_{E2}) \times I_{C0}$

On en déduit :

$$I_{C01} = \frac{E_{TH} - V_{BE01}}{(R_{TH}/\beta) + (R_{E1} + R_{E2})} = \frac{4 - 0,7}{0,33 + 1,5} \times 10^{-3} = 1,755 \text{ mA}$$

Le potentiel du collecteur du premier transistor est :

$$V_{C1} = V_{CC} - R_C I_{C01} = 12 - (3 \times 10^3 \times 1,75 \times 10^{-3}) = 6,73 \text{ V}$$

Le potentiel de l'émetteur du premier transistor est :

$$V_{E1} = (R_{E1} + R_{E2}) I_{C01} = (0,5 \times 10^3 + 10^3) \times 1,75 \times 10^{-3} = 2,63 \text{ V}$$

La différence de potentiel entre le collecteur et l'émetteur du premier transistor est :

$$V_{CE1} = V_{C1} - V_{E1} = 6,73 - 2,63 = 4,1 \text{ V}$$

La base du deuxième transistor est reliée au collecteur du premier transistor, il vient :

$$V_{C1} = V_{B2} = 6,73 \text{ V} ; \quad V_{E2} = V_{B2} - V_{BE2} = 6,73 - 0,7 \approx 6 \text{ V}$$

Le courant de l'émetteur du deuxième transistor devient :

$$I_{E2} = \frac{V_{E2}}{R_E} = \frac{6 \text{ V}}{3 \times 10^3} = 2 \times 10^{-3} = 2 \text{ mA}$$

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

$$V_{CE2} = V_{CC} - V_{E2} = 12 - 6 = 6 \text{ V}$$

2. Droites de charge

Pour le premier transistor, on a :

$$V_{CC} = (I_{C01} + I_{B02}) \times R_C + (R_{E1} + R_{E2}) \times I_{C01} + V_{CE1} \approx (R_{E1} + R_{E2} + R_C) \times I_{C01} + V_{CE1}$$

La droite de charge statique passe donc par les deux points de coordonnées :

$$(0 \text{ V}, I_{C\max}) ; \quad (V_{CC}, 0 \text{ mA})$$

Avec :
$$I_{C\max} = \frac{V_{CC}}{R_{E1} + R_{E2} + R_C} = \frac{12}{0,5 + 1 + 3} \times 10^{-3} = 2,66 \text{ mA}$$

En alternatif, on a :
$$v_{CE} = -((R_C // R_{U1}) + R_{E1}) \times i_C$$

Il s'agit d'une droite qui passe par le point de repos (point de fonctionnement) et qui a une pente négative. On a :

$$tg(\alpha_1) = \frac{1}{((R_C // R_{U1}) + R_{E1})} = \frac{1}{((R_C // \beta R_E) + R_{E1})} \approx \frac{1}{R_C + R_{E1}}$$

L'approximation faite est justifiée puisque la résistance d'utilisation du premier transistor, n'est autre que la résistance d'entrée du deuxième transistor. Cette résistance est de l'ordre de βR_E .

La droite de charge dynamique coupe l'axe des abscisses en un point déterminé de la façon suivante :

$$tg(\alpha_1) = \frac{1}{R_C + R_{E1}} = \frac{1}{3,5 \times 10^3} = \frac{1,75 \times 10^{-3}}{X}$$

On en déduit X :
$$X = 1,75 \times 10^{-3} \times 3,5 \times 10^3 = 6,12 \text{ V}$$

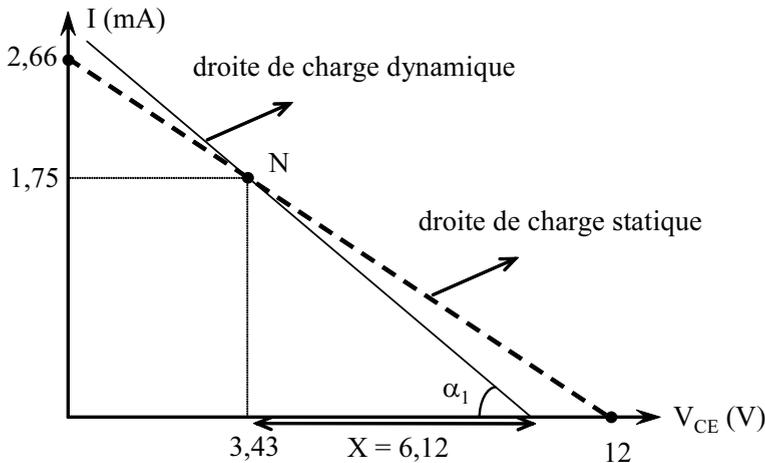


Figure 3.44 Droite de charge statique et droite de charge dynamique du premier transistor.

On remarque que le signal de sortie ne doit pas avoir une amplitude qui dépasse :

$$V_{S\max} = \text{Inf}(X, V_{CE0} - V_{CE\text{sat}}) = V_{CE0} - V_{CE\text{sat}} = 3,43 - 0,3 = 3,13 \text{ V}$$

Pour le deuxième transistor, on a :
$$V_{CC} = R_E \times I_{C02} + V_{CE2}$$

La droite de charge statique passe donc par les deux points de coordonnées :

$$(0 \text{ V}, I_{C_{\max}}) ; \quad (V_{CC}, 0 \text{ mA})$$

Avec :

$$I_{C_{\max}} = \frac{V_{CC}}{R_E} = \frac{12}{3} \times 10^{-3} = 4 \text{ mA}$$

En alternatif, on a :

$$v_{CE} = - (R_E // R_U) \times i_C$$

Il s'agit d'une droite qui passe par le point de repos (point de fonctionnement) et qui a une pente négative. On a :

$$\text{tg}(\alpha_2) = \frac{1}{R_U // R_E}$$

La droite de charge dynamique coupe l'axe des abscisses en un point déterminé de la façon suivante :

$$\text{tg}(\alpha_2) = \frac{1}{R_E // R_U} = \frac{1}{1,5 \times 10^3} = \frac{2 \times 10^{-3}}{X}$$

On en déduit X :

$$X = 1,5 \times 10^{-3} \times 2 \times 10^3 = 3 \text{ V}$$

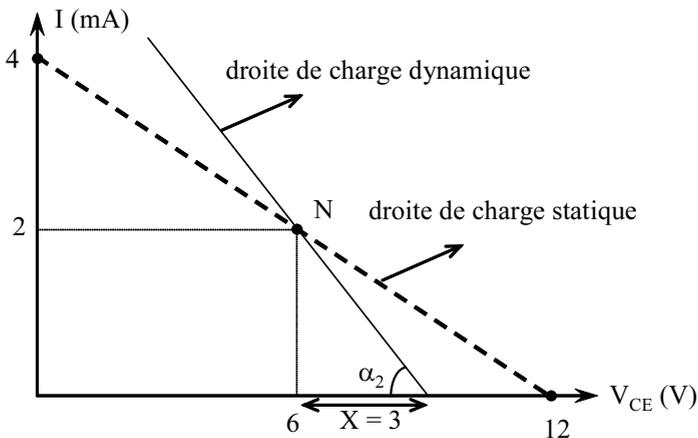


Figure 3.45 Droite de charge statique et droite de charge dynamique du deuxième transistor.

On remarque que le signal de sortie ne doit pas avoir une amplitude qui dépasse :

$$V_{S_{\max}} = \text{Inf}(X, V_{CE0} - V_{CE_{\text{sat}}}) = X = 3 \text{ V}$$

Or, ce montage n'amplifie pas. L'amplitude du signal de sortie du premier montage ne doit pas dépasser elle aussi 3 V.

3. Calcul des résistances d'entrée et de sortie

La résistance vue par le générateur est la résistance d'entrée. Cette résistance représente aussi la résistance d'entrée du premier transistor.

Sachant que la résistance R_{E2} est découplée par le condensateur, la résistance d'entrée devient :

$$R_{\text{entrée}} = (R_1 // R_2) // (r_{BE1} + \beta R_{E1})$$

On connaît : $(R_1 // R_2) = 33,3 \text{ k}\Omega$, $\beta R_{E1} = 50 \text{ k}\Omega$

On calcule r_{BE} : $r_{BE} \approx \frac{26 \times 10^{-3}}{I_{B01}} = \frac{26 \times 10^{-3}}{I_{C01}} \times \beta = \frac{26 \times 10^{-3}}{1,75 \times 10^{-3}} \times 100 = 1,48 \text{ k}\Omega$

$$R_{\text{entrée}} = (33,33 \times 10^3) // (51,48 \times 10^3) = 20,2 \text{ k}\Omega$$

La résistance vue par la charge est la résistance de sortie. Cette résistance représente aussi la résistance de sortie du deuxième montage.

Or, ce dernier est un collecteur commun dont la résistance de sortie est :

$$R_{\text{sortie}} \approx \frac{1}{g_{m2}} \approx \frac{1}{38 \times I_{C02}} = \frac{1}{38 \times 2 \times 10^{-3}} = 13 \Omega$$

4. Calcul des gains en tension

On calcule le gain en tension en charge du premier montage. On sait que R_{E2} est découplée et que la résistance de charge du premier montage est βR_E .

$$A_{V1} \approx -\frac{R_C // R_{U1}}{R_{E1}} \approx -\frac{R_C}{R_{E1}} = -\frac{3 \times 10^3}{0,5 \times 10^3} = -6$$

Le deuxième montage est un collecteur commun, son gain est pratiquement égal à 1. Le gain total devient donc :

$$A_V = A_{V1} \times A_{V2} \approx A_{V1} = -6$$

Le gain composite est donné en tenant compte de la charge R_U et de la résistance interne du générateur R_g .

$$A_{V\text{composite}} = \frac{R_{\text{entrée}}}{R_g + R_{\text{entrée}}} \times A_V \times \frac{R_U}{R_U + R_{\text{sortie}}}$$

$$A_{V\text{composite}} = \frac{20 \times 10^3}{5 \times 10^3 + 20 \times 10^3} \times (-6) \times \frac{3 \times 10^3}{3 \times 10^3 + 13} \approx -4,8$$

Exercice 3.3 Amplificateur sélectif

On dispose d'une bobine réelle dont la valeur de la self est : $L = 30 \mu\text{H}$ et dont le fil de bobinage possède une résistance série $r_s = 5 \Omega$.

1. On souhaite travailler à la fréquence $f_0 = 1 \text{ MHz}$. Calculer à cette fréquence le coefficient de qualité Q_L . En déduire la valeur de la résistance parallèle R_P de la bobine qui donne le même coefficient de qualité.
2. On donne le schéma de l'amplificateur sélectif à transistor bipolaire à la figure 3.46. On utilise le modèle de la bobine avec la résistance en parallèle, calculer la valeur de condensateur pour avoir une résonance à la fréquence $f_0 = 1 \text{ MHz}$.
3. Calculer les coordonnées du point de fonctionnement (I_{CE0}, V_{CE0}).
4. Donner le schéma équivalent du montage complet. En déduire le gain de l'amplificateur à la fréquence $f_0 = 1 \text{ MHz}$.
5. On fait varier la fréquence du signal d'entrée autour de la fréquence $f_0 = 1 \text{ MHz}$. On pose :

$$x = \frac{\omega}{\omega_0}; \quad Q = \frac{R_P}{L\omega_0} = RC\omega_0$$

Déterminer les fréquences de coupures de l'amplificateur.

On donne :

$V_{CC} = 12 \text{ volts}$, $R_{B1} = 100 \text{ k}\Omega$, $R_{B2} = 100 \text{ k}\Omega$, $R_E = 10 \text{ k}\Omega$, $V_{BE} = 0,7 \text{ volts}$.

On suppose que C_{11} , C_{12} et C_E sont les équivalents de courts-circuits à la fréquence f_0 .

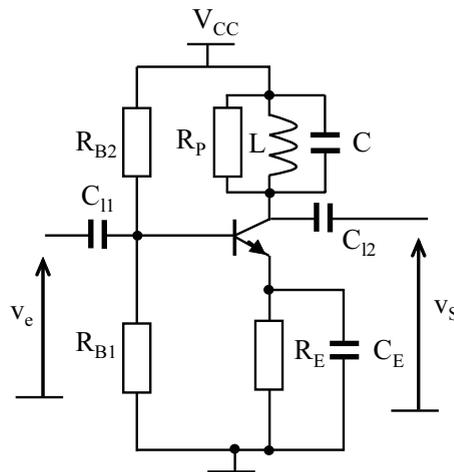


Figure 3.46 Amplificateur sélectif à transistor bipolaire.

► Solution

1. Calcul du coefficient de qualité et de la résistance parallèle

On sait que le passage d'un modèle série en un modèle parallèle se fait de la façon suivante :

$$Z = R_{\text{série}} + jX_{\text{série}}; \quad Q_{\text{série}} = \frac{|X_{\text{série}}|}{R_{\text{série}}}$$

Lorsque $Q_{\text{série}} \gg 1$, on a : $Y = G_{\text{parallèle}} + jB_{\text{parallèle}}$; $Q_{\text{parallèle}} = \frac{|B_{\text{parallèle}}|}{G_{\text{parallèle}}}$

Avec :

$$G_{\text{parallèle}} = \frac{R_{\text{série}}}{X_{\text{série}}^2} \text{ et } B_{\text{parallèle}} = -\frac{1}{X_{\text{série}}}$$

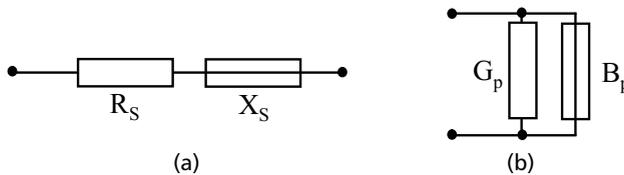


Figure 3.47 Impédance série (a) et son équivalent parallèle (b).

Le coefficient de qualité de la bobine devient :

$$Q_L = Q_{\text{série}} = \frac{|X_{\text{série}}|}{R_{\text{série}}} = \frac{L\omega_0}{r_s} = \frac{30 \times 10^{-6} \times 2\pi \times 10^6}{5} = 37,68$$

Or, le coefficient de qualité de la bobine reste le même lorsqu'on utilise la configuration parallèle, il vient :

$$Q_L = Q_{\text{série}} = Q_{\text{parallèle}} = \frac{|B_{\text{parallèle}}|}{G_{\text{parallèle}}} = R_{\text{parallèle}} \times \left(\frac{1}{|X_{\text{série}}|} \right) = \frac{R_{\text{parallèle}}}{L\omega_0} = 37,68$$

On en déduit : $R_{\text{parallèle}} = Q_L \times L\omega_0 = 37,68 \times 30 \times 10^{-6} \times 2\pi \times 10^6 = 7,1 \text{ k}\Omega$.

2. Calcul de la capacité C du condensateur

L'amplificateur sélectif doit fonctionner à une seule fréquence (en réalité, il s'agit d'une bande étroite de fréquence). La résonance doit donc être à la fréquence f_0 .

Or, la résonance d'un circuit « bouchon » est obtenue lorsque la partie imaginaire de l'admittance équivalente est nulle.

$$Y_{\text{éq}} = G_P + jC\omega + \frac{1}{jL\omega} = G_P + j \left(C\omega - \frac{1}{L\omega} \right)$$

À la fréquence de résonance on a : $C\omega - \frac{1}{L\omega} = 0$, soit : $f = f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

On en déduit : $C = \frac{1}{4\pi^2 L f_0^2} = \frac{1}{4\pi^2 \times 30 \times 10^{-6} \times 10^{12}} = 845 \times 10^{-12} = 845 \text{ pF}$.

3. Calcul des coordonnées du point de fonctionnement

Pour calculer le point de fonctionnement, on commence par transformer le schéma de l'amplificateur. En continu, on obtient le schéma simplifié de la figure 3.48.

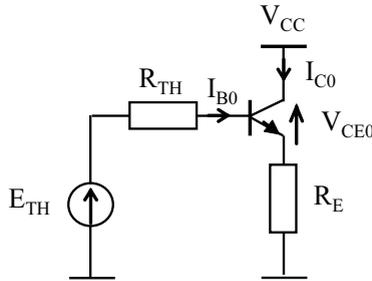


Figure 3.48 Schéma simplifié en continu de l'amplificateur sélectif.

On remarque, que le collecteur est relié directement à V_{CC} (bobine remplacée par un court-circuit) et on transforme le circuit de polarisation en entrée en utilisant le modèle de Thévenin équivalent.

$$E_{TH} = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} = \frac{100 \times 10^3}{100 \times 10^3 + 100 \times 10^3} \times 12 = 6 \text{ V}$$

$$R_{TH} = \frac{R_{B1} \times R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{100 \times 10^3 \times 100 \times 10^3}{100 \times 10^3 + 100 \times 10^3} = 50 \times 10^3 = 50 \text{ k}\Omega$$

On applique la loi des mailles à l'entrée : $E_{TH} = R_{TH} \times \frac{I_{C0}}{\beta} + V_{BE0} + R_E \times I_{C0}$

$$\text{On en déduit : } I_{C0} = \frac{E_{TH} - V_{BE0}}{\left(\frac{R_{TH}}{\beta}\right) + R_E} = \frac{6 - 0,7}{0,5 + 10} \times 10^{-3} = 0,504 \text{ mA}$$

Le potentiel du collecteur du transistor est : $V_C = V_{CC} = 12 \text{ V}$

Le potentiel de l'émetteur du transistor est :

$$V_E = E_{TH} - R_{TH} I_{B0} - V_{BE0} = 6 - \left(50 \times 10^3 \times \frac{0,504 \times 10^{-3}}{100}\right) - 0,7 = 5,04 \text{ V}$$

La différence de potentiel entre le collecteur et l'émetteur du transistor est :

$$V_{CE} = V_C - V_E = 12 - 5,04 = 6,95 \text{ V}$$

4. Calcul du gain en tension de l'amplificateur

Le schéma équivalent en petits signaux du montage, à la fréquence f_0 , est déterminé en remplaçant le circuit « bouchon » composé de la bobine et du condensateur par la résistance parallèle R_P . En effet, comme on l'a vu à la deuxième question, seule la résistance parallèle persiste à cette fréquence.

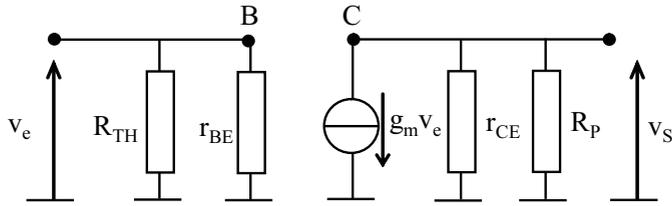


Figure 3.49 Schéma équivalent à la fréquence f_0 de l'amplificateur sélectif.

Nous pouvons déduire le gain en tension du montage :

$$A_V = \frac{v_S}{v_e} = \frac{-g_m (r_{CE} // R_P) \times v_e}{v_e} = -g_m (r_{CE} // R_P)$$

Or,

$$r_{CE} \approx \frac{100}{I_{C0}} = \frac{100}{0,504 \times 10^{-3}} \approx 200 \text{ k}\Omega$$

Soit :

$$r_{CE} // R_P = \frac{200 \times 10^3 \times 7,1 \times 10^3}{200 \times 10^3 + 7,1 \times 10^3} = 6,86 \text{ k}\Omega$$

Finalement, on trouve :

$$A_V \approx -38 I_{C0} (r_{CE} // R_P) = -38 \times 0,504 \times 10^{-3} \times 6,86 \times 10^3 = -131$$

5. Calcul des fréquences de coupures

On note Z l'impédance du circuit bouchon.

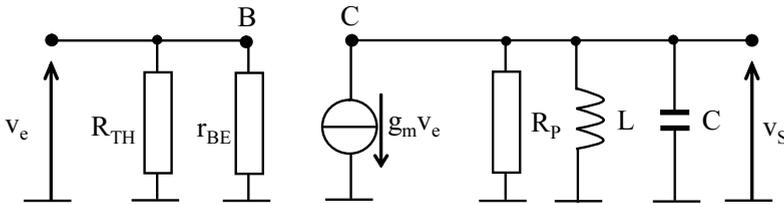


Figure 3.50 Schéma équivalent autour de la fréquence f_0 de l'amplificateur sélectif.

La valeur de la résistance r_{CE} est élevée devant R_P , nous pouvons négliger son effet et nous pouvons déduire le gain en tension du montage :

$$A_V = \frac{v_S}{v_e} \approx -g_m Z = -g_m \frac{R_P}{1 + jR_P \left(C\omega - \frac{1}{L\omega} \right)}$$

Cette expression se met aussi sous la forme :

$$A_V = \frac{v_S}{v_e} \approx -g_m \frac{R_P}{1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} = -g_m \frac{R_P}{1 + jQ \left(x - \frac{1}{x} \right)}$$

Le gain passe par sa valeur maximale pour $x = 1$, c'est-à-dire pour $\omega = \omega_0$.

$$A_{V\max} = \frac{v_S}{v_e} \approx -g_m R_P$$

Les fréquences de coupures sont obtenues lorsque le gain devient : $A_V = \frac{A_{V\max}}{\sqrt{2}}$.

Le module du gain en tension est :

$$|A_V| = \frac{v_S}{v_e} \approx \frac{|g_m R_P|}{\left| 1 + jQ \left(x - \frac{1}{x} \right) \right|} = \frac{A_{V\max}}{\sqrt{1 + Q^2 \left(x - \frac{1}{x} \right)^2}}$$

Les fréquences de coupures sont obtenues lorsque :

$$\sqrt{1 + Q^2 \left(x - \frac{1}{x} \right)^2} = \sqrt{2},$$

soit : $Q^2 \left(x - \frac{1}{x} \right)^2 = 1$ ou bien : $\left(x - \frac{1}{x} \right) = \pm \frac{1}{Q}$

On a donc une équation de second degré : $Qx^2 \pm x - Q = 0$

On trouve donc mathématiquement quatre solutions de cette équation :

$$x = \frac{\pm 1 \pm \sqrt{1 + 4Q^2}}{2Q}$$

Il va de soi qu'on ne garde que les valeurs positives :

$$x_1 = \frac{f_{C1}}{f_0} = \frac{+1 + \sqrt{1 + 4Q^2}}{2Q} \approx 1,01335$$

$$x_2 = \frac{f_{C2}}{f_0} = \frac{-1 + \sqrt{1 + 4Q^2}}{2Q} \approx 0,9868$$

Finalement, on trouve les deux fréquences de coupures :

$$f_{C1} = 1,01335 \text{ MHz} \quad \text{et} \quad f_{C2} = 0,9868 \text{ MHz}$$

Soit une bande passante : $\Delta f = f_{C2} - f_{C1} = 26,55 \text{ kHz}$

Exercice 3.4 Amplificateur Bootstrap

On donne à la figure 3.51 le schéma d'un amplificateur dit « montage Bootstrap ». On donne :

$V_{CC} = 12$ volts, $R_{B1} = 50$ k Ω , $R_{B2} = 100$ k Ω , $R_E = 3$ k Ω , $R = 50$ k Ω , $R_U = 3$ k Ω , $R_g = 5$ k Ω , $\beta = 100$, $V_{BE} = 0,7$ V

On suppose que C_{11} , C_{12} et C sont les équivalents de courts-circuits pour la fréquence utilisée.

1. Calculer les coordonnées du point de repos du transistor.
2. Donner le schéma équivalent du montage entier.
3. On suppose que la résistance de sortie du transistor r_{CE} est infinie, calculer le gain en tension, la résistance d'entrée vue par le générateur et la résistance de sortie vue par la charge.

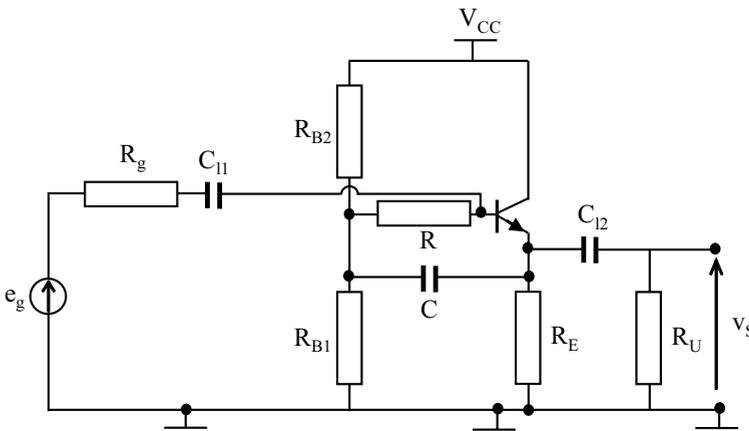


Figure 3.51 Montage amplificateur dit « Bootstrap ».

► Solution

1. Calcul des coordonnées du point de fonctionnement

Pour calculer le point de fonctionnement, on commence par transformer le schéma de l'amplificateur. En continu, on obtient le schéma simplifié de la figure 3.52.

Le collecteur est relié directement à V_{CC} , on transforme le circuit de polarisation en entrée en utilisant le modèle de Thévenin équivalent.

$$E_{TH} = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} = \frac{100 \times 10^3}{100 \times 10^3 + 100 \times 10^3} \times 12 = 6 \text{ V}$$

$$R_{TH} = \frac{R_{B1} \times R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{100 \times 10^3 \times 100 \times 10^3}{100 \times 10^3 + 100 \times 10^3} = 50 \times 10^3 = 50 \text{ k}\Omega$$

On néglige I_B devant I_C et on applique la loi des mailles à l'entrée :

$$E_{TH} = (R_{TH} + R) \times \frac{I_{C0}}{\beta} + V_{BE0} + R_E \times I_{C0}$$

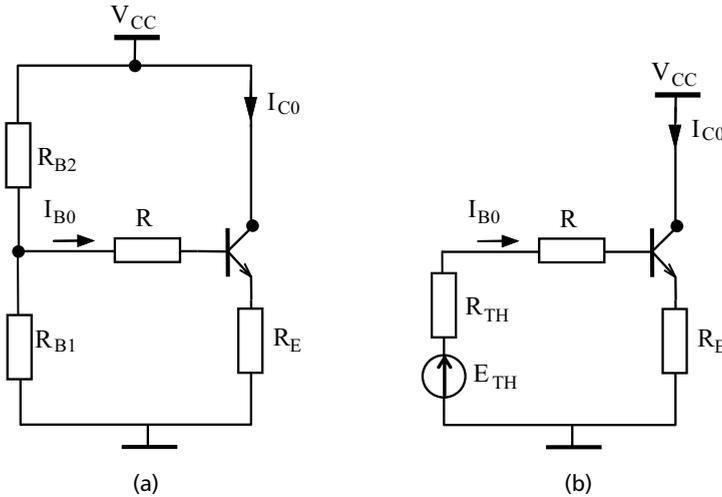


Figure 3.52 Montage en continu (a) et simplification de se schéma (b).

On en déduit :
$$I_{C0} = \frac{E_{TH} - V_{BE0}}{\left(\frac{R_{TH} + R}{\beta}\right) + R_E} = \frac{6 - 0,7}{1 + 3} \times 10^{-3} = 1,325 \text{ mA}$$

La différence de potentiel entre le collecteur et l'émetteur est :

$$V_{CE0} = V_{CC} - R_E I_{E0} \approx V_{CC} - R_E I_{C0} = 12 - (3 \times 1,325) = 8,025 \text{ V}$$

Les coordonnées du point de fonctionnement sont : (1,325 mA, 8,025 V).

2. Schéma équivalent en petits signaux

Le schéma équivalent en petits signaux du montage est déterminé en remplaçant le transistor par son modèle équivalent (figure 3.53).

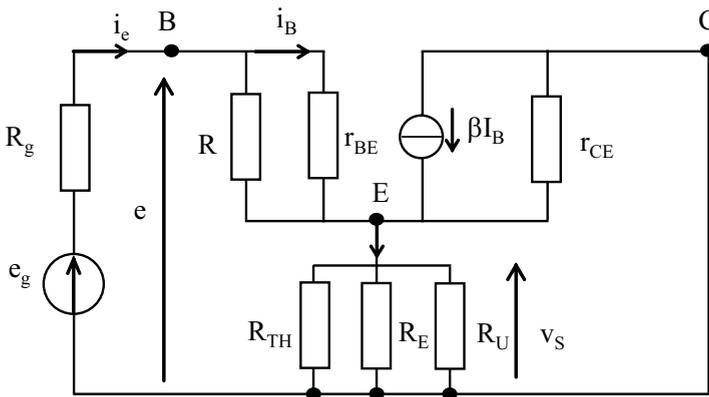


Figure 3.53 Schéma équivalent en petits signaux.

3. Calcul des paramètres de l'amplificateur

• Amplification

Si on néglige l'effet de la résistance r_{CE} en la supposant infinie, et on note :

$$R_{\acute{e}q1} = R_{TH} // R_E // R_U; R_{\acute{e}q2} = R // r_{BE}$$

On a :

$$v_S = R_{\acute{e}q1} \times (\beta + 1) \times i_B \quad \text{et} \quad r_{BE} \times i_B = R \times i = R \times (i_e - i_B)$$

On écrit la maille d'entrée :

$$e_g = R_g i_e + r_{BE} i_B + R_{\acute{e}q1} (\beta + 1) \times i_B = \left[R_g + R_g \frac{r_{BE}}{R} + r_{BE} + R_{\acute{e}q1} (\beta + 1) \right] \times i_B$$

L'amplification devient :

$$\frac{v_S}{v_e} = \frac{R_{\acute{e}q1} (\beta + 1)}{(R_g + r_{BE}) + R_g \frac{r_{BE}}{R} + R_{\acute{e}q1} (\beta + 1)} = \frac{1}{1 + \frac{(R_g + r_{BE}) + R_g \frac{r_{BE}}{R}}{R_{\acute{e}q1} (\beta + 1)}} = \frac{1}{1 + k}$$

Application numérique :

$$r_{BE} \approx \frac{26 \times 10^{-3}}{I_{B0}} = \frac{26 \times 10^{-3}}{I_{C0}} \times \beta = \frac{26 \times 10^{-3}}{1,325 \times 10^{-3}} \times 100 = 1,923 \text{ k}\Omega$$

$$R_{\acute{e}q1} = R_{TH} // R_E // R_U = (50 // 3 // 3) \times 10^3 = 1,456 \times 10^3 \Omega$$

$$k = \frac{(R_g + r_{BE}) + R_g \frac{r_{BE}}{R}}{R_{\acute{e}q1} (\beta + 1)} = \frac{6,923 + 5 \times \frac{1,923}{50}}{1,456 \times 101} \approx 0,0483$$

L'amplification devient :

$$\frac{v_S}{v_e} = \frac{1}{1 + k} = \frac{1}{1 + 0,0483} \approx 0,954$$

• Impédance d'entrée

Sachant que : $R_{\acute{e}q2} = R // r_{BE} = (10 // 1,923) \times 10^3 = 1,61 \text{ k}\Omega$ et $r_{BE} \times i_B = R_{\acute{e}q2} \times i_e$

$$e = R_{\acute{e}q2} i_e + R_{\acute{e}q1} (\beta + 1) \times i_B = R_{\acute{e}q2} i_e + R_{\acute{e}q1} (\beta + 1) \times \frac{R_{\acute{e}q2}}{r_{BE}} i_e$$

L'impédance d'entrée est donnée par :

$$\begin{aligned} Z_e &= \frac{e}{i_e} = R_{\acute{e}q2} + R_{\acute{e}q1} (\beta + 1) \times \frac{R_{\acute{e}q2}}{r_{BE}} \\ &= (1,61 \times 10^3) + \left(1,456 \times 101 \times \frac{1,6}{1,9} \right) \times 10^3 = 125,4 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

• Impédance de sortie

Le schéma équivalent précédent se simplifie et devient celui de la figure 3.54.

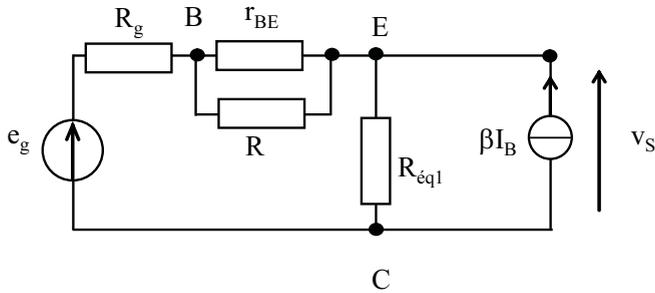


Figure 3.54 Schéma équivalent simplifié en petits signaux.

On court-circuite e_g et on calcule la résistance équivalente vue par la sortie :

$$Z_S = R_{\text{eq}1} \parallel ((r_{BE} \parallel R) + R_g) = R_{\text{eq}1} \parallel (R_{\text{eq}2} + R_g)$$

Soit : $Z_S = (1,456 \times 10^3) \parallel (6,61 \times 10^3) = 1,19 \times 10^3 = 1,19 \text{ k}\Omega$.

Chapitre 4

Diodes et transistors en commutation

4.1 GÉNÉRALITÉS

Mis à part le cas assez exceptionnel de la sinusoïde, les signaux utilisés en électronique comportent souvent une variation assez brusque.

Du circuit de balayage linéaire pour oscilloscope ou pour téléviseur, au circuit qui fournit un signal d'horloge nécessaire dans la quasi-totalité des montages logiques, en passant par les générateurs de signaux en marche d'escaliers, les composants actifs (transistors, amplificateurs opérationnels) doivent passer d'un état correspondant à une tension de sortie nulle à un état pour laquelle la tension de sortie est différente de zéro et dont la valeur sera déterminée préalablement.

C'est pour tenir compte de la limitation intrinsèque à commuter instantanément qu'on va présenter les phénomènes qui sont à l'origine des différents temps de commutation et ce pour les deux composants de base : la diode et le transistor bipolaire.

Il va de soi que cette étude doit servir non seulement pour comprendre les limitations physiques des composants lors de la génération des signaux, mais aussi au moment de traitement de ces signaux tel que l'amplification d'une impulsion.

La commutation électronique dans les composants semi-conducteurs s'agit essentiellement d'interruptions ou de rétablissement des courants qui peuvent être commandés à des instants arbitraires ou périodiques. Les composants utilisés en commutation sont de divers types : diodes, transistors bipolaires, transistors à effet de champ, transistors MOS ou thyristors. Les principales caractéristiques sont :

- la rapidité, autrement dit la fréquence maximale à laquelle on peut considérer la commutation acceptable ;
- la tension et la puissance maximale que le composant peut supporter sans détérioration.

Un commutateur idéal présente :

- une impédance nulle pour la phase de conduction ;
- une impédance infinie lorsque la liaison est coupée (blocage) ;
- un temps de réponse nul.

4.2 DIODE EN COMMUTATION

La diode à jonction présente une caractéristique courant-tension donnée par l'équation suivante :

$$I = I_S \times \left(e^{\frac{qV}{mKT}} - 1 \right)$$

I_S : courant de saturation en polarisation inverse en ampère,

q : charge d'un électron, $q = 1.6 \cdot 10^{-19}$ coulombs,

K : constante de Boltzmann, $K = 1.38 \cdot 10^{-23}$ J/°C,

T : température en degré Kelvin,

V : tension appliquée aux bornes de la diode en volt,

m : coefficient d'idéalité ou de non-idéalité : m est compris entre 1 et 2, on suppose par la suite que $m = 1$.

$\frac{KT}{q}$ est égale à 26 mV à la température ambiante $T = 300$ K.

Afin de comprendre les phénomènes qui sont à l'origine des différents temps de commutation on va étudier les deux cas concernant la diode en régime de blocage et la diode en régime de saturation.

4.2.1 Diode bloquée

Lorsqu'une jonction est polarisée en inverse, un courant inverse très faible I_R circule à travers cette jonction. Ce courant est dû au déplacement des porteurs minoritaires et la zone de charge d'espace de largeur ℓ se comporte dans ce cas comme une zone de déplétion dépourvue de charges mobiles puisque le nombre volumique de ces derniers peut être considéré comme négligeable devant le nombre volumique des charges fixes. On peut donc assimiler cette zone de déplétion à un condensateur dont les armatures porteraient les charges positives et les charges négatives, figure 4.1.

L'expression de la capacité de transition C_T sera donnée par la formule applicable dans le cas d'un condensateur plan dont les armatures de surfaces S sont séparées par une distance ℓ . Puisque la largeur ℓ de la zone de charge d'espace varie en fonction de la tension appliquée à la jonction V_R , la capacité de transition varie également en fonction de cette tension selon la relation :

$$C_T = \frac{\epsilon S}{\ell_0} \times \frac{1}{\left(1 - \frac{V_R}{V_0}\right)^m} = C_{T0} \times \frac{1}{\left(1 - \frac{V_R}{V_0}\right)^m}$$

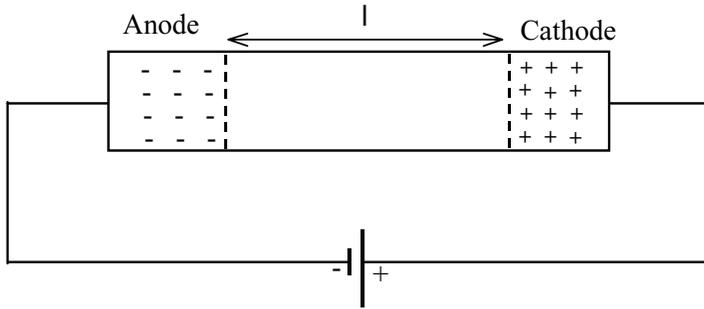


Figure 4.1 Jonction PN polarisée en inverse.

- C_{T0} est la capacité de transition à l'équilibre ($V_R = 0$) ;
- l_0 est la largeur de la zone de déplétion à l'équilibre ;
- m est un paramètre compris entre 0,5 (cas d'une jonction abrupte) et 0,3 (cas d'une jonction progressive linéaire ou graduelle) ;
- V_0 représente la différence de potentiel de contact de la jonction (0,6 à 0,7 V).

Nous avons représenté à la figure 4.2, la variation de la capacité de transition en fonction de la tension externe appliquée V_R .

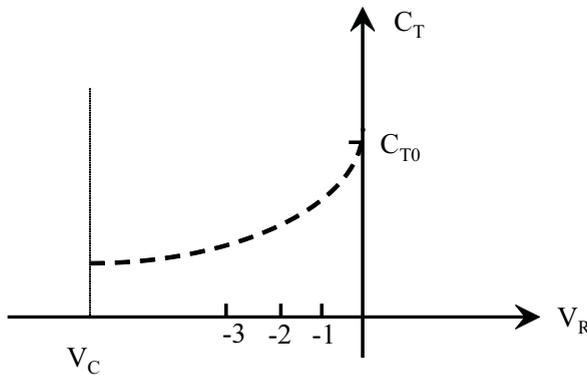


Figure 4.2 Variation de la capacité de transition en fonction de la tension externe.

On rappelle que la tension inverse appliquée ne doit pas dépasser la valeur V_C qui correspond à la tension de claquage de la diode polarisée en inverse. Le schéma équivalent peut être représenté par une résistance R_R de très grande valeur en parallèle à une capacité C_T . Le tout est en série avec la résistance du semi-conducteur r_S comme indiqué à la figure 4.3.

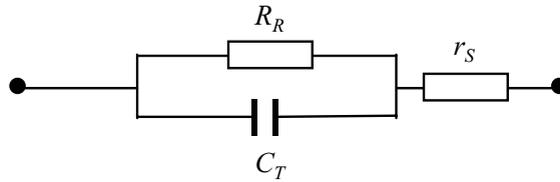


Figure 4.3 Schéma équivalent de la jonction polarisée en inverse.

Remarques.

- La valeur de R_R est de l'ordre de quelques centaines de kilo-ohms.
- La valeur de C_T est de l'ordre de la dizaine (voire quelques dizaines) de picofarads et r_S ne dépasse pas quelques unités.
- Le fait que la capacité varie avec la tension peut être exploité pour la réalisation de diodes dites « varicap » qui sont des diodes à capacité variables.

4.2.2 Diode polarisée en direct

Si on polarise la diode en direct en appliquant une tension V_F , un courant I_F circule de la zone P vers la zone N. Ce courant est dû à la diffusion des porteurs majoritaires :

- Les électrons qui sont majoritaires dans la zone N vont diffuser dans la zone P où ils deviennent minoritaires, puis se recombinent.
- Les trous qui sont majoritaires dans la zone P vont diffuser dans la zone N où ils deviennent minoritaires, puis se recombinent.

Or, la recombinaison ne s'effectue pas instantanément et on peut considérer que les majoritaires qui sont devenues des minoritaires, forment une charge stockée Q_S qu'on peut estimer en connaissant leur durée de vie moyenne τ .

L'accroissement de charge dans la zone de charge d'espace revient à introduire un effet capacitif qui s'ajoute à la capacité C_T . La diode peut être remplacée par son schéma équivalent constitué de la mise en parallèle d'une résistance R_F , d'une capacité C_D et de la capacité C_T le tout en série avec la résistance r_S du semi-conducteur (figure 4.4).

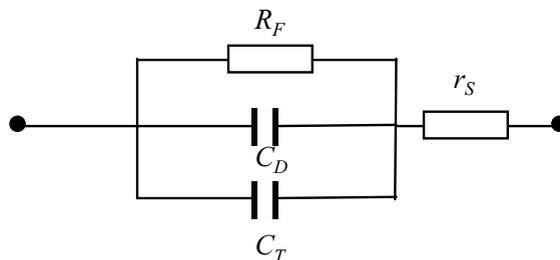


Figure 4.4 Schéma équivalent de la jonction polarisée en directe

- R_F est la résistance différentielle de la diode égale à :

$$R_F \approx \frac{KT}{q} \times \frac{1}{I_F}$$

Les ordres de grandeurs sont quelques dizaines d'ohms jusqu'à quelques k Ω .

- C_D est la capacité de diffusion égale à :

$$C_D = \tau \times I_F$$

Les ordres de grandeurs sont quelques dizaines de picofarads jusqu'à quelques centaines de nanofarads.

- τ est la durée de vie moyenne des minoritaires. Sa valeur varie en fonction des matériaux utilisés, du dopage, des imperfections et de la température.

Remarque. Les constructeurs donnent souvent le temps de recouvrement direct t_{fr} (forward recovery time).

$$t_{fr} = 2,2 \times \tau$$

Puisque C_D est souvent très supérieure à C_T , on peut légitimement supposer que la charge est stockée dans C_D ; elle peut être estimée :

$$Q_S = \tau \times I_F$$

4.2.3 Régime transitoire

a) Fonctionnement

On considère le montage de la figure 4.5, qui permet de polariser la diode en direct ou en inverse à travers une résistance externe R de très forte valeur. Ce montage permet de se rendre compte des différentes phases de la commutation.

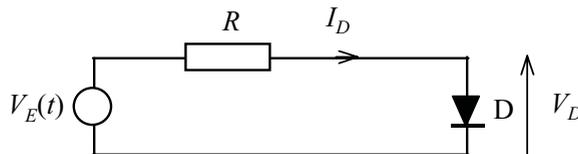


Figure 4.5 Schéma de polarisation de la diode en régime transitoire.

En réalité, deux cas sont possibles :

- régime de forte injection (courant d'excitation élevé), dans ce cas, un effet inductif apparaît et devient prépondérant ;
- cas de faible injection (courant d'excitation faible), l'effet inductif est négligeable et nous pouvons utiliser les schémas équivalents avec la capacité de transition et la capacité de diffusion.

Nous supposons par la suite que la diode fonctionne en régime de faible injection. Dans ce cas et en polarisation directe, le produit pn dans la zone de charge d'espace est supérieur à n_i^2 : il y a un excédent de recombinaisons. En polarisation inverse ce produit devient inférieur à n_i^2 : il y a excédent de générations.

n et p sont respectivement les nombres volumiques d'électrons et des trous avec : $n_i = n_0 = p_0$ qui représente le nombre volumique des électrons ou des trous dans le cas d'un semi-conducteur intrinsèque.

On étudie l'évolution dans le temps du courant parcourant la diode ainsi que de la tension apparaissant aux bornes de cette diode (figure 4.6).

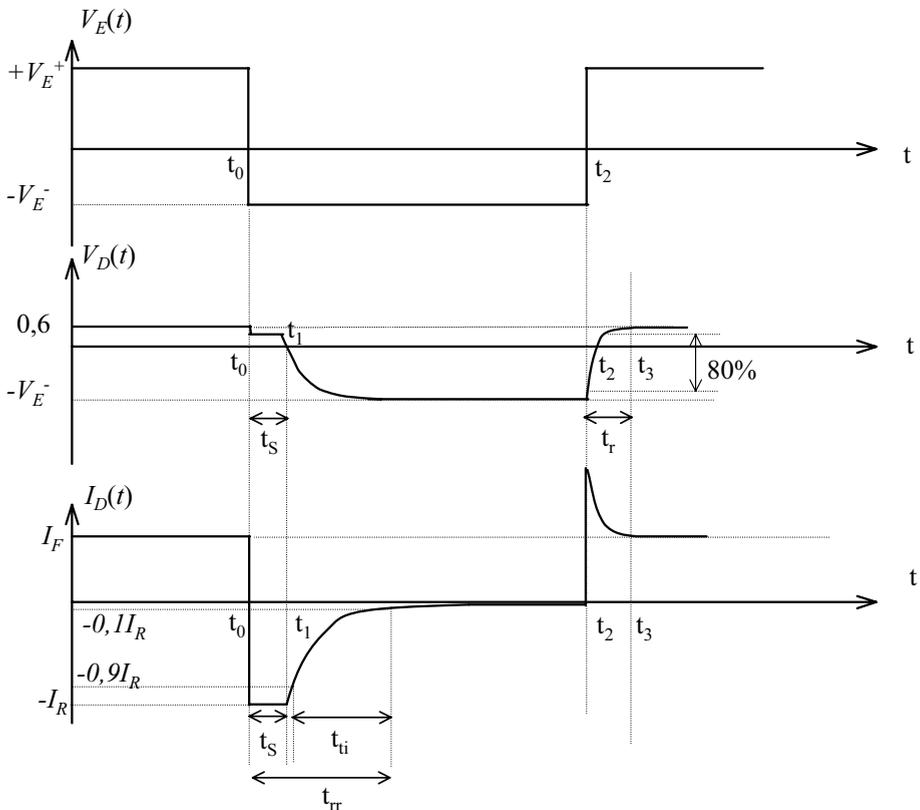


Figure 4.6 Allures du courant et de la tension dans une jonction PN en régime transitoire.

- Avant l'instant $t = t_0$, la diode est polarisée en direct, le courant I_F est produit par des trous allant du matériau P dans le matériau N et des électrons allant du matériau N dans le matériau P. Il se produit un excès de porteurs minoritaires au

niveau de la jonction avec stockage d'une charge électrique Q_S . La tension aux bornes de la diode est faible (centaines de millivolts).

- À l'instant $t = t_0$, la tension V_E commute instantanément et passe à une valeur négative $-V_E^-$ qui tend à bloquer la diode D. Entre les instants t_0 et t_1 et sous l'influence de la tension externe appliquée, un certain nombre de porteurs minoritaires peut traverser la jonction (le courant est inversé).

La charge Q_S est positive, ainsi la tension aux bornes de la diode reste également positive et par conséquent le courant inverse également positif.

Pendant cet intervalle de temps (plateau ou *storage time*), il y a une élimination des porteurs minoritaires stockés dans la jonction, ce qui revient à une décharge de la capacité de diffusion.

- Dès l'instant t_1 , la charge Q devient nulle (ou du moins négligeable), le courant dû aux porteurs minoritaires cesse et le courant inverse dû à l'éloignement des porteurs majoritaires de la jonction, permet de charger la capacité de transition sous une tension $-V_E^-$. Le champ électrique dans la zone de transition va augmenter et la barrière de potentiel va s'établir progressivement. Cette phase est appelée le traînage (*transition time*).
- À l'instant t_2 , la tension V_E fait un saut et devient positive $+V_E^+$. Un courant direct I_F s'établit et permet de charger la capacité de transition C_T sous une tension $+V_E^+$. Or, puisque C_T était chargée négativement, un pic de courant I_F est observé et le courant diminue ensuite progressivement jusqu'à t_3 , instant pour lequel on obtient le régime permanent.

b) Définitions

- On appelle temps de montée ou temps de croissance de la tension V_D , le temps t_r mesuré entre les instants où la tension passe de 10 % à 90 % de son excursion maximale.
- Le temps de désaturation ou de déstockage (certains l'appellent temps de stockage) t_S est l'intervalle de temps correspondant au plateau.
- Le temps t_{tv} correspond à l'intervalle que met la tension aux bornes de la diode pour passer de la valeur zéro à la valeur 90 % de sa valeur inverse finale $-V_E^-$.
- De même, on peut définir le temps t_{ti} pour le courant en mesurant l'intervalle du temps que met I_D pour passer de 100 % à 10 % de sa valeur inverse maximale.
- Le temps de recouvrement inverse est donné par : $t_{rr} = t_S + t_{ti}$.

c) Estimation des différents temps

D'après l'étude précédente, il s'ensuit que la fréquence à laquelle une diode pourra fonctionner correctement en régime de commutation est limitée par t_r et surtout par t_{rr} temps pendant lequel la diode continue à conduire au lieu d'être bloquée.

Afin d'estimer les différents temps, on va déterminer une équation qui tient compte de l'évolution de la charge stockée. C'est l'équation de la conservation de la charge électrique. On a vu, qu'en régime de faible injection et en polarisation directe, il y a excédent de recombinaison. Les charges injectées vont se recombiner et le semi-conducteur aura tendance à revenir à l'équilibre.

L'excès de charges apportées va diminuer d'autant plus vite que le nombre de porteurs libres susceptibles de se recombiner avec ces charges est important. La vitesse de recombinaison est proportionnelle à la charge présente et l'équation de la conservation de la charge électrique sera donnée par :

$$i(t) = \frac{Q(t)}{T} + a \frac{dQ(t)}{dt}$$

Cette équation fait apparaître deux composantes du courant. L'une proportionnelle à la charge Q , rend compte du régime permanent et l'autre traduit l'apport de charge en régime transitoire (dans la région neutre une partie « a » de la charge totale est introduite).

► Temps de désaturation t_S

Pendant le temps de désaturation, la charge totale existante dans les régions neutres passe sous l'influence du courant inverse I_R , de sa valeur initiale qui est : $Q = T_0 I_F$ à une valeur nulle. En supposant que la tension aux bornes de la diode reste constante, le courant dans la diode devient :

$$-I_R = \frac{Q(t)}{T_0} + a_0 \frac{dQ(t)}{dt}$$

Avec comme condition initiale : à $\tau = 0$, $Q_S(t) = \tau \times I_F$.

La solution générale de l'équation différentielle s'obtient en déterminant la solution de l'équation sans second membre soit :

$$Q(t) = K e^{-\frac{t}{a_0 T_0}}$$

Et une solution particulière : $Q(t) = -T_0 I_R$

Remarque. Les régions neutres sont les parties du semi-conducteur dans lesquelles la neutralité électrique est satisfaite. Par contre dans la région de zone de charge d'espace cette neutralité n'est pas respectée. La solution générale sera donc :

$$Q(t) = -T_0 I_R + K e^{-\frac{t}{a_0 T_0}} = T_0 \left[(I_R + I_F) e^{-\frac{t}{a_0 T_0}} - I_R \right]$$

Or, à l'instant t_1 , Q s'annule. En faisant un changement de la base de temps, on détermine t_S .

$$t_S = a_0 T_0 \operatorname{Ln} \left(1 + \frac{I_F}{I_R} \right)$$

T_0 est appelé temps caractéristique des minoritaires dans la région neutre. Ce temps fait intervenir la durée de vie τ ainsi que le temps de transit des porteurs dans la zone neutre.

Le temps de palier ou de plateau t_s croit avec le courant direct I_F . Il croit aussi si le courant inverse imposé par le circuit décroît en valeur absolue.

Une bonne approximation consiste à remplacer $a_0 T_0$ par la durée de vie des porteurs minoritaires. Cette quantité τ dépend du semi-conducteur, du dopage, des imperfections et de la température.

► Temps de traînage

Rappelons qu'au moment où la charge accumulée sous forme de minoritaires s'anule, la diode se bloque et son schéma équivalent devient une grande résistance R_R mise en parallèle avec une capacité de transition C_T . La valeur de la résistance série r_S est très faible par rapport à la résistance du générateur R . Le courant inverse $-I_R$ existe tant que la capacité C_T n'est pas chargée.

À l'instant t_1 , le courant dans la diode est donné par :

$$I_D = \frac{-V_E^- - 0,6 \text{ V}}{R} \approx \frac{-V_E^-}{R} \quad \text{si} \quad -V_E^- \ll 0,6 \text{ V}$$

La résistance R_R qui se trouve en parallèle sur le condensateur est très grande et par conséquent on peut négliger son effet.

$$-V_E^- - R I_D = V_D \quad \text{avec} \quad I_D = C_T \frac{dV_D}{dt}$$

On obtient une équation différentielle avec second membre :

$$RC_T \frac{dV_D}{dt} + V_D = -V_E^-$$

Les conditions initiales sont : $V_D = 0$ à l'instant : $t = t_1$.

La solution générale peut être déterminée en utilisant les conditions initiales :

$$V_D = -V_E^- \left[1 - e^{-\frac{t-t_1}{RC_T}} \right]$$

La tension V_D tend exponentiellement vers $-V_E^-$ et le courant I_D sera donné par :

$$I_D = \frac{-V_E^-}{R} \times e^{-\frac{t-t_1}{RC_T}}$$

Le temps de traînage t_{ii} peut être déduit en cherchant l'instant pour laquelle le courant de la diode atteint la dixième de sa valeur maximale, on trouve :

$$t_{ii} = RC_T \text{Ln}(10) = 2.3 RC_T$$

t_{ii} est directement proportionnel à la résistance externe du circuit.

Le temps de recouvrement inverse (*recovery time*) t_{rr} est : $t_{rr} = t_s + t_{ii}$

► Temps de montée t_r

Si on néglige la tension seuil de la diode V_0 (0,6 à 0,7 V) devant la tension d'entrée V_E , la tension aux bornes de la diode va passer de la valeur $-V_E^-$ à la valeur V_0 suivant un régime exponentiel qui fait tendre V_D vers la valeur asymptotique $+V_E^+$. Dans ce cas la constante de temps τ est égale à : $\tau = RC_T$.

$$V_D(t) = (V_E^+ + V_E^-) \left[1 - e^{-\frac{t-t_0}{RC_T}} \right] - V_E^-$$

En prenant la définition du temps de montée (variation entre 10 % et 90 %), nous obtenons :

$$t_r = RC_T \ln \left[\frac{V_E^+ + 0,9 V_E^-}{V_E^+ + 0,1 V_E^-} \right]$$

d) Amélioration du temps de désaturation t_s

Le temps de réponse de la diode prise isolément est égal à la somme de t_r , t_s et t_{ii} . Pour transmettre des trains d'impulsions de période T à travers une diode, il faut respecter les conditions suivantes :

$$T_1 > t_r \quad \text{et} \quad T_2 > t_{rr}$$

On a intérêt à minimiser les différents temps. Or t_r et t_{ii} sont proportionnels à la résistance externe R du circuit. On peut donc diminuer ces deux temps en prenant une résistance aussi faible que possible mais cette résistance ne doit pas être inférieure à une valeur minimale sous peine de détruire la diode par une consommation de courant exagérée. Par contre pour le temps de désaturation t_s , on peut utiliser différentes solutions :

- un montage permettant de compenser l'influence de la charge stockée dans la capacité C_D . Le montage souvent utilisé est le suivant : figure 4.7 ;

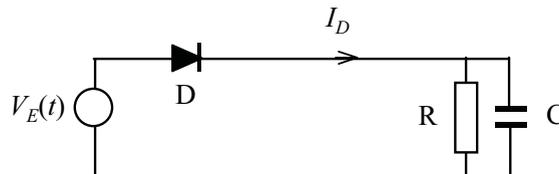


Figure 4.7 Montage avec condensateur d'accélération.

- une diode Schottky, il s'agit d'une diode spéciale à jonction métal-semi-conducteur. La charge stockée en direct dans une telle diode est très faible ce qui donne un temps de désaturation très faible.

4.3 LE TRANSISTOR EN COMMUTATION

Après être resté longtemps un composant réservé à l'application linéaire, le transistor est devenu un composant de commutation. Ce composant est utilisé alors comme interrupteur. Les paramètres importants pour les transistors en communication sont différents de ceux qui sont utilisés dans le cas d'un fonctionnement en régime linéaire.

En régime linéaire, il y a à peu près proportionnalité entre I_C et I_B :

$$I_C = \beta I_B$$

En régime non linéaire (ou saturé), I_C est fixé par le circuit collecteur. On utilise cependant la propriété d'amplification :

$$I_C = \beta_f I_B \text{ avec : } \beta_f < \beta, \quad \beta_f \text{ s'appelle le gain forcé.}$$

4.3.1 Définitions des temps de commutation

Pour définir les différents temps de commutation on utilise le montage de la figure 4.8 (a) pour lequel on peut tracer le réseau de caractéristique ainsi que la droite de charge, figure 4.8 (b). On obtient trois domaines de fonctionnement :

Domaine de fonctionnement normal direct. Le point de fonctionnement doit être situé sur le segment BC. La tension V_{CE} étant supérieure à la tension base-émetteur, on retrouve une jonction polarisée en inverse qui est une condition nécessaire pour le fonctionnement linéaire du transistor.

Domaine du régime bloqué. Pour les points de fonctionnement correspondant à la région AB du réseau de caractéristiques, le courant I_C se réduit au courant de fuite I_{CB0} . Cette condition est obtenue en annulant (ou en polarisant négativement) la tension base-émetteur.

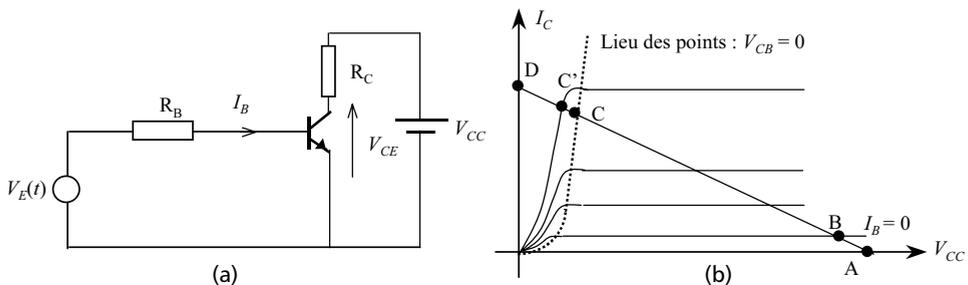


Figure 4.8 Montage de polarisation (a) et réseau de caractéristiques d'un transistor NPN (b).

Domaine du régime saturé. Pour les points de fonctionnement situés entre C et D, c'est-à-dire la région des grands courants collecteurs, le transistor est dit saturé. Cette zone correspond à des tensions V_{CE} inférieures ou égales à la tension base-émetteur V_{BE} .

Si la tension d'entrée V_E passe instantanément d'une valeur positive $+V_E^+$ à une valeur négative $-V_E^-$ et inversement, on obtient les chronogrammes de la figure 4.9.

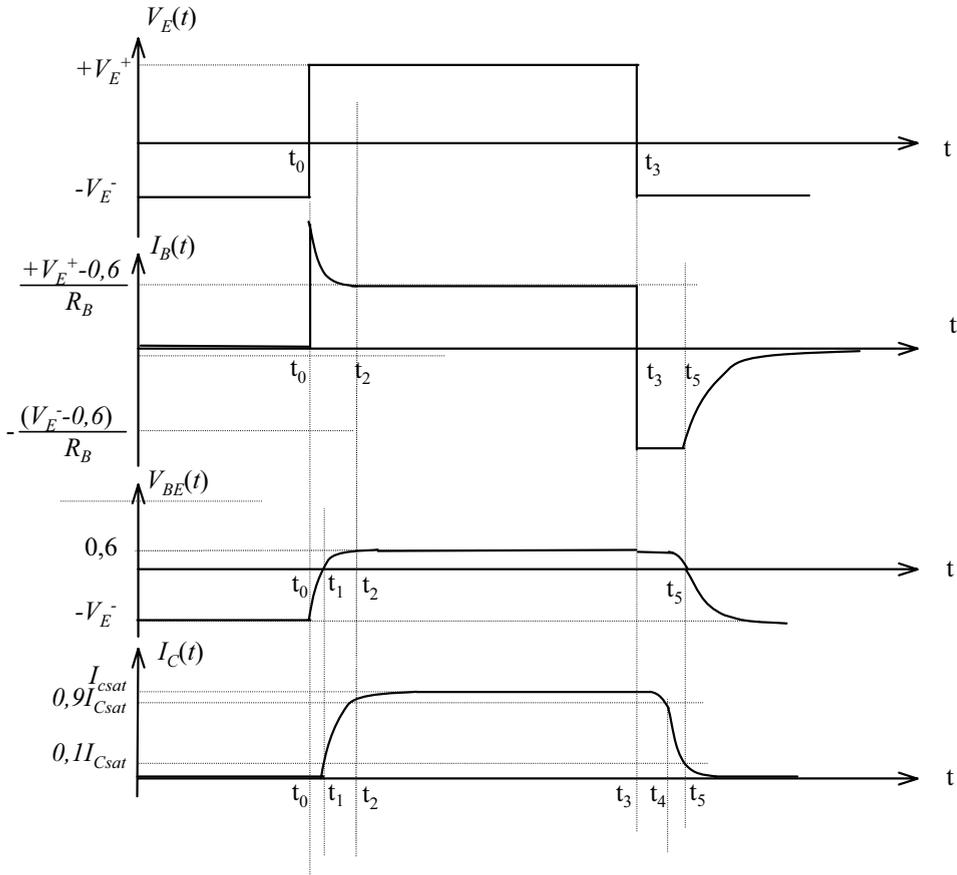


Figure 4.9 Différentes allures pour un transistor NPN en commutation.

- Avant l'instant t_0 , la tension de commande V_E est négative et égale à $-V_E^-$, le transistor est bloqué puisque la jonction base-émetteur est polarisée en inverse et par conséquent le courant I_B est nul.
- À l'instant t_0 , le signal d'entrée monte instantanément jusqu'à la valeur maximale $+V_E^+$, le courant de base charge les capacités de transition côté émetteur C_{TE} et côté collecteur C_{TC} et la tension base-émetteur V_{BE} augmente de façon exponentielle. À partir de l'instant t_1 , la tension V_{BE} devient positive et le courant I_C augmente rapidement.

L'intervalle (t_0, t_1) est appelé temps de retard t_d (*delay time*). C'est le temps nécessaire pour que le courant collecteur I_C atteigne le dixième de sa valeur finale. Ce

temps est la somme du temps nécessaire pour que I_B charge C_T et le temps nécessaire pour que les porteurs minoritaires ayant franchi la jonction du côté émetteur, arrivent à la jonction du côté collecteur.

- À partir de l'instant t_1 et jusqu'à l'instant t_2 , le courant collecteur passe du dixième aux neuf dixièmes de sa valeur finale. L'intervalle (t_1, t_2) est appelé temps de montée du courant collecteur t_r (*rise time*). Cet intervalle de temps correspond au passage progressif de la jonction base-collecteur d'une polarisation inverse pour devenir polarisée en direct.

Remarque. On appelle temps d'enclenchement ou de fermeture t_{on} , le temps :

$$t_{on} = t_d + t_r$$

- Pendant l'intervalle de temps (t_2, t_3) , le transistor fonctionne en régime de saturation et à partir de l'instant t_3 , le signal d'entrée bascule instantanément pour prendre la valeur négative $-V_E^-$. On remarque pourtant que le courant collecteur ne varie pas jusqu'à l'instant t_4 où I_C diminue pour prendre la valeur $0,9 \cdot I_{Csat}$.

L'intervalle de temps (t_3, t_4) est appelé temps de désaturation t_S (*storage time*). On trouve aussi dans la littérature : temps d'accumulation, temps de restitution ou temps de stockage. Quelle que soit l'appellation donnée à t_S , il s'agit d'un intervalle de temps pendant lequel circule un courant de base inverse limité par la résistance R_B . Ce courant permet d'évacuer progressivement l'excès d'électrons injectés dans la base

- En t_4 , le transistor sort de la saturation et le courant de collecteur commence de descendre jusqu'à ce qu'il atteigne la valeur $0,1 \times I_{Csat}$ à l'instant t_5 . Pendant l'intervalle de temps (t_4, t_5) , le courant de base inverse continue de circuler et décharge la capacité C_T .

L'intervalle de temps (t_4, t_5) s'appelle temps de descente ou temps de chute t_f (*fall time*).

Remarque. On appelle temps d'ouverture ou de déclenchement t_{off} , le temps :

$$t_{off} = t_S + t_f$$

4.3.2 Estimation des temps de commutation

Afin de simplifier le calcul, on va étudier quantitativement les temps de commutation dans le cas simple où le transistor est commandé en courant autrement dit une haute impédance d'attaque. On suppose aussi que le transistor est chargé par une résistance très faible devant l'impédance interne de sortie du transistor. Pratiquement, ceci revient à choisir R_B assez élevée et R_C assez faible. Dans ce cas, on peut négliger la réaction interne du transistor.

Ebers et Moll ont montré qu’une bonne approximation de la commutation d’un transistor peut être obtenue en utilisant les formules applicables en petits signaux (schéma équivalent en petits signaux). On a vu que tous les temps de commutation sont dus à des charges (ou des décharges) de condensateurs. On rappelle que le schéma équivalent d’un transistor monté en émetteur commun est représenté à la figure 4.10.

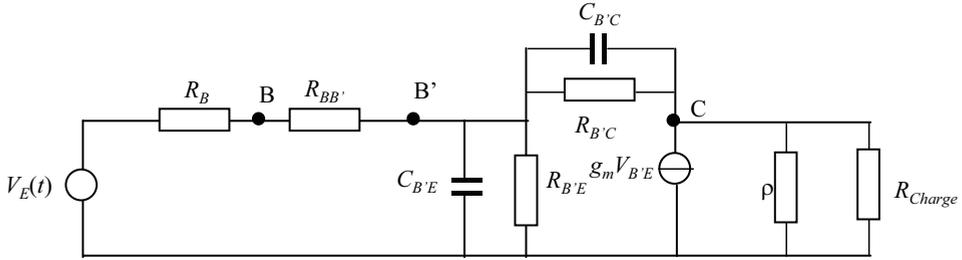


Figure 4.10 Schéma équivalent valable en régime transitoire.

Ce schéma se simplifie considérablement si on admet un fonctionnement par commande en courant et que la charge est très faible pour pouvoir utiliser le régime de court-circuit. Dans ce cas les paramètres $R_{CB'}$, $C_{BB'}$ et ρ n’interviennent pas. Sachant ainsi que $R_{BB'}$ est très faible devant R_B , le schéma équivalent devient celui donné à la figure 4.11.

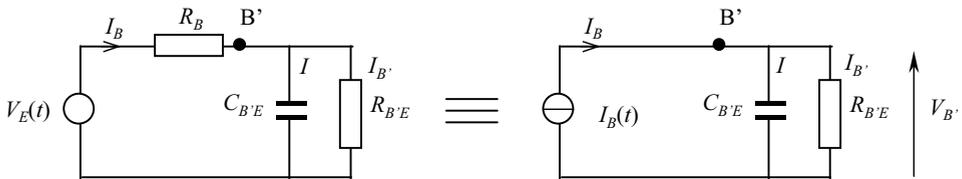


Figure 4.11 Simplification du schéma équivalent.

a) Temps de montée

► Cas d’une impulsion provoquant juste la saturation

La mise en équation de ce type de montage est assez simple et on trouve un courant $I_{B'}$ donné par la formule :

$$I_{B'} = I_B \left[1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right] \text{ avec : } \tau = R_{B'E} C_{B'E}$$

On voit donc que le courant utile $I_{B'}$ évolue d’une façon exponentielle analogue à celui obtenu à l’aide d’un circuit intégrateur. Le courant I_C sera déduit de l’équation précédente en posant : $I_C = \beta I_{B'}$

$$I_C = \beta I_B \left[1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right]$$

Par conséquent, pour laisser passer un courant collecteur continu I_C , si la base ne reçoit que le courant nécessaire pour avoir la saturation, on aura un temps de montée (passage de 10 % à 90 % de la valeur finale) :

$$t_r = 2,2R_{B'E}C_{B'E}$$

Généralement, les constructeurs donnent presque toujours la valeur de la fréquence de transition f_T , comme ils donnent β pour le même point de fonctionnement, il est facile de déduire f_β .

$$f_T = \beta f_\beta \text{ et } \omega_B = \frac{1}{R_{B'C}C_{B'E}}$$

Le temps de montée devient :

$$t_r = \frac{2,2\beta}{2\pi f_T}$$

Remarque. Ce raisonnement est vrai même si I_B ne provoque pas la saturation et permet aux transistors d'être dans sa zone de fonctionnement linéaire.

► Cas d'une impulsion provoquant une sursaturation

Les cas précédemment envisagés étaient ceux pour lesquels I_B prenait des valeurs telles que le produit βI_B permettait juste la saturation. Mais il peut aussi arriver qu'on désire surexciter le transistor ce qui permet comme on va le voir de diminuer le temps de montée. Dans ce cas seule une portion de l'exponentielle se trouve décrite et le temps de montée est bien plus court que celui étudié auparavant.

Prenons un exemple simple illustré par la figure 4.12. On suppose β égale à 100, et on néglige la tension de saturation $V_{CE(sat)}$. Le courant de saturation est donné par :

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC}}{R_C} = 10 \text{ mA}$$

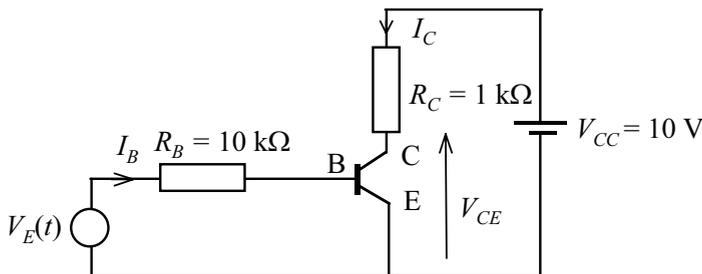


Figure 4.12 Montage de polarisation d'un transistor NPN.

En négligeant la tension V_{BE} devant la tension V_E (on suppose donc qu'il s'agit d'une attaque en courant), le temps de montée déterminé précédemment s'il n'y a pas de sursaturation est donné par :

$$t_r = 2,2R_{B'E}C_{B'E}$$

Pour le cas qui nous intéresse, le courant de base nécessaire pour avoir la saturation est :

$$I_{B(\text{sat})} = 0,1 \text{ mA}$$

Supposons maintenant qu'on injecte un courant $I_B = 0,3 \text{ mA}$, qui est supérieur à $I_{B(\text{sat})}$. La relation $I_C = \beta \times I_B$ ne sera plus satisfaite et il est évident que le courant collecteur I_C ne peut pas devenir supérieur à $I_{C(\text{sat})}$ (légèrement inférieur à V_{CC}/R_C).

On parle dans ce cas d'un gain en courant forcé β_f tel que :

$$I_{C(\text{sat})} = \beta_f \times I_B$$

Le courant de collecteur I_C croît exponentiellement selon l'équation :

$$I_C = \beta I_B \left[1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right] = 30 \left[1 - e^{-\frac{t}{R_{B'E}C_{B'E}}} \right] \text{ mA}$$

I_C atteint la valeur $I_{C(\text{sat})} = 10 \text{ mA}$ en un temps t donné par :

$$t_r = R_{B'E}C_{B'E} \ln \left(\frac{30}{30 - 10} \right) = 0,4R_{B'E}C_{B'E}$$

On constate qu'il n'y a absolument pas lieu ici de définir un temps de montée qui passe de 10 % à 90 % d'une valeur correspondant à un régime permanent. Cependant, on peut toujours calculer la variation entre 10 % et 90 %. Nous représentons à la figure 4.13 les deux cas étudiés : c'est-à-dire le cas d'une surexcitation de transistor avec $I_B = 0,1 \text{ mA}$ et le cas où $I_B = I_{B(\text{sat})}$.

Conclusion. Plus le gain forcé est faible (taux de saturation le plus élevé) plus le temps de montée est rapide. Dans le cas général et en prenant la définition classique du temps de montée (passage de 10 % à 90 %), on obtient :

$$t_r = \tau \times \ln \left(\frac{k - 0,1}{k - 0,9} \right) = \frac{\beta}{2\pi f_T} \times \ln \left(\frac{k - 0,1}{k - 0,9} \right)$$

k est le degré ou le taux de saturation du transistor (*overdrive factor*) dont la valeur est donnée par :

$$k = \frac{\beta I_B}{I_{C(\text{sat})}}$$

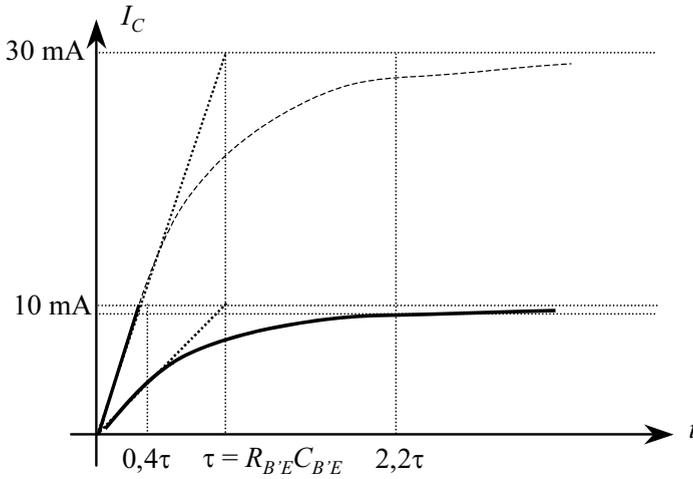


Figure 4.13 Amélioration du temps de montée par sursaturation.

b) Temps de descente t_f

Prenons le cas simple d'un transistor rendu conducteur à la limite de la saturation. Si l'entrée est soudainement ramenée à zéro, le courant du collecteur ne peut pas revenir instantanément à zéro. En effet les porteurs minoritaires injectés dans la base continuent à diffuser vers le collecteur et ce en l'absence d'un champ accélérateur (tension base-émetteur rendue nulle).

Le courant deviendrait nul en suivant une décroissance avec une constante de temps :

$$\tau = R_{B'E}C_{B'E}$$

Le temps de descente t_d serait égal à :

$$t_d = 2,2R_{B'E}C_{B'E}$$

Ce temps serait dans la plupart des cas beaucoup trop long. Par contre, en présence d'un courant de base inverse I_{BR} , le temps de chute devient plus petit que $2,2R_{B'E}C_{B'E}$.

L'expression du temps de chute est la différence d'un terme qui traduit la décroissance pour un courant de base nul, et d'un terme correspondant à l'effet de l'inverse :

$$I_C = I_{C(sat)}e^{-\frac{t}{\tau}} - \beta I_{BR} \left[1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right] \text{ mA}$$

La décroissance du courant résulte de la différence qui existe entre les deux exponentielles de la figure 4.14.

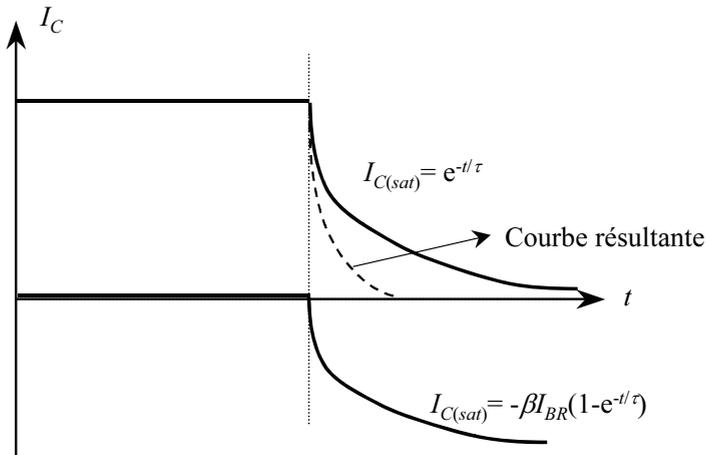


Figure 4.14 Amélioration du temps de descente.

On prend le cas étudié de la figure 4.8 (a) et on suppose que le courant I_B est : $I_B = I_{B(sat)} = 0,1 \text{ mA}$, le courant I_C devient : $I_C = I_{C(sat)} = 10 \text{ mA}$.

On a vu que le temps de descente est égal au temps de montée :

$$t_r = t_d = 2,2 \times \tau = 2,2 \times R_{B'E} C_{B'E}$$

On examine le gain apporté sur le temps de chute si on injecte un courant inverse de $0,1 \text{ mA}$. On va chercher le temps au bout duquel le courant collecteur s'annule. L'équation précédente devient :

$$I_C = I_{C(sat)} e^{-\frac{t}{\tau}} - \beta I_{BR} \left[1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right] \text{ mA}$$

Soit en remplaçant par les valeurs numériques :

$$0 = 10 \text{ mA} \times e^{-\frac{t}{\tau}} - 100 \times (0,1 \text{ mA}) \times \left[1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right]$$

Le temps de descente devient dans ce cas :

$$t_d = 0,69 \times R_{B'E} C_{B'E}$$

On remarque que le gain est appréciable puisque nous avons réduit le temps dans un rapport supérieur à 3.

c) Temps de restitution t_S

Pour estimer ce temps de désaturation, on va supposer le cas d'un signal d'entrée de forte amplitude pour que le point de fonctionnement se trouve dans la zone de saturation (segment C,D). La jonction base-collecteur est polarisée en directe dans le cas d'un transistor NPN. Le collecteur va se comporter comme l'émetteur en injectant dans la base des porteurs minoritaires. Le temps nécessaire pour évacuer ces charges serait d'autant plus élevé que le taux de sursaturation k est grand (figure 4.15).

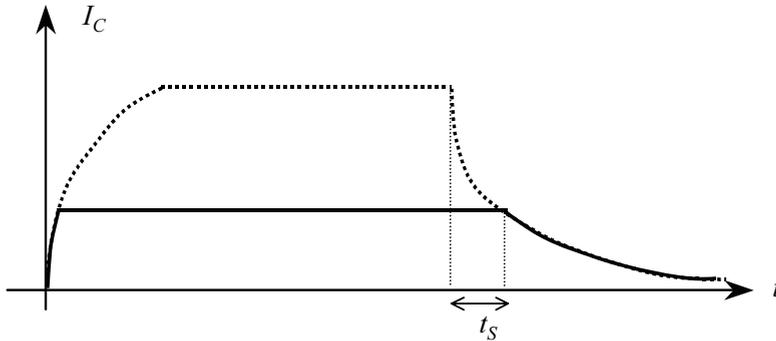


Figure 4.15 Temps de restitution.

Pour bloquer le transistor, il faut donc retirer tous les porteurs minoritaires injectés par l'émetteur et par le collecteur. L'expression pour t_S sera donnée par :

$$t_S = \frac{\beta}{2\pi f_T} \ln \left(\frac{\beta I_{BF}}{I_{C(sat)}} \right)$$

On remarque que t_S augmente avec le courant direct I_{BF} injecté à la base, or l'augmentation de I_{BF} permettrait de réduire le temps de montée t_r . Plusieurs solutions peuvent être proposées et nous allons citer trois :

- on utilise une surexcitation pour diminuer le temps de montée et une excitation inverse (I_{BR}) pour minimiser le temps de déstockage ;
- on place une diode Schottky (il s'agit d'une jonction métal-semi-conducteur) en parallèle sur la diode collecteur-base. La diode Schottky étant trop rapide et ayant une tension directe de l'ordre de 0,3 V, elle conduit avant que le transistor ne soit entré en régime de saturation, ce qui évite donc les charges stockées ;
- on met un condensateur d'accélération aux bornes de la résistance R_B . Ce condensateur se comporte comme un court-circuit en régime transitoire, le courant direct I_{BF} devient trop important lors de la commutation puis ce courant tend vers le courant du régime permanent qui doit être bien calculé pour ne pas provoquer une accumulation des charges au niveau de la base.

d) Temps de retard t_d

Avant l'instant $t = t_0$, la tension de commande est négative et le transistor est bloqué. À partir de t_0 , la tension de commande passe instantanément à la valeur positive égale à $+V_E^+$. Le rôle du courant I_B est tout d'abord d'évacuer les charges de transition pour débloquer le transistor et ensuite d'amener le potentiel de la base à être positive. La durée de cette phase est un temps de retard t_d . Ce temps est assez faible et c'est l'effet des capacités parasites qui intervient.

Ce qu'il faut retenir

■ On définit pour une diode en commutation les temps suivants :

– temps de désaturation t_S :

$$t_S = a_0 T_0 \text{Ln} \left(1 + \frac{I_F}{I_R} \right)$$

Ce temps de palier ou de plateau t_S croit avec le courant direct I_F .

– temps de traînage t_{ii} peut être déduit en cherchant l'instant pour laquelle le courant de la diode atteint la dixième de sa valeur maximale, on trouve :

$$t_{ii} = RC_T \text{Ln}(10) = 2.3 RC_T$$

t_{ii} est directement proportionnel à la résistance externe du circuit.

Le temps de recouvrement inverse est donné par : $t_{rr} = t_S + t_{ii}$

■ On définit pour un transistor en commutation les temps suivants :

– temps de montée (passage de 10 % à 90 % de la valeur finale) :

$$t_r = 2,2 R_{B'E} C_{B'E}$$

– temps de retard t_d : ce temps est assez faible et c'est l'effet des capacités parasites qui intervient.

– temps de descente :

$$t_d = 2,2 R_{B'E} C_{B'E} = t_r$$

– temps de restitution t_s :

$$t_s = \frac{\beta}{2\pi f_T} \ln \left(\frac{\beta I_{BF}}{I_{C(\text{sat})}} \right)$$

On appelle temps d'enclenchement ou de fermeture t_{on} , le temps :

$$t_{on} = t_d + t_r$$

On appelle temps d'ouverture ou de déclenchement, t_{off} , le temps :

$$t_{off} = t_s + t_f$$

EXERCICES

Exercice 4.1 Diode en commutation

On donne le montage de la figure 4.16. La tension $V_E(t)$ est une tension qui commute instantanément entre $+20\text{ V}$ et -10 V . On suppose que la tension seuil de la diode est de $0,6\text{ V}$. On donne : $R_1 = 99\ \Omega$ et $R_2 = 1\ \Omega$.

1. Donner l'allure de la tension V_{R2} et de la tension V_D . Indiquer les valeurs maximales atteintes.
2. On mesure un temps de plateau t_S de $0,7\ \mu\text{S}$. Calculer la charge stockée par la diode lors de son fonctionnement en direct. En déduire la durée de vie des porteurs.
3. La tension $V_E(t)$ commute maintenant entre $+20\text{ V}$ et -20 V . Représenter l'allure de la tension V_{R2} et de la tension V_D en tenant compte des données de la question 2.

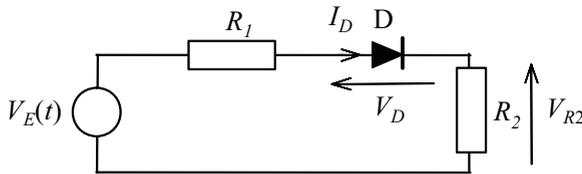


Figure 4.16 Schéma de polarisation de la diode en régime transitoire.

► Solution

1. Allure de la tension V_{R2} et de la tension V_D

Étudions l'évolution dans le temps de la tension V_{R2} qui est l'image du courant du courant parcourant la diode ainsi que de la tension apparaissant aux bornes de cette diode (figure 4.19).

- Avant l'instant t_0 , la diode est polarisée en direct, V_D vaut $0,6\text{ V}$ et le courant I_F qui circule dans la diode provoque le stockage dans la jonction d'une charge électrique Q .

$$V_{R2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times (V_E^+ - V_D) = \frac{1}{100} \times (20 - 0,6) = 194\text{ mV}$$

- À l'instant t_0 , la tension V_E commute instantanément et passe à une valeur négative $-V_E^-$ qui tend à bloquer la diode D. Entre t_0 et t_1 , sous l'influence de $-V_E^-$, la charge Q va être évacuée, V_D reste positive égale à $0,6\text{ V}$ et par conséquent le courant inverse est également positif. Pendant cet intervalle de temps t_S , il y a donc une élimination des charges stockés dans la jonction. On a la situation de la figure 4.17.

On applique la loi des mailles pour déterminer l'image du courant :

$$V_{R2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times (V_E^- - V_D) = \frac{1}{100} \times (-10 - 0,6) = -106\text{ mV}$$

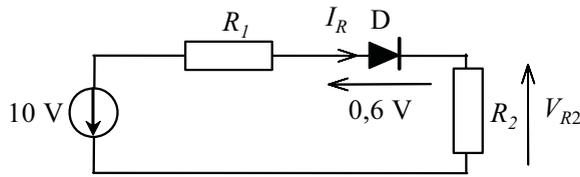


Figure 4.17 Configuration du circuit au moment de la commutation vers $-V_E^-$.

- Dès l'instant t_1 , la charge Q devient nulle, le courant inverse permet de charger la capacité de transition sous une tension $-V_E^-$. Le champ électrique dans la zone de transition va augmenter et la barrière de potentiel va s'établir progressivement.
- À l'instant t_2 , la tension V_E fait un saut et devient positive $+V_E^+$. Un courant direct I_F s'établit et permet de charger la capacité de transition C_T sous une tension $+V_E^+$. Or, C_T était chargée négativement, un pic de courant I_F est observé et le courant diminue progressivement jusqu'à t_3 instant pour laquelle on obtient le régime permanent. À l'instant t_2 on a la configuration de la figure 4.18.

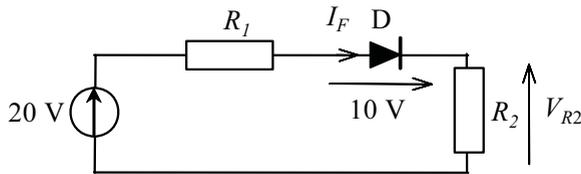


Figure 4.18 Configuration du circuit au moment de la commutation vers $+V_E^+$.

On applique la loi des mailles pour déterminer l'image du courant :

$$V_{R2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times (V_E^+ + V_E^-) = \frac{1}{100} \times (+20 + 10) = + 300 \text{ mV}$$

On donne à la figure 4.19 les allures de la tension d'entrée, de V_D et de V_{R2} .

2. Calcul de la charge stockée par la diode de la durée de vie des porteurs

La charge accumulée Q_{accum} lors du fonctionnement en direct grâce au courant direct I_F est évacuée après la commutation durant le temps du plateau t_S . L'évacuation s'effectue sous un courant inverse I_R .

$$Q_{\text{accum}} = Q_{\text{évacuée}}$$

$$\text{Or, } Q_{\text{évacuée}} = I_R \times T_S = 106 \cdot 10^{-3} \times 0,7 \cdot 10^{-6} = 74,2 \cdot 10^{-9} \text{ C}$$

Cette quantité de charges a été accumulée en direct avec un temps qui représente la durée de vie moyenne des charges τ . Il en résulte :

$$Q_{\text{évacuée}} = 74,2 \cdot 10^{-9} \text{ C} = Q_{\text{accumulée}} = I_F \times \tau$$

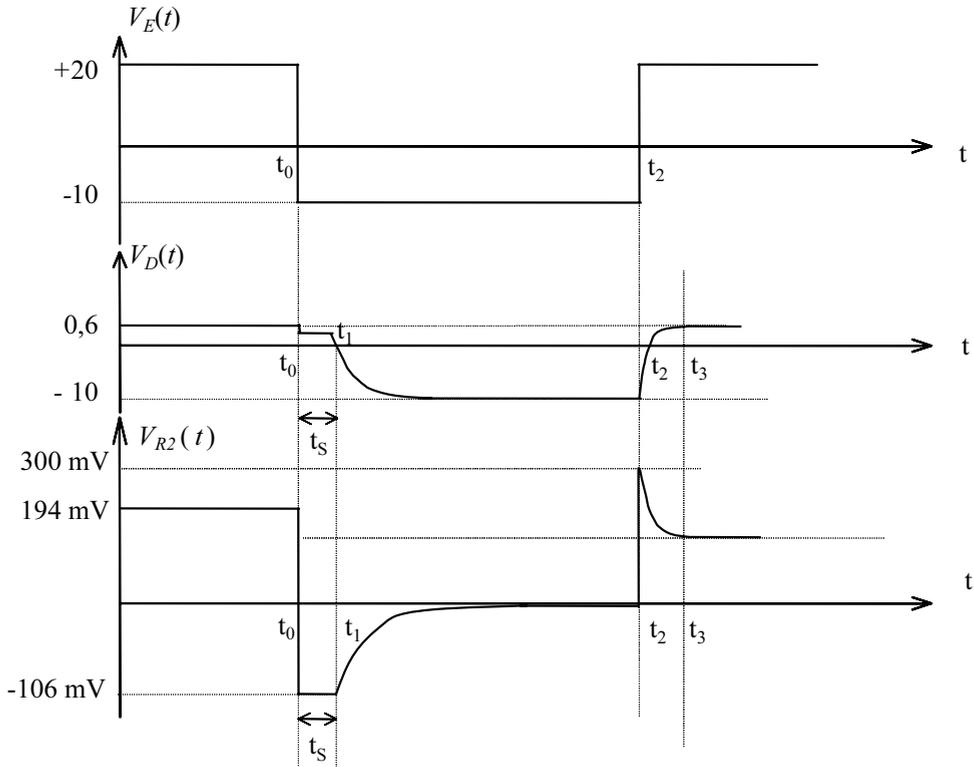


Figure 4.19 Allures de V_E , V_D et de V_{R2} .

On en déduit la durée de vie :

$$\tau = \frac{74,2 \cdot 10^{-9} \text{ C}}{194 \times 10} = 3,8 \times 10^{-7} \text{ S}$$

3. Cas d'une commutation entre + 20 V et - 20 V

Lorsque la tension commute entre + 20 V et - 20 V. Le courant direct I_F reste inchangé, la charge accumulée Q_{accum} lors du fonctionnement en direct reste inchangée aussi. Mais le courant inverse devient :

$$V_{R2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times (V_E^- - V_D) = \frac{1}{100} \times (-20 - 0,6) = -206 \text{ mV}$$

soit : $I_R = -206 \text{ mA}$

Ce courant est pratiquement le double du courant trouvé à la première question. Le temps d'évacuation des charges se trouve ainsi modifié et devient :

$$Q_{\text{accumulée}} = 74,2 \times 10^{-9} \text{ C} = Q_{\text{évacuée}} = I_R \times t_S$$

Soit : $t_S = \frac{74,2 \times 10^{-9} \text{ C}}{206 \times 10^{-3}} = 3,6 \times 10^{-6} \text{ S}$

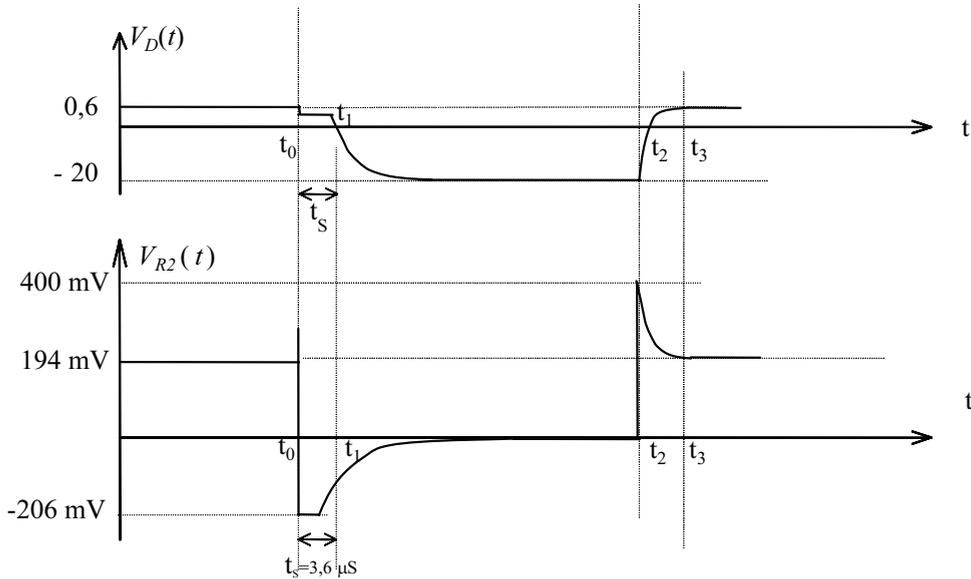


Figure 4.20 Allures de V_D et de V_{R2} en tenant compte de la deuxième question.

L'image du courant juste après la transition de $-V_E^-$ à $+V_E^+$ est :

$$V_{R2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times (V_E^+ + V_E^-) = \frac{1}{100} \times (+20 + 20) = +400 \text{ mV}$$

Exercice 4.2 Aide au blocage d'une diode en commutation

On donne le montage de la figure 4.21 (a). La tension $V_E(t)$ commute entre +20 V et -10 V et on donne la valeur de $R = 100 \Omega$.

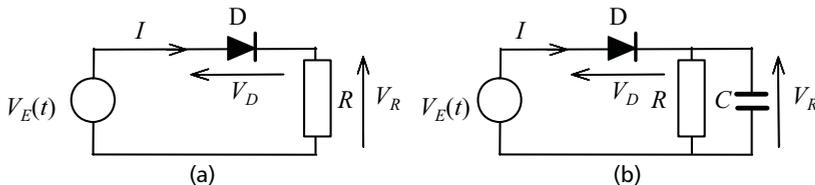


Figure 4.21 Schéma de polarisation de la diode en régime transitoire.

1. La visualisation de la tension V_D donnée à la figure 4.22 montre qu'au moment de la commutation entre +20 V et -10 V, V_D varie légèrement de 0,1 V.

Donner les schémas équivalents en inverse juste avant et après la commutation. Expliquer le phénomène précédent et calculer le paramètre qu'on peut déduire.

2. On rajoute un condensateur d'aide au blocage : figure 4.21 (b). On désigne par τ la durée de vie des porteurs minoritaires ($\tau = 0,5 \mu\text{s}$). Donner l'expression de la charge stockée par la diode en fonctionnement direct ainsi que la charge stockée par le condensateur C .

3. Au moment de la transition, Donner l'expression de la variation de charges que subit le condensateur C . Trouver la condition nécessaire pour évacuer instantanément toutes les charges accumulées dans la jonction de la diode.

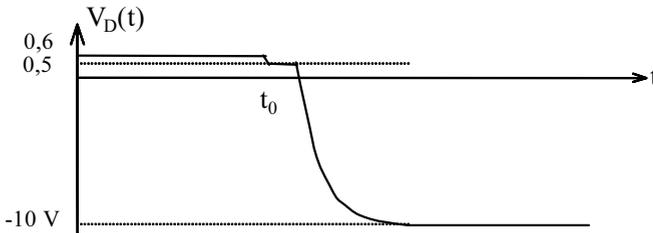


Figure 4.22 Allure de $V_D(t)$ au moment de la commutation.

► Solution

1. Schémas équivalents juste avant et après la commutation

La diode réelle peut être modélisée par une jonction PN idéale constituée d'une résistance en parallèle avec un condensateur de capacité de transition C_T et un condensateur de capacité de diffusion C_D , le tout en série avec une résistance r_S due au semi-conducteur.

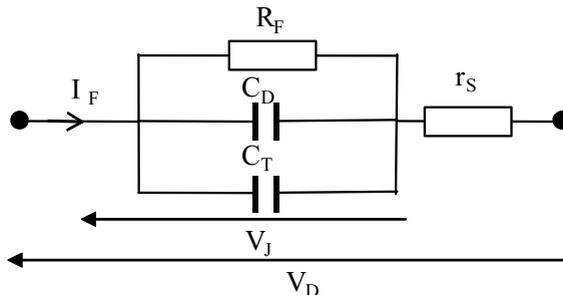


Figure 4.23 Schéma équivalent de la jonction polarisée en inverse.

Au départ, en polarisation directe, on a un courant direct I_F :

$$I_F = \frac{V_E^+ - V_D}{R} = \frac{+20 - 0,6}{100} = 194 \text{ mA}$$

La différence de potentiel en direct V_{DF} aux bornes de la diode réelle est donc :

$$V_{DF} = V_J + r_S I_F = V_J + r_S \times 194 \times 10^{-3}$$

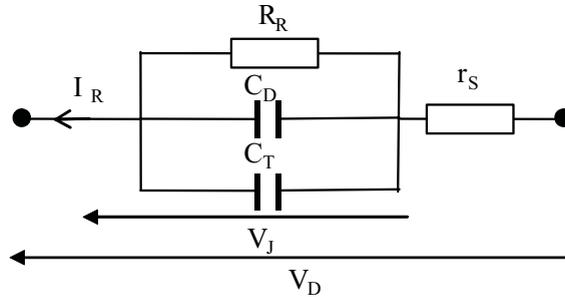


Figure 4.24 Schéma équivalent de la jonction polarisée en inverse juste après t_0 .

L'évolution dans le temps de la tension V_D montre un léger décrochement. À l'instant, $t = t_0$, la tension bascule et passe à -10 V. Mais la jonction a accumulé des charges dans les condensateurs et ces charges doivent être évacuées sous l'effet du courant inverse I_R .

Juste après t_0 , en polarisation inverse, on a un courant inverse qui est créé, I_R :

$$I_R = \frac{-V_E^- - V_D}{R} = \frac{-10 - V_D}{100} \approx -106 \text{ mA}$$

La différence de potentiel en inverse V_{DR} aux bornes de la diode réelle est donc :

$$V_D = V_J - r_S I_R = V_J - r_S \times 106 \times 10^{-3}$$

Au moment de la commutation, la diode réelle va subir donc une variation de sa différence de potentiel. Cette différence notée ΔV_D est :

$$\Delta V_D = V_{DF} - V_{DR} = (V_J + r_S I_F) - (V_J - r_S I_R) = r_S \times (I_F - I_R)$$

On tire donc la valeur de la résistance série r_S :

$$r_S = \frac{\Delta V_D}{I_F + I_R} = \frac{0,1\text{V}}{194 + 106} \times 10^3 = 0,5 \Omega$$

2. Étude avec le condensateur d'aide au blocage

La charge accumulée Q_{accum} lors du fonctionnement en direct grâce au courant direct I_F est :

$$Q_{\text{accumulée}} = I_F \times \tau = \frac{20 - 0,6}{R} \times \tau = 0,194 \times \tau = 97 \times 10^{-9} \text{ C}$$

Aux bornes du condensateur C , on trouve une tension $V_C = V_R = 19,4 \text{ V}$. Ce condensateur va accumuler une charge Q_C :

$$Q_C = C \times 19,4 \text{ en coulombs}$$

3. Calcul de la valeur de la capacité C

La tension commute entre $+20 \text{ V}$ et -10 V . La tension aux bornes de la diode reste inchangée tant que l'évacuation des charges accumulées par la jonction n'est pas terminée. La tension aux bornes du condensateur C s'inverse et la charge par celui-ci devient Q'_C :

$$Q'_C = C \times (-10 - 0,6) \times C = -10,6 \times C$$

La charge aux bornes du condensateur a varié d'une quantité :

$$\Delta Q_C = Q_C - Q'_C = C \times (19,4 - (-10,6)) = C \times 30$$

Pour annuler le temps du plateau, il faut que la quantité de charge accumulée par la jonction soit aspirée par le condensateur :

$$\Delta Q_C = C \times 30 = Q_{\text{accumulée}}$$

On en déduit donc la valeur du condensateur qui permet une évacuation instantanée des charges :

$$C \times 30 = 70 \times 10^{-9} \Rightarrow C = \frac{70 \times 10^{-9}}{30} = 2,33 \times 10^{-9} \text{ F}$$

Exercice 4.3 Transistor en commutation

On donne le montage de la figure 4.25 (a). La tension $V_E(t)$ est une tension carrée qui commute entre $+V_E$ et 0 V . On suppose que $\beta = 100$ et on néglige la tension de saturation entre collecteur et émetteur : $V_{CE(\text{sat})} = 0 \text{ V}$, la tension à la saturation entre base et émetteur est : $V_{BE(\text{sat})} = 0,6 \text{ V}$, $R_B = 10 \text{ k}\Omega$, $R_C = 1 \text{ k}\Omega$ et $V_{CC} = 10 \text{ V}$.

1. On utilise une impulsion $+V_E$ qui provoque juste la saturation. Calculer l'amplitude de cette tension et montrer que le courant I_B est :

$$I'_B = I_{B(\text{sat})} \left(1 - e^{-t/\tau} \right) \text{ avec : } \tau = R'_B C'_B$$

En déduire que le temps de montée du courant I_C est :

$$t_r = 2,2 \times \tau = 2,2 \times R'_B C'_B$$

2. On utilise maintenant une impulsion : $+V'_E = 4V_{E(\text{sat})}$. Calculer le temps t'_r que laisse le courant I_C pour atteindre la valeur : $I_C = 0,9I_{C(\text{sat})}$.

3. Le constructeur donne souvent la fréquence de transition du transistor et son gain en courant :

$$f_T = \beta f_\beta \quad \text{et} \quad \omega_\beta = \frac{1}{R_{B'E} C_{B'E}}$$

Calculer les temps déterminés précédemment dans le cas suivant :

$$f_T = 300 \text{ MHz} \quad \text{et} \quad \beta = 100.$$

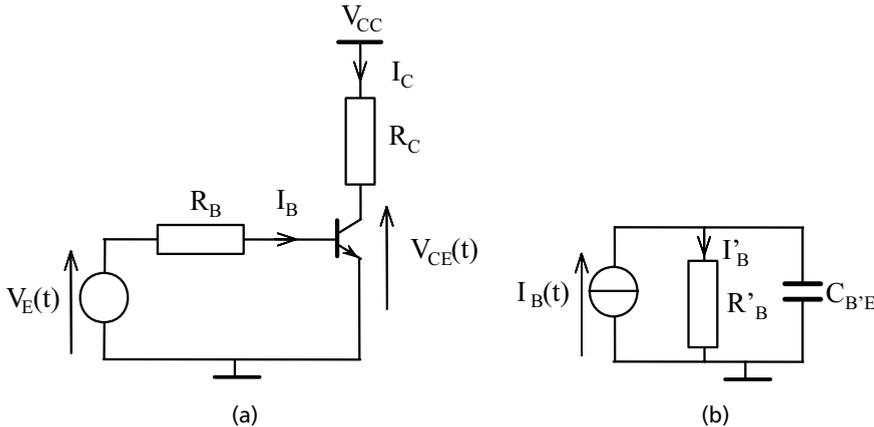


Figure 4.25 Montage de commutation (a) et schéma équivalent du côté base-émetteur (b).

► Solution

1. Cas d'une impulsion $+V_E$ qui provoque juste la saturation

L'expression du courant de saturation est :

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{V_{CC} - V_{CE(\text{sat})}}{R_C} = \frac{V_{CC}}{R_C} = \beta I_{B(\text{sat})} = \frac{10}{10^{-3}} = 10 \times 10^{-3} \text{ A}$$

Or,

$$I_{B(\text{sat})} = \frac{+V_E - V_{BE(\text{sat})}}{R_B} = \frac{I_{C(\text{sat})}}{\beta} = \frac{V_{CC}}{\beta R_C}$$

Application numérique.

$$I_{B(\text{sat})} = \frac{+V_E - 0,6}{10^4} = \frac{10}{100 \times 10^3} = 10^{-4} \text{ A},$$

on en déduit : $+V_E = 1,6 \text{ V}$

L'amplitude 1,6 V de la tension $+V_E$ donne un courant $I_{B(\text{sat})}$ qui permet juste d'avoir une saturation. On applique le diviseur de courant et on déduit :

$$I_{B'} = \frac{1}{1 + j R_{B'E} C_{B'E} \omega} \times I_{B(\text{sat})} = \frac{1}{1 + \tau p} \times I_{B(\text{sat})} \quad \text{avec : } \tau = R_{B'E} C_{B'E}$$

On retrouve la forme standard d'un filtre passe-bas de premier ordre. La résolution de cette équation est simple (équation différentielle de premier ordre). On peut aussi utiliser la table de Laplace et on déduit :

$$I_{B'} = I_{B(\text{sat})} \left(1 - e^{-t/\tau} \right) \text{ avec : } \tau = R_{B'E} C_{B'E}$$

Nous voyons donc que le courant utile $I_{B'}$ évolue d'une façon exponentielle. Le courant I_C sera déduit de l'équation précédente en posant : $I_C = \beta I_{B'}$.

$$I_C = \beta I_{B(\text{sat})} \left(1 - e^{-t/\tau} \right) \text{ avec : } \tau = R_{B'E} C_{B'E}$$

Par conséquent, le temps de montée (passage de 10 % à 90 % de la valeur finale) de $I_{C(\text{sat})}$ est déterminé par :

$$\begin{cases} 0,1 I_{C(\text{sat})} = \beta I_{B(\text{sat})} \left(1 - e^{-t_1/\tau} \right) = I_{C(\text{sat})} \left(1 - e^{-t_1/\tau} \right) \\ 0,9 I_{C(\text{sat})} = \beta I_{B(\text{sat})} \left(1 - e^{-t_2/\tau} \right) = I_{C(\text{sat})} \left(1 - e^{-t_2/\tau} \right) \end{cases}$$

On en déduit :

$$1 - \frac{0,1 I_{C(\text{sat})}}{I_{C(\text{sat})}} = 0,9 = e^{-t_1/\tau} \text{ et } 1 - \frac{0,9 I_{C(\text{sat})}}{I_{C(\text{sat})}} = 0,1 = e^{-t_2/\tau}$$

Soit :

$$\frac{0,9}{0,1} = 9 = \frac{e^{-t_1/\tau}}{e^{-t_2/\tau}} = e^{(-t_1+t_2)/\tau} = e^{(t_2-t_1)/\tau} = e^{t_r/\tau}$$

On en déduit le temps de montée :

$$t_r = \tau \ln(9) \approx 2,2\tau = 2,2R_{B'E} C_{B'E}$$

2. Cas d'une impulsion + V_E qui provoque la sursaturation

L'amplitude du signal carré est maintenant + $V_E' = 4V_{E(\text{sat})} = 4 \times 1,6 = 6,4 \text{ V}$. Le courant de base devient :

$$I_B = \frac{V_E^+ - V_{BE(\text{sat})}}{R_B} = \frac{6,4 - 0,6}{10^4} = 5,8 \times 10^{-4} \text{ A} = 5,8 \times I_{B(\text{sat})}$$

Ce courant est beaucoup plus élevé que le courant nécessaire pour avoir juste la saturation. La relation $I_C = \beta I_{B'}$ reste valable tant que le courant collecteur n'a pas atteint le courant de saturation. Il en résulte :

$$I_C = \beta I_B \left(1 - e^{-t/\tau} \right) \text{ avec : } I_B = 5,8 \times 10^{-4} \text{ A et } \tau = R_{B'E} C_{B'E}$$

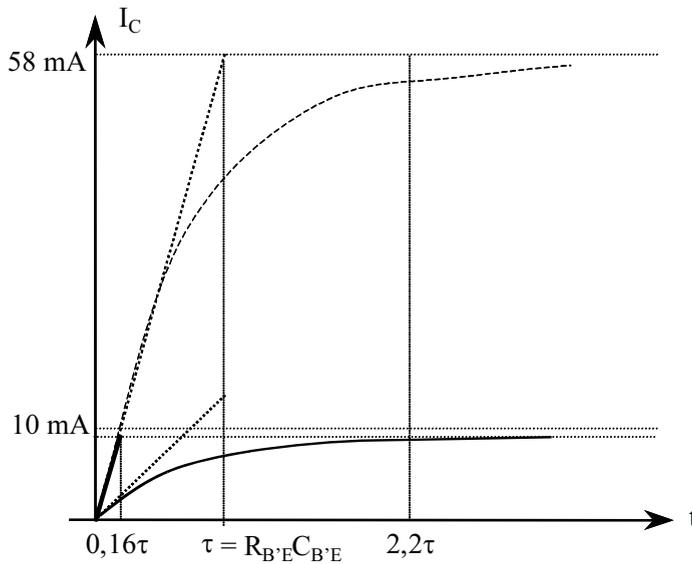


Figure 4.26 Variation du courant en fonction du temps dans les deux cas.

Le temps nécessaire pour atteindre 90 % de la valeur $I_{C(\text{sat})}$ est déterminé par :

$$0,9 I_{C(\text{sat})} = 9 \times 10^{-3} = \beta I_B \left(1 - e^{-t'_r/\tau}\right) = 100 \times 5,8 \times 10^{-4} \left(1 - e^{-t'_r/\tau}\right)$$

On en déduit :

$$1 - \frac{9 \times 10^{-3}}{100 \times 5,8 \times 10^{-4}} = 0,845 = e^{-t'_r/\tau}$$

soit : $t'_r = 0,1673 \times \tau = 0,1673 \times R_{B'E}C_{B'E}$

Ce temps qu'on peut assimiler au temps de montée est très inférieur au temps de montée calculé à la première question. La sursaturation améliore donc t_r . On retrouve la conclusion qui stipule que « plus le taux de saturation est élevé, plus le temps de montée est rapide ».

3. Fréquence de transition du transistor et temps de montée

Le constructeur donne la fréquence de transition du transistor et son gain en courant :

$$f_T = \beta f_\beta \text{ et } \omega_\beta = \frac{1}{R_{B'E}C_{B'E}}$$

Pour calculer le temps de montée, il suffit de remplacer τ par sa valeur. En effet, on a :

$$\tau = R_{B'E}C_{B'E} = \frac{1}{\omega_\beta} = \frac{1}{2\pi f_\beta}$$

On sait aussi que : $f_\beta = \frac{f_T}{\beta}$. On en déduit donc : $\tau = \frac{\beta}{2\pi f_T}$

Le temps de montée devient dans le cas d'une saturation :

$$t_r = 2,2\tau = \frac{2,2\beta}{2\pi f_T} = \frac{2,2 \times 100}{2\pi \times 300 \times 10^6} = 110 \text{ nS}$$

Dans le cas d'une sursaturation, on trouve :

$$t_r' = 0,167 \times \tau = 0,167 \times \frac{\beta}{2\pi f_T} = 0,167 \frac{100}{2\pi \times 300 \times 10^6} = 8,35 \text{ nS}$$

Exercice 4.4 Puissances dissipées d'un transistor en commutation

On donne le montage de la figure 4.27 (a) d'un transistor qui fonctionne en saturé bloqué. La tension $v_E(t)$ est une tension carrée de fréquence f qui commute entre +10 V et 0 V. On suppose que l'allure du courant collecteur $i_C(t)$ est celle donnée à la figure 4.27 (b).

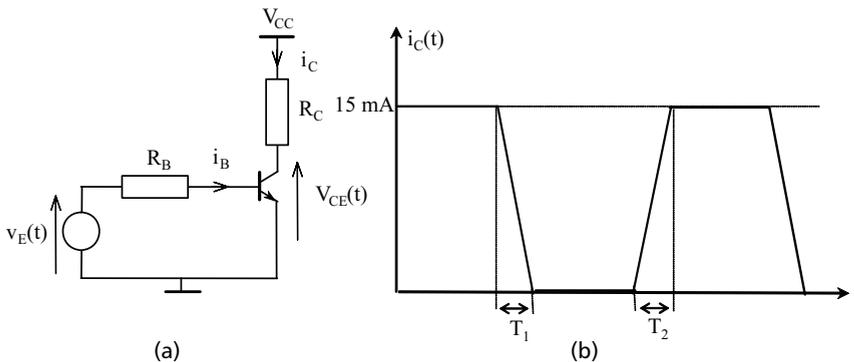


Figure 4.27 Montage de commutation (a) et allure du courant $i_C(t)$.

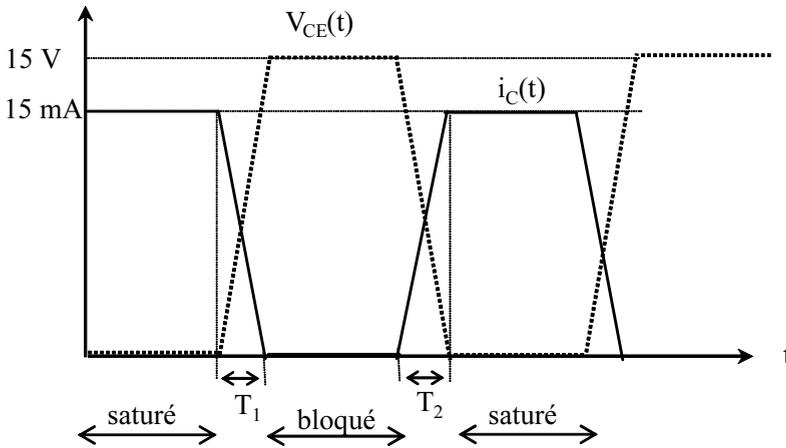
On suppose que $\beta = 100$ et on néglige la tension de saturation entre collecteur et émetteur : $V_{CE(sat)} = 0 \text{ V}$, On donne : $V_{CC} = 15 \text{ V}$ et $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$.

1. Tracer la variation de la tension entre collecteur et émetteur $v_{CE}(t)$. En déduire la valeur de la résistance R_C et la valeur limite de la résistance R_B qui permet d'avoir juste la saturation.

2. Exprimer en fonction des éléments du circuit l'expression de la puissance instantanée $p(t)$ dissipée par le transistor. Expliquer pourquoi on peut négliger la puissance dissipée par la jonction base-émetteur.

3. Donner l'expression de l'énergie dissipée par le transistor durant la période T . En déduire la puissance moyenne dissipée si le transistor fonctionne en commutation à la fréquence f .

► Solution

1. Allure de la tension $v_{CE}(t)$ Figure 4.28 Allures de $i_C(t)$ et de $v_{CE}(t)$.

L'allure du courant collecteur montre que le transistor fonctionne en commutation. On a donc $i_C(t)$ qui varie entre 0 et $I_{C(\text{sat})}$. La tension entre collecteur et émetteur est donnée par :

$$v_{CE}(t) = V_{CC} - R_C i_C(t)$$

Cette tension doit varier entre V_{CC} et 0 V, les coordonnées d'un point quelconque sont :

$$v_{CE}(t) = V_{CC} \times \left(1 - \frac{t}{T_1}\right) \quad \text{et} \quad i_C(t) = \frac{V_{CC}}{R_C} \times \frac{t}{T_2}$$

On sait aussi que :

$$I_{C(\text{MAX})} = I_{C(\text{sat})} = \frac{V_{CC} - V_{CE(\text{sat})}}{R_C} = \frac{V_{CC}}{R_C} = 15 \text{ mA}$$

On en déduit la valeur de la résistance du collecteur :

$$R_C = \frac{V_{CC}}{I_{C(\text{sat})}} = \frac{15}{15 \times 10^{-3}} = 1 \text{ k}\Omega$$

Or, pour obtenir juste la saturation, le courant I_B doit être :

$$I_B = I_{B(\text{sat})} = \frac{I_{C(\text{sat})}}{\beta} = \frac{15 \times 10^{-3}}{100} = 15 \times 10^{-5} \text{ A}$$

L'équation de la maille en entrée donne :

$$I_B = \frac{10 - 0,6}{R_B} = 15 \times 10^{-5} \text{ A, soit : } R_B = \frac{9,4}{15} \times 10^3 = 62,66 \text{ k}\Omega$$

Cette valeur de la résistance constitue une limite supérieure à ne pas dépasser. Sinon on ne peut plus obtenir la saturation.

2. Expressions des puissances instantanées

Étudions le cas du passage entre bloqué et saturé. On fait un changement de l'origine des temps.

La puissance instantanée $p_1(t)$ est donc :

$$p_1(t) = V_{CC} \times \frac{t}{T_1} \times \frac{V_{CC}}{R_C} \left(1 - \frac{t}{T_1}\right) = \frac{V_{CC}^2}{R_C} \left(\frac{t}{T_1} - \frac{t^2}{T_1^2}\right)$$

La puissance instantanée $p_2(t)$ est donc :

$$p_2(t) = \frac{V_{CC}}{R_C} \times \frac{t}{T_2} \times V_{CC} \times \left(1 - \frac{t}{T_2}\right) = \frac{V_{CC}^2}{R_C} \left(\frac{t}{T_2} - \frac{t^2}{T_2^2}\right)$$

3. Énergie dissipée et puissance moyenne

La puissance instantanée dissipée par le transistor est donnée par :

$$p(t) = v_{CE}(t) \times i_C(t) + v_{BE}(t) \times i_B(t) \approx v_{CE}(t) \times i_C(t)$$

La simplification précédente s'explique d'une part par le fait que le courant $i_C(t)$ est très élevé par rapport à $i_B(t)$ et d'autre part que $v_{CE}(t)$ et aussi en moyenne plus élevée que $v_{BE}(t)$.

Nous pouvons déjà affirmer que la puissance dissipée est nulle durant toute la phase de saturation et durant la phase de blocage puisque l'un des deux termes de l'équation est nul.

Étudions le cas du passage entre saturé et bloqué. On fait un changement de l'origine des temps :

$$v_{CE}(t) = V_{CC} \times \frac{t}{T_1} \quad \text{et} \quad i_C(t) = \frac{V_{CC}}{R_C} \left(1 - \frac{t}{T_1}\right)$$

L'énergie dissipée par le transistor durant une période est donnée en intégrant sur la période la puissance instantanée dissipée par le transistor. Puisque la puissance instantanée est nulle en dehors de T_1 et de T_2 , on ne garde que :

$$W = \int_0^T p(t)dt = W_1 + W_2 = \int_0^{T_1} p_1(t)dt + \int_0^{T_2} p_2(t)dt$$

Étudions le cas du passage entre saturé et bloqué. On fait un changement de l'origine des temps :

$$W_1 = \int_0^{T_1} p_1(t) dt = \int_0^{T_1} \frac{V_{CC}^2}{R_C} \left(\frac{t}{T_1} - \frac{t^2}{T_1^2} \right) dt = \frac{V_{CC}^2}{R_C} \times \int_0^{T_1} \left(\frac{t}{T_1} - \frac{t^2}{T_1^2} \right) dt$$

Le calcul de l'intégrale donne :

$$W_1 = \frac{V_{CC}^2}{R_C} \times \int_0^{T_1} \left(\frac{t}{T_1} - \frac{t^2}{T_1^2} \right) dt = \frac{V_{CC}^2}{6R_C} \times T_1$$

Étudions le cas du passage entre bloqué et saturé. On fait un changement de l'origine des temps :

$$W_2 = \int_0^{T_2} p_2(t) dt = \int_0^{T_2} \frac{V_{CC}^2}{R_C} \left(\frac{t}{T_2} - \frac{t^2}{T_2^2} \right) dt = \frac{V_{CC}^2}{R_C} \times \int_0^{T_2} \left(\frac{t}{T_2} - \frac{t^2}{T_2^2} \right) dt$$

Le calcul de l'intégrale donne :

$$W_2 = \frac{V_{CC}^2}{R_C} \times \int_0^{T_2} \left(\frac{t}{T_2} - \frac{t^2}{T_2^2} \right) dt = \frac{V_{CC}^2}{6R_C} \times T_2$$

L'énergie totale fournie au transistor durant une période T est donc :

$$W = W_1 + W_2 = \frac{V_{CC}^2}{6R_C} \times T_1 + \frac{V_{CC}^2}{6R_C} \times T_2 = \frac{V_{CC}^2}{6R_C} (T_1 + T_2)$$

On en déduit la puissance moyenne dissipée par le transistor :

$$P_{moyenne} = \frac{W}{T} = \frac{V_{CC}^2}{6R_C} \left(\frac{T_1 + T_2}{T} \right) = \frac{V_{CC}^2}{6R_C} (T_1 + T_2) \times f$$

La puissance moyenne dissipée par un transistor fonctionnant en commutation est donc proportionnelle à la fréquence du signal. C'est ce qui explique l'augmentation de la consommation de puissance des circuits intégrés logiques.

Chapitre 5

L'amplificateur opérationnel

5.1 GÉNÉRALITÉS ET STRUCTURE INTERNE

L'amplificateur opérationnel est devenu un composant de base utilisé pratiquement partout en électronique. Généralement, en théorie, on utilise une description idéalisée de l'amplificateur opérationnel en le supposant parfait.

5.1.1 Structure d'un amplificateur opérationnel

La structure interne de la plupart des amplificateurs opérationnels peut se ramener au schéma simplifié de la figure 5.1.

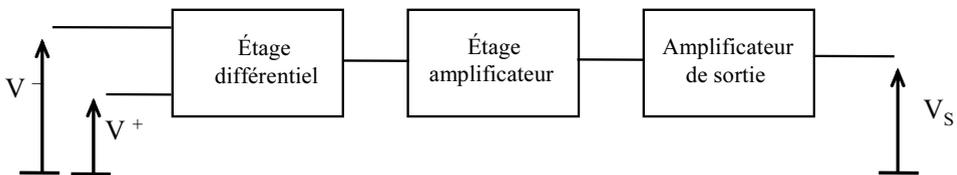


Figure 5.1 Schéma de principe d'un amplificateur opérationnel.

Cette représentation va nous permettre de comprendre la signification physique de certains paramètres qui permettent généralement de caractériser les performances d'un amplificateur opérationnel. Citons par exemple :

- l'amplification en boucle ouverte A_{v0} ;
- l'impédance d'entrée Z_e et l'impédance de sortie Z_s ;
- le taux ou rapport de réjection en mode commun TRMC ;
- la fréquence de transition f_T ;
- le « slew rate » qui caractérise la vitesse maximale de l'évolution de la sortie.

L'amplificateur opérationnel se présente, en général, sous la forme d'un amplificateur à entrée différentielle et à sortie unique (figure 5.2).

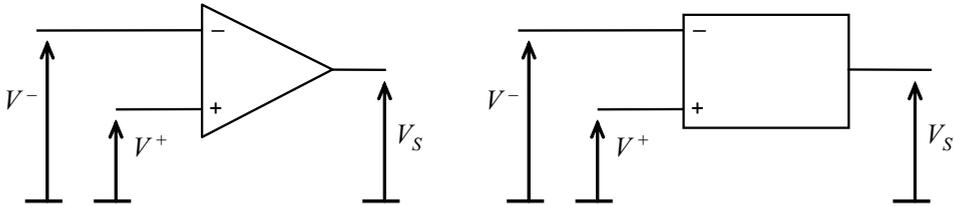


Figure 5.2 Représentation d'un amplificateur opérationnel.

L'entrée notée « + » s'appelle l'entrée non inverseuse et l'entrée notée « - » est l'entrée inverseuse qui provoque une opposition de phase entre la sortie et l'entrée. Le schéma de brochage le plus rencontré est donné à la figure 5.3.

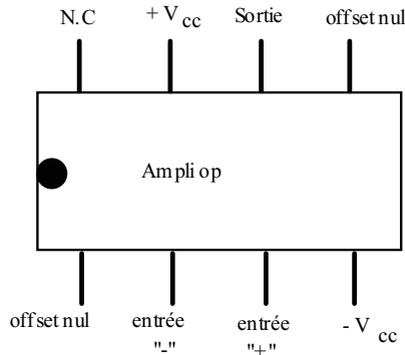


Figure 5.3 Schéma de câblage d'un amplificateur opérationnel.

L'amplificateur opérationnel est un composant de l'électronique qui résulte de l'intégration de plusieurs étages amplificateurs dans un même boîtier. Il comporte généralement deux entrées, appelées respectivement *entrées inverseuse* (-) et *non inverseuse* (+), et une seule sortie.

Du point de vue fonctionnel, la tension est proportionnelle à la différence de potentiel qui existe entre les deux bornes d'entrée, ce qui s'exprime par la relation :

$$V_S = A_d (V^+ - V^-)$$

A_d est appelé *amplification différentielle*. En pratique la valeur de ce coefficient multiplicatif est de plusieurs centaines de milliers.

Si l'une des entrées sert de référence de potentiel, la sortie est en phase (si $V^- =$ référence) ou en opposition de phase (si $V^+ =$ référence). Le signe « - » qui peut affecter le gain indique une opposition de phase entre la sortie et l'entrée.

Remarque. Afin de permettre l'obtention des tensions de sortie positive et négative, l'alimentation en énergie de l'amplificateur opérationnel s'effectue souvent de façon symétrique ($+V_{CC}$ et $-V_{CC}$).

Souvent, l'étude des applications de l'amplificateur se fait très simplement à partir d'un modèle idéalisé. En cas de nécessité, des corrections peuvent ensuite être apportées afin de tenir compte des caractéristiques réelles de l'amplificateur opérationnel.

5.1.2 Étude des différents étages

Sur le schéma simplifié de la figure 5.1, on distingue trois étages d'amplification. On peut prendre par exemple la structure interne de la figure 5.4 de l'amplificateur opérationnel 741 pour comprendre le fonctionnement.

a) Premier étage

Il s'agit d'une paire différentielle (T_1 et T_2) alimentée par une source de courant qui délivre un courant constant $2I_{C0}$. La paire différentielle est chargée par un miroir de courant (T_3, T_4). La sortie se trouve au collecteur 2 du transistor n° 2 qui est relié à la base B_5 du second étage.

Au repos, les courants collecteurs sont identiques $I_{C1} = I_{C2} = I_{C0} = I_{C3}$. Le courant qui circule dans le transistor T_4 est égal à $I_{C4} = I_{C0} - I_{B5}$. Ce courant est très proche du I_{C3} et on peut considérer ces deux courants comme identiques : $I_{C3} = I_{C4}$.

Si on injecte maintenant une tension différentielle u_D , les courants deviennent :

$$I_{C1} = I_{C0} + \frac{g_{m1}u_D}{2} \quad ; \quad I_{C2} = I_{C0} - \frac{g_{m2}u_D}{2} \quad ; \quad I_{C4} = I_{C1} = I_{C0} - I_{B5} + \frac{g_{m1}u_D}{2}$$

Le courant de commande du second étage est :

$$I_{C2} - I_{C4} = I_{C0} - \frac{g_{m2}u_D}{2} - I_{C0} + I_{B5} - \frac{g_{m1}u_D}{2} = I_{B5} - g_{m1}u_D$$

Pour la dernière formule, on a supposé que les deux branches de la paire différentielle sont identiques avec $g_{m1} = g_{m2} = g_m$. Le premier étage agit comme une source de courant commandée en tension avec un coefficient de transfert égal à g_m .

b) Deuxième étage

Le second étage est un montage émetteur commun en Darlington qui agit comme une source de tension commandée en courant. Le coefficient de transfert est r_m .

$$v_S = v_6 = -r_m I_{B5}$$

c) Troisième étage

Le troisième étage est l'étage de sortie qui est un montage en « push-pull ». Les transistors T_7 et T_8 sont deux transistors complémentaires de type NPN et PNP. Ces deux

transistors fonctionnent alternativement en collecteur commun, adaptateur d'impédance dont l'amplification en tension est pratiquement l'unité. Il s'agit d'une source de tension commandée en tension.

La paire différentielle d'entrée est rarement constituée d'un seul transistor de chaque côté, la structure d'un amplificateur opérationnel du type 741 qui est donnée à la figure 5.4, montre que chaque branche de la paire différentielle est formée d'un transistor NPN et d'un transistor PNP.

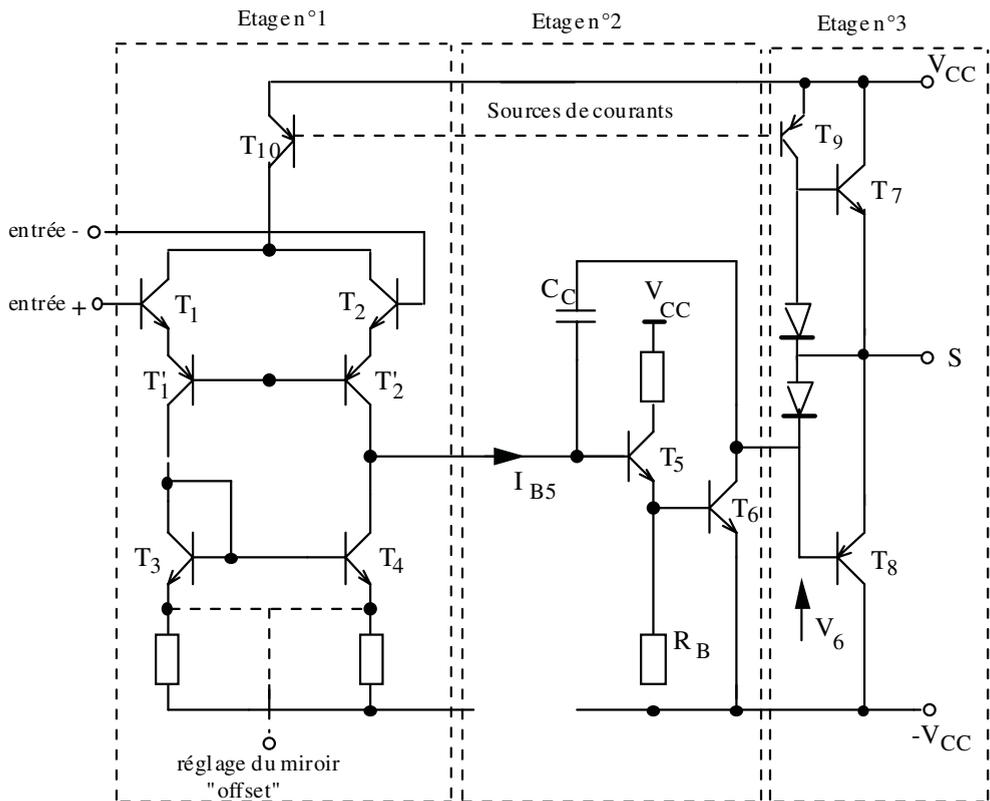


Figure 5.4 Structure interne de l'amplificateur opérationnel 741.

5.1.3 Schéma équivalent en petits signaux

L'amplificateur opérationnel est assimilé à un quadripôle, ce dernier étant introduit dans un réseau linéaire de préférence (mais il n'en va pas toujours ainsi). Les méthodes générales d'études des réseaux s'appliquent donc.

Pour l'amplificateur opérationnel idéal les équations obtenues sont en général simples du fait de ses propriétés.

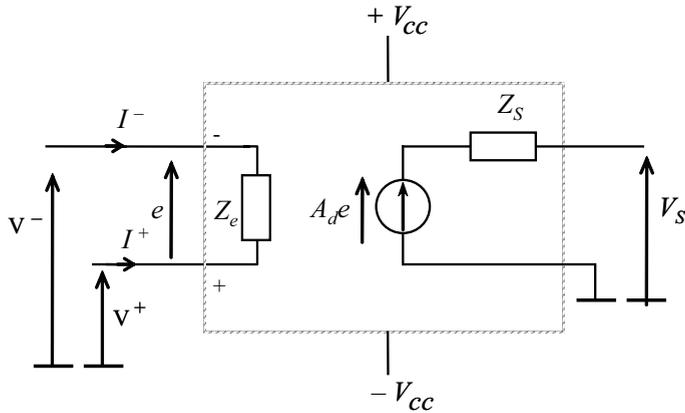


Figure 5.5 Amplificateur opérationnel sous forme d'un quadripôle.

Le modèle de l'amplificateur opérationnel idéal se décrit à l'aide des relations. :

$$A_d \rightarrow \infty \quad ; \quad Z_e \rightarrow \infty \quad ; \quad Z_s \rightarrow 0 \text{ et une bande passante infinie.}$$

- L'amplification différentielle étant infinie (infiniment grande en réalité), si la tension de sortie V_s reste dans la zone linéaire de fonctionnement (V_s comprise entre les tensions d'alimentation « $+V_{CC}$ » et « $-V_{CC}$ »), il en résulte que la différence de potentiel à l'entrée est pratiquement nulle : $\epsilon = 0$. À la limite, nous supposons : $V^+ = V^-$.
- L'impédance d'entrée Z_e infinie, implique que les courants : $I^+ = I^- = 0$.
- Une impédance de sortie nulle permet de placer en sortie une charge de valeur quelconque sans que la tension V_s soit affectée par la valeur de la charge en sortie.

5.2 CARACTÉRISTIQUES EN CONTINUE

5.2.1 Alimentation

Le constructeur indique souvent les tensions d'alimentation « *supply voltage* » « $+V_{CC}$ » et « $-V_{CC}$ » et leur valeur maximum à ne pas dépasser « *absolute maximum ratings* » « $+V_{CC(\max)}$ » et « $-V_{CC(\max)}$ ». Généralement aucune borne n'est reliée à la masse et l'alimentation est de type symétrique, même si on peut alimenter l'amplificateur opérationnel par une alimentation dissymétrique « 0 et 30 V » par exemple. Dans ce cas les entrées « + » et « - » doivent permettre la polarisation normale des transistors de l'étage d'entrée.

Certains amplificateurs opérationnels sont conçus pour pouvoir fonctionner aussi bien en symétrique qu'en dissymétrique, c'est le cas par exemple du « LM 124 ».

Le constructeur indique aussi dans la rubrique « *absolute maximum ratings* », la tension différentielle à ne pas dépasser « *max input differential range* » ainsi que la tension du mode commun à ne pas dépasser « *max input common range* ».

Les transistors doivent rester normalement polarisés, l'excursion maximum de la tension de sortie « *output voltage swing* » est limitée à des valeurs $\pm V_{\text{sat}}$, légèrement inférieure à $\pm V_{\text{CC}}$. I_{CC} est le courant débité par chaque source et la puissance consommée par l'amplificateur opérationnel devient $2 \cdot V_{\text{CC}} \cdot I_{\text{CC}}$. Cette puissance est par exemple égale à 50 mW.

Lorsque l'amplificateur est protégé contre les courts-circuits, le constructeur indique la valeur maximale du courant de sortie.

5.2.2 Courants d'entrées

Les entrées « + » et « - » sont les bases des transistors de la paire différentielle T_1 et T_2 . Les courants d'entrées sont les courants continus des bases qui permettent la polarisation des transistors. Ces courants se ferment à la masse directement ou à travers les résistances du montage. Le constructeur indique la valeur moyenne du courant de base « *input bias current* » lorsque la tension de sortie est nulle et la valeur maximale.

Le constructeur indique toujours la différence entre les courants de base I_{OS} pour une tension nulle sous la rubrique « *input offset current* ».

Les courants d'entrées doivent être les plus faibles possible, c'est pour cette raison qu'on utilise une paire différentielle en Darlington ou mieux des transistors à effet de champ qui sont connus pour avoir des résistances d'entrée trop élevées et des courants d'entrées quasi nuls.

Ces données sont importantes car les courants d'entrées peuvent fausser la valeur de la tension de sortie comme indiquée sur les figures 5.6 (a) et 5.6 (b).

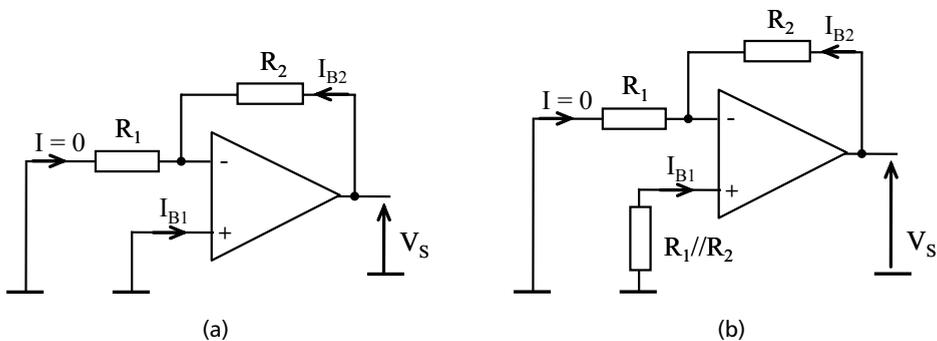


Figure 5.6 Influence des courants de polarisation.

Dans le cas d'un montage inverseur fonctionnant en alternatif, son schéma en continu se ramène à celui de la figure 5.6 (a), si la sortie n'est pas saturée, la tension différentielle d'entrée u_D étant très faible, les entrées « + » et « - » sont pratiquement au même potentiel qui est la masse. R_1 ayant la masse à ces deux extrémités n'est parcourue par aucun courant. Le courant I_{B2} traverse R_2 et impose le potentiel de sortie. Si ce courant vaut par exemple 200 nA et R_2 vaut 1 M Ω , la tension en sortie devient égale à : $V_S = R_2 I_{B2} = 200$ mV.

Cette tension de sortie est une tension de décalage « offset » qui est d'autant plus grande que R_2 et (ou) I_{B2} sont élevés. Pour remédier à cet inconvénient et en supposant que les deux courants d'entrées I_{B1} et I_{B2} sont égaux, on peut ajouter entre la masse et l'entrée « + » une résistance de valeur égale à la mise en parallèle de R_1 et de R_2 .

5.2.3 Tension de décalage à l'entrée

Il existe une autre source de décalage continu en sortie. Ceci est dû aux dissymétries inévitables entre les deux transistors de l'étage d'entrée. En effet, V_{BE} et β varient d'un transistor à l'autre. Pour obtenir une tension nulle avec une entrée à la masse, il faudrait porter sur l'autre une petite tension continue de décalage d'entrée ou « input offset voltage V_{io} ».

Pour pouvoir pallier à cet inconvénient, la plupart des amplificateurs opérationnels présentent des bornes d'accès aux émetteurs. Ces bornes sont appelées « balance » ou « offset ». On utilise un potentiomètre extérieur dont les deux extrémités sont reliées à ces deux bornes et le curseur à un potentiel fixe (le $-V_{CC}$ par exemple). En modifiant les valeurs des résistances, on modifie la similitude des courants qui passent dans chaque branche de la paire différentielle et par conséquent une modification du courant I_{B5} qui entre dans le transistor T_5 . La tension du collecteur V_6 sera modifiée aussi ce qui aura pour conséquence une modification de la tension de sortie.

5.3 CARACTÉRISTIQUES EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE

5.3.1 Amplification

On peut calculer l'ordre de grandeur du gain différentiel A_D de l'amplificateur opérationnel. Pour cela il faut connaître le schéma exact de la structure interne. Ce gain est assez élevé puisque les transistors sont chargés par des « charges actives » constituées de transistors. Les résistances qui interviennent dans le calcul du gain sont en réalité les résistances internes des transistors et sont de ce fait assez élevées. Ce gain est de l'ordre de 10^6 . Le constructeur donne aussi le rapport de réjection en mode commun souvent exprimé en décibel (dB).

La résistance d'entrée différentielle est la résistance vue du côté entrée. Cette résistance est formée par la mise en série de deux résistances correspondant chacune à une branche de la paire différentielle. Vues les valeurs des courants de polarisation d'entrée qui sont très faibles, la résistance d'entrée d'un transistor est donnée par la formule approchée $26 \text{ mV}/I_B$ est assez élevée. Le constructeur donne la valeur de la résistance d'entrée différentielle (par exemple : $r_d = 2 \text{ M}\Omega$). Une capacité parasite se trouve aussi à l'entrée et sa valeur est de l'ordre du picofarad.

Enfin la résistance de sortie de l'amplificateur opérationnel qui est la résistance de sortie du dernier étage peut aussi être calculée puisqu'il s'agit d'un montage push-pull qui joue le rôle d'un « super » collecteur commun. Cette résistance de sortie est de l'ordre de dizaines d'ohms.

5.3.2 Stabilité et compensation en fréquence

Puisque l'amplificateur opérationnel possède un gain assez élevé, il est généralement utilisé avec une contre réaction. Une fraction de la tension de sortie est alors injectée à l'entrée. Dès que la fréquence d'utilisation (ou une fréquence parasite dû au bruit par exemple) dépasse la fréquence de coupure propre à l'amplificateur opérationnel, l'entrée et la sortie deviennent déphasées.

Or, l'amplificateur opérationnel est constitué d'au moins trois étages, le déphasage maximal tend vers 270° et peut donc atteindre la valeur de 180° . Le montage risque d'osciller.

Pour éviter l'instabilité, on modifie la courbe de réponse en introduisant un condensateur C_C à l'entrée du premier étage, ou entre le premier et le second, c'est la *compensation en fréquence*. Ceci revient à introduire un pôle à une fréquence plus faible que la première fréquence de coupure de l'amplificateur opérationnel, la courbe de l'amplification en fonction de la fréquence coupe l'axe des fréquences à f_T . Cette fréquence pour laquelle l'amplification devient égale à l'unité s'appelle la *fréquence de transition*. L'amplificateur utilisé avec une contre réaction ne risque plus d'osciller, mais en contrepartie, on a réduit la bande passante c'est-à-dire le gain pour toutes les fréquences supérieures à f_C .

La fréquence de coupure devient égale à quelques hertz. Quand à la fréquence de transition f_T elle est de l'ordre du MHz.

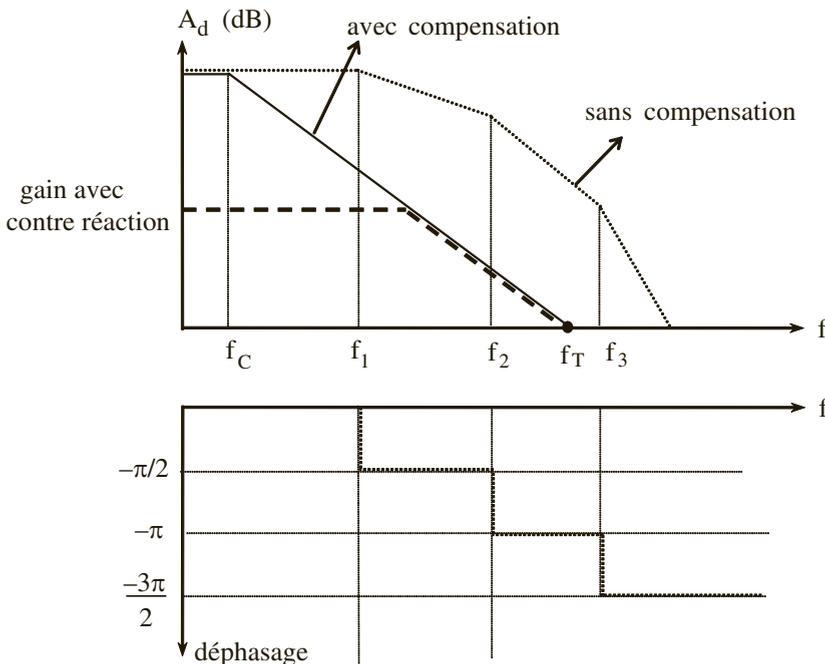


Figure 5.7 Réponse en fréquences sans et avec compensation.

5.3.3 Réponse indicielle en petits signaux

D'une manière générale, la réponse indicielle d'un filtre est représentée à la figure 5.8, et est caractérisée par :

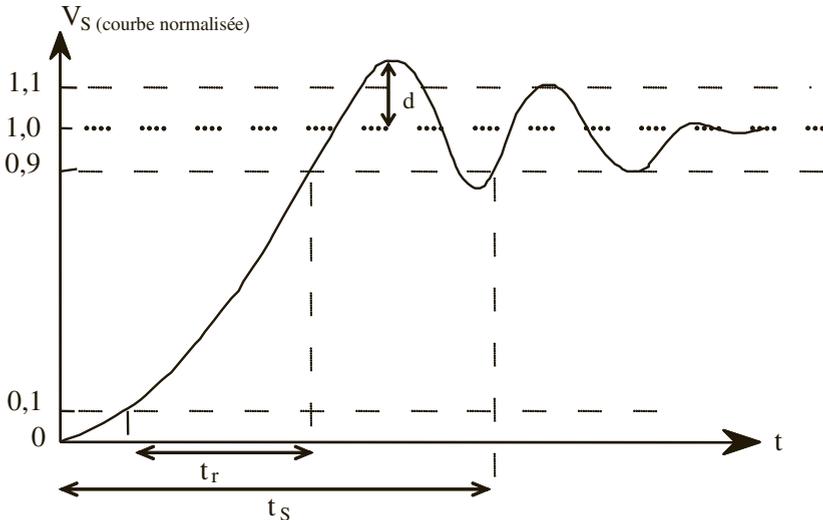


Figure 5.8 Réponse indicielle d'un filtre.

- le temps de montée t_r « *rise time* ». C'est le temps pour que la tension de sortie passe de 10 % à 90 % de la valeur finale ;
- le dépassement d « *overshoot* » que prend la sortie au-dessus de la valeur finale ;
- le temps d'établissement t_s « *settling time* ». C'est le temps nécessaire pour que la tension reste dans l'intervalle égal à la tension finale $\pm 10\%$ par exemple.

Dans le cas de l'amplificateur opérationnel, grâce au condensateur de compensation on a un filtre du premier ordre. Le temps de montée devient :

$$t_r = \frac{2,2}{2\pi f_{C0}} = 2,2 RC$$

f_{C0} est la fréquence de coupure du montage avec contre réaction. Pour un gain égale à 10 par exemple on obtient f_{C0} égale à 100 kHz et le temps de montée est 3,5 μ S.

5.3.4 Réponse indicielle en grands signaux

En grands signaux, la réponse indicielle est très différente de l'allure donnée de la courbe de la figure 5.8. La tension de sortie présente des portions sensiblement linéaire dont la pente dV_S/dt est indépendante du gain du montage, figure 5.9. La

caractéristique la plus importante est la vitesse maximale de variation de la tension de sortie en réponse à un échelon de tension « *slew rate* ».

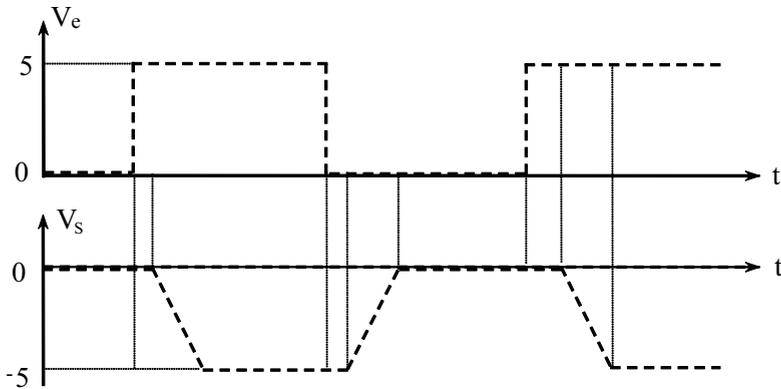


Figure 5.9 Réponse indicielle en grands signaux : cas d'un montage inverseur.

La paire différentielle d'entrée est alimentée par la source de courant qui délivre un courant constant égal à $2I_C$. Le courant dans chaque branche ne peut dépasser donc le courant délivré par la source. La valeur maximum de la tension différentielle U_{DM} de U_D fixe la limite au-delà de laquelle le fonctionnement de la paire différentielle n'est plus linéaire.

Si la tension différentielle dépasse U_{DM} , le générateur de courant qui attaque le second étage, a une valeur constante égale à $2I_C$ qui charge ou décharge le condensateur de compensation C_C .

La vitesse de charge ou de décharge du condensateur de compensation à courant constant détermine le « *slew rate* » : $SR = 2I_C/C_C = 0,67 \text{ V}/\mu\text{S}$ pour l'amplificateur opérationnel 741.

5.3.5 Rapport de réjection en mode commun

Si l'amplificateur était parfait lorsque $V^+ = V^-$, la sortie devrait être nulle.

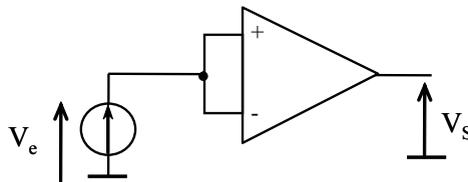


Figure 5.10 Méthode de mesure de la réjection en mode commun.

En pratique, si nous réalisons le montage $V_e = V^+ = V^-$, nous observons une tension de sortie V_s proportionnelle à V_e . On définit alors une amplification en mode commun (puisque V^+ est commun à V^-).

En fonctionnement normal, la sortie V_s dépend donc de deux termes :

- le terme différentiel $V_s = A_d(V^+ - V^-)$;
- le terme de mode commun $V_s = A_{mc}V_e$.

Une caractéristique importante de l'amplificateur est le rapport de ces amplifications appelé rapport ou taux de réjection en mode commun (RRMC). En pratique, on exprime souvent ce rapport en décibels soit :

$$RRMC = 20 \log \left(\frac{A_d}{A_{mc}} \right), \text{ l'ordre de grandeur est } 100 \text{ dB.}$$

5.4 PRINCIPAUX MONTAGES

On va étudier les principaux montages de base qui font appel à un amplificateur opérationnel. Ces montages qui utilisent un amplificateur opérationnel avec un réseau de réaction, illustrent des fonctions simples de l'électronique telles que l'addition de deux signaux, l'intégration ou le filtrage d'un signal électrique.

Pour cela, on considère souvent l'amplificateur opérationnel comme idéal qui se caractérise par :

- un gain en tension différentiel infini : $A_D = \infty$;
- une très grande impédance d'entrée infinie : $Z_e = \infty$;
- une impédance de sortie nulle : $Z_S = 0$;
- une bande passante : $BP = \infty$.

5.4.1 Montage inverseur

Pour commencer l'étude des montages électroniques qui utilisent des amplificateurs, on va prendre le cas du montage inverseur de la figure 5.11.

Exceptionnellement, on va considérer le cas d'un amplificateur opérationnel idéal mais aussi le cas d'un amplificateur opérationnel non idéal.

a) Cas d'un amplificateur opérationnel idéal

Pour le montage de la figure 5.11, le potentiel V^+ étant nul, comme $\varepsilon = 0$, le potentiel V^- est également nul (masse virtuelle). Le courant I_1 qui passe dans la résistance R_1 est égal au courant I_2 qui passe dans la résistance R_2 puisque le courant I^- qui entre

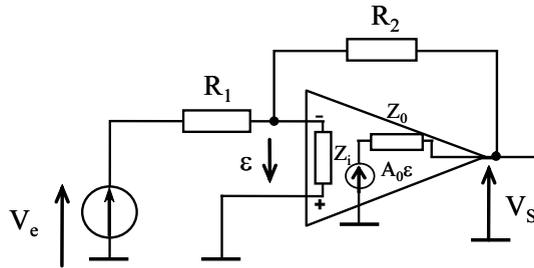


Figure 5.11 Montage inverseur.

dans l'entrée « - » de l'amplificateur opérationnel est nul. Il vient :

$$\begin{cases} V_E = R_1 I_1 \\ V_S = -R_2 I_2 \end{cases} \Rightarrow A_V = -\frac{R_2}{R_1}$$

On remarque que l'amplification est fixée par un rapport de deux résistances externes dans le cas d'un amplificateur opérationnel idéal. L'impédance d'entrée est donnée par $Z_e = R_1$ et l'impédance de sortie sera nulle.

On peut remarquer qu'il s'agit d'un montage avec contre réaction de tension en courant. En appliquant les résultats de ce type de contre réaction, on obtient :

- l'amplification : $A_V = \frac{V_S}{V_E} = -\frac{R_2}{R_1}$;
- l'impédance d'entrée : $Z_e = R_1 + \frac{Z_0 + R_2}{A_0} \approx R_1$;
- l'impédance de sortie : $Z_S = Z_0 \frac{A}{A_0}$, très faible.

Z_0 étant l'impédance interne de sortie propre à l'amplificateur opérationnel.

Pour équilibrer les courants d'entrée, on place généralement une résistance R_3 dans l'entrée non inverseuse, de valeur telle que chaque entrée soit attaquée par la même impédance dynamique :

$$R_3 = R_1 // R_2 = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

b) Influences dues aux paramètres non idéaux

► Influence de l'amplification en boucle ouverte

On tient compte maintenant de l'influence de l'amplification A_0 en boucle ouverte qui n'est pas infinie et de valeur considérée positive. La tension de sortie n'est autre

que $V_S = \varepsilon A_0$. On obtient :

$$\begin{cases} V_e = R_1 I_1 + \varepsilon \\ V_S = -R_2 I_2 + \varepsilon \\ V_S = \varepsilon A_0 \end{cases} \quad \text{soit :} \quad V_e = R_1 I_1 + \frac{V_S}{A_0} = \frac{R_1}{R_2} V_S \left(1 - \frac{1}{A_0} \right) + \frac{V_S}{A_0}$$

$$\text{Avec : } A_V = \frac{A A_0}{A + A_0 - 1} \text{ et : } A = -\frac{R_2}{R_1}$$

Étant donné les ordres de grandeur respectifs de A qui est de l'ordre de 10 à 100 et de A_0 qui de l'ordre de 10^6 , cette dernière valeur a assez peu d'influence sur l'amplification réelle.

► Influence de la résistance différentielle d'entrée

On considère maintenant le cas réel pour lequel l'impédance différentielle d'entrée Z_i de l'amplificateur opérationnel n'est pas infinie. On obtient :

$$\frac{V_e - \varepsilon}{R_1} = \frac{\varepsilon}{R_1} + \frac{\varepsilon - V_S}{R_2}$$

D'où en utilisant la notation précédente, on obtient :

$$\frac{1}{A_V} = \frac{V_e}{V_S} = \frac{1}{A} - \frac{1}{A A_0} + \frac{1}{A_0} \left(1 + \frac{R_1}{Z_i} \right)$$

On constate que l'influence de l'impédance différentielle d'entrée est d'autant plus faible que R_1 est petit devant Z_i et que l'amplification en boucle ouverte A_0 est grande.

► Influence de la résistance interne de sortie

En supposant l'entrée « - » au potentiel zéro (masse virtuelle), la résistance R_1 se trouve en parallèle sur R et l'ensemble se trouve en série avec l'impédance interne de sortie de l'amplificateur opérationnel. La tension de sortie se trouve donc multipliée par le rapport qui exprime le diviseur de tension :

$$A_V = A_{V0} \frac{R_1 // R_2}{Z_0 + R_1 // R_2}$$

5.4.2 Amplificateur non inverseur

Si on suppose le cas d'un amplificateur opérationnel idéal, puisque $A_0 = \infty$, $\varepsilon = 0$, on a dans ce cas $V^+ = V^-$.

$$\text{Or} \quad V^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_S \quad (i^+ = i^- = 0) \text{ et } V^- = V_E$$

$$\text{D'où :} \quad A_V = \frac{V_S}{V_E} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

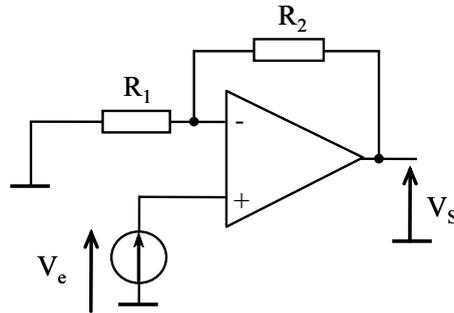


Figure 5.12 Montage non inverseur.

On peut remarquer qu'il s'agit d'une contre réaction de tension en tension. La chaîne de réaction contient le pont de résistance R_1 , R_2 . On applique les propriétés d'un montage avec une contre-réaction et on obtient :

- l'amplification : $A_V = \frac{V_S}{V_E} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$;
- l'impédance d'entrée : $Z_e = Z_i \frac{A_0}{A}$, très grande ;
- l'impédance de sortie : $Z_S = Z_0 \frac{A}{A_0}$, très faible.

On remarque que la tension de sortie et la tension d'entrée sont en phase et que l'amplification est toujours supérieure à 1. Le montage se comporte donc comme un vrai amplificateur.

Un cas particulier de ce montage consiste à annuler la résistance R_2 ce qui permet d'avoir une amplification égale à 1. C'est le montage suiveur qui est souvent utilisé comme adaptateur d'impédance avec une résistance d'entrée très élevée et une résistance de sortie très faible

5.4.3 Montage additionneur-soustracteur

On dispose de deux tensions V_1 et V_2 et considérons le montage de la figure 5.13. Le théorème de superposition donne :

$$V' = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_2 = k_1 V_1 + k_2 V_2$$

V' est la somme pondérée des tensions V_1 et V_2 avec des coefficients de pondération k_1 et k_2 qui sont positifs.

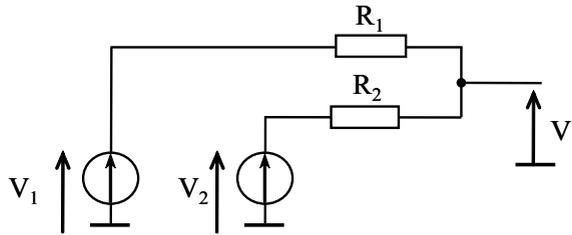


Figure 5.13 Montage qui sert pour réaliser un additionneur-soustracteur.

a) Montage additionneur

En associant le montage précédent à un amplificateur opérationnel monté en non inverseur d'amplification G comme indiquée à la figure 5.14, la tension de sortie devient :

$$V_S = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_2 \right) \times \left(1 + \frac{R}{R'} \right) = G \times (k_1 V_1 + k_2 V_2)$$

Cas particulier : $R_1 = R_2$ et $R' = R$, nous avons : $V_S = V_1 + V_2$

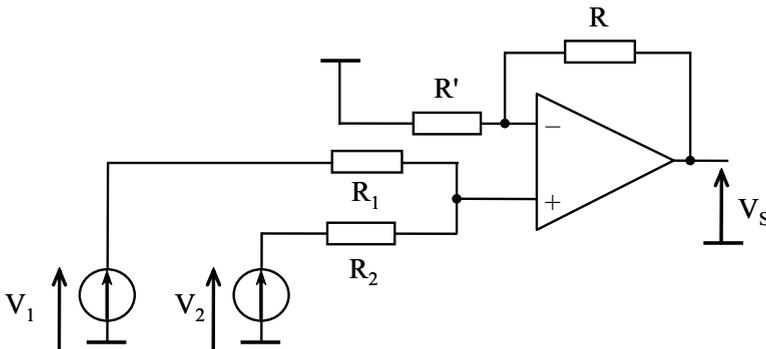


Figure 5.14 Montage additionneur.

b) Montage soustracteur

Avec le même montage que précédemment, en injectant une tension à travers R' comme indiqué sur la figure 5.15, et grâce au théorème de superposition on peut écrire :

$$V_S = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \times \left(1 + \frac{R}{R'} \right) \times V_1 + \left(-\frac{R}{R'} \right) \times V_2 = k_1 V_1 - k_2 V_2$$

La tension de sortie est égale à la différence pondérée de V_1 et V_2 .

Cas particulier. $R_1 = R_2$ et $R' = R$, nous avons : $V_S = V_1 - V_2$.

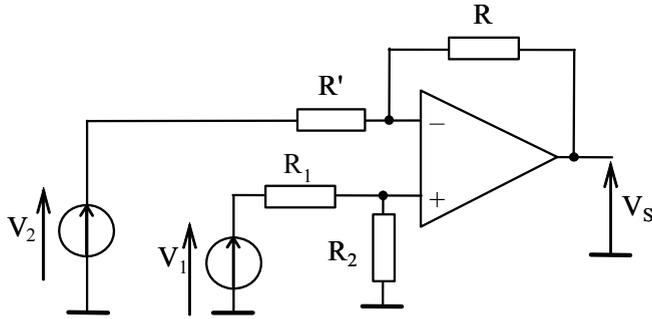


Figure 5.15 Montage soustracteur.

5.4.4 Montage intégrateur

La figure 5.16 donne l'exemple d'un intégrateur pur. Le courant d'entrée de l'amplificateur opérationnel étant nul, le courant I qui passe dans la résistance R est le même qui parcourt le condensateur. Il en résulte :

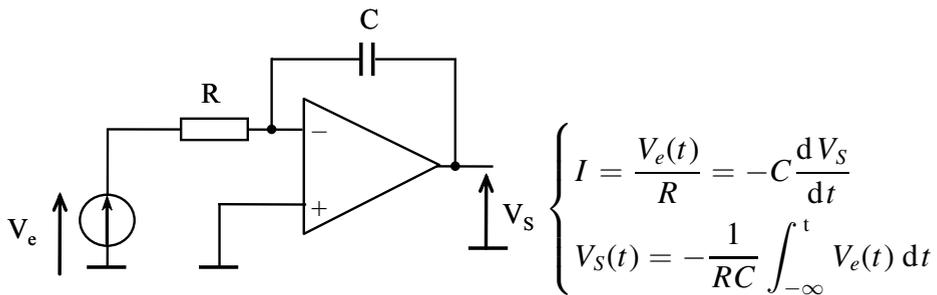


Figure 5.16 Montage intégrateur.

La tension de sortie est proportionnelle à l'intégrale de la tension d'entrée. On dit que le montage est un intégrateur pur. En régime établi, la fonction de transfert devient :

$$\frac{V_S}{V_e} = -\frac{1}{jRC\omega}$$

Le diagramme de Bode en amplitude est donné à la figure 5.17.

Remarque. Ce montage est en boucle ouverte pour le continu et il risque de ne pas fonctionner correctement. Généralement on ajoute une résistance de forte valeur aux bornes du condensateur ($R' = 1 \text{ M}\Omega$ par exemple). Le diagramme de Bode en amplitude devient comme indiquée à la figure 5.18.

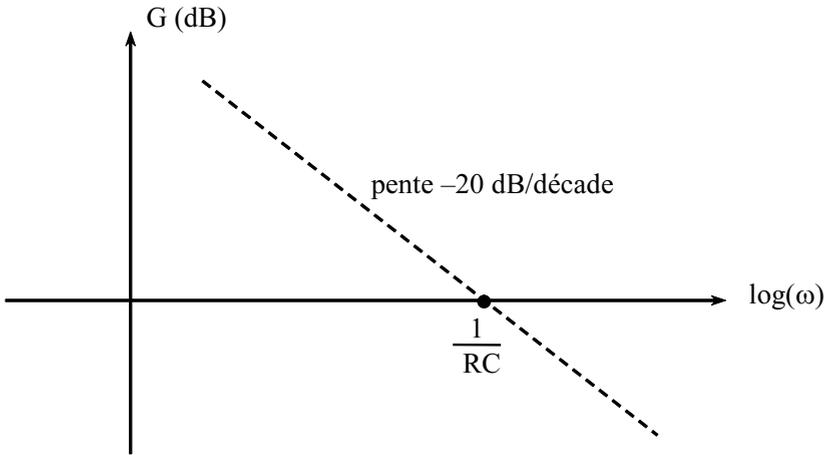


Figure 5.17 Diagramme de Bode en amplitude d'un intégrateur.

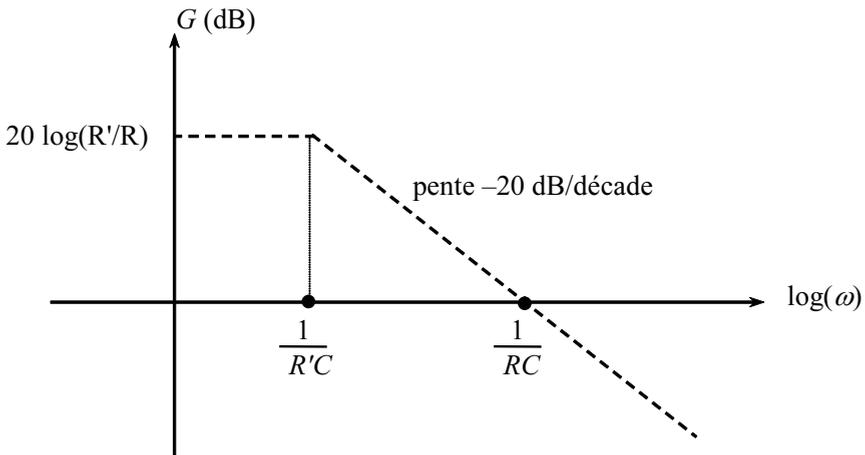


Figure 5.18 Diagramme de Bode d'un pseudo-intégrateur.

5.4.5 Montage dérivateur

Pour le montage dérivateur on procède de la même façon que pour le montage intégrateur (figure 5.19), d'où :

$$V_s = -RC \frac{dV_e}{dt}$$

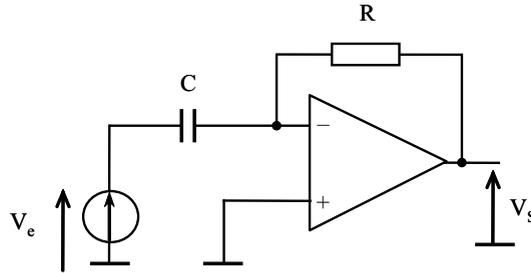


Figure 5.19 Montage dérivateur.

5.4.6 Filtres actifs

L'une des applications les plus importantes des amplificateurs opérationnels consiste à réaliser des filtres actifs en utilisant uniquement des résistances et des condensateurs. Cette façon de réaliser permet d'éviter d'avoir recours à des bobines qui sont encombrantes, de prix de revient élevé et qui rayonnent un champ magnétique nuisible au circuit.

On va voir dans ce paragraphe quelques cas particuliers de filtres actifs dont on étudiera uniquement le comportement du module de la fonction de transfert en fonction de la fréquence.

Différentes structures permettent de réaliser des filtres à l'aide d'amplificateurs opérationnels. On examine les plus courantes.

a) Association d'impédances

La méthode la plus simple, a priori, pour réaliser un filtre, consiste à remplacer les résistances du montage « amplificateur inverseur » par des impédances de façon à obtenir une amplification fonction de la fréquence.

$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{Z_2}{Z_1}$$

D'une manière générale, si l'on place deux quadripôles (ayant une même référence des potentiels pour l'entrée et la sortie) l'un dans le circuit d'entrée et l'autre dans le circuit de retour comme indiquée à la figure 5.20. On obtient à partir des paramètres Y de chaque quadripôle :

$$I = Y_{21A} V_e \quad \text{et} \quad -I = Y_{21B} V_s, \quad \text{d'où} : \frac{V_s}{V_e} = -\frac{Y_{21A}}{Y_{21B}}$$

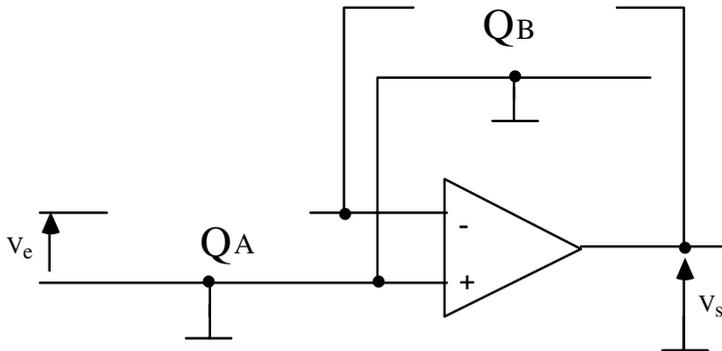


Figure 5.20 Structure d'un filtre réalisé par association d'impédances.

b) Circuit à réaction multiple ou structure de Rauch

Soit le montage de la figure 5.21. En appliquant le théorème de Millman au nœud B, on obtient :

$$V_B = \frac{V_e Y_1 + V_S Y_4 + V_A Y_3 + 0 \times Y_2}{Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4}$$

Puisque l'entrée « + » de l'amplificateur opérationnel est à la masse, le potentiel du point A qui est le même potentiel que celui de l'entrée « - » est donc nul.

$$V_A = 0 = \frac{V_S Y_5 + V_B Y_3}{Y_2 + Y_5}$$

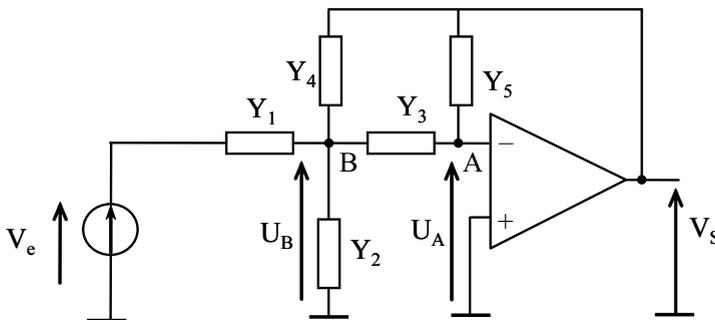


Figure 5.21 Structure de Rauch.

En remplaçant dans l'équation précédente, on trouve :

$$\frac{V_S}{V_e} = - \frac{Y_1 Y_3}{Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4}$$

Cette formule est tout à fait générale et on peut fixer les admittances suivant le type de la fonction de transfert à réaliser. Si on désire par exemple un filtre passe bas du second ordre dont la fonction de transfert s'écrit sous la forme suivante à une constante multiplicatrice près :

$$H(p) = \frac{1}{ap^2 + bp + c}$$

Le numérateur doit être indépendant de p , ce qui revient à imposer Y_1 et Y_3 comme des conductances pures de valeurs $Y_1 = 1/R_1$ et $Y_3 = 1/R_3$.

Pour le dénominateur, le terme en p^2 ne peut être Y_3Y_4 puisque Y_3 est indépendant de p . Les seuls produits qui restent font intervenir Y_5 qui doit être forcément dû à un condensateur. Dans ce cas, seul le produit Y_3Y_4 permet de retrouver le terme c qui représente une constante indépendante de p , Y_4 est forcément une conductance et on peut déduire que Y_2 est dû à un condensateur.

On arrive à Y_1 , Y_3 et Y_4 des conductances et $Y_2 = C_2p$ et $Y_5 = C_5p$:

$$Y_1 = G_1 = \frac{1}{R_1}, \quad Y_3 = G_3 = \frac{1}{R_3}, \quad Y_4 = G_4 = \frac{1}{R_4}, \quad Y_2 = jC_2\omega \quad \text{et} \quad Y_5 = jC_5\omega$$

La fonction de transfert devient :

$$\frac{V_S}{V_e} = -\frac{G_1G_3}{jC_5\omega(G_1 + G_3 + G_4 + jC_2\omega) + G_3G_4}$$

Cette expression s'écrit aussi sous la forme :

$$\frac{V_S}{V_e} = -\frac{R_4}{R_1} \times \frac{1}{1 + jC_5\omega \left(\frac{R_3R_4}{R_1} + R_3 + R_4 \right) + j^2R_3R_4C_2C_5\omega^2}$$

Cette expression est celle d'un filtre passe bas du second ordre ayant :

- une amplification dans la bande passante (basses fréquences) égale à :

$$A_{V0} = -\frac{R_4}{R_1};$$

- une fréquence caractéristique : $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_3R_4C_2C_5}}$;

- un coefficient d'amortissement : $m = \frac{\omega_0}{2} \times C_5 \left(\frac{R_3R_4}{R_1} + R_3 + R_4 \right)$.

c) Structure de Sallen et Key

Cette structure nécessite très peu de composants. On utilise une source de tension commandée en tension et on suppose que le gain k est positif. Nous pouvons par

exemple choisir k égal à l'unité ce qui aura comme avantage une augmentation de la fréquence limite utilisable par l'amplificateur opérationnel.

Dans le montage ci-dessous l'amplificateur de gain k a une impédance d'entrée infinie. Il est réalisé par exemple avec un amplificateur opérationnel monté en amplificateur non inverseur (figure 5.22).

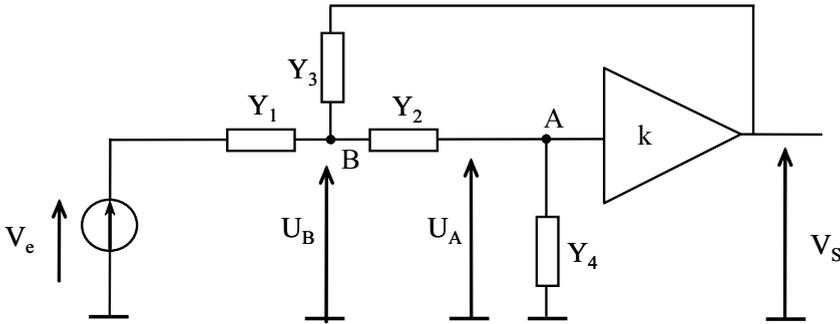


Figure 5.22 Structure de Sallen-Key.

Les tensions au nœud A et au nœud B se calculent comme dans le montage précédent à l'aide du théorème de Millman ou en utilisant les lois des nœuds.

En notant U_A et U_B les tensions par rapport à la masse du nœud A et du nœud B, puisque l'amplificateur a un gain K et une impédance d'entrée infinie, il advient :

- au nœud B : $Y_1 (V_e - U_B) + Y_2 \left(\frac{V_S}{k} - U_B \right) + Y_3 (V_S - U_B) = 0$;
- au nœud A : $Y_2 \left(U_B - \frac{V_S}{k} \right) + Y_4 \left(0 - \frac{V_S}{k} \right) = 0$.

$$\text{Dont il résulte : } \frac{V_S}{V_e} = k \frac{Y_1 Y_2}{Y_1 Y_2 + Y_2 Y_4 + Y_2 Y_3 (1 - k) + Y_3 Y_4 + Y_1 Y_4}$$

5.4.7 Comparateur de tension

L'opérateur comparateur de tension est décrit par l'équation suivante :

$$f(v_e) = Y \text{ pour } v_e < E \quad \text{et} \quad f(v_e) = X \text{ pour } v_e > E$$

Le signal utile d'entrée est v_e , le comparateur doit présenter une impédance d'entrée très élevée (infinie). Le signal utile de sortie est le signal v_s , le comparateur présente donc une impédance de sortie très faible (nulle). E constitue la tension de référence et souvent on a $X = -Y$.

a) Comparateur simple

Un amplificateur opérationnel qui fonctionne en boucle ouverte (figure 5.23), constitue une bonne approximation de comparateur mais dans un domaine de fréquence assez limitée. Des circuits intégrés spécifiques ont été développés et certains peuvent travailler même à des fréquences de quelques dizaines de MHz.

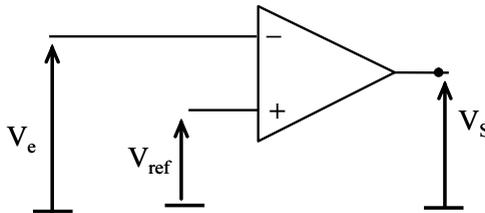


Figure 5.23 Comparateur simple à amplificateur opérationnel.

b) Comparateur à hystérésis : trigger de Schmitt

La figure 5.24 représente le schéma du montage, appelé comparateur à Hystérésis ou trigger de Schmitt. Le trigger de Schmitt permet de faire une comparaison entre une tension d'entrée et une tension de sortie en fonction de la valeur d'une tension de référence V_{ref} . Le montage donné à la figure 5.24 montre un exemple de réalisation en trigger inverseur.

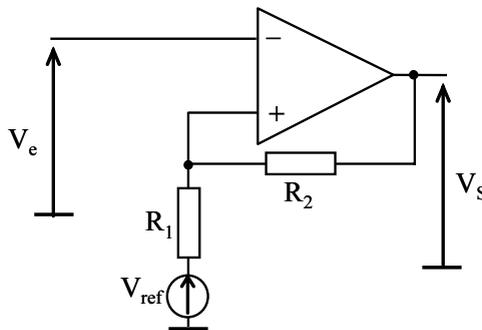


Figure 5.24 Exemple de réalisation d'un trigger de Schmitt.

On note V_{sat}^+ et V_{sat}^- , les tensions de saturation de l'amplificateur opérationnel. Ces tensions sont légèrement inférieures aux tensions de l'alimentation.

Les tensions sur les entrées « - » et « + » sont supposées identiques puisqu'on suppose l'amplificateur opérationnel comme étant idéal. Cette tension sera déterminée en appliquant le théorème de superposition et sera notée soit V^+ si la sortie est égale à V_{sat}^+ , soit V^- si la sortie est égale à V_{sat}^- .

- Si la tension de sortie est $V_S = V_{\text{sat}}^+$, c'est le cas si la tension d'entrée $V_e < V^+$, pour déterminer la tension V^+ , on applique le théorème de superposition et on obtient la formule suivante :

$$V^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{\text{Sat}}^+ + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{\text{réf}}$$

- Supposons maintenant que la tension d'entrée augmente. Au moment où sa valeur dépasse la tension V^+ , le trigger bascule et la tension de sortie devient égale à V_{sat}^- . Dans ce cas, la tension qui existe sur l'entrée « + » évolue rapidement et devient égale à la valeur donnée par la formule suivante :

$$V^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{\text{Sat}}^- + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{\text{réf}}$$

- Si la tension d'entrée évolue maintenant et sa valeur diminue jusqu'à atteindre la valeur de V^- . Le trigger va de nouveau basculer et la sortie devient égale à la valeur de la tension de saturation positive V_{sat}^+ .

On remarque sur la figure 5.25 (a), qui donne la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée, que le passage « bas vers haut » est différent du passage « haut vers bas ». Ce phénomène est connu sous l'appellation de cycle d'hystérésis.

Le point A qui est le centre du cycle est donné par la formule suivante :

$$V_e = \frac{V^+ + V^-}{2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{\text{réf}}$$

Pour une tension de référence nulle (figure 5.25 (b)), le point A devient le point d'intersection des deux axes et le trigger est centré et symétrique.

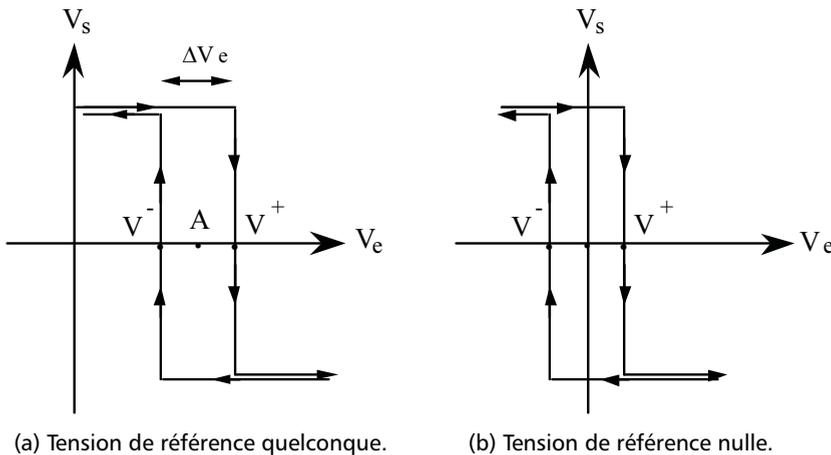


Figure 5.25 Cycle d'hystérésis associé à un trigger de Schmitt.

5.4.8 Multivibrateur astable

Le trigger précédent est modifié de façon à effectuer une comparaison avec une tension d'entrée dépendant de la tension de sortie. Le montage de base est donné à la figure 5.26. Ce montage permet d'avoir des tensions de sortie sans avoir à injecter une tension entrée V_e .

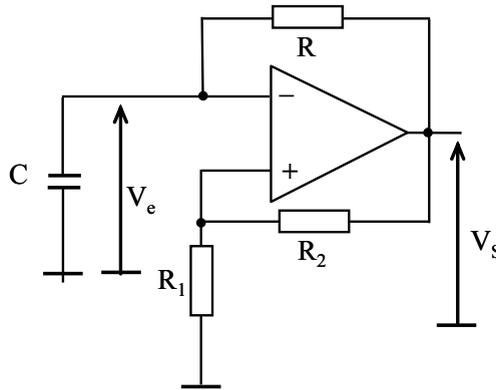


Figure 5.26 Exemple de réalisation d'un montage astable.

Pour simplifier l'étude, on va supposer que les tensions de saturation sont $V_{\text{sat}}^+ = +V_{CC}$ et $V_{\text{sat}}^- = -V_{CC}$. La tension d'entrée V_e est la différence de potentiel aux bornes d'un condensateur alimenté par une source $\pm V_{CC}$ à travers une résistance R .

Si l'on prend comme origine des temps le moment où V_S passe à $+V_{CC}$ par exemple, V_e suit alors la loi d'évolution suivante (en supposant que $V_e(t=0) = 0$) :

$$V_e(t) = V_{CC} \times \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \right]$$

Comme V_e est une tension croissante, elle va franchir le seuil de commutation V^+ à l'instant t_1 . En conséquence la tension de sortie change de signe et le condensateur tend à se charger à $-V_{CC}$. V_e suit alors la loi d'évolution suivante :

$$V_e(t) = (-V_{CC} + V^+) \times \left[1 - \exp\left(-\frac{t-t_1}{RC}\right) \right] + V^+$$

Le seuil de commutation qui est le reflet de la tension de sortie est maintenant égal à V^- . Comme V_e est décroissante, il sera franchi à l'instant t_2 tel que :

$$V_e(t_2) = (-V_{CC} + V^-) \times \left[1 - \exp\left(-\frac{t_2-t_1}{RC}\right) \right] + V^- = -V_{CC} \times \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

La tension de sortie redevient positive et le processus de charge du condensateur vers la valeur $+V_{CC}$ recommence comme au début (figure 5.27). Le phénomène est donc périodique. La demi-période est égale à $(t_2 - t_1)$.

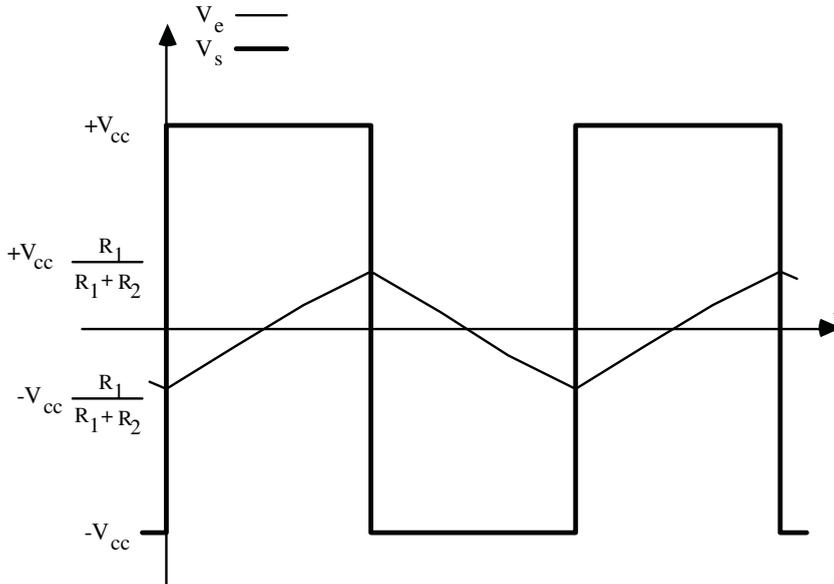


Figure 5.27 Allures des tensions V_e et V_s d'un multivibrateur astable.

5.4.9 Amplificateur logarithmique et antilogarithmique

Soit le montage de la figure 5.28 qui est dérivé de l'amplificateur inverseur et qui comporte une simple diode dans le circuit de réaction. Ce montage représente un amplificateur logarithmique. En effet, en petits signaux, le potentiel de la borne négative est pratiquement égal au potentiel de la borne positive qui est la masse. Le courant I_e qui est injecté par le signal d'entrée passe directement dans la diode. La tension de sortie devient :

$$V_S = -V_{\text{diode}} = -V_D$$

Or, le courant I_e (qui passe dans la diode) est donné par l'expression :

$$I_e = \frac{V_e}{R} = I_S \times \left(e^{\frac{qV_D}{kT}} - 1 \right) = I_S \times \left(e^{-\frac{qV_S}{kT}} - 1 \right)$$

Avec I_S qui est le courant de saturation de la diode et non pas le courant de sortie.

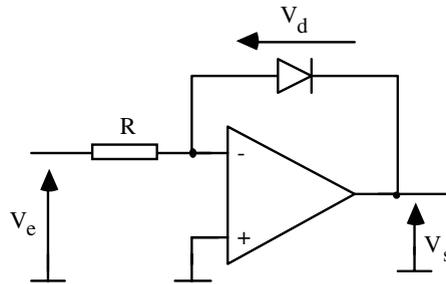


Figure 5.28 Montage d'un amplificateur logarithmique.

On suppose maintenant que la tension V_s est suffisamment négative : $|V_s| > \frac{kT}{q}$, on peut négliger le terme « 1 » devant le terme exponentiel et on obtient une tension de sortie qui sera donnée par la formule suivante :

$$V_s = -\frac{KT}{q} \ln \left(\frac{V_e}{RI_s} \right)$$

La tension de sortie est donc proportionnelle au logarithme de la tension d'entrée. De ce fait, ce montage est appelé « *amplificateur logarithmique* ».

Ce montage ne peut fonctionner correctement que dans une plage limitée en tension. On trouve des variantes de ce montage qui font intervenir généralement un transistor pour jouer le rôle de la diode.

Le fait de permuter la résistance et la diode, permet d'avoir une tension de sortie qui varie d'une façon exponentielle. Il s'agit d'un amplificateur dit « *antilogarithmique* ».

5.4.10 Montage redresseur

Un exemple de montage redresseur est donné à la figure 5.29.

- Lorsque la tension d'entrée est positive, la diode D_1 est bloquée et le courant d'entrée I_1 passe par la résistance R_2 et par la diode D_2 . La tension de sortie V_s est égale à la tension de l'entrée multipliée par le rapport « $-R_2/R_1$ ».
- Lorsque la tension d'entrée est négative, la diode D_1 conduit, elle est assimilable à un court-circuit. La diode D_2 se comporte comme un circuit ouvert et la tension de sortie devient nulle.

En fonction du rapport des résistances et de la qualité des diodes, la tension de sortie est une tension pratiquement sans seuil et on peut redresser des tensions de très faibles amplitudes.

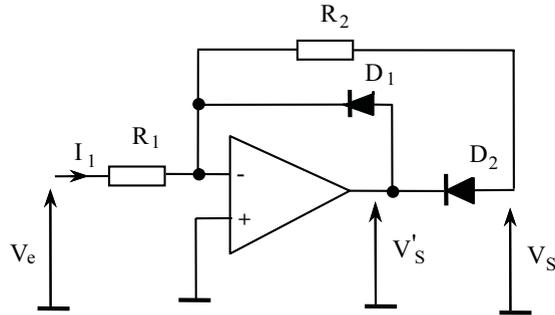


Figure 5.29 Exemple d'un montage redresseur.

5.4.11 Amplificateur écrêteur

Si dans le montage « amplificateur inverseur » on place une diode Zener en parallèle avec la résistance du circuit de réaction comme indiqué à la figure 5.30, l'effet non linéaire introduit par la diode, produit également un écrêtage.

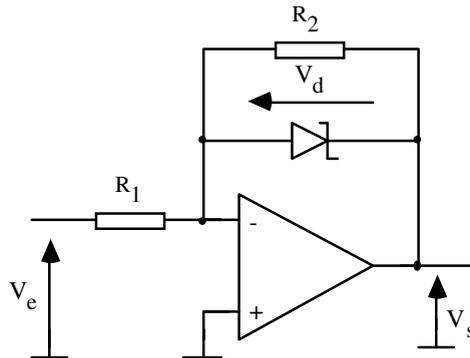


Figure 5.30 Exemple d'un montage écrêteur.

- Lorsque la diode est bloquée c'est-à-dire V_d comprise entre $-V_z$ et V_0 ($V_0 = 0,6 \text{ V}$ pour une diode au silicium), le montage fonctionne en amplificateur de gain $-R_2/R_1$.
- Lorsque la diode conduit en inverse, elle est assimilable à une source de tension constante. Comme V_S est égale à $-V_d$, alors $V_S = V_z$.
- Lorsque la diode conduit en direct, elle est assimilable à un court-circuit. V_S est alors pratiquement égale à 0.

Ce qu'il faut retenir

- L'amplificateur opérationnel est assimilé à un quadripôle (figure 5.31).
 - Le modèle de l'amplificateur opérationnel idéal se décrit à l'aide des relations :
 - un gain en tension différentiel infini : $A_D = \infty$;
 - une très grande impédance d'entrée infinie : $Z_e = \infty$;
 - une impédance de sortie nulle : $Z_S = 0$;
 - une bande passante : $BP = \infty$;
 - la différence de potentiel : $\varepsilon = 0$. À la limite, nous supposons : $V^+ = V^-$;
 - nous supposons les courants : $I^+ = I^- = 0$.
 - En réalité, parfois, on doit tenir compte des imperfections :
 - amplification en boucle ouverte limitée ($A_{V0} = 10^6$ par exemple) ;
 - impédance d'entrée Z_e non infinie ;
 - impédance de sortie Z_S non nulle ;
 - le temps de montée t_r « *rise time* » pour les réponses indicielles en petits signaux.
- C'est le temps pour que la tension de sortie passe de 10 % à 90 % de la valeur finale ;
- le *slew rate* ou vitesse maximale de variation de la tension de sortie pour les réponses indicielles en grands signaux ;
 - la compensation en fréquence qui donne une fréquence de transition f_T faible ;
 - le décalage en tension ou offset en sortie dû aux imperfections des composants : soit un décalage en tension en entrée, soit une différence des courants d'entrée.

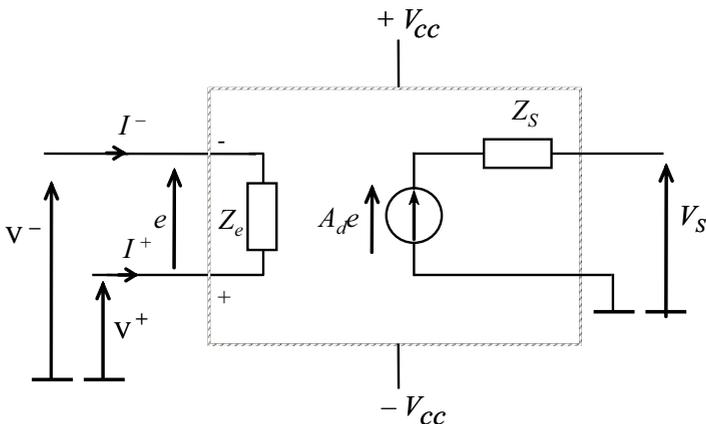


Figure 5.31 Schéma équivalent en petits signaux.

EXERCICES

Exercice 5.1 Filtre passe-bande à amplificateur opérationnel

L'amplificateur opérationnel utilisé dans cet exercice est supposé parfait et fonctionne en régime linéaire non saturé.

On suppose : $C_1 = 10C_2$.

1. Expliquer sans faire de calcul le comportement du circuit en hautes fréquences et en basses fréquences.
2. Déterminer l'expression de la fonction de transfert $H(j\omega)$ en fonction de ω_1 et ω_2 .

$$H(j\omega) = \frac{V_S}{V_e}, \quad \text{avec : } \omega_1 = \frac{1}{RC_1} \quad \text{et} \quad \omega_2 = \frac{1}{RC_2}$$

3. Donner le module de la fonction de transfert et déterminer les limites lorsque la fréquence tend vers l'infini ou vers zéro.
4. Tracer le diagramme asymptotique de Bode du module de la fonction de transfert. Quelle est la fonction réalisée par ce filtre ?

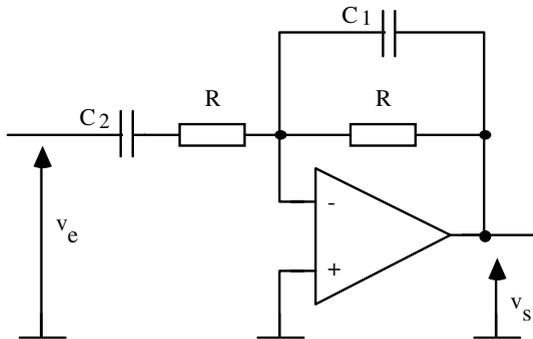


Figure 5.32 Filtre actif à amplificateur opérationnel.

► Solution

1. Étude du comportement du filtre

Pour déterminer le comportement du circuit en hautes et en basses fréquences, on fait tendre les fréquences vers ∞ et vers zéro.

- Lorsque la fréquence tend vers ∞ , les condensateurs se comportent comme des courts-circuits. On trouve donc :

$$V_S = V^- = V^+ = 0$$

La sortie est nulle quelle que soit l'entrée. Ce filtre coupe les hautes fréquences.

- Lorsque la fréquence tend vers zéro, les condensateurs se comportent comme des circuits ouverts. Aucun signal ne passe à travers le condensateur C_2 et on trouve donc :

$$V_S = V^- = V^+ = 0$$

La sortie est nulle quelle que soit l'entrée. Ce filtre coupe les basses fréquences.

Conclusion. Puisque ce filtre coupe les basses et les hautes fréquences, il s'agit donc d'un passe-bande.

2. Fonction de transfert et pulsations caractéristiques

Le montage donné est un montage inverseur. Sa fonction de transfert s'écrit :

$$H(j\omega) = \frac{V_S}{V_e} = -\frac{Z_P}{Z_S}$$

$$\text{Avec : } Z_P = \frac{R \times \frac{1}{jC_1\omega}}{R + \frac{1}{jC_1\omega}} = \frac{R}{1 + jRC_1\omega} \quad \text{et} \quad Z_S = R + \frac{1}{jC_2\omega} = \frac{1 + jRC_2\omega}{jC_2\omega}$$

$$\begin{aligned} \text{Soit : } H(j\omega) &= -\frac{\frac{R}{1 + jRC_1\omega}}{\frac{1 + jRC_2\omega}{jC_2\omega}} = -\frac{R}{1 + jRC_1\omega} \times \frac{jC_2\omega}{1 + jRC_2\omega} \\ &= -\frac{jRC_2\omega}{(1 + jRC_1\omega) \times (1 + jRC_2\omega)} \end{aligned}$$

On développe l'expression précédente pour trouver :

$$\begin{aligned} H(j\omega) &= -\frac{jRC_2\omega}{1 + j(RC_1\omega + RC_2\omega) + j^2R^2C_1C_2\omega^2} \\ &= -\frac{j\frac{\omega}{\omega_2}}{1 - \left(\frac{\omega^2}{\omega_1\omega_2}\right) + j\left(\frac{\omega}{\omega_1} + \frac{\omega}{\omega_2}\right)} \end{aligned}$$

3. Étude de la courbe du gain en fonction de la fréquence

Le module de la fonction de transfert est :

$$|H(j\omega)| = \frac{\frac{\omega}{\omega_2}}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega^2}{\omega_1\omega_2}\right)\right]^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_1} + \frac{\omega}{\omega_2}\right)^2}}$$

Le module passe par une valeur maximale lorsque : $1 - \left(\frac{\omega^2}{\omega_1\omega_2}\right) = 0$

Soit : $\omega = \omega_0 = \sqrt{\omega_1\omega_2}$, à cette pulsation on a :

$$|H(j\omega_0)|_{\max} = \frac{\omega}{\omega_2} \times \frac{\omega_1\omega_2}{\omega \times (\omega_1 + \omega_2)} = \frac{\omega_1}{\omega_1 + \omega_2} = \frac{C_2}{C_1 + C_2} = \frac{1}{10} = 0,1$$

Pour tracer les courbes asymptotiques, on sait que la fonction de transfert est :

$$H(j\omega) = \underbrace{-j\frac{\omega}{\omega_2}}_{H_1(j\omega)} \times \frac{1}{\underbrace{1 - \left(\frac{\omega^2}{\omega_1\omega_2}\right) + j\left(\frac{\omega}{\omega_1} + \frac{\omega}{\omega_2}\right)}_{H_2(j\omega)}}$$

Pour tracer la courbe de Bode du gain, on fait l'étude en faisant tendre la fréquence vers l'infini et vers zéro :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \omega \ll 1 & |H(j\omega)| \approx \frac{\omega}{\omega_2} \quad \text{on trouve une pente de } +20 \text{ dB/décade} \\ \omega \gg 1 & |H(j\omega)| \approx \frac{\omega_1}{\omega} \quad \text{on trouve une pente de } -20 \text{ dB/décade} \\ \omega = \omega_0 & |H(j\omega_0)| = |H(j\omega_0)|_{\max} = \frac{\omega_1}{\omega_1 + \omega_2} \end{array} \right.$$

4. Courbe du gain en fonction de la fréquence

On a le produit de deux fonctions de transfert, on additionne donc les courbes asymptotiques de Bode (figure 5.33).

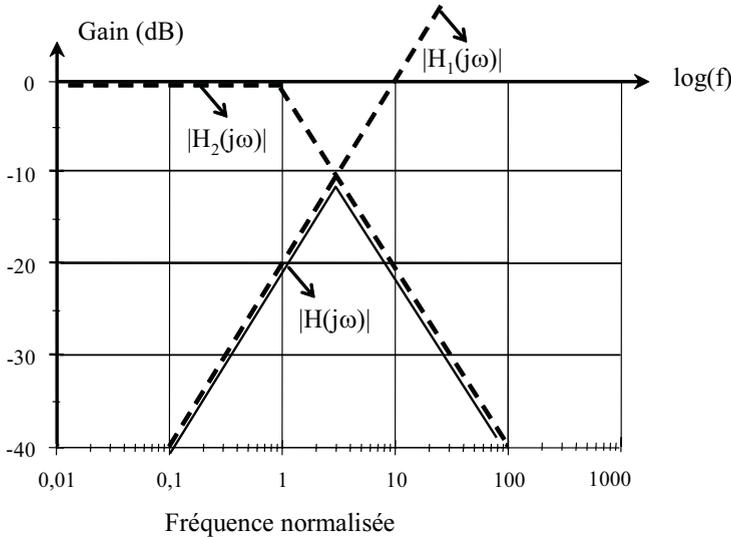


Figure 5.33 Courbes asymptotiques de Bode.

Exercice 5.2 Filtre passe-bas à structure de Rauch

On considère le montage de la figure 5.34. L'amplificateur opérationnel est idéal. Y_1, Y_2, Y_3, Y_4, Y_5 sont des admittances complexes des éléments du circuit.

1. Écrire le théorème de Millman au point A et au point B en utilisant les admittances.
2. Déterminer la fonction de transfert :

$$H(j\omega) = \frac{V_S}{V_e}$$

3. Y_1, Y_3, Y_4 sont les admittances de trois condensateurs identiques de capacité C , Y_2 et Y_5 sont les admittances de deux résistances R_4 et R_5 .

En déduire l'expression de la fonction de transfert $H(j\omega)$. Montrer qu'elle peut se mettre sous la forme

$$H(j\omega) = A_{V0} \times \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \times \frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + j \frac{\omega}{\omega_1}} = A_{V0} \times \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \times \frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + 2jm \frac{\omega}{\omega_0}}$$

Donner les expressions de ω_0 , ω_1 et m .

4. Calculer le module de $H(j\omega)$. Quelles relations doivent satisfaire les résistances R_4 et R_5 pour que ce module se mette sous la forme :

$$|H(j\omega)| = \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \times \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\omega^4}{\omega_0^4}}} \quad ?$$

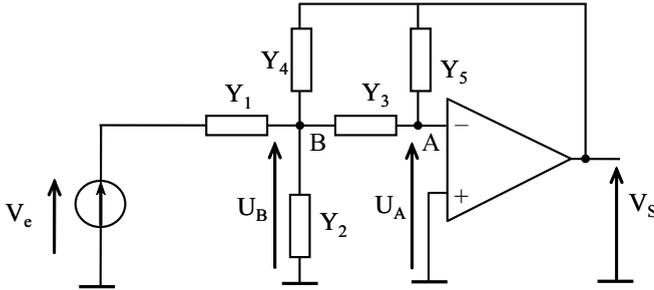


Figure 5.34 Structure de Rauch en admittances.

► Solution

1. Expressions des potentiels des points A et B avec Millman

Puisque l'entrée + de l'amplificateur opérationnel est à la masse, le potentiel du point A qui est le même potentiel que celui de l'entrée - est donc nul. En appliquant le théorème de Millman au nœud A, on a :

$$V_A = \frac{V_B Y_3 + V_S Y_5}{Y_2 + Y_5 + Y_4} = V^- = V^+ = 0$$

On en déduit : $V_B = -\frac{Y_5}{Y_3} \times V_S$

En appliquant le théorème de Millman au nœud B, on a :

$$V_B = \frac{V_e Y_1 + V_S Y_4 + V_A Y_3}{Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4} = \frac{V_e Y_1 + V_S Y_4}{Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4}$$

2. Calcul de la fonction de transfert

En remplaçant dans l'équation précédente, on obtient :

$$-\frac{Y_5}{Y_3} \times V_S = \frac{V_e Y_1 + V_S Y_4}{Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4}$$

$$-(Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4) \times V_S = V_e Y_1 Y_3$$

$$H(j\omega) = \frac{V_S}{V_e} = -\frac{Y_1 Y_3}{Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4}$$

3. Expressions de ω_0 , ω_1 et m

La formule précédente est tout à fait générale. Puisque Y_1, Y_3, Y_4 sont les admittances de trois condensateurs identiques de capacité C ; Y_2 et Y_5 sont les admittances de deux résistances R_2 et R_5 .

On a donc : $Y_1 = Y_3 = Y_4 = jC\omega$, $Y_2 = G_2 = \frac{1}{R_2}$ et $Y_5 = G_5 = \frac{1}{R_5}$

La fonction de transfert devient :

$$H(j\omega) = \frac{V_S}{V_e} = -\frac{j^2 C^2 \omega^2}{\frac{1}{R_5} \left(3jC\omega + \frac{1}{R_2} \right) + j^2 C^2 \omega^2} = -\frac{j^2 R_2 R_5 C^2 \omega^2}{(3jR_2 C \omega + 1) + j^2 R_2 R_5 C^2 \omega^2}$$

Cette expression s'écrit aussi sous la forme :

$$H(j\omega) = \frac{V_S}{V_e} = -\frac{j^2 \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_1} + j^2 \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} = \frac{\frac{\omega^2}{\omega_0^2}}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right) + j \frac{\omega}{\omega_1}} = \frac{\frac{\omega^2}{\omega_0^2}}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right) + 2jm \frac{\omega}{\omega_0}}$$

Cette expression est celle d'un filtre passe haut du second ordre ayant :

- une amplification dans la bande passante (hautes fréquences) égale à : $A_{V0} = 1$;
- une fréquence caractéristique : $f_0 = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_2 R_5}}$;
- une fréquence caractéristique : $f_1 = \frac{1}{2\pi \times 3R_2 C}$;
- un coefficient d'amortissement : $m = \frac{\omega_0}{2\omega_1} = 6 \times \sqrt{\frac{R_2}{R_5}}$.

4. Calcul du module de la fonction de transfert

Le module de la fonction de transfert s'écrit :

$$|H(j\omega)| = \frac{\frac{\omega^2}{\omega_0^2}}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right)^2 + \left(2m \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}}$$

$$\text{Cas particulier : } |H(j\omega)| = \frac{\frac{\omega^2}{\omega_0^2}}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right)^2 + \left(2m \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}} = \frac{\frac{\omega^2}{\omega_0^2}}{\sqrt{1 + \frac{\omega^4}{\omega_0^4}}}$$

Ce cas est obtenu si on a l'égalité suivante : $\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \left(2m \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} = \sqrt{1 + \frac{\omega^4}{\omega_0^4}}$

En développant l'expression précédente, on obtient :

$$1 + \frac{\omega^4}{\omega_0^4} - 2 \times \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + 4m^2 \times \frac{\omega^2}{\omega_0^2} = 1 + \frac{\omega^4}{\omega_0^4}$$

Soit :

$$-2 \times \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + 4m^2 \times \frac{\omega^2}{\omega_0^2} = 0,$$

on en déduit :

$$m = \frac{\sqrt{2}}{2}.$$

Exercice 5.3 Influence des paramètres d'un AOP

On considère le montage « amplificateur non inverseur » de la figure 5.35.

1. Mettre la fonction de transfert sous la forme :

$$H(j\omega) = \frac{V_S}{V_e} = \frac{A(j\omega)}{1 + A(j\omega)G(j\omega)}$$

$A(j\omega)$ représente le gain propre à l'amplificateur opérationnel.

2. L'amplificateur opérationnel possède un gain différentiel $A(j\omega)$ de premier ordre :

$$A(j\omega) = \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_{c0}}}, \quad \text{avec : } 20 \log(A_0) = 100 \text{ dB} \quad \text{et} \quad f_{c0} = 10 \text{ Hz.}$$

Déduire des propriétés de la contre réaction la bande passante de l'amplificateur dans les cas suivants : $R_2 = 9R_1$ et $R_2 = 99R_1$.

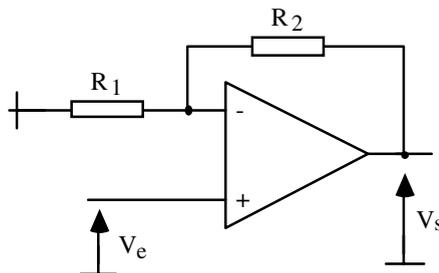


Figure 5.35 Amplificateur non inverseur.

► Solution

1. Expression de la fonction de transfert

La tension de sortie s'écrit :

$$V_S = A(j\omega) \times \varepsilon = A(j\omega) \times \left(V_e - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \times V_S \right)$$

$$V_S = A(j\omega) \times V_e - A(j\omega) \times \frac{R_1}{R_1 + R_2} \times V_S$$

On a donc :
$$V_S \left(1 + A(j\omega) \times \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = A(j\omega) \times V_e$$

La fonction de transfert s'écrit :
$$H(j\omega) = \frac{V_S}{V_e} = \frac{A(j\omega)}{1 + A(j\omega) G(j\omega)}$$

Avec :
$$G(j\omega) = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

2. Calcul du gain réel

Puisque l'amplificateur opérationnel possède un gain différentiel $A(j\omega)$ du premier ordre :

$$A(j\omega) = \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_{C0}}}, \quad \text{avec : } 20 \log(A_0) = 100 \text{ dB} \quad \text{et} \quad f_{C0} = 10 \text{ Hz.}$$

On en déduit : $\frac{100}{20} = 5 = \log(10^5) = \log(A_0)$, soit : $A_0 = 10^5$.

Lorsque $R_2 = 9R_1$, on a : $G(j\omega) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{R_1}{R_1 + 9R_1} = 0,1$

La fonction de transfert s'écrit :

$$H(j\omega) = \frac{V_S}{V_e} = \frac{A(j\omega)}{1 + 0,1 \times A(j\omega)} = \frac{\frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_{C0}}}}{1 + 0,1 \times \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_{C0}}}} = \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_{C0}} + \frac{A_0}{10}}$$

$$H(j\omega) = \frac{V_S}{V_e} = \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_{C0}} + \frac{A_0}{10}} \approx \frac{10^5}{10^4 + j \frac{f}{10}}$$

Le gain en basses fréquences est donc :

$$|H(j\omega)|_{\lim f \rightarrow 0} = \left| \frac{V_S}{V_e} \right| \approx \frac{10^5}{\sqrt{(10^4)^2 + \left(\frac{f}{10}\right)^2}} = \frac{10^5}{10^4} = 10$$

La fréquence de coupure f_C est obtenue lorsque le module de la fonction de transfert devient égal à :

$$|H(j\omega)| = \left| \frac{V_S}{V_e} \right| = \frac{10^5}{\sqrt{(10^4)^2 + \left(\frac{f_C}{10}\right)^2}} = \frac{10}{\sqrt{2}}$$

On en déduit : $\frac{10^{10}}{(10^4)^2 + \left(\frac{f_C}{10}\right)^2} \approx \frac{10^2}{2} \Rightarrow f_C \approx 10 \times \sqrt{2 \times 10^8 - 10^8} \approx 10^5 \text{ Hz}$

Lorsque $R_2 = 99R_1$, on a : $G(j\omega) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{R_1}{R_1 + 99R_1} = 0,01$

Le même raisonnement nous permet de déduire : $f_C \approx 10^4 \text{ Hz}$

Remarque. On retrouve avec ces deux exemples, ce qui est prévisible, à savoir :

$$\text{gain} \times \text{bande passante} = \text{constante} = f_T = 10^5 \times 10 = 10^6 \text{ Hz}$$

Exercice 5.4 Filtre de Wienn amélioré à AOP

Soit le montage d'un filtre de Wienn donné à la figure 5.36 (a) et le montage de la figure 5.36 (b) représentant un autre filtre de Wienn amélioré grâce à l'utilisation d'un amplificateur opérationnel.

1. Pour le montage de la figure 5.36 (a), calculer la fonction de transfert du filtre. Tracer la courbe du gain en fonction de la fréquence dans le cas particulier : $R_1 = R_2 = R$ et $C_1 = C_2 = C$
Déterminer le coefficient de qualité Q_1 .

2. Refaire le même travail pour le montage de la figure 5.36 (b). Conclure.

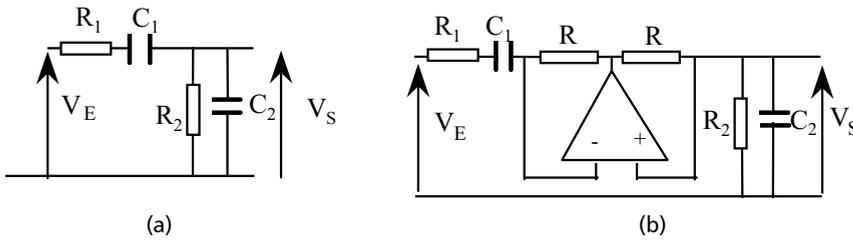


Figure 5.36 Filtre de Wienn (a) et filtre de Wienn amélioré (b).

► Solution

1 Étude du premier filtre

On commence par étudier le premier montage et on note :

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{jC_1\omega} \quad ; \quad Z_2 = \frac{R_2}{1 + jR_2C_2\omega}$$

$$\frac{V_{S1}}{V_E} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{1}{1 + Z_1Y_2} = \frac{1}{1 + \left(R_1 + \frac{1}{jC_1\omega}\right) \times \left(\frac{1 + jR_2C_2\omega}{R_2}\right)}$$

• Expression de la fonction de transfert

En développant le dénominateur, on obtient :

$$\frac{V_{S1}}{V_E} = \frac{jR_2C_1\omega}{jR_2C_1\omega + (1 + jR_1C_1\omega) \cdot (1 + jR_2C_2\omega)}$$

$$\frac{V_{S1}}{V_E} = \frac{jR_2C_1\omega}{1 + j\omega(R_2C_1 + R_1C_1 + R_2C_2) - (R_1R_2C_1C_2)\omega^2}$$

Il s'agit d'un filtre passe-bande (filtre de Wienn). Sa fonction de transfert peut se mettre sous une forme standard :

$$H_1(j\omega) = \frac{V_{S1}}{V_E} = A \frac{j \frac{\omega}{\omega_{01}}}{1 + 2jm \frac{\omega}{\omega_{02}} - \left(\frac{\omega}{\omega_{03}}\right)^2}$$

Avec : $\omega_{01} = \frac{1}{R_2C_1}$, $\omega_{02} = \frac{1}{R_2C_1 + R_1C_1 + R_2C_2}$ et $\omega_{03} = \frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}$

• *Cas particulier*

$$R_1 = R_2 = R \quad \text{et} \quad C_1 = C_2 = C \quad \text{soit} : \omega_{01} = \omega_{02} = \omega_{03} = \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$H_1(j\omega) = \frac{V_{S1}}{V_E} = \frac{jRC\omega}{1 + 3jRC\omega - (RC\omega)^2} = \frac{j\frac{\omega}{\omega_0}}{1 + 3j\frac{\omega}{\omega_0} - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

Par identification, on trouve : $A = 1$ et $m = \frac{3}{2} = 1,5$.

La fonction de transfert devient :

$$H_1(j\omega) = \frac{V_{S1}}{V_E} = \frac{jx\omega}{1 + 3jx - x^2} = \frac{1}{3 + j\left(x - \frac{1}{x}\right)}$$

Avec : $x = \frac{\omega}{\omega_0}$ qui représente la pulsation normalisée.

• *Tracé de la courbe du gain en fonction de la fréquence*

Le module de la fonction de transfert est :

$$|H_1(\omega)| = \left| \frac{V_{S1}}{V_{E1}} \right| = \frac{1}{\sqrt{9 + \left(x - \frac{1}{x}\right)^2}}$$

Ce résultat montre que pour $x = 1$, le module est maximal et vaut $|H_1|_{\text{MAX}} = 1/3$.
On a toujours un amortissement. On détermine les courbes asymptotiques :

$$\begin{cases} x \ll 1 & H_1(jx) \approx jx & \text{on trouve une pente de : } +20 \text{ dB/décade} \\ x \gg 1 & H_1(jx) \approx 1/jx & \text{on trouve une pente de : } -20 \text{ dB/décade} \\ x = 1 & H_1(jx) = H_{1\text{MAX}} \end{cases}$$

Le tracé de l'amplitude en fonction de la fréquence est donné à la figure 5.37 (a).

• *Calcul du coefficient de qualité Q_1*

Pour déterminer le coefficient de qualité Q_1 , on calcule les fréquences de coupures f_{C1} et f_{C2} pour lesquelles l'amplitude est égale à l'amplitude maximale divisée par $\sqrt{2}$.

$$|H_1| = \frac{|H_{1\text{MAX}}|}{\sqrt{2}} = \frac{1}{3\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{9 + \left(x - \frac{1}{x}\right)^2}}, \quad \text{soit} : 9 + \left(x - \frac{1}{x}\right)^2 = 18$$

On obtient une équation de second degré : $x^2 - 3x - 1 = 0$

Les deux racines de l'équation précédente sont x_1 et x_2 , avec :

$$x_1 = \frac{+3 + \sqrt{9+4}}{2} \quad \text{ce qui donne la pulsation} \quad \omega_{C1} = \frac{+3 + \sqrt{9+4}}{2} \omega_0$$

$$x_2 = \frac{-3 + \sqrt{9+4}}{2} \quad \text{ce qui donne la pulsation} \quad \omega_{C2} = \frac{-3 + \sqrt{9+4}}{2} \omega_0$$

Le coefficient de qualité est : $Q_1 = \frac{\omega_0}{\omega_{C1} - \omega_{C2}} = \frac{1}{3}$

Remarque. Ce coefficient de qualité est très faible pour assurer juste le passage d'une bande passante et couper le reste.

2. Étude du deuxième montage

• *Expression de la fonction de transfert*

L'amplificateur opérationnel est supposé idéal, on a des courants entrants nuls.

$$\begin{cases} V_A = V_B = V_{S2} = -Z_2 I_S \\ V_E - V_A = V_E - V_{S2} = Z_1 I_E \end{cases}$$

Soit : $\frac{V_E - V_{S2}}{Z_1} = -\frac{V_{S2}}{Z_2}$ ce qui donne : $\frac{V_E}{Z_1} = V_{S2} \left(\frac{1}{Z_1} - \frac{1}{Z_2} \right)$

$$H_2(j\omega) = \frac{V_{S2}}{V_E} = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1(Z_2 - Z_1)} = \frac{Z_2}{Z_2 - Z_1} = \frac{1}{1 - Z_1 Y_2}$$

$$H_2(j\omega) = \frac{V_{S2}}{V_E} = \frac{1}{1 - \left(\frac{1 + jR_1 C_1 \omega}{jC_1 \omega} \right) \cdot \left(\frac{1 + jR_2 C_2 \omega}{R_2} \right)}$$

$$H_2(j\omega) = -\frac{jR_2 C_1 \omega}{1 + j\omega(R_1 C_1 + R_2 C_2 - R_2 C_1) + j^2 R_1 R_2 C_1 C_2 \omega^2}$$

• *Tracé de la courbe du gain en fonction de la fréquence*

Il s'agit de la fonction de transfert d'un filtre passe-bande dont le tracé est donné à la figure 5.37 (b) dans le cas particulier $R_1 = R_2 = R$ et $C_1 = C_2 = C$.

$$H_2 = \frac{V_{S2}}{V_{E2}} = -\frac{jx}{1 + jx - x^2} = -\frac{1}{1 + j \left(x - \frac{1}{x} \right)}$$

Dont le module est : $|H_2| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(x - \frac{1}{x} \right)^2}}$

Ce résultat montre que pour $x = 1$, le module est maximal et vaut : $|H_1|_{MAX} = 1$. On a toujours un amortissement. On détermine les mêmes courbes asymptotiques :

$$\begin{cases} x \ll 1 & H_1(jx) \approx jx & \text{on trouve une pente de } +20 \text{ dB/décade} \\ x \gg 1 & H_1(jx) \approx 1/jx & \text{on trouve une pente de } -20 \text{ dB/décade} \\ x = 1 & H_1(jx) = H_{1MAX} \end{cases}$$

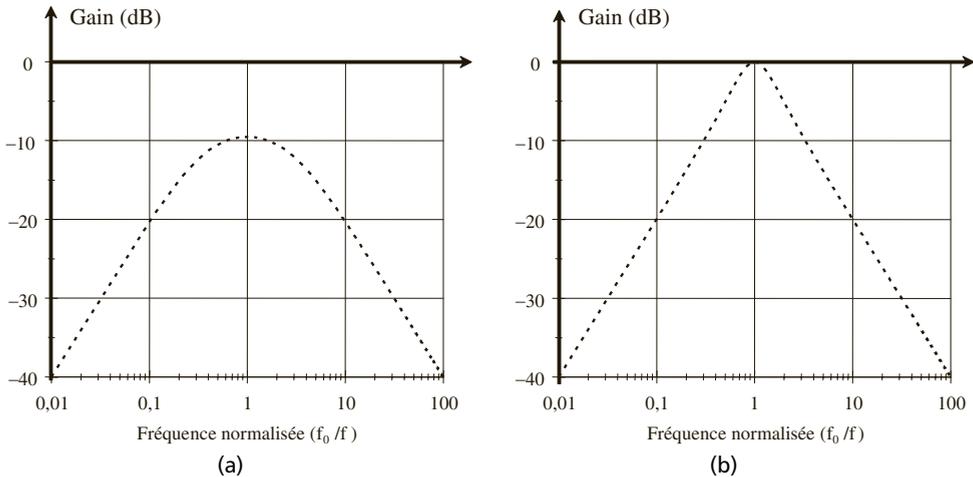


Figure 5.37 Courbes du gain en fonction de la fréquence.

• Calcul du coefficient de qualité Q_2

On peut calculer le coefficient de qualité comme précédemment, mais on peut aussi identifier la fonction obtenue par l'expression standard d'un filtre passe-bande.

$$H_2 = \frac{V_{S2}}{V_{E2}} = \frac{1}{1 + j \left(x - \frac{1}{x} \right)} = \frac{1}{1 + jQ \left(x - \frac{1}{x} \right)} = \frac{1}{1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$$

On trouve donc le coefficient de qualité : $Q_2 = 1$

Ce coefficient de qualité est plus élevé que le coefficient déterminé précédemment ($Q_2 = 3Q_1$). L'introduction de l'amplificateur opérationnel permet d'améliorer la sélectivité du filtre.

Remarque. Le choix d'une résistance $R_1 < R_2$ et $C_1 > C_2$ permet d'améliorer d'avantage la sélectivité en augmentant davantage le coefficient de qualité.

Exercice 5.5 Source de courant commandée en tension à AOP

Soit le montage de la figure 5.38. On suppose que l'amplificateur opérationnel est idéal.

Montrer que le courant de sortie débité dans la charge R_U est indépendant de celle-ci, ce courant s'écrit sous la forme : $i_s = Yv_e$.

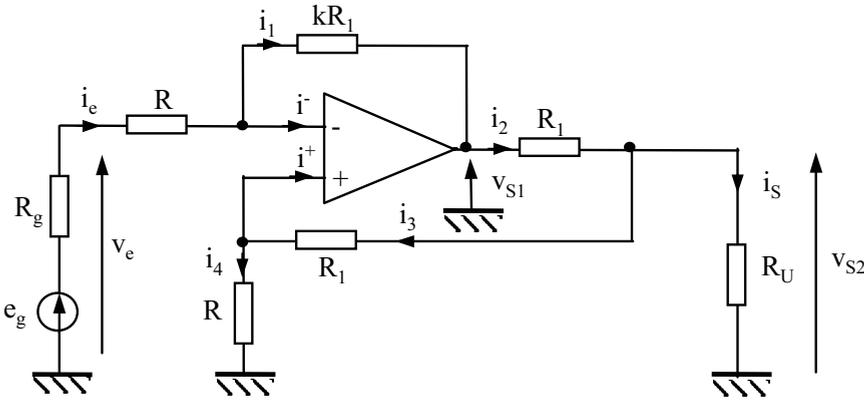


Figure 5.38 Exemple de réalisation d'une source de courant commandée en tension.

► Solution

Expression du courant débité dans la charge

Le courant de sortie est donné par : $i_S = i_2 - i_3 = \frac{v_{S1} - v_{S2}}{R_1} - \frac{v_{S2} - v^+}{R_1}$

L'amplificateur opérationnel étant idéal, les courants entrants sont nuls : $i^+ = i^- = 0$. Les courants i_3 et i_4 sont identiques : $i_3 = i_4$. On peut donc appliquer le diviseur de tension :

$$v^+ = v^- = \frac{R}{R + R_1} v_{S2}$$

Le courant d'entrée i_e et le courant i_1 sont identiques : $i_e = i_1$.

$$\text{Or, } i_e = \frac{v_e - v^-}{R} = \frac{v^- - v_{S1}}{k R_1} = \frac{v^+ - v_{S1}}{k R_1}$$

On peut donc déduire la tension de sortie :

$$v_{S1} = k R_1 \left(\frac{v^-}{k R} + \frac{v^-}{R} - \frac{v_e}{R} \right) = \left(1 + k \frac{R_1}{R} \right) v^- - k \frac{R_1}{R} v_e$$

En remplaçant v^- par son expression en fonction de v_{S1} , nous obtenons :

$$v_{S1} = \left(1 + k \frac{R_1}{R} \right) \times \left(\frac{R}{R + R_1} \right) \times v_{S2} - k \frac{R_1}{R} \times v_e$$

$$\text{Soit : } v_{S1} = \left(\frac{R + k R_1}{R + R_1} \right) \times v_{S2} - k \frac{R_1}{R} \times v_e$$

En utilisant les équations précédentes, le courant de sortie devient :

$$i_S = \left(\frac{R + k R_1 - (R + R_1) - R_1}{R_1 \cdot (R + R_1)} \right) \times v_{S2} - \frac{k}{R} \times v_e$$

Pour obtenir une source de courant commandée en tension, la première quantité entre parenthèses doit être nulle. Nous obtenons :

$$i_S = -\frac{k}{R} \times v_e \quad \text{et} \quad \left(\frac{R + kR_1 - (R + R_1) - R_1}{R_1(R + R_1)} \right) \times v_{S2} = 0$$

Soit :

$$k = 2 \quad \text{et} \quad i_S = -\frac{2v_e}{R}$$

Le convertisseur tension-courant possède un coefficient de transfert égal à : $Y = -2/R$. Ce coefficient est indépendant de la résistance de charge R_U .

Chapitre 6

Circuits intégrés analogiques

Un circuit intégré (CI) est un composant électronique capable de reproduire une (ou plusieurs) fonction électronique plus ou moins complexe, intégrant souvent plusieurs types de composants électroniques de base (surtout des transistors, quelques résistances mais rarement des condensateurs) dans un volume réduit, rendant ainsi le circuit facile à mettre en œuvre.

Il existe une très grande variété de ces composants divisés en deux grandes catégories : circuits intégrés analogiques et circuits intégrés numériques.

On a déjà présenté le circuit intégré le plus utilisé qui est l'amplificateur opérationnel. Le but de ce dernier chapitre est de sensibiliser le lecteur à quelques circuits intégrés de base. En effet, la conception de circuits à base de composants discrets devient exceptionnelle et le travail d'un technicien consiste à faire le bon choix entre les circuits existants.

6.1 RÉGULATEURS DE TENSIONS

Un régulateur intégré de tension est un composant électronique souvent à trois broches, une pour l'entrée, une pour la masse et une pour la sortie. On trouve dans le commerce des régulateurs de tensions linéaires, il s'agit de circuits simples d'utilisation. Généralement, il est nécessaire d'ajouter quelques condensateurs à l'entrée et en sortie et quelquefois, il faut adjoindre un dissipateur thermique.

Un régulateur de tension intégré est un composant à semi-conducteur dont le rôle consiste à rendre quasi continue et à stabiliser la valeur d'une tension d'utilisation V_U . Le schéma de principe est donné à la figure 6.1. La tension V_U agit sur la tension V_1 par la relation du pont diviseur de tension. On dispose d'une tension de référence V_0 , l'amplificateur d'erreur amplifie la différence entre la tension de référence V_0 et la tension V_1 . L'amplificateur commande ensuite le bloc B, constitué essentiellement par un transistor dit « *ballast* ». Celui-ci agit sur la tension de sortie en fonction de la commande reçue de l'amplificateur d'erreur.

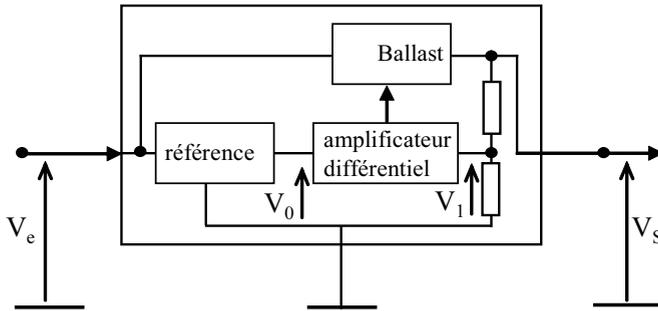


Figure 6.1 Schéma bloc d'un régulateur de tension linéaire.

La tension de sortie ou d'utilisation peut être fixe (régulateurs fixes) ou variable (régulateurs ajustables). Dans ce dernier cas, une boucle de réaction externe est utilisée.

La stabilisation ou régulation s'opère en amont car la tension du départ présente une ondulation : variation due au redressement par un pont redresseur suivi d'un filtrage, par exemple.

Mais la stabilisation peut aussi s'opérer en aval : variation de la charge, ce qui entraîne une variation du courant débité.

Il existe pour l'essentiel deux grandes familles de régulateurs de tension :

- régulateur à tension de sortie fixe positive ou négative ;
- régulateur à tension de sortie variable positive ou négative.

On trouve aussi une autre distinction, il y a des régulateurs linéaires et des régulateurs à découpage. Nous n'étudions dans ce chapitre que les régulateurs fixes et linéaires.

6.1.1 Régulateur série

a) Montage de base

L'exemple le plus simple d'un régulateur série est celui donné à la figure 6.2 :

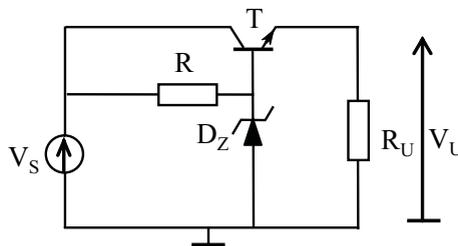


Figure 6.2 Exemple d'un régulateur série à transistor et à diode Zener.

Dans ce cas, le transistor est directement relié à la référence de tension qui est constituée simplement de la tension obtenue aux bornes d'une diode Zener. Le transistor T fournit le courant de sortie I_{RU} et absorbe les variations de V_U . C'est le transistor appelé « *Ballast* ». La résistance R permet de polariser correctement la diode Zener en fournissant le courant I_Z .

Ce type de régulateur est qualifié de série, car le transistor T se trouve en série avec la charge R_U .

La tension d'utilisation est : $V_U = V_{BE} + V_Z$.

b) Régulateur série avec asservissement de la tension de sortie

L'asservissement de la tension de sortie se fait par exemple grâce à un amplificateur opérationnel et au diviseur de tension réalisé par le pont résistif constitué de R_1 , R_3 et R_2 . Cette dernière résistance peut ne pas exister, son rôle est de pouvoir faire un réglage précis.

En fait, le pont diviseur de tension donne une image de la tension de sortie V_U qui est comparée à travers l'amplificateur opérationnel avec la tension de référence donnée par la diode Zener. En fonction des valeurs obtenues, le transistor permet de débiter plus ou moins de courant et ajuster automatiquement la tension d'utilisation.

Ce genre de montage offre d'excellentes performances de stabilisation amont et aval.

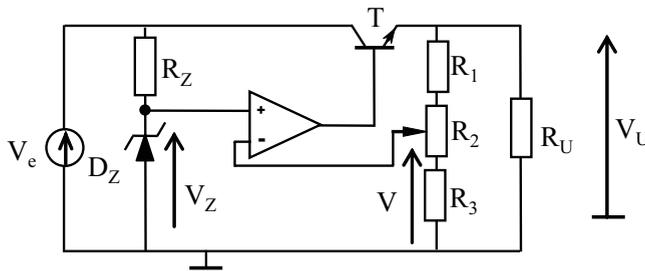


Figure 6.3 Régulateur linéaire série avec asservissement de tension.

Si on annule R_2 , La tension V est : $V = \frac{R_3}{R_1 + R_3} \times V_U$

Or, $V \approx V_Z$ ce qui donne : $V_U = \frac{R_1 + R_3}{R_3} \times V_Z$

6.1.2 Régulateur shunt

Ce circuit est appelé régulateur de tension shunt, étant donné que les éléments du régulateur sont en parallèle (ou en *shunt*) avec la charge.

Un exemple de régulateur shunt est donné à la figure 6.4. La résistance série R_S doit être choisie de telle sorte que, lorsque la tension de sortie est au niveau désiré, le produit R_S par le courant consommé donne la chute de tension voulue.

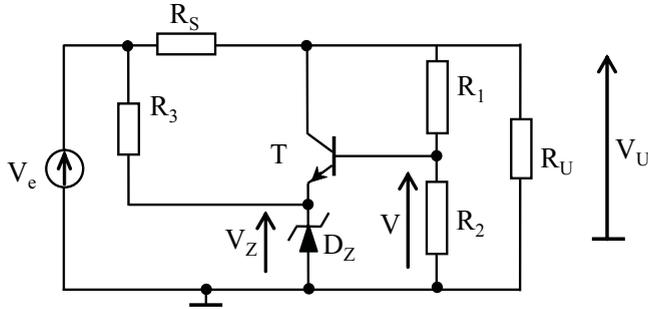


Figure 6.4 Régulateur linéaire avec asservissement de tension.

Exemple. $V_e = 20$ V, $V_U = 12$ V et $I_e = 100$ mA, la résistance R_S devient :

$$R_S = \frac{V_e - V_U}{I_e} = \frac{20 - 12}{100} \times 10^3 = 80 \Omega$$

Si on néglige l'effet du courant base dans le transistor, la tension V devient :

$$V = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times V_U$$

Or, $V \approx V_Z + V_{BE}$ ce qui donne :

$$V_U = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \times (V_Z + V_{BE})$$

La diode Zener et le transistor permettent de maintenir l'équilibre de la tension de sortie. En effet, toute variation de courant dans le stabilisateur s'oppose à la variation du courant initial.

Supposons par exemple que la tension d'utilisation V_U augmente, le potentiel de la base du transistor augmente, ce qui augmente le courant de base, et donc une augmentation aussi du courant d'émetteur. Le courant qui passe dans la résistance R_S augmente aussi, ce qui provoque une chute de tension plus importante sur cette résistance.

Cette augmentation de la chute de tension dans R_S élimine en partie, l'augmentation prévue au départ sur la tension d'utilisation V_U et donc de rétablir l'équilibre.

Remarque. Ce montage peut être amélioré notamment en optant pour une plus forte contre-réaction.

6.1.3 Caractéristiques

On trouve plusieurs modèles de régulateurs de tensions. Des modèles pour les faibles courants et des modèles qui sont plus puissants, capables de débiter quelques ampères. On trouve aussi, des régulateurs qui sont capables de fournir des tensions positives et d'autres qui fournissent des tensions négatives. Dans tous les cas, il faut connaître :

- la *tension de sortie* V_{out} : c'est la tension désirée, par exemple + 5 V si on utilise cette tension pour alimenter des circuits logiques en TTL ;
- la *tension maximale en entrée* V_{in} : c'est la tension d'entrée qu'on désire stabiliser et réguler. Elle va jusqu'à 25 V par exemple pour un régulateur du type 7805 ;
- le *courant de sortie* : c'est le courant maximal que le régulateur peut débiter. Souvent, les régulateurs sont protégés contre le court-circuit et ne dépassent pas cette valeur ;
- la *tolérance* : elle est indiquée par une lettre et exprime les variations extrêmes garanties par le constructeur ;
- le *taux de régulation amont (Input regulation)* : ce taux exprime en mV les variations de la tension de sortie lorsque la tension d'entrée varie ;
- le *taux de régulation en aval (Output regulation)* : ce taux traduit l'influence des variations du courant de sortie sur la valeur de la tension régulée.

6.2 LES TEMPORISATEURS

6.2.1 Description

Le circuit temporisateur ou circuit de minuterie « 555 » est un circuit qui introduit un retard dans l'exécution d'une opération. C'est le premier circuit de base de temps (*Timer*) qui fonctionne en mode monostable (un seul état stable) ou en mode astable (sans état stable). Bien que la version CMOS de ce circuit soit employée, le type standard mais amélioré est toujours disponible.

Le schéma interne du temporisateur 555 est complexe, mais pour comprendre le fonctionnement, on préfère utiliser le schéma bloc (fonctionnel), on trouve :

- deux comparateurs ;
- un pont diviseur à trois résistances permettant de déterminer un seuil haut et un seuil bas ;
- une bascule de type SET/RESET ;
- un étage de sortie ;
- un transistor NPN qui permet de décharger un condensateur externe.

6.2.2 Fonctionnement en mode monostable

Le schéma de la figure 6.6 représente le câblage simple en mode monostable. Le montage comporte une résistance et un condensateur externes. La tension aux bornes du condensateur qui est appliquée sur la broche 6 sert de tension seuil.

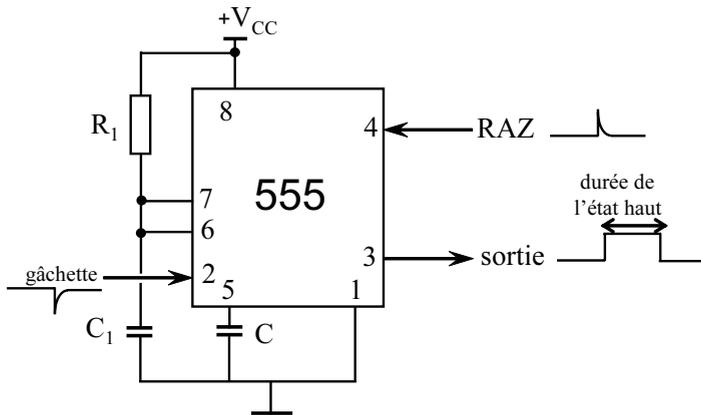


Figure 6.6 Montage monostable utilisant un 555.

Au départ, la sortie Q est à l'état haut (\overline{Q} est à l'état bas), le transistor est saturé et le condensateur C_1 se trouve déchargé.

Lorsqu'on applique une impulsion négative de courte durée sur la gâchette (son niveau de repos est à $+V_{CC}$), le potentiel de la broche 2 devient légèrement inférieur à $V_{CC}/3$, le comparateur inférieur bascule, Q passe au niveau bas et \overline{Q} à l'état haut.

Le condensateur C_1 commence à se charger à travers R_1 .

$$V_{C1} = V_{CC} \times (1 - e^{-t/RC})$$

Dès que la tension aux bornes du condensateur dépasse $2V_{CC}/3$, le comparateur supérieur bascule la sortie Q passe à l'état haut (\overline{Q} passe à l'état bas), le transistor est saturé et le condensateur C_1 se trouve déchargé.

La durée du créneau de la sortie est déterminée par la constante de temps $\tau = R_1 C_1$. La tension de sortie est approximativement de $2/3 V_{CC}$.

La largeur de l'impulsion est :

$$W = RC \times \ln(3) = 1,1 \times RC \text{ en secondes}$$

Cette durée reste valable tant qu'aucune impulsion de remise à zéro n'est appliquée sur la borne 4.

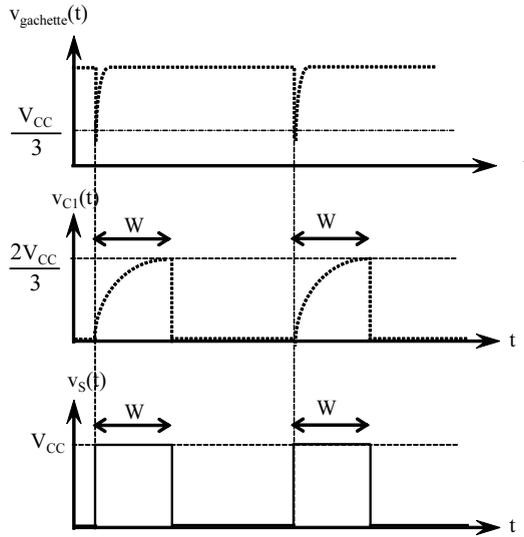


Figure 6.7 Allures des tensions de la gâchette, aux bornes du condensateur C_1 et de la tension de sortie.

6.2.3 Fonctionnement en mode astable

La figure 6.8 montre le cas d'un temporisateur configuré en mode multivibrateur astable. Utilisé de la sorte, le temporisateur ne possède pas d'état stable et produit des créneaux en continu. La fréquence des créneaux est déterminée par R_1 , R_2 et C_1 .

Les seuils de déclenchement sont identiques aux seuils du montage monostable, autrement dit : $V_{CC}/3$ et $2V_{CC}/3$.

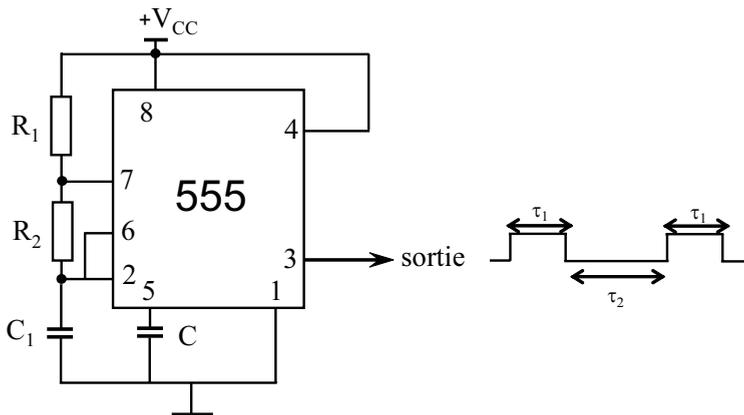


Figure 6.8 Montage astable utilisant un 555.

Dans un premier temps, la broche Q est au niveau bas, le transistor est bloqué et le condensateur C_1 (qui était déchargé) commence à se charger à travers la résistance formée par la somme des deux résistances : $R = R_1 + R_2$. Le condensateur se charge jusqu'à la valeur $2V_{CC}/3$.

La constante de temps de charge est donc : $\tau = (R_1 + R_2) \times C_1$

Dès que la tension aux bornes du condensateur C_1 dépasse légèrement $2V_{CC}/3$, le comparateur supérieur met la bascule au niveau haut, le transistor sature et le condensateur se décharge à travers la résistance R_2 avec une constante de temps : $\tau' = R_2 \times C_1$

Lorsque la tension aux bornes du condensateur C_1 devient légèrement inférieure à $V_{CC}/3$, le comparateur inférieur met la bascule au niveau bas. C'est alors que le cycle recommence.

$$T_1 = 0,693 \times \tau = 0,693 \times (R_1 + R_2) C_1$$

$$T_2 = 0,693 \times \tau' = 0,693 \times R_2 C_1$$

La période totale du cycle sera donc :

$$T = T_1 + T_2 = 0,693 \times (\tau + \tau') = 0,693 \times (R_1 + 2R_2) C_1$$

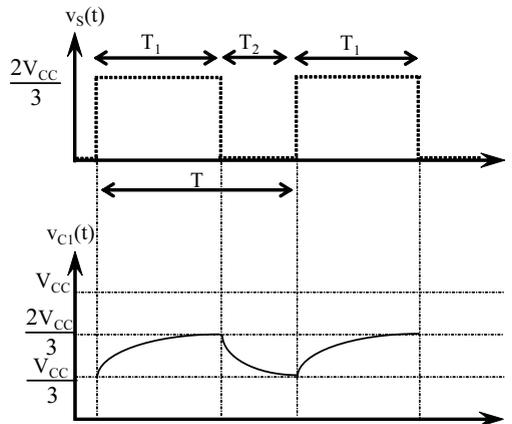


Figure 6.9 Allures des tensions de sortie et aux bornes du condensateur C_1 .

La fréquence d'oscillation est l'inverse de la période :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0,693 \times (R_1 + 2R_2) C_1} = \frac{1,44}{(R_1 + 2R_2) C_1}$$

6.3 LES MULTIPLIEURS

Les circuits intégrés appelés multiplicateurs ou multiplieurs sont des circuits qui sont souvent utilisés en synthèse des signaux, contrôle automatique, multiplication de fréquences, modulation...

6.3.1 Fonctionnement d'un multiplieur

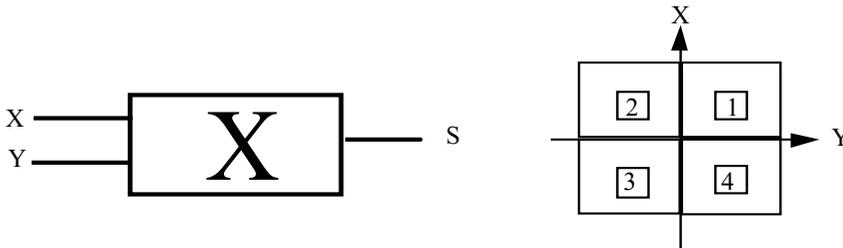


Figure 6.10 Représentation symbolique et définition des quatre quadrants.

Un multiplieur idéal doit présenter des caractéristiques précises. Généralement un multiplieur permet la multiplication de deux tensions d'entrée notées respectivement X et Y. La sortie est souvent une tension notée S. Cette tension est donnée par la formule suivante :

$$S = K \times X \times Y, \quad \text{avec : } K \text{ qui est en } V^{-1}$$

Le fonctionnement en régime continu doit être possible. On trouve des multiplieurs 1, 2 ou 4 quadrants. Ceci traduit la possibilité de réaliser des multiplications pour que les tensions d'entrées X et Y soient toutes les deux positives, négatives ou de signes opposés. Il va de soi que le multiplieur quatre quadrants est le plus performant.

6.3.2 Différents types de multiplieurs analogiques

Différentes possibilités se présentent pour la réalisation d'un multiplieur. Citons-en certaines :

a) Multiplieurs à amplificateurs logarithmiques / antilogarithmiques

Dans cette méthode on applique les propriétés des logarithmes et les propriétés des exponentielles puisque :

$$\log(X) + \log(Y) = \log(XY) \quad \text{et} \quad \exp(\log(XY)) = XY$$

La figure 6.11 montre le schéma fonctionnel de ce type de multiplieur.

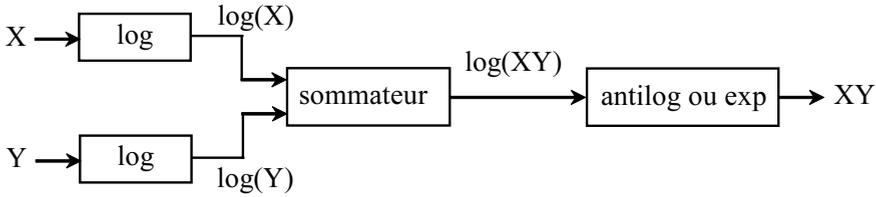


Figure 6.11 Principe d'un multiplieur utilisant des modules « log » et « exp ».

b) Multiplieurs utilisant des modules d'élevation au carré

La relation algébrique utilisée est la suivante :

$$\frac{(X + Y)^2}{4} - \frac{(X - Y)^2}{4} = \frac{(X^2 + 2XY + Y^2) - (X^2 - 2XY + Y^2)}{4} = XY$$

On retrouve des modules sommateurs, des modules de valeurs absolues et des modules d'élevation au carré. Notons que l'élevation au carré peut être obtenue par approximation en utilisant des diodes et des résistances comme c'est le cas pour un conformateur à diodes.

c) Multiplieur à transconductance variable

La figure 6.12 représente le schéma de principe du fonctionnement d'un multiplieur quatre quadrants de type à *transconductance variable*. L'idée de base est une amélioration des performances du modulateur équilibré à deux amplificateurs différentiels.

Dans ces circuits intégrés, la paire différentielle est remplacée par une double paire différentielle T_7, T_8 et T_{14}, T_{15} . Les bases sont commandées, non pas directement par la tension X , mais par cette tension amplifiée par la paire différentielle T_3, T_4 .

Les courants ainsi obtenus I_1 et I_2 sont proportionnels à Y par l'intermédiaire de la paire différentielle T_9, T_{10} .

On cherche à déterminer I_3 et I_4 en fonction de l'entrée X . Le raisonnement est identique pour l'entrée Y . On obtient donc si on suppose $U_{BE3} \cong U_{BE4}$:

$$X = U_{BE3} + R_X I - U_{BE4} \approx R_X I$$

$$I = I_3 - I_X = I_X - I_4$$

$$\text{D'où : } \quad I_3 = I_X + \frac{X}{R_X}; \quad I_4 = I_X - \frac{X}{R_X}; \quad I_3 - I_4 = \frac{2X}{R_X}$$

$$\text{Et : } \quad I_1 = I_Y + \frac{Y}{R_Y}; \quad I_2 = I_Y - \frac{Y}{R_Y}; \quad I_1 - I_2 = \frac{2Y}{R_Y}$$

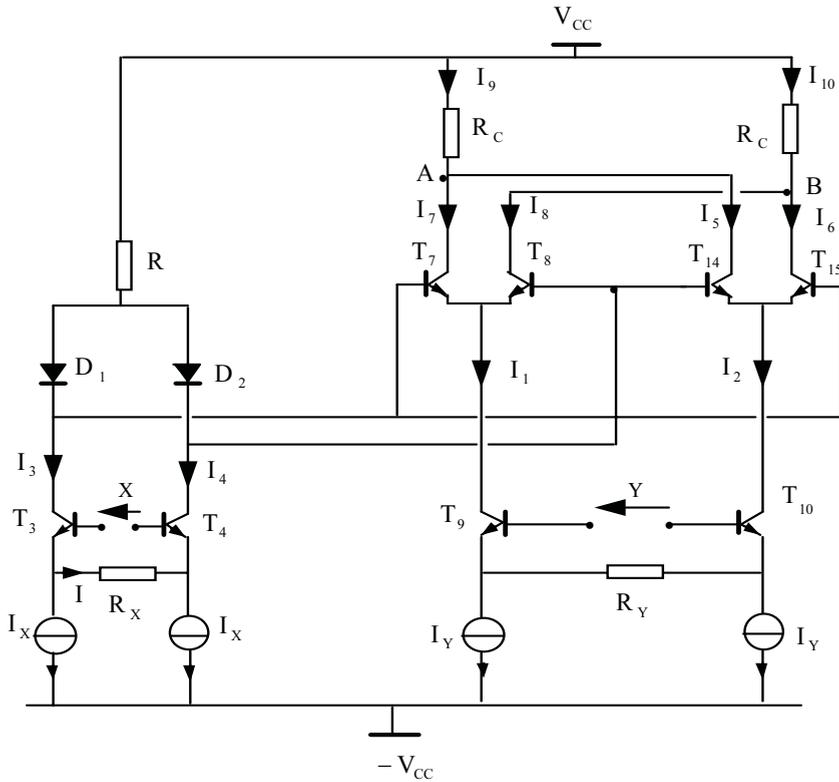


Figure 6.12 Principe d'un multiplieur à transconductance variable.

D'autre part, pour la paire différentielle T_3, T_4 les collecteurs sont reliés à l'alimentation positive par l'intermédiaire des diodes D_1 et D_2 . Il en résulte les relations suivantes :

$$U_{BE5} + U_{D1} = U_{BE6} + U_{D2}; \quad U_{BE5} - U_{BE6} = U_{D2} - U_{D1}$$

En négligeant les courants de base qui passent dans les deux paires différentielles T_7, T_8 et T_{14}, T_{15} devant les courants des collecteurs I_3 et I_4 , on trouve :

$$I_3 = I_S e^{-\frac{U_{D1}}{U_T}}; \quad I_4 = I_S e^{-\frac{U_{D2}}{U_T}}; \quad I_5 = \beta I_S e^{-\frac{U_{BE5}}{U_T}}; \quad I_6 = \beta I_S e^{-\frac{U_{BE6}}{U_T}}$$

- β représente le gain en courant du transistor ;
- $U_T = \frac{KT}{q} = 26 \text{ mV}$ à la température ambiante : $T = 300 \text{ K}$;
- I_S est le courant de saturation d'une diode :

$$\frac{I_5}{I_6} = e^{\left(\frac{U_{BE6} - U_{BE5}}{U_T}\right)}; \quad \frac{I_4}{I_3} = e^{\left(\frac{U_{D1} - U_{D2}}{U_T}\right)}$$

Si on considère la paire différentielle T_7 et T_8 , on obtient les égalités suivantes :

$$\frac{I_4}{I_3} = \frac{I_5}{I_6} = \frac{I_8}{I_7}$$

Pour calculer la différence de potentiel $V_A - V_B$, on calcule les courants I_5 , I_6 , I_7 et I_8 en appliquant la relation ci-dessus et en la combinant avec les relations précédentes. On trouve par exemple pour le courant I_5 l'expression suivante :

$$\frac{I_4}{I_3 + I_4} = \frac{I_5}{I_6 + I_5} \quad \text{et} \quad \frac{I_5}{I_2} = \frac{I_4}{2I_X} \quad \text{soit :} \quad I_5 = \frac{I_2 I_4}{2I_X}$$

$$\text{On en déduit : } I_9 = I_7 + I_5 = \frac{(I_1 I_3 + I_2 I_4)}{2I_X}; \quad I_{10} = I_8 + I_6 = \frac{(I_1 I_4 + I_2 I_3)}{2I_X}$$

$$\text{D'où :} \quad V_A - V_B = V_{CC} - R_C I_9 - V_{CC} + R_C I_{10} = R_C (I_{10} - I_9)$$

$$V_A - V_B = \frac{R_C (I_1 I_4 + I_2 I_3 - I_1 I_3 - I_2 I_4)}{2I_X}$$

$$V_A - V_B = \frac{R_C (I_1 - I_2) \times (I_4 - I_3)}{2I_X}$$

$$V_A - V_B = \frac{R_C}{2I_X} \times \left(\frac{2Y}{R_X} \frac{-2X}{R_Y} \right) = \frac{2R_C}{I_X} \times \frac{(-X)}{R_X} \times \frac{(Y)}{R_Y}$$

$$V_A - V_B = -KXY \quad \text{avec :} \quad K = \frac{2R_C}{R_X R_Y I_X}$$

La tension de sortie différentielle est proportionnelle au produit XY .

6.4 LA BOUCLE À VERROUILLAGE DE PHASE

6.4.1 Généralités

a) Définition

Un oscillateur à verrouillage de phase, appelé *boucle à verrouillage de phase PLL* (Phase Locked Loop) est un système bouclé ou asservi qui travaille par asservissement de phase. Dans ce système, la grandeur asservie est la phase d'un signal alternatif délivré par un oscillateur interne (dit aussi local) sur la phase d'un signal de référence externe. En effet, il est impossible de réaliser deux signaux ayant des phases instantanées rigoureusement identiques.

Rappelons qu'un signal sinusoïdal $v_e(t)$ s'écrit :

$$v_e(t) = \sin(\omega_e t) \quad \text{ou} \quad v_e(t) = \cos(\omega_e t)$$

La pulsation de ce signal, exprimé en radian par seconde est ω_e , la fréquence exprimée en Hz est f_e , avec : $\omega_e = 2\pi f_e$.

Or, la pulsation représente en utilisant le diagramme de Fresnel, la vitesse angulaire avec laquelle tourne le vecteur tension. Il vient donc que la phase instantanée est : $\varphi_e(t) = \omega_e t$. Il s'agit d'une droite dont la pente est proportionnelle à la pulsation (donc à la fréquence) du signal $v_e(t)$. Si la fréquence (donc la pulsation) du signal varie, $\varphi_e(t)$ ne représente plus une pente constante.

Dans certains cas, les signaux utilisés sont transformés en signaux impulsionnels, ou signaux reconstitués. Dans ce cas, mathématiquement, on ne peut plus parler de phases instantanées. Néanmoins, on continue d'utiliser la notion de phases instantanées en utilisant uniquement le fondamental de chaque signal décomposé en série de Fourier.

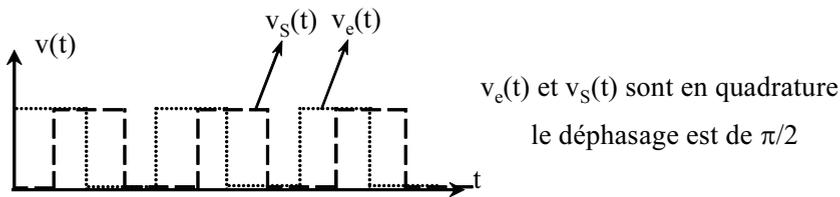


Figure 6.13 Déphasage de deux signaux carrés.

Ce type de circuit a été imaginé au début pour améliorer la détection de signaux noyés dans le bruit en modulation d'amplitude. Actuellement, on trouve ces circuits sous formes intégrées et leur domaine d'utilisation s'est trouvé considérablement élargi :

- synthèse, multiplication et division de fréquences programmées ;
- détection synchrone en télécommunications ;
- démodulation cohérente AM et démodulation de fréquence ;
- asservissement de vitesse.

On trouve ce genre de circuit sous forme intégrée. Il s'agit soit d'une PLL qualifiée d'analogique (cas du circuit 4 046) soit d'une PLL qualifiée de numérique (cas du 74 297).

b) Aspect mathématique

Pour un signal sinusoïdal, on définit la phase instantanée $\varphi(t)$ et la pulsation instantanée $\omega(t)$.

$$\omega(t) = \frac{d}{dt} \varphi(t) \text{ soit : } \varphi(t) = \int \omega(t) dt$$

Le déphasage instantané $\varphi(t)$ de deux signaux quelconques :

$$v_1(t) = V_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) \quad \text{et} \quad v_2(t) = V_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2)$$

$$\varphi(t) = (\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_2 - \varphi_1 \quad \varphi(t) = \varphi_2 - \varphi_1 \text{ pour } \omega_2 = \omega_1$$

Soit le signal sinusoïdal $v_e(t)$ et le signal $v_S(t)$:

$$v_e(t) = V_e \cos(\omega_e t) \quad \text{et} \quad v_S(t) = V_S \cos(\omega_S t + \varphi_S)$$

$\varphi_e(t)$ représente la phase instantanée du signal de référence $v_e(t)$ et $\varphi_2(t)$ représente la phase du signal à synchroniser $v_S(t)$. On veut :

$$\Delta\varphi = \varphi_e(t) - \varphi_2(t) = \text{constante}, \quad \text{soit} : \quad \frac{d\varphi_e(t)}{dt} - \frac{d\varphi_2(t)}{dt} = \omega_e(t) - \omega_S(t) = 0$$

Avec $\omega_e(t)$ et $\omega_S(t)$ qui sont les pulsations instantanées. La formule précédente montre que les deux signaux sont synchrones. Autrement dit, la phase du signal de sortie suit les variations de la phase du signal d'entrée.

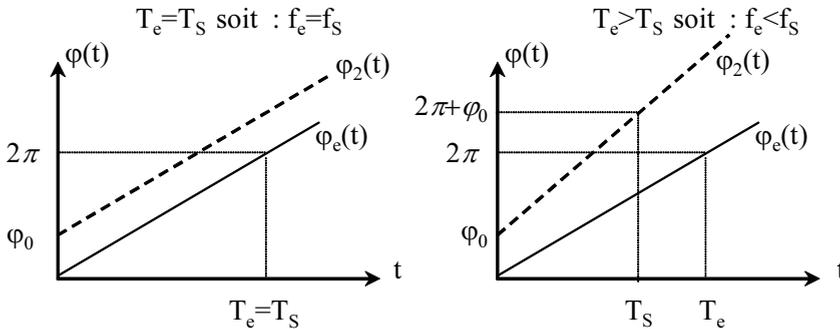


Figure 6.14 Variations des phases instantanées d'une PLL.

On sait que :

$$\frac{d\varphi_e(t)}{dt} = \omega_e(t) = 2\pi f_e(t)$$

Soit :

$$\varphi_e(t) = \int_0^t \omega_e(t) dt = 2\pi \int_0^t f_e(t) dt = \varphi_e(t) + \text{constante}$$

Lorsqu'on travaille en utilisant les transformées de Laplace, une dérivation revient à une multiplication par p et une intégration revient à une division par p . On peut donc écrire :

$$p\varphi_e(p) = \Omega_e(p) = 2\pi F_e(p) \quad \text{soit} : \quad \varphi_e(p) = \frac{\Omega_e(p)}{p} = \frac{2\pi F_e(p)}{p}$$

6.4.2 Constitution d'une PLL analogique

Une boucle d'asservissement en phase comporte essentiellement les trois éléments suivants :

- comparateur (ou détecteur) de phase ;
- oscillateur commandé en tension ;
- filtre passe-bas.

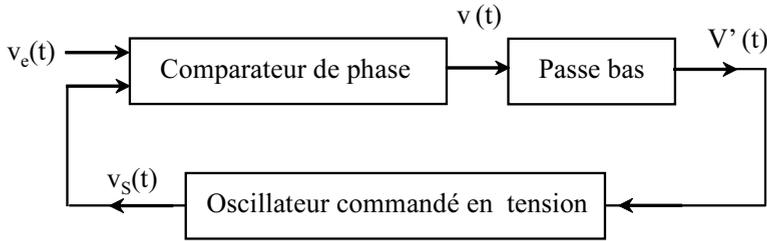


Figure 6.15 Schéma synoptique simplifié d'une PLL analogique.

a) Comparateur (ou détecteur) de phase

Le comparateur de phase délivre en temps réel dans une certaine plage, une tension proportionnelle au déphasage existant entre les deux signaux d'entrées.

► Solution analogique

Le comparateur de phase peut être de type analogique formé par exemple par un multiplicateur de gain K exprimé en V^{-1} suivi du filtre passe bas. La sortie $v(t)$ du multiplicateur donne :

$$v(t) = K \times v_e(t) \times v_s(t) = K V_e V_S \cos(\omega_e t) \times \cos(\omega_S t + \varphi_S)$$

$$v(t) = \frac{K V_e V_S}{2} \cos((\omega_e + \omega_S)t + \varphi_S) + \frac{K V_e V_S}{2} \cos((\omega_S - \omega_e)t + \varphi_S)$$

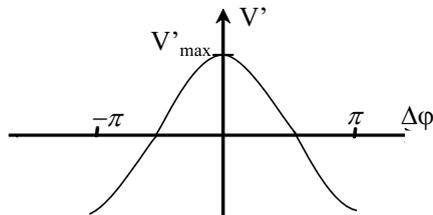


Figure 6.16 Tension après filtrage d'un comparateur de phase à multiplier.

Le filtre passe-bas élimine le premier terme de l'équation précédente, le deuxième terme représente bien le déphasage instantané entre le signal d'entrée et le signal de sortie. Le signal filtré $v'(t)$ devient :

$$v'(t) = \frac{K V_e V_S}{2} \cos((\omega_S - \omega_e)t + \varphi_S)$$

$$\text{si : } \omega_S = \omega_e, \quad v'(t) = \frac{K V_e V_S}{2} \cos(\varphi_S)$$

Trois inconvénients limitent l'intérêt de cette solution :

- la caractéristique V' en fonction du déphasage n'est pas linéaire. Il sera difficile de modéliser la boucle et de calculer ses performances ;

- la tension de sortie V' ne dépend pas uniquement du déphasage, mais aussi des amplitudes des signaux utilisés ;
- il est impossible de distinguer une avance d'un retard de phase.

► Solution numérique

Le comparateur de phase peut aussi être de type numérique comme celui donné à la figure 6.17. Il est formé dans ce cas par des circuits de mise en forme, un ou exclusif et un filtre passe-bas.

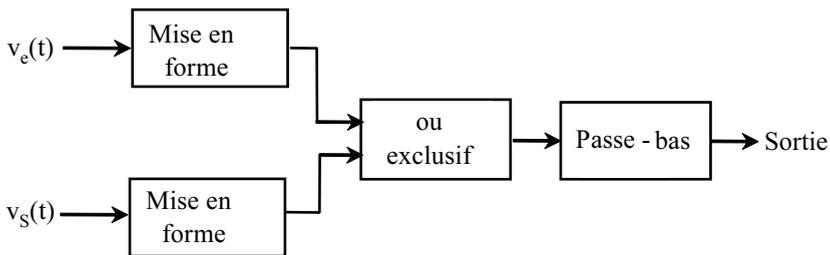


Figure 6.17 Principe d'un comparateur de phase numérique à ou exclusif.

- Les circuits de mise en forme sont souvent des comparateurs à sortie « *collecteurs ouverts* ».
- La porte logique est du type « *ou exclusif* » qui donne un état logique « haut » lorsque les deux entrées présentent deux états logiques différents.

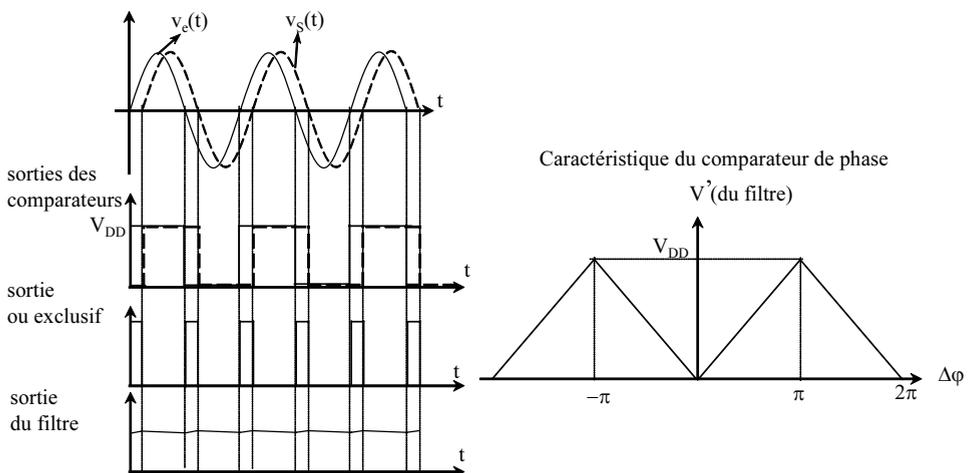


Figure 6.18 Différentes sorties du comparateur de phase et sa caractéristique.

► Autres solutions

Il en existe d'autres : par exemple à pont de phase, à modulateur en anneau, à bascule RS ou à intégrateur. Dans tous les cas, la caractéristique de transfert du comparateur peut souvent être assimilée à une triangulaire, ce qui permet de déduire la pente ou transmittance K_p .

b) Le filtre passe-bas

Le filtre passe-bas donne la valeur moyenne du signal d'erreur. Il assure la stabilité du système et définit la zone de capture. En effet pour un fonctionnement normal, la boucle asservit les deux phases du signal extérieur et du signal délivré par l'oscillateur commandé en tension. Les deux fréquences étant de valeurs très proches, le filtre élimine la composante qui est à une fréquence égale à la somme des deux fréquences précédentes.

Le filtre peut être du type passif ou actif : dans ce dernier cas, on peut associer une amplification avec le filtrage. Deux filtres élémentaires passifs sont donnés à la figure 6.19.



Figure 6.19 Principaux filtres élémentaires d'une PLL.

$$H_{f_1}(j\omega) = H_{f_1}(p) = \frac{1}{1 + \tau p}, \quad H_{f_2}(j\omega) = H_{f_2}(p) = \frac{1 + \tau_2 p}{1 + (\tau_1 + \tau_2) p}$$

Avec : $\tau = RC, \quad \tau_1 = R_1 C, \quad \tau_2 = R_2 C$

La caractéristique du comparateur de phase par exemple à « ou exclusif » suivi d'un filtrage passe-bas est donc la suivante :

$$K_p = \frac{V_S}{\Delta\varphi} = \frac{V_{DD}}{\pi} \text{ en volts/radian}$$

On constate que la linéarité n'est respectée qu'entre 0 et π . En plus, les rapports cycliques des signaux doivent être tous les deux de 0,5.

c) L'oscillateur commandé en tension

L'oscillateur commandé en tension OCT ou VCO (*Voltage Controlled Oscillator*), dont la fréquence est proportionnelle à la tension continue de sortie, obtenue par le filtre passe-bas v_S est l'élément essentiel de la boucle. La fréquence délivrée par cet oscillateur est fixée généralement par un condensateur externe, mais cette fréquence

peut être légèrement modifiée par l'application d'une tension de commande. Lorsque l'asservissement fonctionne, la fréquence du VCO est égale à la fréquence du signal d'entrée v_e .

La transmittance K_0 de l'oscillateur est tel que :

$$\omega_2 = \omega_S + K_0 v_S \quad K_0 \text{ en radian/volt}$$

On trouve plusieurs technologies qui correspondent généralement à différentes fréquences de travail. On rencontre le principe de multivibrateurs astables, de circuits accordés LC ou de sources de courant commandées en tension qui chargent et déchargent un condensateur.

Remarque 1. Selon l'application désirée (démodulation, synchronisation...), le signal utile en sortie peut-être soit la tension de commande du VCO, soit sa sortie.

Remarque 2. Une boucle à verrouillage de phase réelle peut comporter en plus des 3 blocs précédemment cités :

- un amplificateur qui se charge d'amplifier la sortie du filtre passe bas ;
- un diviseur de fréquence situé après le VCO, la comparaison des phases se fait entre l'entrée v_e et la tension v_2 divisée en fréquences par la valeur N .

6.4.3 Principe de fonctionnement d'une PLL

a) Plage de capture et plage de poursuite

En l'absence du signal d'entrée, l'oscillateur délivre une tension de sortie, elle est souvent sinusoïdale à la pulsation ω_S . Cette pulsation est appelée pulsation centrale.

Si on injecte à l'entrée un signal sinusoïdal à la pulsation ω_e , le comparateur délivre un signal complexe comprenant différentes pulsations. On trouve les fréquences :

$$f_e - f_S, f_e + f_S \dots$$

Le filtre passe-bas ne laisse passer que le signal à très basse fréquence $f_e - f_S$. La fréquence du VCO varie et peut rejoindre f_e , dans ce cas, il y a « *accrochage* ». Le système peut se verrouiller rapidement.

La différence maximale $\Delta f = |f_e - f_S|$ pour laquelle l'accrochage reste toujours possible est appelée *bande de capture* (capture range).

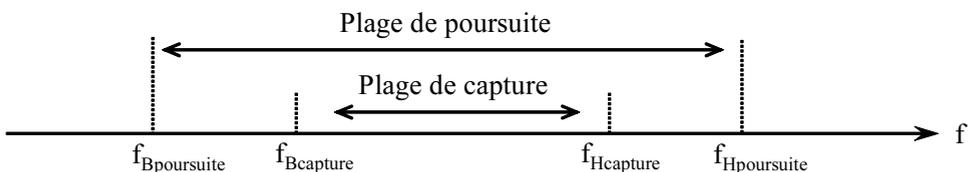


Figure 6.20 Représentation des plages de capture et de poursuite

Si on suppose la boucle verrouillée et si on modifie lentement la valeur de la fréquence d'entrée f_e , la phase instantanée varie ainsi que la fréquence d'accord du VCO. Généralement l'excursion de la tension à la sortie du filtre est limitée par la saturation des circuits, ce qui limite la variation de la fréquence du VCO. Le système « décroche ». La bande maximale de fréquence dans laquelle la boucle reste verrouillée s'appelle *bande d'accrochage ou gamme de poursuite* (lock range).

Remarque. Les plages de capture et de verrouillage peuvent être différentes, c'est le cas du comparateur de phases à OU exclusif. Mais elles peuvent aussi être identiques, c'est le cas du comparateur de phases à intégration.

b) Analyse linéaire

Cette analyse n'est valable que lorsque la boucle est verrouillée. Supposons que le système est accroché, on obtient en sortie du comparateur de phase :

$$v_s = K_p \Delta\varphi \quad \text{et} \quad \omega_2 = \omega_s + K_0 V_s$$

Si en prenant comme grandeur d'entrée $\omega_e - \omega_s$, on peut utiliser le schéma fonctionnel (en transformée de Laplace) de la figure 6.21.

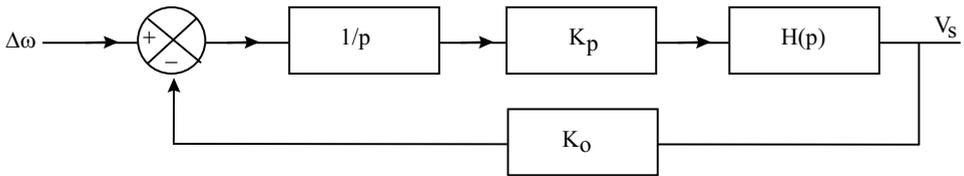


Figure 6.21 Schéma fonctionnel d'une PLL.

$H(p)$ est la fonction de transfert du filtre. Si on prend comme exemple d'étude le filtre à avance de phase de la figure 6.19 :

$$H(p) = \frac{1 + \tau_2 p}{1 + (\tau_1 + \tau_2) p}$$

La fonction de transfert $v_s / \Delta\omega$ est donnée par :

$$\frac{v_s}{\Delta\omega} = \frac{K_p H(p)}{p + K_0 K H(p)} = \frac{K_p (1 + \tau_2 p)}{(\tau_1 + \tau_2) \times (p^2 + 2m\Omega_0 p + \Omega_0^2)}$$

Avec :

$$\Omega_0 = \sqrt{\frac{K_0 K_p}{\tau_1 + \tau_2}} \quad \text{et} \quad m = \frac{1}{2} \left(\tau_2 + \frac{1}{K_0 K_p} \right) \Omega_0$$

Dans le cas particulier ou $\tau_1 \gg \tau_2 \gg 1/K_0 K_p$

$$\Omega_0 = \sqrt{\frac{K_0 K_p}{\tau_1}} \quad \text{et} \quad m = \frac{1}{2} \Omega_0 \tau_2$$

Contrairement au filtre simple RC , on peut obtenir un bon amortissement et une large gamme de poursuite. Ce qui précède permet de décrire le fonctionnement de la boucle tant que l'accrochage a lieu. C'est le cas, par exemple, de l'utilisation de la boucle en démodulation.

6.5 GÉNÉRATEURS DE FONCTIONS

Il est souvent nécessaire de disposer d'un générateur de fonctions capable de délivrer un signal carré, triangulaire ou sinusoïdal à fréquence et amplitude variables. Le développement de la microélectronique permet la réalisation de circuits intégrés à sorties multiples.

Une solution simple consiste à réaliser un signal triangulaire, le signal sinusoïdal est obtenu grâce à l'emploi de conformateurs à diodes. Ces montages permettent la conversion triangle-sinus, le signal rectangulaire s'obtient en utilisant une bascule.

6.5.1 Générateurs de tensions triangulaires

La solution la plus simple qui permet d'obtenir une forme triangulaire, consiste à réaliser deux sources de courants qui chargent et déchargent alternativement un condensateur C . Le schéma de principe est donné à la figure 6.22.

On note I_1 le courant de charge et I_2 le courant de décharge. Supposons l'interrupteur K_1 fermé, le courant I_1 charge le condensateur, la tension $v(t)$ à ses bornes croît linéairement avec le temps. Lorsqu'elle atteint la valeur maximale V_m , l'interrupteur K_1 s'ouvre et K_2 se ferme, le condensateur se décharge linéairement à courant constant I_2 . Lorsque la tension aux bornes du condensateur atteint la valeur minimale V_m , K_2 s'ouvre et K_1 se ferme et le processus continue.

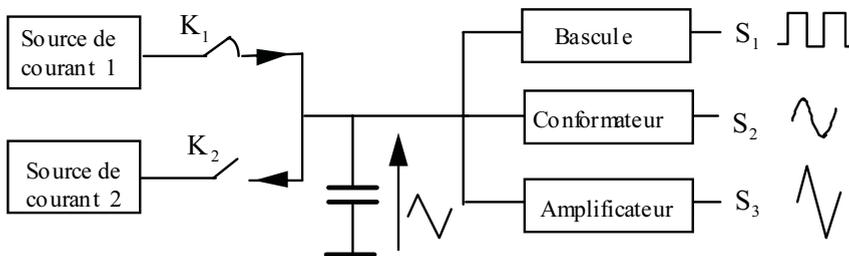


Figure 6.22 Schéma de principe d'un générateur de fonctions.

La commande des interrupteurs K_1 et K_2 se fait en utilisant deux comparateurs de tensions.

La tension $v(t)$ ainsi obtenue est de forme triangulaire (figure 6.23). Cette tension est disponible à la sortie d'un étage tampon adaptateur d'impédance. L'utilisation d'une bascule permet de disposer d'un signal rectangulaire, l'introduction d'un conformateur à diodes réalise la conversion triangle-sinus.

La charge initiale du condensateur est :

$$Q_m = CV_m$$

Le courant I_1 charge le condensateur, au bout d'un temps t , la charge devient :

$$q = C \times v(t) = Q_m + I_1 t = CV_m + I_1 t$$

Soit :

$$v(t) = V_m + \frac{I_1}{C} t$$

Les durées de charge et de décharge sont données par :

$$T_1 = \frac{C}{I_1} \times (V_M - V_m) \quad \text{et} \quad T_2 = \frac{C}{I_2} \times (V_M - V_m)$$

Si les deux courants I_1 et I_2 ont la même valeur, la tension triangulaire est symétrique.

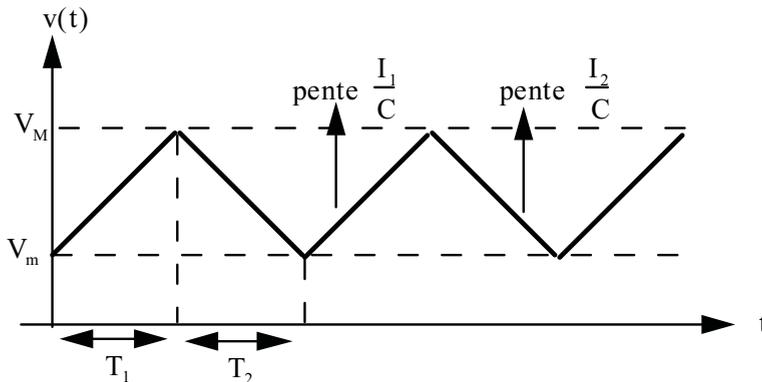


Figure 6.23 Charge et décharge d'un condensateur à courants constants.

6.5.2 Transformation triangulaire/sinusoidal

Il existe plusieurs façons de transformer un signal triangulaire en un signal sinusoïdal. Le principe découle de celui, plus général, qui consiste à approcher une fonction donnée quelconque au moyen de petits segments.

La caractéristique de transfert U_S en fonction de U_e doit être du type « arcsinus ». Le schéma de principe de l'une des réalisations possibles est donné à la figure 6.24. On admet dans un premier temps, que les diodes sont idéales et par conséquent le passage de l'état bloqué à l'état passant se fait brutalement.

Faisons croître linéairement la tension d'entrée, tant que la tension U_1 n'est pas atteinte, la tension de sortie reproduit la tension d'entrée : la pente numéro un de la caractéristique de transfert se réduit à l'unité.

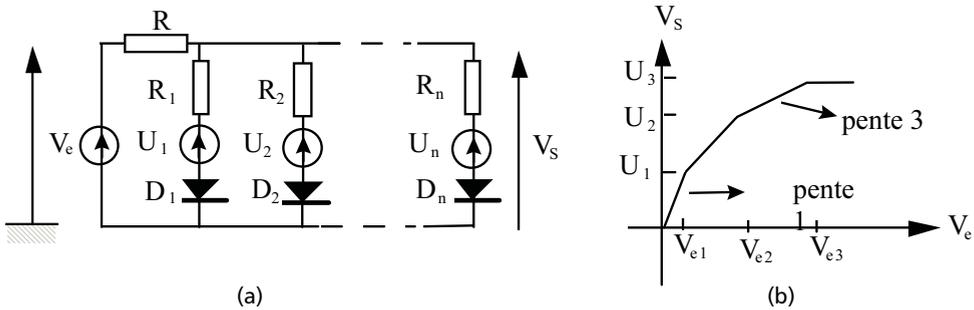


Figure 6.24 Conformateur à diodes et caractéristique de transfert $V_s = f(V_e)$.

Si on suppose que $U_1 < U_2 < U_3 < \dots < U_n$, pour une tension de sortie comprise entre U_1 et U_2 , la diode D_1 conduit. En appliquant le théorème de superposition, on obtient :

$$V_s = \frac{R_1}{R + R_1} V_e + \frac{R_1}{R + R_1} U_1$$

Le même raisonnement s'applique pour une tension de sortie comprise entre U_2 et U_3 . D_2 entre en conduction et la tension de sortie devient :

$$V_s = \frac{R_1 // R_2}{R + (R_1 // R_2)} V_e + \frac{R_2 // R}{R_1 + (R_2 // R)} U_1 + \frac{R_1 // R}{R_2 + (R_1 // R)} U_2$$

On remarque que la pente change (diminue) à chaque cassure (figure 6.24 (b)).

$$\text{pente 1} = 1, \quad \text{pente 2} = \frac{R_1}{R_1 + R}, \quad \text{pente 3} = \frac{R_1 // R_2}{R + (R_1 // R_2)}$$

En réalité, la commutation bloquée-passante d'une diode ne peut se faire d'une façon brutale : cela a pour conséquence de lisser les courbes aux niveaux des cassures.

Pour tenir compte des non-idéalités des diodes, les fabricants de circuits intégrés remplacent souvent une diode par une paire de transistors NPN et PNP (figure 6.25).

La tension de référence qui permet le changement de la pente est réalisée par un diviseur de tension R'_{2i} et R'_{3i} . La combinaison T_i et T'_i permet d'améliorer le lissage des cassures et d'obtenir, de ce fait, une tension de sortie presque sinusoïdale en améliorant le taux de distorsion harmonique.

Remarque. Il existe d'autres méthodes qui permettent la transformation d'un signal triangulaire en un signal sinusoïdal. Généralement, on trouve des circuits intégrés qui sont capables de fournir une tension triangulaire, une tension sinusoïdale et une tension rectangulaire avec possibilité de modifier la fréquence, le rapport cyclique et l'amplitude.

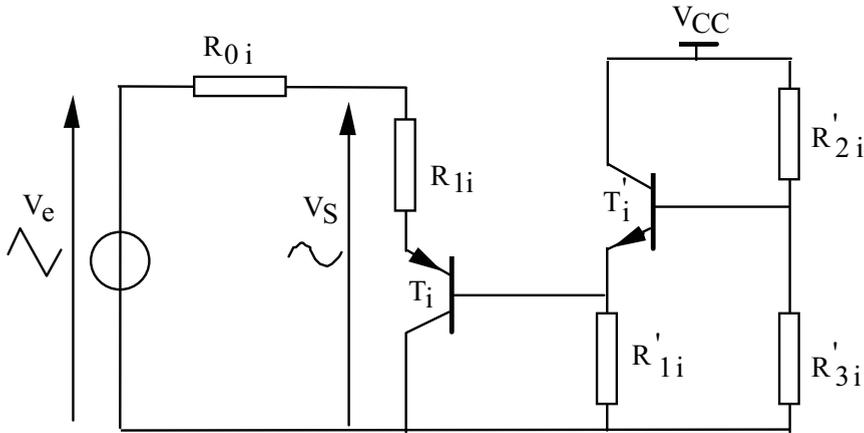


Figure 6.25 Circuit à transistors équivalents à une diode.

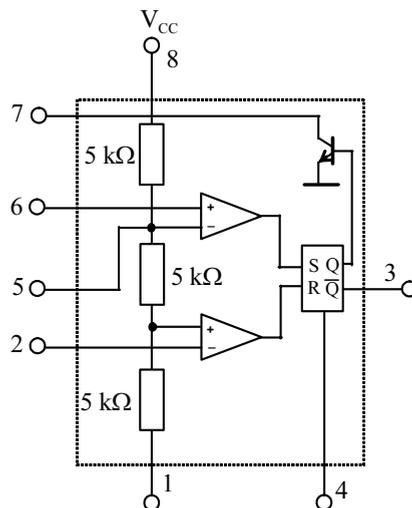
Ce qu'il faut retenir

■ Un régulateur intégré linéaire de tension est un composant à trois broches, une pour l'entrée, une pour la masse et une pour la sortie. On trouve par exemple : un régulateur à tension de sortie V_{out} fixe ou variable, positive ou négative, un régulateur shunt simple à concevoir mais avec un faible rendement, un régulateur série avec un bon rendement.

■ Le temporisateur (*timer*) 555 est un circuit de minuterie qui introduit un retard dans l'exécution d'une opération.

Il fonctionne en mode monostable (un seul état stable) ou en mode astable (sans état stable). Le schéma bloc du temporisateur 555 comprend :

- deux comparateurs ;
- un pont diviseur permettant de déterminer un seuil haut et un seuil bas
- une bascule de type SET/RESET ;
- un étage de sortie ;
- un transistor NPN qui permet de décharger un condensateur externe.

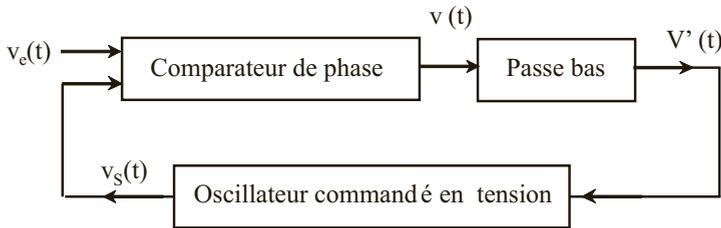


■ Un multiplicateur ou multiplieur est un circuit qui permet la multiplication de deux signaux notés respectivement X et Y . La sortie est une tension notée S .

$$S = K \times X \times Y, \quad \text{avec : } K \text{ qui est en } V^{-1}$$

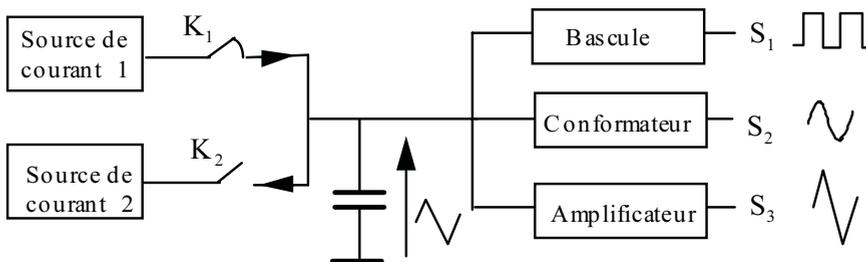
■ Une boucle à verrouillage de phase PLL (Phase Locked Loop) est un système bouclé qui travaille par asservissement de la phase d'un signal alternatif délivré par un oscillateur interne sur la phase d'un signal de référence externe. Une PLL qualifiée d'analogique comporte essentiellement les trois éléments suivants :

- comparateur (ou détecteur) de phase ;
- oscillateur commandé en tension ;
- filtre passe bas.



■ Un générateur de tension intégré est un circuit qui fonctionne comme indiqué à la figure ci-dessous. Deux sources de courants chargent et déchargent un condensateur C .

On obtient ainsi un signal triangulaire qui peut être transformé, soit en un signal carré en utilisant une bascule, soit en signal sinusoïdal en utilisant un conformateur.



EXERCICES

Exercice 6.1 Régulateur de tension série à deux transistors

Soit le montage d'un régulateur de tension de la figure 6.26. On donne : $R_1 = 1,5 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 2,7 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_Z = 1 \text{ k}\Omega$, $V_Z = 7,5 \text{ V}$ et $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$.

1. Expliquer le principe de la régulation en tension de ce montage.
2. La tension d'entrée V_e est supposée continue de valeur 20 V. Calculer la valeur de la tension de sortie V_U .
3. La résistance d'utilisation est égale à : $R_U = 50 \Omega$. Faites un bilan des différentes puissances dissipées dans le circuit. En déduire le rendement.

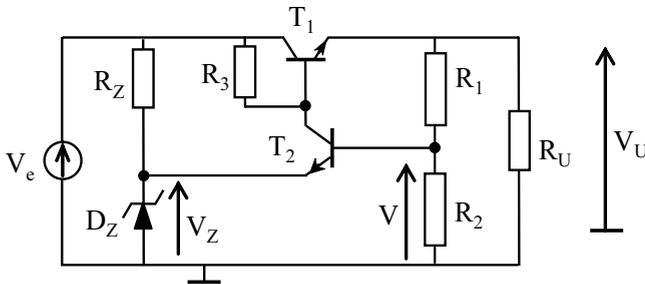


Figure 6.26 Montage d'un régulateur de tension à deux transistors.

► Solution

1. Principe de la régulation

La tension d'entrée V_e est une tension redressée et filtrée. Cette tension ondule donc autour d'une valeur moyenne. Supposons maintenant que la tension d'utilisation V_U (qui est plus faible que la tension d'entrée) varie dans un sens quelconque (augmente par exemple).

La tension V de la base du transistor T_2 augmente aussi : $V = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times V_U$.

Or, puisque le transistor T_2 et R_3 forment un montage en émetteur commun, le courant de collecteur de T_2 augmente aussi et par conséquent le potentiel du collecteur de T_2 va décroître.

Or, la tension V_C de T_2 est égale aussi à la tension de la base du transistor T_1 , le potentiel de l'émetteur (qui est le potentiel de la sortie) va baisser. On a donc une réaction négative (un asservissement).

2. Calcul de la tension de sortie V_U

La tension V de la base du transistor T_2 est : $V = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times V_U$

Or, $V = V_{BE} + V_Z$ ce qui donne :

$$V_{BE} + V_Z = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times V_U$$

On en déduit :

$$V_U = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \times (V_{BE} + V_Z) = \frac{1,5 + 2,7}{2,7} \times (0,7 + 7,5) = 12,75 \text{ V}$$

3. Bilan des puissances

Le courant qui circule dans R_U est :

$$I_U = \frac{V_U}{R_U} = \frac{12,75}{50} = 255 \text{ mA}$$

Le courant qui circule dans R_1 et R_2 est :

$$I = \frac{V_U}{R_1 + R_2} = \frac{12,75}{3,5 \times 10^3} = 3,64 \text{ mA}$$

Le courant qui circule dans R_Z est :

$$I_Z = \frac{V_e - V_Z}{R_Z} = \frac{20 - 7,5}{10^3} = 12,5 \text{ mA}$$

La puissance dissipée par la résistance d'utilisation est :

$$P_U = \frac{V_U^2}{R_U} = \frac{(12,75)^2}{50} = 3,254 \text{ watts}$$

La puissance dissipée dans le transistor ballast :

$$P_{\text{ballast}} \approx (V_e - V_U) \times (I_U + I) = (20 - 12,75) \times (255 + 3,64) \times 10^{-3} = 1,875 \text{ watts}$$

La puissance dissipée par la résistance R_Z et par la diode Zener est :

$$P_Z = V_e \times I_Z = 20 \times 12,5 \times 10^{-3} = 0,25 \text{ watt}$$

La puissance fournie par la tension d'entrée est :

$$P_e = V_e \times (I_Z + I + I_U) = 20 \times (12,5 + 3,64 + 255) \times 10^{-3} = 5,422 \text{ watts}$$

Le rendement est :

$$\eta = \frac{P_U}{P_e} = \frac{3,254}{5,422} = 60 \%$$

Exercice 6.2 Temporisateur 555 en mode astable commandé en tension

Le montage de la figure 6.27 utilise un temporisateur 555. On donne :

$R_1 = 68 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 33 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 20 \text{ k}\Omega$, $R_4 \in [10 \text{ k}\Omega, 80 \text{ k}\Omega] \text{ k}\Omega$,
 $C = 100 \text{ nF}$.

1. Expliquer le fonctionnement du montage.
2. Déterminer les expressions des différents temps, en déduire l'expression de la fréquence du signal de sortie.
3. Calculer les limites de la fréquence du signal de sortie lorsque la résistance R_4 varie de $10 \text{ k}\Omega$ à $80 \text{ k}\Omega$.

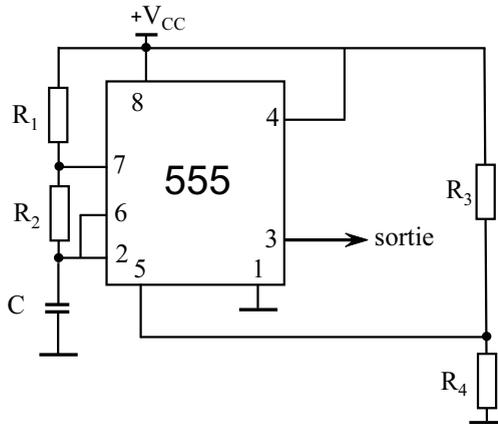


Figure 6.27 Montage d'un astable commandé en tension.

► Solution

1. Principe de fonctionnement

La figure 6.27 montre le cas d'un temporisateur configuré en mode « oscillateur astable commandé en tension ». En effet, la broche 5 est commandée par le diviseur de tension et reçoit une tension V_5 :

$$V_5 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \times V_{CC}$$

Le seuil de déclenchement du comparateur supérieur n'est plus $2V_{CC}/3$ mais V_5 . Dans ce cas, le comparateur inférieur ne se déclenche plus à $V_{CC}/3$ mais $V_5/2$.

Le condensateur C se charge entre ces deux valeurs comme pour le multivibrateur astable avec une constante de temps :

$$\tau_1 = (R_1 + R_2) C$$

Le condensateur C se décharge entre V_5 et $0,5 \cdot V_5$ avec une constante de temps τ_2 :

$$\tau_2 = R_2 C$$

On obtient ainsi un signal rectangulaire en sortie.

2. Expressions des différents temps

La durée de l'état haut de l'impulsion de sortie est T_1 :

$$v_C(t) = \left(V_{CC} - \frac{V_5}{2} \right) \times \left(1 - e^{-t/\tau_1} \right) + \frac{V_5}{2}$$

À l'instant $t = T_1$, on a : $v_C(T_1) = \left(V_{CC} - \frac{V_5}{2} \right) \times \left(1 - e^{-T_1/\tau_1} \right) + \frac{V_5}{2} = V_5$

Soit :

$$\left(V_{CC} - \frac{V_5}{2} \right) - \left(V_{CC} - \frac{V_5}{2} \right) \times e^{-T_1/\tau_1} = +\frac{V_5}{2}$$

Ce qui donne :

$$\left(V_{CC} - \frac{V_5}{2} \right) - \frac{V_5}{2} = V_{CC} - V_5 = \left(V_{CC} - \frac{V_5}{2} \right) \times e^{-T_1/\tau_1}$$

Finalement on a :

$$\frac{V_{CC} - V_5}{V_{CC} - 0,5 \times V_5} = e^{-T_1/\tau_1} \text{ et on en déduit : } T_1 = -\tau_1 \ln \left(\frac{V_{CC} - V_5}{V_{CC} - 0,5 \times V_5} \right)$$

Le condensateur C se décharge entre V_5 et $0,5 V_5$ avec une constante de temps τ_2 :

$$\tau_2 = R_2 C$$

La durée de l'état bas de l'impulsion de sortie est T_2 : $T_2 = 0,693 \times R_2 C$

La période totale du cycle sera donc :

$$T = T_1 + T_2 = -(R_1 + R_2) C \times \ln \left(\frac{V_{CC} - V_5}{V_{CC} - 0,5 \times V_5} \right) + 0,693 \times R_2 C_1$$

On en déduit la fréquence du signal :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{1}{-\tau_1 \ln(\alpha) + 0,693\tau_2}, \quad \text{avec : } \alpha = \frac{V_{CC} - V_5}{V_{CC} - 0,5 \times V_5}$$

3. Calcul des limites de la fréquence de sortie

Lorsque la résistance R_4 varie de $10 \text{ k}\Omega$ à $80 \text{ k}\Omega$, la tension V_5 varie entre :

$$V_{5(\min)} = \frac{10}{100 + 10} \times 12 = 1,091 \text{ V} \quad \text{et} \quad V_{5(\max)} = \frac{80}{100 + 80} \times 12 = 5,333 \text{ V}$$

Le coefficient α varie donc entre :

$$\alpha_{(\min)} = \frac{12 - 5,333}{12 - 0,5 \times 5,333} = 0,714 \quad \text{et} \quad \alpha_{(\max)} = \frac{12 - 1,091}{12 - 0,5 \times 1,09110} = 0,9523$$

Soit :

$$\ln(\alpha_{(\min)}) = \ln(0,714) = -0,3368 \quad \text{et} \quad \ln(\alpha_{(\max)}) = \ln(0,9523) = -0,0488$$

On calcule : $\tau_1 = (R_1 + R_2) C = 10,1 \text{ mS}$ et $\tau_2 = R_2 C = 3,3 \text{ mS}$.

Finalement la fréquence varie entre :

$$f_{(\min)} = \frac{1}{-10,1 \times 10^{-3} \times (-0,3368) + 0,693 \times 3,33 \times 10^{-3}}$$

$$= \frac{1}{5,707} \times 10^3 = 175,22 \text{ Hz}$$

Et

$$f_{(\max)} = \frac{1}{-10,1 \times 10^{-3} \times (-0,0488) + 0,693 \times 3,33 \times 10^{-3}}$$

$$= \frac{1}{2,799} \times 10^3 = 357,27 \text{ Hz}$$

Exercice 6.3 Synthétiseur de fréquence à deux PLL

Le montage de la figure 6.28 utilise deux boucles à verrouillage de phase, il délivre un signal en sortie dont la fréquence est réglable par l'utilisateur entre 1 kHz et 99 kHz par pas de 1 kHz. On suppose que le signal qui est délivré par le quartz est un signal sinusoïdal.

Remarque. Dans le schéma-bloc, les divisions concernent les fréquences et les multiplications concernent la multiplication de deux signaux.

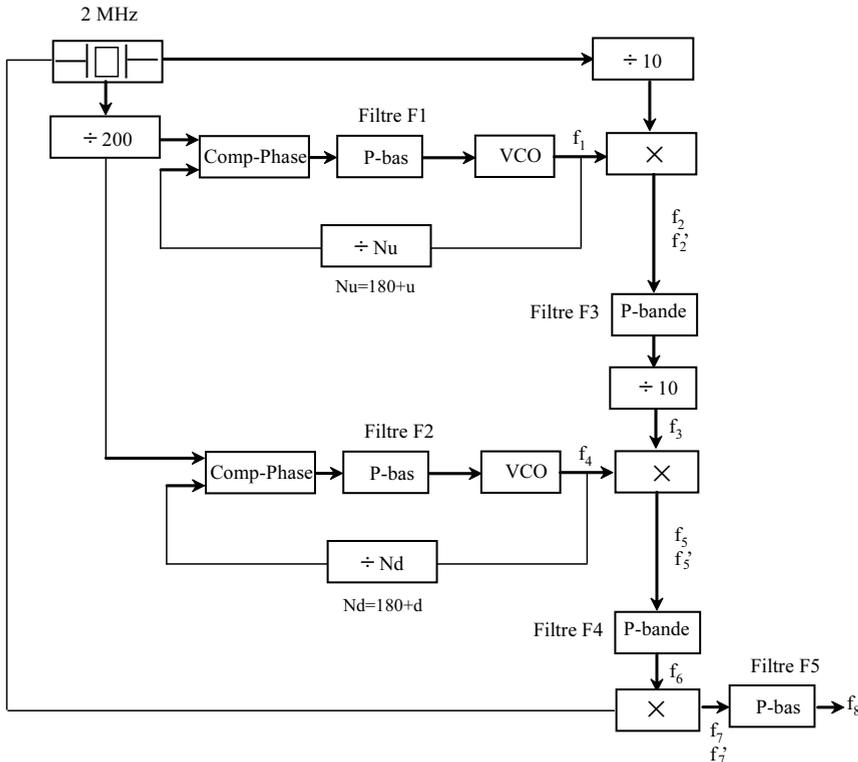


Figure 6.28 Synthèse de fréquences à PLL.

1 Exprimer les fréquences $f_1, f_2, f_2', f_3, f_4, f_5, f_5', f_6, f_7, f_7'$, et f_8 en fonction de u et d en kHz. Avec u et $d \in \{0, 1, 2, \dots, 9\}$.

2. Discuter des fréquences de coupures des différents filtres si on suppose que F3 et F4 laissent passer les fréquences « sommes ». Proposer une fréquence de coupure pour le filtre F1 et une fréquence de coupure pour le filtre F2.

► Solution

1. Calcul des différentes fréquences

• La fréquence délivrée par l'oscillateur à quartz est égale à 2 MHz, cette fréquence est divisée par 200 et se trouve appliquée à l'entrée du premier comparateur de phases.

Cette fréquence qui vaut 10 kHz se trouve accrochée par la fréquence issue du diviseur de fréquence. On a donc :

$$10 \times 10^3 = \frac{f_1}{N_u} = \frac{f_1}{180 + u} = \frac{f_1}{18u} \quad \text{avec : } u \in [1, \dots, 9]$$

On en déduit donc : $f_1 = [10 \times (180 + u)] \times 10^3 \text{ Hz} = 18u0 \times 10^3 \text{ Hz} = 18u0 \text{ kHz}$.

• La fréquence délivrée par l'oscillateur à quartz est divisée par 10 et se trouve appliquée à l'entrée du premier multiplieur qui reçoit aussi le signal de fréquence f_1 .

On sait que : $\cos(2\pi f) \times \cos(2\pi f') = \frac{1}{2} \cos(2\pi(f + f')) + \frac{1}{2} \cos(2\pi(f - f'))$

À la sortie du multiplieur, on a donc deux signaux de fréquences :

$$f_2 = f_1 + \frac{2 \text{ MHz}}{10} = (18u0 + 200) \text{ kHz} = 20u0 \text{ kHz}$$

$$f_2' = f_1 - \frac{2 \text{ MHz}}{10} = (18u0 - 200) \text{ kHz} = 16u0 \text{ kHz}$$

• À la sortie du filtre F3, seule la fréquence « somme » passe. Cette fréquence est ensuite divisée par 10 ce qui donne :

$$f_3 = \frac{f_2}{10} = \frac{20u0 \text{ kHz}}{10} = 20u \text{ kHz}$$

• La fréquence délivrée par l'oscillateur à quartz est divisée par 200 et se trouve appliquée à l'entrée du deuxième comparateur de phases. Cette fréquence qui vaut 10 kHz se trouve accrochée par la fréquence issue du diviseur de fréquence. On a donc :

$$10 \times 10^3 = \frac{f_1}{N_u} = \frac{f_1}{180 + d} = \frac{f_1}{18d}, \quad \text{avec : } d \in [1, \dots, 9]$$

On en déduit donc : $f_4 = [10 \times (180 + d)] \times 10^3 \text{ Hz} = 18d0 \times 10^3 \text{ Hz} = 18d0 \text{ kHz}$.

- La f_3 se trouve appliquée à l'entrée du deuxième multiplieur qui reçoit aussi le signal de fréquence f_4 . À la sortie du multiplieur, on a donc deux signaux de fréquences :

$$f_5 = f_4 + f_3 = (18d0 + 20u) \text{ kHz} = 20du \text{ kHz}$$

$$f'_5 = f_4 - f_3 = (18d0 - 20u) \text{ kHz}$$

- À la sortie du filtre F4, seule la fréquence « somme » passe.

$$f_6 = f_4 + f_3 = 20du \text{ kHz}$$

- La fréquence délivrée par l'oscillateur à quartz se trouve appliquée directement sur l'entrée du troisième multiplieur qui reçoit aussi le signal de fréquence f_6 .

À la sortie de ce multiplieur, on a donc deux signaux de fréquences :

$$f_7 = f_6 + 2 \text{ MHz} = (20du + 2000) \text{ kHz} = 40du \text{ kHz}$$

$$f'_7 = f_6 - 2 \text{ MHz} = (20du - 2000) \text{ kHz} = du \text{ kHz}$$

- À la sortie du filtre F5, seule la fréquence « différence » passe.

$$f_8 = f'_7 = du \text{ kHz}$$

2. Différentes fréquences de coupure

- La fréquence qui vaut 10 kHz se trouve accrochée par la fréquence issue du diviseur de fréquence. Le filtre passe-bas F1 doit laisser passer la composante continue et couper les fréquences multiples de 10 kHz.

On peut par exemple prendre une fréquence de coupure du premier filtre égale à 100 Hz. Dans ce cas, même un filtre élémentaire d'ordre 1 coupe avec une atténuation égale à 100 la fréquence de 10 kHz, et une atténuation supérieure à 100 les autres fréquences.

Le même raisonnement se fait pour le filtre F2.

- Le filtre passe-bande F3 doit laisser passer le signal dont la fréquence est la fréquence somme f_2 . Cette fréquence varie entre :

$$f_{2(\min)} = 2000 \text{ kHz lorsque } u = 0 \quad \text{et} \quad f_{2(\max)} = 2090 \text{ kHz lorsque } u = 9$$

Ce filtre doit couper les fréquences f'_2 comprises entre 0 Hz et 1 690 kHz.

La coupure est assez raide. Pour une variation faible de fréquence (même pas une octave), la coupure doit être aux moins avec une atténuation 100.

Le même raisonnement se fait avec le filtre F4 en remplaçant la bande de fréquence qui passe :

$$f_{5(\min)} = 2000 \text{ kHz lorsque } u = d = 0 \quad \text{et} \quad f_{5(\max)} = 2099 \text{ kHz lorsque } u = d = 9$$

- Le filtre passe-bas F5 doit laisser passer le signal dont la fréquence varie entre :

$$f_{7(\min)} = 00 \text{ kHz lorsque } u = d = 0 \quad \text{et} \quad f_{7(\max)} = 99 \text{ kHz lorsque } u = d = 9$$

Ce filtre doit couper les fréquences f'_7 qui sont supérieures à 4 000 kHz.

La fréquence de coupure peut donc être légèrement supérieure à 99 kHz.

Exercice 6.4 Multiplieur en modulateur et en démodulateur

On donne le montage de la figure 6.29 qui représente un modulateur utilisant un multiplieur analogique. On suppose $K = 1 \text{ V}^{-1}$.

1. On suppose que $k = 1$ en V^{-1} , exprimer le signal de sortie $s(t)$ sous la forme standard d'un signal modulé en amplitude :

$$s(t) = A[1 + m \cdot \cos(2\pi f t)] \cos(2\pi f_0 t).$$

2. Développer l'expression précédente et en déduire les différentes fréquences présentes dans le signal de sortie.

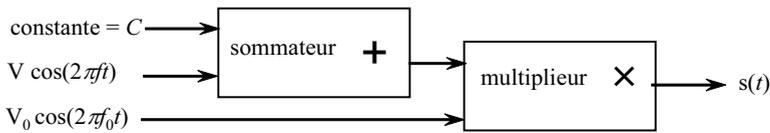


Figure 6.29 Modulation en amplitude par circuit multiplieur

On donne maintenant le montage de la figure 6.30 qui représente la démodulation cohérente.

3. Donner l'expression de $x(t)$ à la sortie du multiplieur et en déduire les différentes fréquences présentes dans le signal de sortie.

4. Expliquer le rôle du filtre passe bas. On suppose que le gain dans la bande passante est égal à l'unité et de fréquence de coupure $f_C = 2f$. Donner l'expression du signal de sortie.

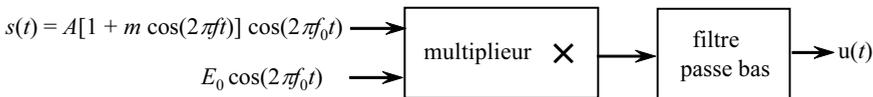


Figure 6.30 Démodulation cohérente par circuit multiplieur.

► Solution

1. Expression du signal de sortie

Pour calculer le signal de sortie, il suffit d'additionner la constante à l'expression du signal sinusoïdal (signal modulant) et de multiplier le tout par l'expression de la porteuse :

$$s(t) = K \times [C + V \cos(2\pi f t)] \times V_0 \cos(2\pi f_0 t)$$

$$s(t) = K C V_0 \left[1 + \frac{V}{C} \cos(2\pi f t) \right] \times \cos(2\pi f_0 t) = A [1 + m \cos(2\pi f t)] \cos(2\pi f_0 t)$$

Par identification, on trouve : $m = \frac{V}{C}$ et $A = K C V_0$.

2. Fréquences du signal de sortie

Pour déterminer les fréquences disponibles dans le signal de sortie (il s'agit de ce qu'on appelle souvent, la représentation spectrale), il suffit de développer l'expression précédente.

$$\begin{aligned}
 s(t) &= A [1 + m \cos(2\pi ft)] \cos(2\pi f_0 t) \\
 &= A \cos(2\pi f_0 t) + Am \cos(2\pi ft) \cos(2\pi f_0 t) \\
 s(t) &= \underbrace{A \cos(2\pi f_0 t)}_{\text{Porteuse}} + \underbrace{\frac{Am}{2} \cos(2\pi (f_0 - f)t)}_{\text{fréquence latérale inférieure}} + \underbrace{\frac{Am}{2} \cos(2\pi (f_0 + f)t)}_{\text{fréquence latérale supérieure}}
 \end{aligned}$$

On trouve trois fréquences (trois raies). L'une correspond à la fréquence de la porteuse et les deux autres correspondent l'une à la fréquence latérale supérieure $f_0 + f$ et l'autre à la fréquence latérale inférieure $f_0 - f$.

3. Expression du signal $x(t)$

À la sortie du multiplieur, on obtient :

$$x(t) = K A E_0 [1 + m \cos(2\pi ft)] \times \cos^2(2\pi f_0 t)$$

$$\text{Or, on sait que : } \cos^2(2\pi f_0 t) = \frac{1 + (2 \times 2\pi f_0 t)}{2} = \frac{1 + (4\pi f_0 t)}{2}$$

On développe l'expression de $x(t)$ pour obtenir :

$$\begin{aligned}
 x(t) &= \frac{K A E_0}{2} [1 + m \cos(2\pi ft)] [1 + \cos(2\pi f_0 t)] \\
 x(t) &= \frac{K A E_0}{2} [1 + \cos(2\pi f_0 t) + m \cos(2\pi ft) + m \cos(2\pi f_0 t) \cos(2\pi ft)] \\
 x(t) &= \frac{K A E_0}{2} \left[1 + \cos(2\pi f_0 t) + m \cos(2\pi ft) + \frac{m}{2} \cos(2\pi \times (2f_0 + f)t) \right. \\
 &\quad \left. + \frac{m}{2} \cos(2\pi \times (2f_0 - f)t) \right]
 \end{aligned}$$

En plus de la composante continue, on trouve l'image du signal modulant qui est à la fréquence basse f et trois raies situées beaucoup plus haut en fréquences. Il s'agit des fréquences $2f_0$, $2f_0 + f$ et $2f_0 - f$.

4. Expression du signal $u(t)$

L'intérêt de la démodulation cohérente consiste à isoler l'image du signal modulant qui représente le signal utile (message). Il est donc facile de filtrer cette fréquence (en réalité il s'agit de la bande audible).

Pour retrouver l'image du signal modulant, il suffit d'utiliser un filtre passe bas qui coupe à une fréquence légèrement supérieure à la fréquence du signal modulant.

Si on prend comme exemple la modulation en amplitude radio, toutes les fréquences audibles comprises entre 30 Hz et 4,5 kHz passent avec un gain unité (la fréquence de coupure étant dans notre cas égale à $2 \times 4,5 \text{ kHz} = 9 \text{ kHz}$).

On souhaite couper les fréquences $2f_0$, $2f_0 + f$ et $2f_0 - f$. Ces fréquences sont beaucoup plus élevées que les fréquences audibles (4,5 kHz en radio) et seront pratiquement coupées.

$$u(t) = \frac{KAE_0}{2} [1 + m \cos(2\pi ft)] = \frac{KAE_0}{2} + \frac{KAE_0}{2} m \cos(2\pi ft)$$

On retrouve donc une composante continue et le signal modulant (audible).

Index

A

accepteur, 5
amplificateur, 88
 Bootstrap, 135
 différentiel, 116
 drain commun, 109
 écrêteur, 199
 en base commune, 98, 120
 en classe A, 111
 en classe B, 113
 en classe C, 115
 en collecteur commun, 95
 en émetteur commun, 92
 grille commune, 110
 logarithmique, 197
 non inverseur, 185, 207
 opérationnel, 173
 rendement de l'—, 112
 sélectif, 130
 source commune, 107
amplification différentielle, 174
astable, 223

B

bande interdite, 8
barrière de potentiel, 13
boucle à verrouillage de phase, 228
boucle ouverte, 184

C

capacité de diffusion, 22, 143
capacité de transition, 140
charge stockée, 142, 159, 160

circuit intégré, 216
coefficient de qualité, 131
coefficient de régulation, 42
commutation, 139
 diode en —, 140
 transistor en —, 149
comparateur de phase, 230, 231
comparateur de tension, 193
 à hystérésis, 194
 simple, 194
compensation en fréquence, 180
conductivité, 8
courant de diffusion, 13
courant de saturation, 14

D

détection crête, 35
diffusion des porteurs, 10
diode à jonction, 17
 réelle, 18
diode à jonction en petits signaux, 20
 capacité de transition, 23
 résistance dynamique, 20
 schéma équivalent, 20
diode Schottky, 157
diode Zener, 23, 218, 219
donneur, 5
doubleur de tension, 35, 36
droite
 de charge, 27
 de charge dynamique, 99
 de charge statique, 53, 99
durée de vie, 143, 160
des porteurs, 11

E

ébaseur, 33
écrêteur, 33
effet Miller, 103
électron, 3
émetteur commun, 48

F

filtre
 actif, 190
 de Wienn, 209
 passe-bande, 201
 passe-bas, 204, 230, 233
fréquence
 de coupure f_{β} , 58
 de transition, 166, 168, 180
 de transition f_T , 58

G

générateur de fonctions, 236
de tensions triangulaires, 236

J

jonction PN, 11, 14, 16

L

limiteur de tensions, 34

M

minuterie, 220
miroir de courants, 83
mobilité, 9

modèle statique de la diode à
 jonction PN, 18
 modèle à seuil, 19
 modèle idéal, 18
 modèle linéarisé, 19
 module d'élévation au carré à
 diodes, 36
 monostable, 222
 montage
 additionneur, 187
 dérivateur, 189
 intégrateur, 188
 inverseur, 183
 redresseur, 198
 soustracteur, 187
 multiplicateur, 225
 à amplificateurs
 logarithmiques /
 antilogarithmiques,
 225
 à transconductance
 variable, 226
 en modulateur et en
 démodulateur, 248
 utilisant des modules
 d'élévation au
 carré, 226
 multivibrateur astable, 196

N

niveau d'énergie
 bandes interdites, 7
 d'un atome isolé, 6
 niveau de Fermi, 7

O

oscillateur commandé en
 tension, 230, 233

P

plage
 de capture, 234

de poursuite, 234
 point de fonctionnement, 52
 stabilisation du point de
 repos, 74, 77
 polarisation d'un transistor, 52
 par pont résistif, 54
 par résistance de base, 54
 puissance dissipée d'un
 transistor en
 commutation, 169

R

redressement, 29, 198
 taux d'ondulation du —
 double alternance,
 30
 taux d'ondulation du —
 simple alternance,
 31
 taux d'ondulation du —
 simple alternance et
 filtrage, 31
 régulateur de tension, 216
 série, 217, 241
 shunt, 218
 régulation d'une tension par
 diode Zener, 40
 rendement, 242
 réponse indicielle, 181
 résistance variable, 66

S

schéma équivalent en hautes
 fréquences, 56
 schéma équivalent en petits
 signaux, 55, 92,
 100, 108, 109
 basses fréquences, 55
 hautes fréquences, 56
 semi-conducteur, 1
 de type N, 5
 de type P, 5
 extrinsèque, 4

intrinsèque, 2, 8
 source de courant commandée
 en tension, 213
 structure de Rauch, 191
 structure de Sallen et Key, 192
 synthétiseur de fréquence, 245

T

taux de réjection en mode
 commun, 117, 183
 temporisateur, 220
 555 astable commandé
 en tension, 243
 temps
 d'établissement, 181
 de désaturation, 145,
 146, 151
 de descente, 151, 155
 de montée, 145, 148,
 151, 152, 181
 de recouvrement inverse,
 145
 de restitution, 156
 de retard, 150, 157
 de traînage, 147
 tension de pincement, 61
 transformation triangulaire/si-
 nusoidal,
 237
 transistor à effet de champ, 60
 polarisation automatique
 d'un FET, 79
 polarisation d'un FET
 par pont résistif, 85
 transistor bipolaire, 44, 218,
 219
 Darlington à deux
 transistors NPN, 71
 gain en courant β , 47
 polarisation d'un
 transistor NPN, 51
 transistor MOS-FET, 63
 trou, 3



Tahar Neffati

INTRODUCTION À L'ÉLECTRONIQUE ANALOGIQUE

Concis et efficace, cet ouvrage est destiné tout particulièrement aux étudiants des IUT Génie Électrique et des Licences professionnelles EEA.

L'étudiant et futur technicien en électronique trouvera dans cet ouvrage les notions essentielles :

- la diode à jonction avec des applications (diode Zéner, diodes électroluminescentes, photodiodes...);
- les transistors, étudiés en régime statique puis modélisés en régime harmonique ;
- les différents types d'amplification ;
- la commutation, qui détermine la rapidité de chaque circuit (donc la fréquence de travail) ;
- l'amplificateur opérationnel ;
- les circuits intégrés analogiques.

Un chapitre est consacré à l'étude des composants et circuits intégrés spécifiques (opto-coupleurs, régulateurs de tension, buffer 555, générateurs de fonctions et boucle à verrouillage de phase).

Des exercices corrigés sont proposés à la fin de chaque chapitre.

TAHAR NEFFATI

Maître de conférences
à l'université de Cergy-
Pontoise et au CNAM.

MATHÉMATIQUES

PHYSIQUE

CHIMIE

SCIENCES DE L'INGÉNIEUR

INFORMATIQUE

SCIENCES DE LA VIE

SCIENCES DE LA TERRE

