الجمهوريـــــة الجزائـري ـــــة ال ـديمق ـراطي ـــــة الشعبي ـــــة

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
D'ORAN MOHAMED BOUDIAF

جامعة العلوم والتكنولوجيا بوهران محمد بوضياف

FACULTÉ DE GÉNIE ELECTRIQUE

كلية الهندســـة الكهربائي ـة

DÉPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

قســـم الإلكتروني ـــــك

Cours

Electronique Fondamentale 1

2ème année Licence

ELECTRONIQUE/GENIE BIOMEDICAL/TELECOMMUNICATION

Cours préparé par :

Mme MAZOUZ Nacéra

Maître de conférences A

2020-2021

Modifier avec WPS Office

Table des matières

Chapitre 1 – Régime continu et Théorèmes fondamentaux 8

1.1 Définitions
1.2 Les générateurs de tension et de courants idéals et réels
1.3 Les relations tension-courant (R, L, C)
1.4 Le diviseur de tension
1.5 Le diviseur de courant
1.6 Les Théorèmes fondamentaux
1.7 Théorème du transfert maximal de puissance

Chapitre 2 - Quadripôles passifs 33

2.1 La Représentation d'un réseau passif par un quadripôle

2.2 Les Matrices d'un quadripôle

2.3 Les associations de quadripôles

2.4 Les Grandeurs caractérisant le comportement d'un quadripôle dans un montage

2.5 Les Filtres passifs

2.6 Le Diagramme de Bode

Chapitre 3 - Diodes 53

3.1 Rappels élémentaires sur la physique des semi-conducteurs

3.1.1 Définition et structure atomique d'un semi-conducteur. Si cristallin, Si polycristallin,
3.1.2 Notion de dopage,
3.1.3 Semi-conducteurs N et P,
3.1.4 Bandes d'énergie,
3.1.5 Jonction PN, et Barrière de potentiel

3.2 Théorie de la diode

3.2 .1 Constitution et fonctionnement d'une diode,
3.2 .2 polarisations directe et inverse,
3.2 .3 caractéristique courant-tension,
3.2 .4 régime statique et variable.
3.2 .5 Résistance différentielle (ou dynamique), Schéma équivalent.

Modifier avec WPS Office

3.3 Les applications des diodes

3.3 .1 Redressement simple et double alternance.
3.3 .2 Stabilisation de la tension par la diode Zener.
3.3 .3 Ecrêtage.
3.3 .4 Multiplicateur de tension.
3.3 .5 Autres types de diodes : Varicap, DEL, Photodiode.

Chapitre 4 - Transistors bipolaires 90

4.1 Transistors bipolaires

4.1 .1 Effet transistor,
4.1 .2 modes de fonctionnement (blocage, saturation, …),
4.1 .3 réseau de caractéristiques statiques,
4.1 .4 polarisations,
4.1 .5 droite de charge,
4.1 .6 point de repos, …

4.2 Etude des trois montages fondamentaux

4.2 .1 Montages : Emetteur Commun (EC), Base Commune (BC), Collecteur Commun (CC),
4.2 .2 Schéma équivalent,
4.2 .3 Gain en tension, gain en décibels, bande passante, gain en courant, impédances d'entrée et de sortie, …,

4.3 Etude d'amplificateurs à plusieurs étages BF

4.4 Autres utilisations du transistor : Montage Darlington

Chapitre 5 - Les amplificateurs opérationnels 127

1.1 Principe

1.2 Schéma équivalent

1.3 Ampli-op idéal, contre-réaction

1.4 caractéristiques de l'ampliop

1.5 Montages de base de l'amplificateur opérationnel

1.5.1 Inverseur
1.5.2 Non Inverseur

Modifier avec WPS Office

1.5.3 Sommateur
1.5.4 Soustracteur
1.5.5 Dérivateur
1.5.6 Intégrateur
1.5.7 Comparateur
1.5.8 Suiveur
1.5.9 Logarithmique

Modifier avec WPS Office

Introduction générale

Modifier avec WPS Office

Introduction générale

Ce cours est destiné en premier lieu aux étudiants de la deuxième année licence filière électronique/ génie biomédical/ télécommunication et en deuxième lieu aux étudiants du niveau L2 Licence génie électriques, et en général, le lecteur doit disposer de notions de base en électricité, en magnétisme et en mathématiques fondamentales.

En électronique, nous sommes constamment en contact avec différents types de circuit. Sous sa forme la plus élémentaire, un circuit se compose d'un conducteur où peut passer une charge électrique sous l'impulsion d'une force électrique. Quel que soit son degré de complexité, chaque circuit présente le même ensemble de caractéristiques fondamentales.

Un circuit simple peut se composer d'une pile, d'une ampoule et de fils de raccordement ; dans un circuit plus complexe, on peut trouver une cellule photo-électrique et un transistor. Dans les deux cas, trois caractéristiques sont toujours présentes : une source d'énergie applique une force aux particules élémentaires de la charge électrique, le circuit, qui est un dispositif qui limite l'intensité de la charge à une valeur raisonnable, et un chemin conducteur permet le passage de la charge dans le circuit auquel on a appliqué une force. Ces trois éléments du circuit s'appellent généralement la source, la charge et le conducteur. [11]

L'électricité est une forme d'énergie produite par la circulation de charges électriques dans un corps conducteur ou semi-conducteur. Certains corps, en particulier les métaux (aluminium, cuivre...) sont de très bons conducteurs parce qu'ils possèdent des électrons qui peuvent se libérer de l'attraction du noyau de l'atome pour participer à la conduction électrique. Dans d'autres matériaux appelés isolants, les charges électriques ne peuvent pas circuler.
L'étude du mouvement de ces charges électriques et des phénomènes qui s'y rattachent est *l'électrocinétique*. En réalité, la mise en mouvement des charges dans un conducteur n'est pas instantanée. Le champ électromagnétique se propage le long du conducteur à une vitesse proche de la vitesse de la lumière. [11]

L'objectif de cette matière est d'Expliquer le calcul, l'analyse et l'interprétation des circuits électroniques. Connaitre les propriétés, les modèles électriques et les caractéristiques des composants électroniques : diodes, transistors bipolaires et amplificateurs opérationnels.

Les montages électroniques utilisés dans le chapitre1 sont constitués exclusivement d'éléments passifs : résistances, condensateurs, inductances et de sources de tensions ou de courants. Mais, généralement en électronique, en électrotechnique et en automatique, nous sommes amenés 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. Il

Modifier avec WPS Office

s'agit souvent de modèles sous formes de quadripôles donnés avec un choix judicieux de leurs paramètres, ce qui est le sujet du chapitre2.
Le chapitre3 concernera la diode et ces applications, tandis que le chapitre4 et 5, étudieront les composants actifs, le transistor bipolaire et l'amplificateur opérationnel.
En combinant la théorie et l'expérience à un programme soigneusement préparé de travaux pratiques, l'étude de l'électronique devient alors une branche précieuse, intéressante et profitable de la connaissance.
Il faut donc encourager les étudiants à mettre en application les idées d'expériences suggérées et à utiliser l'équipement disponible de laboratoire pédagogique pour bien vérifier la théorie et démontrer clairement les principes électroniques.

Modifier avec WPS Office

Chapitre 1 : Régime continu et Théorèmes fondamentaux

1.1 Définitions
1.2 Les générateurs de tension et de courants idéals et réels
1.3 Les relations tension-courant (R, L, C)
1.4 Le diviseur de tension
1.5 Le diviseur de courant
1.6 Les Théorèmes fondamentaux
1.7 Théorème du transfert maximal de puissance

Modifier avec WPS Office

1.1 Définitions

Dans la version la plus simple, un circuit électrique est une organisation de composants physiques qui exploitent une tension, un courant et une résistance pour produire une fonction utile.
Un circuit électrique comprend une source de tension, une charge, et un chemin qu'emporte le courant pour aller de la source à la charge :
Une batterie raccordée à une ampoule par deux conducteurs (fils), la batterie est la source de tension et l'ampoule est la charge de la batterie parce qu'elle absorbe du courant de cette batterie.

L'électricité est une forme d'énergie produite par la circulation de charges électriques dans un corps conducteur ou semi-conducteur. Certains corps, en particulier les métaux (aluminium, cuivre...) sont de très bons conducteurs parce qu'ils possèdent des électrons qui peuvent se libérer de l'attraction du noyau de l'atome pour participer à la conduction électrique. Dans d'autres matériaux appelés isolants, les charges électriques ne peuvent pas circuler. [1]

A présent, si une tension est appliquée à travers le matériau conducteur ou semi-conducteur (SC), une extrémité devient positive et l'autre devient négative, la force de répulsion due à la tension négative à gauche pousse les électrons vers la droite. La force d'attraction de la tension positive à droite attire les électrons libres vers la droite. Le mouvement résultant net est un flot d'électrons libres allant de l'extrémité négative à l'extrémité positive. Le déplacement des électrons libres de l'extrémité négative du matériau à l'extrémité positive s'appelle le courant électrique. [2]

Le courant continu (CC) par opposition au courant alternatif est un courant électrique unidirectionnel : le courant circule à chaque instant dans le même sens, le déplacement des électrons se fait toujours dans le même sens. [2]
Le terme de courant continu recouvre plusieurs sens :

- Le courant constant : le courant est totalement constant en direction et en intensité au cours du temps. Les courants de ce type sont parfois appelés courant parfaitement continue.
- Le courant continu lissé : c'est un courant qui s'approche du courant constant mais qui conserve une ondulation résiduelle négligeable.
- Le courant variable unidirectionnel : c'est un courant qui ne change pas de sens mais dont l'intensité varie au cours du temps.

1.1.1 Un dipôle [2]

On appelle un dipôle tout système relié à l'extérieur par deux conducteurs uniquement. Le comportement d'un dipôle est caractérisé par deux grandeurs électriques duales : la tension et le courant.
La tension aux bornes d'un dipôle représente la différence de potentiel U_{AB} entre les deux bornes du dipôle.
L'intensité I de ce courant mesure le débit des charges électriques qui traversent une section de conducteur. Le courant électrique est une grandeur orientée conventionnellement le sens positif correspond au sens de déplacement des charges positives.

Modifier avec WPS Office

Il existe deux possibilités pour le choix des sens conventionnels de la tension et du courant. Selon que la tension et le courant sont de même sens ou non. Figure 1.1

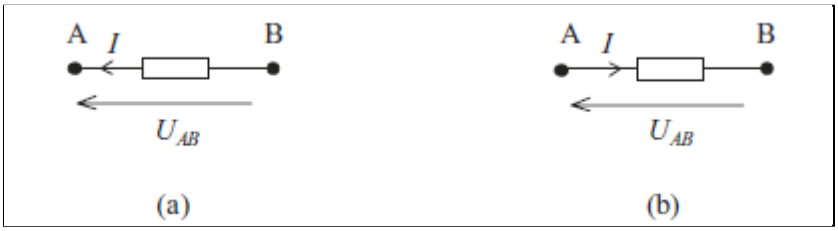


Figure 1.1 : a) Convention générateur. b) convention récepteur. [1]

Un dipôle est passif si son intensité de court-circuit (I_{CC}) et sa tension en circuit ouvert (V_{CO}) sont nulles : ces caractéristiques statiques passent par l'origine. Il est dit actif dans le cas contraire.

1.1.2 Une branche [1]

Une branche est une portion d'un réseau limitée par deux nœuds qui en sont les extrémités. Il s'agit donc d'un sous-ensemble d'éléments mis en série, (c'est-à-dire parcourus au même instant par le même courant) et joignant deux nœuds (figure 1.2). C'est le cas par exemple de AB, BM, BN ou PO...

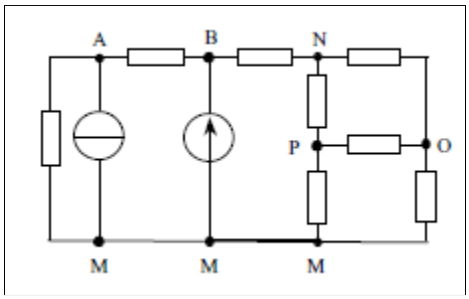


Figure 1.2 : Exemple de réseau électrique

1.1.3 Un nœud [1]

Un nœud est un point de connexion (raccordement) entre plusieurs dipôles (éléments). Le nœud est souvent matérialisé sur un schéma par un point lors du croisement de deux conducteurs. Ceci revient à trouver au moins trois fils électriques qui viennent se raccorder au même endroit. Par exemple sur la figure 1.2, les points A, B et M sont des nœuds. Entre deux nœuds d'un circuit, le potentiel est à priori différent.

1.1.4 Une maille [1]

Une maille est un contour fermé constitué par une succession de branches, mais ne comportant jamais deux fois la même branche (ne passant jamais deux fois sur le

Modifier avec WPS Office

même nœud). Dans le schéma de la figure 1.2, l'exemple de maille noté BNPMB contient quatre branches ayant chacune un élément. ABMA est un autre exemple de maille constituée de trois branches. La branche AM est soit la branche constituée par la résistance, soit la branche constituée par la source de courant.

1.2 Les générateurs de tension et de courants idéals et réels

1.2.1 Les générateurs de tension idéale et réelle [2]

Un générateur (source) de tension continue supposé idéal est un générateur qui fournit, entre ses bornes, une différence de potentiel constante, quelle que soit l'intensité du courant qui le traverse, ou en d'autres termes quelle que soit la charge à ses bornes, à condition que cette charge ne soit pas nulle. Nous trouvons souvent dans les documents produits en français trois types de notation indiquées à la figure 1.3. [1]

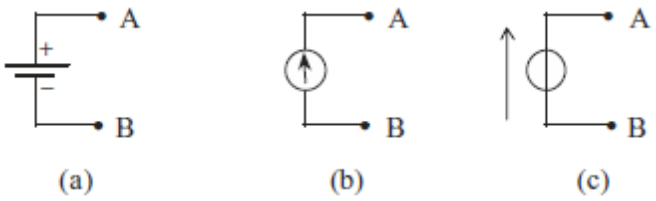


Figure 1.3 : Différents symboles pour une source de tension. [1]

Un générateur de tension idéal délivre une tension indépendante du courant I débité (figure 1.4):

$$U_A - U_B = U_{AB} = E = \text{Constante} \quad \forall\ I \qquad (1.1)$$

Cette tension est la force électromotrice (f.é.m) du générateur. [2]

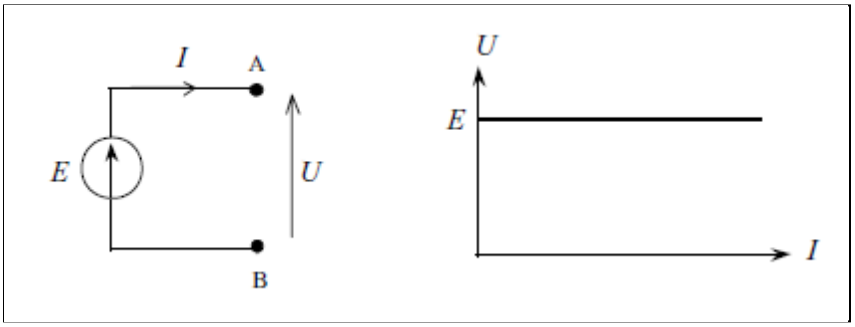


Figure 1.4 : Source de tension idéale et courbe $U = f(I)$ [1]

La résistance interne du générateur de tension idéal est nulle, ce qui n'est généralement le cas pour un générateur réel. Un générateur réel est modélisé par un générateur idéal

Modifier avec WPS Office

en série avec sa résistance interne. En convention générateur, la caractéristique statique U-I du générateur de tension réel (équation 1.2) , la résistance interne R_g induit une chute de tension. Figure 1.5 [2]

$$U_A - U_B = U_{AB} = E_g - R_g.I \qquad (1.2)$$

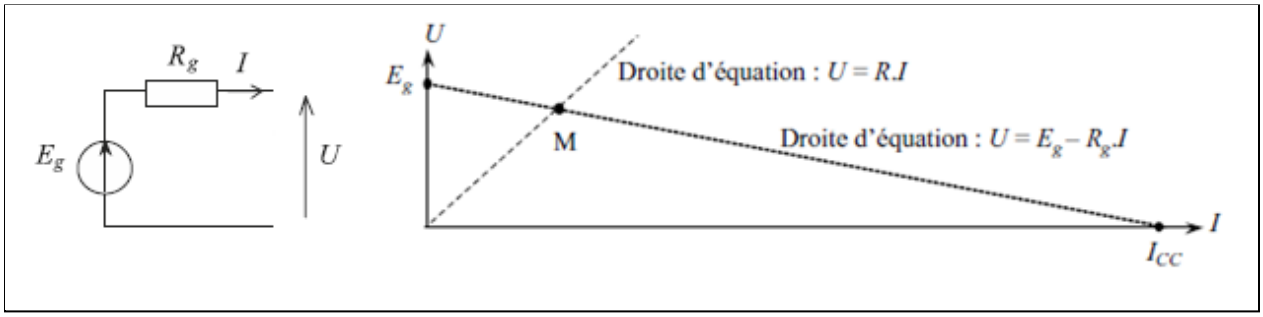


Figure 1.5 : Source de tension réelle et courbe $U = f(I)$ [1]

1.2.2 Les générateurs de courants idéale et réelle

Un générateur (source) de courant continu supposé idéal est un générateur fixant l'intensité du courant électrique *Ig* qui le traverse quelle que soit la différence de potentiel *U* à ses bornes, autrement dit quelle que soit la charge à ses bornes, à condition que cette charge ne soit pas infinie. Le courant ainsi débité est aussi appelé courant de court-circuit (figure 1.6). [1]

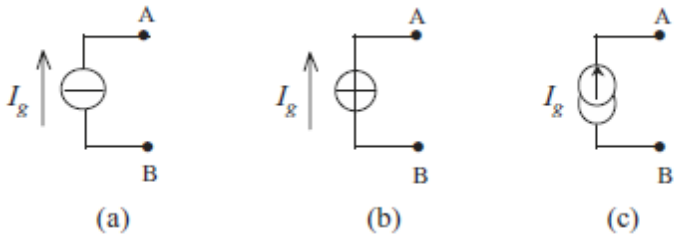


Figure 1.6 : Différents symboles pour une source de courant. [1]

Un générateur de courant idéal débite un courant dont l'intensité est indépendante de la tension aux bornes du générateur :

$$I = I_g = \text{Constante} \quad \forall \ U \qquad (1.3)$$

La figure suivante montre le symbole d'une source de courant idéale et sa caractéristique courant tension I-U. [2]

Modifier avec WPS Office

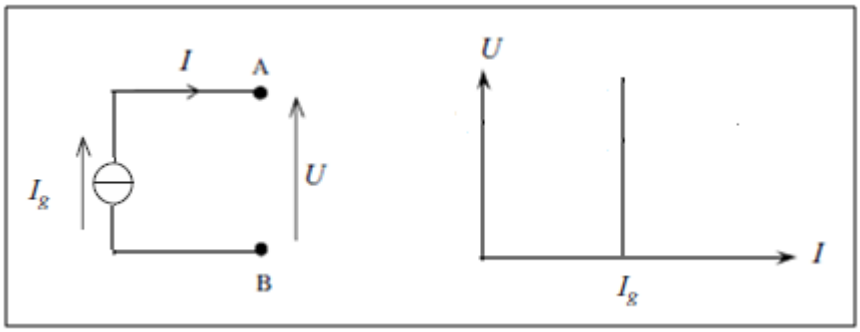


Figure 1.7 : Source de courant idéale et courbe $U = f(I)$

La résistance interne d'une source de courant idéale est infinie. Pour un générateur réel, on tient compte de sa résistance interne, en le modélisant par une source idéale de courant en parallèle avec sa résistance interne Rg. En convention générateur, la caractéristique statique I-V du générateur du courant réel est donc :

$$I = I_g - \frac{U}{R_g} \qquad (1.4)$$

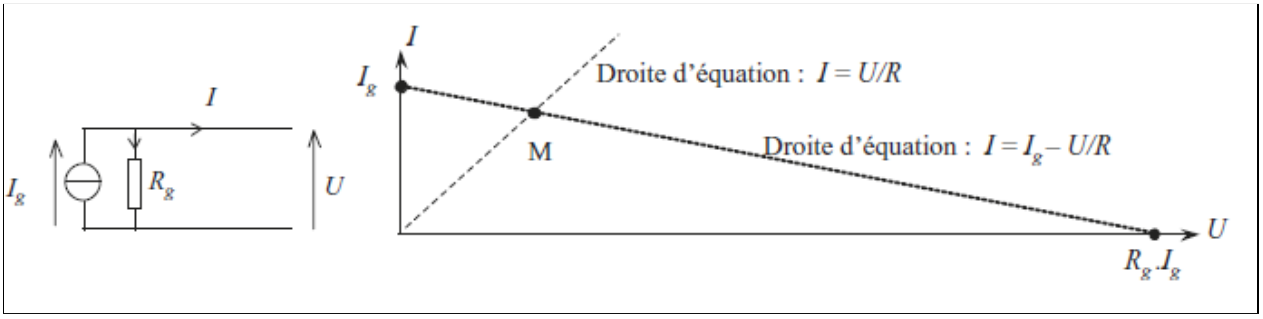


Figure 1.8 : Source de courant réelle et courbe $U = f(I)$ [1]

Comme pour les sources de tensions, on distingue les sources de courant indépendantes et les sources de courants commandées qui dépendent d'une grandeur électrique du circuit.

1.2 Les relations tension-courant (R, L, C)

1.2.1 La résistance

Une résistance est un dipôle (composant à deux bornes) tel que la tension U à ses bornes est proportionnelle au courant I qui le traverse (loi d'Ohm) : [6]

Modifier avec WPS Office

$$U = R.I \qquad (1.5)$$

Le coefficient de proportionnalité *R* est appelé résistance du dipôle.

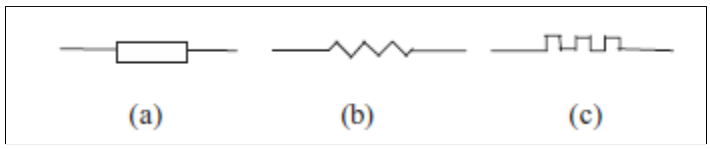


Figure 1.8 : Symboles d'une résistance.

Les résistances sont des composants fabriqués en utilisant du carbone graphité, mélangé avec l'argile soit à l'aide d'un alliage possédant un fort coefficient de résistivité (constantan, manganin...) ou par dépôt sur un film métallique de couche d'oxydes.
Dans tous les cas, trois critères sont à considérer dans le choix d'une résistance :
• Sa valeur ohmique exprimée en ohm et noté « V »;
• Sa puissance à dissiper de l'énergie. Nous trouvons des résistances simples 0,25 ou 0,5 watt et des résistances de puissance capables de dissiper au moins 1 watt ou davantage. Dans ce denier cas, les résistances sont souvent à couches métalliques, bobinées ou vitrifiées. La valeur de la résistance est indiquée sur le composant.
• Sa précision ou tolérance. Il existe plusieurs séries de résistances caractérisées par l'échelonnement des valeurs par décade. Par exemple la série E12, qui concerne des résistances de faible puissance comporte, 12 valeurs par décade, à savoir : 10 ; 12 ; 15 ; 18 ; 22 ; 27 ; 33 ; 39 ; 47 ; 56 ; 68 ; 82 (ainsi que les multiples et les sous multiples).
La valeur d'une résistance est indiquée selon le code des couleurs, à l'aide de quatre anneaux (les trois premiers pour la valeur ohmique et le quatrième pour la tolérance). [1]

Un phénomène important dans une résistance est l'effet Joule (du nom d'un physicien anglais qui a étudié les lois de la chaleur). Une résistance parcourue par un courant consomme une énergie électrique et la transforme en chaleur. La puissance correspondante (qui correspond à un débit d'énergie) s'exprime par l'une des trois formules, équivalentes grâce à la loi d'Ohm : [6]

$$P = U.I = R.I^2 = \frac{U^2}{R} \qquad (1.6)$$

Associations de résistances [6]

Association en série

On peut brancher deux résistances R1et R2en série (figure 1.9).

Modifier avec WPS Office

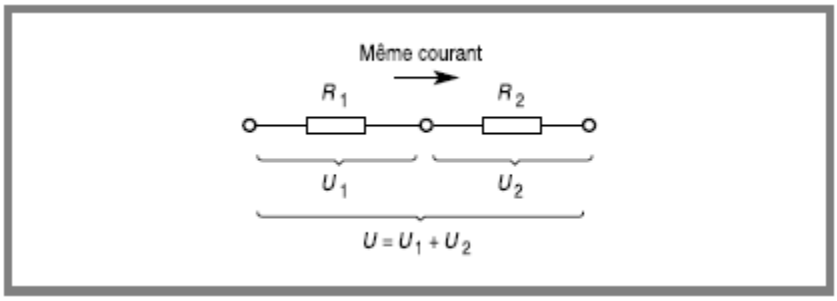


Figure 1.9 : Association de deux résistances en série.

Le courant est le même dans les deux éléments, mais les tensions à leurs bornes s'ajoutent. Une double application de la loi d'Ohm montre que le dipôle résultant se comporte comme une résistance dont la valeur est :

$$R = R_1 + R_2 \qquad (1.7)$$

Cette loi peut se généraliser à plusieurs conducteurs en série :

$$R = R_1 + R_2 + R_3 + \ldots \qquad (1.8)$$

Association en parallèle

Le deuxième mode d'association de résistances est le branchement en parallèle (figure 1.10).

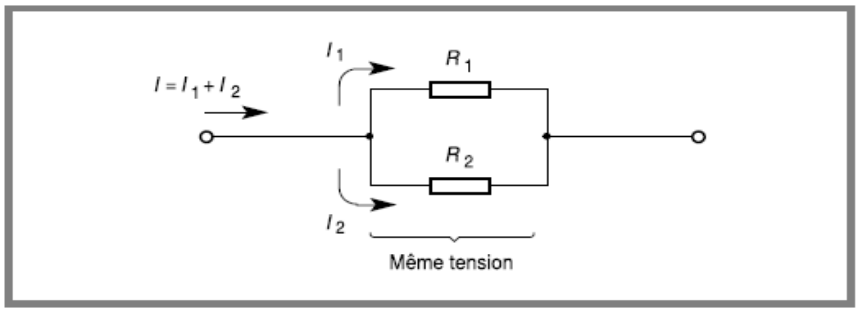


Figure 1.10 : Association de deux résistances en parallèle.

La tension est la même pour les deux éléments, mais les courants qui les traversent s'ajoutent. On a ici, grâce à la loi d'Ohm :

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \qquad (1.9)$$

Pour plusieurs résistances, on a de même :

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \ldots \qquad (1.10)$$

Dans le cas de deux résistances, on peut facilement obtenir *R* par la formule :

Modifier avec WPS Office

$$R = \frac{R_1 * R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.11)$$

Cas des résistances de même valeur

Un cas particulier intéressant est celui où les résistances sont identiques : deux résistances en série donnent une résistance de valeur double et deux résistances en parallèle équivalent à une résistance de valeur moitié.

1.2.2 Le condensateur

Un condensateur est un composant passif constitué de deux conducteurs appelés souvent armatures, séparés par un diélectrique ou isolant (papier, mica ou air). Il s'agit d'un réservoir d'énergie électrostatique capable d'emmagasiner l'énergie dans un champ électrique. Lorsque la tension est variable sur un cycle, l'énergie sera stockée durant une partie du cycle puis restituée durant l'autre partie du cycle. [1]

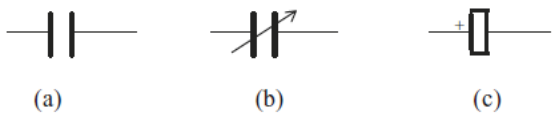


Figure 1.11 : Symboles d'un condensateur : a) normal, b) variable, c) chimique.

En plus, le condensateur est capable de garder sa charge une fois débranché du circuit. Il reste chargé jusqu'à ce qu'une liaison permette la décharge. [1]

La quantité de charge *Q* emmagasinée sous une tension *U* donnée dépend du condensateur employé. Pour un composant choisi, la quantité de charge est proportionnelle à la tension appliquée à ses bornes. On écrit :

$$Q = C.U \quad (1.12)$$

La constante *C* est caractéristique du condensateur. On l'appelle capacité et on l'exprime en farads (symbole F).

Les relations suivantes relient les différentes grandeurs :

$$I(t) = C.\frac{dU(t)}{dt} \quad (1.13)$$

$$p(t) = U(t).I(t) = C.U(t).\frac{dU(t)}{dt} = \frac{d}{dt}\left[\frac{1}{2}C.U^2\right] \quad (1.14)$$

$$W_c = \frac{1}{2}C.U^2 \quad (1.15)$$

W_c est l'énergie accumulée par le condensateur au bout d'un temps *t*. [1]

Modifier avec WPS Office

Associations de condensateurs (6)

On peut grouper les condensateurs en série ou en parallèle. L'association se comporte comme un nouveau condensateur. Pour deux éléments en série (figure 1.12), de capacités *C*1et *C*2, on obtient un condensateur équivalent dont la capacité *C* est telle que :

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \qquad (1.16)$$

On en déduit :

$$C = \frac{C_1 * C_2}{C_1 + C_2} \qquad (1.17)$$

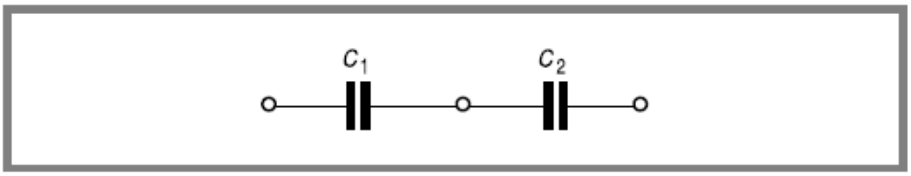


Figure 1.12 : Condensateurs en série.

Deux condensateurs de capacités *C*1 et *C*2 branchés en parallèle (figure 1.13) donnent un condensateur équivalent de capacité :

$$C = C_1 + C_2 \qquad (1.18)$$

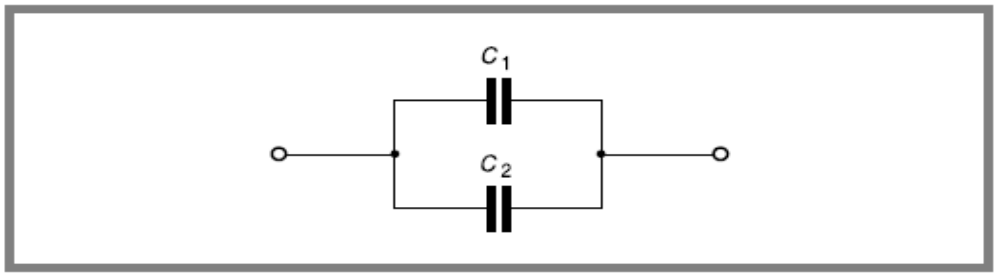


Figure 1.13 : Condensateurs en parallèle.

Les formules se généralisent facilement pour des groupements de plus de deux condensateurs.

Courbes de charge et de décharge (6)

La charge la plus simple est obtenue quand le courant est constant. En effet, dans ce cas la tension *U* aux bornes du condensateur croît linéairement avec le temps *t*:

Modifier avec WPS Office

$$Q = \frac{I}{C}.t \qquad (1.19)$$

Il faut cependant prendre garde au fait que cette formule ne s'applique que si le condensateur est totalement déchargé au départ (la tension est nulle à t= 0). On peut tracer la courbe représentant la tension U en fonction du temps t : on obtient une portion de droite (figure 1.14).
Le tracé a été fait pour un condensateur de capacité 1µF chargé avec un courant constant de 1 mA. On utilise ce dispositif dans les générateurs de rampes et les générateurs de signaux triangulaires (la décharge étant alors aussi à courant constant).

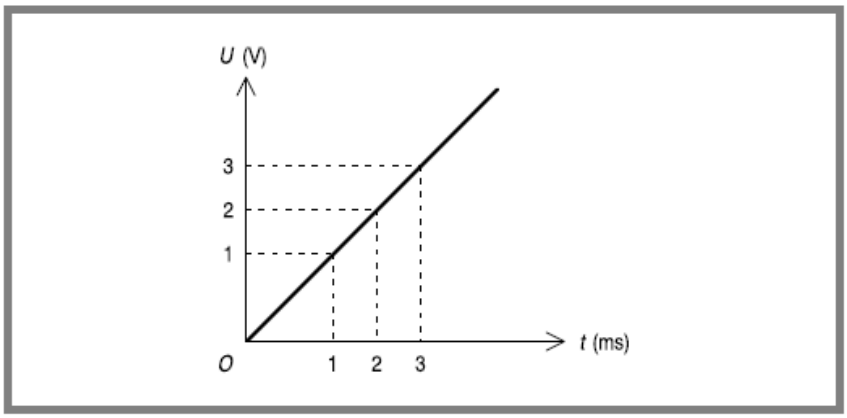


Figure 1.14 : Charge d'un condensateur à courant constant.

Dans la plupart des applications, les condensateurs ne sont pas chargés à courant constant. Un générateur de tension continue E est branché en série avec une résistance R et le condensateur C (figure 1.15).

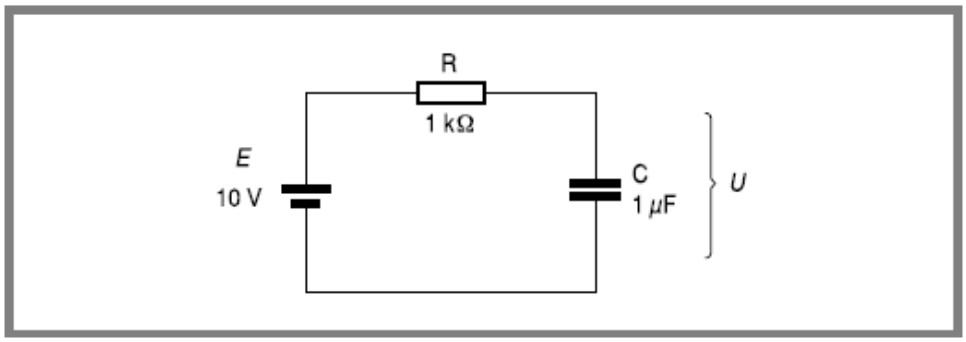


Figure 1.15 : Circuit de charge d'un condensateur par un générateur de tension et une résistance.

Si le circuit est fermé à t = 0, le condensateur étant complètement déchargé, l'évolution de la tension U se fait suivant une courbe (figure 1.16).
La charge commence assez rapidement puis se ralentit de plus en plus. Pour chiffrer la durée de la charge, on définit la constante de temps du circuit par :

Modifier avec WPS Office

$$\tau = R.C \qquad (1.20)$$

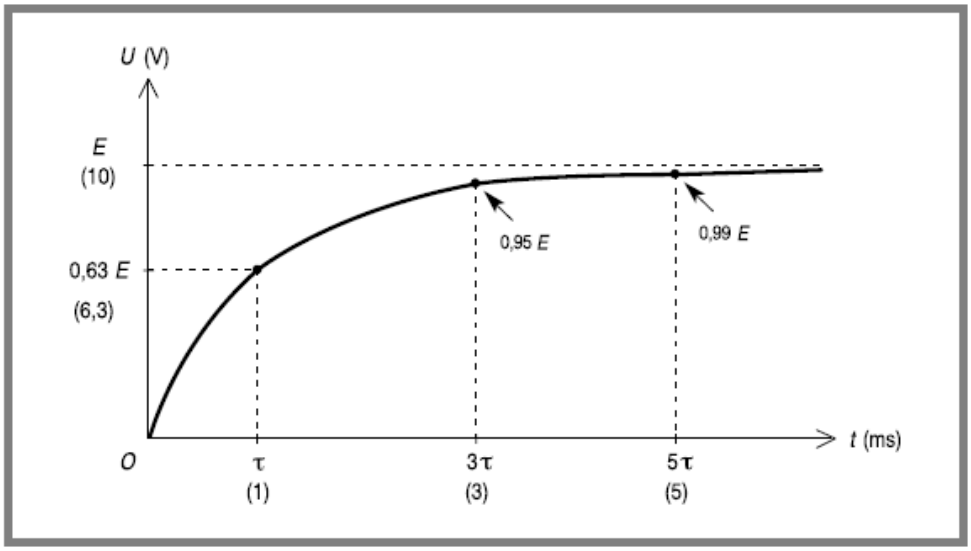


Figure 1.16 : Évolution de la tension aux bornes d'un condensateur chargé par un générateur de tension et une résistance.

Cette courbe est en fait une « exponentielle » dont l'équation mathématique est :

$$U = E\left[1-e^{\frac{t}{\tau}}\right] \qquad (1.21)$$

La décharge du condensateur est obtenue en remplaçant le générateur E par un court-circuit.
On peut remarquer qu'une charge ou une décharge est pratiquement terminée au bout de quelques constantes de temps : au bout de 5τ, on atteint la valeur finale à 1 % près.
Les charges et décharges exponentielles sont utilisées dans de nombreux montages : astables, monostables…

Modifier avec WPS Office

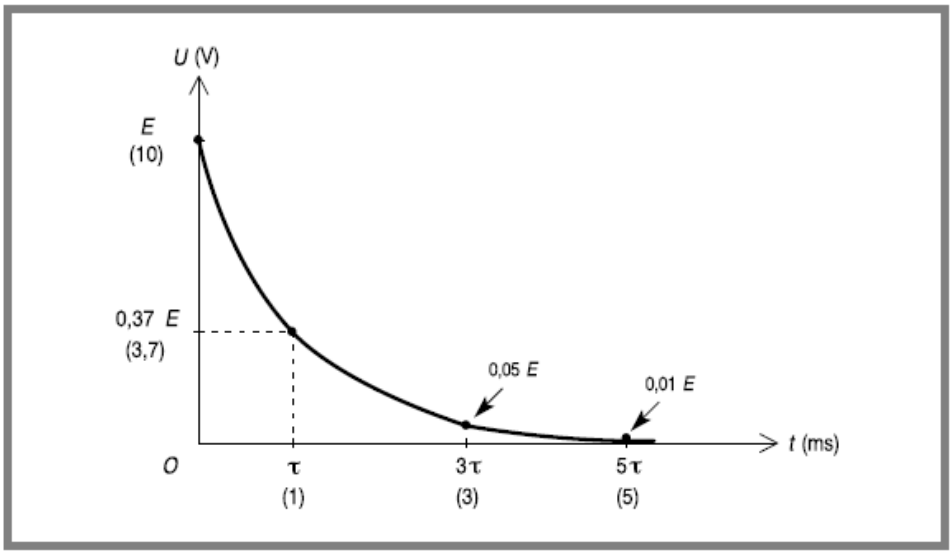


Figure 1.17 : Évolution de la tension aux bornes du condensateur lors de sa décharge.

1.2.3 La bobine

Une bobine est formée d'un fil enroulé soit dans l'air, soit sur un noyau magnétique.

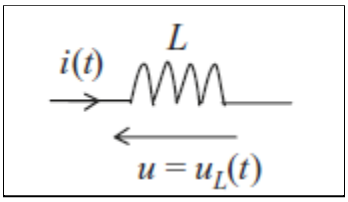


Figure 1.18 : Symbole d'une inductance.

Si nous faisons circuler un courant électrique *I* dans une bobine à *n* spires, il y a création d'une induction magnétique *B* dont la valeur est proportionnelle à l'intensité du courant *I.* Le champ magnétique *H* qui en résulte est égal au produit *n.I.*
L'ensemble des spires canalise les lignes d'induction, ce qui donne un flux d'induction **F** :

$$\varnothing = \vec{B}.\vec{S} \qquad (1.22)$$

Où *S* est la section droite de la bobine (1)

Le flux Φ s'exprime en webers (symbole Wb). Si le champ magnétique a été créé par l'enroulement lui-même, on parle de flux propre. Tant que le courant *I* n'est pas trop élevé, le flux Φ est proportionnel au courant qui l'a engendré : (6)

$$\varnothing = L.I \qquad (1.23)$$

Le coefficient *L* est l'inductance (ou auto-inductance) de la bobine.
La traduction anglaise est *self-inductance*, ce qui explique que l'on parle souvent dans le

Modifier avec WPS Office

langage courant de *self* pour désigner une bobine. L'unité d'inductance est le henry (symbole H), du nom du physicien américain J. Henry.

L'inductance (appelée également self) est l'élément de circuit capable de stocker l'énergie dans un champ magnétique pendant un certain temps *T*1 avant d'être restituée durant *T*2 au reste du circuit.(1)

$$U(t) = L.\frac{di(t)}{dt} \qquad (1.24)$$

$$p(t) = U(t).I(t) = L.i(t).\frac{di(t)}{dt} = \frac{d}{dt}\left[\frac{1}{2}L.i^2\right] \qquad (1.25)$$

$$W_L = \frac{1}{2}L.i^2 \qquad (1.26)$$

W_L est l'énergie accumulée par l'inductance. Cette énergie ne pouvant varier instantanément.

Associations

On peut associer les bobines en série ou en parallèle, mais ces groupements sont très peu utilisés. Les lois d'association pour les inductances sont les mêmes que celles qui ont été citées pour les résistances.

Établissement du courant dans une bobine (6)

Si l'on applique une tension constante à une bobine, le courant augmente linéairement :

$$I = \frac{U}{L}.t \qquad (1.27)$$

Cette loi de variation n'est toutefois valable que tant que la bobine n'est pas saturée. Les variations du courant *I* en fonction du temps *t* sont représentées par un segment de droite (figure 1.19).

Modifier avec WPS Office

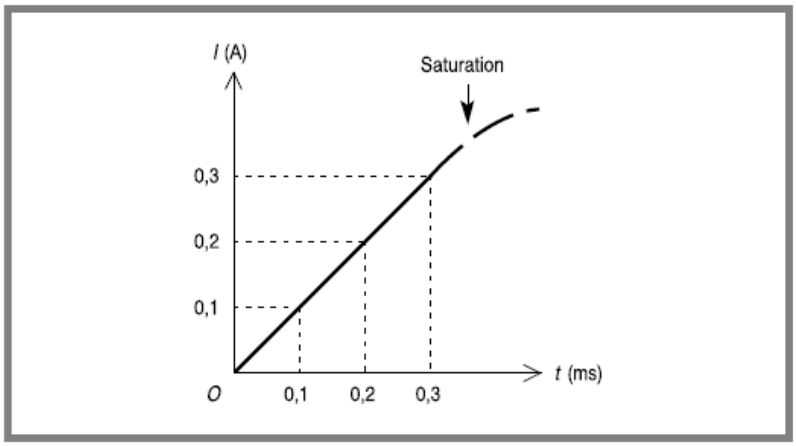


Figure 1.19 : Établissement du courant dans une bobine soumise à une tension constante.

On a choisi pour le tracé une inductance de 10 mH soumise à une tension de 10 V.
Si le courant s'établit à travers une résistance R (figure 1.20), la courbe devient une exponentielle (figure 1.21) identique à celle qui représente la tension lors de la charge d'un condensateur).
La constante de temps est dans ce cas :

$$\tau = \frac{L}{R} \qquad (1.28)$$

Au bout de quelques constantes de temps, le courant est stabilisé à sa valeur de repos :

$$I_0 = \frac{E}{R} \qquad (1.29)$$

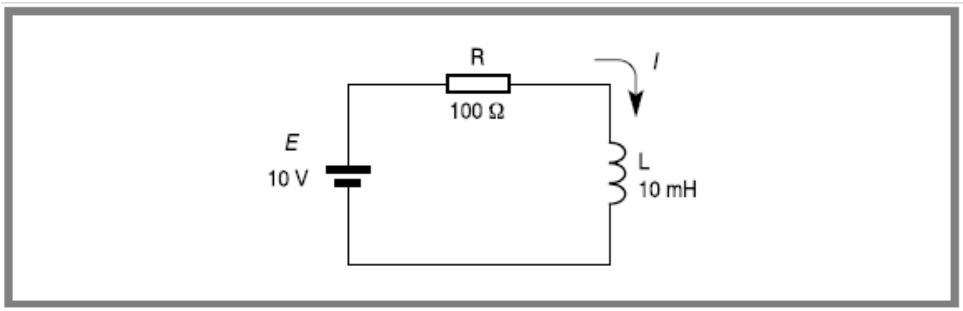


Figure 1.20 : Établissement du courant dans une bobine à travers une résistance.

Modifier avec WPS Office

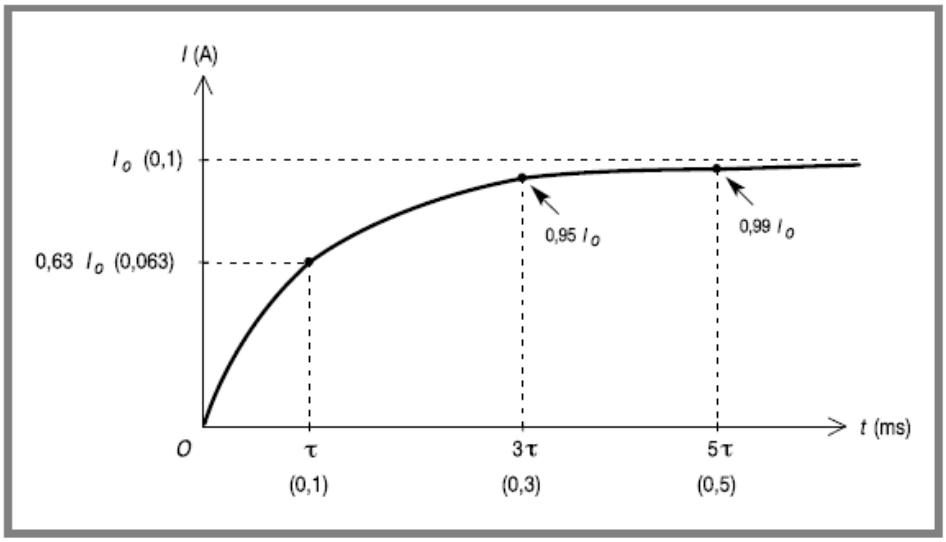


Figure 1.21 : Évolution du courant dans la bobine.

Les phénomènes sont similaires lors de l'extinction du courant (figure 1.22).
Il ne faut pas ouvrir le circuit contenant la bobine : le courant ne pouvant s'annuler brusquement à cause de l'énergie emmagasinée dans la bobine, il se produirait un arc électrique entre les contacts ouverts.

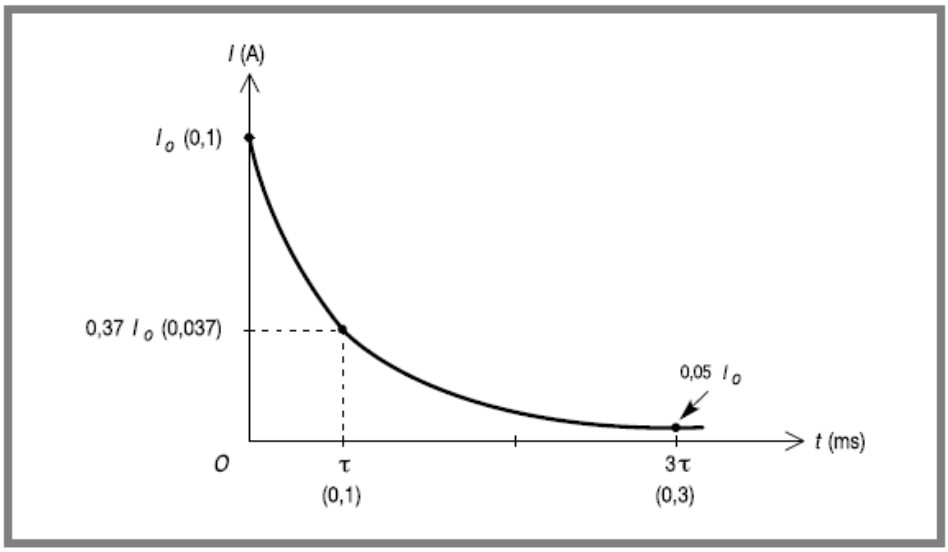


Figure 1.22 : Évolution du courant lors de son extinction.

1.2.4 Associations de dipôles [1] [2]

Deux dipôles sont en *série* s'ils sont parcourus par le même courant électrique (même intensité). Ils sont en *parallèle* s'ils ont une même différence de potentiel à leurs bornes. Ces définitions simples s'étendent à *n* dipôles ou éléments.

Association de deux générateurs de tension en série

Modifier avec WPS Office

Considérons les deux dipôles de la figure 1.23 (a), constitués par la mise en série de deux générateurs de tension. Calculons maintenant le dipôle équivalent de la figure 1.23: (*E*éq, *R*éq). En appliquant la deuxième loi de Kirchhof (des tensions), la tension développée entre A et B est égale à la somme algébrique des tensions produites par chacune des sources. La résistance équivalente est égale à la somme des résistances internes des générateurs de tension. Ainsi la puissance totale série est égale à la somme des puissances de chaque résistance en série.

$$E_{éq} = \sum_{k=1}^{n} E_k \quad \text{et} \quad R_{éq} = \sum_{k=1}^{n} R_k \quad \text{et} \quad P_T = \sum_{k=1}^{n} P_k \qquad (1.30)$$

E_k est considérée comme positive si elle a le même sens que la tension *U*.

L'association en série de *n* générateurs de tension de résistance interne R_k et de force électromotrice E_k est équivalente à un générateur de tension unique dont la résistance équivalente est la somme des *n* résistances, et la force électromotrice équivalente est la somme algébrique des tensions produites par chaque source.

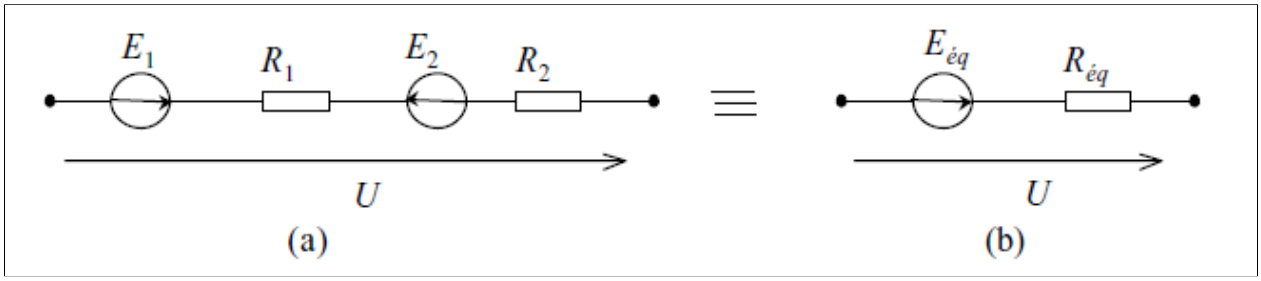


Figure 1.23 : Association en série de deux sources de tensions.

Association de deux générateurs de courant en parallèle

Considérons les deux dipôles de la figure 1.24 (a) constitués par la mise en parallèle de deux générateurs de courant (*I*1, *R*1) et (*I*2, *R*2). Calculons maintenant le dipôle équivalent (*I*éq, *R*éq) de la figure 1.24 (b). En appliquant la première loi de Kirchhof (les courants), le courant de court-circuit est égal à la somme algébrique des courants produits par chacune des sources. La conductance équivalente est égale à la somme des conductances (G) internes des différents générateurs de courant.et la puissance totale s'obtient en additionnant la puissance de toutes les résistances individuelles, tout comme dans le cas du circuit série.

$$I_{éq} = \sum_{k=1}^{n} I_k \quad \text{et} \quad G_{éq} = \sum_{k=1}^{n} G_k \quad \text{et} \quad P_T = \sum_{k=1}^{n} P_k \qquad (1.31)$$

Modifier avec WPS Office

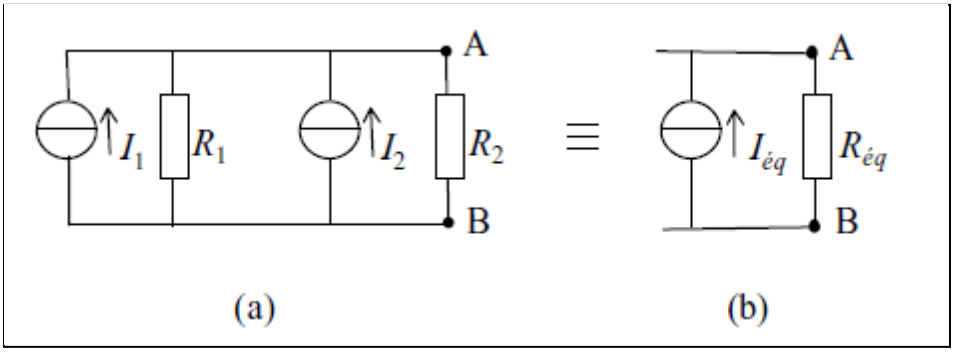


Figure 1.24 : Association en parallèle de deux sources de courants.

Association de deux générateurs de tension en parallèle [1]

Supposons les deux générateurs réels de tensions de la figure 1.25 (a) que nous branchons en parallèle. À vide, le courant total *I* débité par les deux sources dans la charge étant nul, *I*1 et *I*2 sont forcément égaux en amplitude mais de signes opposés.
Si l'amplitude de ces deux courants n'est pas nulle, nous pouvons nous retrouver avec une situation de perte d'énergie (échauffement dans les résistances), ce qui peut, dans certaines conditions, provoquer une destruction du circuit.

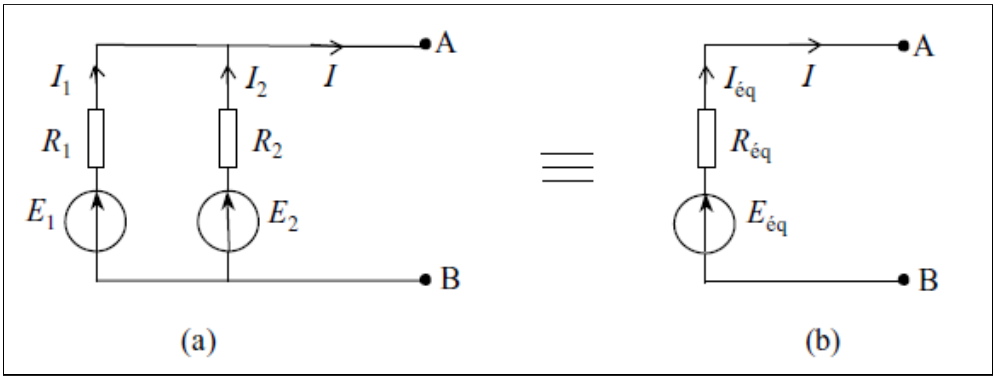


Figure 1.25 : Association en parallèle de deux sources de tensions.

En pratique, exceptionnellement, nous n'associons en parallèle que des générateurs identiques d'amplitude *E* et de résistance interne *R*. Dans ce cas, nous pouvons calculer la différence de potentiel qui apparaît entre A et B.

$U_{AB} = E - R.I1 = E - R.I2$ et $UAB = Eéq - Réq.Iéq = Eéq - Réq.I$

$I1 = I2 = I/2$et, $UAB = E - R.I/2 = E - R/2.I$

Nous déduisons donc le générateur équivalent de la figure 1.25 :

$$Eéq = E \text{ et } Réq = R/2 \qquad (1.32)$$

Nous allons présenter quelques théorèmes généraux permettant de réduire ou de simplifier les calculs sur les circuits électriques en régime statique. Ces théorèmes et

Modifier avec WPS Office

méthodes d'étude ne sont valables que pour des réseaux linéaires.

1.3 Le diviseur de tension

Un circuit série agit comme un diviseur de tension. Il est une application importante des circuits séries. [2]
Le schéma d'un pont diviseur de tension est donné à la figure 1.26. Il s'agit d'une application directe de la mise en série de deux résistances [1]

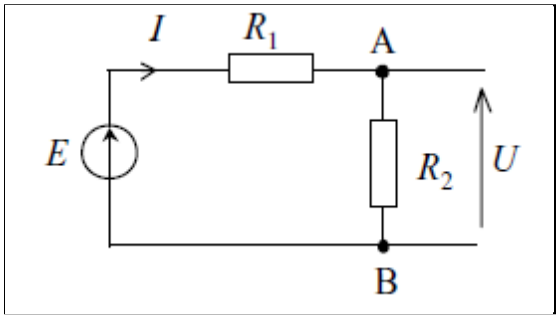


Figure 1.26 : Schéma du pont diviseur de tension.

Comme le courant est le même dans chaque résistance, les chutes de tensions sont proportionnelles aux valeurs des résistances. [2]

$$V_X = I.\ R_X \tag{1.33}$$

$$I = \frac{E}{R_T} \tag{1.34}$$

Remplaçons l'équation 1.33 dans 1.32 :

$$V_X = \frac{E}{R_T} R_X \tag{1.35}$$

En réarrangeant les termes :

$$V_X = \left(\frac{R_X}{R_T}\right) E \tag{1.36}$$

La chute de tension aux bornes d'une résistance ou d'une combinaison de résistances dans un circuit série est égale au rapport de la valeur de cette résistance à la résistance totale, multiplié par la tension de la source.

1.4 Le diviseur de courant

Un circuit parallèle se comporte comme un diviseur de courant, puisque le courant qui

Modifier avec WPS Office

entre dans un nœud se divise en plusieurs courants entre les branches qui quittent le nœud. [2]

Le schéma d'un pont diviseur de courant est donné à la figure 1.27.

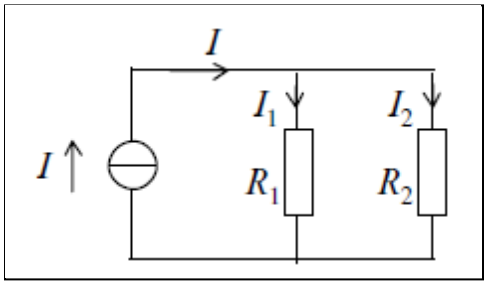


Figure 1.27 : Schéma du pont diviseur de courant.

Puisque la même tension se retrouve aux bornes de chaque résistance en parallèle, les courants de branche sont inversement proportionnels à la valeur des résistances.
Le courant total se divise entre les résistances parallèles en proportion inverse à la valeur des résistances. Les branches ayant les plus fortes résistances ont les plus faibles courants et l'inverse est vrai.

$$I_1 = \left(\frac{R_2}{R_1+R_2}\right)I_T \qquad (1.37)$$

$$I_2 = \left(\frac{R_1}{R_1+R_2}\right)I_T \qquad (1.38)$$

1.5 Les Théorèmes fondamentaux

Certains circuits nécessitent plus d'une source de tension, c'est le cas de certains types d'amplificateurs qui ont besoin, pour bien fonctionner, à la fois d'une source positive et d'une source négative.

1.5.1 La méthode de superposition [2]

C'est une technique qui permet de connaitre les courants et les tensions dans un circuit à plusieurs sources, en procédant une source à la fois, les autres sources sont remplacées par leurs résistances internes. Dans cette section, toutes les sources seront traitées comme des éléments idéaux afin de simplifier la démonstration.

Le courant dans une branche quelconque d'un circuit à plusieurs sources peut être déterminé à partir du courant dû à chaque source agissant individuellement, quand les autres sources sont remplacées par leur résistance interne. Le courant total dans cette branche est alors la somme algébrique de courants individuels.
Les étapes de la démarche à suivre pour appliquer la méthode de superposition sont :

Modifier avec WPS Office

Etape 1 : Considérons une source à la fois et remplaçons les autres sources de tensions par un court-circuit (source idéale) et les sources de courant par un circuit-ouvert (source idéale).

Etape 2 : Déterminons le courant ou la tension recherchée comme nous le ferions dans un circuit à une seule source.

Etape 3 : Répétons les étapes 1 et 2 successivement pour chacune des autres sources.

Etape 4 : Pour trouver le courant ou la tension réelle, additionnons ou soustrayons les courants ou les tensions des sources individuelles. Si les courants sont dans le même sens ou que les tensions ont la même polarité, on effectue une addition. Si les courants sont de sens opposés ou que les tensions ont des polarités contraires, on effectue une soustraction en tenant compte du sens du courant ou de polarité de la tension.

Un exemple de la marche à suivre de la superposition est donné à la figure 1.28 pour un circuit à deux sources.

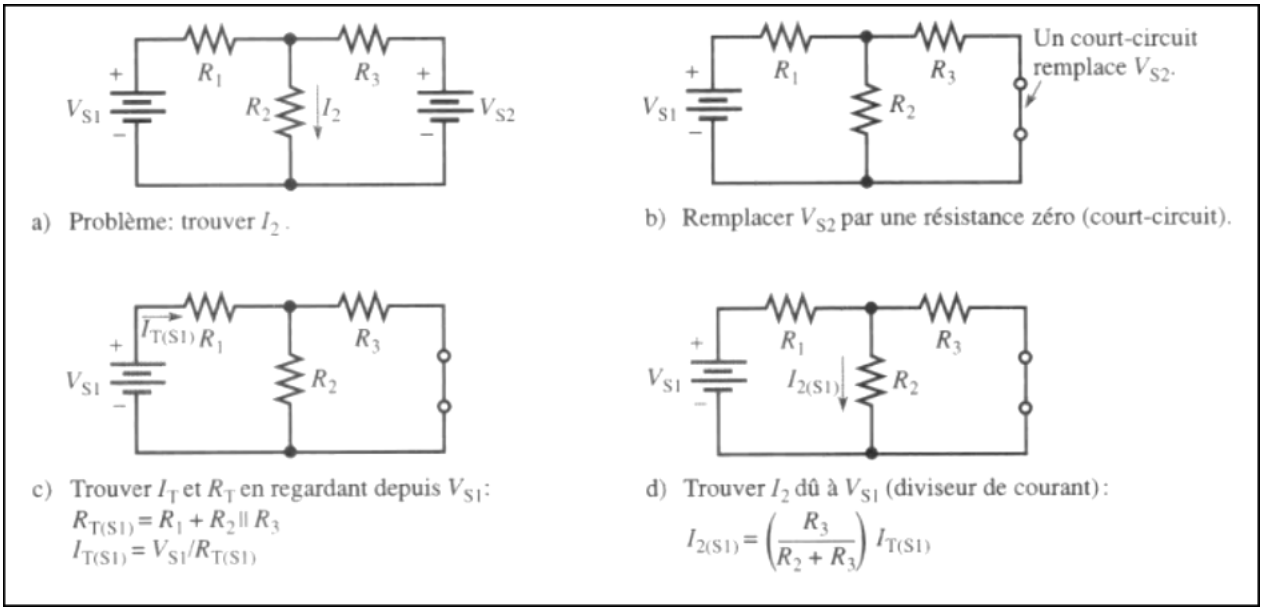


Figure 1.28 : Démonstration de la méthode de la superposition

Et finalement la 4ème étape de l'exemple de démonstration est le calcul de I_2

$$I_2 = I_{2(S1)} + I_{2(S2)} \qquad (1.39)$$

1.5.2 Théorème de Thévenin [2]

Le théorème de Thévenin se veut une méthode de réduction d'un circuit en une forme équivalente normalisée. Dans de nombreux cas, ce théorème peut aussi servir à simplifier l'analyse d'un circuit série-parallèle complexe.
La forme équivalente d'un circuit de Thévenin de tout circuit résistif est constituée d'une

Modifier avec WPS Office

source de tension équivalente (V_{TH}) et d'une résistance équivalente (R_{TH}). Ces deux valeurs dépendent des valeurs originales. Tout circuit résistif peut être réduit ainsi quelle que soit sa complexité.

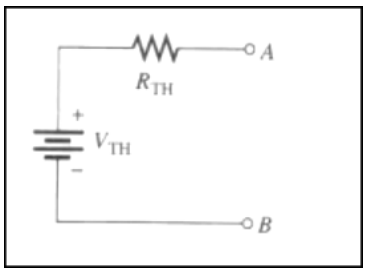


Figure 1.29 : Circuit équivalent de Thévenin

V_{TH} : la tension du circuit ouvert entre deux points spécifiés du circuit.
R_{TH} : la résistance totale quand toutes les sources ont été remplacées par leur résistance interne.

Les étapes de la démarche à suivre pour appliquer le théorème de Thévenin sont :

Etape 1 : Ouvrir la résistance de charge.

Etape 2 : Calculer ou mesurer la tension du circuit ouvert c'est la tension de Thévenin.

Etape 3 : Court-circuiter les sources de tensions et ouvrir les sources de courants.

Etape 4 : Calculer ou mesurer la résistance du circuit ouvert c'est la résistance de Thévenin.

Un exemple de la marche à suivre du théorème de Thévenin est donné à la figure 1.30.

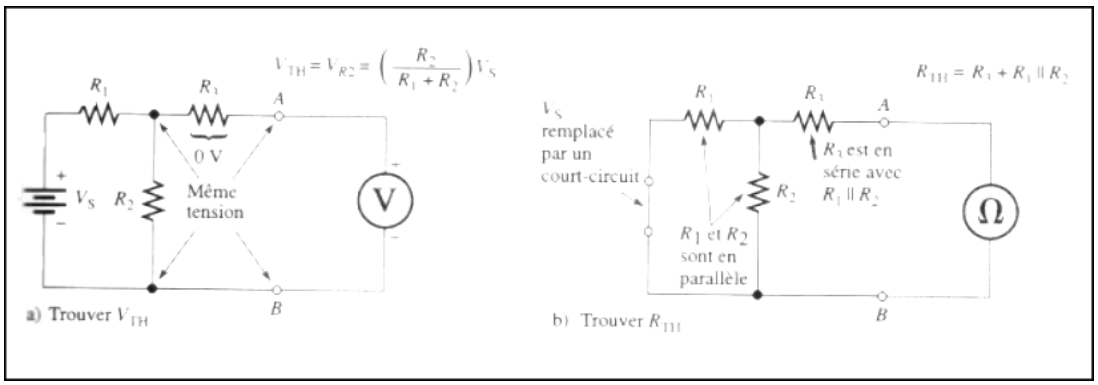


Figure 1.30 : Démonstration du théorème de Thévenin.

Equivalent de Thévenin d'une partie de circuit

Grace à cette approche, nous pouvons trouver sans difficulté, au moyen de la loi d'Ohm, la tension et le courant de la résistance spécifiée, quelque soit sa valeur ohmique. Cette démarche nous évite la tâche de réanalyser le circuit original pour différentes valeurs de cette résistance. Dans cet exemple, on détermine l'équivalent de Thévenin en regardant

Modifier avec WPS Office

le circuit à la place de R_3.

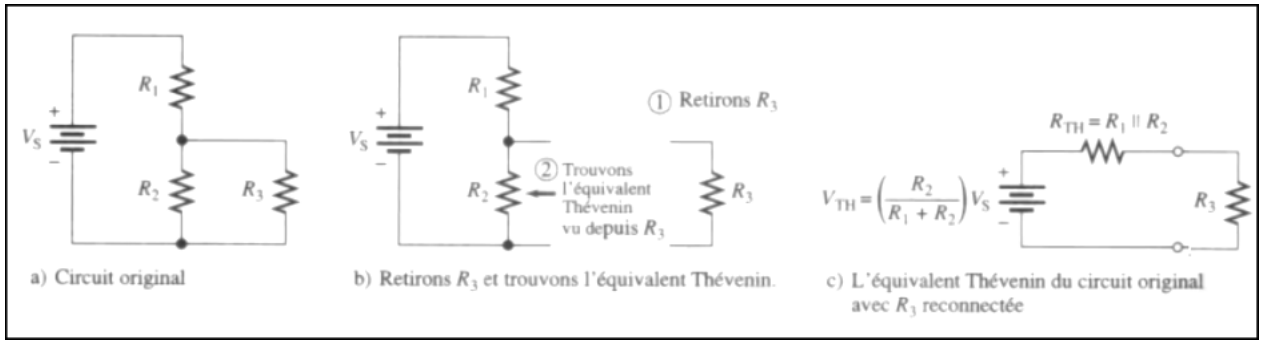


Figure 1.31 : Equivalent de Thévenin d'une partie de circuit.

1.5.3 Théorème de Norton

Tout circuit résistif peut être remplacé par une source de courant en parallèle avec une résistance. L'intensité du courant IN est le courant de court-circuit et la résistance est celle du circuit vu de ces deux bornes lorsque toutes les sources sont éteintes.

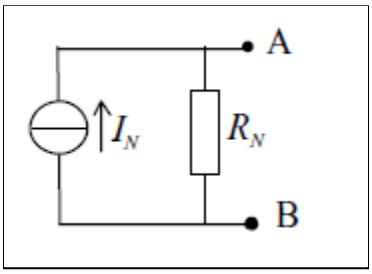


Figure 1.32 : Circuit équivalent de Norton.

Les étapes de la démarche à suivre pour appliquer le théorème de Norton sont :

Etape 1 : Court-circuiter la résistance de charge.

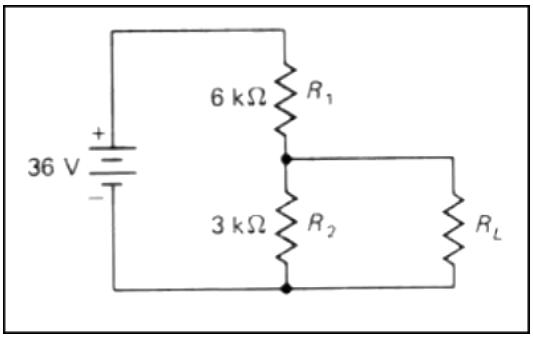
Etape 2 : Calculer ou mesurer la tension du court-circuit c'est le courant de Norton.

Etape 3 : Court-circuiter les sources de tensions, ouvrir les sources de courants et ouvrir la résistance de charge.

Etape 4 : Calculer ou mesurer la résistance du circuit ouvert c'est la résistance de Norton.

Un exemple de la marche à suivre du théorème de Norton est donné à la figure 1.33.

Modifier avec WPS Office



R1= 6kΩ, R2= 3kΩ et E=36 V

Figure 1.33 : Exemple du théorème de Norton.

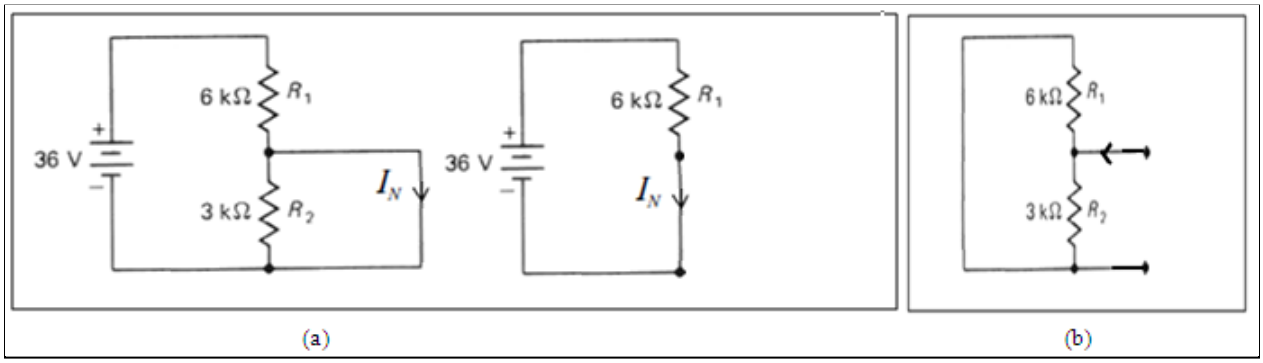


Figure 1.34 : Démonstration du théorème de Norton. a) calcul du I_N. b) calcul de R_N.

En appliquant les étapes du théorème de Norton sur l'exemple de la figure 1.33, nous trouvons :

$$I_N = \frac{E}{R_1} \qquad (1.40)$$

$$R_N = \frac{R_1.R_2}{R_1+R_2} \qquad (1.41)$$

1.5.4 Théorème de Millmann [1]

Ce théorème donne une généralisation du théorème de superposition. Cette autre façon d'écrire la loi des nœuds permet de calculer la différence de potentiel entre un nœud N et le nœud de référence des potentiels.
Soit M un nœud du circuit choisi comme référence de potentiel *VM* = 0. Supposons *n* branches connectées à un nœud N. Chaque branche constitue un dipôle vu entre le nœud N et celui de référence, ce qui permet de remplacer la branche réelle par son modèle équivalent de Thévenin.

Modifier avec WPS Office

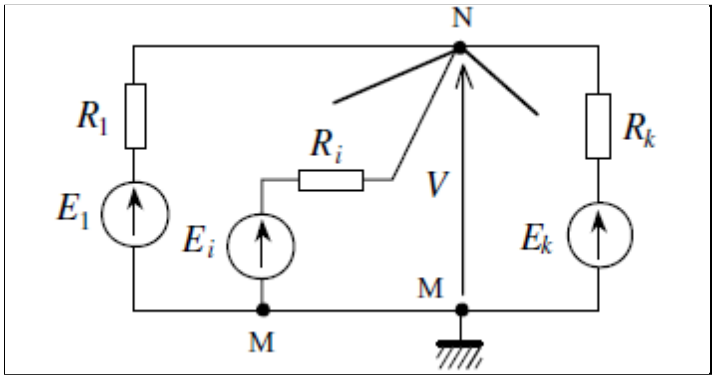


Figure 1.35 : Principe du théorème de Millman.

Si nous effectuons un court-circuit entre le nœud N et le nœud de référence, le courant de court-circuit (courant de Norton) est égal à la somme des courants fourni par chaque source.

$$I_N = I_{cc} = \sum_{i=1}^{n} \frac{E_i}{R_i} \qquad (1.42)$$

Lorsque nous passivons les sources de tension, toutes les résistances se trouvent en parallèle ; la conductance équivalente est égale à la somme des conductances de chaque source.
Le théorème de Millman stipule que la tension mesurée au nœud N est donc égale au produit de la résistance équivalente par la valeur de la source de courant, soit :

$$V_N = \frac{\sum_{i=1}^{n} E_i G_i}{\sum_{i=1}^{n} G_i} = \frac{\frac{E_1}{R_1} + \frac{E_2}{R_2} + \frac{E_3}{R_3} + \ldots + \frac{E_n}{R_n}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \ldots + \frac{1}{R_n}} \qquad (1.43)$$

1.5.5 Equivalence entre Thévenin et Norton [1]

Les schémas de Thévenin et de Norton sont des schémas équivalents, les deux dipôles présentent :

- La même tension à vide,
- Le même courant de court-circuit,
- La même résistance interne.

Le passage du modèle d'un générateur de Thévenin à celui d'un générateur de Norton conduit à trouver :

$$R_N = R_{TH} \quad \text{et} \quad E_{TH} = R_N . I_N \quad \text{et} \quad I_N = \frac{V_{TH}}{R_{TH}} \qquad (1.44)$$

Modifier avec WPS Office

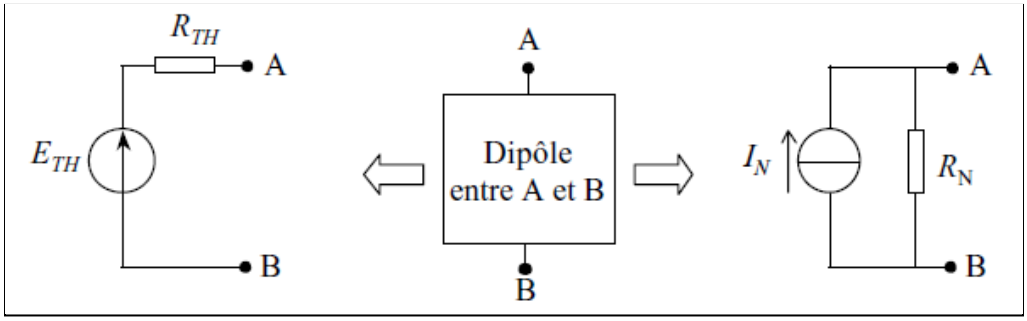


Figure 1.36 : Équivalence Thévenin et Norton d'un dipôle.

Les théorèmes de Thévenin et de Norton permettent de modéliser le comportement d'un dipôle. Ces théorèmes montrent qu'indépendamment de la charge, un réseau quelconque vu entre deux de ces points peut toujours être représenté par une source réelle de tension ou par une source réelle de courant.

1.6 Théorème du transfert maximal de puissance [8]

En génie électrique, le théorème de transfert de puissance maximum stipule que, pour obtenir une puissance externe maximale d'une source avec une résistance interne finie , la résistance de la charge doit être égale à la résistance de la source vue depuis ses bornes de sortie. Moritz von Jacobi a publié le théorème de puissance maximale (transfert) vers 1840; elle est également appelée « loi de Jacobi ».

Le théorème entraîne un transfert de puissance maximal à travers le circuit, et non une efficacité maximale. Si la résistance de la charge est rendue plus grande que la résistance de la source, le rendement est alors plus élevé, car un pourcentage plus élevé de la puissance de la source est transféré à la charge, mais l'amplitude de la puissance de charge est inférieure car la résistance totale du circuit augmente.

Si la résistance de charge est inférieure à la résistance de la source, alors la majeure partie de la puissance finit par être dissipée dans la source, et bien que la puissance totale dissipée soit plus élevée, en raison d'une résistance totale inférieure, il s'avère que la quantité dissipée dans la charge est réduite. Le théorème indique comment choisir (de manière à maximiser le transfert de puissance) la résistance de charge, une fois la résistance de la source donnée. C'est une idée fausse courante d'appliquer le théorème dans le scénario opposé. Il ne dit pas comment choisir la résistance de source pour une résistance de charge donnée. En fait, la résistance de source qui maximise le transfert de puissance d'une source de tension est toujours nulle, quelle que soit la valeur de la résistance de charge.

Le théorème peut être étendu aux circuits à courant alternatif qui incluent la réactance, et déclare que le transfert de puissance maximum se produit lorsque l'impédance de charge est égale au conjugué complexe de l'impédance de la source.

Modifier avec WPS Office

Dans un réseau électrique, le générateur est censé fournir l'énergie nécessaire à un récepteur qui l'accepte. Considérons le réseau élémentaire constitué d'un générateur réel de tension et d'une résistance de charge R_U.

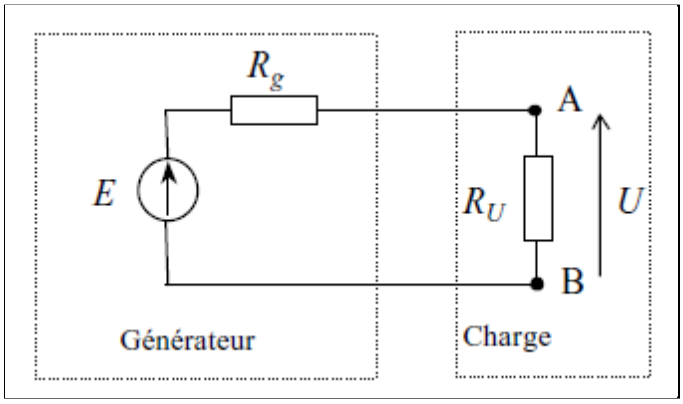


Figure 1.37 : Source de tension chargée par une résistance R_U.

En vertu du principe de la conservation de l'énergie, la puissance fournie par le générateur *Pf* est égale à la somme des puissances dissipées par toutes les résistances du circuit. Si nous appelons *I* l'intensité du courant électrique circulant dans cette maille, la puissance fournie par le générateur est égale à :

$$P = R.U = R_g I^2 + R_U I^2 = (R_g+R_U)I^2 \qquad (1.45)$$

Le dernier terme de l'expression précédente reflète la puissance utile P_U dissipée par la charge R_U, c'est donc la puissance que lui a transmise le générateur. Il va de soi que cette puissance est toujours inférieure à P_f . La différence entre la puissance transmise et la puissance fournie représente les pertes dans la résistance interne du générateur.
Comment faut-il choisir R_U vis-à-vis de R_g pour que la puissance transmise soit maximale ?
Nous cherchons la valeur optimale de la résistance d'utilisation $R_{U(opt)}$. Pour cela, calculons la puissance P_U en fonction de R_g :

$$\frac{dP_U}{dR_U} = \frac{E^2(R_g+R_U)^2 - E^2.R_U(2R_g+2R_U)}{(R_g+R_U)^4} = \frac{E^2(R_g+R_U)*(R_g+R_U-2R_U)}{(R_g+R_U)^4} \qquad (1.46)$$

Étudions la loi de variation de la puissance en calculant sa dérivée :

$$P_U = R_U.I^2 = R_U\left(\frac{E}{R_g+R_U}\right)^2 \qquad (1.47)$$

La puissance transmise est maximale (en mathématiques, nous disons que la courbe passe par un extremum) lorsque cette dérivée s'annule, c'est à dire pour *RU* = *Rg*. Elle vaut alors :

Modifier avec WPS Office

$$P_{U(max)} = \frac{R_U.E^2}{(R_g+R_U)^2} = \frac{E^2}{4R_g^2} \qquad (1.48)$$

L'énergie transmise pendant une durée de temps T est égale à : $W = P.\ T.$

Modifier avec WPS Office

Chapitre 2 - Les Quadripôles passifs

2.1 La Représentation d'un réseau passif par un quadripôle

2.2 Les Matrices d'un quadripôle

2.3 Les associations de quadripôles

2.4 Les Grandeurs caractérisant le comportement d'un quadripôle dans un montage

2.5 Les Filtres passifs

2.6 Le Diagramme de Bode

Modifier avec WPS Office

2.1 La Représentation d'un réseau passif par un quadripôle

Le quadripôle est un élément à quatre bornes, deux bornes sont dites d'entrées les deux autres bornes sont dites de sorties. Il est fréquent qu'une borne d'entrée soit reliée à la borne de sortie. Il est également possible de décomposer un dispositif électronique complexe en un ensemble de modules qui sont des quadripôles. [2]
Un quadripôle est par définition un réseau qui comporte quatre bornes de liaisons avec les circuits extérieurs. Il s'agit souvent d'un ensemble d'éléments permettant de traiter des signaux ou de transférer de l'énergie fournie par un générateur pour les restituer sous une forme quelconque à une charge extérieure. Les échanges avec l'extérieur se font au travers de deux bornes utilisées comme bornes d'entrée (côté générateur) et vers deux autres bornes utilisées comme sortie (côté charge). Considérons le quadripôle suivant de la figure 2.1, où *I*1 et *V*1 désignent les grandeurs d'entrée et *I*2 et *V*2 celles de sortie. Cette représentation avec des courants qui entrent dans le quadripôle présente l'avantage de rendre symétriques l'entrée et la sortie. Elle est souvent adoptée par les électroniciens. [1]

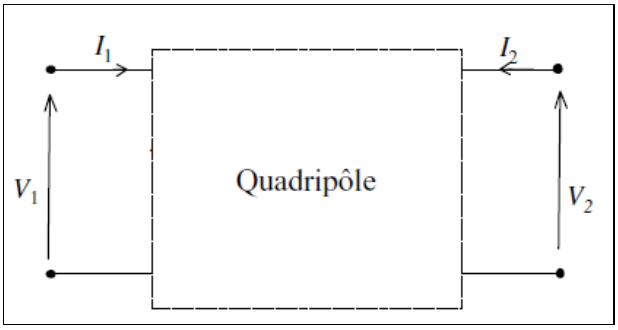


Figure 2.1 : Représentation d'un quadripôle.

En les complétant d'une part avec l'équation courant-tension du générateur branché à l'entrée et de l'équation courant-tension de la charge en sortie, nous disposons du nombre nécessaire et suffisant (quatre) d'équations pour déterminer les quatre variables : *I*1, *I*2, *V*1 et *V*2.

Pour généraliser l'étude des quadripôles, nous supposons les conditions suivantes :
• Les circuits du quadripôle sont linéaires, ou bien nous admettons la linéarité autour du point de fonctionnement considéré (cas du transistor par exemple).
• Les conditions initiales aux bornes des capacités et dans les inductances doivent être nulles. Nous nous limitons au régime périodique sinusoïdal établi, appelé régime harmonique.
• Les circuits internes au quadripôle ne doivent comporter que des sources contrôlées de tensions ou des sources contrôlées de courants.

2.2 Les Matrices d'un quadripôle [1]

2.2.1 Matrice impédance

Les équations caractéristiques d'un quadripôle composé uniquement d'éléments linéaires et de

Modifier avec WPS Office

sources dépendantes peuvent se mettent sous la forme générale :

$$V1 = Z_{11}\, I1 + Z_{12}\, I2 \quad (2.1)$$
$$V2 = Z_{21}\, I1 + Z_{22}\, I2 \quad (2.2)$$

Ce qui s'écrit encore en utilisant la notation matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad \text{OU BIEN} \quad \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = [Z] \times \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Où [*Z*] est la *matrice impédance* du quadripôle. Les coefficients de cette matrice s'appellent les *paramètres Z* en circuit ouvert, puisqu'ils peuvent être mesurés en ouvrant successivement les circuits d'entrée et de sortie. Ils se définissent comme suit :

$Z_{11} = \left.\frac{V_1}{I_1}\right|_{I_2 = 0}$ Est appelée impédance d'entrée en circuit ouvert (sortie à vide) ;

$Z_{12} = \left.\frac{V_1}{I_2}\right|_{I_1 = 0}$ Est appelée impédance de transfert inverse en circuit ouvert ;

$Z_{21} = \left.\frac{V_2}{I_1}\right|_{I_2 = 0}$ Est appelée impédance de transfert (direct) en circuit ouvert ;

$Z_{22} = \left.\frac{V_2}{I_2}\right|_{I_1 = 0}$ Est appelée impédance de sortie en circuit ouvert.

Tout quadripôle, défini par les équations précédentes peut donc être représenté par un quadripôle équivalent dont les éléments s'expriment directement en fonction des impédances *Zij* précédemment définies. Le schéma de ce quadripôle équivalent est donné à la figure 2.2.
Le générateur de tension ($Z_{12}I2$) est contrôlé par la grandeur de sortie *I*2, et le générateur de tension ($Z_{21}I1$) est contrôlé par la grandeur d'entrée *I*1. Il s'agit bien de générateurs contrôlés qui ne doivent pas être remplacés par un court-circuit lorsque nous cherchons les résistances internes des générateurs de Thévenin équivalents et des générateurs de Norton équivalents.

Modifier avec WPS Office

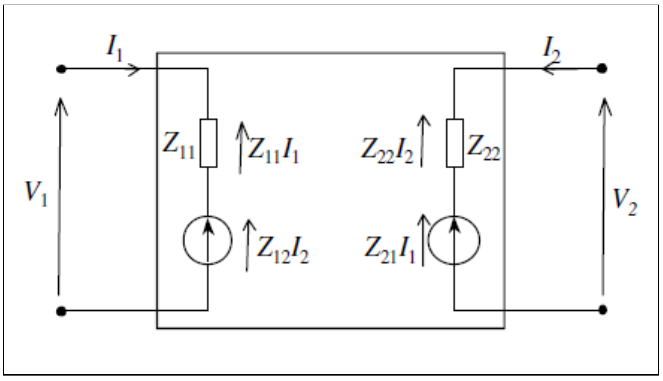


Figure 2.2 : Quadripôle utilisant le modèle de la matrice en *Z*.

Exemple : Nous déterminons les paramètres *Z* du quadripôle de la figure 2.3.

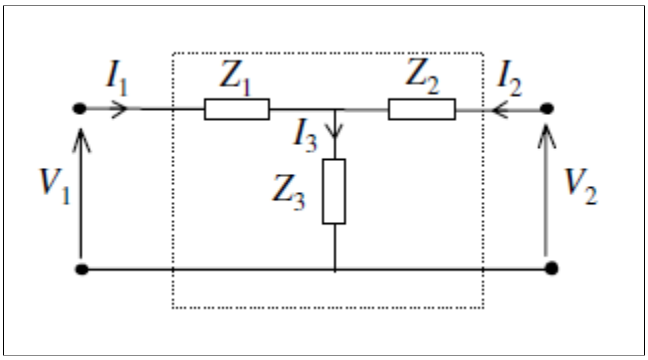


Figure 2.3 : Quadripôle en T.

Nous appliquons la loi de Kirchhoff aux deux mailles de la figure 2.3.

$V1 = Z1\ I1 + Z3\ I3 = Z1\ I1 + Z3\ (I1 + I2) = (Z1 + Z3)I1 + Z3\ I2$
$V2 = Z2\ I2 + Z3\ I3 = Z2\ I2 + Z3\ (I1 + I2) = Z3\ I1 + (Z2 + Z3)I2$

Nous trouvons : $Z_{11} = Z1 + Z3$, $Z_{22} = Z2 + Z3$ et $Z_{12} = Z_{21} = Z3$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_1+Z_3 & Z_3 \\ Z_3 & Z_2+Z_3 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

2.2.2 Matrice admittance

Si nous exprimons par exemple les courants *I*1 et *I*2 en fonction des tensions *V*1 et *V*2, nous obtenons des coefficients homogènes à des admittances.

$$I1 = Y_{11}\ V1 + Y_{12}\ V2 \quad (2.5)$$
$$I2 = Y_{21}\ V1 + Y_{22}\ V2 \quad (2.6)$$

Modifier avec WPS Office

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad \text{OU BIEN} \quad \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = [Y] \times \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \qquad (2.7)$$

Où [*Y*] représente la matrice admittance du quadripôle.
Le modèle d'un quadripôle utilisant les paramètres *Y* est celui donné à la figure 2.4.
En comparant les équations de la matrice impédance et de la matrice admittance, nous obtenons :

$$[Z] = [Y^{-1}] \text{ et } [Y] = [Z^{-1}] \qquad (2.8)$$

Il s'agit de deux concepts duaux.

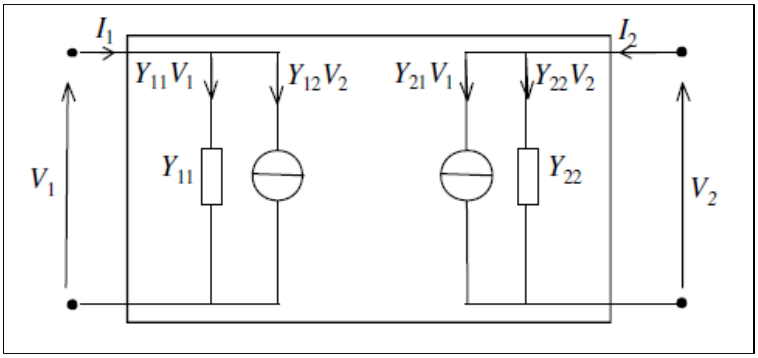


Figure 2.4 : Quadripôle utilisant le modèle de la matrice en *Y*.

Exemple : Prenons le quadripôle en **p** de la figure 2.5 et appliquons les lois de Kirchhoff aux nœuds d'entrée et de sortie, nous obtenons :

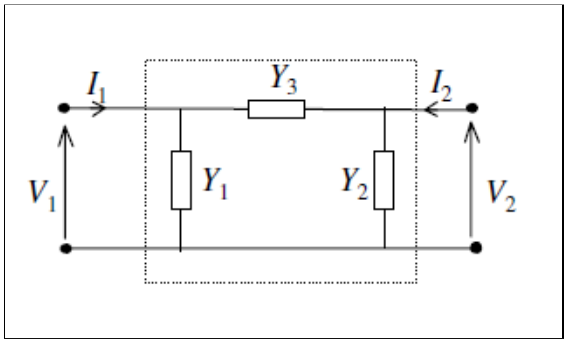


Figure 2.5 : Quadripôle en π.

$I1 = V1\ Y1 + (V1 - V2)\ Y3 = (Y1 + Y3)\ V1 - Y3V2$
$I2 = V2\ Y2 + (V2 - V1)\ Y3 = -Y3V1 + (Y2 + Y3)V2$

Modifier avec WPS Office

Nous trouvons par identification :
$Y11 = Y1 + Y3$, $Y22 = Y2 + Y3$ et $Y12 = Y21 = -Y3$
La matrice admittance devient :

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_1+Y_3 & -Y_3 \\ -Y_3 & Y_2+Y_3 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

2.2.3 Matrice de transfert [2]

Si les deux grandeurs indépendantes sont relatives aux mêmes accès, la matrice est appelée matrice de transfert (également appelée *matrice chaîne*). Deux cas se présentent ou bien $V2$ et $I2$ sont des fonctions de $V1$ et $I1$, ou vice versa :

$$V1 = T_{11}\, V2 + T_{12}\, I2 = AV2 - B\, I2 \quad (2.10)$$
$$I1 = T_{21}\, V2 + T_{22}\, I2 = CV2 - DI2 \quad (2.11)$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \text{ OU BIEN } \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = [T] \times \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Où [T] représente la *matrice de transfert* du quadripôle.

$$A = \left.\frac{V_1}{V_2}\right|_{I_2} = 0$$

$$B = -\left.\frac{V_1}{I_2}\right|_{V_2} = 0$$

$$C = \left.\frac{I_1}{V_2}\right|_{I_2} = 0$$

$$D = -\left.\frac{I_1}{I_2}\right|_{V_2} = 0$$

A et D : sont des nombres.
B et C : sont des impédances.

2.2.4 Matrice hybride [h]

En électronique, les tripôles actifs comme par exemple le transistor sont fréquemment transformés en quadripôle en choisissant l'une des bornes comme référence de potentiel. Ils sont mieux caractérisés si nous utilisons les paramètres (hybrides) *h*.

Dans ce cas, nous exprimons $V1$ et $I2$ en fonction de $I1$ et $V2$ ce qui donne :

Modifier avec WPS Office

$$V1 = h_{11}\, I1 + h_{12}\, V2 \quad (2.13)$$
$$I2 = h_{21}\, I1 + h_{22}\, V2 \quad (2.14)$$

Soit en utilisant la notation matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \text{ OU BIEN } \begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = [H] \times \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Où [*h*] est la matrice hybride du quadripôle. Son intérêt apparait lors de l'étude du transistor.
h_{11} est l'impédance d'entrée avec une sortie en court-circuit, h_{12} représente le rapport de transfert inverse en tension en circuit ouvert, h_{21} est l'amplification en courant avec une sortie en court-circuit et h_{22} est l'admittance de sortie lorsque la charge est déconnectée (circuit ouvert).

Le modèle d'un quadripôle utilisant les paramètres *h* est celui donné à la figure 2.6.

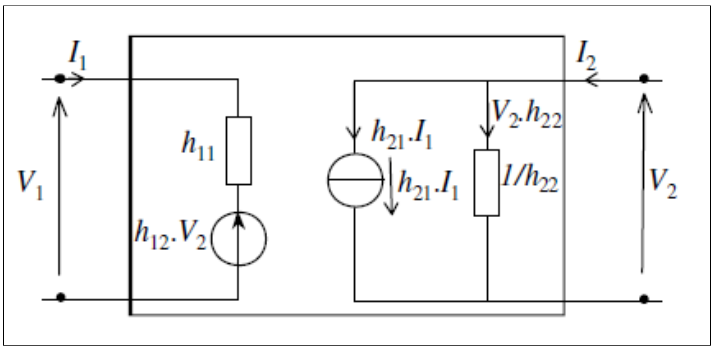
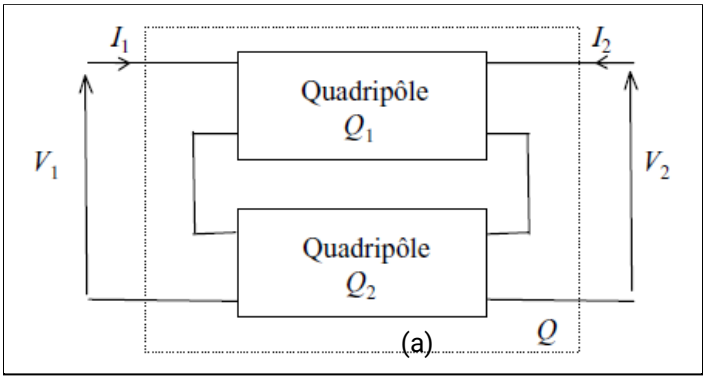


Figure 2.6 : Quadripôle utilisant le modèle de la matrice hybride *h*.

2.3 Les associations de quadripôles

2.3.1 Association en série de deux quadripôles



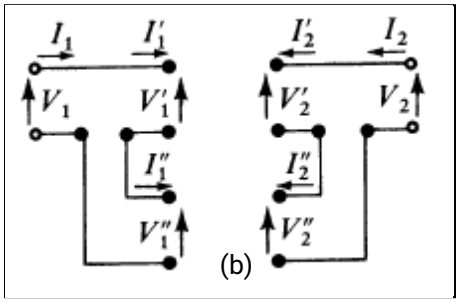


Figure 2.7 : a) Association en série de deux quadripôles, b) Mise en série.

Modifier avec WPS Office

Soit le quadripôle *Q*1 :

$$\begin{bmatrix} V'_1 \\ V'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I'_1 \\ I'_2 \end{bmatrix} \quad \text{OU BIEN} \quad \begin{bmatrix} V'_1 \\ V'_2 \end{bmatrix} = [Z1] \times \begin{bmatrix} I'_1 \\ I'_2 \end{bmatrix} \qquad (2.16)$$

Soit le quadripôle *Q*2 :

$$\begin{bmatrix} V''_1 \\ V''_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I''_1 \\ I''_2 \end{bmatrix} \quad \text{OU BIEN} \quad \begin{bmatrix} V''_1 \\ V''_2 \end{bmatrix} = [Z2] \times \begin{bmatrix} I''_1 \\ I''_2 \end{bmatrix} \qquad (2.17)$$

Puisque $I_1 = I'_1 = I''_1$ et $I_2 = I'_2 = I''_2$

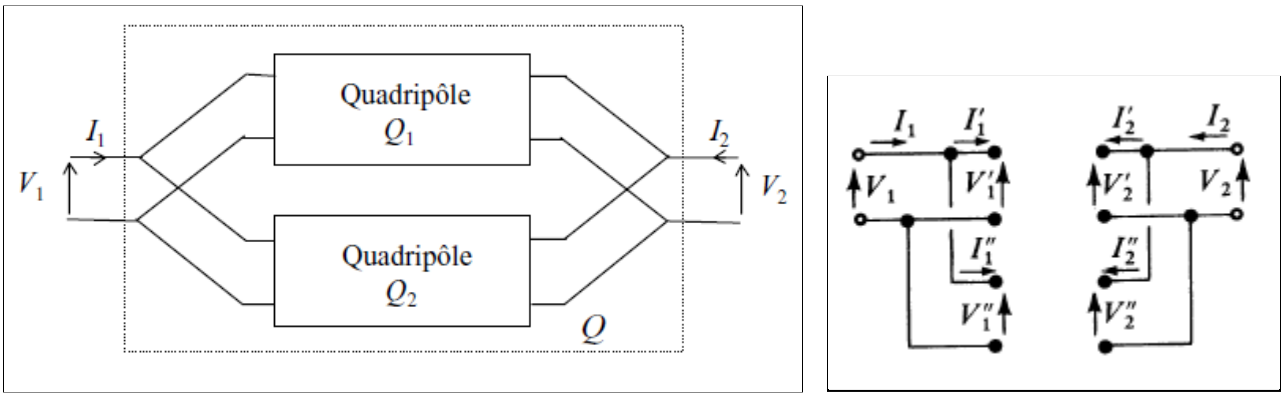
Et : $V_1 = V'_1 + V''_1$, $V_2 = V'_2 + V''_2$

Alors :

$$[Z] = [Z1] + [Z2] \qquad (2.18)$$

Une association en série de deux quadripôles *Q*1 et *Q*2 dont les paramètres sont en circuit ouvert conserve les courants *I*1 et *I*2. La matrice *Z* du quadripôle noté *Q* équivalent à la mise en série de *Q*1 et de *Q*2 possède une matrice *Z* donnée par : *Z* = *Z*1 + *Z*2. Nous retrouvons ainsi la loi d'association des impédances en série de façon matricielle.

2.3.2 Association en parallèle de deux quadripôles



(b) (b)

Figure 2.8 : a) Association en parallèle de deux quadripôles, b) Mise en parallèle.

Soit le quadripôle *Q*1 :

$$\begin{bmatrix} I'_1 \\ I'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V'_1 \\ V'_2 \end{bmatrix} \quad \text{OU BIEN} \quad \begin{bmatrix} I'_1 \\ I'_2 \end{bmatrix} = [Y1] \times \begin{bmatrix} V'_1 \\ V'_2 \end{bmatrix} \qquad (2.19)$$

Soit le quadripôle *Q*2 :

Modifier avec WPS Office

$$\begin{bmatrix} I''_1 \\ I''_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V''_1 \\ V''_2 \end{bmatrix} \quad \text{OU BIEN} \quad \begin{bmatrix} I''_1 \\ I''_2 \end{bmatrix} = [Y2] \times \begin{bmatrix} V''_1 \\ V''_2 \end{bmatrix} \qquad (2.20)$$

Puisque $I_1 = I'_1 + I''_1$ et $I_2 = I'_2 + I''_2$

Et : $V_1 = V'_1 = V''_1$, $V_2 = V'_2 = V''_2$

Alors :

$$[Y] = [Y1] + [Y2] \qquad (2.21)$$

Dans le cas de l'association en parallèle de deux quadripôles *Q*1 et de *Q*2, les tensions sont communes aux deux quadripôles, nous utilisons donc les matrices admittances. Les paramètres *Y* s'obtiennent simplement en ajoutant terme à terme les paramètres *Y* de chaque quadripôle : *Y* = *Y*1 + *Y*2.

2.3.3 Association en cascade de deux quadripôles

Dans le cas d'une mise en cascade de deux quadripôles *Q*1 et *Q*2, l'utilisation des paramètres de transfert devient particulièrement avantageuse :

Soit le quadripôle *Q*1 :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = [T_1] \times \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}$$

Soit le quadripôle *Q*2 :

$$\begin{bmatrix} V'_1 \\ I'_1 \end{bmatrix} = [T_2] \times \begin{bmatrix} V'_2 \\ -I'_2 \end{bmatrix}$$

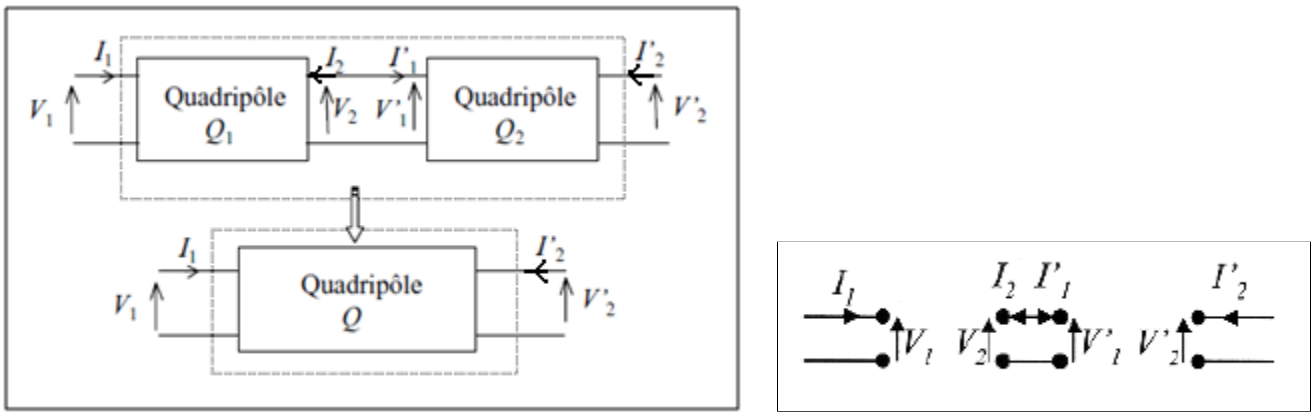
Puisque $-I_2 = I'_1$ Et : $V_2 = V'_1$ nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = [T_1] \times \left([T_2] \times \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \right)$$

Alors :

$$[T] = [T1] \times [T2] \qquad (2.22)$$

Modifier avec WPS Office



(a) (b)

Figure 2.9 : a) Association en cascade de deux quadripôles. b) Mise en cascade.

Le quadripôle équivalent est défini par sa matrice [*T*] telle que : [*T*] = [*T*1] × [*T*2].

2.4 Les Grandeurs caractérisant le comportement d'un quadripôle dans un montage

Les quadripôles électriques sont utilisés pour réaliser une fonction particulière : amplification, filtrage... De ce fait, les quadripôles sont chargés soit par une vraie impédance de charge, soit par un circuit électrique qui se comporte vis-à-vis du quadripôle comme une impédance de charge.

2.4.1 Caractéristiques d'un quadripôle en charge

Caractériser un quadripôle, c'est déterminer les quatre valeurs I_1, I_2, V_1 et V_2 qui régissent son fonctionnement. Quatre équations sont nécessaires alors que le quadripôle lui-même n'en fournit que deux. Les deux autres sont obtenues en prenant en compte le circuit d'entrée (une équation) et le circuit de sortie (une équation).
En effet aux deux bornes d'entrée est connecté un dipôle source qui excite le quadripôle et qui comporte en général un générateur. Aux deux bornes de sortie, nous branchons un dipôle de charge ou d'utilisation noté Z_U.

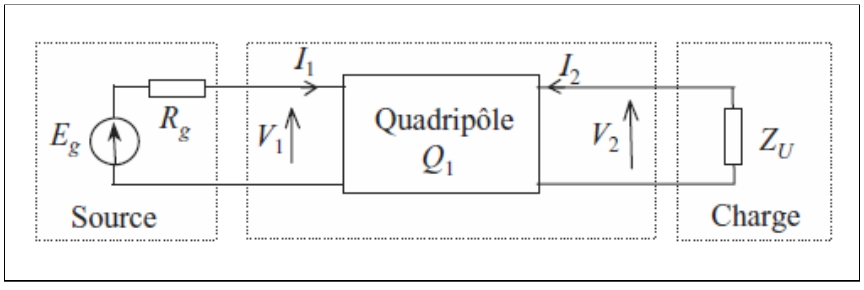


Figure 2.10 : Quadripôle en charge attaqué par une source réelle.

Si par exemple nous définissons le quadripôle par ses paramètres *Z*, les quatre équations qui permettent de déterminer complètement l'état du réseau sont :

$V1 = Z_{11}\, I1 + Z_{12}\, I2$

$V2 = Z_{21}\, I1 + Z_{22}\, I2$

Modifier avec WPS Office

$Eg = V1 + Rg\ I1$ et $V2 = -Z_U\ I2$

Or, pour étudier le transfert d'énergie d'une part de la source vers le quadripôle et d'autre part du quadripôle vers la charge, il est plus intéressant de calculer les impédances d'entrée et de sortie du quadripôle non plus en court-circuit ou en circuit ouvert (comme les fournissent les paramètres *Z* ou *Y*) mais dans le cas réel qui consiste à connecter le quadripôle aux dipôles de source et de charge.

2.4.2 Impédances d'entrée et de sortie [1]

2.4.2.1 l'impédance d'entrée

L'impédance que présente le quadripôle vis-à-vis de la source est appelée : impédance d'entrée *Ze*. Des équations précédentes il vient : en remplaçons dans les équations (2.1) et (2.2).

$-Z_U\ I2 = Z_{21}\ I1 + Z_{22}\ I2$, ce qui donne : $I_2 = \dfrac{-Z_{21} I_1}{Z_{22}+Z_U}$

En reportant cette valeur dans la première équation, il vient :

$$Z_e = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22}+Z_U} \qquad (2.23)$$

2.4.2.2 l'impédance de sortie

Vis-à-vis de la charge, le quadripôle attaqué par le dipôle source (générateur) se comporte comme un dipôle modélisé par son générateur de Thévenin équivalent.

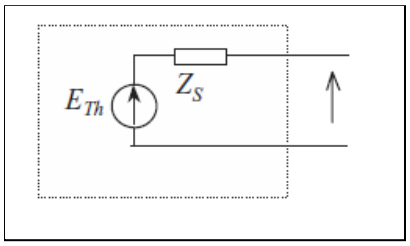


Figure 2.11 : Modèle de Thévenin en sortie du quadripôle.

Le modèle équivalent de Thévenin fait apparaître un générateur E_{TH} en série avec une impédance appelée *impédance de sortie* Z_S. Pour calculer cette impédance il faut passiver la source qui attaque le quadripôle en entrée, ce qui revient à court-circuiter la source de tension sans annuler sa propre résistance interne. Nous calculons ensuite l'impédance que voit un générateur placé en sortie lorsque l'impédance de charge Z_U est débranchée :

Modifier avec WPS Office

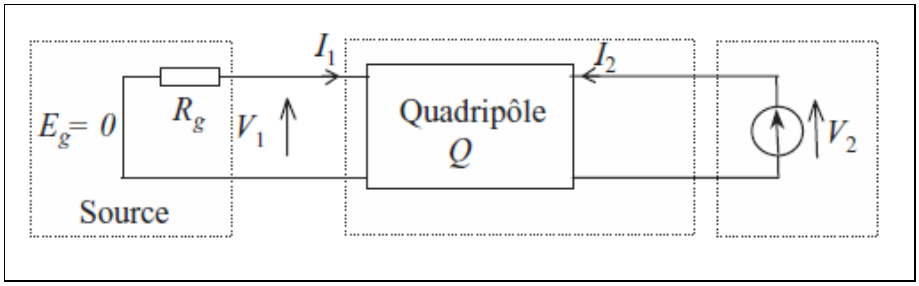


Figure 2.12 : Méthode de calcul de Z_S.

En se basant sur les deux équations (2.1) et (2.2), L'impédance de sortie Z_S vaut alors :

$$Z_s = \frac{V_2}{I_2} = Z_{22} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{11}+R_g} \qquad (2.24)$$

2.4.2.3 le gain en tension

En se basant sur les deux équations (2.10) et (2.11) de la matrice de transfert :

$V_2 = -Z_U I_2$, ce qui donne : $V_1 = \frac{AZ_U+B}{Z_U}V_1$

En reportant cette valeur dans la première équation, il vient :

$$A_V = \frac{V_2}{V_1} = \frac{Z_U}{AZ_U^*+B} \qquad (2.25)$$

2.4.2.3 le gain en courant

En se basant sur les deux équations (2.10) et (2.11) de la matrice de transfert :

Le gain en courant vaut alors :

$$A_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{-1}{CZ_U+D} \qquad (2.26)$$

2.4.2.5 le gain en puissance

Le gain en puissance vaut alors :

$$A_p = \frac{P_2}{P_1} = \frac{V_2 . I_2}{V_1 . I_1} = A_V . A_I \qquad (2.27)$$

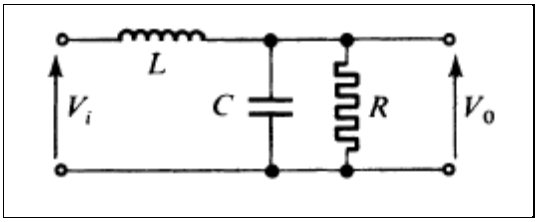
2.5 Les Filtres passifs

On appelle filtre électrique un dispositif qui permet d'atténuer des signaux dans de fréquences données

- Filtre passe-bas du deuxième ordre *LC*

Modifier avec WPS Office

Laisser passer uniquement les signaux de fréquences inférieures à f_c



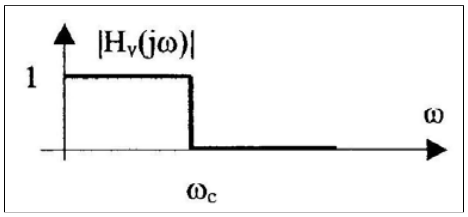
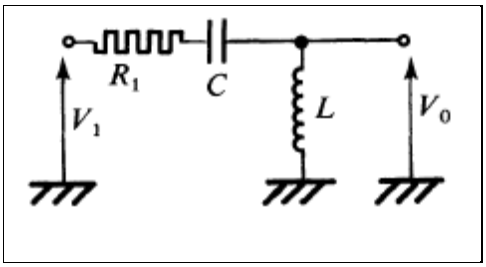


Figure 2.13 : filtre passe-bas du deuxième ordre *LC*

- **Filtre passe-haut du deuxième ordre LC**

Laisser passer uniquement les signaux de fréquences supérieures à f_c



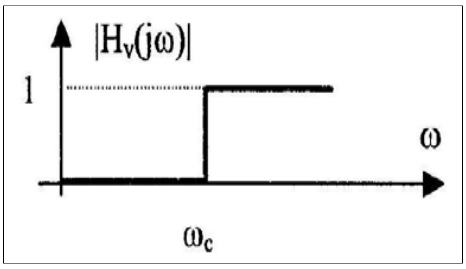
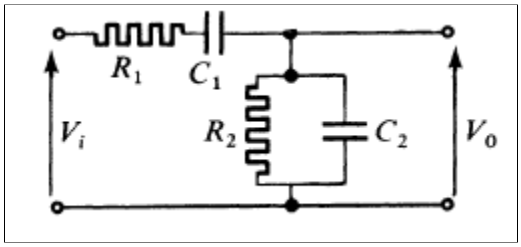


Figure 2.14 : Filtre passe-haut du deuxième ordre LC

- **Filtre passe-bande à résistance-capacité**

La bande passante est limitée entre deux fréquences f_{c1} et f_{c1}



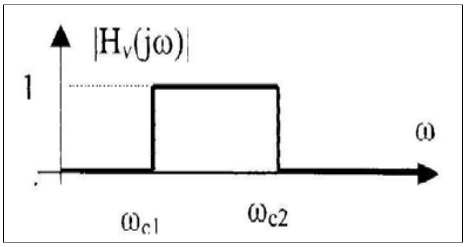


Figure 2.15 : Filtre passe-bande à résistance-capacité

- **Filtre coupe-bande à faible atténuation**

Permet de couper une bande du spectre de fréquence

Modifier avec WPS Office

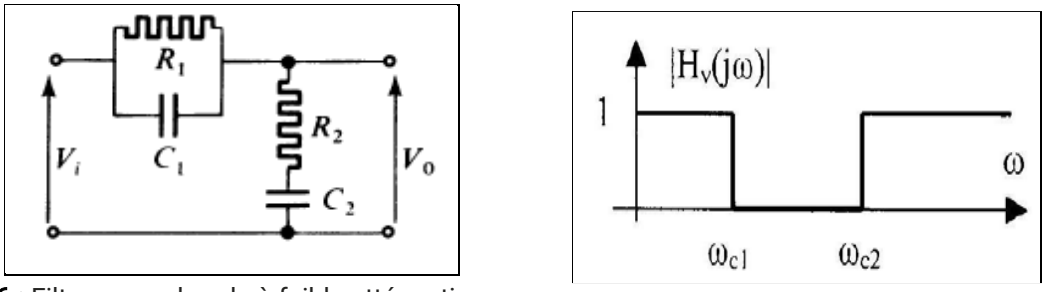


Figure 2.16 : Filtre coupe-bande à faible atténuation

- **Filtre coupe-bande à forte atténuation Double T**

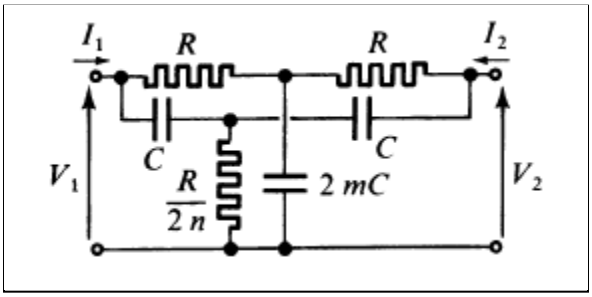


Figure 2.17 : Filtre coupe-bande à forte atténuation Double T

- **Filtre déphaseur, passe-tout**

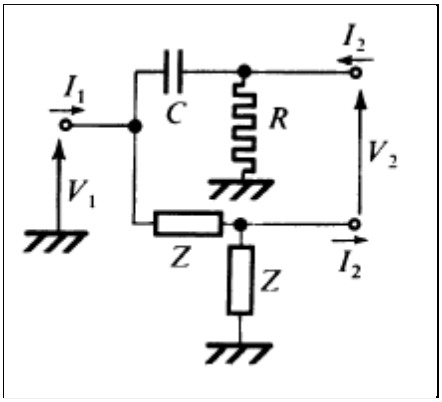


Figure 2.18 : Filtre déphaseur, passe-tout

2.6 Fonction de transfert [1]

2.6.1 Étude en fonction de la fréquence

Soit un réseau linéaire excité par une entrée sinusoïdale de pulsation **ω**. L'entrée notée *e*(*t*) qui peut être un courant ou une tension, provoque une réponse forcée (régime permanent établi) du réseau. Nous notons *s*(t) cette réponse.

$$e(t) = E\sin(\omega t) \text{ et } s(t) = S\sin(\omega t + \varphi) \qquad (2.28)$$

Modifier avec WPS Office

Compte tenu des deux grandeurs électriques habituelles, nous pouvons définir quatre transmittances ou fonctions de transfert : V_2/V_1;I_2/I_1;I_2/V_1;V_2/I_1 qui représentent respectivement : l'amplification en tension, l'amplification en courant, la trans-admittance et la trans-impédance. D'une façon générale ces fonctions de transfert s'écrivent sous forme complexe :

$$H(j\omega) = a(\omega) + jb(\omega) \qquad (2.29)$$

Où $\omega = 2\pi f$ est la pulsation des signaux électriques et f leur fréquence.
Les fonctions de transfert s'écrivent également sous une autre forme équivalente :

$$H(j\omega) = A(\omega)\, e^{j\varphi} = A(\omega)\,[\cos(\varphi) + j\sin(\varphi)] \qquad (2.30)$$

Avec: $A(\omega) = \sqrt{a^2+b^2}$ et $\tan\varphi = b/a$

$A(\omega)$ est appelé le module de la fonction de transfert et $\varphi(\omega)$ est l'argument ou déphasage de la sortie par rapport à l'entrée.
Ainsi, l'étude du module et de l'argument de la fonction de transfert donnera des informations utiles pour prévoir la réponse du système dans d'autres conditions d'excitation. Nous verrons ultérieurement les modalités précises de représentation de ces quantités.

Il existe deux diagrammes différents pour représenter l'évolution de $H(j\omega)$ en fonction de la pulsation (ou la fréquence) :
– le *diagramme de Nyquist* qui en est une représentation polaire ;
– le *diagramme de Bode* qui est une représentation paramétrique de H.
Même si la représentation de Nyquist est intéressante, surtout pour les problèmes de stabilité, nous nous limiterons à étudier la représentation de Bode universellement connue.

2.6.2 Le Diagramme de Bode [1]

La représentation de Bode consiste à tracer séparément d'une part, la variation du module et d'autre part, la variation de l'argument de la fonction de transfert d'un système en fonction de la fréquence (ou de la pulsation). Mais il convient de remarquer que si très naturellement nous choisissons d'exprimer $\varphi(\omega)$ en radians (ou en degrés), nous préférons utiliser des logarithmes pour représenter le module de $H(j\omega)$. Nous adoptons aussi, pour le module et pour la phase, des unités en $\log(\omega)$ en abscisses

a) Échelles logarithmiques
➤ Axe des x
Dans le cas où les variations relatives de l'une des grandeurs sont très importantes, les échelles linéaires présentent un inconvénient d'ordre pratique. En effet, il est impossible de connaître avec précision l'allure de la courbe aux faibles valeurs. L'échelle

Modifier avec WPS Office

logarithmique permet de réaliser une *décompression* de l'origine et une *compression* de l'infini. En échelle logarithmique, tous les intervalles correspondant à une variation dans un rapport de dix ont une même valeur. Ces intervalles sont des *décades.*
Ce cas est souvent rencontré par exemple en étudiant la réponse d'un filtre ou d'un amplificateur en fonction de la fréquence. Cette fréquence peut varier dans de grandes proportions. Si nous prenons par exemple le cas des fréquences audibles, le nombre de décades sera de trois, puisque la fréquence varie de 20 Hz à 20 000 Hz (le nombre de décades peut être beaucoup plus important dans d'autres cas). Nous remarquons que sur l'échelle logarithmique, nous ne pouvons pas atteindre l'origine qui est repoussée à $-\infty$.

➢ Axe des *y*
L'amplitude est le plus souvent un produit de facteur correspondant à plusieurs étages ; la représentation logarithmique permet de remplacer les produits d'amplitude par leurs sommes algébriques. Nous utilisons souvent une unité notée le décibel (dB). La définition du décibel découle directement du rapport de la puissance délivrée en sortie P_2 sur la puissance injectée en entrée P_1.

$$\frac{P_2}{P_1}(\text{dB}) = 10\log\left(\frac{P_2}{P_1}\right) \qquad (2.31)$$

Si par exemple $P2/P1 = 100$, nous trouvons : $10\log\left(\frac{P_2}{P_1}\right) = 10\log(100)=20\text{dB}$
En électricité, les puissances considérées sont souvent les puissances actives dissipées dans des résistances, et provenant de l'application à ces résistances de certaines tensions, ou de la circulation dans ces résistances de certains courants

b) Diagrammes universels de Bode
La simplification précédente n'est valable que si les deux résistances d'entrée et de charge sont identiques : $R_1 = R_2 = R$. C'est le cas par exemple en téléphonie avec une résistance de 600 Ω.
Mais il est souvent indispensable de considérer le gain en tension lorsque l'impédance d'entrée d'un quadripôle (transistor à effet de champ, filtre actif...) est infinie : le gain en puissance n'a plus de sens. En électricité et en électronique, même si le quadripôle n'est pas adapté en impédance en sortie et en entrée, nous utilisons toujours la dernière définition pour calculer le module de la fonction de transfert.
En utilisant la même expression précédente, nous exprimons toujours le gain en tension *G*, exprimé en dB :

$$G\,(\text{dB}) = 20\log\ (A(\omega))=20\log\left(\frac{V_2}{V_1}\right) \qquad (2.32)$$

c) Avantage de la notion de décibel
Nous démontrons que toute fonction de transfert $H(j\omega)$ peut toujours se décomposer en un produit de fonctions du premier ou du second degré en $j\,\omega$ à coefficient réel. Ceci revient à mettre en cascade plusieurs quadripôles élémentaires :

Modifier avec WPS Office

$$H(j\omega) = H_1(j\omega).H_2(j\omega).H_3(j\omega).....H_n(j\omega) \quad (2.33)$$

Ce qui s'écrit en utilisant la forme exponentielle :

$$H(j\omega) = [A_1(j\omega)e^{j\varphi_1}].[A_2(j\omega)e^{j\varphi_2}].....[A_n(j\omega)e^{j\varphi_n}] = [A_1(j\omega).A_2(j\omega).....A_n(j\omega)]e^{j(\varphi_1+\varphi_2+.....+\varphi_n)} = A(j\omega)e^{j\varphi} \quad (2.34)$$

Nous pouvons déduire le gain en décibel :

$$G\,(dB) = 20\log\,(|A(j\omega)|) = 20\log\,(|A_1(j\omega)|)+20\log\,(|A_2(j\omega)|)+...+20\log\,(|A_n(j\omega)|) \quad (2.35)$$

$$G\,(dB) = G_1 + G_2 + ...G_n \quad (2.36)$$

Afin d'obtenir un diagramme simple à construire, nous utilisons l'échelle logarithmique pour transformer le produit en somme. Le diagramme de Bode s'obtient alors facilement par addition des diagrammes élémentaires de G_i et de φ_i

Un nombre positif de décibels correspond à un gain effectif avec une tension de sortie supérieure à la tension d'entrée. Un nombre négatif de décibels correspond à une atténuation ou un affaiblissement.

2.6.3 Principales fonctions élémentaires [1]

Le nombre de diagrammes élémentaires pouvant apparaître pour $H(j\omega)$ étant très réduit, étudions chacune de ces fonctions de transfert.

a) Diagrammes de Bode d'une fonction constante $H(j\omega) = K$

Le gain vaut : GdB = 20 log(K) et l'argument $\varphi = 0$ pour des valeurs de $K > 0$ ou bien $\varphi = \pm\pi$ pour des valeurs de $K < 0$. Par convention, nous prenons dans ce dernier cas : $\varphi = -\pi$

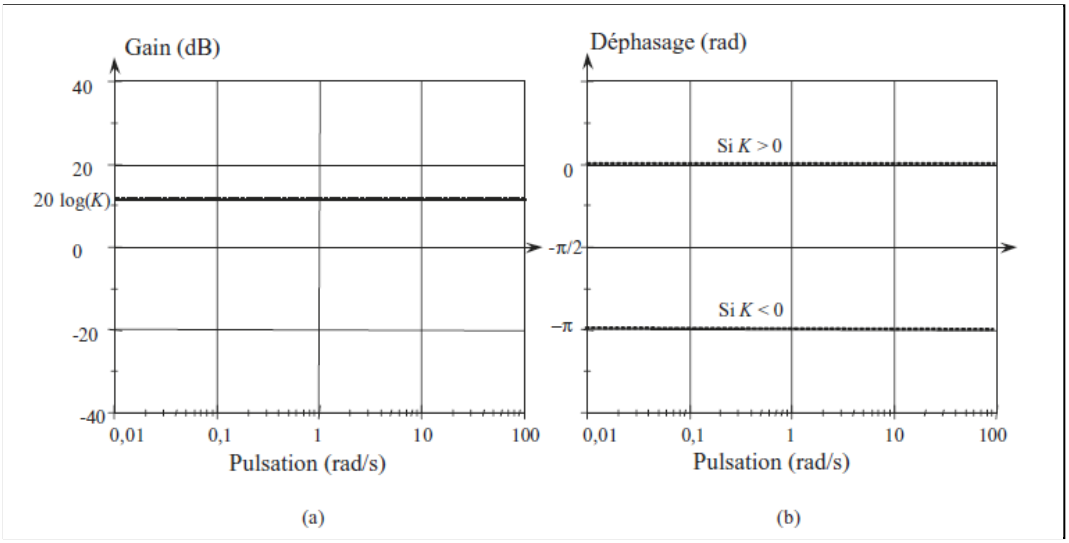


Figure 2.19 : Courbes de Bode de la fonction $H(j\omega) = K$.

Modifier avec WPS Office

b) Diagrammes de Bode d'une fonction H(jω) = jω/ω0 = jx

La fonction de transfert, sous la forme d'un imaginaire pur est simple à étudier :

$$G\,(dB) = 20\log\,(A(\omega)) = 20\log\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) = 20\log(\omega) - 20\log(\omega_0)$$

Le déphasage reste toujours : φ = π/2

Nous pouvons tracer les courbes de Bode en fonction du logarithme de la pulsation (ou de la fréquence), mais nous pouvons aussi normaliser l'axe des abscisses en prenant une pulsation (ou une fréquence) normalisée appelée aussi pulsation réduite et notée *x* = ω/ω0. Rappelons que, dans ce cas, dans la mesure où un choix a été effectué, l'origine des abscisses n'apparaît pas puisqu'elle est rejetée à « −∞ ».

Pour calculer la pente de la droite, nous prenons deux pulsations ν et ν_ = 10 ν qui sont dans un rapport égal à 10. Autrement dit, nous avons une variation d'une décade sur l'axe des *x*. La variation du gain pour une décade nous donne directement l'ordre de la fonction :
– une pente de +20 dB par décade est une pente +1 ;
– une pente de −20 dB par décade est une pente −1 ;
– une pente de +*n* × 20 dB/décade est une pente +*n* ;
– une pente de −*n* × 20 dB/décade par décade est une pente −*n*.*

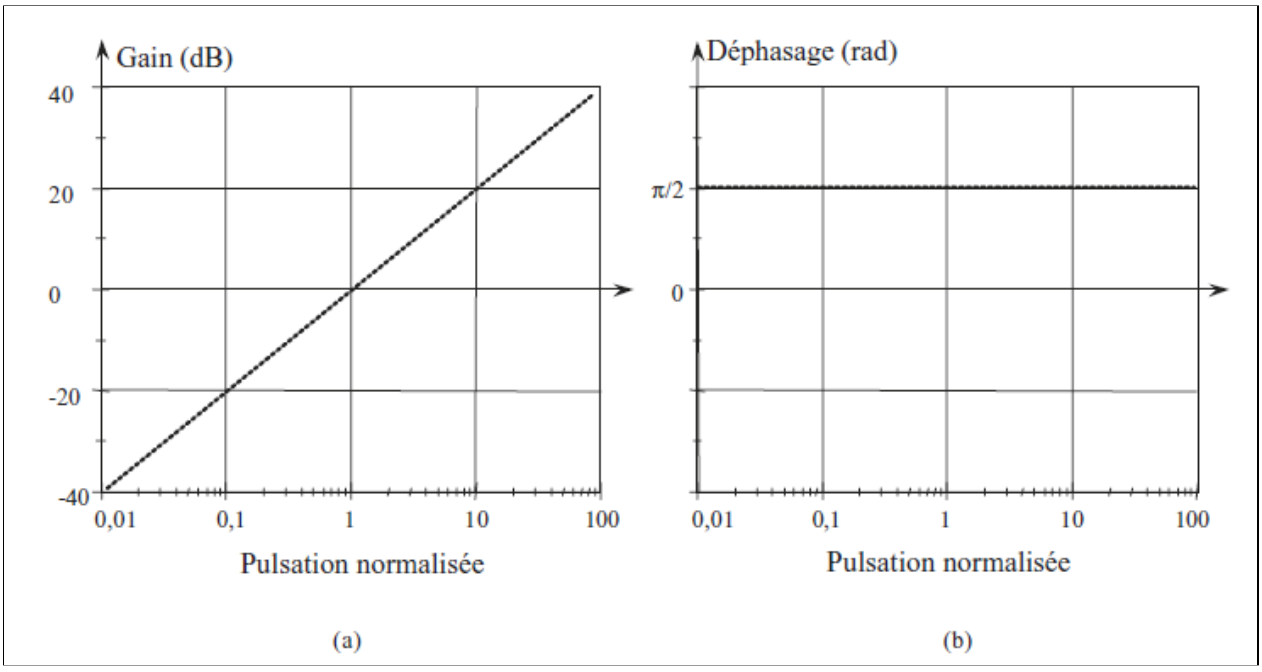


Figure 2.20 : Courbes de Bode de la fonction *H*(*j*ω) = *jx*.

Modifier avec WPS Office

c) Diagrammes de Bode d'une fonction H(jω) = 1 + jω/ω₀ = 1 + jx

La fonction de transfert s'écrit sous la forme : *a + jb*. Nous calculons l'amplification et le déphasage en fonction de la pulsation.
L'amplification *A*(ω) qui représente le module de la fonction de transfert est :

$$A(\omega) = |H(j\omega)| = \sqrt{\left[1+\left(\frac{\omega}{W_0}\right)^2\right]} \qquad (2.37)$$

La représentation graphique du gain en dB en fonction de log (ω) ou log(f*)* présente deux asymptotes distinctes :

– Si ω<< ω₀, l'amplification est : *A*(ω<< ω₀) ≈ 1, soit : *G*(dB) = 0.
La courbe du gain est une droite horizontale qui coïncide avec l'axe des *x*, nous disons qu'il s'agit d'une asymptote horizontale. Le déphasage reste toujours égal à zéro : φ = 0.
– Si ω>> ω₀ l'amplification est : *A* (ω>> ω₀) ≈ ω / ω₀ soit :

$$G\,(dB) = 20\log\,(A(\omega)) = 20\log\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) = 20\log\,(\omega) - 20\log\,(\omega_0)$$

Le déphasage reste toujours : φ = π/2

L'asymptote du gain donne une variation de +20 dB lorsque la pulsion varie dans un rapport égal à une décade. Il s'agit d'une pente +1.
Les diagrammes (courbes) limités aux asymptotes, représentés à la figure 4.19 en pointillés sont appelés *diagrammes (ou courbes) asymptotiques* de Bode.
Pour tracer les courbes réelles du module ou de la phase, il serait préférable de commencer toujours par mettre les diagrammes asymptotiques, puis effectuer les tracés en corrigeant les valeurs. Les écarts entre les courbes réelles et les diagrammes asymptotes sont donnés pour quelques valeurs particulières dans le tableau 2.1.

Tableau 2.1 Différences entre courbes asymptotiques et valeurs réelles

Valeur de ω	$0{,}2\omega_0$	$0{,}5\omega_0$	ω_0	$2\omega_0$	$5\omega_0$
Gain réel – gain asymptotique	0,17	1	3	1	0,17
Erreur de phase en degré	−11	−26	45	26	11

Pour ω = ω₀, le gain réel est toujours de 3 dB. La pulsation ω = ω₀ est appelée souvent pulsation de coupure ou pulsation caractéristique, nous disons aussi pulsation de cassure.

Modifier avec WPS Office

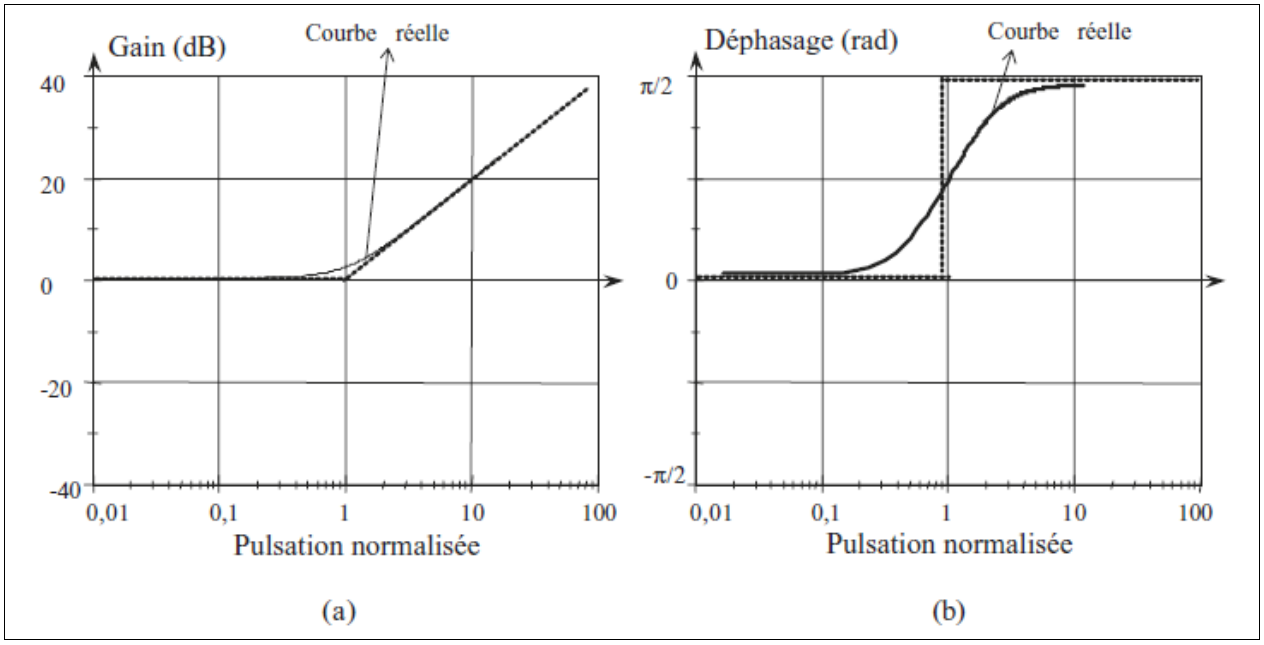


Figure 2.21 : a) Courbe réelle et courbe asymptotique du gain, b) courbe réelle et courbe asymptotique de la phase.

➤ Régime critique

Ce cas, qui correspond à un polynôme de second ordre à deux racines identiques, présente peu d'intérêt.

➤ Régime apériodique

Le discriminant est positif, le polynôme possède deux racines réelles. Il est donc possible de le décomposer en deux facteurs de premier ordre.

$$H(j\omega) = K\frac{1}{\left(1+j\frac{\omega}{\omega_1}\right)}\frac{1}{\left(1+j\frac{\omega}{\omega_2}\right)} \qquad (2.38)$$

Le système revient à la mise en cascade de deux fonctions simples du premier ordre.
Les tracés asymptotiques se construisent en ajoutant les tracés des deux fonctions construits séparément. Nous remarquons que : $\omega_1\omega_2 = \omega_0^2$ et que, pour $\omega = \omega_0$, le déphasage est de $-\pi/2$. La pulsation de coupure notée ω_c est toujours inférieure à ω_2. ω_1 et ω_2, étant deux pulsations de cassures. Les tracés de la courbe du gain et du déphasage en fonction de la fréquence (figure 2.22) sont faits dans le cas suivant :
$\omega_1 = 10$ rad/s , $\omega_2 = 100$ rad/s et $K = 10$.

Modifier avec WPS Office

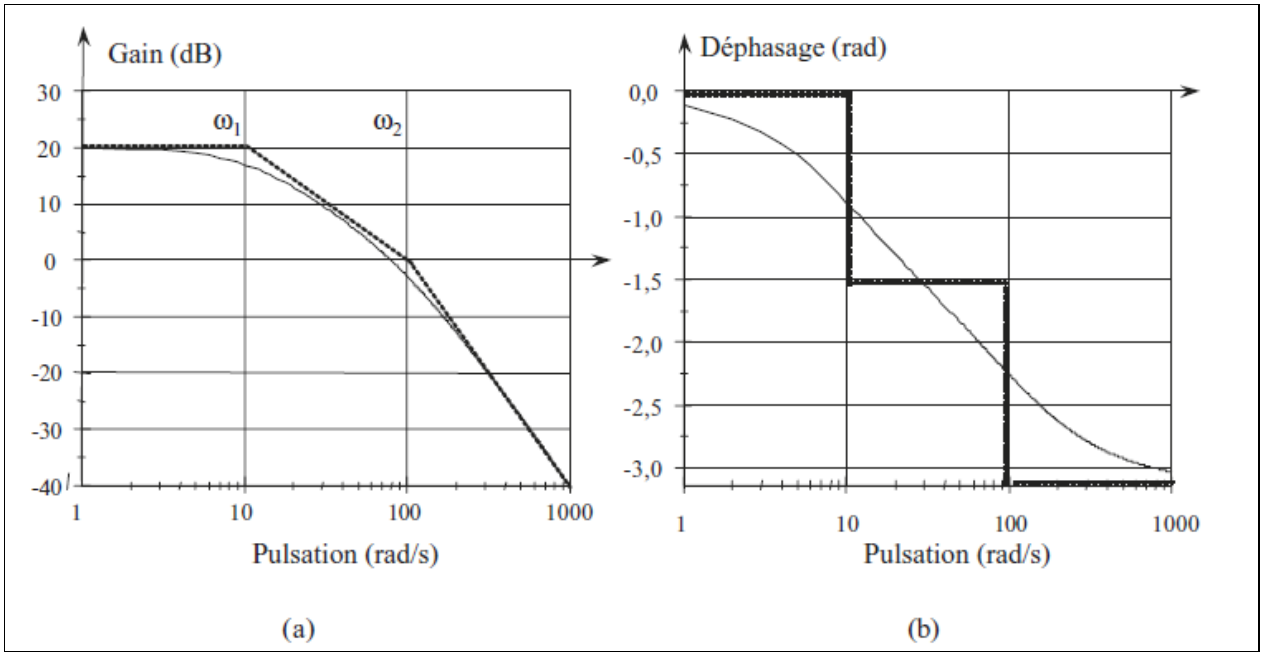


Figure 2.22 : Courbes de Bode et tracés asymptotiques d'un filtre passe-bas d'ordre 2 dans le cas : $m > 1$.

Modifier avec WPS Office

Chapitre 3 - Les Diodes

3.1 Rappels élémentaires sur la physique des semi-conducteurs

3.1.1 Définition et structure atomique d'un semi-conducteur.
3.1.2 Bandes d'énergie
3.1.3 Notion de dopage et Semi-conducteurs N et P
3.1.4 Jonction PN, et Barrière de potentiel

3.2 Théorie de la diode

3.2 .1 Constitution et fonctionnement d'une diode,
3.2 .2 polarisations directe et inverse,
3.2 .3 caractéristique courant-tension et le modèle d'une diode à jonction PN,
3.2 .4 Le point de fonctionnement et la droite de charge de la diode

3.2 .5 Résistance différentielle (ou dynamique), Schéma équivalent.

3.3 Les applications des diodes

3.3 .1 Redressement simple et double alternance.
3.3 .2 Stabilisation de la tension par la diode Zener.
3.3 .3 Ecrêtage.
3.3 .4 Multiplicateur de tension.
3.3 .5 Autres types de diodes : Varicap, DEL, Photodiode.

Modifier avec WPS Office

3.1 Rappels élémentaires sur la physique des semi-conducteurs

3.1.1 Définition et structure atomique d'un semi-conducteur

Orbites et Electrons de valence [4]
Les électrons gravitent autour du noyau d'un atome à certaines distances de celui-ci. Les électrons prés du noyau possèdent moins d'énergie que ceux situés sur des orbites plus éloignées. Il n'existe que des quantités d'énergie électronique discrètes.

A chaque éloignement du noyau correspond un certain niveau énergétique. Ce concept énergétique est illustré sur la figure 3.1.

Les niveaux d'énergie augmentent à mesure que l'on s'éloigne du noyau de l'atome. La couche la plus éloignée est connue sous le nom de couche de valence et les électrons de cette couche sont appelés électrons de valence. Ces électrons contribuent aux réactions chimiques et aux liaisons à l'intérieur de la structure d'un matériau.

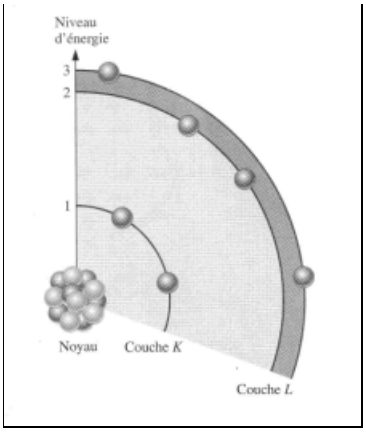


Figure 3.1 : Le niveau d'énergie augmente à mesure que l'on s'éloigne du noyau

3.1.2 Bandes d'énergie [4]
Lorsqu'un atome absorbe de l'énergie d'une source de chaleur ou de la lumière, les niveaux énergétiques des électrons sont augmentés. Lorsqu'un électron acquiert de l'énergie il se déplace vers une orbite plus éloignée du noyau.
Si un électron de valence reçoit une quantité suffisante d'énergie, il peut en fait s'échapper de la couche extérieure et de l'emprise de l'atome. Le départ d'un électron de valence laisse un atome avec un excèdent de charge positive. L'électron qui s'est échappé est appelé électron libre ce que l'on désigne comme étant la bande de conduction.
En terme d'énergie, la différence entre la bande de valence et la bande de conduction est appelée un écart énergétique. Il s'agit en fait de la quantité d'énergie que doit avoir un électron pour sauter de la bande de valence vers la bande de conduction.
La figure 3.2 Montre les diagrammes d'énergie pour un isolant, un semi-conducteur et un conducteur.

Modifier avec WPS Office

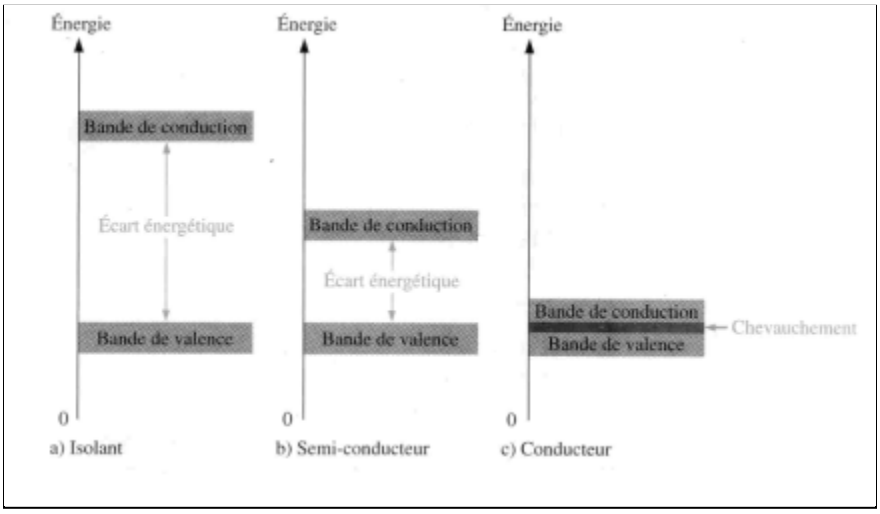


Figure 3.2 : Diagrammes énergétiques pour les trois types de matériaux.

Silicium et Germanium

La structure atomique du Silicium et du Germanium sont illustrées sur la figure 3.3. Les électrons de valence du Germanium se situent dans la quatrième couche tandis que ceux du Silicium sont dans la troisième couche, plus prés du noyau. Cela signifie que les électrons de valences du Germanium (G_e) sont à des niveaux d'énergie supérieure que le Silicium (S_i), ils demandent une plus petite quantité d'énergie additionnelle pour s'échapper de l'atome, cette propriété rend le Germanium plus instable à des températures élevées, c'est la raison pour laquelle le S_i est le matériau Semi-conducteur (SC) le plus largement utilisé.

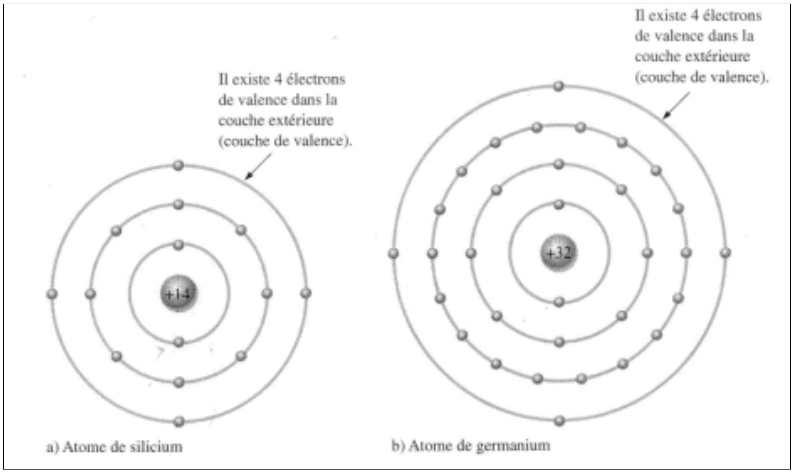


Figure 3.3 : Diagrammes des atomes de Silicium et Germanium

Liaison atomique [4]

Lorsque certains atomes se combinent en molécules pour former un matériau solide, ils se disposent en un modèle fixe appelé Cristal. Les atomes de l'intérieur de la structure du cristal sont retenus ensemble par des liens covalents qui sont créés par l'interaction des électrons de valence de chaque atome, un morceau solide de S_i est un matériau

Modifier avec WPS Office

cristallin.
La figure 3.4 montre comment chaque atome de Silicium se positionne avec quatre atomes adjacents pour former un cristal de Silicium. Les liaisons covalentes d'un cristal intrinsèque de Silicium sont illustrées sur la figure 3.4. Un cristal intrinsèque ne possède aucune impureté.

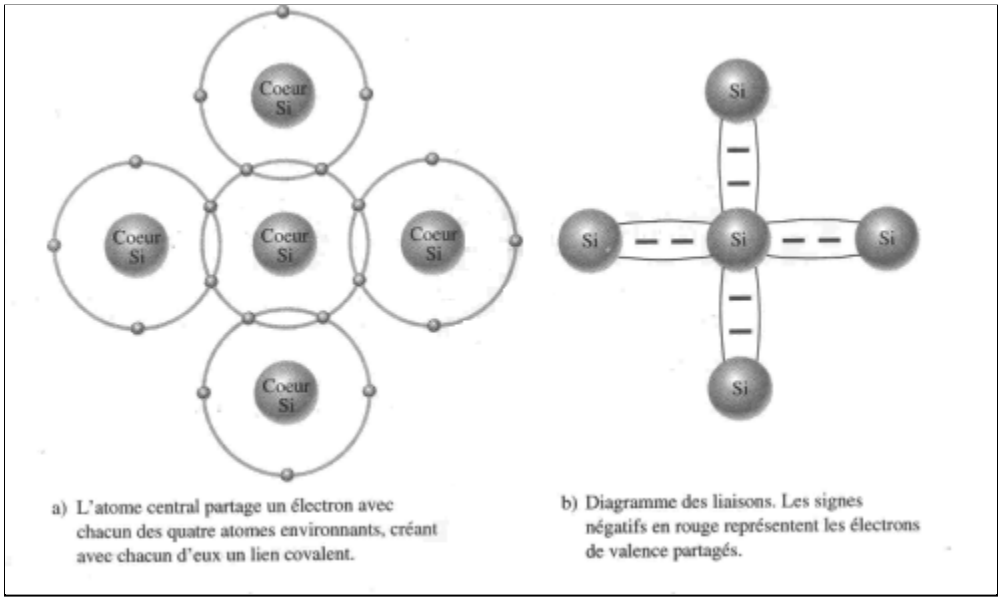


Figure 3.4 : les liens covalents forment la structure d'un cristal.

Conduction et semi-conducteur [4]

Un cristal de Silicium tire de l'énergie de la chaleur (thermique) de l'air d'environnement. Quelques électrons de valence absorbent alors l'énergie suffisante pour traverser l'écart entre la bande de valence et la bande de conduction devenant ainsi des électrons libres.
Lorsqu'un électron bondit vers la bande de conduction un espace vacant est laissé dans la bande de valence, il est nommé trou créant une paire électron-trou. La recombinaison se produit lorsqu'un électron de la bande de conduction perd de l'énergie et retombe dans un trou de la bande de valence.
Pour résumer, un morceau de Silicium intrinsèque à température ambiante possède, en tout temps, une quantité d'électrons (libres) dans la bande de conduction. Ils ne sont attachés à aucun atome et sont essentiellement entrainés de façon aléatoire à travers le matériau. Une même quantité de trous est également créée dans la bande de valence lorsque ces électrons bondissent vers la bande de conduction.

3.1.3 Notion de dopage et Semi-conducteurs de type N et de type P

Les Semi-conducteur intrinsèque ne conduisent pas très bien le courant du fait de leur nombre limité d'électrons libres dans la bande de conduction. Ainsi la conduction d'un SC est bien inférieure à celle d'un conducteur.

Dopage

L'addition d'impuretés dans le SC Intrinsèque (pur), ce procédé appelé dopage, augmente le nombre de porteurs de courant (électrons et tous). Les deux catégories

Modifier avec WPS Office

d'impuretés sont le type N et le type P.

Semi-conducteurs de type N [4]

Pour augmenter le nombre d'électrons de la bande de conduction dans du Silicium intrinsèque, on ajoute des atomes d'impureté pentavalents. Ce sont des électrons avec cinq électrons de valence, tels l'arsenic (As), le phosphore (P), et l'antimoine (Sb).
Comme l'illustre la figure 3.5, chaque atome pentavalent forme des liens covalents avec quatre atomes adjacents de Silicium, laissant un électron en sus.
Le nombre d'électrons de conduction peut être contrôlé par le nombre d'atomes d'impuretés ajoutées au Si.
Porteurs majoritaires et minoritaires :
Les porteurs majoritaires dans un matériau de type N sont les électrons.
Les porteurs minoritaires dans un matériau de type N sont les trous.

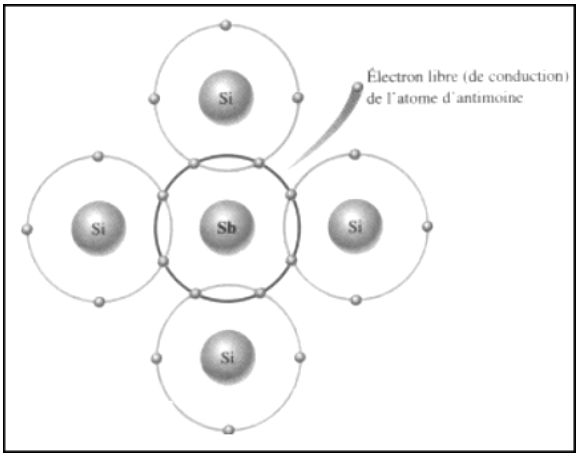


Figure 3.5 : Le Semi-conducteurs de type N

Semi-conducteurs de type P [4]

Pour augmenter le nombre de trous de la bande de conduction dans du Silicium intrinsèque, on ajoute des atomes d'impureté trivalents. Ce sont des électrons avec trois électrons de valence, tels l'aluminium (Al), le bore (B), et le gallium (Ga).
Comme l'illustre la figure 3.6, chaque atome trivalent forme des liens covalents avec quatre atomes adjacents de Silicium. Ainsi, puisque quatre électrons sont requis, un trou est formé avec chaque atome trivalent.
Le nombre de trous peut être contrôlé par la quantité d'impuretés trivalentes ajoutées au Si.
Porteurs majoritaires et minoritaires :
Les porteurs majoritaires dans un matériau de type P sont les trous.
Les porteurs minoritaires dans un matériau de type P sont les électrons.

Modifier avec WPS Office

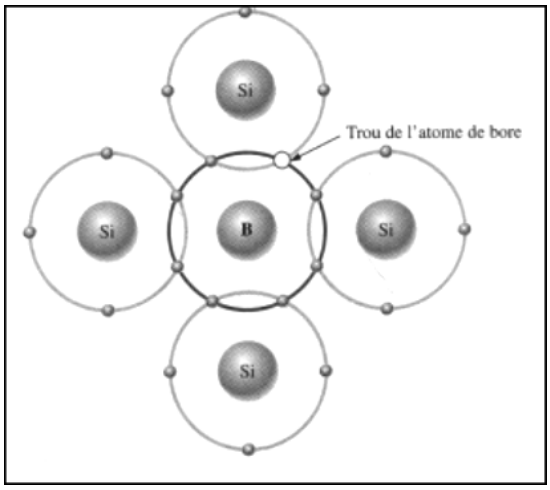


Figure 3.6 : Le Semi-conducteurs de type P

3.1.4 Jonction PN, et Barrière de potentiel [4]

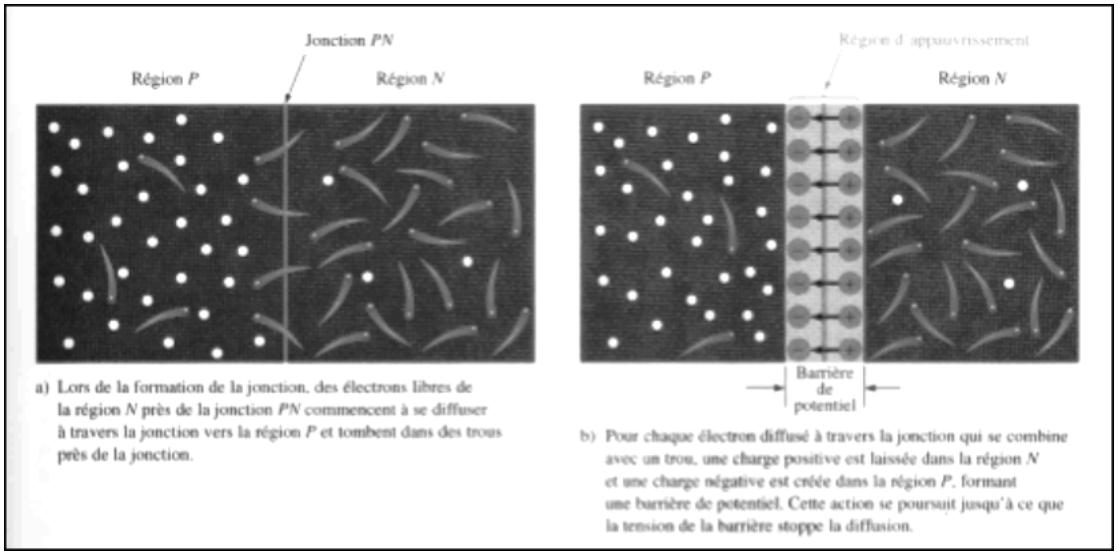
La Jonction PN

Si on prend un bloc de Si et on dope une moitié avec une impureté trivalente et l'autre moitié avec une impureté pentavalente, il se forme une frontière entre les portions résultantes de type P et de type N appelée jonction PN, c'est une caractéristique qui permet aux diodes, transistors et autres composants de fonctionner.

A l'instant où la jonction PN est formée, les électrons libres de la région N, à proximité de la jonction, commencent à se propager à travers la jonction vers la région P où ils se combinent avec les trous à proximité de la jonction, tel qu'illustré sur la figure 3.7.a.

La région N perd des électrons libres à mesure qu'ils se diffusent à travers la jonction. Ceci engendre une couche de charges positives. A mesure que les électrons traversent la jonction, la région P perd des trous puisqu'ils se combinent aux électrons. Ceci crée une couche de charges négatives à proximité de la jonction. Ces deux couches forment la région d'appauvrissement, tel qu'illustré sur la figure 3.7.b. un sommet est atteint lorsque la somme des charges négatives dans la région d'appauvrissement empêche tout autre électron de se diffuser vers la région P. à ce moment, la diffusion s'interrompt. En d'autres mots, la région d'appauvrissement agit comme une barrière s'opposant au passage des électrons à travers la jonction

Modifier avec WPS Office



a) Lors de la formation de la jonction, des électrons libres de la région *N* près de la jonction *PN* commencent à se diffuser à travers la jonction vers la région *P* et tombent dans des trous près de la jonction.

b) Pour chaque électron diffusé à travers la jonction qui se combine avec un trou, une charge positive est laissée dans la région *N* et une charge négative est créée dans la région *P*, formant une barrière de potentiel. Cette action se poursuit jusqu'à ce que la tension de la barrière stoppe la diffusion.

Figure 3.7 : Formation de la région d'appauvrissement

La différence de potentiel du champ électrique dans la région d'appauvrissement est la quantité d'énergie requise pour réussir à déplacer les électrons à travers le champ électrique. Cette différence de potentiel est appelée barrière de potentiel et est exprimé en volts.
La barrière de potentiel d'une jonction PN dépend de plusieurs paramètres, incluant le type de matériau SC, la quantité de dopage et la température. La barrière de potentiel typique est d'approximativement 0.7 V pour le Si et de 0.3 V pour le Ge.
Parce que l'attraction du noyau pour les électrons de valence dans l'atome trivalente est moindre que dans l'attraction pentavalente. Ainsi les électrons de valence trivalente sont situés sur une orbite légèrement supérieure donc un niveau énergétique supérieur. Un diagramme énergétique de la jonction PN, à l'instant de sa formation, est illustré sur la figure 3.8

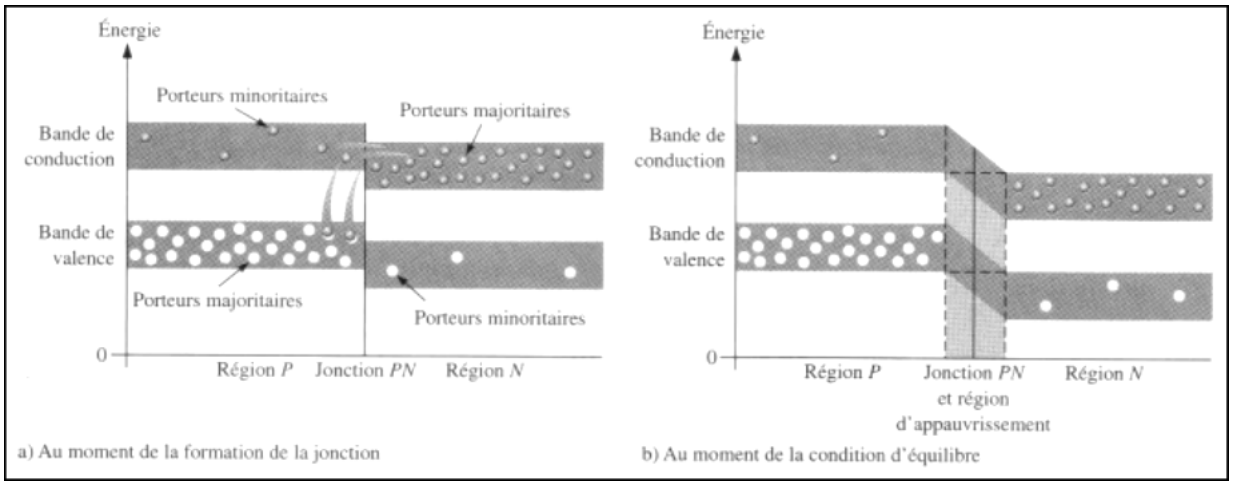


Figure 3.8 : Diagramme énergétique la Formation de la jonction PN et la région d'appauvrissement.

Modifier avec WPS Office

Polarisation de la jonction PN [4]

Il y a aucun courant dans une jonction PN en condition d'équilibre. L'utilité principale de la jonction PN est sa capacité de permettre un courant de passer dans une seule direction et d'empêcher le courant dans l'autre direction, tel que déterminé par la polarisation. Il y a deux conditions de polarisation pratiques : polarisation directe et inverse. L'une ou l'autre de ces conditions est créée par l'application d'une tension externe de polarité et de grandeur appropriées.

Polarisation directe

Pour polariser une jonction PN, il suffit d'appliquer une tension CC externe à travers elle. La polarisation directe est la condition qui permet le courant à travers la jonction PN. La figure 3.9 illustre une source de tension CC, relié à une jonction PN par des matériaux conductifs.

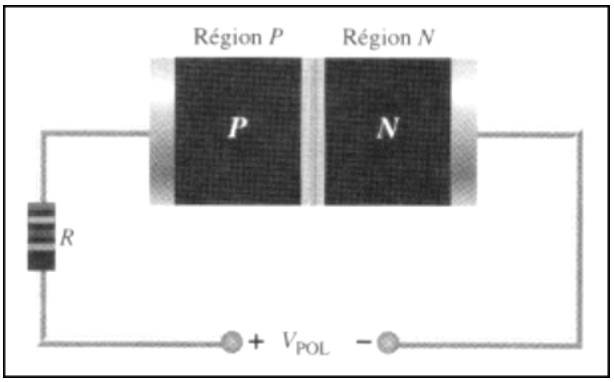


Figure 3.9 : Une jonction PN branchée en polarisation directe.

La résistance R limite le courant pour éviter d'endommager la structure de la jonction PN. Notez que la borne négative de la source est reliée à la région N de la jonction PN et que la borne positive de la source est reliée à la région P de la jonction PN, une deuxième condition nécessite que la tension de polarisation V_{POL}, soit plus grande que la barrière de potentiel.

Le pole négatif de la pile pousse les électrons de la région N vers la jonction, Le pole positif de la pile pousse les trous de la région P vers la jonction, les charges semblables se repoussent (figure 3.10), lorsqu'elle vainc la barrière de potentiel, la source de tension externe fournit plus d'énergie au électrons de la région N pour pénétrer à la région d'appauvrissement et traverse la jonction où ils se combinent avec les trous de la région P, (d'autres viennent de la pile). Ainsi le courant de la région N est formé par le mouvement des électrons conductifs (porteurs majoritaires) vers la jonction.

Une fois les électrons de la région N sont dans la région P, ces électrons deviennent des électrons de valence, ils peuvent se déplacer de trou en trou vers le pole positif de la pile. Le courant de la région P est donc formé par le mouvement des trous (porteurs majoritaires) vers la jonction.

Le mouvement de ces électrons est le même que celui des trous en direction inverse

Effet de la barrière de potentiel durant la polarisation directe [4]

L'action de la barrière de potentiel est de s'opposer à la polarisation directe. Lorsqu'une

Modifier avec WPS Office

polarisation directe est appliquée, les électrons libres reçoivent suffisamment d'énergie de la source pour franchir la barrière de potentiel et « grimper » la colline énergétique afin de traverser la région d'appauvrissement. L'énergie requise par les électrons pour traverser la région d'appauvrissement est égale à l'énergie de la barrière de potentiel. Cette perte d'énergie crée une chute de tension aux bornes de la jonction PN égale à la barrière de potentiel (0.7 V pour le Si et 0.3 V pour le Ge).

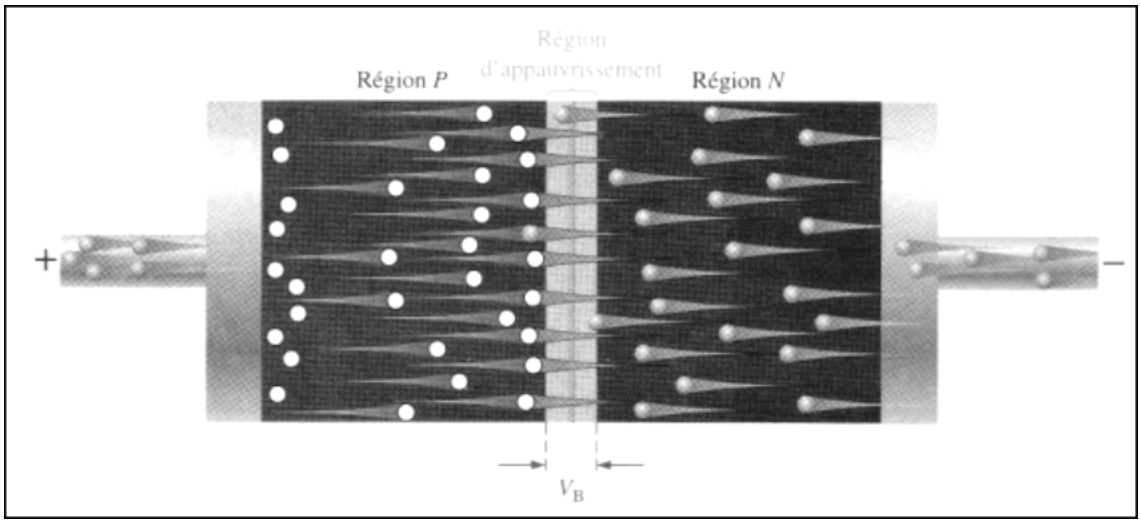


Figure 3.10 : Représentation d'une jonction PN en polarisation directe et effet de la barrière de potentiel.

Polarisation inverse

La polarisation inverse est la condition qui empêche le courant de traverser la jonction PN. La figure 3.11 illustre une source de tension CC branchée de manière à fournir une polarisation inverse. La borne négative de la pile est branchée à la région P de la jonction PN et que la borne positive de la source est reliée à la région N de la jonction PN.

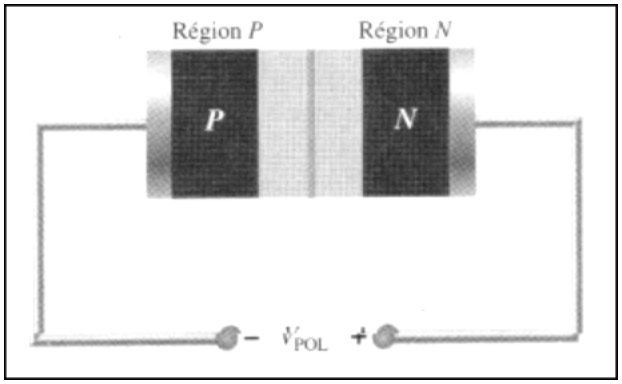


Figure 3.11 : Une jonction PN branchée en polarisation inverse.

La borne négative de la pile attire les trous de la région P loin de la jonction PN pendant que la borne positive de la pile attire les électrons de la région N loin de la jonction. A mesure les électrons et les trous s'éloignent de la jonction PN, la région

Modifier avec WPS Office

d'appauvrissement s'élargit, d'autres ions positifs sont créés dans la région N et d'autres ions négatifs sont créés dans la région P. le mouvement initial des porteurs majoritaires loin de la jonction est appelé courant transitoire (figure 3.12) et ne dure qu'un très court laps de temps lors de l'application de la polarisation inverse.
La région d'appauvrissement s'élargit jusqu'à ce que la tension région d'appauvrissement soit égale à la tension de la polarisation V_{POL}. A ce moment les électrons et les trous cessent de s'éloigner et le courant majoritaire cesse, il n'existe qu'un courant inverse infime, qui est habituellement négligeable.

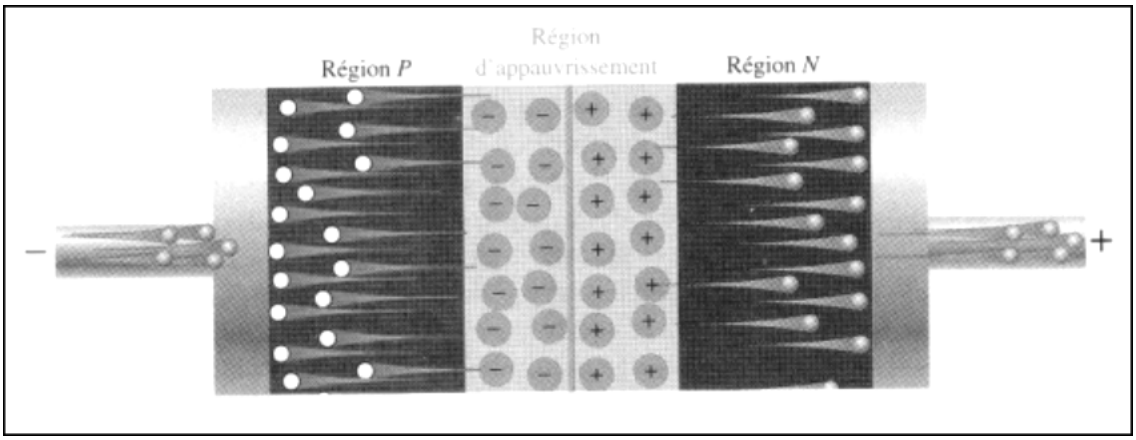


Figure 3.12 : illustration de la jonction PN durant la courte période transitoire en polarisation inverse.

3.2 Théorie de la diode

3.2 .1 Constitution et fonctionnement d'une diode

La diode d'usage général, ou diode utilisée comme redresseur de courant, est un composant à jonction PN simple muni de contacts conducteurs et de connections à fils connectés sur chaque région (figure 3.13.a). Une des moitiés de la diode est un semi-conducteur de type N et l'autre moitié est un semi-conducteur de type P. le symbole schématique de la diode est illustrée sur la figure 3.13.b. la région N est la cathode et la région P est l'anode.

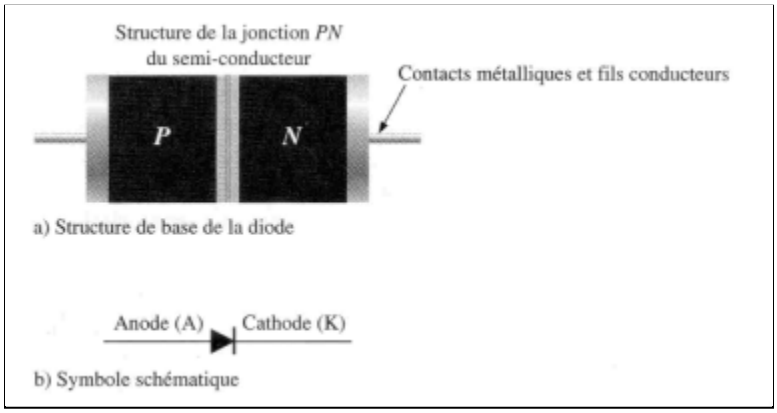


Figure 3.13 : Structure de base de la diode et son symbole schématique.

3.2 .2 polarisations directe et inverse

Modifier avec WPS Office

La discussion précédente au sujet de la polarisation d'une jonction PN s'applique aussi pour la diode puisque celle-ci est un composant à jonction PN.

Branchement de la polarisation directe

Lorsqu'une source de tension est connectée tel que démontré à la figure 3.14.a. La borne positive de la source est connectée à l'anode à travers une résistance de limite du courant. La borne négative de la source est connectée à la cathode. Le courant (I_{AV}) passe de la cathode vers l'anode.

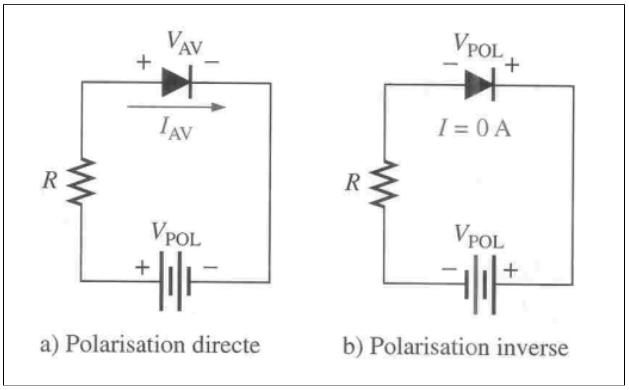


Figure 3.14 : Branchements de la diode pour la polarisation directe et la polarisation inverse.

Branchement de la polarisation inverse

Une diode est polarisée en inverse lorsqu'une source de tension est connectée tel que démontré à la figure 3.14.b. La résistance n'est pas nécessaire en polarisation inverse. Le courant est nul (en négligeant l'infime courant inverse). Notez que toute la tension de polarisation (V_{POL}) apparait aux bornes de la diode.

3.2 .3 Caractéristique courant-tension et le modèle d'une diode à jonction PN [4]

3.2.3.1 Caractéristique courant-tension (I-V)

- **Caractéristique courant-tension en polarisation directe**

Nous avons vu qu'un courant traverse une jonction PN de Si lorsqu'une tension de polarisation directe est appliquée à ses bornes. Ce courant s'appelle courant avant (I_{AV}). La résistance est utilisée pour limiter le courant avant afin de ne pas endommager la jonction PN par une dissipation thermique excessive.

Lorsque la jonction PN est à 0 V, il n'existe aucun courant avant, tel qu'illustré à la figure 3.15.a. A mesure que l'on augmente la tension de polarisation, le courant avant et la tension aux bornes de la jonction PN augmentent graduellement. Une portion de la tension de polarisation appliquée se retrouve aux bornes de la résistance de limitation. Lorsque la tension aux bornes de la jonction PN atteint environ 0.7 V, le courant avant commence à augmenter rapidement.

Si l'on continue à augmenter la tension de polarisation, le courant continue de croitre très rapidement, tandis que la tension aux bornes de la jonction PN augmente très

Modifier avec WPS Office

légèrement au-dessus de 0.7 V, cette faible augmentation est causée par la chute de tension aux bornes de la résistance dynamique du matériau semi-conducteur.

Comme nous pouvons le voir à la figure 3.15.a, le courant avant n'augmente que très peu tant que la tension aux bornes de la jonction n'atteint pas environ 0.7 V au genou de la courbe.

- **Caractéristique courant-tension en polarisation inverse**

Lorsqu'une tension de polarisation inverse est appliquée sur une jonction PN, il n'existe qu'un très faible courant inverse (I_{AR}).
Lorsque la tension sur la jonction PN est de 0 V, il n'y a aucun courant inverse. A mesure que la tension négative augmente, il n'existe qu'un très faible courant inverse tandis que la tension aux bornes de la jonction PN augmente (figure 3.15.b). Lorsque la tension est augmentée suffisamment et que la tension inverse aux bornes de la jonction PN (V_{AR}) atteint la valeur de claquage (V_{BR}), le courant inverse commence à augmenter rapidement.
Si l'on accroit encore la tension, le courant s'intensifie très rapidement tandis que la tension aux bornes de la jonction surpasse à peine V_{BR} . Le claquage n'est pas un mode opérationnel normal pour la grande majorité des composants à jonction PN.

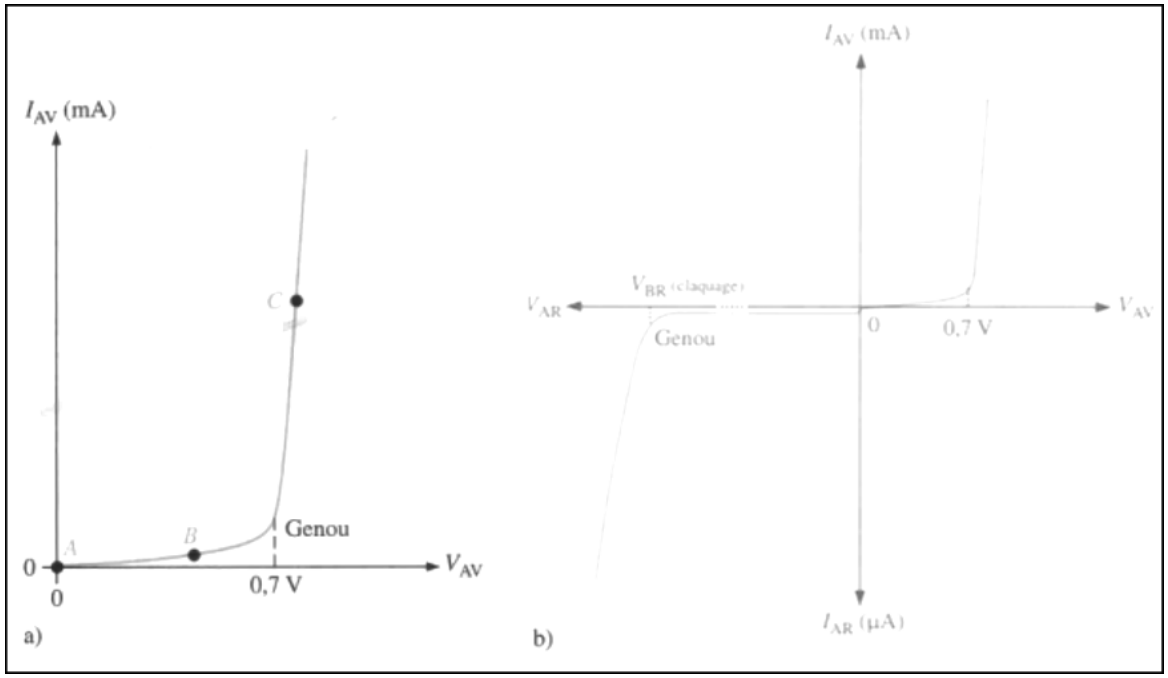


Figure 3.15 : Courbe caractéristique I-V complète d'une jonction PN.

Modifier avec WPS Office

3.2.3.2 Modèles d'une diode à jonction PN[4]

Modèle idéal de la diode

Le modèle idéal de la diode est un simple interrupteur. Lorsque la diode est en polarisation directe, elle agit comme un interrupteur fermé (état de marche) (figure 1.16.a). Lorsque la diode est sous polarisation inverse, elle agit comme un interrupteur ouvert (état d'arrêt), comme l'illustre la figure 1.16.b. la barrière de potentiel, la résistance interne avant et le courant inverse sont tous négligés.
A la figure 1.16.c, une courbe caractéristique de diode illustre graphiquement le fonctionnement du modèle de diode idéal.

Le courant avant est déterminé par la tension de polarisation et la résistance R_{LIMITE}.

$$I_{AV} = \frac{V_{POL}}{R_{LIMITE}} \qquad (3.1)$$

Le courant inverse est nul.

$$I_{AR} = 0\ A \qquad (3.2)$$

La tension inverse est égale à la tension de polarisation.

$$V_{AR} = V_{POL} \qquad (3.3)$$

Le modèle idéal peut être utilisé lors de dépannages ou pour connaitre le fonctionnement particulier d'un circuit sans être concerné par les valeurs des tensions ou des courants.

Modifier avec WPS Office

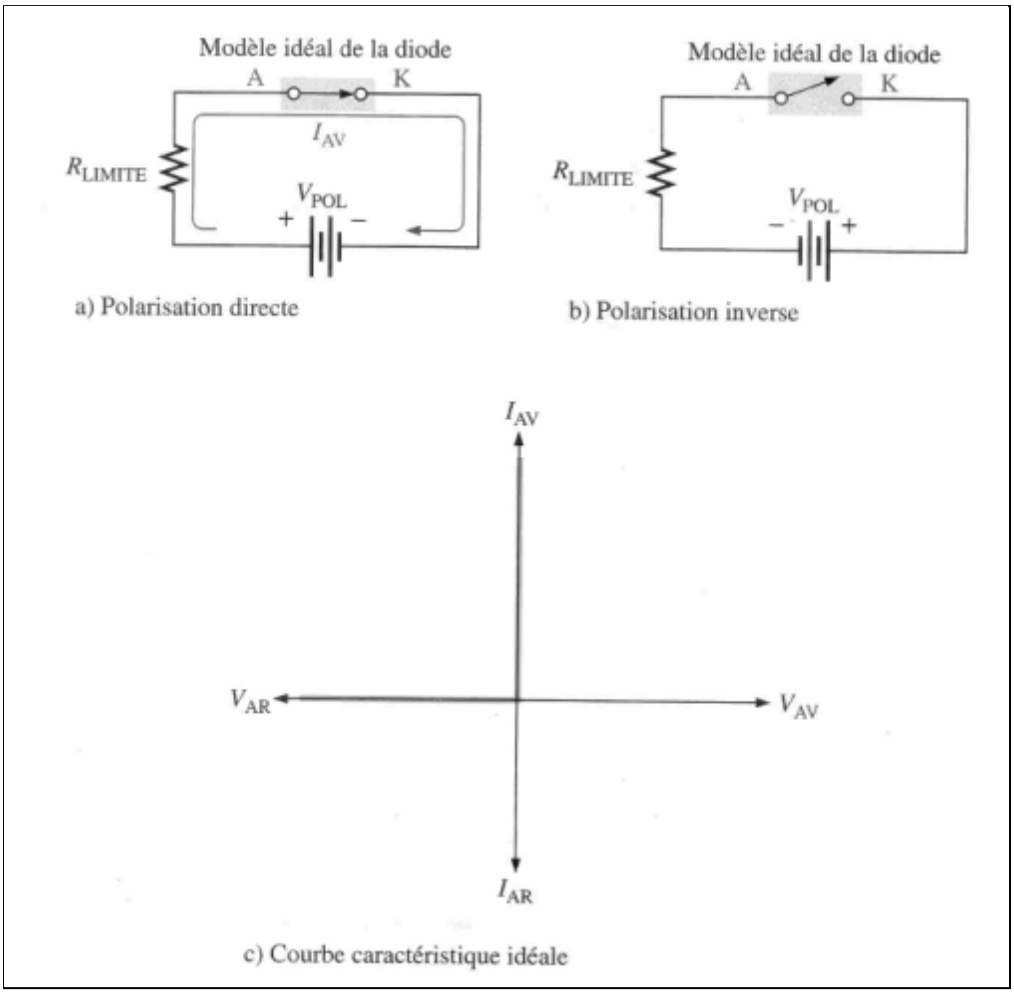


Figure 3.16 : Modèle idéal de la diode

Modèle pratique de la diode

Le modèle pratique celui que nous utiliserons le plus souvent dans ce manuel, est semblable au modèle idéal de la diode, mais tient compte de la barrière de potentiel. Lorsque la diode est en polarisation directe (figure 1.17.a), elle agit comme un interrupteur fermé en série avec une faible tension (de 0.7 V pour le silicium) égale à la barrière de potentiel. Lorsque la diode est sous polarisation inverse, elle agit comme un interrupteur ouvert (état d'arrêt), comme l'illustre la figure 1.17.b.
La courbe caractéristique pour le modèle pratique est illustrée à la figure 1.17.c.

V_{AV} = 0.7 V (Silicium) (3.4)

V_{AV} = 0.3 V (Germanium) (3.5)

Le courant avant est déterminé par la formule suivante :

Modifier avec WPS Office

$$I_{AV} = \frac{V_{POL} - V_{AV}}{R_{LIMITE}} \quad (3.6)$$

Le courant inverse est nul.

$$I_{AR} = 0\ A \quad (3.7)$$

$$V_{AR} = V_{POL} \quad (3.8)$$

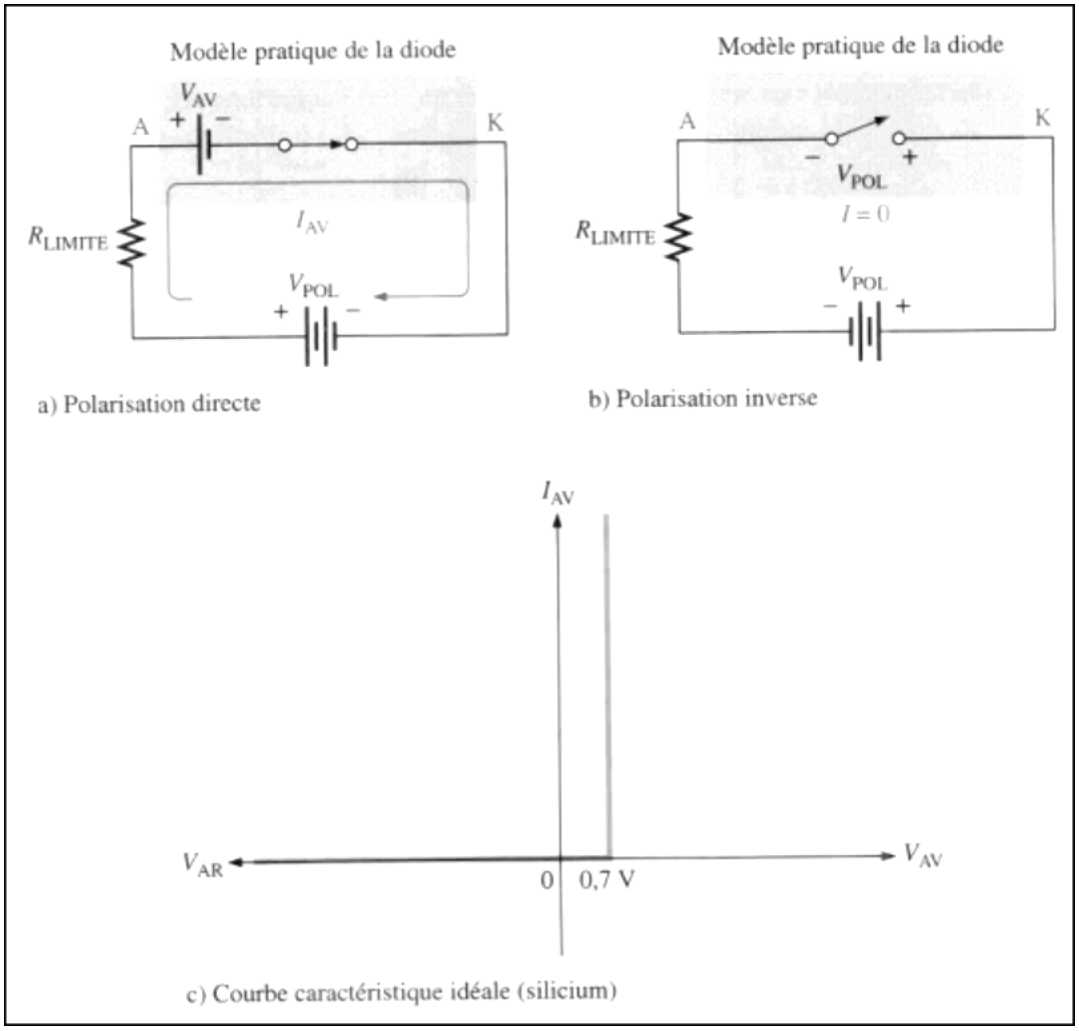


Figure 3.17 : Modèle pratique de la diode

.

Modèle complexe de la diode

Le Modèle complexe de la diode tient compte de la barrière de potentiel, de la faible résistance dynamique avant (r'_d) et de la forte résistance inverse (r'_{AR}). On tient compte de la résistance interne puisqu'elle fournit un chemin pour le courant inverse.

Lorsque la diode est en polarisation directe (figure 1.18.a), elle agit comme un interrupteur fermé en série avec la tension de la barrière de potentiel et la résistance dynamique avant (r'_d). Lorsque la diode est sous une polarisation inverse, elle agit comme un interrupteur ouvert en parallèle avec la forte résistance inverse interne (r'_{AR})

Modifier avec WPS Office

(figure 1.18.b), la barrière de potentiel n'affecte pas la polarisation inverse donc nous ne la prenons pas en considération.
La courbe caractéristique pour le modèle complexe est illustrée sur la figure 1.18.c. puisque ce modèle inclut les paramètres internes, on présume qu'une tension apparait aux bornes de la diode en polarisation directe. Cette tension (V_{AV}) est constituée de la barrière de potentiel et de la chute de tension aux bornes de la résistance dynamique, comme illustre la portion de courbe à la droite du point d'origine. La courbe possède une pente puisque cette chute augmente en fonction du courant. Pour le modèle complexe de la diode au Silicium, les formules suivantes s'appliquent :

$$V_{AV} = 0.7\ V + I_{AV} r'_d \qquad (3.9)$$

$$I_{AV} = \frac{V_{POL} - 0.7\ V}{R_{LIMITE} - r'_d} \qquad (3.10)$$

Le courant inverse est pris en considération avec la résistance en parallèle, tel qu'indiqué par la portion de courbe à la gauche sur l'axe horizontal. La portion de courbe pour le claquage n'est pas incluse puisque le claquage n'est pas une condition d'opération normale pour la plupart des diodes.

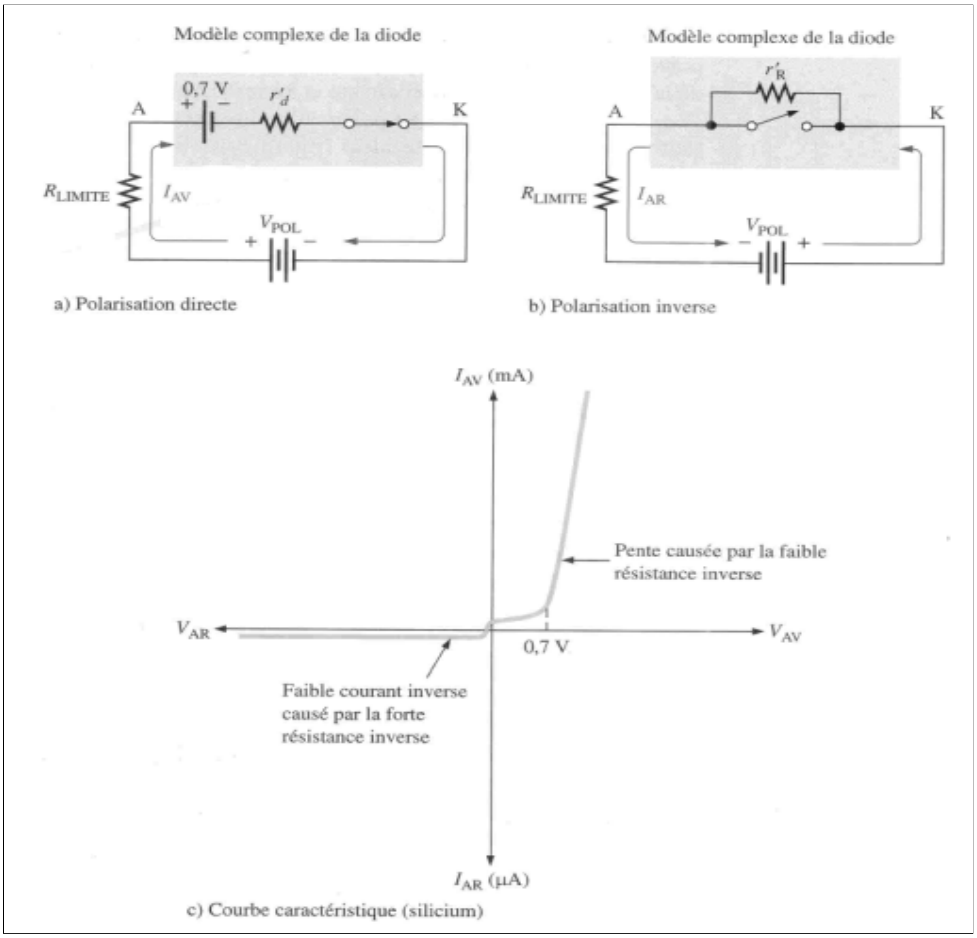


Figure 3.18 : Modèle complexe de la diode

Modifier avec WPS Office

3.2 .4 Le point de fonctionnement et la droite de charge de la diode [4] [9]

De la figure 3.19, nous calculons l e courant qui circule à travers la diode à jonction PN.

$$I_{AV} = \frac{V_{POL}-V_{AV}}{R} = \frac{E-V}{R} \qquad (3.11)$$

Pour tracer la droite de charge, deux hypothèses :

- I_{AV}= 0 A alors V_{AN}= V_{POL} : c'est la tension de blocage de la diode
- V_{AN}= 0 V alors I_{AV}= $\frac{V_{POL}}{R}$: c'est le courant de saturation de la diode

Pour qu'une diode conduit, il faut que sa tension soit égale ou supérieure à la tension de seuil (la tension de la barrière de potentiel), on dit dans ce cas là que la diode travaille à son point de fonctionnement. Dans le cas contraire, nous dirons que la diode est bloquée.

Les coordonnées du point de fonctionnement (V_M, I_M) seront déterminées comme suit :

$$V_M = E - R.I_M = V_d - r.I_M \qquad (3.12)$$

Donc : $I_M = \frac{E-V_d}{R+r}$ et $V_M = \frac{E.r+V_d R}{R+r}$

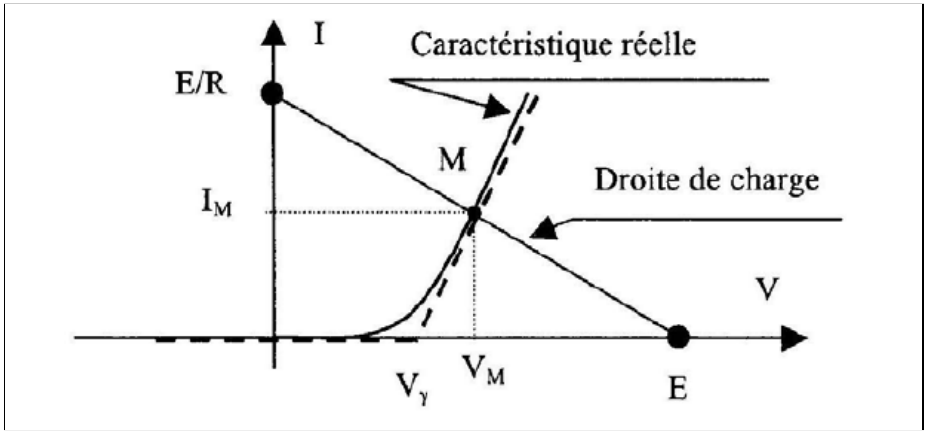


Figure 3.19 : Point de fonctionnement et droite de charge d'une diode à jonction.

3.2 .5 Résistance différentielle (ou dynamique), Schéma équivalent [4]

Contrairement à une résistance linéaire, la résistance du jonction PN sous une polarisation directe n'est pas constante tout au long de la courbe : elle varie au fil de la courbe I-V et on la qualifie de résistance dynamique r'_d ou courant alternatif (c.a).

La résistance est plus élevée au-dessous du genou de la courbe puisque le courant augmente très peu pour une variation en tension donnée

Modifier avec WPS Office

$$r'_d = \frac{\Delta V_{AV}}{\Delta I_{AV}} \qquad (3.13)$$

La résistance commence à diminuer dans la région de genou de la courbe et devient minimale au-dessus du genou où la variation en courant est élevée pour une variation en tension donnée. Cette caractéristique est illustrée sur la figure 3.20.

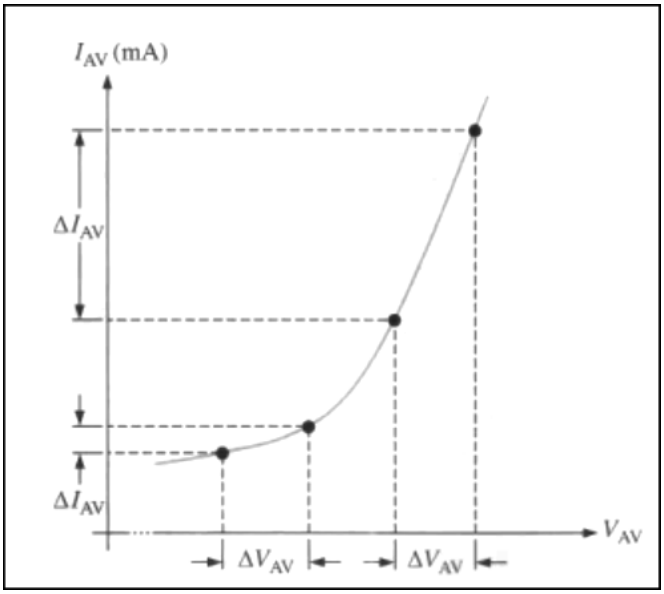


Figure 3.20 : La variation de la résistance dynamique.

3.3 Les applications des diodes [4]

3.3 .1 Redressement simple et double alternance

Les diodes sont aussi dans les circuits redresseurs qui convertissent le c.a en c.c. les redresseurs se retrouvent dans tous les blocs d'alimentation c.c. qui fonctionnent à partir d'une source c.a où elles constituent une partie essentielle de tous les systèmes électroniques, du plus simple au plus complexe. La figure 3.21 illustre un bloc d'une alimentation c.c. avec une charge.

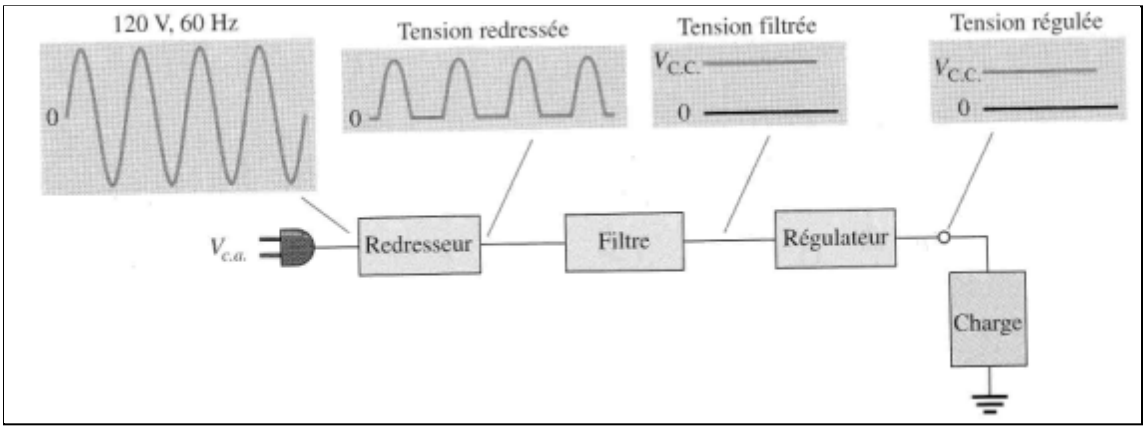


Figure 3.20 : Diagramme bloc d'une alimentation c.c. avec une charge.

Modifier avec WPS Office

3.3.1.1. Redressement simple alternance

La figure 3.21.a illustre le procédé appelé redressement simple alternance. Examinons ce qui survient durant un cycle de la tension d'entrée en utilisant le modèle de la diode idéal. Lorsque la tension sinusoïdale à l'entrée devient positive, la diode est en polarisation directe et conduit le courant vers la résistance de charge (figure 3.21.b). Le courant traverse la charge et produit une tension possédant la même forme que le demi-cycle positif de la tension d'entrée.
Lorsque la tension à l'entrée devient négative durant la seconde moitié de son cycle, la diode est en polarisation inverse. Il n'y a aucun courant et la tension aux bornes de la résistance est nulle (figure 3.21.c). Par conséquent, seuls les demi-cycles positifs de la tension c.a d'entrée apparaissent aux bornes de la charge. Puisque la polarité ne change pas à la sortie, nous obtenons une tension c.c. pulsative d'une fréquence de 60Hz (figure 3.21.d).
La valeur moyenne d'une tension de sortie d'un redresseur simple alternance est celle que vous mesurez avec un voltmètre en position c.c.

$$V_{MOY} = \frac{V_{crête}}{\pi} \qquad (3.14)$$

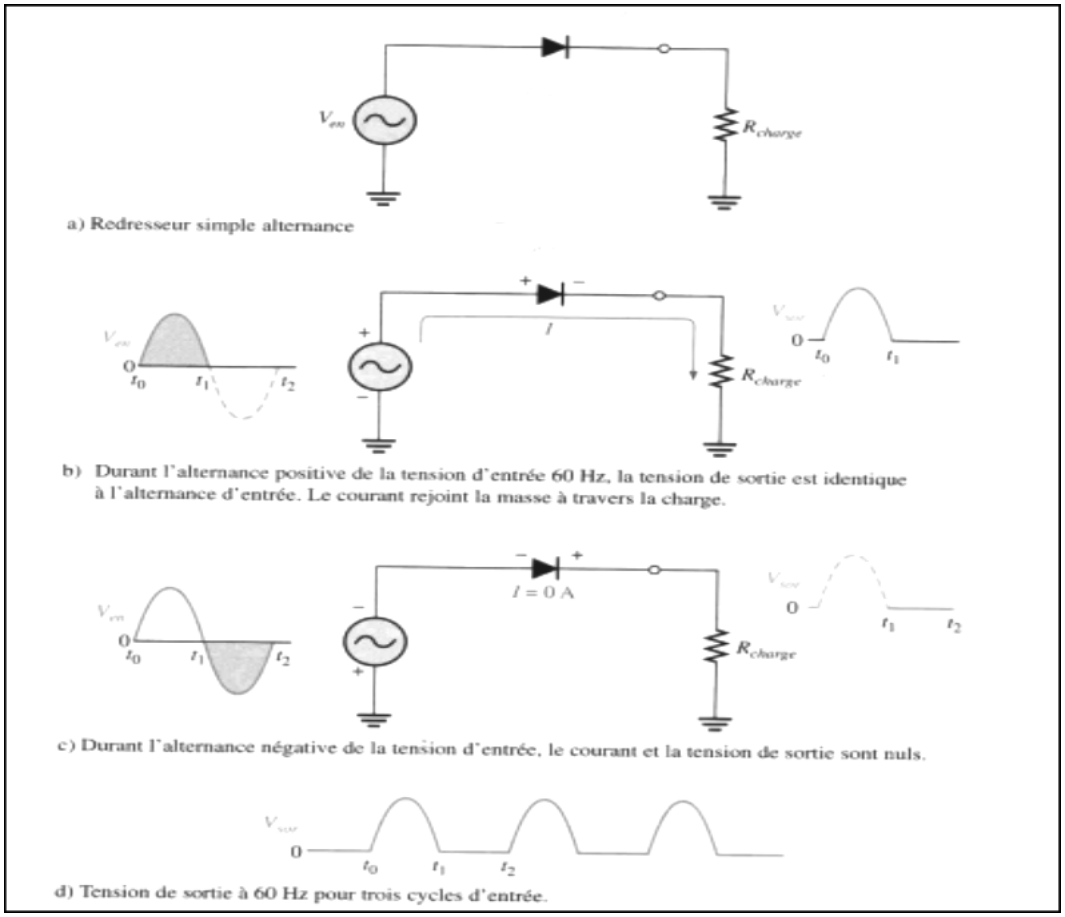


Figure 3.21 : Fonctionnement d'un redressement simple alternance.

Modifier avec WPS Office

Le facteur de forme :

$$F = \frac{I_{eff}}{I_{MOY}} \qquad (3.15)$$

Lorsque F=1 c'est un redressement parfait

Le taux d'ondulation

$$\tau = \sqrt{F^2-1} \qquad (3.16)$$

Le taux nous indique la qualité du redressement, un bon redressement signifie que taux est faible.

Effet de la barrière de potentiel de la diode sur V_{SOR} :
La tension à l'entrée doit franchir la barrière de potentiel avant que la diode ne puisse passer en polarisation directe (figure 3.22).

$$V_{crête(SOR)} = V_{crête(en)} - 0.7\ V \qquad (3.17)$$

On néglige l'effet de la barrière de potentiel dans le cas ou la tension crête d'entrée est beaucoup plus élevée.

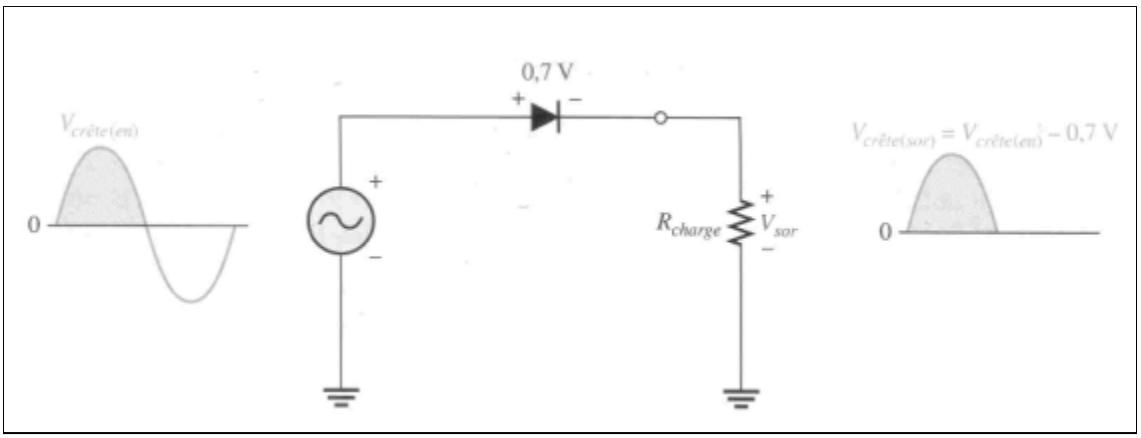


Figure 3.22 : Effet de la barrière de potentiel sur un redressement simple alternance.

3.3.1.2. Redressement double alternance

Le redresseur double alternance fournit un courant unidirectionnel à la charge pendant la durée complète du cycle d'entrée tandis que le redresseur simple alternance ne le permet que durant la moitié du cycle. (Figure 3.23).

Modifier avec WPS Office

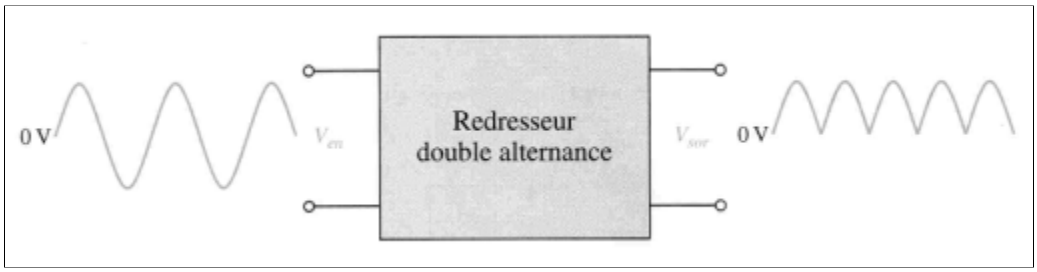


Figure 3.23 : redresseur double alternance.

Le nombre d'alternance positive que fournit le redresseur est le double de celui d'un redresseur simple alternance pour un même intervalle de temps. La valeur moyenne est donc :

$$V_{MOY} = \frac{2V_{crête}}{\pi} \qquad (3.18)$$

a. Redressement double alternance à prise médiane

Ce type de redresseur utilise deux diodes branchées au secondaire d'un transformateur à prise médiane. Le signal d'entrée est couplé au secondaire à travers le transformateur. La moitié de la tension du secondaire apparait entre la prise médiane et chaque coté du bobinage secondaire. Figure 3.24.

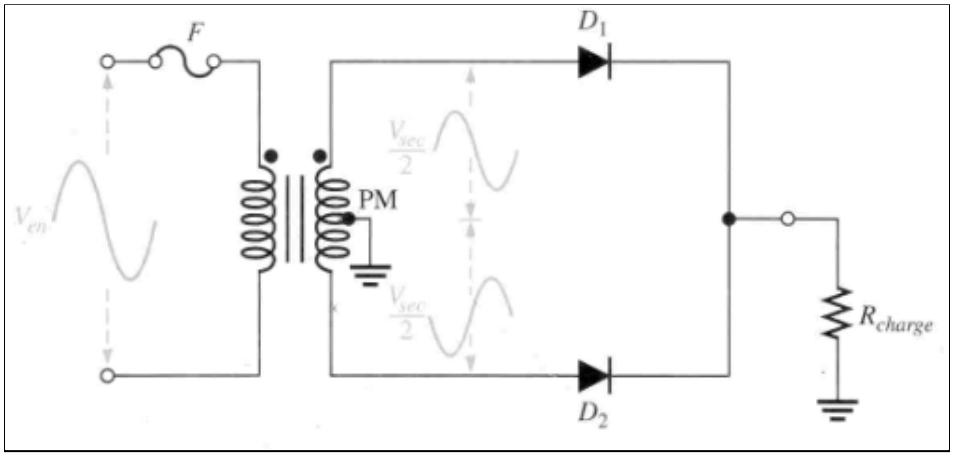


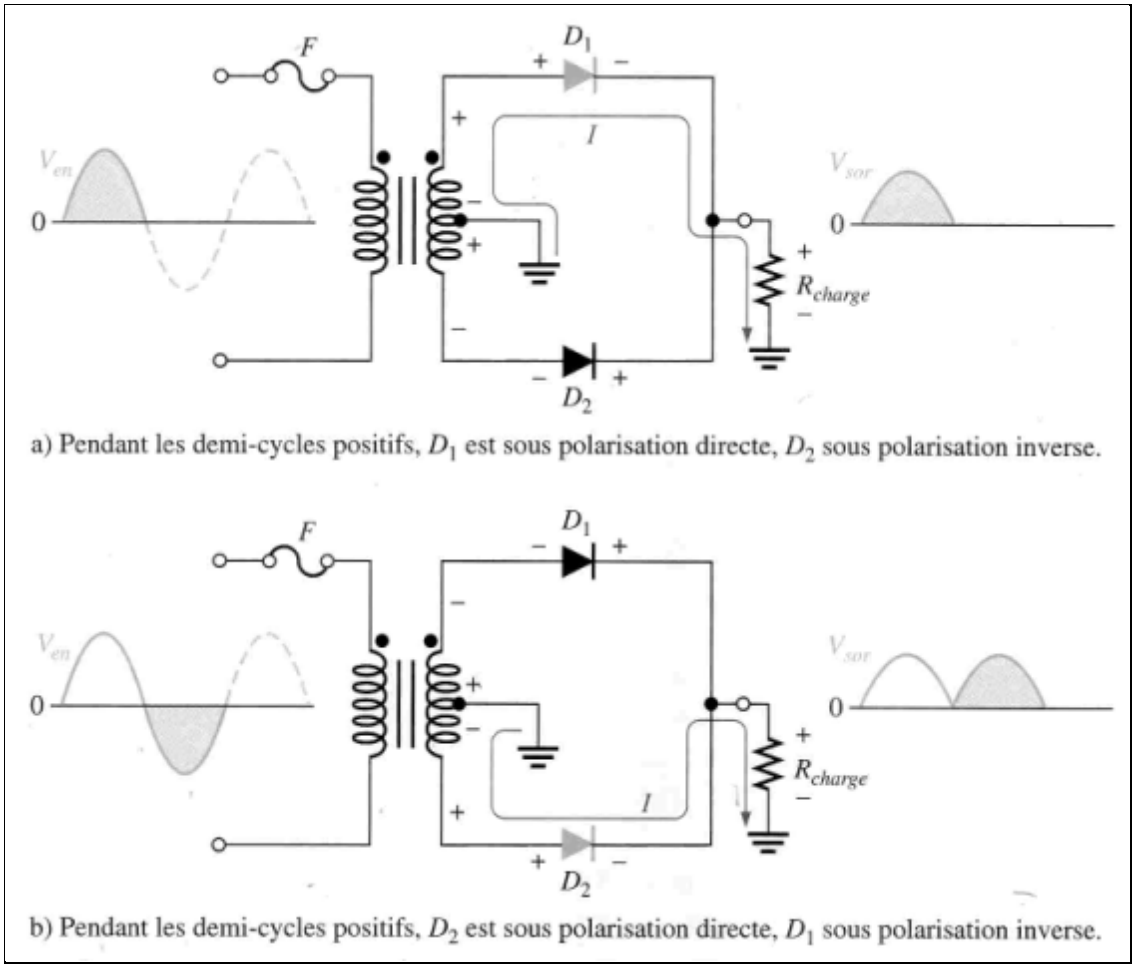
Figure 3.24 : redresseur double alternance à prise médiane.

Les polarités des tensions du secondaire pour un demi-cycle positif de la tension d'entrée sont illustrées à la figure 3.25.a. cette condition applique une polarisation directe sur la diode D_1 et une polarisation inverse sur la diode D_2. Le courant s'achemine à travers la diode D_1 et la résistance de charge R_{charge}. Pour un demi-cycle négatif de la tension d'entrée, les polarités des tensions du secondaires sont elles qu'illustrées à la figure 3.25.b. cette polarisation applique une polarisation inverse sur D_1 et une polarisation directe sur D_2. Le courant s'achemine à travers la diode D_2 et la résistance

Modifier avec WPS Office

de charge R_{charge}. Puisque le courant traverse la charge dans la même direction durant les deux cycles d'entrées, la tension de sortie produite aux bornes de la charge est une tension redressée double alternance.
Dans tous les cas, la tension de sortie d'un redresseur double alternance à prise médiane est toujours la moitié de la tension du secondaire, moins la perte par la diode, peut importe le rapport de transformation.

$$V_{crête(SOR)} = \frac{V_{sec}}{2} - 0.7\ V \qquad (3.19)$$



a) Pendant les demi-cycles positifs, D_1 est sous polarisation directe, D_2 sous polarisation inverse.

b) Pendant les demi-cycles positifs, D_2 est sous polarisation directe, D_1 sous polarisation inverse.

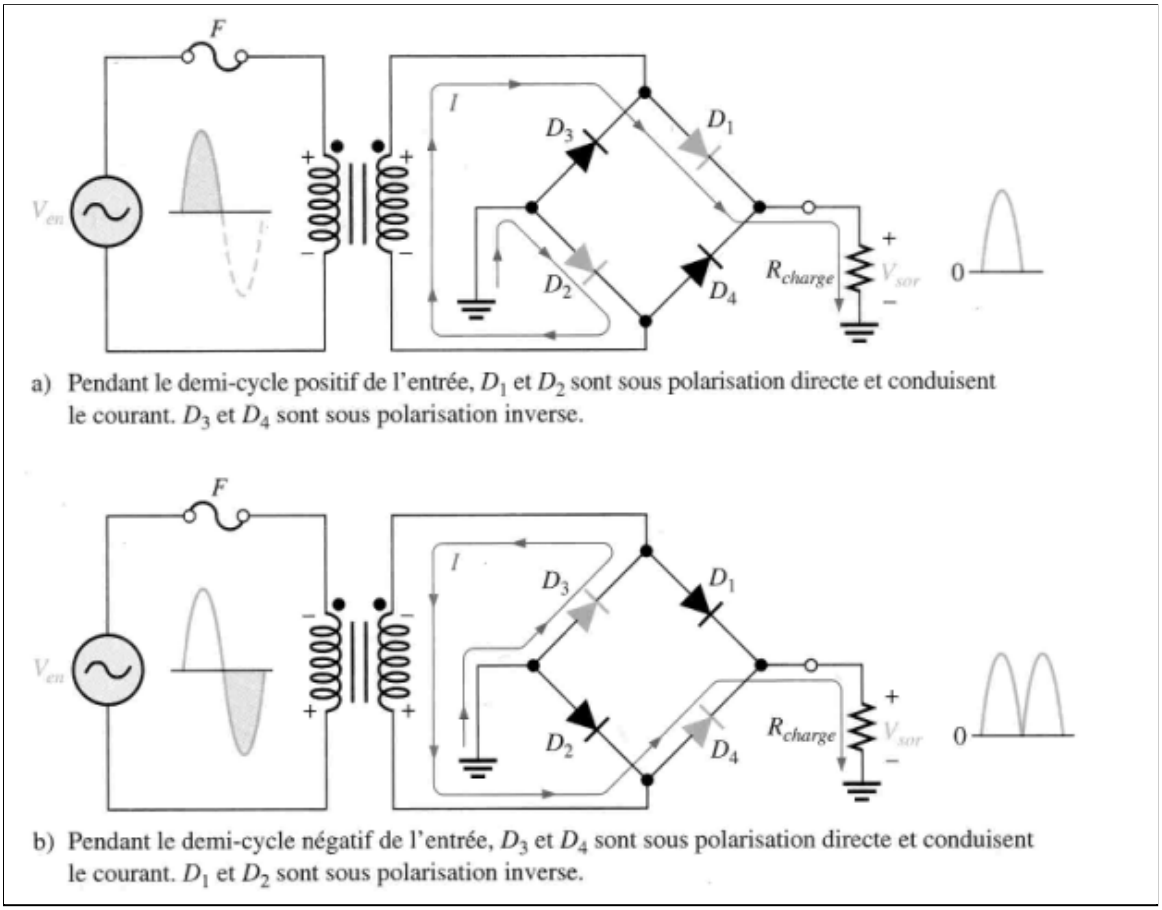
Figure 3.25 : Fonctionnement de base d'un redresseur double alternance à prise médiane.

b. Redressement double alternance en pont

Le redresseur double alternance en pont utilise quatre diodes, tel qu'illustré à la figure 3.26. Lorsque le cycle à l'entrée est positif comme à la partie (a), les diodes D_1 et D_2 sont sous polarisation directe et conduisent le courant dans la direction indiquée, une tension est développée au niveau de R_{charge} . Durant ce temps, les diodes D_3 et D_4 sont sous polarisation inverse.
Lorsque le cycle à l'entrée est négatif comme à la partie (b), les diodes D_3 et D_4 sont sous polarisation directe et conduisent le courant dans la direction indiquée, une tension

Modifier avec WPS Office

est développée au niveau de R_{charge} . Durant ce temps, les diodes D_1 et D_2 sont sous polarisation inverse.



a) Pendant le demi-cycle positif de l'entrée, D_1 et D_2 sont sous polarisation directe et conduisent le courant. D_3 et D_4 sont sous polarisation inverse.

b) Pendant le demi-cycle négatif de l'entrée, D_3 et D_4 sont sous polarisation directe et conduisent le courant. D_1 et D_2 sont sous polarisation inverse.

Figure 3.26 : Fonctionnement de base d'un redresseur double alternance en pont.

La tension de sortie d'un pont est (figure 3.27.a) :

$$V_{crête(SOR)} = V_{crête(sec)} \qquad (3.20)$$

Comme on peut le constater à la figure 3.27.b, les deux diodes sont toujours en série avec la résistance de charge durant les deux demi-cycles positif et négatif. Si les deux chutes de tension aux bornes des diodes sont prises en compte, la tension de sortie sera :

$$V_{crête(SOR)} = V_{crête(sec)} - 1.4\ V \qquad (3.21)$$

Modifier avec WPS Office

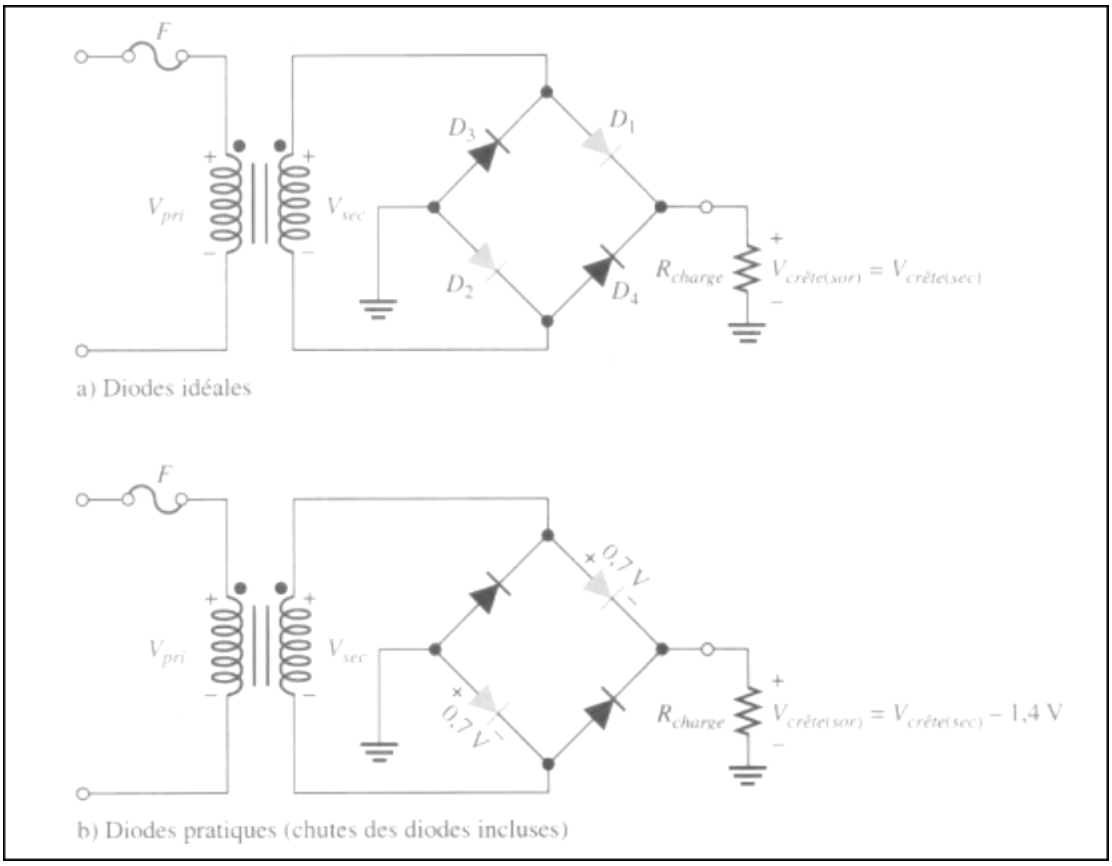


Figure 3.27 : Fonctionnement d'un redresseur double alternance en pont pendant le demi-cycle positif de la tension au secondaire.

Filtre à condensateur

Dans la plupart des blocs d'alimentation, la ligne électrique doit être convertit en une tension continue suffisamment constante. La sortie pulsative d'un redresseur doit être filtrée pour réduire les grandes variations de tension (figure 3.28).

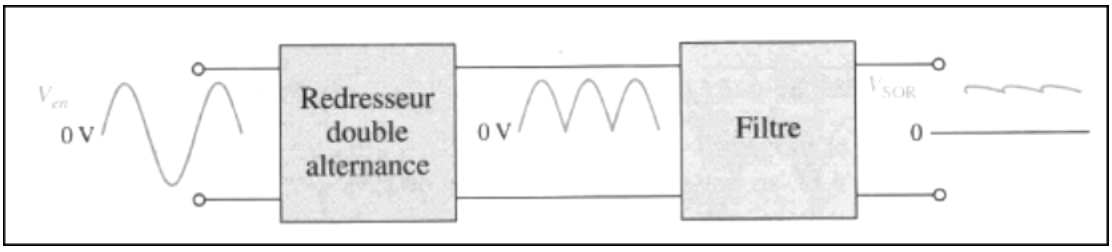
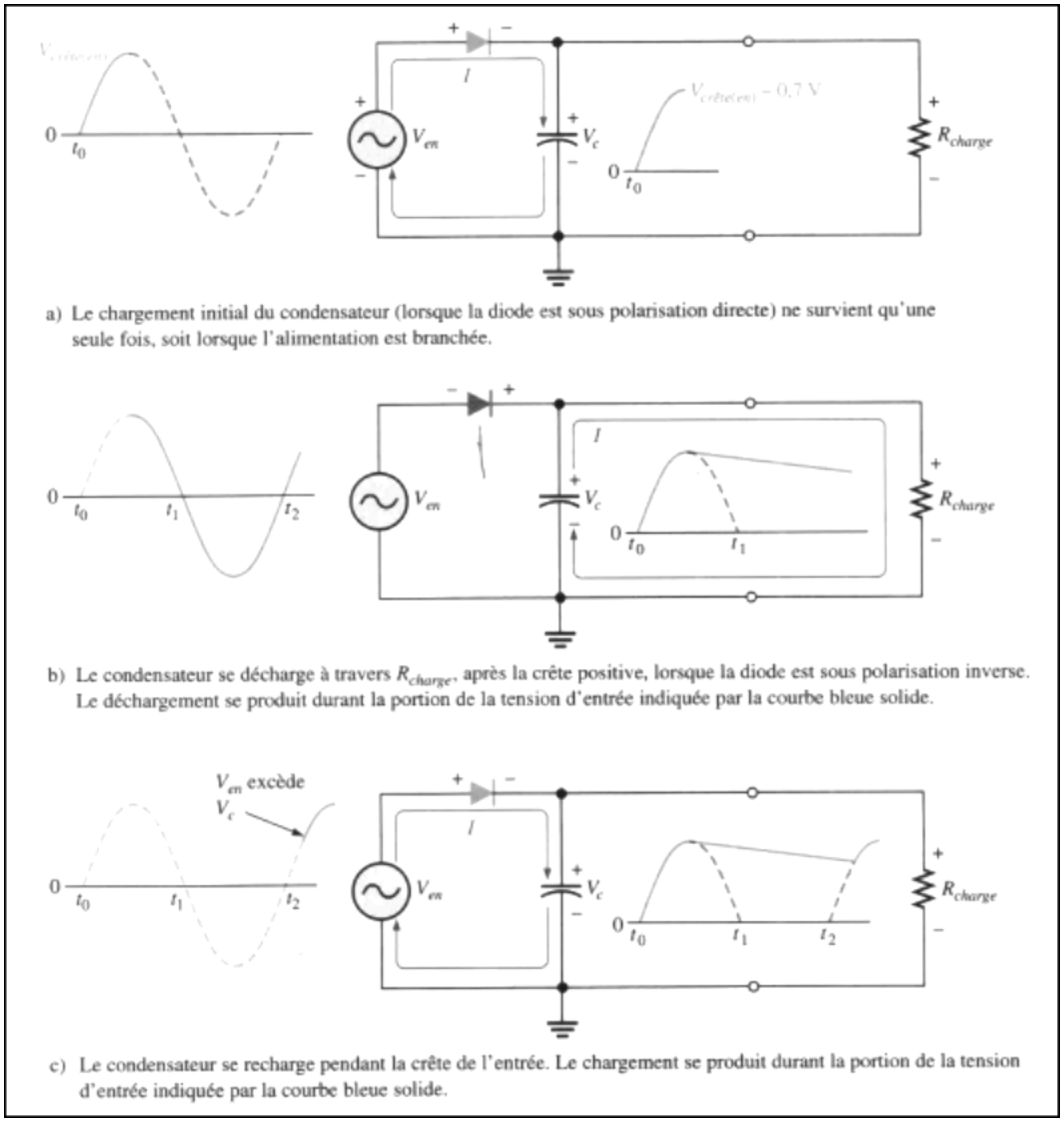


Figure 3.28 : Action d'un filtre de bloc d'alimentation.

La figure 3.29 représente un redresseur simple alternance avec filtre à condensateur. Durant le premier quart de cycle positif, la diode est sous polarisation directe et permet au condensateur de se charger, jusqu'à la valeur crête de l'entrée moins 0.7 V. après avoir atteint la crête, lorsque le signal d'entrée décroit, le condensateur retient sa charge

Modifier avec WPS Office

et la diode devient sous polarisation inverse puisque la cathode est plus positive que son anode. Durant le reste du cycle, le condensateur ne peut se décharger qu'à travers la résistance, à une vitesse déterminée par la constante de temps $\tau = R_{charge}.C$. Plus la constante de temps sera élevée, moins le condensateur se déchargera.



a) Le chargement initial du condensateur (lorsque la diode est sous polarisation directe) ne survient qu'une seule fois, soit lorsque l'alimentation est branchée.

b) Le condensateur se décharge à travers R_{charge}, après la crête positive, lorsque la diode est sous polarisation inverse. Le déchargement se produit durant la portion de la tension d'entrée indiquée par la courbe bleue solide.

c) Le condensateur se recharge pendant la crête de l'entrée. Le chargement se produit durant la portion de la tension d'entrée indiquée par la courbe bleue solide.

Figure 3.29 : Action d'un redresseur simple alternance muni d'un filtre à condensateur.

Coefficient d'ondulation (r) (pour ripple factor) est une induction de l'efficacité du filtre et est définie par :

$$r = \frac{V_{0(\text{crête-à crête})}}{V_{MOY}} \text{-} 0.7\ V \qquad (3.22)$$

Où la tension $V_{0(\text{crête-à crête})}$ la valeur crête à crête de la tension d'ondulation, et V_{MOY} est la valeur moyenne de la tension de sortie du filtre (figure 3.30).

Modifier avec WPS Office

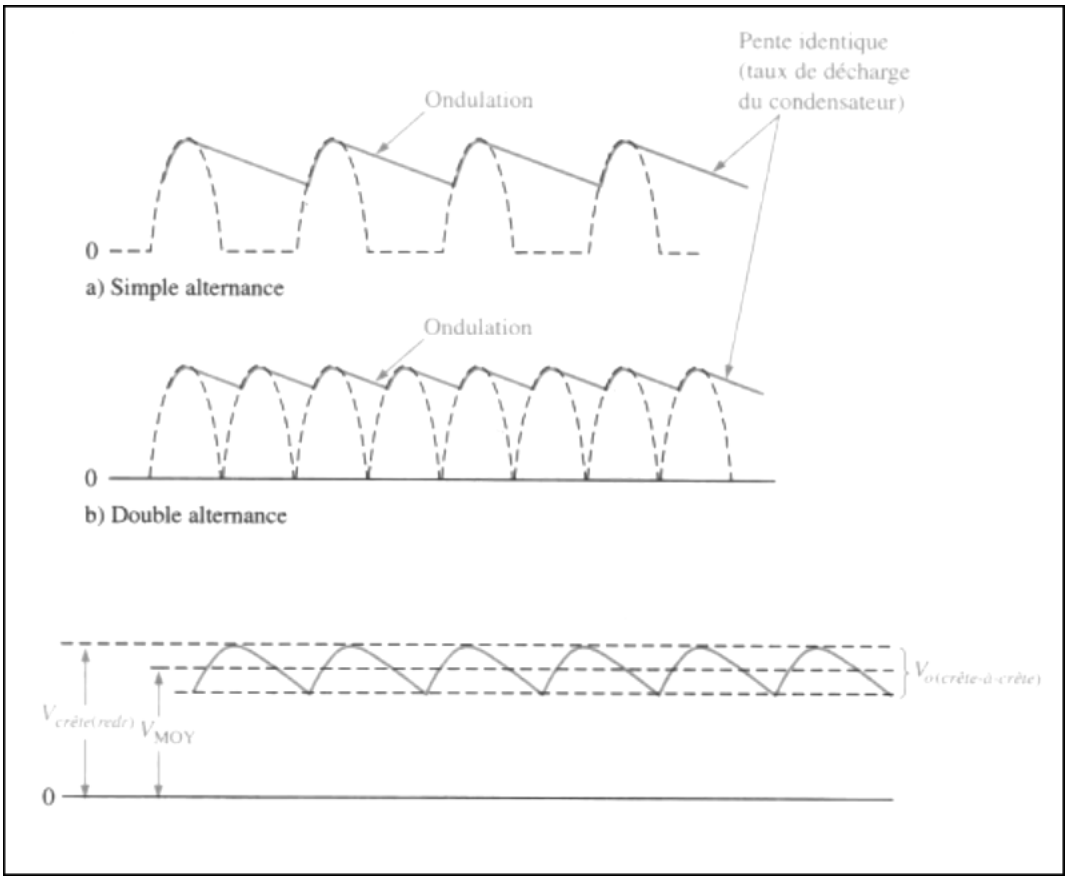


Figure 3.30 : les tensions d'ondulations des deux redresseurs simple et double alternance.

Pour le filtre double alternance, les approximations des deux tensions sont exprimées par les formules suivantes :

$$V_{0(\text{crête-à crête})} \cong \left(\frac{1}{fR_{charge}C}\right) V_{crête(redr)} \qquad (3.23)$$

$$V_{MOY} \cong \left(1-\frac{1}{2fR_{charge}C}\right) V_{crête(redr)} \qquad (3.24)$$

Où $V_{crête(redr)}$ est la valeur crête de la tension redressée.

3.3 .2 Stabilisation de la tension par une diode Zener [4]

La figure 3.31 illustre le symbole schématique de la diode Zener. La diode Zener est un composant à jonction PN au Silicium qui diffère d'une diode de redressement régulière puisqu'elle est conçue pour être opérée en polarisation inverse. La tension de claquage inverse de cette diode est ajustée en contrôlant soigneusement le niveau de dopage lors du procédé de fabrication.

Modifier avec WPS Office

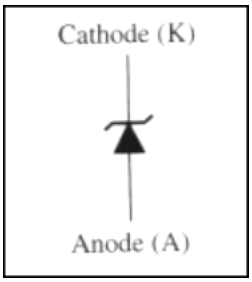


Figure3.31 : Symbole de la diode Zener

Nous avons vu la courbe caractéristique de la diode à jonction. Lorsqu'une diode atteint le claquage inverse, sa tension demeure presque constante bien que le courant puisse varier de façon drastique. A la figure 3.32, avec les régions d'opération normale des diodes de redressements et de la diode Zener en grisé. Si une polarisation directe est appliquée à une diode Zener, elle fonctionne comme une diode de redressement régulière.

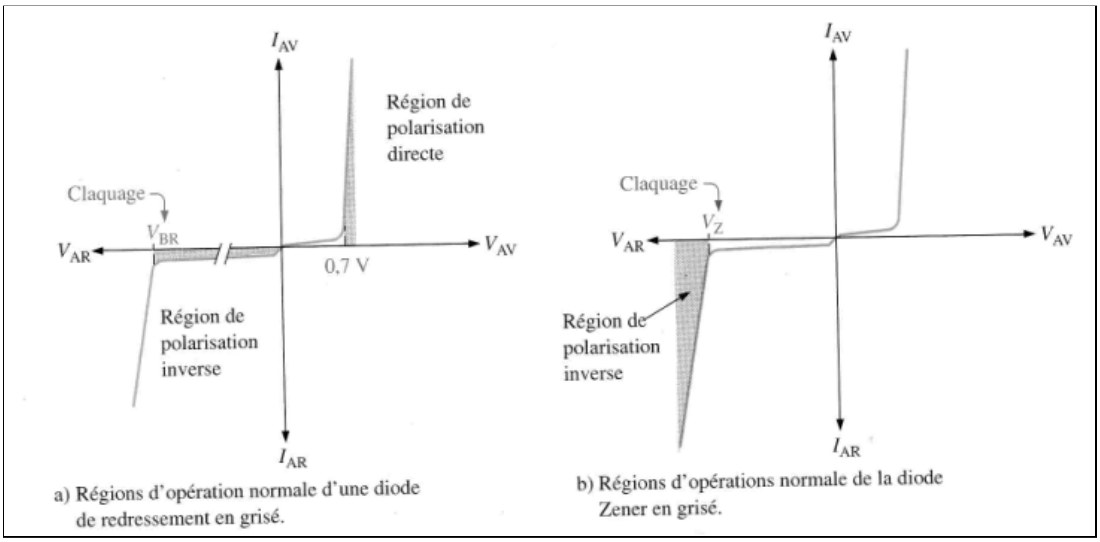


Figure 3.32 : Caractéristique générale de la diode.

Les diodes Zener sont conçues pour fonctionner en claquage inverse. Les diodes Zener dont les tensions de claquage sont inférieures à environ 5 V fonctionnent d'une manière prédominante en claquage Zener (région d'appauvrissement très étroite). Celles dans les tensions de claquages sont supérieures à 5 V fonctionnent pour la plupart en claquage avalanche. Toutefois, elles sont toutes les deux disponibles sur le marché pour des tensions variant entre 1.8 V et 200 V avec une tolérance entre 1% et 20%.

Caractéristique de claquage

La figure 3.33 montre la portion inverse de la courbe caractéristique d'une diode Zener. Remarquez qu'à mesure que la tension inverse (V_{AR}) est augmentée, le courant inverse (I_{AR}) demeure infime jusqu'au genou de la courbe. Le courant inverse est également appelé le courant Zener I_Z. À ce point l'effet de claquage commence : la résistance interne Zener (R_Z) aussi appélée Z_Z commence à diminuer à mesure que le courant

Modifier avec WPS Office

Zener augmente rapidement. Au bas de ce genou, la tension de claquage Zener demeure essentiellement constante à mesure que le courant Zener augmente.

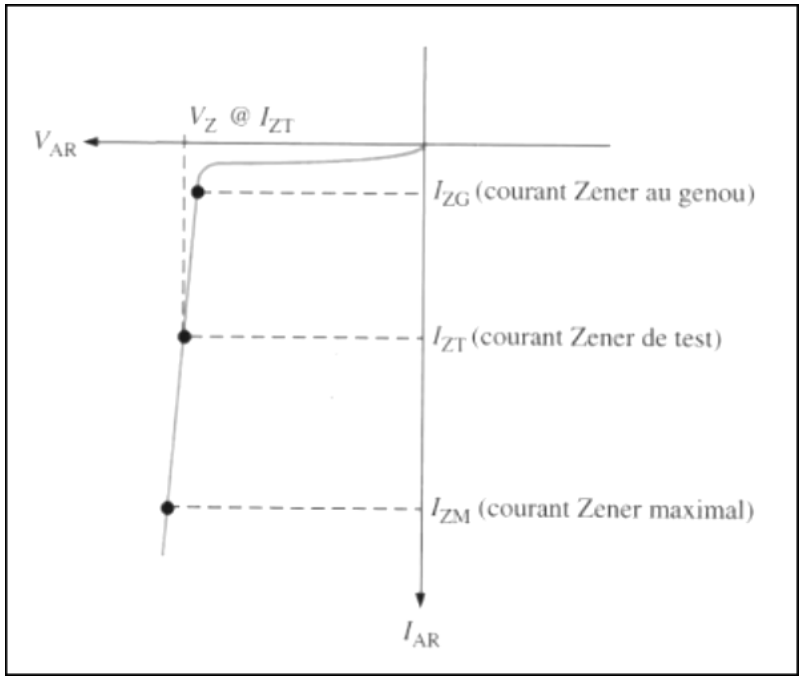


Figure 3.33 : Caractéristique inverse de la diode Zener.

Régulation Zener

La caractéristique principale de la diode Zener est son habileté à garder une tension essentiellement constante à ses bornes. Une diode Zener opérant en claquage inverse agit comme un régulateur de tension parce qu'elle maintient une tension presque constante à ses bornes pour une échelle spécifique de valeurs en courant inverse.
Une valeur minimale de courant inverse I_{ZG}, doit être maintenue afin de garder la diode en claquage pour qu'elle effectue la régulation de tension. A la figure 3.33, la courbe illustre une diminution de tension de façon drastique lorsque le courant inverse est réduit au-dessous du genou de la courbe et que l'action de régulation est perdue. Il faut également s'assurer de ne pas dépasser la valeur maximale de courant I_{ZM}, pour ne pas endommager la diode.
Donc, la diode Zener pourra maintenir une tension à peu prés constante à ces bornes pour les valeurs de courant inverse comprises entre I_{ZG} et I_{ZM}.

Circuit équivalent Zener

La figure 3.34.a illustre le modèle idéal d'une diode Zener en claquage inverse. La figure 3.34.b représente le modèle pratique où l'on y inclut l'impédance Zener.

$$Z_z = \frac{\Delta V_z}{\Delta I_z} \qquad (3.25)$$

Modifier avec WPS Office

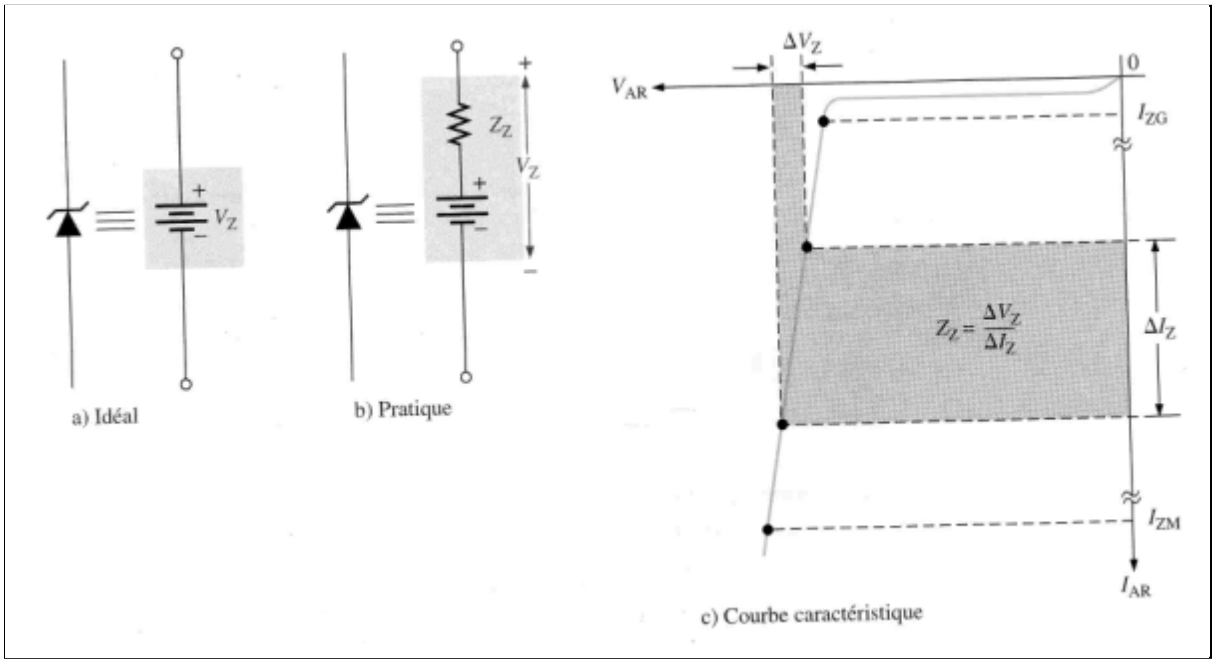


Figure 3.34 : Modèles de circuits équivalents à diode Zener et courbe caractéristique illustrant Z_Z.

Régulation diode Zener avec tension d'entrée variable

Les diodes Zener sont largement utilisées pour la régulation de tension, elle peut être utilisée pour la régulation d'une tension c.c. variable et maintenir cette dernière à un niveau constant. Ce procédé est appelé régulation de ligne ou d'entrée. Cependant lorsque V_{EN} varie, I_Z varie aussi proportionnellement. Ainsi les limites de la variation à l'entrée sont déterminées par les valeurs de courant minimale et maximale (I_{ZG} et I_{ZM}) avec lesquelles la diode peut fonctionner. La résistance R limite le courant.

Par exemple, supposons que la diode Zener 1N4740 de 10 V à la figure 3.35 peut maintenir la régulation pour une échelle de valeurs de courant Zener comprise entre I_{ZG}= 0.25 mA et I_{ZM} = 100 mA.

Pour le courant Zener minimal, la tension aux bornes de la résistance de 220 Ω est :

$$I_{ZM} = \frac{P_{D(max)}}{V_Z} = \frac{1\ W}{10\ V} = 100\ mA \qquad (3.26)$$

$$V_R = I_{ZG}R = (0.25\ mA)(220\,\Omega) = 55\ mV \qquad (3.27)$$

Modifier avec WPS Office

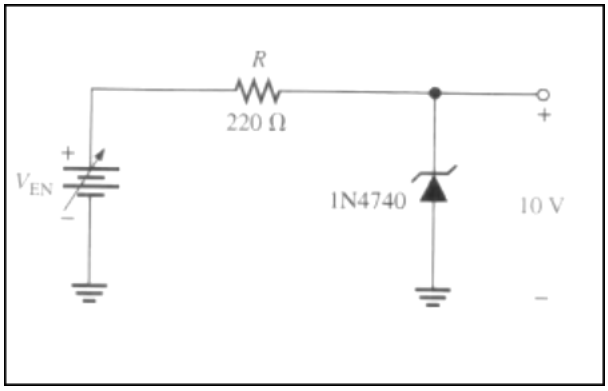


Figure 3.35 : Exemple de régulation Zener d'une tension d'entrée variable.

Régulation diode Zener avec charge variable

La figure 3.36 illustre un régulateur Zener avec une charge variable aux bornes de la sortie. La diode maintient une tension constante aux bornes de R_{charge} aussi longtemps que le courant Zener est supérieur à I_{ZG} et inférieur à I_{ZM}. Ce procédé est appelé régulation de charge.

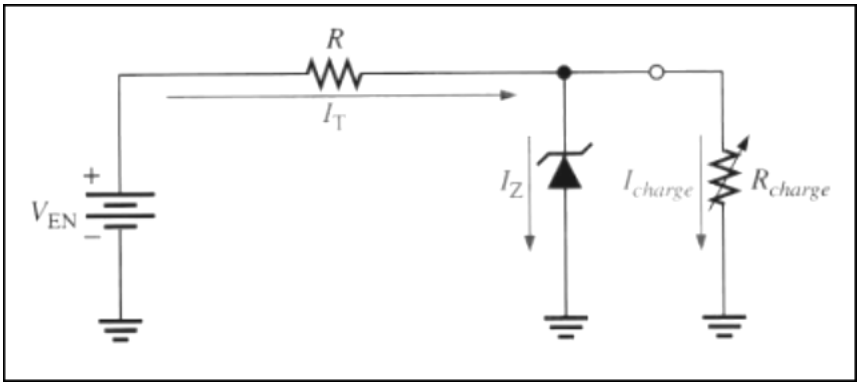


Figure 3.36 : Exemple de régulation Zener d'une charge variable.

$$I_{Z(max)} = I_T = \frac{V_{EN} - V_Z}{R} \qquad (3.28)$$

$$I_{charge(max)} = I_T - I_{ZG} \qquad (3.29)$$

$$R_{charge(min)} = \frac{V_Z}{I_{charge(max)}} \qquad (3.30)$$

Limiteur Zener

Les diodes Zener peuvent être utilisées dans des applications c.a. pour limiter les ondulations de la tension à des niveaux désirés. La figure 3.37 illustre trois exemples d'utilisation de base de la diode Zener comme limiteur. La partie (a) illustre une diode

Modifier avec WPS Office

Zener utilisée pour limiter la crête positive d'un signal à une tension Zener choisie. Durant l'alternance négative, la diode Zener agit comme une diode en polarisation directe et limite la tension négative à - 0.7 V. Partie (b) la crête négative est limitée par l'action de la diode Zener et la tension positive est limitée à +0.7 V. partie (c), deux diodes Zener dos à dos limitent les deux crêtes à la tension Zener ±0.7 V. durant l'alternance négative D_2 fonctionne comme un limiteur et D_1 fonctionne comme une diode sous polarisation directe. Les rôles sont inversés durant l'alternance négative.

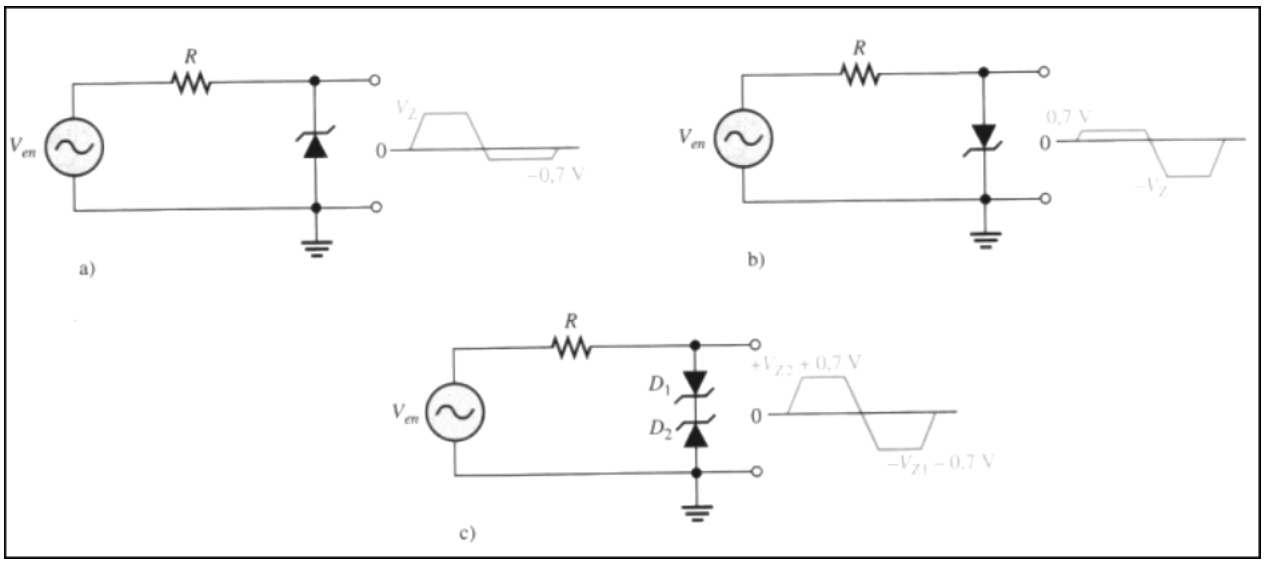


Figure 3.37 : Action de base de la diode Zener comme limiteur sur une tension d'entrée sinusoïdale.

3.3 .3 Ecrêtage [4]

La figure 3.38.a illustre un écrêteur aussi appelé limiteur qui écrête ou limite la portion positive du signal d'entrée. Comme le signal d'entrés devient positif, la diode est sous polarisation directe. Lorsque la tension d'entrée revient sous 0.7 V, la diode passe en polarisation inverse et apparait comme un circuit ouvert. La sortie devient alors identique à la tension d'entrée, mais d'une magnitude déterminée par le diviseur de tension formé par R_1 et la résistance de charge R_{charge}, comme suit :

$$V_{SOR} = \left(\frac{R_{charge}}{R_{charge}+R_1}\right) V_{en} \qquad (3.31)$$

Si R_1 est faible comparativement à R_{charge} alors $V_{SOR}= V_{en}$

Pivotons la diode, comme sur la figure 3.38.b. la partie négative du signal d'entrée est alors coupée. Lorsque la diode est sous polarisation directe, durant la partie négative du signal d'entrée, la tension au point A est maintenue à -0.7 V par la perte de la diode. Lorsque le signal d'entrée excède -0.7 V, la diode n'est plus en polarisation directe et une tension proportionnelle au signal d'entrée apparait à R_{charge} .

Modifier avec WPS Office

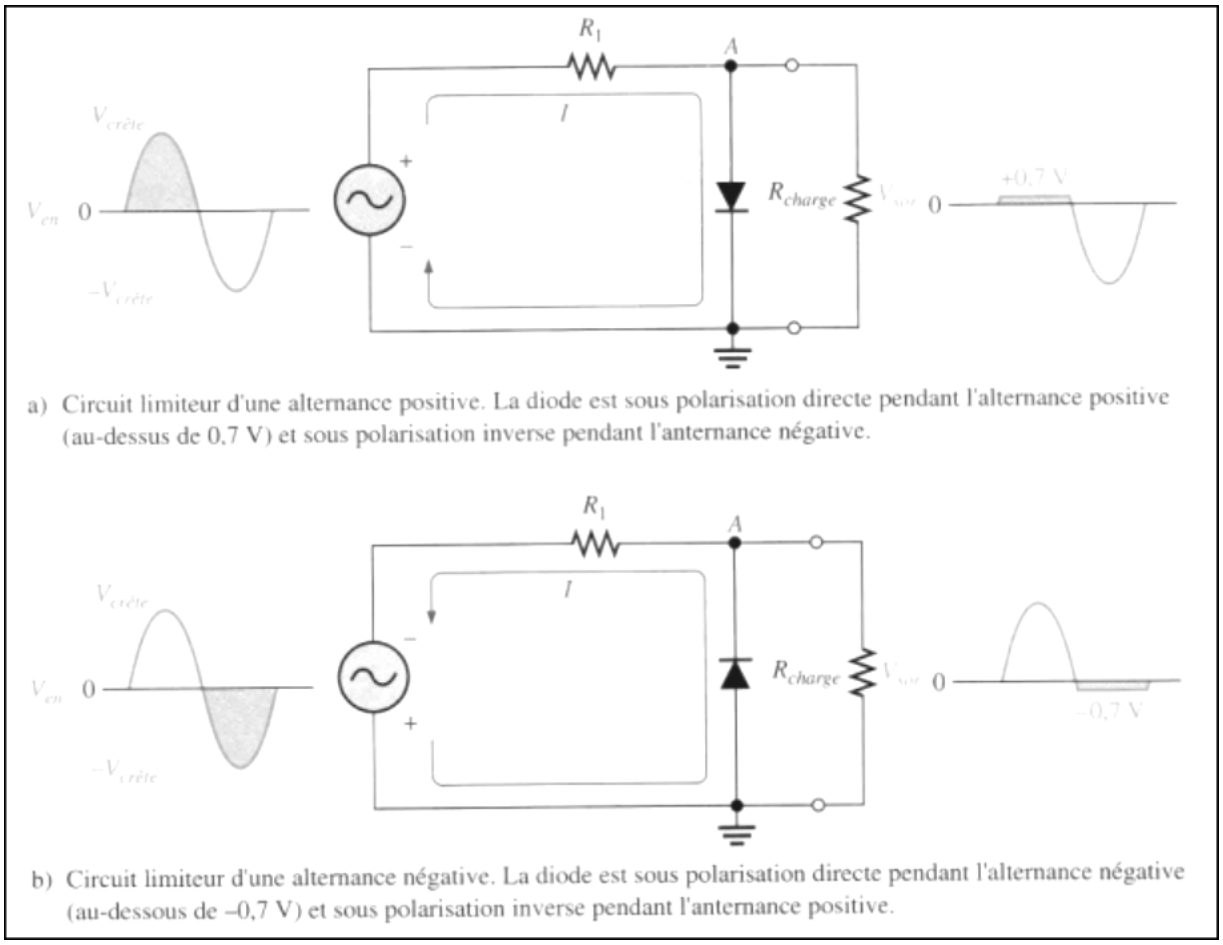


Figure 3.38 : Exemples de circuits limiteurs à diode.

Limiteurs polarisés

On peut ajuster le niveau auquel une tension c.a. sera limitée en ajoutant une tension de polarisation, V_{POL}, en série avec la diode, comme l'illustre la figure 3.39.

Si la tension de polarisation est augmentée ou diminuée, le niveau limiteur change également (figure 3.40).

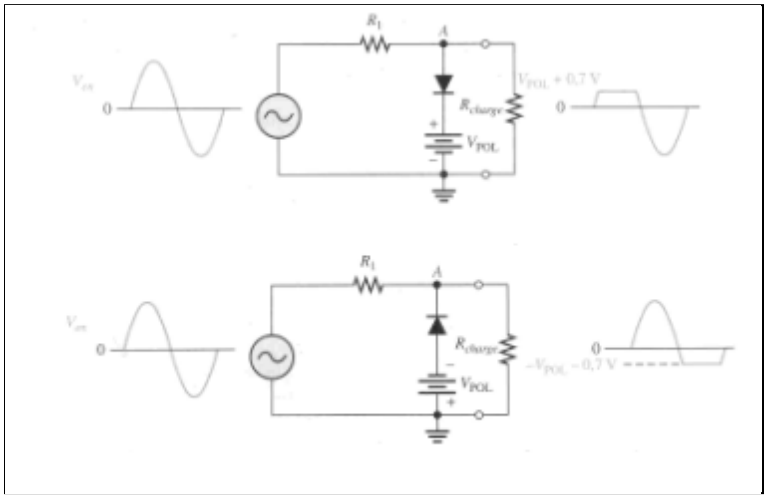


Figure 3.39 : Un circuit limiteur en polarisation positif et négatif.

Modifier avec WPS Office

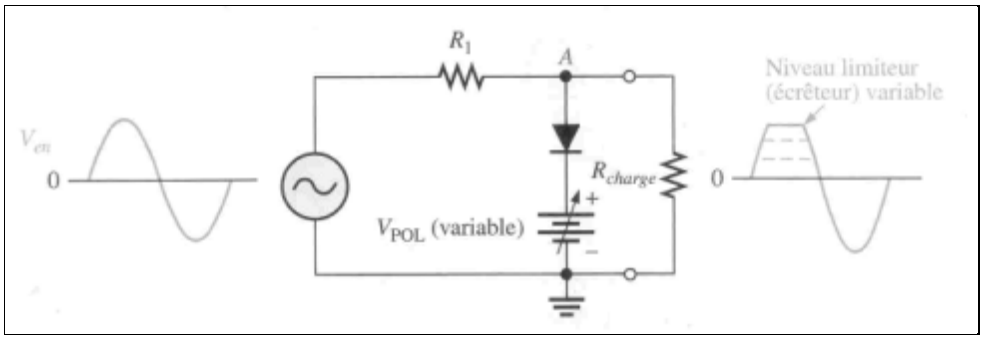


Figure 3.40 : Un limiteur positif a polarisation variable.

En pivotant la diode, le limiteur positif peut être modifié afin de limiter la tension de sortie à la portion du signal d'entrée se trouvent au-dessus de V_{POL} - 0.7 V, telles qu'illustrées par les formes d'onde à la figure 3.41.a. De façon similaire, le limiteur négatif peut être modifié afin de limiter la tension de sortie à la portion du signal d'entrée se trouvent sous -V_{BIAS} + 0.7 V. telles qu'illustrées par les formes d'onde à la figure 3.41.b.

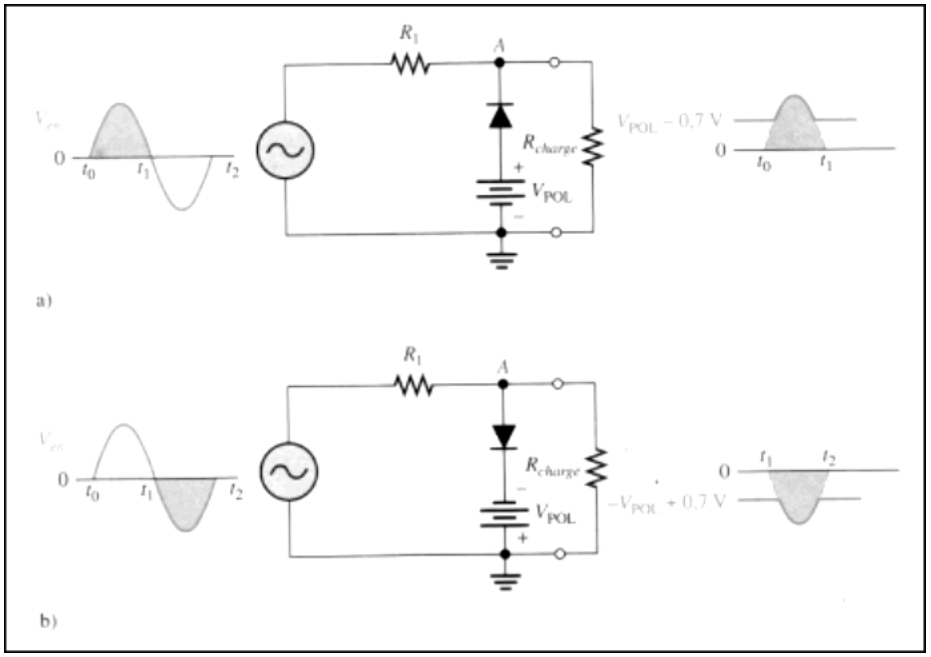


Figure 3.41 : Un limiteur a polarisation.

3.3 .4 Multiplicateur de tension [4]

Les multiplicateurs de tension utilise la technique de fixation de niveau afin d'accroitre les tensions crêtes redressées plutôt que d'augmenter la tension à l'entrée du transformateur. Les facteurs de multiplications de deux, trois ou quatre sont les plus communs, dans cette partie nous étudierons les doubleurs de tensions. Les multiplicateurs de tension sont utilisés dans les applications à haute tension et à faible courant comme les récepteurs de télévision.

Doubleurs de tension

Doubleur de tension simple alternance

Modifier avec WPS Office

Un Doubleur de tension simple alternance est illustré à la figure 3.42. Durant le demi-cycle positif de la tension au secondaire, la diode D_1 est sous polarisation directe et D_2 sous polarisation inverse. Le condensateur C_1 est chargé à la valeur crête de la tension du secondaire moins la perte par la diode. Durant le demi-cycle négatif, la diode D_2 est sous polarisation directe et D_1 sous polarisation inverse. Puisque C_1 ne peut pas se décharger, la valeur crête de la tension aux bornes de C_1 s'ajoute à la tension du secondaire afin de charger C_2 à environ $2V_{crête}$, la tension aux bornes de C_2 est :

$$V_{C1} - V_{C2} + V_{crête} = 0 \rightarrow V_{C2} = V_{C1} + V_{crête} \qquad (3.32)$$

Si on néglige la chute de tension aux bornes de D_2, $V_{C1} = V_{crête}$. Par conséquent,

$$V_{C2} = V_{crête} + V_{crête} = 2\,V_{crête} \qquad (3.33)$$

Sans résistance de charge, C_2 reste chargé à environ $2V_{crête}$. Si une résistance de charge est branchée à la sortie, C_2 se décharge lentement à travers elle pendant le prochain demi-cycle positif et est ensuite rechargé à la valeur de $2V_{crête}$ pendant le demi-cycle négatif suivant. La sortie résultante est une demi-onde de tension filtrée par condensateur. La tension inverse de crête de chaque diode est de $2V_{crête}$.

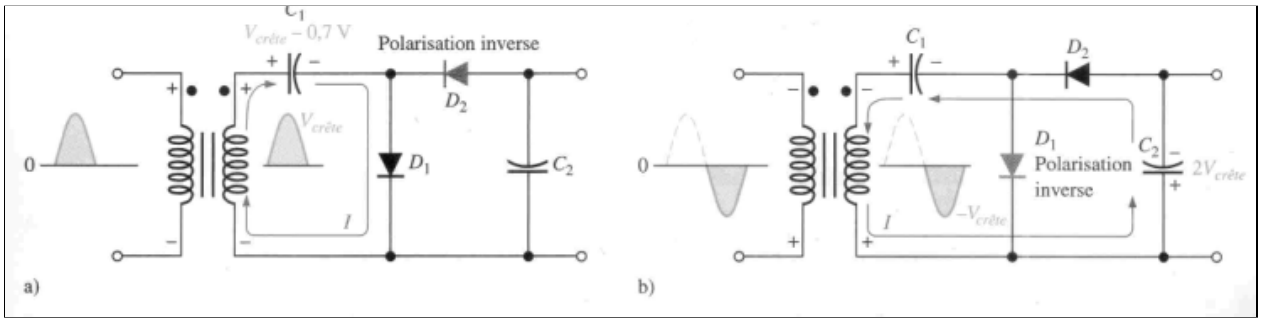


Figure 3.42 : Doubleur de tension simple alternance.

Doubleur de tension double alternance

Un doubleur pleine alternance est illustré à la figure 3.43. Lorsque la tension du secondaire est positive, D1 est sous polarisation directe et C1 se charge à environ $V_{crête}$ (figure 2.43.a). Durant le demi-cycle négatif, D2 est sous polarisation directe et C2 se charge à environ $V_{crête}$ comme à la partie (b). la tension de sortie, 2 $V_{crête}$ est recueillie aux bornes des deux condensateurs en série.

Modifier avec WPS Office

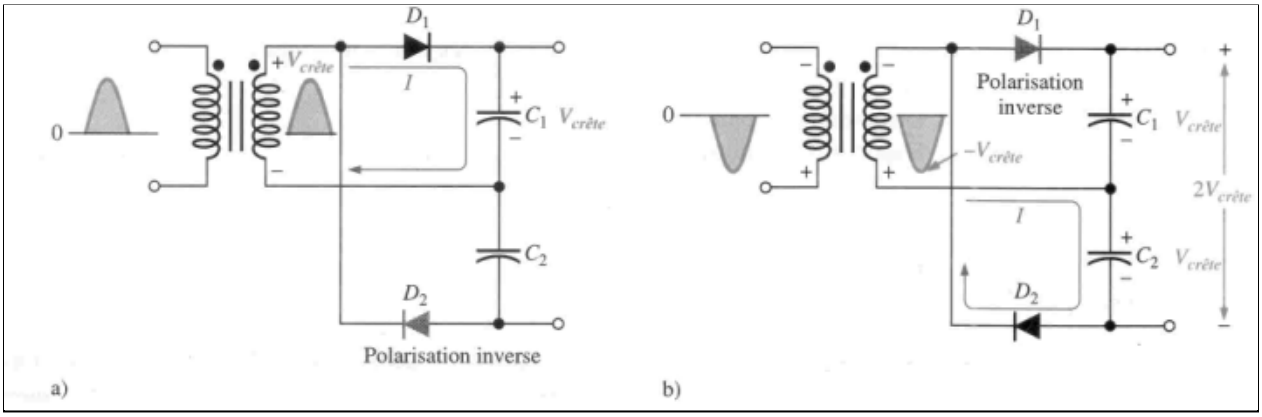


Figure 3.43 : Doubleur de tension double alternance.

3.3 .5 Les autres types de diodes : Varicap, DEL, Photodiode [4]

- **La diode Varicap**

La diode à capacité variable est également appelée diode varactor. La capacité de sa jonction varie selon la tension de polarisation inverse. Ces diodes sont spécifiquement conçues pour profiter de la caractéristique de capacité variable. La capacité peut être changée en variant la tension inverse. Ces composants sont principalement utilisés dans les circuits électroniques de syntonisation, employés dans les systèmes de communication.
La région d'appauvrissement créée par la polarisation inverse agit comme un condensateur diélectrique par ces caractéristiques non conductrices. Les régions P et N sont conductrices et jouent le rôle des plaques du condensateur (figure 3.44).

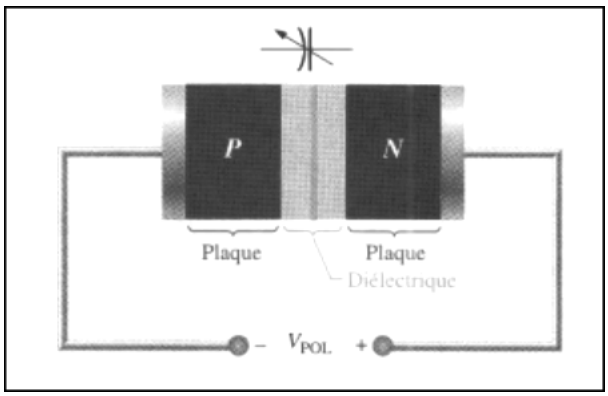
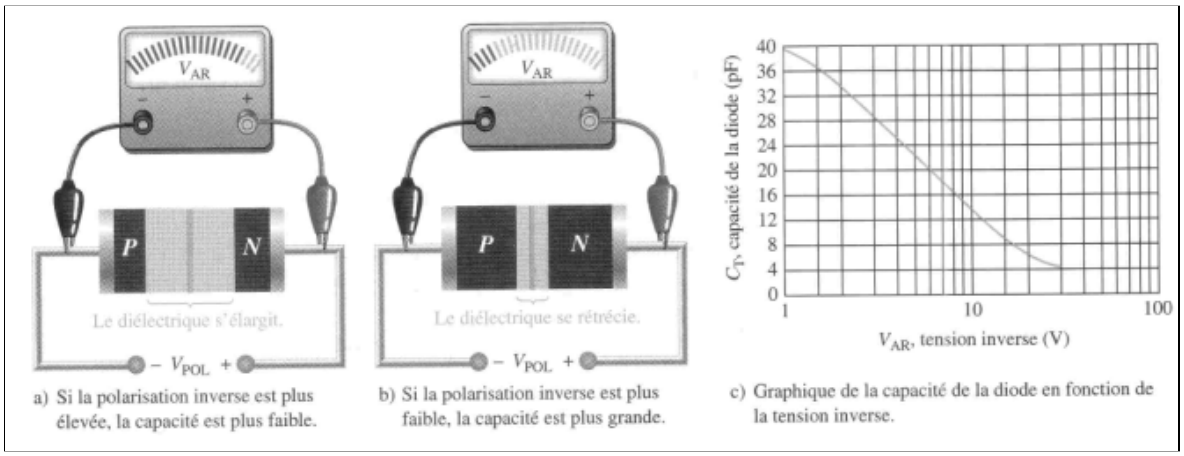


Figure 3.44 : Action de la diode Varicap.

Lorsque la tension d'alimentation inverse augmente, la région d'appauvrissement s'élargit pour augmenter l'épaisseur du diélectrique et ainsi diminuer la capacité. Lorsque la tension de polarisation inverse diminue, la région d'appauvrissement devient plus étroite et par conséquent augmente la capacité (figure 3.45). Une courbe générale de la capacité de la diode (C_T) en fonction de la tension inverse, Pour cette varicap particulière, C_T varie de 40 pF à un peu plus de 4 pFà mesure que VAR varie de 1 V à 40 V.

Modifier avec WPS Office



a) Si la polarisation inverse est plus élevée, la capacité est plus faible.

b) Si la polarisation inverse est plus faible, la capacité est plus grande.

c) Graphique de la capacité de la diode en fonction de la tension inverse.

Figure 3.45 : variation de la capacité de la diode Varicap en fonction de la tension inverse.

- **La diode DEL**

C'est un composant optoélectronique, elle émet de la lumière. La DEL peut contenir de l'arséniure de gallium (GaAs), Du phosphate arséniure de gallium (GaAsP), ou du phosphate de gallium (GaP). Les DEL de matériau GaAs émettent un rayonnement invisible infrarouge (IR), celles de matériau GaAsP émettent un rayonnement visible rouge ou jaune et celles de matériau GaP émettent aussi un rayonnement visible bleu, mais la DEL à lumière visible rouge est la plus commune (figure 3.46).

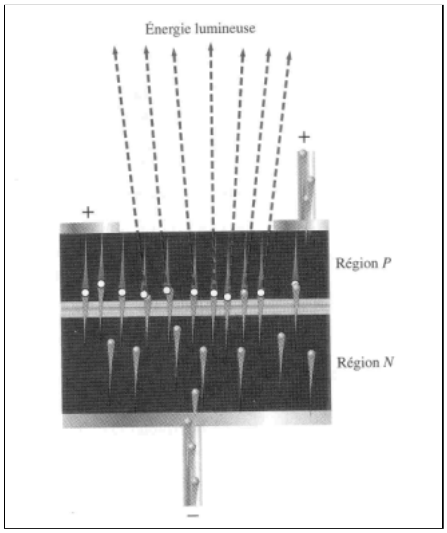


Figure 3.46 : Electroluminescence dans une DEL en polarisation directe.

La tension avant aux bornes d'une DEL est considérablement plus élevée que celle d'une diode au Si. La tension maximale VAV typique d'une DEL se situe entre 1.2 V et 3.2 V, selon le composant utilisé.

La DEL émet de la lumière lorsqu'elle est traversée par un courant avant suffisant, tel qu'illustré à la figure 3.47. La quantité de lumière émise est directement proportionnelle au courant avant. Plus le courant (I_{AV}) est élevé, plus le faisceau lumineux sera puissant.

Modifier avec WPS Office

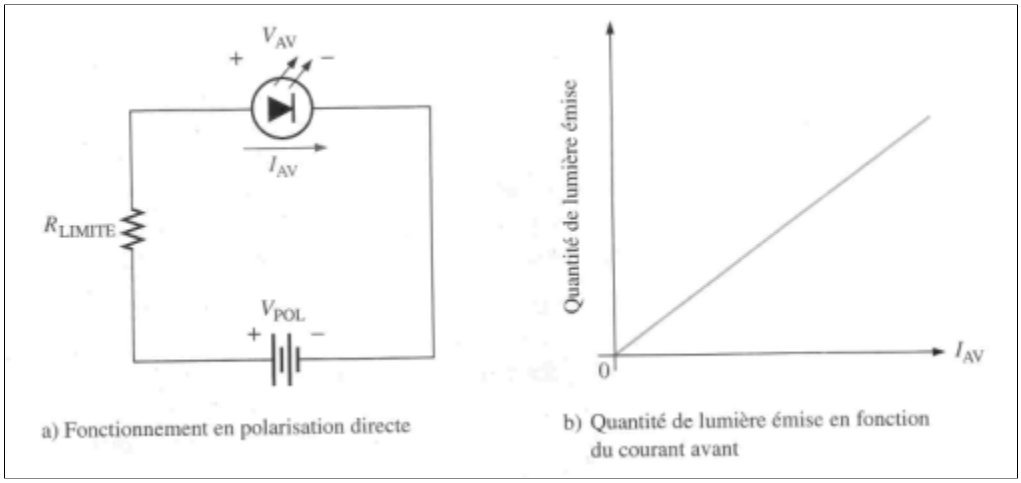


Figure 3.47 : Fonctionnement de base d'une DEL.

- **La diode Photodiode**

C'est un composant optoélectronique à jonction PN qui fonctionne en polarisation inverse (figure 3.48), où I_λ désigne le courant inverse. La photodiode possède une petite fenêtre transparente qui permet à la lumière de toucher la jonction PN.
Le courant de la polarisation inverse est produit par les paires électrons-trous de la région d'appauvrissement qui, sous l'effet thermique, sont propulsées à travers la jonction par le champ électrique créé par la tension inverse.

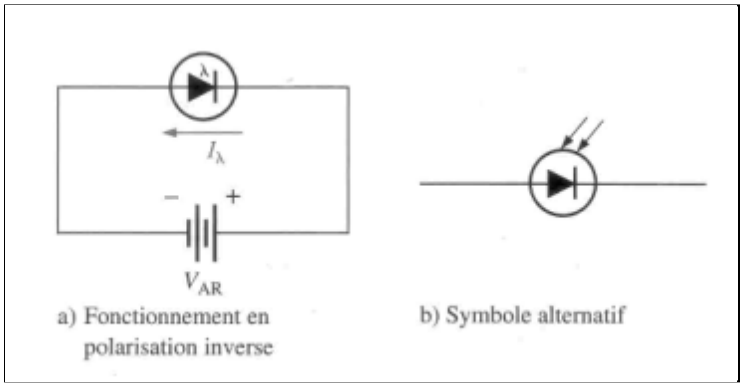


Figure 3.48 : La Photodiode.

Une photodiode diffère d'une diode de redressement, car le courant inverse augmente avec l'intensité de la lumière sur la jonction PN exposée. Lorsqu'il n'y a pas de lumière, Le courant inverse I_λ est presque négligeable, on l'appelle le courant d'ombre.
Une augmentation de l'intensité de la lumière, exprimée par une valeur d'irradiation, produit une augmentation du courant inverse, tel qu'illustré par le graphique de la figure 3.49.

Modifier avec WPS Office

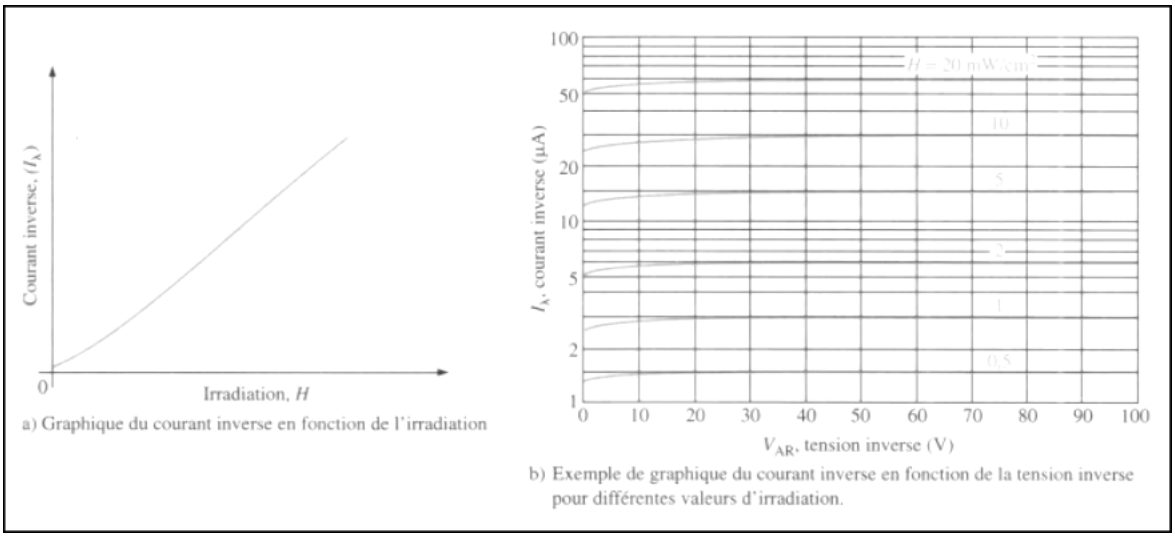


Figure 3.49 : Caractéristique typique d'une Photodiode.

Il existe plusieurs autres types de diodes moins communes, mais que tout technicien doit cependant connaitre. Les diodes de régulateur de courant, la diode Schottky, la diode tunnel, la diode PIN, la diode de recouvrement et la diode laser.

Modifier avec WPS Office

Chapitre 4 - Les Transistors bipolaires

4.1 Transistors bipolaires

4.1 .1 Effet transistor,
4.1 .2 modes de fonctionnement (blocage, saturation, …),
4.1 .3 réseau de caractéristiques statiques,
4.1 .4 polarisations,
4.1 .5 droite de charge et point de repos

4.2 Etude des trois montages fondamentaux

4.2 .1 EC, BC, CC,
4.2 .2 schéma équivalent,
4.2 .3 gain en tension, gain en décibels, bande passante, gain en courant, impédances d'entrée et de sortie, …,

4.3 Etude d'amplificateurs à plusieurs étages BF

4.4 Autres utilisations du transistor : Montage Darlington

Modifier avec WPS Office

4.1 Transistors bipolaires [2] [3] [4] [10]

4.1 .1 Effet transistor

Le transistor bipolaire à jonction est doté de trois régions à SC dopés, sont illustrés dans les figures (4.1, 4.2) ci-dessous. Le premier type consiste en deux régions N séparées par une région P (NPN) tandis que l'autre deux régions P séparées par une région N (PNP). Les 3 régions sont appelées émetteur, base et collecteur. [3]

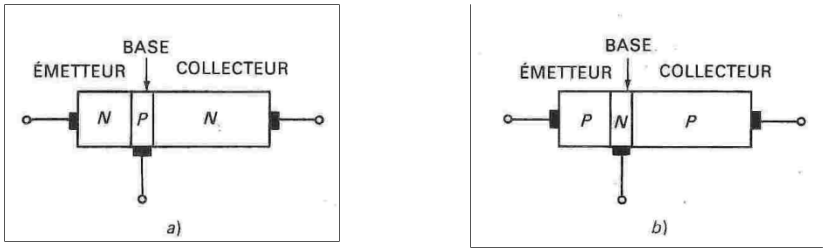


Figure 4.1 : Les trois régions des transistors : a. Transistor NPN b. Transistor PNP.

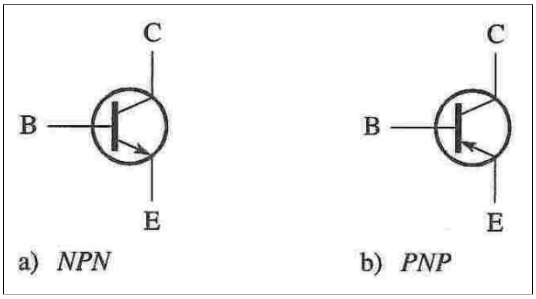


Figure 4.2 : Symboles des transistors Courants d'un transistor : a. Conventionnels b. Electroniques.

4.1 .2 Modes de fonctionnement [3]

Pour que le transistor puisse fonctionner comme amplificateur, les deux jonctions PN doivent être correctement polarisées par des tensions continues externes, le fonctionnement PNP et le même que le NPN à l'exception que les fonctions des électrons et des trous, les polarités des tensions et les directions des courants sont toutes inversées. Pour les deux cas la jonction BE (Base-Emetteur) est sous polarisation directe appelée aussi **diode E-B** et que la jonction BC (Base-Collecteur) est sous polarisation inverse appelée aussi **diode C-B**.

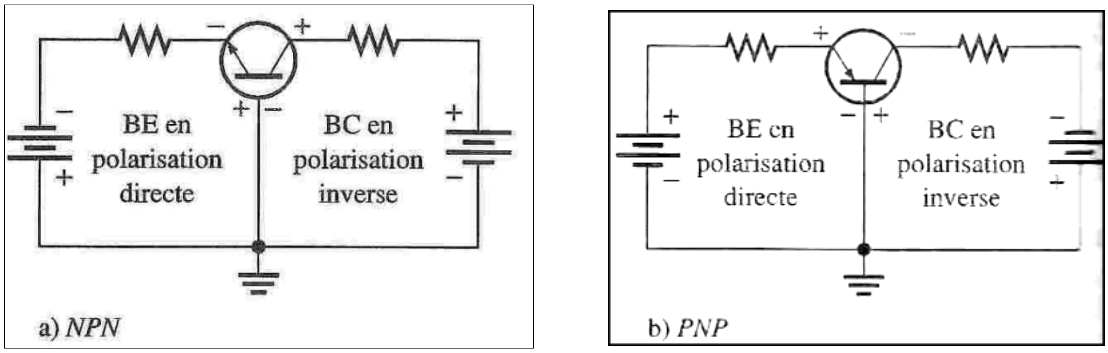


Figure 4.3 : Polarisation directe-inverse d'un transistor bipolaire.

Modifier avec WPS Office

Lorsque les jonctions du transistor NPN sont polarisées directe –inverse, la polarisation directe (PD) de la base à l'émetteur rétrécit la région d'appauvrissement BE alors que la polarisation inverse de la base–collecteur élargit la région d'appauvrissement BC.

La région N fortement dopée de l'émetteur abonde en électrons (libres) dans la bande de conduction. Ils se diffusent aisément à travers la jonction BE sous polarisation directe, jusqu'à la région de la base de type P où ils deviennent porteurs minoritaires, de la même façon que pour une diode de la polarisation directe. La région de la base faiblement dopée et très mince, possède un nombre très limité de trous. Ainsi, seul un faible pourcentage des électrons circulant à travers la jonction BE peut se combiner avec les trous disponibles. Ces quelques électrons de valence, constituant un petit courant de base. [2]
La plupart des électrons circulant de l'émetteur vers la mince région de la base ne se recombinent pas, mais se diffusent vers la région d'appauvrissement BC. Une fois dans cette région, ils sont tirés à travers la jonction BC par le champ électrique créé par la force d'attraction entre les ions positifs et négatifs. En réalité, les électrons sont tirés à travers la jonction BC en polarisation inverse (PI) par l'attraction de la tension appliquée au collecteur. Les électrons se déplacent maintenant vers la région du collecteur, traversant son fil conducteur, vers la borne positive de la source de tension qui y est branchée. Ceci crée le courant électrique du collecteur. [2]

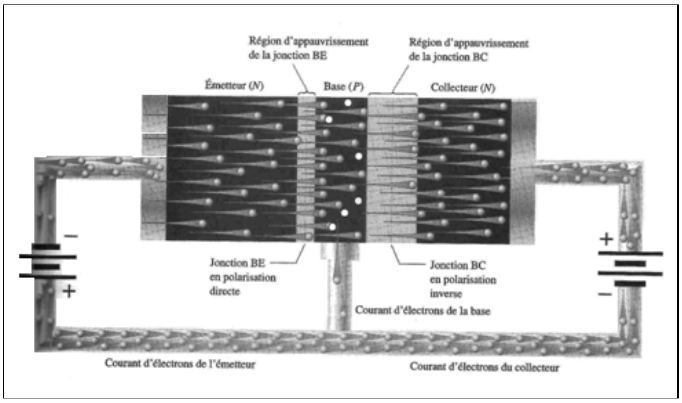


Figure 4.4 : la création du courant du collecteur I_C.

Courants du transistor :

Une analyse de ces diagrammes (figure 4.5) démontre que le courant émetteur est la somme du courant au collecteur et du courant de base, tel que :

$$I_E = I_C + I_B \qquad (4.1)$$

I_B est infime comparé à I_E ou I_C (les lettres majuscules indiquent les valeurs en courant continu CC.

Modifier avec WPS Office

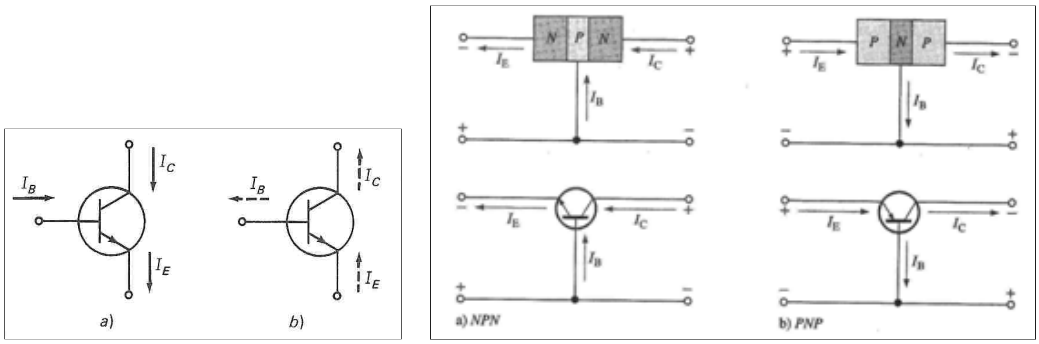


Figure 4.5 Courants d'un transistor : a) Conventionnels. b) Electroniques.

Ces courants directs sont en relation avec deux paramètres : alpha CC (α_{CC}) et le gain bêta CC (β_{CC}). β_{CC} représente le gain direct en courant et est habituellement désigné par le terme h_{FE} sur les fiches techniques des transistors.

$$\alpha_{CC} = \frac{I_C}{I_E} \qquad , \alpha_{CC} \in [0.95, 0.99] \tag{4.2}$$

$$\beta_{CC} = \frac{I_C}{I_B} \qquad , \beta_{CC} \in [20, 200] \tag{4.3}$$

Résumé :

Pour qu'un transistor fonctionne de façon **linéaire** il faut que :

1. La diode d'émetteur soit polarisée en directe.
2. La diode collecteur soit polarisée en inverse.
3. La tension entre les bornes de la diode collecteur soit inférieur a la tension de claquage.

Alors le transistor est un dispositif actif parce qu'il **Amplifie** un signal d'entrée.

Tensions des transistors :

Les trois tensions à courant continu CC pour le transistor polarisé de la figure 4.6 sont la tension d'émetteur V_E, la tension du collecteur V_C, et la tension de base V_B. Ces tensions sont par rapport à la masse.

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C \tag{4.4}$$

$$V_B = V_E + V_{BE} \qquad \text{Avec} \quad V_{BE} = 0.7V \tag{4.5}$$

Pour la configuration de la figure 4.6, l'émetteur est la borne commune (montage à émetteur commun EC), donc $V_C = 0V$.

Modifier avec WPS Office

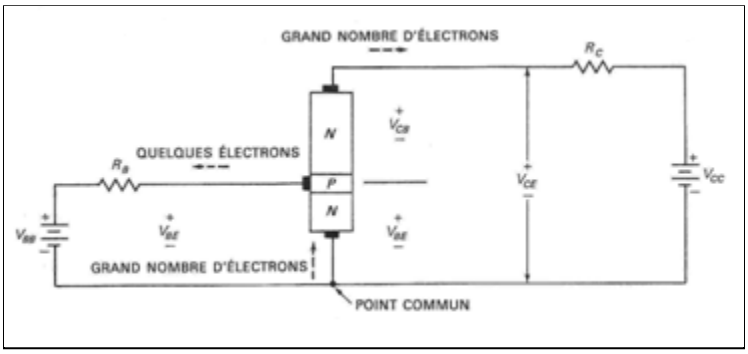


Figure 4.6 : Tensions de polarisation.

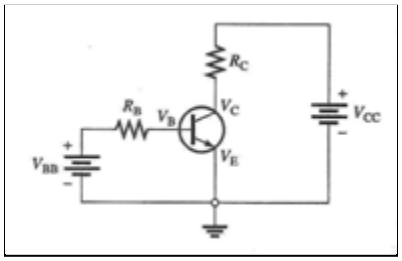
Source de courant dépendante ou commandée [3]

Le transistor est donc une source de courant dépendante parce qu'un petit courant d'entrée (la base) commande un grand courant de sortie (le collecteur).
Le courant de la base commande la source de courant.

$$I_E = I_C + I_B \Rightarrow I_C \cong I_E, \begin{cases} I_B \ll I_C \\ I_B \ll I_E \end{cases} \qquad (4.6)$$

Exemple

Calculer I_B, I_c, I_E, V_B et V_C de la figure ci-contre
Si β_{CC}= 50 , R_B=10kΩ, R_C=1kΩ, V_{CC}=20V, V_{BB}=3V .



Solution

Puisque l'émetteur est à la masse, V_B=0.7V.
La tension aux borne de R_B = V_{BB}- V_B,

$$I_B = \frac{V_{BB}-V_B}{R_B}, I_C = \beta_{CC} I_B, I_E = I_C + I_B, V_C = V_{CC} - I_C R_C$$

Alors, on trouve:
I_B = 230μA
I_C = 11.5 mA
I_E = 11.73 mA
V_C = 8.5 V

4.1.3 Réseau de caractéristiques statiques,

Les caractéristiques qui lient les courants et les tensions d'un transistor représentent graphiquement son fonctionnement.

- **La caractéristique du collecteur :**

En montage EC, on fait varier les alimentations V_{BB} et V_{CC} pour établir différentes tensions et courants dans le transistor ; on règle une valeur de I_B que l'on maintient fixe tout en faisant varier V_{CC} pour tracer la caractéristique de I_C en fonction de V_{CE} (I_C= f(V_{CE})).pour tracer la caractéristique représentée sur la figure 4.7, on a réglé I_B à 10μA

Modifier avec WPS Office

puis on a fait varier V_{CC} et on a mesuré I_C et V_{CE} résultants.

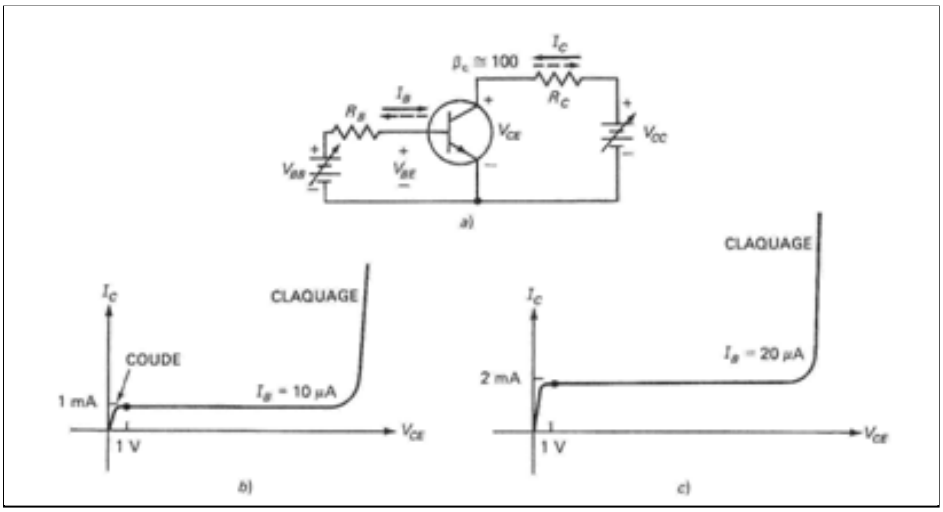


Figure 4.7 : a) Circuit de mesure du courant et de la tension collecteur d'un transistor de $\beta_{CC} = 100$. b) Caractéristique pour I_B à 1 µA. c) Caractéristique pour I_B à 2µA. [3]

Lorsque V_{CE}=0, la diode collecteur n'est pas polarisée en inverse, le courant $I_C \cong 0$.

Lorsque $0 \leq V_{CE} \leq 1$, I_C monte très rapidement et devient presque constant. Cela est conforme au principe de la polarisation en inverse de la diode collecteur. Il faut une tension d'environ 0.7V pour polariser la diode collecteur en inverse ; une fois ce niveau atteint, le collecteur recueille tous les électrons qui atteignent sa couche d'appauvrissement.

Au-dessus du coude la valeur exacte de V_{CE} n'est pas importante parce que la pente raide de la caractéristique du collecteur ne permet pas au courant I_C d'augmenter de façon appréciable. La **légère** augmentation de **I_C** lorsque **V_{CE} augmente** est due à **l'augmentation** de la largeur de la **couche d'appauvrissement** qui capture quelques électrons de base supplémentaires avant qu'ils ne tombent dans les trous.

Si on augmente trop V_{CE}, la diode collecteur entre en **claquage**, et le transistor ne fonctionne plus normalement, alors il ne se comporte plus comme une source de courant. La **gamme** de tension Collecteur-Emetteur sur laquelle le transistor se comporte comme une source de courant s'appelle la **dynamique** de la tension. (La dynamique allant de 1V à la tension de claquage. Le maintien du fonctionnement du transistor dans sa **région active** le fera se comporter comme une source de courant **dépendante** ou **commandée**. A l'extérieur de cette gamme, le transistor ne fonctionne plus normalement.

Le réglage de I_B à 20µA et la mesure de I_C et V_{CE} donnent la caractéristique représentée à la figure 4.7 c. Cette caractéristique a la même allure que celle de la figure 4.7 b à l'exception du courant collecteur égale environ 2mA prés qu'au-delà du coude. Une augmentation de V_{CE} produit encore une petite augmentation du courant I_C parce que la couche d'appauvrissement plus large capture quelques électrons supplémentaires de la base. Une tension collecteur fait encore passer le collecteur en claquage.

Sur la figure 1.8, nous avons tracé plusieurs caractéristiques de collecteur pour diverses

Modifier avec WPS Office

valeurs du I_B sur le même système d'axes. Le courant collecteur est environ 100 plus grand que le courant de base en tout point de la région active, on appelle parfois ces caractéristiques les **caractéristiques statiques du collecteur** parce qu'on porte que des courants et des tensions continues.

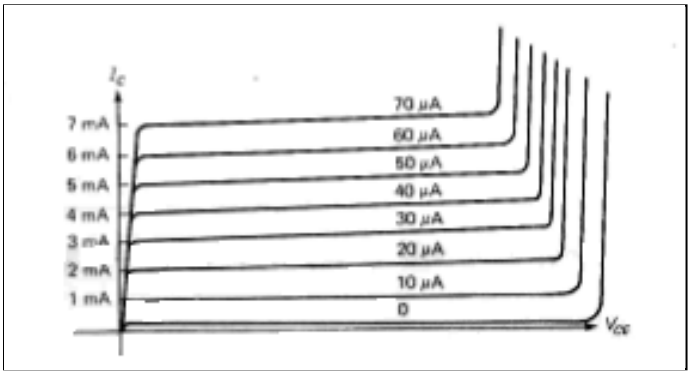


Figure 4.8 : Réseau de caractéristique d'un transistor à β_{CC} = 100 .

Caractéristiques de base :

La figure 4.9 a représente une caractéristique du courant base en fonction de la tension base-émetteur.
Aux hautes tensions collecteur, le collecteur recueille quelques électrons supplémentaires. Cela diminue le courant base. La figure 4.9 b illustre cette notion. La caractéristique de la plus grande tension V_{CE} a un courant base légèrement inférieur pour une même tension V_{BE} . Ce phénomène, connu sous le nom d'**effet Early**, provient de la réaction interne du transistor de la diode collecteur à la diode émetteur.

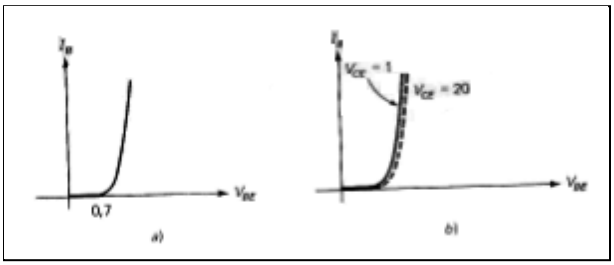


Figure 4.9 : Caractéristiques de base. a) Caractéristique idéale ; b) Effet Early

Caractéristiques du gain en courant :

Le gain β_{CC} d'un transistor, aussi appelé le gain en courant, varie fortement. La figure 4.10 représente la variation type de β_{CC}.
A température constante, β_{CC}augmente jusqu'à un maximum lorsque le courant collecteur augmente. Si I_C continue à augmenter, β_{CC} diminue. Selon le transistor, β_{CC} varie du simple au triple sur la gamme utile du courant du transistor.
La variation de la température ambiante influe sur β_{CC}, le gain β_{CC} augmente en fonction de la température pour un courant collecteur donné.[3]

Modifier avec WPS Office

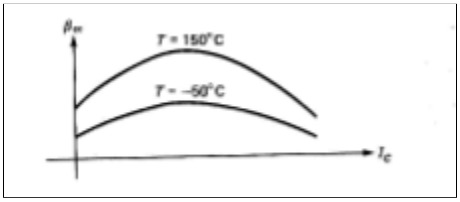


Figure 4.10 : Variation de β_{CC} en fonction du courant collecteur et de la température.

Blocage et claquage :

Le courant de base de la plus petite des caractéristiques du collecteur représentées sur la figure 4.8 est nul. Avoir I_B =0 revient à ouvrir le conducteur de la base (figure 4.11 a). On désigne le courant collecteur pour le conducteur base ouverte par I_{CEO}, l'indice CEO est mis pour **collector to emitter with open base** (collecteur-émetteur avec base ouverte).
La figure 4.11 b représente la caractéristique pour I_B =0. A un certain instant, la tension collecteur atteint la tension de claquage notée VB_{CEO}. Pour que le transistor fonctionne normalement il faut maintenir V_{CE} plus petit que VB_{CEO}.
Un bon concepteur utilise un coefficient de sécurité pour garder V_{CE} bien au-dessous de VB_{CEO}. On utilise fréquemment un coefficient de sécurité de 2 (V_{CE} est alors inférieur à la moitié de VB_{CEO}) .

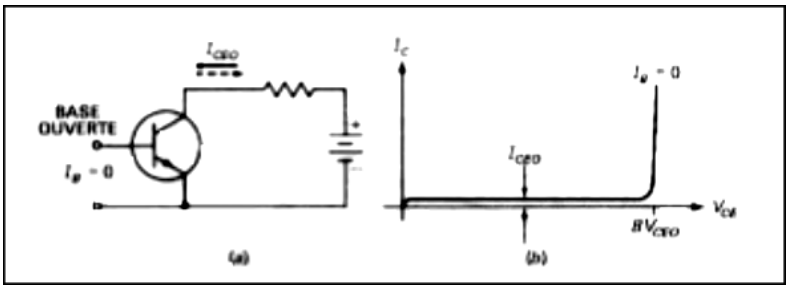


Figure 4.11 : Courant de blocage et tension de claquage.

Tension de saturation du collecteur :

La figure 4.12 représente une des caractéristiques du collecteur. La première partie de la caractéristique (celle comprise entre l'origine et le coude) s'appelle la région de **saturation**. La partie horizontale de la caractéristique s'appelle la région **active**. Le transistor doit fonctionner dans cette région, pour se comporter comme une source de tension dépendante. Il absolument éviter la troisième partie de la caractéristique, celle du **claquage**.
Dans la région de saturation, la diode collecteur entre en polarisation directe. L'effet transistor n'a pas lieu : le transistor se comporte comme une petite résistance ohmique et non comme une source de courant. Une augmentation supplémentaire du courant base ne donne pas une augmentation supplémentaire du courant collecteur. Habituellement, dans la région de saturation, la tension collecteur-émetteur V_{CEsat} est seulement de quelques dixièmes de volts, selon le courant collecteur. [3]

Modifier avec WPS Office

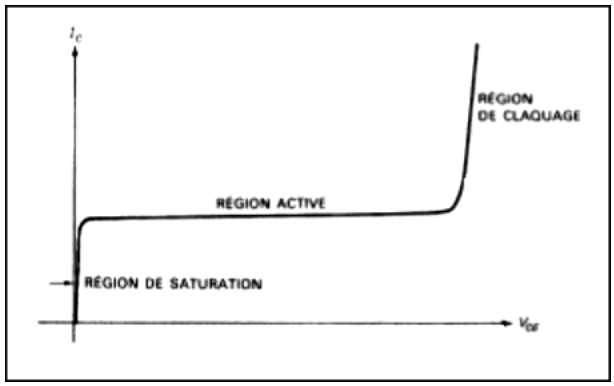


Figure 4.12 :Région de saturation.

Valeurs limites: [3]

Les transistors petits signaux dissipent au maximum un demi-watt, les transistors de puissance dissipent au minimum un demi-watt. Lorsqu'on consulte la fiche signalétique d'un transistor quel qu'il soit, commencer par lire les valeurs limites des courants, des tensions et d'autres grandeurs du transistor.

Les valeurs limites d'un 2N3904, par exemple, sont :

V_{CEO} = 40V
V_{CBO} = 60V
V_{EBO} = 6V (tension émetteur-base avec collecteur ouvert)
I_C = 200mA en continu
P_D = 310mW

Toutes les tensions limites sont des tensions inverses de claquage.

$$P_D = V_{CE} I_C \qquad (4.7)$$

La formule donne la puissance dissipée par un transistor, cette puissance est inférieure à la puissance limite de 310 mW.

4.1.4 La droite de charge et le point de repos

La droite de charge continue :

On peut tracer la droite de charge sur les caractéristiques de collecteur pour mieux voir le fonctionnement du transistor et voir dans quelle région il fonctionne. Soit le circuit représenté à la figure 4.13 a. la tension d'alimentation polarise en inverse la diode collecteur via R_C. La tension entre les bornes de R_C égale V_{CC}-V_{CE}. Donc, le courant qui la traverse est :

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} \qquad (4.8)$$

Modifier avec WPS Office

Cette relation (8) est l'équation de **la droite de charge statique**.

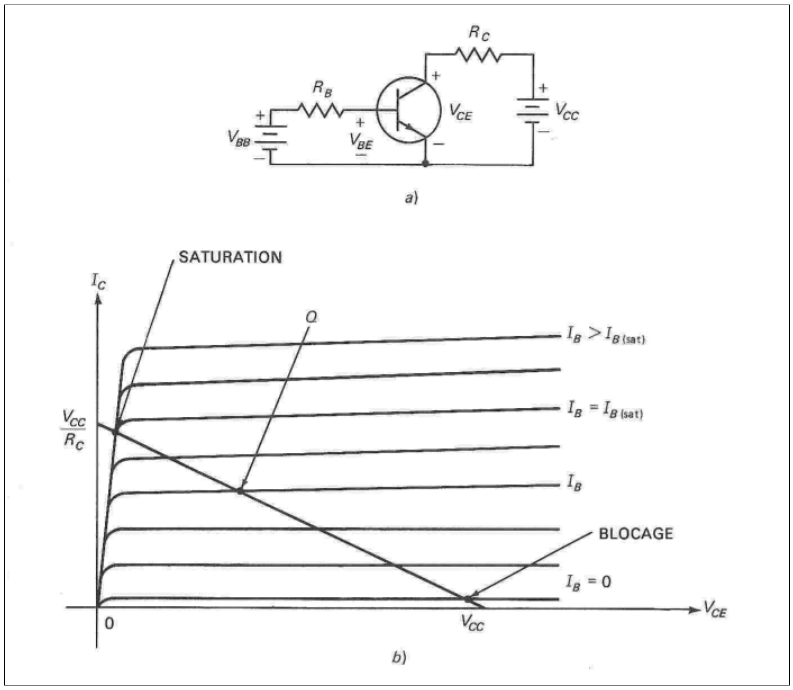


Figure 4.13 : a) Polarisation de la base. b) Droite de charge statique.

Le point de repos :

De l'équation 8, on tire les deux formules :

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} \qquad \text{(Ordonnée à l'origine)} \qquad (4.9)$$

$$V_{CE} = V_{CC} \qquad \text{(Abscisse à l'origine)} \qquad (4.10)$$

$Q(I_C, V_{CE})$est le point de fonctionnement de la droite de charge statique.

4 .1.5 Polarisations

Dans les circuits numériques, le transistor se comporte comme un interrupteur et dans les circuits linéaires il se comporte comme une source de courant. Un amplificateur, un dispositif qui augmente l'amplitude d'un signal, est aussi un dispositif linéaire. Le principe consiste à appliquer un petit signal alternatif à l'entrée d'un transistor et à recueillir un plus grand signal alternatif de même fréquence. Les amplificateurs sont essentiels pour les récepteurs radio, les téléviseurs et les autres appareillages de communication. [3]
Avant d'applique un signal alternatif à un transistor, il faut déterminer un point Q de fonctionnement prés du point milieu de la droite de charge statique. Le signal alternatif d'entrée produit des fluctuations au-dessus et au-dessous de ce point Q. pour que le

Modifier avec WPS Office

dispositif demeure linéaire, la diode émetteur doit rester en polarisation directe et la diode collecteur doit rester en polarisation inverse. Autrement dit, les fluctuations du courant et de la tension ne doivent pas saturer ni bloquer le transistor.
Dans cette partie, nous étudierons les diverses façons de polariser un transistor pour qu'il fonctionne linéairement. Pour cela, régler le point Q prés du point milieu de la droite de charge statique. [3]

Polarisation de Base

La figure 4.14 représente deux exemples de polarisations de base (aussi appelée polarisation fixe). Dans les deux cas, cette façon de polariser un transistor en fonctionnement linéaire est la pire parce qu'elle rend le point Q instable. Comme nous l'avons vu la partie précédente (4.1.3), β_{CC} peut varier selon le courant et la température. On ne peut donc stabiliser Q en un point auquel on pourrait se fier en fabrication en série. Donc, nous n'utiliserons jamais cette polarisation dans les circuits linéaires, bien au contraire, on l'utilise surtout dans les circuits numériques.

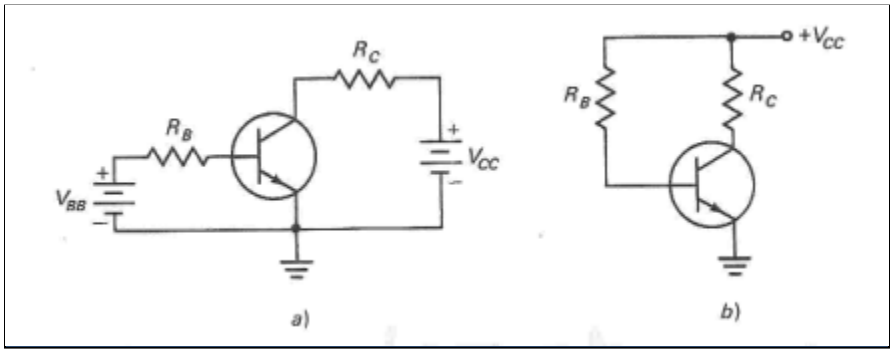


Figure 4.14 :Saturation de la base a) Circuit complet. b) Schéma simplifié.

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \qquad (4.11)$$

$$I_C = \beta_{cc}.I_B = \beta_{cc}\left(\frac{V_{CC}-V_{BE}}{R_B}\right) \qquad (4.12)$$

L'inconvénient est le courant I_C dépend de β_{cc}, une variation de β_{cc} cause une variation de I_C et V_{CE} ce qui entraine le déplacement du point Q.

Polarisation par réaction d'émetteur

La figure 4.15 représente une première tentative de compenser la variation de β_{cc}. Dans les deux cas, on essaie d'utiliser la tension entre les bornes de la résistance d'émetteur pour contrebalancer la variation de β_{cc}, si β_{cc} augmente, le courant collecteur augmente lui aussi. Cela augmente la tension d'émetteur, diminue la tension entre les bornes de la résistance de base et réduit le courant base. cette diminution du courant base entraine une diminution du courant collecteur, ce qui compense partiellement l'augmentation initiale de β_{cc}. [3]

Modifier avec WPS Office

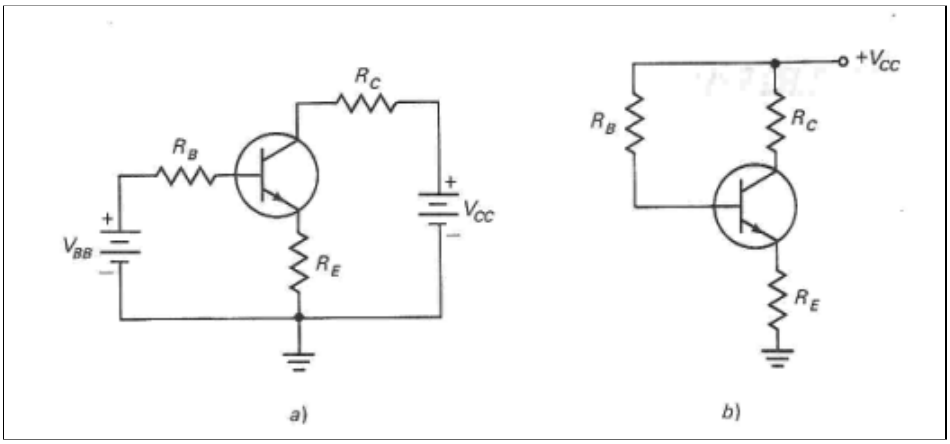


Figure 4.15 : Polarisation par réaction d'émetteur a) Circuit complet. b) Schéma simplifié.

$$V_{CE} + I_E R_E - V_{CC} + I_C R_C = 0 \qquad (4.13)$$

Comme I_E est égale à I_C et $I_B = I_C/\beta_{cc}$, réarrangeons cette équation sous la forme :

$$I_C \cong \frac{V_{CC}-V_{CE}}{R_C+R_E} \cong \frac{V_{CC}-V_{BE}}{R_E+R_B/\beta_{CC}} \qquad (4.14)$$

On utilise la polarisation par réaction d'émetteur pour masquer la variation de β_{cc}. Pour cela, prendre la résistance R_E beaucoup plus grande que R_B/β_{CC}. Mais pratiquement, si l'on prend la résistance R_E suffisamment grande, on sature le transistor.

Polarisation par réaction de collecteur

La figure 4.16 représente la polarisation par réaction de collecteur aussi appelée polarisation automatique. Supposons que la température du circuit représenté à la figure 4.16.a augmente. Donc β_{cc} augmente. Ceci augmente le courant collecteur et donc diminue la tension collecteur-émetteur (la chute de tension entre les bornes de R_C est plus grande).
Alors la tension entre les bornes de R_B diminue. Donc le courant base diminue. Le courant base étant plus petit compense l'augmentation originale du courant collecteur. La polarisation par réaction de collecteur est donc plus avantageuse que la polarisation par réaction d'émetteur. [3]
La polarisation par réaction de collecteur crée un effet de compensation qui tend à maintenir le point Q stable.

Modifier avec WPS Office

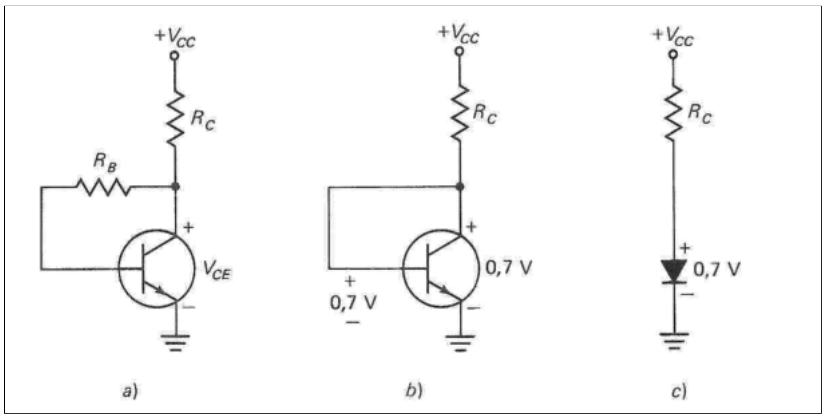


Figure 4.16 :Polarisation par réaction de collecteur a) Circuit complet. b) Base court-circuitée au collecteur. c) circuit équivalent lorsque $R_B = 0$.

$$V_{CE} - V_{CC} + (I_C + I_B) R_C = 0 \qquad (4.15)$$

I_B étant beaucoup plus petit que I_C dans la région active, négligeons I_B et réarrangeons cette équation sous la forme

$$I_C \cong \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} \qquad (4.16)$$

Effet de β_{cc}

$$V_{BE} - V_{CC} + (I_C + I_B) R_C + I_B R_B = 0 \qquad (4.17)$$

Or $I_B = \frac{I_C}{\beta_{CC}}$, d'où :

$$I_C \cong \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + R_B / \beta_{CC}} \qquad (4.18)$$

La polarisation par réaction de collecteur est parfois plus efficace que La polarisation par réaction d'émetteur. Bien que le transistor soit encore sensible à la variation de β_{cc}, on utilise ce type de polarisation. Elle offre l'avantage de la simplicité et d'une meilleure réponse en fréquence.

Polarisation par diviseur de tension

La figure 4.17 représente la polarisation par diviseur de tension aussi appelée circuit universel de polarisation. Cette polarisation est la plus utilisée dans les circuits linéaires. L'appellation « par diviseur de tension » provient du diviseur de tension formé par R_1 et

Modifier avec WPS Office

R_2. La tension entre les bornes de R_2 polarise la diode émetteur en direct.
Pour obtenir le schéma équivalent de Thévenin (figure 4.17.b). Ouvrir mentalement le conducteur de base du transistor (figure 4.17.a). Puis regarder le diviseur de tension non chargé pour obtenir la tension de Thévenin. [3]

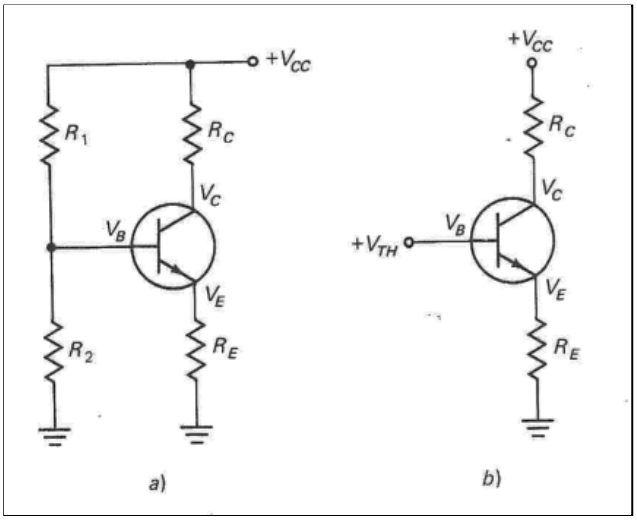


Figure 4.17 :Polarisation par diviseur de tension a) Circuit complet. b) Schéma simplifié.

Diviseur soutenu de tension

$$V_{TH} = \frac{R_2}{R_2+R_1} V_{CC} \qquad (4.19)$$

Rebrancher mentalement le conducteur de base. Si le diviseur de tension est soutenu, plus de 99% de la tension de THévenin attaque la base. Le circuit se ramène à celui représenté à la figure 4.17.b. l'émetteur étant assujetti à la base, il vient : [3]

$$I_E = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_E} \qquad (4.20)$$

Le courant collecteur approxime cette valeur.
Remarquer que la formule du courant émetteur ne contient pas β_{cc}. Le circuit est donc insensible à la variation de β_{cc} et le point Q est fixe.

L'application du théorème de Thévenin au réseau de la figure 1.17.a donne le circuit équivalent de la figure 4.18 dans lequel :

$$R_{TH} = \frac{R_2.R_1}{R_2+R_1} \qquad (4.21)$$

Modifier avec WPS Office

$$I_E \cong \frac{V_{TH}-V_{BE}}{R_E+R_{TH}/\beta_{CC}} \qquad (4.22)$$

Si R_E est égale a $100 \times R_{TH}/\beta_{CC}$ alors R_E est grand par rapport à R_{TH}/β_{CC} et l'on obtient l'équation 4.20.

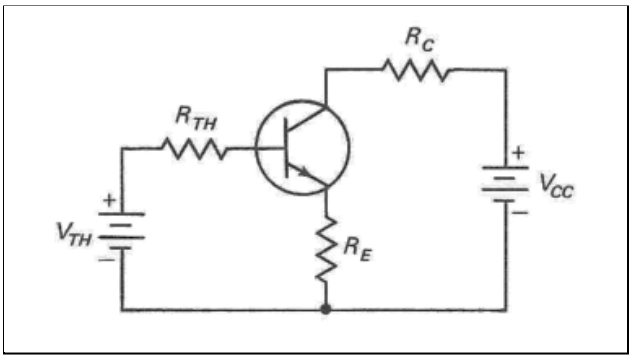


Figure 4.18 : Circuit équivalent pour Polarisation par diviseur de tension

Diviseur ferme de tension

Le diviseur de tension est chargé par la résistance R_{EN} vue de la base du transistor. Dans certains cas, cet effet de charge est significatif pour déterminer la tension de polarisation de la base. Examinons maintenant cette disposition en plus amples détails. [2]

Résistance d'entrée à la base

La valeur approximative de la résistance d'entrée du transistor, vue de la base du transistor de la figure 4.19, est dérivée de l'équation 4.23.

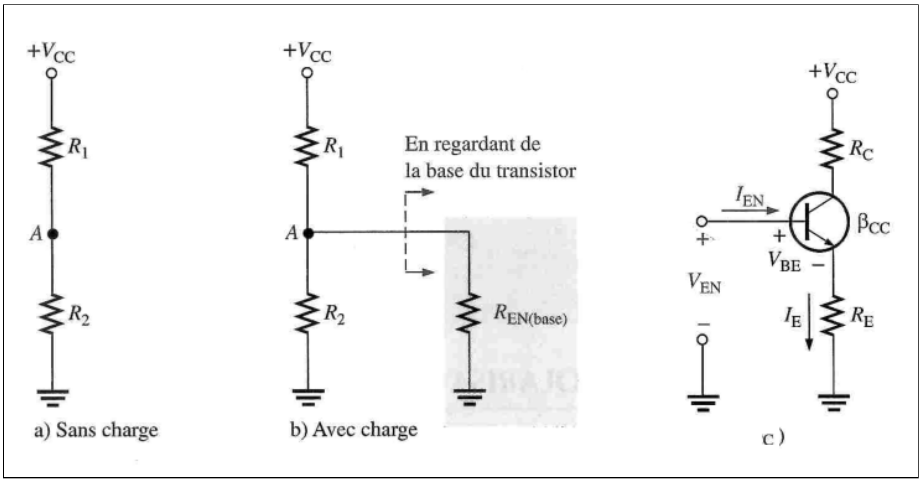


Figure 4.19 :Circuit de dérivation de la résistance d'entrée.

Modifier avec WPS Office

$$R_{EN(base)} = \frac{V_B}{I_B} = \frac{V_{EN}}{I_{EN}} \quad (4.23)$$

Si l'on néglige V_{BE} qui est de 0.7V.

$$V_B \cong V_E = I_E R_E \quad (4.24)$$

Puisque $I_E \cong I_C$ lorsque $\alpha_{cc} \cong 1$, alors

$$I_E \cong \beta_{CC} I_B \quad (4.25)$$

$$R_{EN} \cong \frac{\beta_{CC} I_B R_E}{I_B} \quad (4.26)$$

Ce qui donne :

$$R_{EN(base)} \cong \beta_{CC} R_E \quad (4.27)$$

Tension de base

Maintenant, on utilisant la formule de diviseur de tension, l'équation 19 devient :

$$V_B = V_{TH} = \left(\frac{R_2 \| R_{EN}}{R_2 \| R_{EN} + R_1} \right) V_{CC} \quad (4.28)$$

Si $R_{EN(base)}$ est d'au moins dix fois la valeur de R_2, l'équation 28 peut être simplifiée à l'équation 19.

Dans ce cas, de nombreux concepteurs utilisent la formule de compromis.

$$R_{TH} \leq 0.1 \beta_{CC} R_E \quad (4.29)$$

$$R_2 \leq 0.1 \beta_{CC} R_E \quad (4.30)$$

Dans la pire éventualité, le respect de cette formule donne un courant collecteur égal à environ 10% du courant collecteur idéal donné par la formule 20. Par la suite, nous qualifierons de **« ferme »** tout diviseur de tension qui respecte la formule 30. Habituellement, nous essayerons de concevoir un diviseur soutenu de tension. Pour des raisons (impédance d'entrée) , pratiquement, nous ferons parfois un compromis et nous concevrons un diviseur ferme de tension pour obtenir un meilleur environnement.
Additionnons les tensions le long de la maille de collecteur du circuit de la figure 4.18, et isolons I_C. Il vient

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C + R_E} \quad (4.31)$$

Polarisation d'émetteur

La figure 4.20 représente la polarisation d'émetteur parfois utilisée lorsqu'on dispose d'une alimentation fractionnée (tension positive et négative).

Modifier avec WPS Office

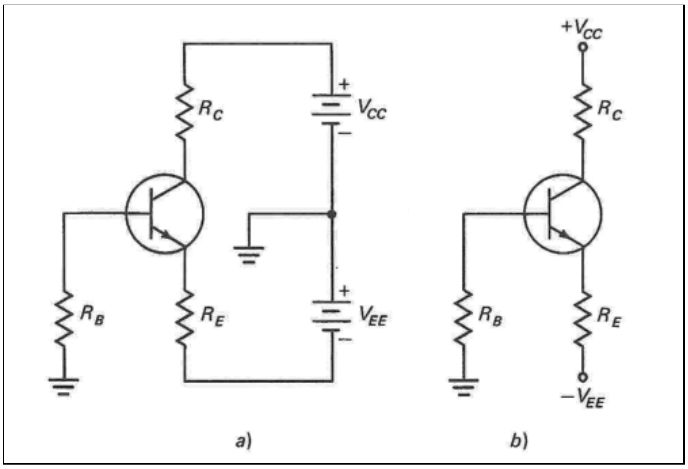


Figure 4.20 :Polarisation d'émetteur a) Circuit complet. b) Schéma simplifié.

Voici la méthode d'analyse d'un circuit de polarisation d'émetteur. Si R_B est suffisamment petit, la tension base est presque nulle. La tension émetteur elle est inférieure de la chute V_{BE}. Donc, la tension V_E est égale V_{EE}- V_{BE} et le courant émetteur est

$$I_E = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E} \qquad (4.32)$$

Comme β_{CC} n'apparait pas dans cette formule, le point Q est fixe. Pour bien concevoir un circuit de polarisation d'émetteur il faut prendre une petite résistance R_B. On obtient la formule exacte suivante du courant émetteur

$$I_E \cong \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E + R_B/\beta_{CC}} \qquad (4.33)$$

Remarquer sa ressemblance avec la formule 22. Dans une application soutenue, R_E est égale au moins 100 fois R_B/β_{CC}.

La tension collecteur est

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C \qquad (4.34)$$

4.2 Etude des trois montages fondamentaux

Le but de la polarisation est d'établir un point Q autour duquel des variations en courant et en tension peuvent survenir en réponse à un signal d'entrée c.a (courant alternatif). Dans les applications où des tensions de faibles signaux doivent être amplifiées, comme celles d'une antenne ou d'un microphone, les variations autour du point Q sont relativement faibles. Les amplificateurs sont conçus pour traiter ces petits signaux (c.a).

Modifier avec WPS Office

Quantités c.a.

Aux sections précédentes, nous avons identifié les quantités c.c. par des indices en lettres majuscules tels que I_C, I_E, V_C et V_{CE}. Les indices en lettres minuscules sont utilisés pour indiquer les quantités c.c. de courants et des tensions efficaces, de crête, ou crête à crête, comme I_c, I_e, V_c et V_{ce}. Les quantités instantanées sont indiquées par des termes à lettres et à indices en minuscules, comme i_c, i_e, v_c et v_{ce}. La figure 4.21 illustre ces quantités pour une forme d'onde de tension spécifique. [3]
Les valeurs des résistances internes au transistor utilisent la lettre minuscule r'

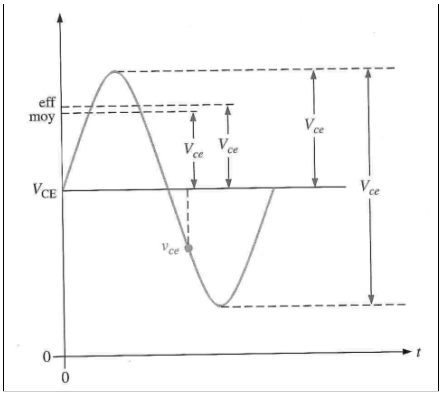


Figure 4.21 : La représentation des quantités c.a.

L'Amplificateur à faibles signaux

La figure 4.22 illustre un transistor polarisé par diviseur de tension, avec une source de tension c.a. sinusoïdale couplée à la base par le condensateur C1 et dont la charge est couplée au collecteur par le condensateur C2. Les condensateurs de couplage bloquent le c.c. et empêchent la résistance de la source R_s et la résistance de charge R_{charge} de changer les tensions c.c. de polarisation à la base et au collecteur. Idéalement, les condensateurs se comportent comme des courts-circuits pour la tension du signal. La tension du signal sinusoïdale fait osciller la tension à la base au-dessus et au-dessous de son niveau de polarisation c.c. Par conséquent, la variation en courant à la base produit une variation plus grande en courant au collecteur à cause du gain en courant du transistor.

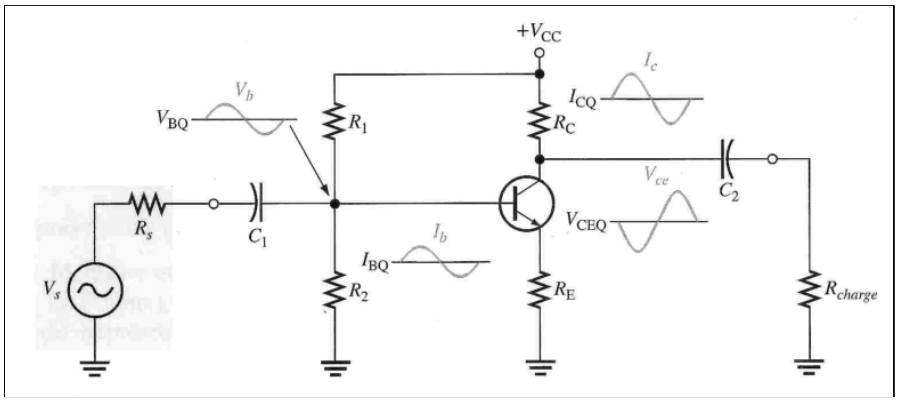


Figure 4.22 : Amplificateur par diviseur de tension actionné par une source de tension c.a. avec une résistance interne R_S.

A mesure que le courant sinusoïdal au collecteur augmente, la tension au collecteur

Modifier avec WPS Office

diminue. Le courant au collecteur varie au dessus et au dessous de sa valeur de point Q en phase avec le courant à la base. La tension sinusoïdale entre le collecteur et l'émetteur varie au dessus et au dessous de sa valeur de point Q avec un déphasage de 180° par rapport à la tension à la base, comme illustre la figure 4.23. Un transistor produit toujours une inversion de phase entre la tension à la base et la tension du collecteur. Le phénomène que nous venons de décrire peut être illustré graphiquement avec les courbes caractéristiques. [4]

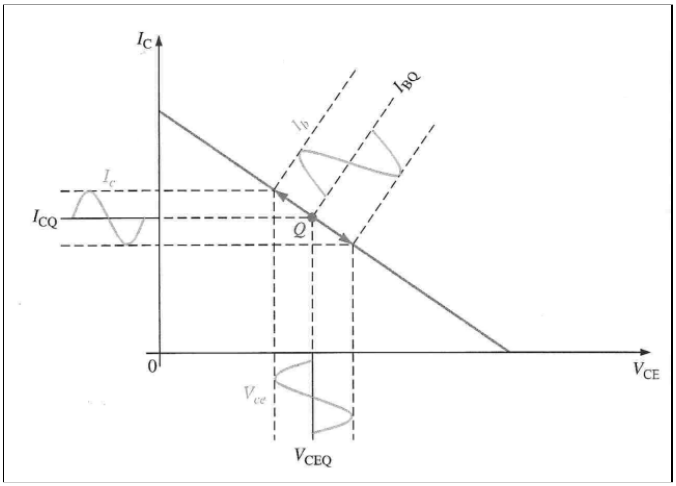


Figure 4.23 : Graphique du fonctionnement d'un amplificateur, illustrant la variation en I_b, I_c et V_{ce}

Circuits équivalents c.a. à transistor [4]

Afin de visualiser le fonctionnement d'un transistor dans un circuit amplificateur, il est souvent utile de représenter ce dernier par un circuit équivalent. Celui-ci utilise différents paramètres internes du transistor pour représenter son fonctionnement. Dans cette section, nous analysons deux types de représentations par circuit équivalent. L'une est basée sur les paramètres hybrides ou paramètres *h*, tandis que l'autre est basé sur les paramètres de résistance ou paramètres *r*.

Paramètres *h*

Les quatres paramètres h c.a. de base et leur description sont donnés au tableau 4.1. La deuxième lettre de l'indice de chaque paramètre *h* désigne une configuration à émetteur commun (e), à base commune (b), ou à collecteur commun (c) (tableau 4.2)

Tableau 4.1 : Paramètres *h* c.a. de base.

Paramètre *h*	Description	Condition
h_i	Impédance d'entrée (résistance)	Sortie court-circuitée
h_r	Rapport de rétroaction de tension	Entrée ouverte
h_f	Gain en courant avant	Sortie court-circuitée
h_o	Conductance de sortie	Entrée ouverte

Modifier avec WPS Office

Tableau 4.2 : Indices à Paramètres *h* pour les trois configurations de circuits.

Configuration	Paramètres *h*
Émetteur commun	h_{ie}, h_{re}, h_{fe}, h_{oe}
Base commune	h_{ib}, h_{rb}, h_{fb}, h_{ob}
Collecteur commun	h_{ic}, h_{rc}, h_{fc}, h_{oc}

Les caractéristiques de chacune des trois configurations d'amplificateur à transistor bipolaire sont examinées en détail dans ce chapitre.

Chaque paramètre h correspond à une mesure prise à partir des courbes caractéristiques du transistor.
h_i est la résistance c.a. vue à partir de la borne de l'entrée du transistor avec la sortie court-circuitée (figure 4.24.a), pour une configuration à émetteur commun.
h_{ie} est le ratio entre la tension d'entrée (V_b) et le courant à l'entrée (I_b), exprimé de la façon suivante

$$h_{ie} = \frac{V_b}{I_b} \qquad (4.35)$$

h_r est la mesure de la quantité de tension de sortie qui est réacheminée (par rétroaction) vers l'entrée, avec l'entrée ouverte. Le circuit équivalent à émetteur commun est illustré à la figure 4.16.b. h_{re} est le ratio entre la tension d'entrée (V_b) et la tension de sortie (V_c)

$$h_{re} = \frac{V_b}{V_c} \qquad (4.36)$$

h_f est le gain en courant avant mesuré avec la sortie (collecteur) court-circuitée (figure 4.24.c), pour une configuration à émetteur commun. h_{fe} s'exprime par

$$h_{fe} = \frac{I_c}{I_b} \qquad (4.37)$$

Finalement, h_o définit la conductance vue à partir de la borne de la sortie, lorsque l'entrée est ouverte, tel qu'illustré à la figure 4.16.d. l'unité du h_o est le siemens (S). Pour une configuration à émetteur commun, h_{oe} est exprimé par

$$h_{oe} = \frac{I_c}{V_c} \qquad (2.38)$$

Modifier avec WPS Office

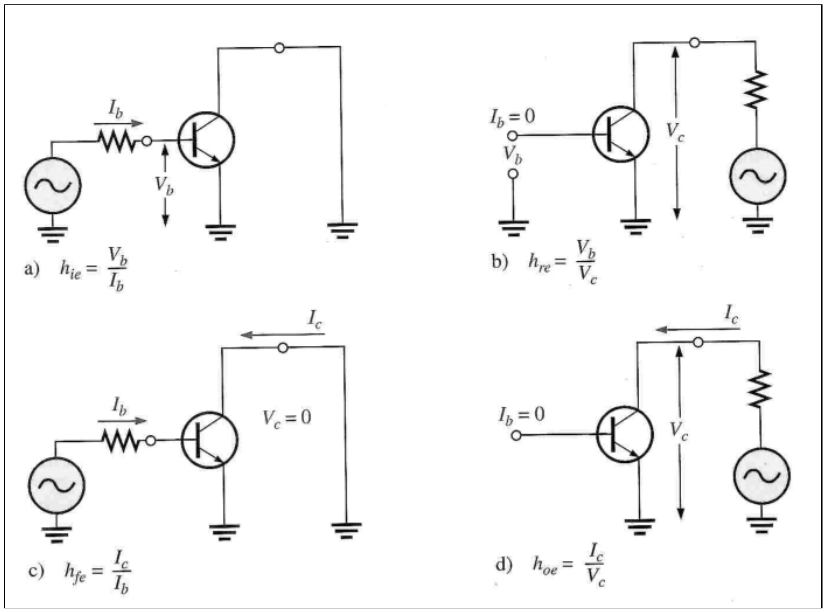


Figure 4.24 : Circuits équivalents c.a. déterminant les paramètres *h* pour un amplificateur à émetteur commun

Le tableau 4.3 résume les formules des paramètres *h* pour chaque configuration.

Tableau 4.3 : Ratios des Paramètres *h* pour les trois configurations d'amplificateurs.

Émetteur commun	Base commune	Collecteur commun
$h_{ie} = V_b/I_b$	$h_{ib} = V_e/I_b$	$h_{ic} = V_b/I_b$
$h_{re} = V_b/V_c$	$h_{rb} = V_e/V_c$	$h_{rc} = V_b/V_e$
$h_{fe} = I_c/I_b$	$h_{fb} = I_c/I_e$	$h_{fc} = I_e/I_b$
$h_{oe} = I_c/V_c$	$h_{ob} = I_c/V_c$	$h_{oc} = I_e/V_e$

La forme générale du circuit équivalent à paramètres *h* pour un transistor bipolaire à jonction est illustré à la figure 4.25

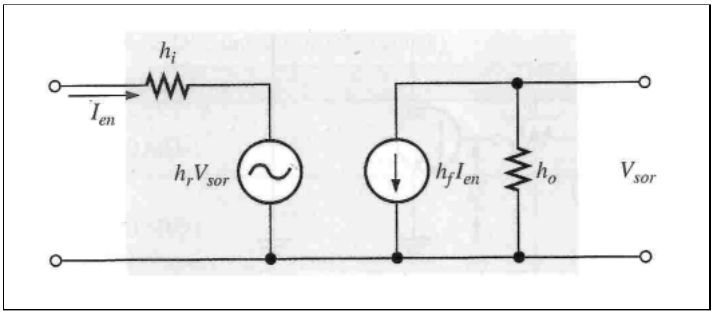


Figure 4.25 : Forme générale du circuit équivalent à paramètres *h* pour un transistor bipolaire à jonction.

Modifier avec WPS Office

Paramètres *r*

Il est peut être plus facile de travailler avec les paramètres de résistances *r*, qu'avec les paramètres *h*. les cinq paramètres sont donnés au tableau 4.4.

Tableau 4.4 : Paramètres *r* .

Paramètre *r*	Description
α_{ca}	Alpha c.a. (I_c/I_e)
β_{ca}	Bêta c.a. (I_c/I_b)
r'_e	Résistance c.a. à l'émetteur
r'_b	Résistance c.a. à la base
r'_c	Résistance c.a. au collecteur

Relations entre les paramètres *h* et les paramètres *r*

Les rapports de courant c.a., α_{ca} et β_{ca} proviennent directement des paramètres *h* :

$$\alpha_{ca}=h_{fb} \qquad (4.39)$$

$$\beta_{ca}=h_{fe} \qquad (4.40)$$

Ces paramètres représentent des valeurs c.c. qui sont parfois différentes des valeurs des paramètres c.a.

Puisque les fiches techniques ne fournissent souvent que les paramètres *h* pour la configuration à émetteur commun, les formules suivantes illustrent comment les convertir en paramètres *r,* nous utiliserons les paramètres *r* tout au long du texte.

$$r'_e = \frac{h_{re}}{h_{oe}} \qquad (4.41)$$

$$r'_c = \frac{h_{re}+1}{h_{oe}} \qquad (4.42)$$

$$r'_b = h_{ie} - \frac{h_{re}}{h_{oe}}(1+h_{fe}) \qquad (4.43)$$

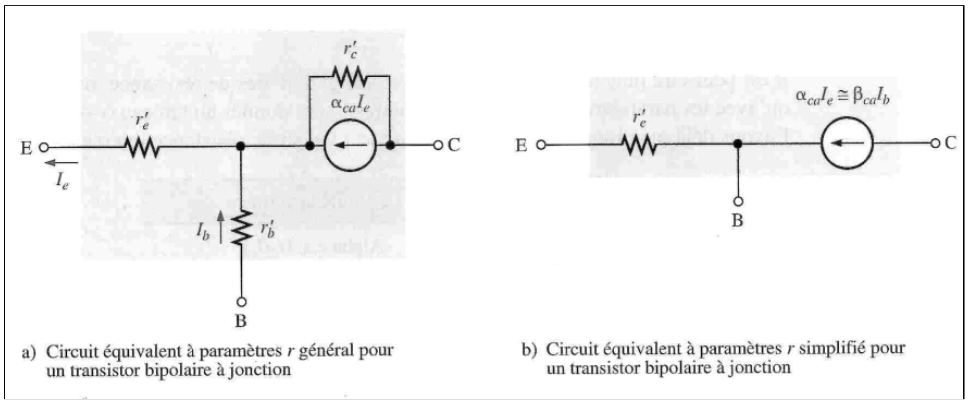
Circuits équivalents à paramètres *r*

Un Circuit équivalent à paramètres *r* d'un transistor bipolaire à jonction est illustré à la figure 4.26.a. la résistance r'_b est habituellement assez minime et peut être négligée. Cette résistance peut alors être remplacée par un court circuit. La résistance r'_c est habituellement de plusieurs centaines de kilohms est peut être remplacée par un circuit ouvert. Le circuit équivalent simplifié à paramètres *r* d'un transistor bipolaire à jonction est illustré à la figure 4.26.b.

En ce qui a trait au fonctionnement c.a. d'un transistor : la résistance r'_e apparait entre les bornes de l'émetteur et de la base. le collecteur agit en réalité comme une source de courant, dont la valeur est égale à $\alpha_{ca} I_e$ ou, de façon équivalente, égale à $\beta_{ca} I_b$, ces

Modifier avec WPS Office

facteurs sont illustrés avec un symbole de transistor à la figure 4.27.



a) Circuit équivalent à paramètres *r* général pour un transistor bipolaire à jonction

b) Circuit équivalent à paramètres *r* simplifié pour un transistor bipolaire à jonction

Figure 4.26 : Circuits équivalents déterminant les paramètres *r* .

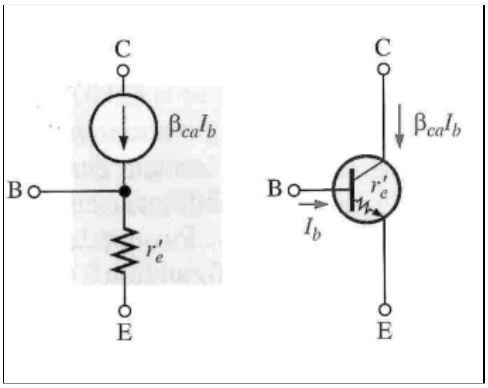


Figure 4.27 : Relations entre le symbole du transistor et son équivalent à paramètres *r* .

Formules pour déterminer r'e

Pour l'analyse d'un amplificateur à paramètres r , r'_e est le paramètre le plus important. Au lieu d'utiliser les paramètres h pour trouver r'_e on peut utiliser la formule simplifiée de l'équation 4.44 pour calculer la valeur approximative.

$$r'_e \cong \frac{25\ mV}{I_E} \qquad (4.44)$$

Bien que cette formule soit simple, sa dérivation ne l'est pas. Par conséquent, les détails de cette dérivation se trouvent à **l'annexe A**.

Comparaison entre le β_{ca} et le β_{cc}

Pour un transistor typique, le graphique de I_C en fonction de I_B est non linéaire (figure 4.28) pour n'importe quel point Q donné sur la courbe, une variation en courant à la base causera une variation en courant au collecteur. Le rapport des deux variations sera différent et peut également différer du rapport I_C/I_B au point Q.

Modifier avec WPS Office

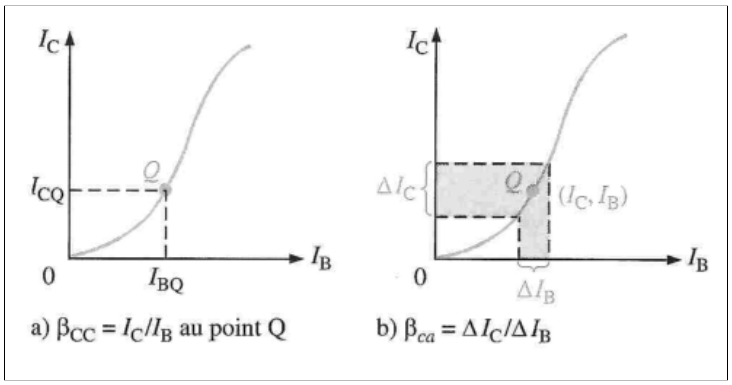


Figure 4.28 : Courbe de I_C en fonction de I_B illustrant la différence entre β_{ca} et le β_{cc}.

4.2.1 Amplificateur à émetteur commun

L'émetteur commun est l'un des types de configuration d'amplificateur à transistor où l'émetteur est à la masse au point de vue c.a. Les deux autres types de configuration d'amplificateurs, à collecteur commun, et à base commune, seront discutés dans les sections suivantes.

La figure 4.29 illustre un amplificateur à émetteur commun typique. Celui-ci est polarisé par un diviseur de tension, bien que d'autres méthodes de polarisation soient possibles. C_1 et C_2 sont des condensateurs de couplage utilisés pour passer le signal dans et hors de l'amplificateur de façon à ce que la source ou la charge n'affectent pas les tensions de polarisation c.c. C_3 est un condensateur de dérivation qui court-circuite la tension du signal de l'émetteur (c.a) à la masse sans déranger la tension c.c. L'émetteur, à cause du condensateur de dérivation, est à la masse au point de vue du signal (mais non à la masse c.c), ce qui identifie le circuit comme étant un amplificateur à émetteur commun. Le rôle du condensateur est d'augmenter le gain en tension du signal. Supposez que tous les condensateurs possèdent une réactance à peu prés nulle à la fréquence du signal.

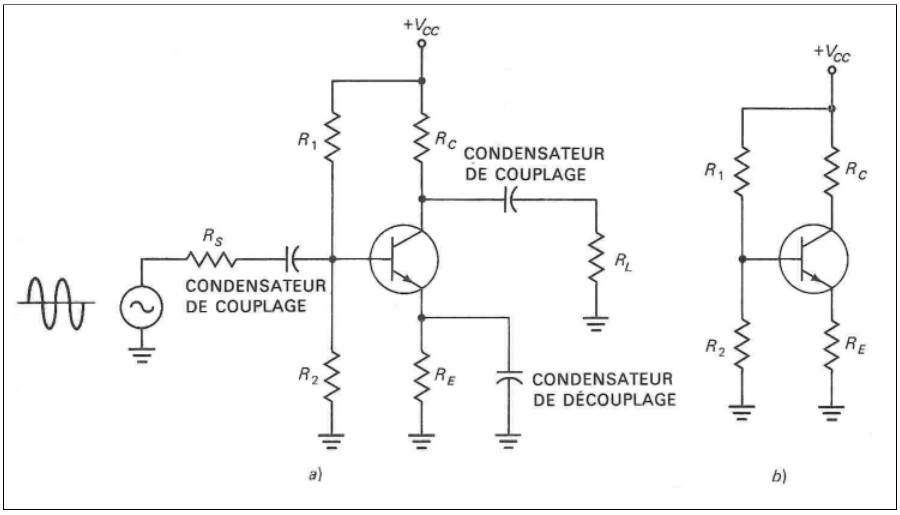


Figure 4.29 : a) Amplificateur à émetteur commun. b) Circuit équivalent c.c. [3]

Modifier avec WPS Office

Analyse c.c.

Pour analyser l'amplificateur (figure 4.29), les valeurs de polarisation doivent d'abord être déterminées. Pour ce faire, on développe un circuit équivalent c.c. en remplaçant les condensateurs de couplage et de dérivation (de découplage) par des circuits ouverts. Comme l'illustre la figure 4.29.b

Nous avons vue que la résistance c.c. d'entrée à la base est déterminée (équations 4.23 et 4.27) avec la façon suivante : $R_{EN(base)} \cong \beta_{CC} R_E$

$$V_B = V_{TH} = \left(\frac{R_2 \| R_{EN(base)}}{R_2 \| R_{EN(base)} + R_1} \right) V_{CC} \qquad (4.45)$$

Si $R_{EN(base)}$ est d'au moins dix fois la valeur de R_2, l'équation 4.45 peut être simplifiée à l'équation 4.19. Finalement, on calcule V_{CE}.

Circuit équivalent c.a.

Pour analyser le fonctionnement c.a. d'un amplificateur ; on développe un circuit équivalent c.a. de la façon suivante :
Les condensateurs C_1, C_2 et C_3 sont remplacés par des court circuits, puisque $X_C \cong 0\Omega$ à la fréquence du signal.
Le circuit équivalent c.a. pour l'amplificateur est illustré à la figure 4.30.a. Notez que R_C et R_1 sont tout les deux une extrémité connectée à la masse au point de vue c.a. La figure 4.30.b illustre une source de tension c.a. connectée à l'entrée. [4]

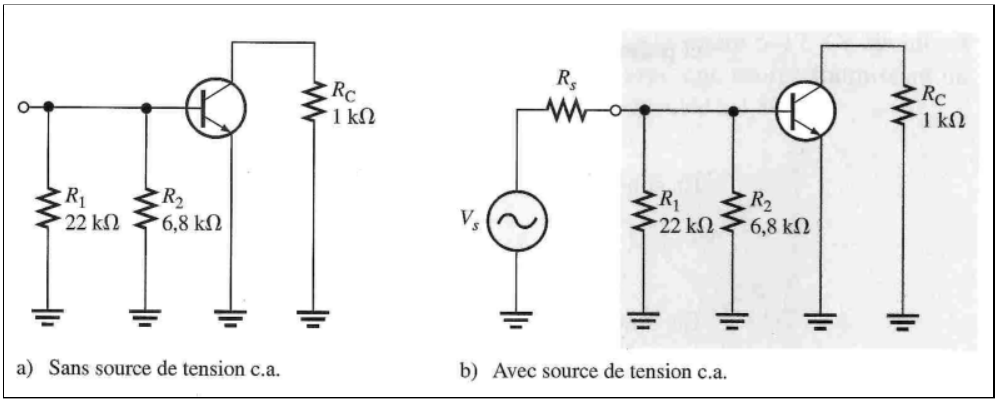


Figure 4.30 : Circuit équivalent c.c. a. sans source de tension c.a. b. avec source de tension c.a.

Si la résistance interne de la source c.a. est nulle, toute la tension de la source apparait à la base. Cependant, si la source c.a. possède une résistance interne différente de zéro, il faut alors prendre en considération trois facteurs pour déterminer la tension réelle du signal à la base, la figure 4.31 illustre ce concept. On calcul donc la tension du signal à la base du transistor en utilisant la formule de diviseur de tension suivante :

Modifier avec WPS Office

$$V_b = \left(\frac{R_{en(tot)}}{R_s + R_{en(tot)}}\right) V_{CC} \qquad (4.46)$$

Si $R_S \ll R_{en(tot)}$, alors $V_b \cong V_s$ est la tension d'entrée V_{en} vers l'amplificateur.

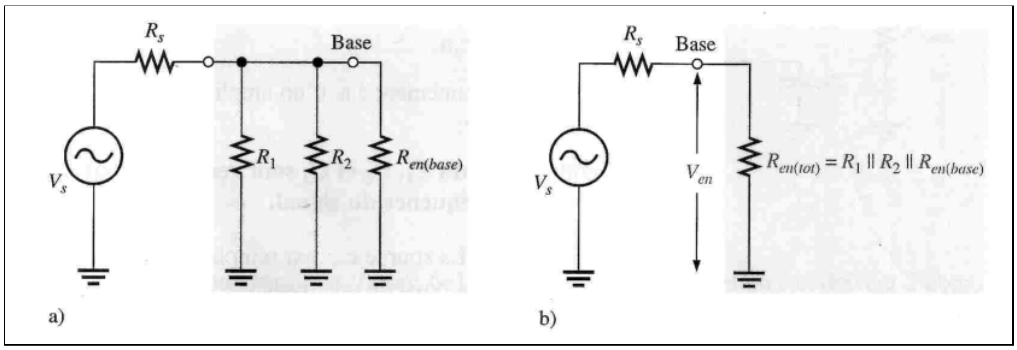


Figure 4.31 : Circuit équivalent c.c. de base.

Résistance d'entrée [4]

Afin de développer une expression pour la résistance d'entrée vue par une source c.a. de la base, nous utiliserons le modèle simplifié à paramètres *r* du transistor, la figure 4.32 illustre le transistor connecté avec la résistance au collecteur R_C externe. La résistance d'entré, vue à partir de la base est :

$$R_{en(base)} = \frac{V_b}{I_b} = \frac{V_{en}}{I_{en}} \qquad (4.47)$$

$$V_b \cong V_{en} = I_e r'_e \qquad (4.48)$$

Puisque $I_e \cong I_c$, alors

$$I_b \cong \frac{I_e}{\beta_{ca}} \qquad (4.49)$$

$$R_{EN} \cong \frac{I_e r'_e}{\frac{I_e}{\beta_{ca}}} \qquad (4.50)$$

Ce qui donne : $$R_{en(base)} \cong \beta_{ca} r'_e \qquad (4.51)$$

Modifier avec WPS Office

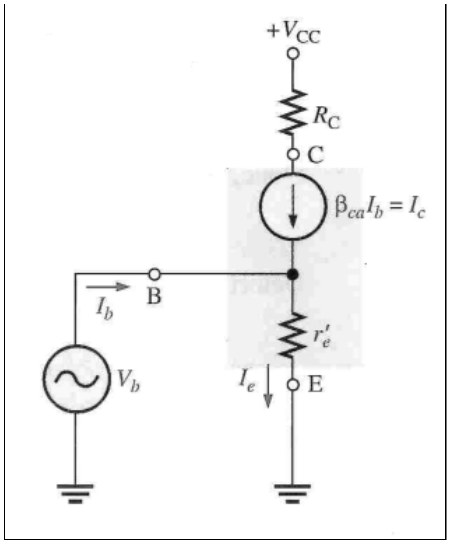


Figure 4.32 : Modèle du transistor à paramètres *r* connecté au circuit externe.

$$R_{en(tot)} = R_1 \| R_2 \| R_{en(base)} \qquad (4.52)$$

Résistance de sortie

La résistance de sortie de l'amplificateur vue à partir du collecteur est approximativement égale à la résistance au collecteur.

$$R_{sor} \cong R_c \qquad (4.53)$$

En réalité, $R_{sor} = R_C \| r'_c$ (r'_c est typiquement beaucoup plus grande que R_C).

Gain en tension d'un amplificateur à émetteur commun

L'expression du gain est développée en utilisant le circuit équivalent à la figure 4.33.

$$A_v = \frac{V_{sor}}{V_{en}} = \frac{V_c}{V_b} \qquad (4.54)$$

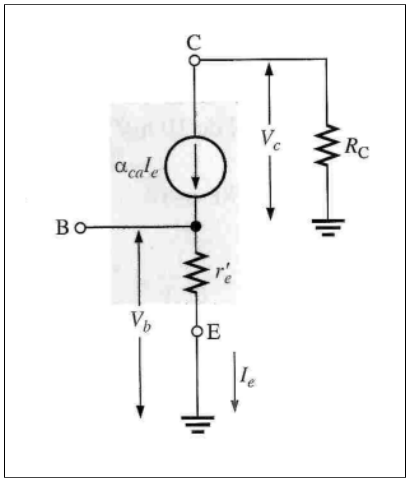


Figure 4.33 : Circuit équivalent pour obtenir le gain en tension c.a.

Modifier avec WPS Office

Notez que $V_c = \alpha_{cal} I_e R_C \cong I_e R_C$ et que $V_b = I_e r'_e$.

$$A_v = \frac{R_C}{r'_e} \qquad (4.55)$$

L'équation 4.55 donne le gain en tension entre la base et le collecteur. Pour obtenir le gain total de l'amplificateur entre la tension de la source et le collecteur, on doit tenir compte de l'atténuation du circuit d'entrée. L'atténuation est la diminution de la tension d'un signal lorsqu'il traverse un circuit. Le produit de l'atténuation entre la source et la base par le gain entre la base et le collecteur donne le gain total d'amplificateur. Le gain total est illustré à la figure 4.34.

$$A_v = \frac{V_b}{V_s} = \frac{R_{en(tot)}}{R_s + R_{en(tot)}} \qquad (4.56)$$

Le gain total, A'_v est:

$$A'_v = \left(\frac{V_b}{V_s}\right) A_v \qquad (4.57)$$

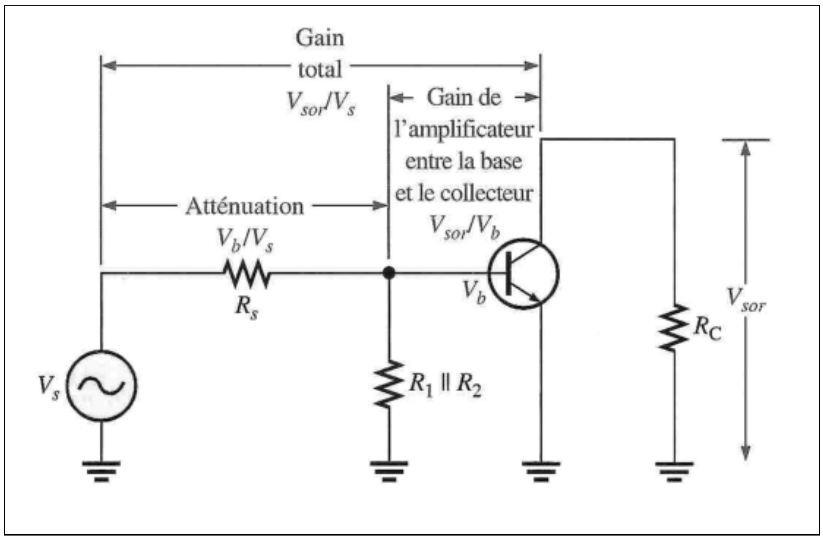


Figure 4.34 : Atténuation et gain total pour un circuit de base.

Gain en tension sans condensateur de dérivation [4]

Sans condensateur de dérivation C_2 (de découplage), l'émetteur n'est plus connecté à la masse au point de vue c.a. R_E est alors vue par le signal c.a. entre l'émetteur et la masse et sa valeur s'ajoute à celle de r'_e dans la formule du gain en tension.

$$A_v = \frac{R_C}{r'_e + R_E} \qquad (4.58)$$

L'effet de R_E cause une diminution du gain en tension c.a.

Modifier avec WPS Office

Effet de la charge sur le gain en tension

Lorsqu'une charge, R_{charge} est connectée à la sortie par le biais du condensateur de couplage C_3, la résistance au collecteur deviendra :

$$R_c = \frac{R_C R_{charge}}{R_C + R_{charge}} \quad (4.59)$$

Et le gain en tension est :

$$A_v = \frac{R_c}{r'_e} \quad (4.60)$$

Lorsque $R_c < R_C$, le gain est réduit. Si $R_{charge} >> R_C$, alors $R_c \cong R_C$ et la charge n'a alors que peu d'effet sur le gain.

Stabilité du gain en tension

Dans un amplificateur stabilisé, on utilise une dérivation partielle autour de R_E pour obtenir un gain raisonnable et pour que l'effet de r'_e sur le gain soit grandement réduit ou éliminé. La résistance totale externe à l'émetteur, R_E, est formée de deux résistances en série sur l'émetteur, R_{E1} et R_{E2}, la dérivation agit autour de R_{E2}, mais non sur l'autre résistance.

Les deux résistances affectent la polarisation c.c. tandis que seule la résistance R_{E1} affecte le gain en tension c.a.

$$A_v = \frac{R_C}{r'_e + R_{E1}} \quad (4.61)$$

Gain en courant

Le gain en courant entre la base et le collecteur est I_c/I_b ou β_{ca}. Cependant le gain en courant total de l'amplificateur est (figure 4.35) :

$$A_i = \frac{I_c}{I_s} \quad (4.62)$$

$$I_s = \frac{V_s}{R_s + R_{en(tot)}} \quad (4.63)$$

Modifier avec WPS Office

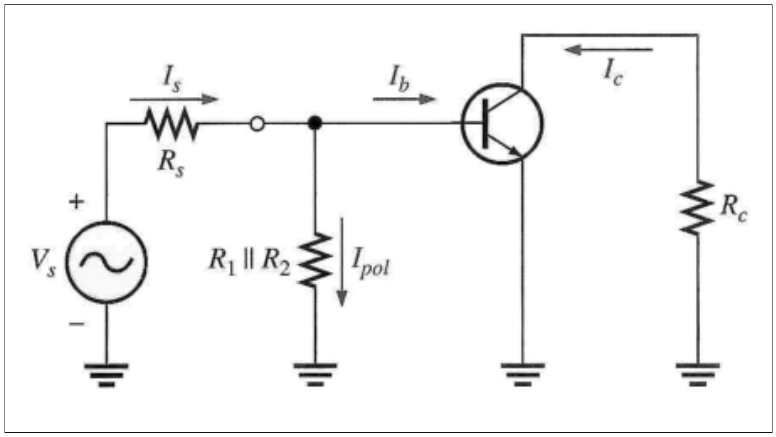


Figure 4.35 : Courant total du signal d'entrée (les directions indiqués sont celles lors de l'alternance positive).

Gain en puissance

Le gain en puissance est le produit du gain en tension total et du gain en courant.

$$A_p = A'_v A_i \qquad (4.64)$$

4.2.2 Amplificateur à collecteur commun [4]

L'amplificateur à collecteur commun est habituellement appelé amplificateur à émetteur -suiveur, l'entrée est appliquée à la base à travers un condensateur de couplage et la sortie est recueillie à l'émetteur et que le collecteur est relié à la masse au point de vue c.c.. Le gain en tension d'un amplificateur à collecteur commun est approximativement égal à 1. Ces principaux avantages sont sa résistance d'entrée élevée et son gain en courant élevé.

Un circuit à émetteur-suiveur polarisé par diviseur de tension est illustré à la figure 4.36.

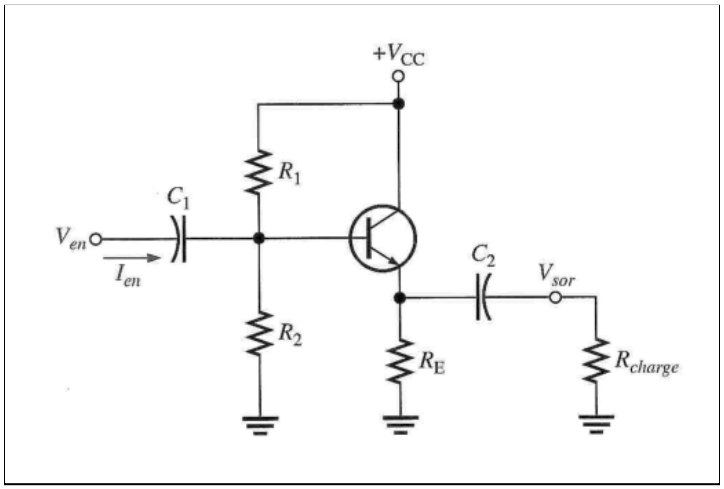


Figure 4.36 : Emetteur-suiveur polarisé par diviseur de tension

Modifier avec WPS Office

Gain en tension

On présume que les réactances capacitives sont négligeables à la fréquence d'opération. Figure 4.37

$$V_{en} = I_e(r'_e + R_e) \tag{4.65}$$

Où

$$V_{sor} = I_e R_e \tag{4.66}$$

Par conséquent, la formule pour calculer le gain en tension se développe de la façon suivante :

$$A_V = \frac{I_e R_e}{I_e(r'_e + R_e)} = \frac{R_e}{r'_e + R_e} \tag{4.67}$$

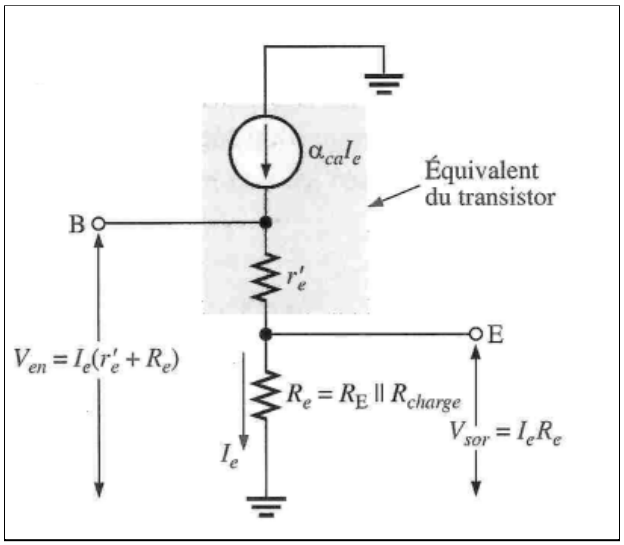


Figure 4.37 : Modèle illustrant la dérivation du gain en tension d'un émetteur-suiveur.

Où, $R_e = R_E \| R_{charge}$, si $R_E >> r'_e$, alors $A_v \cong 1$.

Résistance d'entrée

Vue à partir de la base

$$R_{en(base)} = \frac{V_b}{I_b} = \frac{V_{en}}{I_{en}} \tag{4.68}$$

$$V_b \cong V_{en} = I_e(r'_e + R_e) \tag{4.69}$$

Puisque $I_e \cong I_c$, alors $I_e \cong \beta_{Ca} I_b$

$$R_{en(base)} \cong \frac{\beta_{Ca} I_b(r'_e + R_e)}{I_b} \tag{4.70}$$

Modifier avec WPS Office

Ce qui donne : $$R_{en(base)} \cong \beta_{ca}(r'_e + R_e) \quad (4.71)$$

Si $R_e >> r'_e$ alors : $$R_{en(base)} \cong \beta_{ca} R_e \quad (4.72)$$

Vues à partir de l'entrée totale est :

$$R_{en(tot)} = R_1 \| R_2 \| R_{en(base)} \quad (4.73)$$

Résistance de sortie

Lorsqu'on retire la charge du circuit, la résistance se résume par l'approximation suivante :

$$R_{sor} \cong \left(\frac{R_s}{\beta_{ca}}\right) \| R_E \quad (4.74)$$

R_s est la résistance de la source à l'entrée.

Gain en courant

Le gain total pour cet amplificateur (figure 4.28) est I_e/I_{en}. On peut calculer I_{en} avec $V_{en}/R_{en(tot)}$.

En termes simplifiés,

Si $R_1 \| R_2 \gg \beta_{ca} R_e$ alors $A_i \cong \beta_{ca}$ sinon,

$$A_i = \frac{I_e}{I_{en}} \quad (4.75)$$

Gain en puissance

Le gain en puissance est le produit du gain en tension total et du gain en courant.

$$A_p = A_v A_i \quad (4.76)$$

Puisque $A_v \cong 1$, le gain en puissance total est

$$A_p = A_i \quad (4.77)$$

4.2.3 Amplificateur à base commune [3] [4]

L'Amplificateur à base commune fournit un gain en tension élevé avec un gain en courant maximal égal à 1. Puisqu'il possède une résistance d'entrée faible.

Un Amplificateur à base commune typique est illustré à la figure 4.38. La base est la borne commune, qui est également connectée à la masse au point de vue c.a. par le biais du condensateur C_2. Le signal d'entrée est couplé par condensateur à l'émetteur. La sortie du collecteur est couplée par condensateur vers une résistance de charge.

Modifier avec WPS Office

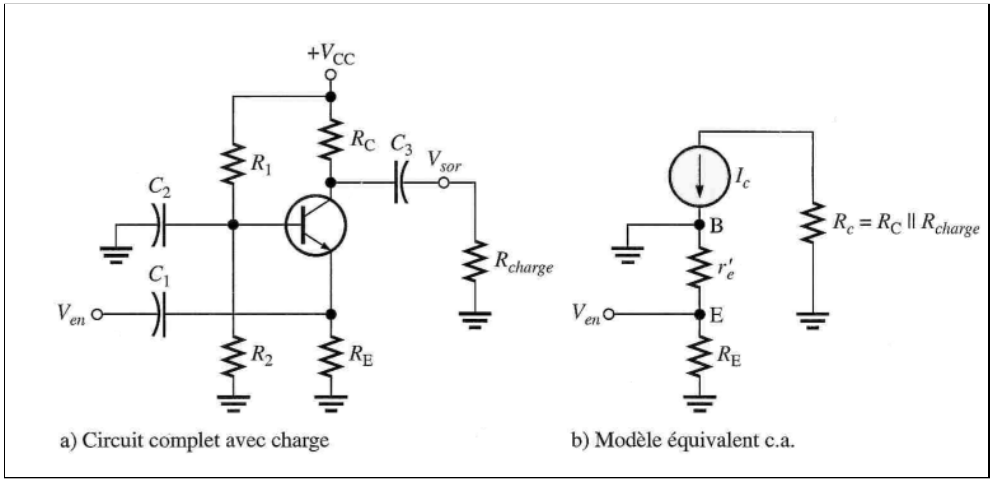


Figure 4.38 Amplificateur base commune avec polarisation par diviseur de tension.

Gain en tension

On présume que les réactances capacitives sont négligeables à la fréquence d'opération.

$$V_{en} = I_e\left(r'_e // R_E\right) \tag{4.78}$$

Où

$$V_{sor} = I_e R_e \tag{4.79}$$

Par conséquent, la formule pour calculer le gain en tension se développe de la façon suivante :

$$A_V = \frac{V_c}{V_e} = \frac{I_c R_c}{I_e\left(r'_e // R_E\right)} \tag{4.80}$$

si $R_E >> r'_e$, alors

$$A_V = \frac{R_c}{r'_e} \tag{4.81}$$

Où, $R_c = R_C || R_{charge}$. Notez que l'expression du gain est la même que celle de l'amplificateur à émetteur commun.

Résistance d'entrée

Vue à partir de l'émetteur est

$$R_{en(émetteur)} \cong \frac{I_e\left(r'_e // R_E\right)}{I_e} \tag{4.82}$$

Si $R_e >> r'_e$ alors :

$$R_{en(émetteur)} \cong r'_e \tag{4.83}$$

Résistance de sortie

Lorsqu'on retire la charge du circuit, la résistance se résume par l'approximation

Modifier avec WPS Office

suivante :

$$R_{sor} \cong R_C \qquad (4.84)$$

r'_c est typiquement beaucoup plus élevée que R_C.

Gain en courant

Le gain en courant à la sortie divisé par celui à l'entrée. I_c est le courant c.a. à la sortie et I_e est celui à l'entrée. Puisque $I_c \cong I_e$, le gain en courant est approximativement égal à 1.

$$A_i \cong 1 \qquad (4.85)$$

Gain en puissance

Le gain en puissance est le produit du gain en tension total et du gain en courant. Puisque $A_i \cong 1$, le gain en puissance total est

$$A_p = A_v \qquad (4.86)$$

4.3 Etude d'amplificateurs à plusieurs étages BF [3] [4]

Plusieurs amplificateurs peuvent être connectés dans un arrangement en cascade, la sortie d'un amplificateur actionnant l'entrée du suivant. Chaque amplificateur de cet arrangement en cascade est alors désigné par le terme 'étage'. Le but d'un arrangement en cascade est d'augmenter le gain total.

Gain en tension d'un amplificateur à plusieurs étages

Le gain en tension total, A'_v, pour un arrangement d'amplificateurs en cascade, est le produit des gains en tension de chacun, tel qu'illustré à la figure 4.39.

$$A'_v = A_{v1}.A_{v2}.A_{v3}...A_{vn} \qquad (4.87)$$

Où n : le nombre d'étages,

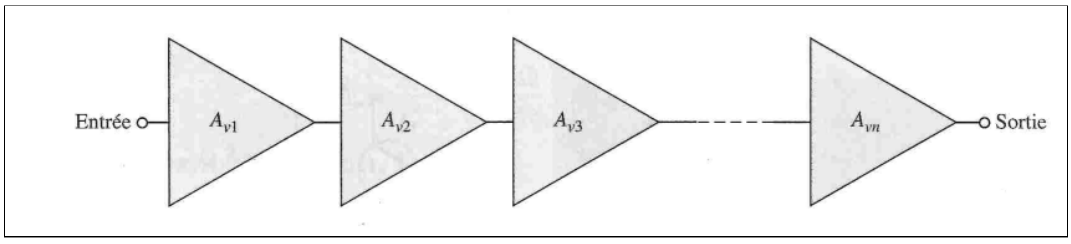


Figure 4.39 : Amplificateurs en cascade, chaque symbole triangulaire représente un Amplificateurs

Gain en tension exprimé en décibels

Le gain en tension d'un amplificateur est souvent exprimé en décibels (dB) selon la formule :

Modifier avec WPS Office

$$A_{v(dB)} = 20\log A_v \qquad (4.88)$$

Cette formule est surtout utilisée pour les systèmes à plusieurs étages :

$$A'_{v(dB)} = A'_{v1(dB)} + A'_{v2(dB)} + \ldots + A'_{vn(dB)} \qquad (4.89)$$

Analyse d'un amplificateur à plusieurs étages

Nous allons utiliser l'amplificateur à deux étages à couplage par condensateur de la figure 4.40. Notez que les deux étages sont des amplificateurs à émetteur commun identiques. La sortie du premier étage est couplée par condensateur vers l'entrée du second étage. Le couplage par condensateur empêche la polarisation c.c. d'un étage d'affecter celle de l'autre tout en permettant au signal c.a. de traverser sans atténuation puisque XC≅0Ω à la fréquence d'opération. Notez que les transistors sont désignés par Q_1 et Q_2.

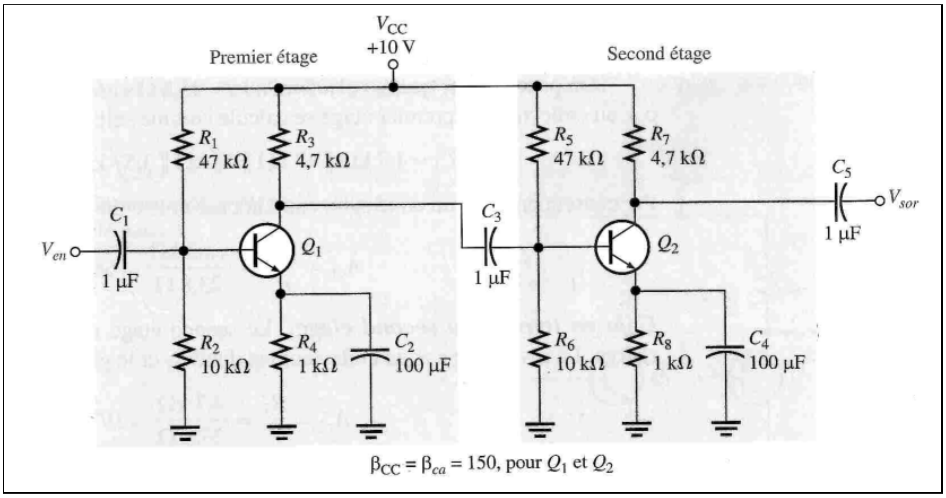


Figure 4.40 : Amplificateurs à émetteur commun à deux étages.

Effets de chargement

Pour déterminer le gain en tension du premier étage, on doit prendre en considération l'effet de chargement du second étage. Puisque le condensateur C_3 apparait comme un court-circuit à la fréquence du signal, la résistance d'entré totale du second étage représente une charge c.a. pour le premier étage (figure 2.41). Le gain en tension du premier étage est réduit de la charge du second étage, puisque la résistance c.a. au collecteur du premier étage est moins élevée que la valeur de la résistance au collecteur R_3.

Modifier avec WPS Office

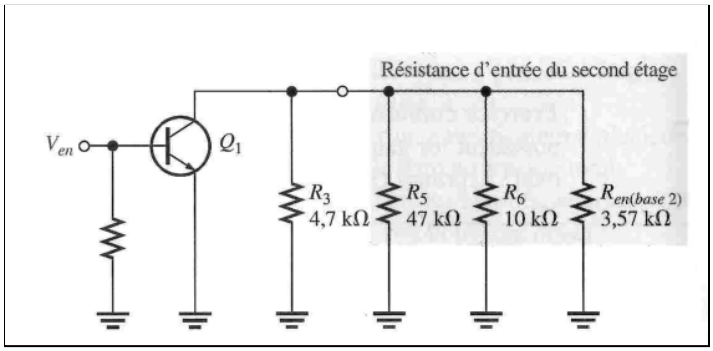


Figure 4.41 : Equivalent c.a du premier étage illustrant le chargement de la résistance d'entrée du second étage..

Gain en tension du premier étage

$$R_{c1} = R_3 \| R_5 \| R_6 \| R_{en(base2)} \quad (4.90)$$

Par conséquent, le gain en tension entre la base et le collecteur du premier étage est :

$$A_{V1} = \frac{R_{c1}}{r'_e} \quad (4.91)$$

Gain en tension du deuxième étage

Le second étage ne possède aucune résistance de charge

$$A_{V2} = \frac{R_7}{r'_e} \quad (4.92)$$

Gain en tension total

Le gain total de l'amplificateur sans charge à la sortie est :

$$A'_v = A_{v1}.A_{v2} \quad (4.93)$$

Tensions c.c. d'un amplificateur à plusieurs étages à couplage par condensateur

Puisque les deux étages sont identiques (figure 4.40), les tensions c.c. pour Q_1 et Q_2 sont les mêmes. Puisque $\beta_{cc}R_4 >> R_2$ et que $\beta_{cc}R_8 >> R_6$, la tension c.c. à la base de Q_1 et Q_2 est :

$$V_B \cong \frac{R_2}{R_2+R_1} V_{CC} \quad (4.94)$$

$$V_E \cong V_B - 0.7 \quad (4.95)$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_4} \quad (4.96)$$

Modifier avec WPS Office

$$I_E \cong I_C \tag{4.97}$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_3 \tag{4.98}$$

Un sommaire des caractéristiques pour les configurations d'amplificateurs à émetteur, à collecteur commun et à base commune est illustré au tableau 4.5.

Tableau 4.5 : Configuration relatives entre les configurations d'amplificateur.

Borne commune -->	Émetteur	Collecteur	Base
Gain en tension, A_v	Élevé R_C/r'_e	Faible $\cong 1$	Élevé R_C/r'_e
Gain en courant, $A_{i(max)}$	Élevé β_{ca}	Élevé β_{ca}	Faible $\cong 1$
Gain en puissance, A_p	Très élevé $A_i A_v$	Élevé $\cong A_i$	Élevé $\cong A_v$
Résistance d'entrée, $R_{en(max)}$	Faible $\beta_{ca} r'_e$	Élevée $\beta_{ca} R_E$	Très faible r'_e
Résistance de sortie, R_{sor}	Élevée R_C	Très faible $(R_s/\beta_{ca}) \parallel R_E$	Élevée R_C

4.4 Autres utilisations du transistor : Montage Darlington [4]

Nous avons vu que β_{ca} est le facteur le plus important pour déterminer la résistance d'entrée d'un amplificateur. Le β_{ca} du transistor limite la résistance d'entrée pouvant être atteinte par un circuit à émetteur suiveur donné.
Une des façons permettant d'augmenter la résistance d'entrée est l'utilisation de la paire de Darlington (figure 4.42). Les collecteurs des deux transistors sont branchés ensemble, pendant que l'émetteur du premier actionne la base du second. Cette configuration fournit une multiplication en β_{ca}, comme le démontrent les étapes suivantes.

$$I_{e1} \cong \beta_{Ca1} I_{b1} \tag{4.99}$$

Ce courant à l'émetteur du premier transistor devient le courant à la base pour le deuxième transistor, produisant un deuxième courant à l'émetteur du deuxième transistor.

$$I_{e2} \cong \beta_{Ca2} I_{b2} = \beta_{Ca1}\beta_{Ca2} I_{b1} \tag{4.100}$$

Par conséquent, le gain en courant réel de la paire de Darlington est

$$\beta_{Ca} = \beta_{Ca1}\beta_{Ca2} \tag{4.101}$$

Modifier avec WPS Office

Si l'on néglige r'_e en supposant que sa valeur est minime comparativement à celle de RE, la résistance d'entrée est :

$$R_{en} = \beta_{Ca1}\beta_{Ca2}R_E \qquad (4.102)$$

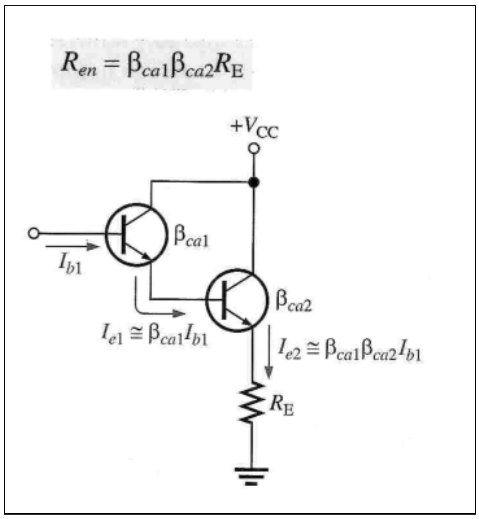


Figure 4.42 : La paire de Darlington fournit une multiplication en β_{ca}.

Modifier avec WPS Office

Chapitre 5 - Les amplificateurs opérationnels

5.1 Principe,
5.2 Schéma équivalent
5.3 Ampli-op idéal, contre-réaction
5.4 Caractéristiques de l'ampli op
5.5 Montages de base de l'amplificateur opérationnel :
5.5.1 Inverseur
5.5.2 Non Inverseur
5.5.3 Sommateur
5.5.4 Soustracteur
5.5.5 Dérivateur
5.5.6 Intégrateur
5.5.7 Comparateur
5.5.8 Suiveur
5.5.9 Logarithmique

Modifier avec WPS Office

5.1 Principe

L'amplificateur opérationnel est devenu un composant de base utilisé pratiquement partout en électronique. Souvent, nous utilisons une description idéale de l'amplificateur opérationnel en le supposant parfait. [1]

Structure d'un amplificateur opérationnel [1]

La structure interne de la plupart des amplificateurs opérationnels peut se ramener au schéma simplifié de la figure 5.1.

- Le premier étage a une structure différentielle, c'est-à-dire qu'il délivre en sortie une grandeur proportionnelle à la différence des potentiels des entrées.
- Le second étage amplifie et adapte en impédance la grandeur fournie par le premier étage. Il assure de plus une translation des niveaux continus de façon à ne pas limiter l'excursion des signaux, et imposer une tension V_s nulle lorsque l'écart ($V_+ - V_-$) est nul. Cette translation est indispensable puisque les liaisons entre les différents étages laissent passer les signaux continus.
- Enfin l'étage de sortie permet de fournir V_S avec une impédance de sortie faible.

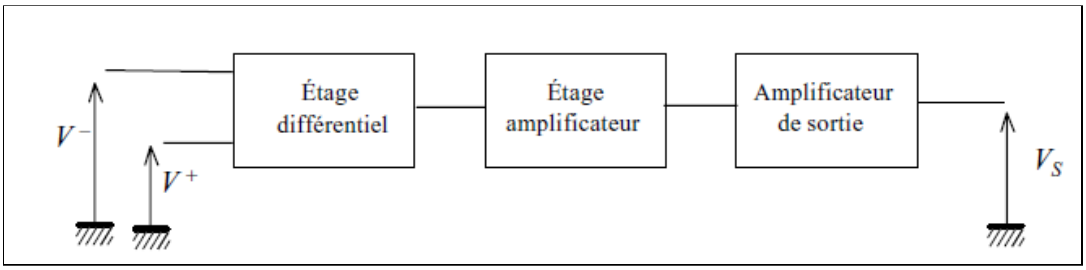


Figure 5.1 : Schéma de principe d'un amplificateur opérationnel.

Cette présentation 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 De Réjection En Mode Commun ;
- La Fréquence De Transition f_t ;
- Le Slew-Rate Qui Caractérise La Vitesse Maximale De L'évolution De La Sortie.

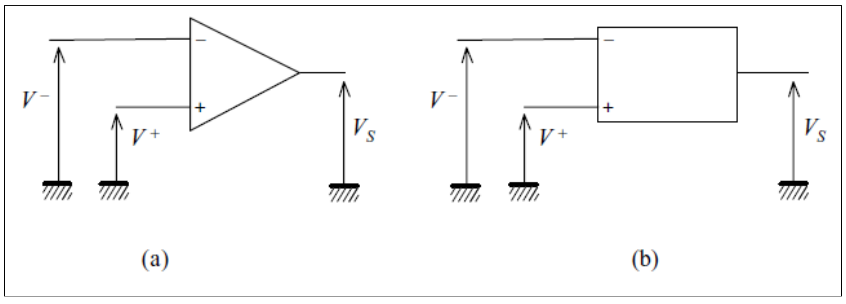


Figure 5.2 : Symbole d'un amplificateur opérationnel.

Du point de vue fonctionnel, la tension est proportionnelle à la différence de potentiel qui

Modifier avec WPS Office

existe entre les deux bornes d'entrée, ce qui s'exprime par la relation :

$$V_S = A_d(V^+ - V^-) \qquad (5.1)$$

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.

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 $-V_{CC}$).

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.

5.2 Schéma équivalent [1]

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.
Le modèle de l'amplificateur opérationnel idéal se décrit à l'aide des relations :

$A_d \rightarrow \infty$; $Z_e \rightarrow \infty$; $Z_s \rightarrow 0$ et une bande passante infinie

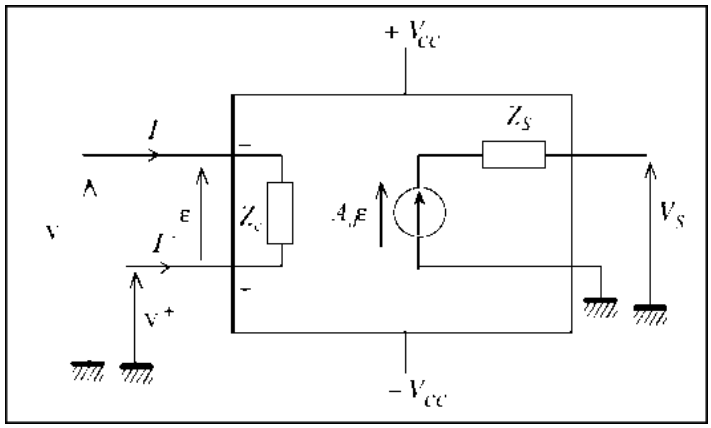


Figure 5.3 : Amplificateur opérationnel sous forme d'un quadripôle.

- 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 : ε = 0. À la limite, nous supposons que : $V^+ = V^-$;
- L'impédance d'entrée Ze infinie implique que les courants : $I^+ = I^- = 0$;
- Une impédance de sortie nulle permet de placer en sortie une charge de valeur

Modifier avec WPS Office

quelconque sans que la tension V_S soit affectée par la valeur de la charge en sortie.

5.3 Ampli-op idéal, contre-réaction [1]

5.3.1 Définition

Un système de contrôle par réaction négative ou par contre réaction est un système qui comporte trois organes :

• Une chaîne directe ou chaîne d'action de fonction de transfert A. Il s'agit souvent d'un quadripôle amplificateur.

• Une chaîne de retour ou boucle de réaction de fonction de transfert B. Il s'agit souvent d'un circuit passif composé de résistances.

• Un comparateur négatif qui réalise la différence entre la grandeur d'entrée externe x_e et la grandeur de sortie x_r: $\varepsilon = x_e - x_r$ Cette combinaison qui modifie les performances du montage est représentée par :

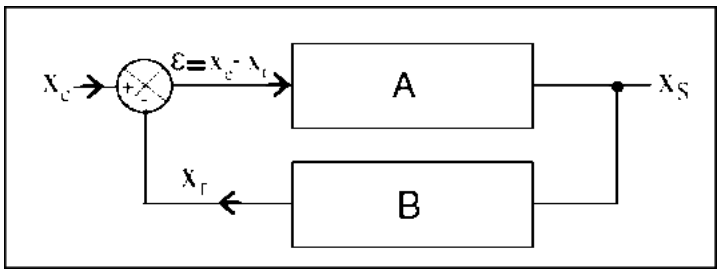


Figure 5.4 : Schéma de principe de la contre réaction.

En régime linéaire, la fonction de transfert du système bouclé est :

$$H = \frac{x_s}{x_e} = \frac{A}{1+AB} \qquad (5.2)$$

5.3.2 Types de contre réaction

Quatre modes de contre réaction sont possibles selon qu'on prélève la tension v_s (prélèvement en parallèle) ou le courant i_s (prélèvement en série). On réinjecte la grandeur de sortie de la chaîne de retour v_r (en parallèle) ou i_r (en série). On suppose que la chaîne de retour ne charge pas la chaîne directe, ce qui revient à négliger le courant qui passe dans B pour une tension prélevée et négliger la tension d'entrée de B pour un courant prélevé.

Comparé aux caractéristiques de l'amplificateur A seul, la contre réaction modifie le gain, l'impédance d'entrée, l'impédance de sortie et la bande passante.

Modifier avec WPS Office

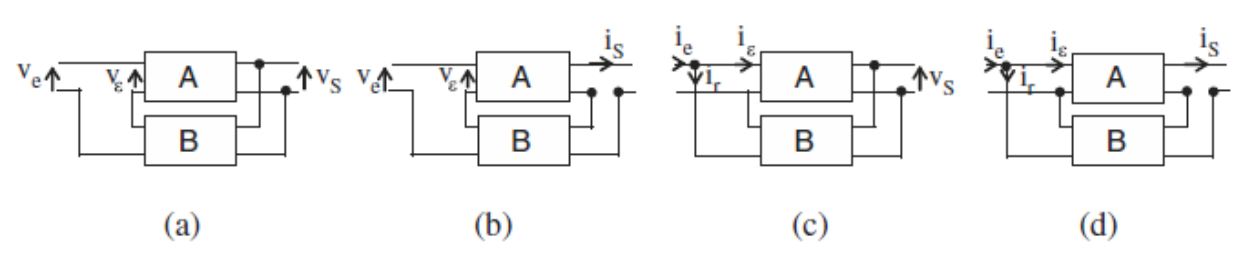


Figure 5.5 : Schéma de principe des quatre types de contre réaction.

Tableau 5.1 : Etude comparative des quatre types de contre réaction

Type de contre réaction	Série-parallèle tension-tension	Série-série tension-courant	Parallèle-parallèle courant-tension	Parallèle-série Courant-courant
Schéma	(a)	(b)	(c)	(d)
Signal prélevé	v_S	i_S	v_S	i_S
Signal réinjecté	$v_r = Bv_S$	$v_r = Bi_S$	$i_r = Bv_S$	$i_r = Bi_S$
erreur	$\varepsilon = v_e - v_r$	$\varepsilon = v_e - v_r$	$\varepsilon = i_e - i_r$	$\varepsilon = i_e - i_r$
Fonction réalisée	Amplificateur de tension	Convertisseur tension-courant	Convertisseur courant-tension	Amplificateur de courant
Impédance d'entrée	$Z_e' \approx Z_e(1+AB)$	$Z_e' = Z_e(1+AB)$	$Z_e' \approx \frac{Z_e}{1+AB}$	$Z_e' = \frac{Z_e}{1+AB}$
Impédance d'entrée	$Z_S' = \frac{Z_S}{1+AB}$	$Z_S' \approx Z_S(1+AB)$	$Z_S' = \frac{Z_S}{1+AB}$	$Z_S' \approx Z_S(1+AB)$
Gain	$H = \frac{A}{1+AB}$	$H = \frac{A}{1+AB}$	$H = \frac{A}{1+AB}$	$H = \frac{A}{1+AB}$
Bande passante	$B_P' = B_P(1+AB)$	$B_P' = B_P(1+AB)$	$B_P' = B_P(1+AB)$	$B_P' = B_P(1+AB)$

Nous pouvons prendre comme exemples, les deux cas de la figure 5.6.
– On prélève dans le premier cas une tension V_S et on injecte en entrée une tension V_r qui n'est autre que la tension prélevée et réinjectée à travers le diviseur de tension R_1, R_2.

$$V_r = \frac{R_1}{R_1+R_2} V_S \qquad (5.3)$$

La contre réaction est donc de type tension-tension.
– On prélève dans le deuxième cas (5.6. b) une tension V_S et on injecte en entrée un courant I_r qui n'est autre que le rapport de la tension prélevée par la résistance de retour R_2. En réalité on a :

$$I_r = \frac{-1}{R_2} \times \frac{1+A_0}{A_0} \approx -\frac{1}{R_2} \qquad (5.4)$$

Modifier avec WPS Office

Souvent nous pouvons considérer logiquement que 1 ≪ le gain propre de l'amplificateur opérationnel A_0.

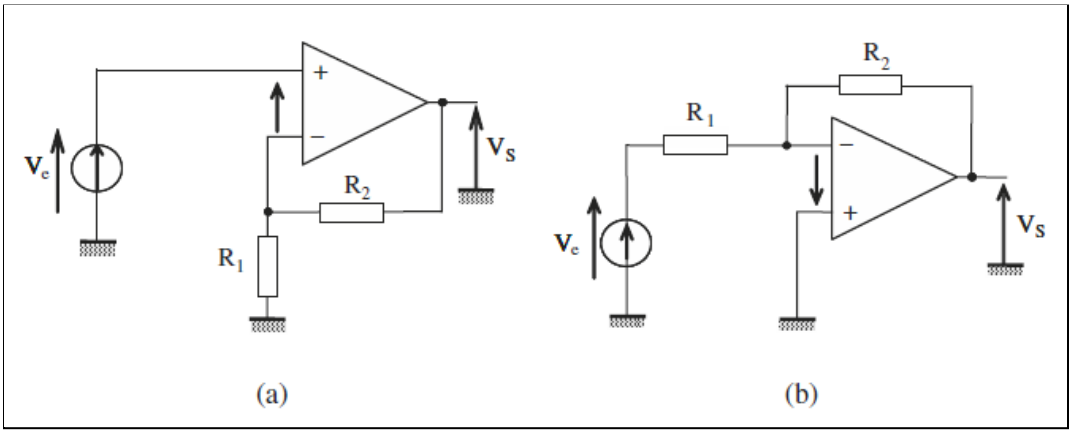


Figure 5.6 : Amplificateur avec contre réaction tension-tension (a) et avec contre réaction tension-courant (b).

5.4 Caractéristiques de l'amplificateur opérationnel

a) La tension de décalage

Souvent la tension de sortie *VS* est nulle lorsque ´ est différent de 0. Cette valeur particulière est appelée tension de décalage. Elle correspond à la tension d'entrée qu'il faut appliquer pour que la sortie soit nulle.
La tension de décalage résulte soit d'un défaut de symétrie dans l'étage différentiel, soit d'un défaut dans les étages amplificateurs. En pratique, la tension de décalage est de quelques millivolts.

b) Les courants de polarisation d'entrée

L'étage différentiel d'entrée nécessite pour son fonctionnement des courants d'entrée circulant, en général, dans le même sens pour les deux entrées (à cause de la symétrie de l'étage).
L'importance de ces courants dépend principalement de la nature des transistors utilisés.
Les courants d'entrées doivent être les plus faibles possibles. C'est pour cette raison que nous utilisons 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'entrée quasi nuls. Le constructeur indique toujours la différence entre les courants de base pour une tension nulle.

c) Résistance d'entrée et résistance de sortie

La résistance d'entrée différentielle est la résistance vue du côté entrée. Cette résistance est assez élevée, de l'ordre du MΩ. Une capacité parasite des jonctions se

Modifier avec WPS Office

trouve aussi à l'entrée et sa valeur est de l'ordre du pF.
La résistance de sortie de l'amplificateur opérationnel qui est la résistance de sortie du dernier étage peut être calculée : son ordre de grandeur est la dizaine d'ohms.

d) Amplification différentielle

L'amplification différentielle A_d de l'amplificateur opérationnel est de l'ordre de centaines de mille. Comme dans tous les systèmes physiques, l'amplification A_d est limitée en fréquence. La loi d'évolution de l'amplification différentielle en fonction de la fréquence est une caractéristique importante des amplificateurs opérationnels.
L'amplificateur opérationnel est généralement utilisé avec une contre-réaction. Une fraction de la tension de sortie est alors injectée à l'entrée ; le montage risque d'osciller.

Pour éviter l'instabilité, nous modifions la courbe de réponse comme indiquée à la figure 5.7, en introduisant un condensateur C à l'entrée du premier étage, ou entre le premier et le second étage. C'est ce que nous appelons la compensation en fréquence.
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 f_T.
Il existe donc deux grandes familles d'amplificateurs opérationnels :
– Ceux qui disposent de circuit dit « de compensation interne ». La loi d'évolution correspond alors à celle d'un circuit du premier ordre.
– Ceux dont la loi d'évolution en fréquence est modifiable par un réseau externe.
Pour ces amplificateurs, il faut optimiser le circuit externe en fonction de l'application.

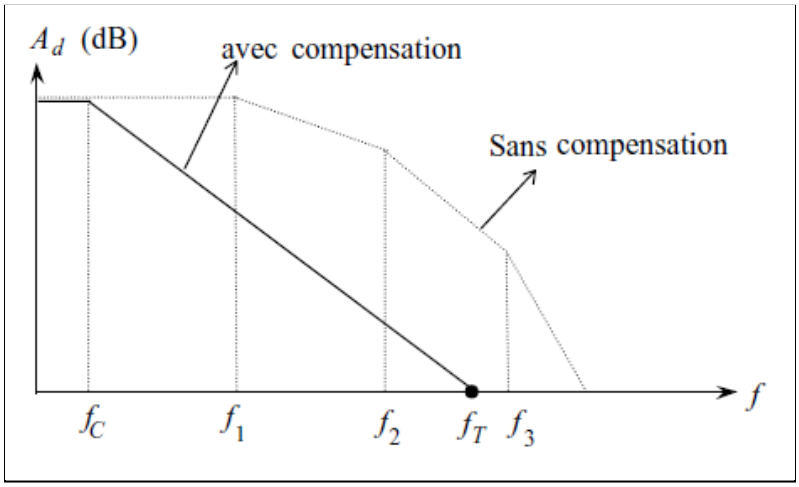


Figure 5.7 : Réponse en fréquence sans compensation et avec compensation.

5.5 Montages de base de l'amplificateur opérationnel : [1] [4]

Les amplificateurs opérationnels sont de plus en plus utilisés dans les domaines les plus variés. Nous pouvons classer leurs applications en deux familles de montage qui se subdivisent suivant les grands thèmes de l'électronique : Les montages linéaires comme les amplificateurs, les filtres ou encore les convertisseurs, et les montages non linéaires.

Modifier avec WPS Office

Seuls, les montages linéaires sont étudiés dans ce chapitre. L'amplificateur opérationnel n'est jamais utilisé seul. Il est toujours associé à un réseau qui introduit une réaction comme dans les systèmes bouclés. Dans la suite de ce chapitre nous n'utiliserons que des amplificateurs opérationnels idéaux qui sont caractérisés par :
– un gain en tension différentiel infini : $A_d = \infty$;
– une impédance d'entrée infinie : $Z_E = \infty$;
– une impédance de sortie nulle : $Z_S = 0$;
– une bande passante infinie : $BP = \infty$.

5.5.1 Inverseur [1]

Considérons le montage de la figure 5.8, le potentiel V^+ étant nul, comme ε = 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 dans l'entrée « – » de l'amplificateur opérationnel est nul.
Il en résulte :

$$\begin{cases} V_E = R_1 I_1 \\ V_S = -R_2 I_2 \end{cases} \rightarrow A_V = -\frac{R_2}{R_1} \qquad (5.5)$$

Nous remarquons 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 est nulle. Ce montage avec contre-réaction de tension en courant donne les résultats suivants :

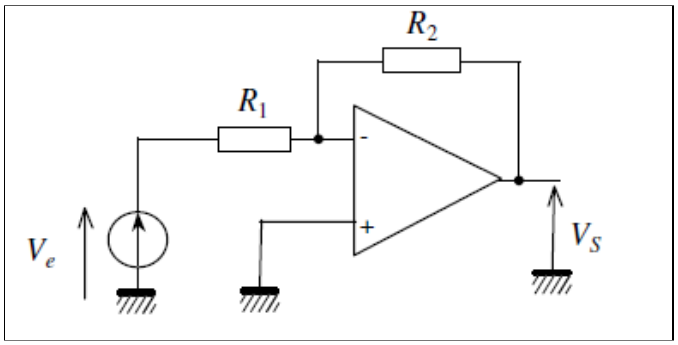


Figure 5.8 : Montage amplificateur inverseur.

L'amplification $$A_V = \frac{V_S}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} \qquad (5.6)$$

L'impédance d'entrée $$Z_e = R_1 - \frac{Z_0 + R_2}{A_V} \qquad (5.7)$$

L'impédance de sortie Z_S très faible $$Z_S = Z_0 \frac{A}{A_0} \qquad (5.8)$$

Modifier avec WPS Office

Pour équilibrer les courants d'entrée, nous plaçons généralement une résistance R_2dans l'entrée non inverseuse, de valeur telle que chaque entrée soit attaquée par la même impédance : $R_3 = R_1//R_2$.
L signe « – » de la formule du gain indique une opposition de phase entre la tension de sortie et celle d'entrée d'où le nom donné à ce montage.

5.5.2 Non Inverseur [1]

Considérons maintenant le montage de la figure 5.8.

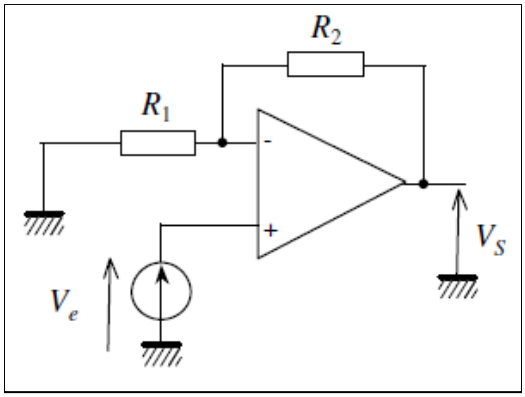


Figure 5.9 : Montage amplificateur non inverseur.

Nous appliquons le diviseur de tension sur l'entrée « – » et nous avons directement la tension v_E sur l'entrée « + ».
Or

$$V^+ = \frac{R_1}{R_1+R_2}V_S \ (i^+ = i^- = 0) \qquad (5.9)$$

Et $$V^- = V_E \qquad (5.10)$$

Il s'agit d'une contre-réaction de tension en tension. Nous obtenons :

L'amplification $$A_V = \frac{V_S}{V_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \qquad (5.11)$$

L'impédance d'entrée très grande $$Z_e = Z_i\frac{A_0}{A}$$

(5.12)

L'impédance de sortie Z_S très faible $$Z_S = Z_0\frac{A}{A_0}$$

(5.13)

Nous remarquons que la tension de sortie et la tension d'entrée sont en phase et que

Modifier avec WPS Office

l'amplification est toujours supérieure à l'unité. Le montage se comporte donc comme un véritable amplificateur.
Un cas particulier de ce montage consiste à annuler la résistance *R*, ce qui permet d'avoir une amplification égale à l'unité. C'est le montage suiveur qui est souvent utilisé comme adaptateur d'impédance avec une résistance d'entrée très élevée (infinie) et une résistance de sortie très faible (nulle).
Avec ce montage, le gain est toujours supérieur à l'unité et l'impédance d'entrée est infinie. Pour obtenir un gain inférieur à un, il suffit de placer à l'entrée un pont atténuateur.

5.5.3 Sommateur non inverseur : additionneur [1]

Nous disposons de deux tensions V_1 et V_2 et considérons le montage de la figure 5.10.
Le théorème de superposition donne :

$$V' = \frac{R_2}{R_1+R_2}V_1 + \frac{R_1}{R_1+R_2}V_2 = (k_1V_1+k_2V_2) \qquad (5.14)$$

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.

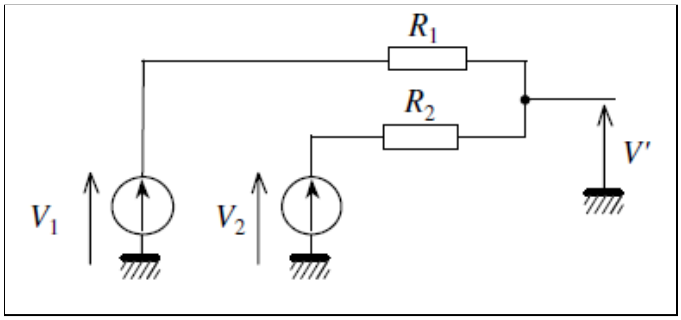


Figure 5.10 : Principe de l'addition.

En associant le montage précédent à un amplificateur opérationnel monté en non inverseur d'amplification *G* comme indiquée à la figure 5.11, la tension de sortie devient :

$$V' = \left(\frac{R_2}{R_1+R_2}V_1+\frac{R_1}{R_1+R_2}V_2\right)\left(1+\frac{R}{R'}\right) = G(k_1V_1+k_2V_2) \qquad (5.15)$$

Cas particulier : $R_1 = R_2$ et $R' = R$, nous avons : $V_S = V_1 + V_2$.

Modifier avec WPS Office

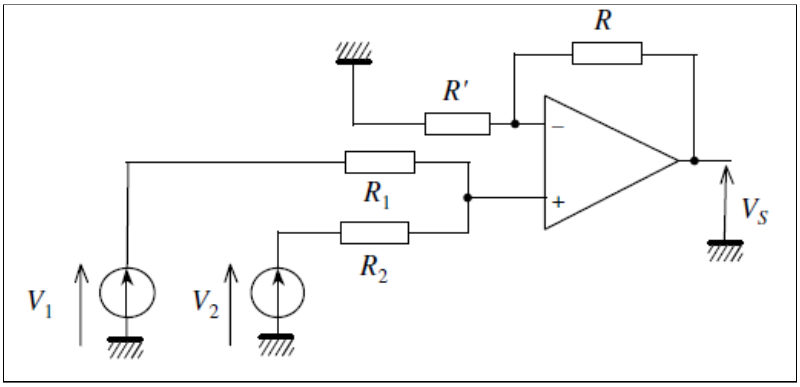


Figure 5.11 : Cas du montage additionneur.

5.5.4 Soustracteur [1]

Avec le même montage que précédemment, en injectant une tension à travers *R'* comme indiquée sur figure 5.12, et grâce au théorème de superposition on peut écrire :

$$V' = \left(\frac{R_2}{R_1+R_2}\right)\left(1+\frac{R}{R'}\right)\times V_1 + \left(-\frac{R}{R'}\right)\times V_2 = \left(k_1 V_1 - k_2 V_2\right) \qquad (5.16)$$

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 : $V_S = V_1 - V_2$

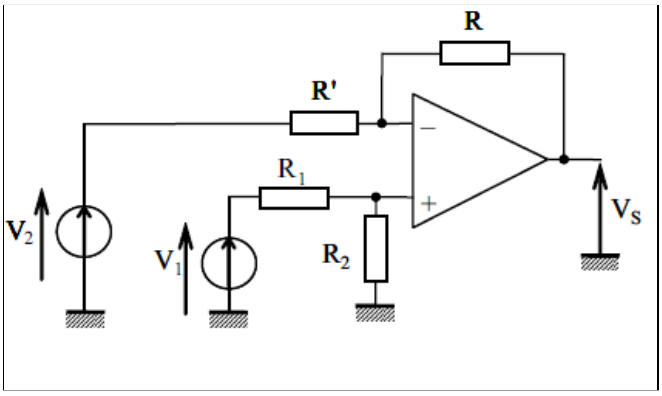


Figure 5.12 : Montage soustracteur.

5.5.5 Intégrateur [1]

Si nous remplaçons la résistance R_2 par un condensateur dans le montage amplificateur inverseur, nous obtenons un montage appelé intégrateur.
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 :

Modifier avec WPS Office

$$\begin{cases} I=\frac{V_e(t)}{R}=-C\frac{dV_S}{dt} \\ V_S(t)=-\frac{1}{RC}\int_{-\infty}^{t}V_e(t)dt \end{cases} \qquad (5.17)$$

La tension de sortie est proportionnelle à l'intégrale de la tension d'entrée. Nous disons que le montage est intégrateur. En régime établi, la fonction de transfert devient :

$$\frac{V_S}{V_e} = -\frac{1}{jRCw} \qquad (5.18)$$

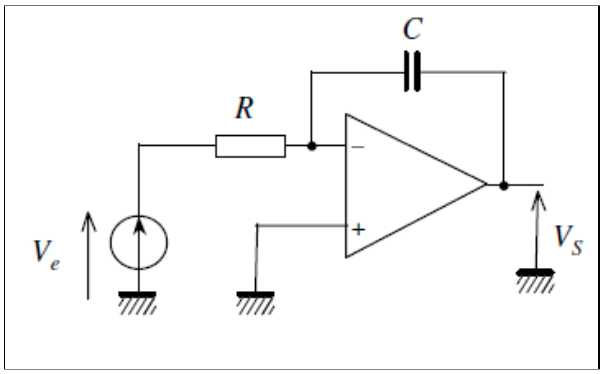


Figure 5.13 : Montage intégrateur.

5.5.6 Dérivateur [1]

Pour le montage dérivateur, nous procédons de la même façon que pour le montage intégrateur, d'où :

$$V_S = -RC\frac{dV_e}{dt} \qquad (5.19)$$

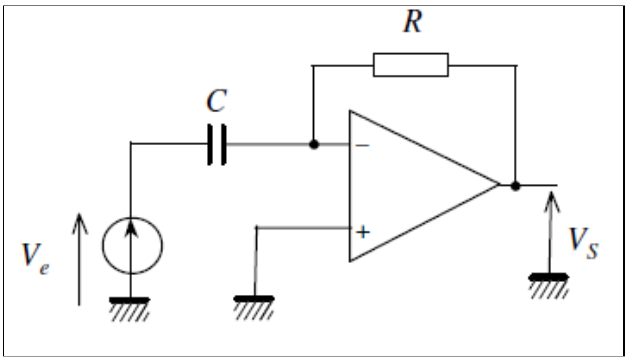


Figure 5.14 : Montage dérivateur.

Modifier avec WPS Office

5.5.7 Comparateur [4]

Détecteur de passage par zéro

Les amplificateurs opérationnels sont souvent utilisés pour comparer l'amplitude d'une tension à une autre. Dans cette application l'ampli op est utilisé comme comparateur dans une configuration à boucle ouverte, avec la tension incidente sur une entrée et une tension de référence branchée à l'autre entrée.

Un comparateur est une application de base de l'ampli op qui détermine le moment où une tension d'entrée excède un certain niveau. La figure 5.15.a illustre un détecteur de passage par zéro. A cause du gain en tension élevé en boucle ouverte, une infime différence de tension entre les deux entrées fait passer l'amplificateur en mode de saturation, poussant la tension de sortie à sa limite.

La figure 5.15.b illustre le résultat d'une tension d'entrée sinusoïdale appliquée au terminal non inverseur (+) du détecteur de passage par zéro. Lorsque l'onde sinusoïdale est négative, la sortie est à son niveau négatif maximal. Lorsque l'onde sinusoïdale franchit la valeur de zéro, l'amplificateur est activé dans son état opposé et la sortie atteint son niveau positif maximal. Comme nous pouvons le voir, le détecteur de passage par zéro peut être utilisé afin de convertir une onde sinusoïdale en onde rectangulaire.

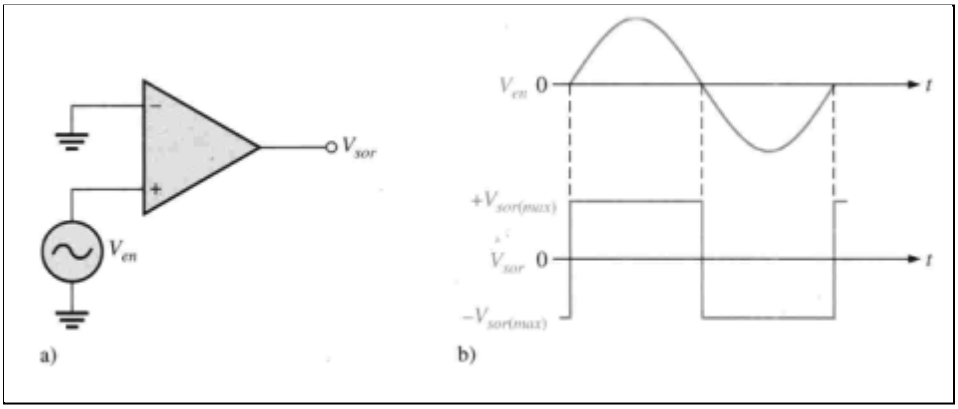


Figure 5.15 : Ampli op utilisé comme détecteur de passage par zéro.

Détecteur de passage différent de zéro

Le détecteur de passage par zéro de la figure 5.15 peut être modifié pour détecter des tensions différentes de zéro en reliant une tension de référence fixe au terminal inverseur (-), comme l'illustre la figure 5.16.a. un arrangement encore plus pratique est illustré à la figure 5.16.b. il utilise un diviseur de tension pour ajuster la tension de référence, calculée selon la formule :

$$V_{REF} = \frac{R_2}{R_1+R_2}(V^+) \qquad (5.20)$$

Le circuit de la figure 5.16.c utilise la diode Zener pour ajuster la tension de référence ($V_{REF}= V_Z$). Aussi longtemps que la tension d'entrée V_{en} est inférieure à V_{REF}, la sortie demeure à son niveau négatif maximal. Lorsque la tension d'entrée excède la tension de

Modifier avec WPS Office

référence, la sortie passe à son niveau positif maximal (figure 5.16.d).

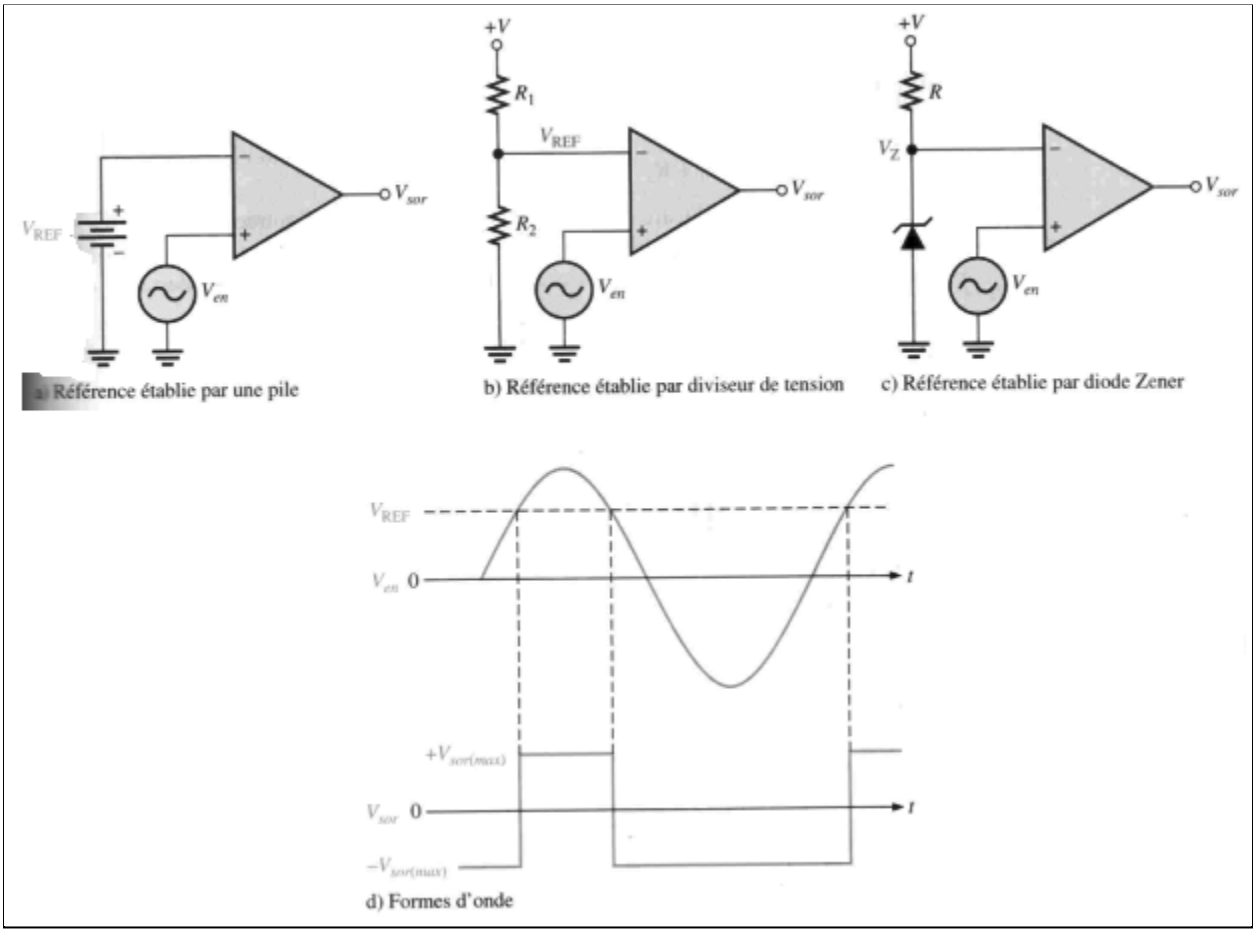


Figure 5.16 : Ampli op utilisé comme détecteur de passage différent de zéro.

5.5.8 Suiveur [4]

La configuration à suiveur de tension est une variation spéciale de l'amplificateur sans inversion dans laquelle toute la tension de sortie est redistribuée vers le terminal inverseur négatif (-) (figure 5.17). Comme on peut le constater, la connexion directe pour la rétroaction possède un gain en tension approximativement égal à 1. Le gain en boucle fermée pour cette configuration est :

$$A_V = 1 \qquad (5.21)$$

Les caractéristiques les plus importantes du suiveur de tension sont son impédance d'entrée très élevée et son impédance de sortie très faible. A cause de ces particularités, il devient un choix idéal d'amplificateur tampon agissant comme interface entre des sources à haute impédance et des charges à faible impédance.

Modifier avec WPS Office

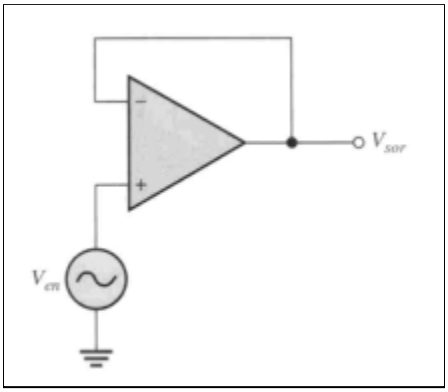


Figure 5.17 : Ampli op suiveur de tension.

5.5.9 Logarithmique [4]

L'élément clé d'un amplificateur logarithmique est un composant fournissant une caractéristique de réponse logarithmique lorsqu'il est placé dans la boucle de rétroaction d'un ampli op. la tension de sortie représente donc une fonction du logarithme de la tension d'entrée, comme exprimé par l'équation générale ci-dessous. K est une constante.

$$V_{SOR} = -K \ln (V_{en}) \tag{5.22}$$

Amplificateur logarithmique avec diode

Lorsqu'on place une diode dans la boucle de rétroaction d'un circuit d'ampli op, on obtient un amplificateur logarithmique de base (figure 5.18). Puisque l'entrée avec inversion est à la masse virtuelle (0 V), la sortie est égale à $-V_{AV}$ lorsque la tension d'entrée est positive. Puisque V_{AV} est logarithmique, V_{SOR} l'est également. La sortie est limitée à une valeur maximale d'environ -0.7 V.

$$V_{SOR} = -\left(\frac{kT}{q}\right) \ln \left(\frac{V_{en}}{I_{en}R_1}\right) \tag{5.23}$$

$$V_{SOR} \cong -(0.025\ V) \ln \left(\frac{V_{en}}{I_{en}R_1}\right) \tag{5.24}$$

Modifier avec WPS Office

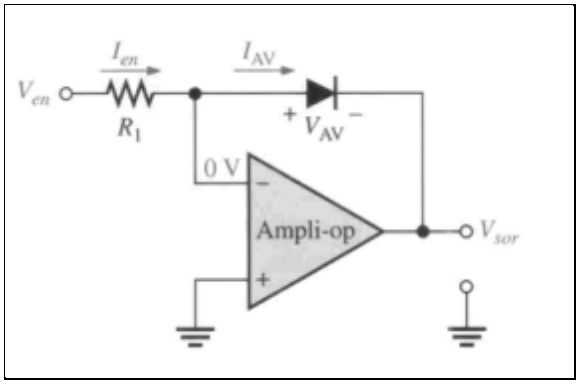


Figure 5.18 : Amplificateur logarithmique de base utilisant une diode comme élément de rétroaction.

Amplificateur logarithmique avec un transistor bipolaire

La jonction base-émetteur d'un transistor bipolaire possède le même type de caractéristique logarithmique qu'une diode, puisqu'il s'agit également d'une jonction PN. Un amplificateur logarithmique avec un transistor bipolaire à base commune connecté dans la boucle de rétroaction est illustré à la figure 5.19.

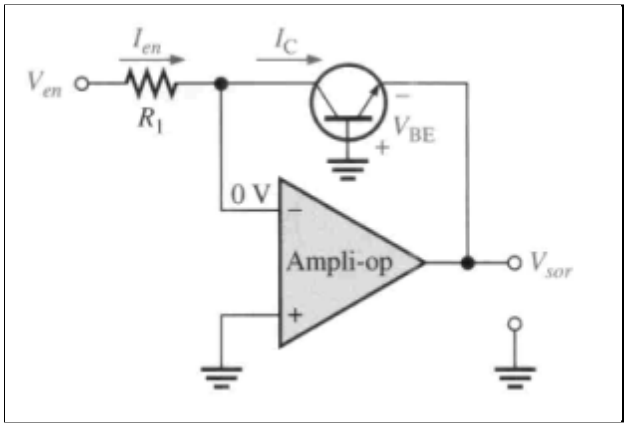


Figure 5.19 : Amplificateur logarithmique de base utilisant un transistor comme élément de rétroaction.

L'analyse de ce circuit est identique à celle de l'amplificateur logarithmique avec diode sauf que $-V_{BE}$ remplace I_{en} et I_{EBO} remplace le courant inverse.

$$I_C = I_{EBO} e^{\frac{qV_{BE}}{kT}} \qquad (5.25)$$

Où I_{EBO} désigne le courant de fuite entre l'émetteur et la base.

$$V_{SOR} = -(0.025\ V)\ \ln\ \left(\frac{V_{en}}{I_{EBO}R_1}\right) \qquad (5.26)$$

Modifier avec WPS Office

Bibliographie

[1] : "ÉLECTRICITÉ GÉNÉRALE, Analyse et synthèse des circuits, Cours et exercices corrigés", *Tahar Neffati*, Maître de conférences à l'IUT de Cergy-Pontoise et au CNAM, 2èmè édition, 2008, DUNOD.

[2] : Thomas L. Floyd: ''Fondements d'électronique: circuits, composants et applications''. Prentice-Hall inc, CANADA. 4th Edition, 1998.

[3] : Albert Paul Malvino: ''Principes d'électronique''. EDISCIENCE international, Paris, FRANCE. 3eEdition, 1993.

[4] : Thomas L. Floyd: 'Electronique: composants et systèmes d'application''. Reynald Goulet inc, CANADA. 5th Edition, 2000.

[5] : Mazouz.N: ''Cours Découverte génie électrique''. Polycopié, e-learning/usto-dz., 2016.

[6] : Aide-mémoire Composants électroniques Pierre Mayé, 3ème édition, l'USINENOUVELLE, DUNOD, 2005.

[7] : Aide-mémoire Électronique Bogdan Grabowski Christian Ripoll *et coll.* 5ème édition, l'USINENOUVELLE, DUNOD, 2008.

[8] : https://fr.qaz.wiki/wiki/Maximum_power_transfer_theorem

[9] : exercices et problèmes corrigée d'électronique analogique ALI Gharsallah , TAREK ben nasrallah et LASSAAD Gargouri. Centre de publication universitaire, 2003.

[10] : Mazouz.N: ''Cours Electronique Fondamentale''. Polycopié, e-learning/usto-dz., 2020.

[11] : Électronique principes et applications SI O.R.LAWRENCE., 1979.

Modifier avec WPS Office

ANNEXE

L'équation de Shockley pour la jonction *PN* de la base vers l'émetteur est

$$I_E = I_{AR}(e^{VQ/kT} - 1)$$

où I_E = courant avant total traversant la jonction base-émetteur
I_{AR} = courant inverse de saturation
V = tension entre les extrémités de la couche d'appauvrissement
Q = charge d'un électron
k = nombre connu sous le nom de constante de Boltzmann
T = température absolue

À la température ambiante, $Q/kT \cong 40$, donc

$$I_E = I_{AR}(e^{40V} - 1)$$

En différenciant les termes

$$\frac{dI_E}{dV} = 40I_{AR}e^{40V}$$

Puisque $I_{AR}e^{40V} = I_E + I_{AR}$,

$$\frac{dI_E}{dV} = 40(I_E + I_{AR})$$

En supposant que $I_{AR} << I_E$,

$$\frac{dI_E}{dV} \cong 40I_E$$

La résistance c.a. r'_e de la jonction base-émetteur peut s'exprimer par l'expression dV/dI_E.

$$r'_e = \frac{dV}{dI_E} \cong \frac{1}{40I_E} \cong \frac{25\text{ mV}}{I_E}$$

Modifier avec WPS Office

ANNEXE

UEF 2.1.2 Matière : Electronique fondamentale 1

Matière 1 : Electronique fondamentale 1 (VHS: 45h00, Cours : 1h30, TD : 1h30)
Objectif de l'enseignement :
Expliquer le calcul, l'analyse et l'interprétation des circuits électroniques. Connaitre les propriétés, les modèles électriques et les caractéristiques des composants électroniques : diodes, transistors bipolaires et amplificateurs opérationnels.
Connaissances préalables recommandées
Notions de physique des matériaux et d'électricité fondamentale.
Contenu de la matière :
Chapitre 1 – Régime continu et Théorèmes fondamentaux : 3 semaines
Définitions (dipôle, branche, nœud, maille), générateurs de tension et de courant (idéal, réel), relations tension-courant (R, L, C), diviseur de tension, diviseur de courant.
Théorèmes fondamentaux : superposition, Thévenin, Norton, Millmann, Kennelly, Equivalence entre Thévenin et Norton, Théorème du transfert maximal de puissance.
Chapitre 2 - Quadripôles passifs : 3 semaines
Représentation d'un réseau passif par un quadripôle. Matrices d'un quadripôle, associations de quadripôles. Grandeurs caractérisant le comportement d'un quadripôle dans un montage (impédance d'entrée et de sortie, gain en tension et en courant), application à l'adaptation. Filtres passifs (passe-bas, passe-haut, …), Diagramme de
Bode, Courbe de gain, Courbe de phase, Fréquence de coupure, Bande passante.
Chapitre 3 - Diodes : 3 semaines
3.1 Rappels élémentaires sur la physique des semi-conducteurs : Définition et structure atomique d'un semi-conducteur. Si cristallin, Si polycristallin, Notion de dopage,
Semi-conducteurs N et P, Bandes d'énergie, Jonction PN, Barrière de potentiel.
3.2 Théorie de la diode : Constitution et fonctionnement d'une diode, polarisations directe et inverse, caractéristique courant-tension, régime statique et variable.
Résistance différentielle (ou dynamique), Schéma équivalent.
3.3 Les applications des diodes : Redressement simple et double alternance. Stabilisation de la tension par la diode Zener. Ecrêtage. Multiplicateur de tension. Autres types de diodes : Varicap, DEL, Photodiode.
Chapitre 4 - Transistors bipolaires : 3 semaines
4.1 Transistors bipolaires : Effet transistor, modes de fonctionnement (blocage, saturation, …), réseau de caractéristiques statiques, polarisations, droite de charge, point de repos, …
4.2 Etude des trois montages fondamentaux : EC, BC, CC, schéma équivalent, gain en tension, gain en décibels, bande passante, gain en courant, impédances d'entrée et de sortie, …,
4.3 Etude d'amplificateurs à plusieurs étages BF en régime statique et en régime dynamique, condensateurs de liaisons, condensateurs de découplage.
4.4 Autres utilisations du transistor : Montage Darlington, transistor en commutation, …
Chapitre 5 - Les amplificateurs opérationnels : 3 semaines
Principe, Schéma équivalent, Ampli-op idéal, contre-réaction, caractéristiques de l'ampliop, Montages de base de l'amplificateur opérationnel : inverseur, non inverseur,
sommateur, soustracteur, comparateur, suiveur, dérivateur, intégrateur, logarithmique, exponentiel, …
Mode d'évaluation : Contrôle continu : 40 % ; Examen final : 60 %.
Références bibliographiques:

Modifier avec WPS Office

(Selon la disponibilité de la documentation au niveau de l'établissement, Sites internet...etc.)
1. A. Malvino, Principe d'Electronique, 6ème Edition Dunod, 2002.
2. T. Floyd, Electronique Composants et Systèmes d'Application, 5ème Edition, Dunod, 2000.
3. F. Milsant, Cours d'électronique (et problèmes), Tomes 1 à 5, Eyrolles.
4. M. Kaufman, Electronique : Les composants, Tome 1, McGraw-Hill, 1982.
5. P. Horowitz, Traité de l'électronique Analogique et Numérique, Tomes 1 et 2, Publitronic-Elektor, 1996.
6. M. Ouhrouche, Circuits électriques, Presses internationale Polytechnique, 2009.
7. Neffati, Electricité générale, Dunod, 2004
8. D. Dixneuf, Principes des circuits électriques, Dunod, 2007
9. Y. Hamada, Circuits électroniques, OPU, 1993.
10. I. Jelinski, Toute l'Electronique en Exercices, Vuibert, 2000.

Modifier avec WPS Office