

Chapitre III. Les diodes à Jonction et ses applications	51
Introduction	51
1. Définitions	51
1.2. Semi-conducteur	51
1.2.1. Semi-conduction intrinsèque	51
1.2.2. Dopage	52
2. Jonction PN	53
2.1 Polarisation de la jonction PN	54
3. La diode à jonction	56
3.1 Constitution	56
3.2 Caractéristique d'une diode	56
3.3 Résistance statique	57
3.4 Résistance dynamique	59
3.5 Schéma équivalent a une diode réelle	60
4. Redressement simple alternance	60
4. 1 Conversion de l'alternatif en continu positif	60
4. 2 Redressement simple alternance	60
4. 3 Conversion de l'alternatif en continu positif	61
4. 4 Conversion de l'alternatif en continu négatif	62
4. 6 Quelques propriétés du redressement simple alternance	63
5. Redressement double alternances	66
5.1 Redressement double alternance avec transformateur a point milieux	66
5.2 Redressement double alternance avec pont à diodes	69
6. Diode Zener	73
6.1 Principe de régulation de tension par diode zener	75
7. Quelques Diodes spéciales	76
7.1 Diode A POINTE	77
7.2 Diode TUNNEL	77
7.3 Diode SCHOTTKY	78
7.4 Diode GUNN	78

Chapitre III. Les diodes à Jonction et ses applications

Introduction

Dans cette partie du cours, il s'agit de :

- 1- Définir les semi-conducteurs, les types de dopage, les semi-n
- 2-Décrire la jonction PN de manière quantitative et découvrir les mécanismes fondamentaux de son fonctionnement.
- 3- Comprendre l'influence d'une tension V extérieure appliquée sur la jonction pour calculer la caractéristique $I(V)$ qui en résulte.
- 4- Mettre en évidence les propriétés particulières lorsque la jonction est soumise à un signal dynamique et présenter quelques fonctions fondamentales à base de diodes.

1.Définitions

1.2. Semi-conducteur

Un matériau qui a les caractéristiques électriques d'un isolant, mais pour lequel la probabilité qu'un électron puisse contribuer à un courant électrique, quoique faible, est suffisamment importante. En d'autres termes, la conductivité électrique d'un semi-conducteur est intermédiaire entre celle des métaux et celle des isolants.

Le comportement électrique des semi-conducteurs est généralement modélisé à l'aide de la théorie des bandes d'énergie. Selon celle-ci, un matériau semi-conducteur possède une bande interdite suffisamment petite pour que des électrons de la bande de valence puissent facilement rejoindre la bande de conduction. Si un potentiel électrique est appliqué à ses bornes, un faible courant électrique apparaît, provoqué à la fois par le déplacement des électrons et par celui des « trous » qu'ils laissent dans la bande de valence.

Le silicium est le matériau semi-conducteur le plus utilisé commercialement, du fait de ses bonnes propriétés, et de son abondance naturelle même s'il existe également des dizaines d'autres semi-conducteurs utilisés, comme le germanium, l'arséniure de gallium ou le carbure de silicium.

1.2.1. Semi-conduction intrinsèque

Un semi-conducteur est dit intrinsèque lorsqu'il est pur : il ne comporte aucune impureté et son comportement électrique ne dépend que de la structure du matériau. Ce comportement correspond à un semi-conducteur parfait, c'est-à-dire sans défaut structurel ou impureté chimique. Un semi-conducteur réel n'est jamais parfaitement intrinsèque mais peut parfois en être proche comme le silicium monocristallin pur.

Dans un semi-conducteur intrinsèque, les porteurs de charge ne sont créés que par des défauts cristallins et par excitation thermique. Le nombre d'électrons dans la bande de conduction est égal au nombre de trous dans la bande de valence. Ces semi-conducteurs ne conduisent pas, ou très peu, le courant, excepté si on les porte à haute température.

1.2.2. Dopage

La formation des bandes interdites étant due à la régularité de la structure cristalline, toute perturbation de celle-ci tend à créer des états accessibles à l'intérieur de ces bandes interdites, rendant le gap plus perméable. Le dopage consiste à implanter des atomes correctement sélectionnés (nommés impuretés) à l'intérieur d'un semi-conducteur intrinsèque afin d'en contrôler les propriétés électriques.

Le dopage augmente la densité des porteurs à l'intérieur du matériau semi-conducteur. Si elle augmente la densité d'électrons, il s'agit d'un dopage de type N. Si elle augmente celle des trous, il s'agit d'un dopage de type P. Les matériaux ainsi dopés sont appelés semi-conducteurs extrinsèques. La conductivité électrique des semi-conducteurs peut être contrôlée par dopage, en introduisant une petite quantité d'impuretés dans le matériau afin de produire un excès d'électrons ou un déficit. Des semi-conducteurs dopés différemment peuvent être mis en contact afin de créer des jonctions, permettant de contrôler la direction et la quantité de courant qui traverse l'ensemble. Cette propriété est à la base du fonctionnement des composants de l'électronique moderne (diodes, transistors, etc.).

1.2.1.1 Dopage N

Le dopage de type N consiste à augmenter la densité en électrons dans le semi-conducteur. Pour ce faire, on inclut un certain nombre d'atomes riches en électrons dans le semi-conducteur.

Par exemple, dans le cas du silicium (Si), les atomes de Si ont quatre électrons de valence, chacun étant lié à un atome O voisin par une liaison covalente formant un tétraèdre. Pour doper le silicium en N, on inclut un atome ayant cinq électrons de valence, comme ceux de la colonne V (VA) de la table périodique : le phosphore (P), l'arsenic (As) ou l'antimoine (Sb). etc.

Cet atome incorporé dans le réseau cristallin présentera quatre liaisons covalentes et un électron libre. Ce cinquième électron, qui n'est pas un électron de liaison, n'est que faiblement lié à l'atome et peut être facilement excité vers la bande de conduction. Aux températures ordinaires, quasiment tous ces électrons le sont. Comme l'excitation de ces électrons ne conduit pas à la formation de trous dans ce genre de matériau, le nombre d'électrons dépasse de loin le nombre de trous. Les électrons sont des porteurs majoritaires et les trous des porteurs minoritaires. Et parce que les atomes à cinq électrons ont un électron supplémentaire à « donner », ils sont appelés atomes donneurs.

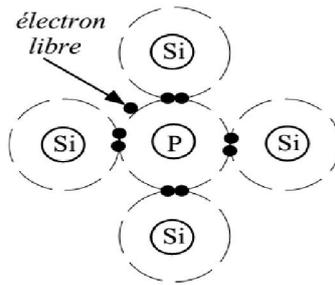


Figure III.1. Dopage par atome donneur (Phosphore dans cet exemple)

1.2.1.2 Dopage P

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

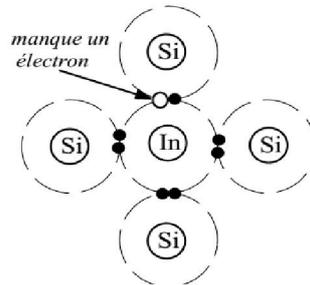
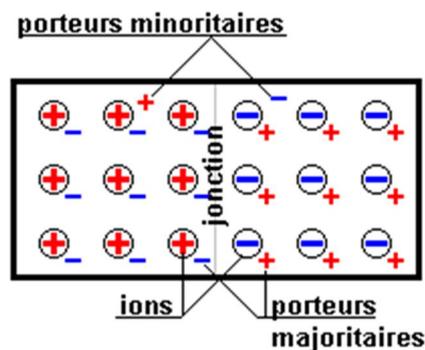


Figure III.2. Dopage par atome accepteur (Indium dans cet exemple)

2. Jonction PN

Une jonction PN est obtenue par la juxtaposition de deux portions d'un même cristal qui sont dopées de façon opposé N et P.



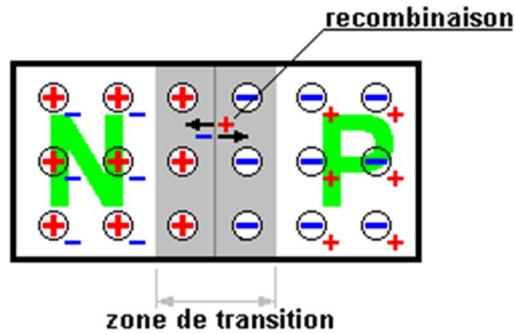


Figure III.3. Jonction PN

Si on place l'un contre l'autre **des** deux cristaux semi-conducteurs, un de type P et l'autre de type N, au voisinage de la jonction ainsi effectuée, les électrons majoritaires du côté N vont se diffuser vers le côté P et trous majoritaires du côté P vont se diffuser vers le côté N. Les électrons passés du côté P vont se recombinaison avec les trous abondants de ce côté, et les trous passés du côté N vont se recombinaison avec les électrons abondants de ce côté. Il se crée alors une région sans porteurs où il n'y a plus que des ions positifs du côté N et des ions négatifs du côté P. Cette région dite, zone de charge d'espace ou zone dépeuplée n'est plus neutre électriquement. De part et d'autre de la jonction, il existe une double répartition des charges assez semblable à celle que l'on trouve sur les armatures d'un condensateur, les charges positives d'un côté, les négatifs de l'autre. Il se crée alors un champ électrique interne \vec{E}_i orienté de N vers P qui va s'opposer à la diffusion des porteurs de part et d'autre de la jonction. En effet, si un électron arrive dans la zone dépeuplée, il sera rappelé par le champ vers la zone d'où il vient. De la même façon, les trous qui arrivent dans cette zone sont renvoyés par le champ dans la zone P d'où ils sont venus. Si on reprend le phénomène depuis le début, au fur et à mesure que les porteurs se diffusent de part et d'autre de la jonction, les charges d'espace (+) et (-) augmentent et le champ augmente avec elles. Plus le champ augmente, plus la diffusion des porteurs est freinée, on dit qu'il y a création d'une barrière de potentiel qui empêche les porteurs de traverser la jonction. Il arrive un moment où il s'établit un équilibre statistique, tout se passe comme si aucun électron n'arrive à diffuser du côté P et aucun trou n'arrive à diffuser du côté N, les charge (+) et (-) de chaque côté de la jonction cessent d'augmenter et le champ aussi.

2.1 Polarisation de la jonction PN

2.1.1 Jonction polarisée en inverse

On dit qu'une jonction PN est polarisée en directe lorsqu'on relie l'extrémité P au pôle (+) et l'extrémité N au pôle (-) d'un générateur de tension (Fig. III-4). Le champs externe E_{ext} créé par ce générateur au sein de la jonction s'oppose au champ interne E_i . Tant que la tension U du générateur reste inférieure à un certain seuil, E_{ext} reste inférieur à E_i , et les porteurs ne peuvent toujours pas traverser la jonction, il n'y a donc pas de courant. Si la tension du générateur devient supérieure au seuil, E_{ext} devient supérieur à E_i , le champ résultant dans la jonction est maintenant orienté de P vers N et va donc favoriser la diffusion des électrons de N vers P et des trous de P vers N. Il se crée alors un courant électrique important de P vers N au sein de la jonction (de N vers P dans le circuit extérieur). On dit que la diode est passante. Le seuil de tension à partir duquel la diode devient passante est d'environ 0.2V pour le germanium et 0.65V pour le silicium.

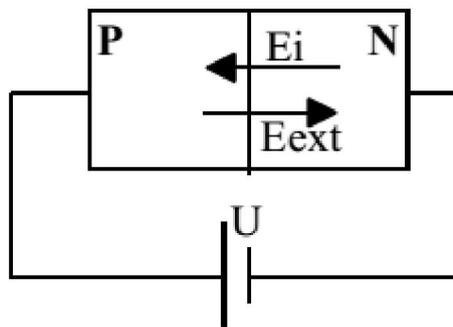


Figure III.4. Jonction polarisée en directe

2.1.2 Jonction polarisée en inverse

On dit qu'une jonction est polarisée en sens inverse,

lorsque le potentiel de son extrémité N est supérieur à celui de son extrémité P (Figure.III.5). L'action du champ E_{ext} créés par le générateur externe d'ajoute à celle de champ interne E_i , les porteurs majoritaires sont repoussés encore un peu plus loin de la jonction ce qui augmente la largeur de la zone dépeuplée. Aucun courant important ne circule dans la jonction, on dit qu'elle est bloquée. Le seul courant qui arrive à passer est celui créé par les porteurs minoritaires dont la diffusion est encouragée par le champ. Ce courant reste cependant très faible, si bien qu'on peut considérer qu'une jonction PN polarisée en inverse correspond à une résistance très élevée ou même à un circuit ouvert.

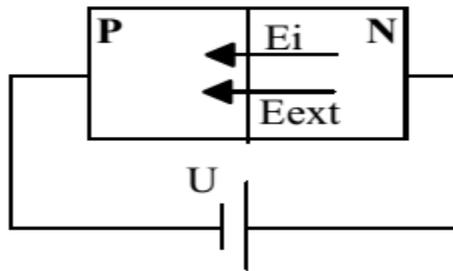


Figure III.5. Jonction polarisée en inverse

3. La diode à jonction

3.1 Constitution

Elle est réalisée par une jonction PN. La diode à jonction représente le composant de base des éléments à semi-conducteur. Elle est obtenue par simple réalisation d'une jonction PN. La **figure-II.1** représente la structure semi-conductrice d'une diode et son symbole dans les circuits électroniques.

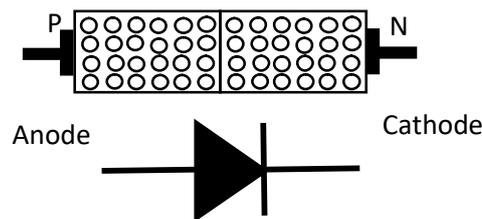


Figure III.6. La structure semi-conductrice d'une diode et son symbole.

3.2 Caractéristique d'une diode

La tension V entre anode et cathode d'une diode et le courant I qui la traverse, sont liés par une relation exponentielle telle que:

$$I = I_S \left(e^{\frac{eV_d}{kT}} - 1 \right) \quad (\text{III.1})$$

Dans le sens directe La courbe représentative de l'équation (III.1) est donnée sur la Figure III.7. La tension V_0 est le seuil de la diode. Le courant I_S est le courant de saturation. Il représente le courant qui traverse la diode dans le cas où cette dernière est bloquée. La tension V_B appelée tension de claquage, elle correspond à la valeur de la tension inverse qui déclenche le **phénomène d'avalanche?**

En pratique, pour étudier ou analyser des circuits à diodes, on remplace les diodes qui s'y trouvent :

- Par une source de tension V_0 en série avec une résistance R_d pour une polarisation des diodes en directe.

- Par une résistance R_i pour les diodes bloquées Avec :

$V_0 \cong 0,6V$ pour Si.

$V_0 \cong 0.3V$ pour Ge.

R_d = résistance directe de faible valeur.

R_i = résistance inverse de très grande valeur.

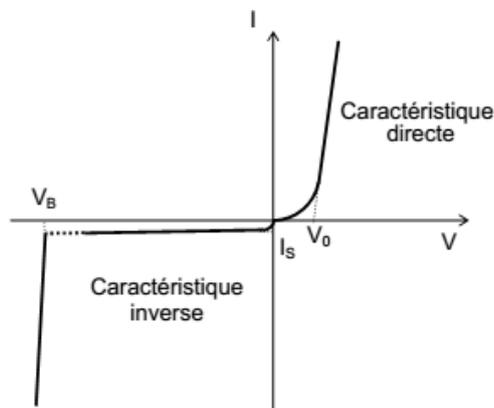


Figure III.7. Caractéristiques d'une diode (Caractéristique directe pour diode passante et caractéristique inverse pour diode bloquée).

En pratique, et surtout dans le cas où V_0 présente une faible valeur en comparaison avec les **grandeurs électriques??** du circuit à étudier, les diodes seront considérées comme idéales. Ce qui permet de simplifier l'étude des circuits à diodes en remplaçant une diode passante par un court-circuit, et une diode bloquée par un circuit ouvert.

3.3 Résistance statique

La résistance statique d'une diode définit la résistance équivalente de la diode lorsque cette dernière est parcourue par un courant constant. [De la figure 8](#) on constate que la diode D est polarisée par une source continue de f.e.m E.

La résistance équivalente à la diode vue par la source E est une résistance statique R_s qui peut être exprimée par :

$$R_s = \frac{V}{I} \quad (\text{III.2})$$

La valeur de cette résistance peut aussi être **déterminée** graphiquement. En plus de la courbe représentative de la caractéristique de la diode, le circuit de la [figure II.3](#) nous permet d'exprimer I en fonction de V, avec respectivement I courant dans D et V tension entre ses bornes.

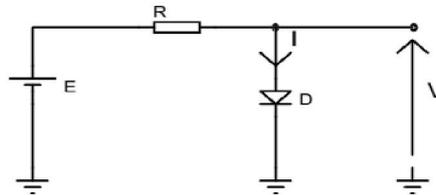


Figure III.8. Dans ce circuit la diode est polarisée dans son sens passant.

Elle est vue par le reste du circuit comme une résistance statique R_s . Le circuit ne contient que des grandeurs continues qui ne varient pas avec le temps d'où vient le mot statique.

Du circuit de la figure III.8 on a :

$$E = RI + V \tag{III.3}$$

$$I = -\frac{E}{R} + \frac{V}{R} \tag{III.4}$$

On constate que **d'après** l'expression III., $I = f(V)$ représente l'équation d'une droite. Cette droite est connue sous le nom de droite de charge. Pour déterminer la valeur de la résistance statique il faut connaître la valeur de I et celle de V. Ces deux valeurs peuvent être déterminées graphiquement comme étant les coordonnées du point d'intersection entre la droite de charge et la caractéristique de la diode, tel qu'il est illustré par [la figure 8](#). Le point Q de coordonnées (I_0, V_0) est le point de fonctionnement de la diode.

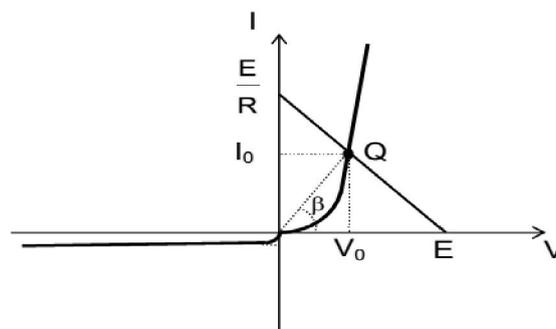


Figure III.9. :????

Graphiquement la résistance statique est le rapport entre la tension V_0 , ordonnée du point de fonctionnement Q, et son ordonnée I_0 . Ce qui correspond à l'inverse de la **tangente de l'angle** β .

$$R_S = \frac{V_0}{I_0} = \frac{1}{\text{Tg}(\beta)} \quad (\text{III.5})$$

3.4 Résistance dynamique

La résistance dynamique définit la résistance équivalente de la diode en régime variable, elle est aussi appelée : résistance différentielle ou résistance en alternatif. Son expression est donnée par le rapport de la variation de la tension aux bornes de la diode à la variation du courant qui la traverse, soit :

$$R_d = \frac{\Delta V}{\Delta I} \quad (\text{III.6})$$

En différentiant l'équation de la caractéristique d'une diode (II.1) on obtient:

$$\frac{dV}{dI} = \frac{e}{KT} I_S e^{\frac{eV}{KT}} = \frac{e}{KT} (I + I_S) \quad (\text{III.7})$$

$$R_d = \frac{dV}{dI} = \frac{\frac{KT}{e}}{I + I_S} = \frac{KT}{e(I + I_S)} \quad (\text{III.8})$$

Comme I_S est négligeable devant I , on fait l'approximation suivante sans pour autant introduire une grande erreur.

$$R_d = \frac{KT}{eI} \quad (\text{III.9})$$

$\frac{KT}{e}$ est la tension thermique qui pour une température ambiante elle prend une valeur de l'ordre de 0,026V. Donc à $T=300^\circ\text{K}$ la résistance dynamique peut être donnée par la relation :

$$R_d = \frac{0,026[\text{V}]}{I[\text{A}]} = \frac{26[\text{mV}]}{I[\text{mA}]} \quad (\text{III.10})$$

Graphiquement, la résistance dynamique est définie comme étant l'inverse de la tangente à la courbe caractéristique de la diode au point de fonctionnement. La figure.9 montre que la résistance dynamique d'une diode peut être exprimée comme :

$$R_d = \frac{1}{\text{Tg}(\alpha)} \quad (\text{III.11})$$

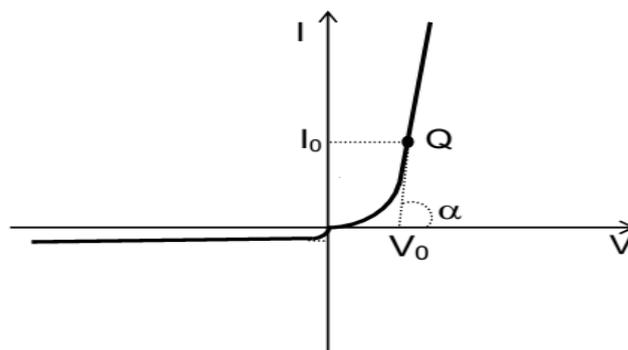


Figure III.10.?????

Une fois la polarisation d'une diode est connue, alors pour toute variation autour de son point de fonctionnement Q, la diode se comporte comme une résistance dynamique R_d

3.5 Schéma équivalent d'une diode réelle

Dans un circuit électronique la diode ne peut se trouver que dans l'un des deux états suivants : état de blocage ou état de conduction. Pour l'étude des circuits contenant des diodes, il serait intéressant de remplacer, selon son état, chacune des diodes qui s'y trouvent, par un circuit équivalent.

Une diode passante est remplacée par un générateur de f.e.m V_0 , seuil de la diode, en série avec une résistance R_d « résistance directe », comme il est montré par la figure III.11. Alors qu'à l'état bloqué, la diode sera remplacée par une résistance R_i de grande valeur comme le montre la figure 11.



Figure III.11. Schéma équivalent à une diode. (a) cas d'une diode passante, (b) cas d'une diode bloquée.

4.Redressement simple alternance

Le redressement peut être défini comme étant l'opération qui permet de convertir un signal bipolaire en un signal unipolaire. Nous pouvons aussi le définir comme étant la conversion de l'alternatif en continu. Par ailleurs il peut y avoir deux cas possibles : l'obtention d'un signal continu positif ou l'obtention d'un signal négatif à partir d'un signal alternatif.

4.1 Conversion de l'alternatif en continu positif

Dans ce cas le circuit à réaliser consiste à éliminer la partie négative du signal alternatif et ne laisser passer que sa partie positive. [La figure-II.7](#) montre un circuit simple qui permet de passer d'un signal sinusoïdal à un signal continu positif. Le principe de fonctionnement est illustré par le chronogramme de la [figure-II.8](#) où la diode utilisée est supposée idéale.

4.2Redressement simple alternance

Le redressement peut être défini comme étant l'opération qui permet de convertir un signal bipolaire en un signal unipolaire. Nous pouvons aussi le définir comme étant la conversion de

l'alternatif en continu. Par ailleurs il peut y avoir deux cas possibles : l'obtention d'un signal continu positif ou l'obtention d'un signal négatif à partir d'un signal alternatif.

4.3 Conversion de l'alternatif en continu positif??????????

Dans ce cas le circuit à réaliser consiste à éliminer la partie négative du signal alternatif et ne laisser passer que sa partie positive. La figure-II.7 montre un circuit simple qui permet de passer d'un signal sinusoïdal à un signal continu positif. Le principe de fonctionnement est illustré par le chronogramme de la figure-II.8 où la diode utilisée est supposée idéale.

- Pour $0 < t < T/2 \Rightarrow e(t) > 0 \Rightarrow i(t) > 0$ la diode est conductrice. Elle se comporte comme un court-circuit. Alors toute l'alternance positive de $e(t)$ est récupérée aux bornes de R.
- Pour $T/2 > t > T \Rightarrow e(t) < 0 \Rightarrow i(t) \text{ tend à être } < 0$ ce qui bloque la diode.

Cette dernière peut dans ce cas être remplacée par un circuit ouvert ce qui entraîne un courant $i(t)$ nul. Par conséquent la tension aux bornes de R sera nulle.

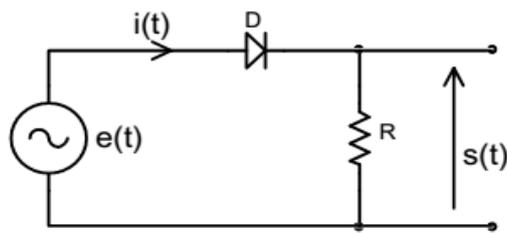


Figure III.12. Circuit de base d'un redresseur simple alternance.

En générale et surtout pour les alimentations, $e(t)$ représente la tension prélevée au niveau du secondaire d'un transformateur.

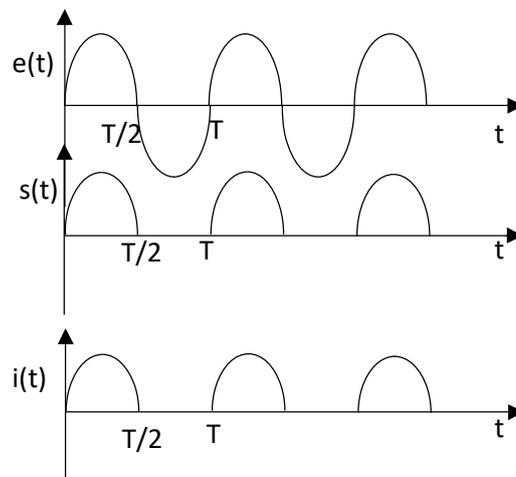


Figure III.13. ?????

Ce chronogramme (figure?) montre comment l'alternance négative est supprimée. On est passé d'un signal bipolaire à un signal unipolaire positif

4.4 Conversion de l'alternatif en continu négatif

Dans ce cas le circuit à réaliser consiste à éliminer la partie positive du signal alternatif et de laisser passer sa partie négative. La figure III.14 montre le circuit qui permet de redresser un signal sinusoïdal.

Le principe de fonctionnement est illustré par le chronogramme de la figure III.14 duquel on constate que l'alternance positive est absente à la sortie.

-Pour $0 < t < T/2 \Rightarrow e(t) > 0 \Rightarrow i(t) \text{ tend à être } > 0$ courant positif de la cathode vers l'anode bloque la diode. Cette dernière peut dans ce cas être remplacée par un circuit ouvert ce qui entraîne un courant $i(t)$ nul. Par conséquent la tension aux bornes de R sera nulle.

-Pour $T/2 > t > T \Rightarrow e(t) < 0 \Rightarrow i(t) < 0$, la diode est traversée par un courant positif de l'anode à la cathode. La diode est donc conductrice. Elle se comporte comme un court-circuit. Alors toute l'alternance négative de $e(t)$ sera récupérée aux bornes de R.

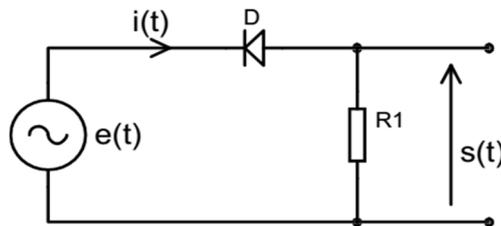


Figure III.14. ????

Avec simple inversion de la diode du circuit III.12. On est arrivé à avoir un signal de sortie unipolaire négatif

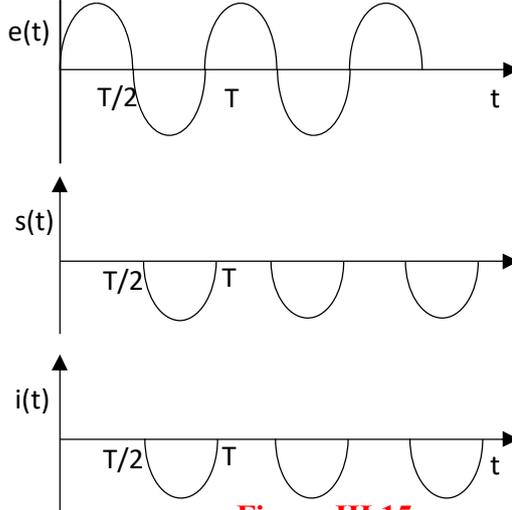


Figure III.15.

Ce chronogramme montre comment l'alternance positive est supprimée. On est passé d'un signal bipolaire à un signal unipolaire négatif

4.6 Quelques propriétés du redressement simple alternance

On considère dans la suite de cette partie que les diodes utilisées sont idéales.

4.6.1 Valeur moyenne d'un signal redressé

La valeur moyenne d'une fonction périodique $f(t)$ de période T est définie comme :

$$F = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (\text{III.12})$$

En appliquant cette formule au deux cas :

selon le Circuit de la Figure III.12

La valeur moyenne de la tension de sortie

$$S_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} s(t) dt = \frac{S_m}{\pi}$$

$$S_{\text{moy}} = \frac{S_m}{\pi} \quad (\text{III.13})$$

La valeur moyenne du courant dans la résistance R

$$I_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i(t) dt = \frac{I_m}{\pi}$$

$$I_{\text{moy}} = \frac{I_m}{\pi} \quad (\text{III.14})$$

S_m et I_m sont les valeurs de crête respectives de la tension $s(t)$ et du courant $i(t)$.

Selon le Circuit de la Figure III.14.

La valeur moyenne de la tension de sortie

$$S_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} s(t) dt = -\frac{S_m}{\pi}$$
$$S_{\text{moy}} = -\frac{S_m}{\pi} \quad (\text{III.15})$$

La valeur moyenne du courant dans la résistance R

$$I_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i(t) dt = -\frac{I_m}{\pi}$$
$$I_{\text{moy}} = -\frac{I_m}{\pi} \quad (\text{III.16})$$

S_m et I_m sont les valeurs de crête respectives de la tension $s(t)$ et du courant $i(t)$.

4.6.2 Facteur de forme

Le facteur de forme F d'une grandeur électrique est le rapport de sa valeur efficace à sa valeur moyenne. Sa plus petite valeur $F=1$ est obtenue dans le cas d'un signal purement continu.

Dans le cas d'un signal redressé simple alternance, le facteur de forme est donné pour les deux cas étudiés comme :

$$F = \frac{S_{\text{eff}}}{S_{\text{moy}}} \quad (\text{III.17})$$

$$S_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T s(t)^2 dt} \quad (\text{III.18})$$

Circuit de la Figure III.12.

$$S_{\text{moy}} = \frac{S_m}{\pi}$$

$$S_{\text{eff}} = \frac{S_m}{2}$$

$$F = \frac{\pi}{2} = 1,57 \quad (\text{III.19})$$

Circuit de la Figure III.14

$$S_{\text{moy}} = -\frac{S_m}{\pi}$$

$$S_{\text{eff}} = -\frac{S_m}{2}$$

$$F = \frac{\pi}{2} = 1,57 \quad (\text{III.20})$$

4. 6.3 Taux d'ondulation

Une ondulation représente la partie alternative d'un signal électrique. Dans le cas d'un signal redressé, l'expression mathématique représentant le signal peut se mettre sous la forme :

$$s(t) = S_{\text{moy}} + s_{\text{ond}}(t) \quad (\text{III.21})$$

Avec

S_{moy} : Valeur moyenne du $s(t)$

$s_{\text{ond}}(t)$: L'ondulation de $s(t)$

Le taux d'ondulation β est défini comme étant le rapport de la valeur efficace S_0 de l'ondulation à la valeur moyenne S_{moy} du signal.

$$\beta = \frac{S_0}{S_{\text{moy}}} \quad (\text{III.22})$$

Pour la détermination du taux d'ondulation pour le cas des redressements simple alternance, nous calculons tout d'abord la valeur efficace de l'ondulation de son signal redressé.

$$S_0 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (s(t) - S_{\text{moy}})^2 dt} \quad (\text{III.23})$$

$$S_0 = \sqrt{\frac{S_m^2}{4} - \frac{S_m^2}{\pi^2}}$$

$$S_0 = \sqrt{\frac{\pi^2}{4} - 1} \quad (\text{III.23})$$

Soit :

$\beta = 121\%$ pour le redressement monophasé débitant sur une résistance pure.

4. 6.4 Rendement

Le rendement permet d'évaluer la puissance moyenne dissipée par la charge due à la composante continue par rapport à celle due à l'ondulation. Si on prend le cas du redressement simple alternance donné par la figure III.13, le rendement peut être alors défini par :

$$\eta = \frac{RI_{\text{moy}}^2}{RI_0^2} \quad (\text{III.24})$$

$$\eta = \frac{RI_{\text{moy}}^2}{RI_0^2} \quad (\text{III.25})$$

$$\eta = \frac{R_{\frac{I_m}{\pi^2}}^2}{R_{\frac{I_m}{4}}^2} = \frac{4}{\pi^2} = 0,41 \quad (\text{III.26})$$

Soit

$$\eta = 41\% \quad (\text{III.27})$$

5.Redressement double alternances

Le redressement double alternances permet aussi le passage d'un signal alternatif à un signal unipolaire ou continu avec la conservation des deux parties du signal alternatif.

-Dans le cas où on veut obtenir un signal unipolaire positif, l'alternance positive du signal alternatif est conservée par contre celle négative est convertie en alternance positive.

-Dans le cas où on veut obtenir un signal unipolaire négatif, l'alternance négative du signal alternatif est conservée par contre celle positive est convertie en alternance négative.

Généralement, on rencontre deux circuits principaux pour le redressement double alternance.

Le choix de l'un d'eux dépend du type d'application. Les deux circuits sont :

- Redressement double alternance avec transformateur à point milieu.
- Redressement double alternance avec pont à diode ou pont de Graetz.

5.1 Redressement double alternance avec transformateur a point milieu

Le schéma de la figure III.16 montre le montage d'un redresseur double alternance avec transformateur à point milieu. En plus de ses fonctions principales d'isolation, d'abaissement de la tension d'entrée, le transformateur dans ce cas permet d'obtenir à sa sortie deux signaux égaux en amplitude mais en opposition de phase tel qu'il est montré par le chronogramme de [la figure II.14](#).

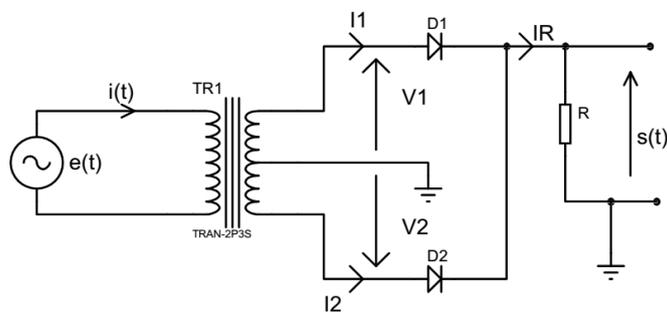


Figure III.16.??????

Les tensions v_1 et v_2 au niveau du secondaire sont égales en amplitude et elles ont un déphasage de π . Par rapport $e(t)$, les amplitudes de v_1 et de v_2 dépendent du rapport de transformation.

5.1.1 Principe de fonctionnement

Pour étudier le fonctionnement du [circuit II.1](#), on prend une tension à redresser $e(t)$ sinusoïdale. Le transformateur est pris telle que la tension v_1 est en phase avec $e(t)$.

$v_1 > 0 \Rightarrow D_1$ passante

Pour $0 < t < T/2 \Rightarrow e(t) > 0 \Rightarrow v_2 < 0 \Rightarrow D_2$ bloquée

Le circuit correspondant à cette étape est donné [par la figure II.12](#). La diode D_1 est remplacée par un court-circuit alors que D_2 est remplacée par un circuit ouvert.

Le courant dans la charge R qui d'après le circuit de la figure II.11 apparaît comme la somme de I_1 et I_2 , sera égal dans ce cas à I_1 .

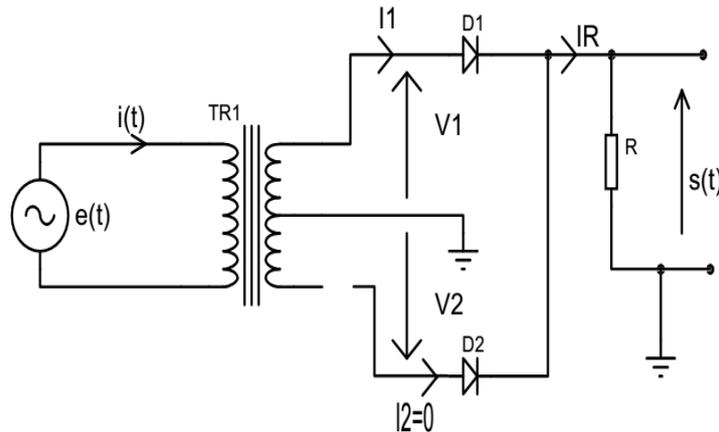


Figure III.17. Schéma équivalent au circuit [de la figure III-11](#) avec D_1 passante remplacée par un court-circuit et D_2 bloquée remplacée par un circuit ouvert.

Pour $\frac{T}{2} > t > T \Rightarrow e(t) < 0 \Rightarrow \begin{cases} v_1 < 0 \Rightarrow D_1 \text{ bloquée} \\ v_2 > 0 \Rightarrow D_2 \text{ passante} \end{cases}$

Le circuit correspondant à cette étape est donné par la figure III.17. La diode D_1 est bloquée, elle est remplacée par circuit ouvert. La diode D_2 est passante, elle est remplacée par un court-circuit. Le courant I_1 étant nul à cause du blocage de D_1 , Le courant dans la charge R prend la valeur de I_2 .

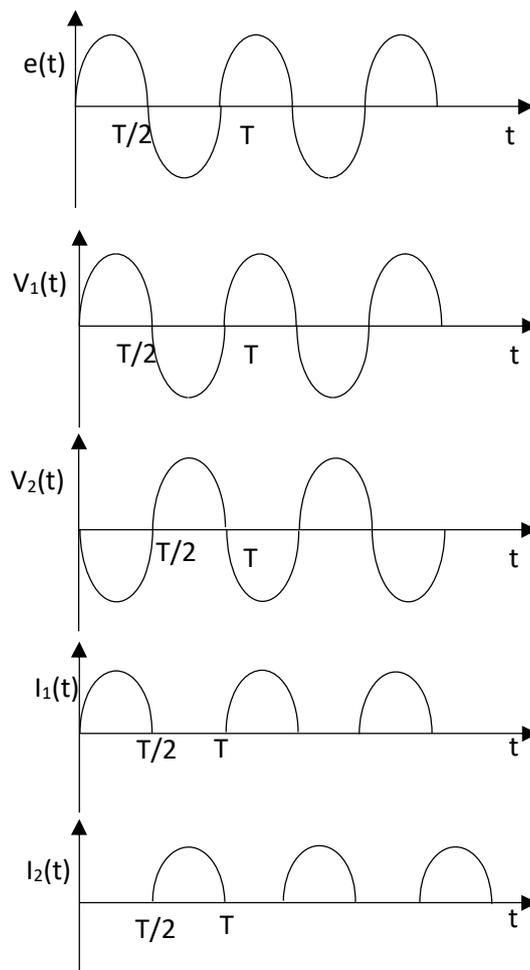
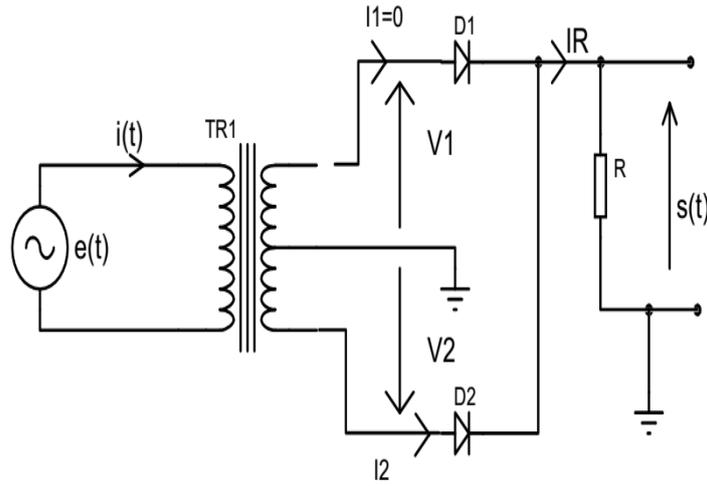


Figure III.17.?????

Le courant dans la charge est égal à la somme des deux courants redressés respectivement par D_1 et D_2 . Ce qui permet de récupérer les deux alternances au niveau de la charge

Nous constatons d'après l'étude ci-dessus que les deux diodes travaillent d'une façon alternée. Pendant chacune des deux alternances, une seule diode est montée en série avec la charge R. Le chronogramme de la figure III.17 montre l'allure des courants I_1 , I_2 et I_R ainsi que celle de la courbe représentative de $s(t)$.

5.2 Redressement double alternance avec pont à diodes

Le redressement double alternance avec pont, écarte la nécessité d'un transformateur à point milieu, ce qui réduit l'encombrement et le coût du dispositif. La figure III.18 montre un circuit de redressement avec quatre diodes D_1 , D_2 , D_3 et D_4 montées en pont.

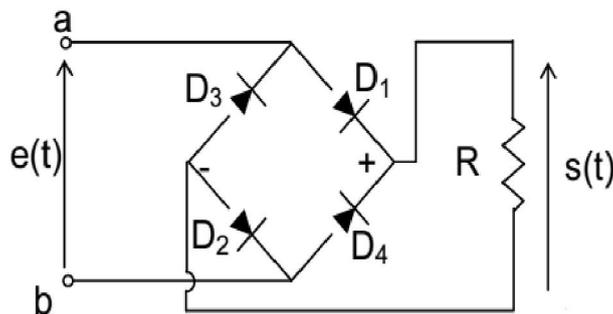


Figure III.18. Schéma d'un redresseur à pont de diodes. La borne + du pont indique la sortie du courant positif. En effet quelque soit le signe de $e(t)$ un courant positif traverse toujours la charge dans le même sens, du + au -.

5.2.1 Principe de fonctionnement

• Pour $0 < t < T/2 \Rightarrow e(t) > 0 \Rightarrow$ un courant positif sort par la borne a et entre par la borne b. Ce qui provoque le blocage de D_3 et D_4 et la conduction de D_1 et D_2 . Le circuit correspondant à cet état se ramène au circuit présenté par la Figure III.19.

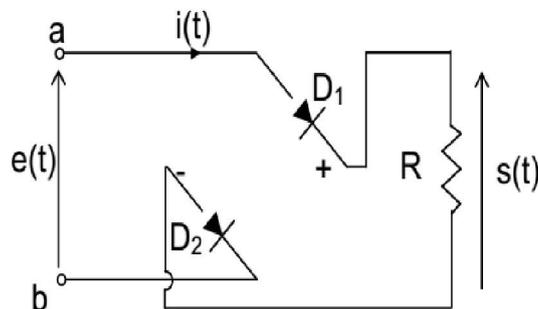


Figure III.19. ????

Dans ce circuit (FIG) pour l'alternance positive de $e(t)$ seules D1 et D2 entrent dans le fonctionnement du redresseur. Les deux autres diodes D3 et D4 sont remplacées par des circuits ouverts.

Pour $T/2 < t < T \Rightarrow e(t) < 0 \Rightarrow$ un courant positif sort par la borne b et entre par la borne a. Les D1 et D2 sont bloquées par contre les diodes D3 et D4 sont passantes. Le circuit correspondant à cet état est présenté par la Figure III.20.

Des deux cas précédents on constate que durant chaque alternance la charge R est montée en série avec deux diodes. En effet, la chute de tension aux bornes des deux diodes est le double du seuil d'une diode. De ce fait, il est recommandé d'éviter l'utilisation du redressement double alternances par pont pour les signaux à faibles amplitudes.

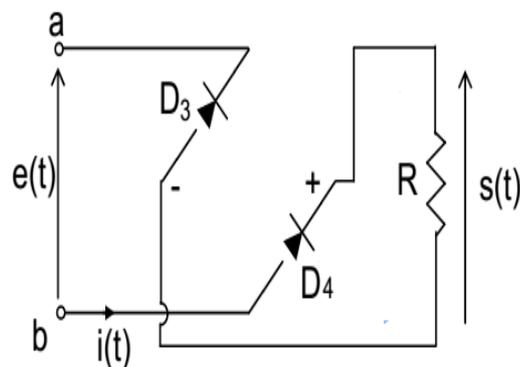


Figure III.20. ???

Pendant l'alternance négative la partie active du circuit se limite aux deux diodes D3 et D4.

Les deux autres diodes D1 et D2 sont remplacées par des circuits ouverts.

Comme il peut être remarqué de ces deux circuits, un courant positif traversant la résistance de charge R sort toujours par la borne +. Ceci nous rappelle la définition d'un générateur de tension continue. Si on désire avoir une tension continue négative il suffit simplement de prendre la borne + comme référence.

5.2.2 Propriétés du redressement double alternance

5.2.3 Valeur moyenne

Contrairement au redressement simple alternance, dans le redressement double alternance les deux parties, négative et positive, du signal alternatif à redresser sont récupérées. Par conséquent, la valeur moyenne du signal redressé sera le double de celle trouvée en redressement simple alternance.

$$S_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) dt = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} s(t) dt = \frac{2S_m}{\pi} \quad (\text{III.28})$$

$$S_{\text{moy}} = \frac{2S_m}{\pi} \quad (\text{III.29})$$

Pour le courant $i(t)$ dans la charge on en déduit sa valeur comme :

$$I_{\text{moy}} = \frac{2I_m}{\pi} \quad (\text{III.30})$$

5.2.4 Facteur de forme

Les valeurs efficaces des signaux $s(t)$ et $i(t)$ sont déterminées par :

$$S_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T s(t)^2 dt} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} s(t)^2 dt}$$

$$I_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i(t)^2 dt}$$

Soit

$$S_{\text{eff}} = \frac{S_m}{\sqrt{2}} \quad (\text{III.31})$$

$$I_{\text{eff}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \quad (\text{III.32})$$

De l'équation III.17 on tire F comme étant :

$$S_{\text{eff}} = \frac{S_m}{\sqrt{2}}$$

$$F = \frac{\frac{S_m}{\sqrt{2}}}{\frac{2S_m}{\pi}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \quad (\text{III.33})$$

Soit :

$$F = 1,11 \quad (\text{III.34})$$

5.2.5 Taux d'ondulation

Afin de déterminer le taux d'ondulation pour le redressement double alternance on fait appel à sa définition donnée par l'expression III.22.

Calculons la valeur efficace S_0 de l'ondulation. L'ondulation est exprimée par :

$$s_{\text{ond}} = s(t) - S_{\text{moy}}$$

$$S_0 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (s(t) - S_{\text{moy}})^2 dt}$$

$$S_0 = \frac{1}{T} \left[\int_0^T s(t)^2 dt - \int_0^{\frac{T}{2}} s(t) S_{\text{moy}} dt - \int_{\frac{T}{2}}^T s(t) S_{\text{moy}} dt + \int_0^T S_{\text{moy}}^2 dt \right]$$

D'où en tire

$$S_0 = \sqrt{\frac{S_m^2}{2} - \frac{4S_m^2}{\pi^2}} \quad (\text{III.35})$$

Ce qui nous permet de déterminer la valeur du taux d'ondulation β de la formule :

$$\beta = \frac{S_0}{S_{\text{moy}}} \quad (\text{III.36})$$

Soit :

$$S_0 = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} = 0,48 \quad (\text{III.37})$$

5.2.6 Rendement

De l'expression III.28 donnant la définition du rendement η on en déduit :

$$\eta = \frac{R I_{\text{moy}}^2}{R I_0^2} \quad (\text{III.38})$$

$$\eta = \frac{R \frac{4I_m^2}{\pi^2}}{R \frac{I_m^2}{2}} = \frac{8}{\pi^2} = 0,81 \quad (\text{III.39})$$

Soit

$$\eta = 81\% \quad (\text{III.40})$$

On termine cette partie de redressement par le tableau II.1 qui récapitule l'ensemble des caractéristiques des trois montages.

	S-A		D-A avec transformateur à point milieu		D-A avec un pont de diodes	
	moy	max	moy	max	moy	max
V_i	$\frac{E_m}{\pi}$	E_m	$\frac{2E_m}{\pi}$	$2E_m$	$\frac{E_m}{\pi}$	E_m

Id	$\frac{I_m}{\pi}$	I_m	$\frac{2I_m}{\pi}$	$2I_m$	$\frac{I_m}{\pi}$	I_m
F	157%		111%		111%	
β	121%		48%		48%	
η	41%		81%		81%	
V _{cr}	$\cong 0,6V$		$\cong 0,6V$		$\cong 1,2V$	
Coût	Moins cher		Plus cher			
Encombrement			Le transformateur			

Tableau-II.1 Tableau comparatif entre les trois circuits de redressement

V_i: tension inverse aux bornes des diodes bloquées.

I_d: courant direct traversant les diodes passantes.

F : facteur de forme.

β : taux d'ondulation.

η : rendement.

V_{cr}: chute de tension due au redresseur.

6. Diode Zener

La diode zener est une diode à jonction PN qui est exploitée en inverse. En effet si on polarise une jonction PN en inverse l'intensité du champ électrique interne augmente. A une certaine valeur, ce champ sera capable de casser des liaisons de covalence et libérer ainsi de paires électron-trou, ce phénomène est connu sous le nom d'effet ZENER. Sous l'effet de l'intensité importante du champ électrique interne, les paires électron-trou vont être accélérées qui après des chocs avec les atomes du cristal vont à leur tour libérer d'autres porteurs de charge ce qui correspond à un effet D'AVALANCHE. L'essentiel à retenir de ces deux phénomènes est l'augmentation brusque du courant inverse. Pour éviter la destruction de la jonction et pouvoir exploiter ce phénomène de ZENER, il suffit de garder le courant inverse dans un intervalle bien limité.

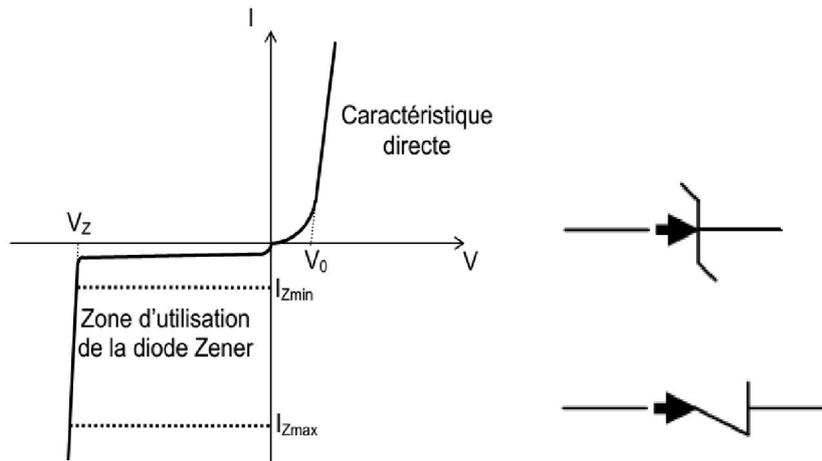


Figure III.21. ? ???

La diode zener est exploitée dans le sens inverse La limite inférieure I_{Zmin} détermine la condition nécessaire pour que la diode zener présente une tension V_Z entre ses bornes. La limite supérieure I_{Zmax} détermine la valeur maximale du courant inverse dans la diode à ne pas dépasser.

De la Figure III.21, on constate qu'en directe la diode zener se comporte comme une diode de redressement ordinaire. Par contre dans le sens inverse et tant que le courant est compris entre I_{Zmax} et I_{Zmin} la tension V_Z entre cathode et anode de la diode sera maintenu constante d'où sa fonction principale. Comme il a été vu auparavant, il y a deux phénomènes associés à la polarisation inverse des diodes : l'effet zener qui apparaît en premier suivi par l'effet avalanche. En effet, il y a deux grandes catégories de diodes zener : ceux à faible valeur de V_Z et ceux à grande valeur de V_Z .

- Dans la première catégorie, on dit que c'est l'effet zener qui est prédominant. Donc si la température augmente, elle favorise la rupture des liaisons de covalence et par conséquent réduit la tension V_Z . On dit que les diodes zener à faibles valeurs V_Z ($V_Z < 6V$) ont un coefficient de température négatif.

- Dans la deuxième catégorie, on dit que c'est l'effet d'avalanche qui est prédominant. Donc si la température augmente, l'oscillation des atomes est accentuée, ce qui réduit la mobilité des porteurs de charge. Par conséquent V_Z augmente. On dit que les diodes zener à grandes valeurs V_Z ($V_Z > 10V$) ont un coefficient de température positif.

Si le facteur de température est critique dans le cas de tension zener importante, il sera préférable d'utiliser deux diodes zener en série au lieu d'une : une à coefficient de

température positif et la deuxième à coefficient de température négatif, comme ça l'effet température sera annulé.

6.1 Principe de régulation de tension par diode zener

Dans un circuit, la régulation de tension peut être définie comme étant le maintien d'une tension aussi invariante que possible pour un gabarit donné de variation des autres éléments de ce même circuit.

De sa caractéristique donnée sur la figure III.21, on constate que pour un courant I maintenu entre I_{zmin} et I_{zmax} la diode zener peut être utilisée comme un régulateur de tension. Cependant, pour les charges qui demandent un courant important la diode zener ne peut être qu'un mauvais régulateur.

Etudiant le circuit de la figure III.22 où la diode DZ joue le rôle d'un régulateur de tension pour la charge R_C .

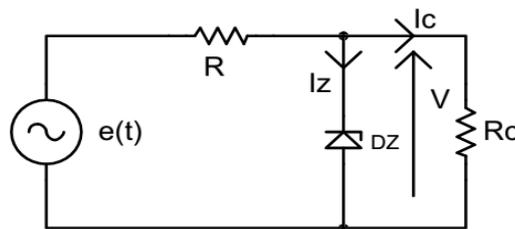


Figure III.22. ?????

La charge R_C est alimentée par la tension V aux bornes de DZ . Tant que le courant I_Z satisfait la condition $I_{zmin} < I_Z < I_{zmax}$ la tension V sera constante et égale à V_Z .

Dans ce cas de figure, pour que la diode DZ puisse travailler en régulateur, les deux conditions suivantes doivent être satisfaites :

- $e(t) > V_Z$ quelque soit t .
- $I_Z > I_{zmin}$ le courant dans DZ doit dépasser la limite inférieure fixée par le constructeur. Une troisième condition à satisfaire consiste à ne pas dépasser le courant maximal I_{zmax} que peut supporter DZ et qui est donné par le constructeur.

Pour l'étude on envisage deux cas. Le premier cas concerne une fluctuation de $e(t)$ avec R_C fixe. Le deuxième cas c'est R_C qui fluctue mais $e(t)$ est gardée fixe.

Cas-1 : $e(t)$ fluctue entre deux valeurs limites E_{min} et E_{max} et R_C fixe.

Pour qu'il est régulation $V = V_Z$ il faut donner une valeur à la résistance R de sorte que :

$$V = V_Z \quad (III.41)$$

$$I_Z > I_{Zmin} \quad (III.41)$$

$$I_Z < I_{Zmax} \quad (III.42)$$

Du circuit de la figure III.22 on peut tirer les relations :

$$I_Z = I - I_C \quad (III.43)$$

$$I_C = \frac{V_Z}{R_C} \quad (III.44)$$

$$I_C = \frac{e(t) - V_Z}{R_C} \quad (III.45)$$

Pour la limite inférieure de I_Z , le cas le plus défavorable correspond à la plus petite valeur E_{min} de $e(t)$ d'où :

$$I_C = \frac{E_{min} - V_Z}{R} - \frac{V_Z}{R_C} > I_{Zmin} \Rightarrow R < \frac{E_{min} - V_Z}{V_Z - R I_{Zmin}} R_C \quad (III.46)$$

Concernant la limite supérieure I_{Zmax} de I_Z le cas défavorable se présente pour la valeur maximale E_{max} de $e(t)$ d'où :

$$I_C = \frac{E_{max} - V_Z}{R} - \frac{V_Z}{R_C} < I_{Zmax} \Rightarrow R < \frac{E_{max} - V_Z}{V_Z + R I_{Zmax}} R_C \quad (III.47)$$

Cas-2 : R_C peut prendre des valeurs entre R_{cmin} et R_{cmax} et $e(t)$ fixée à E . Dans ce cas, lorsqu'il y a régulation, le courant total I reste constant alors que le courant I_C varie suivant la variation de R_C .

- Si R_C diminue I_C augmente et I_Z diminue.
- Si R_C augmente I_C diminue et I_Z augmente.

De ce fait, la résistance série R doit être déterminée suivant les deux conditions :

$$\frac{E - V_Z}{R} - \frac{V_Z}{R_{cmin}} > I_{zmin} \Rightarrow R < \frac{E - V_Z}{V_Z + R_{cmin} I_{zmin}} R_{cmin} \quad (III.48)$$

$$\frac{E - V_Z}{R} - \frac{V_Z}{R_{cmax}} < I_{zmax} \Rightarrow R > \frac{E - V_Z}{V_Z + R_{cmax} I_{zmax}} R_{cmax} \quad (III.49)$$

7. Quelques Diodes spéciales

Bien que leurs principes de fonctionnement reposent sur l'effet de redressement, certaines diodes sont conçues pour des applications spécifiques. Parmi ces applications on peut citer :
détection – commutation – oscillation. etc.

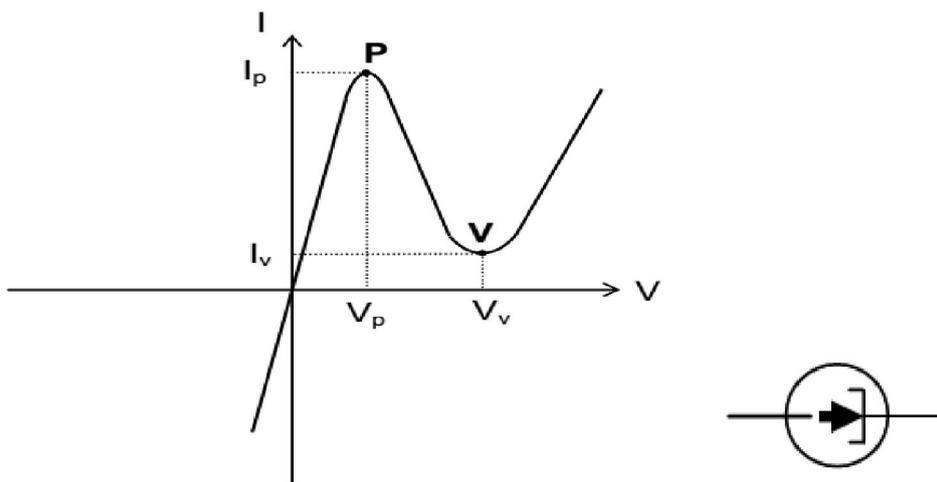
7.1 Diode A POINTE

La diode à pointe est une jonction métal-semi-conducteur. Elle est obtenue par la mise en contact d'une pointe fine avec substrat semi-conducteur dopé. A cause de leur stabilité chimique, l'or, le tungstène et le platine sont les métaux les plus utilisés. L'utilisation d'une pointe fine a pour effet de diminuer les dimensions de la jonction d'où le nom de diode à micro jonction. Les diodes au Germanium à pointe ont un seuil de tension qui peut arriver à quelques dixièmes de millivolt. Ces diodes à cause de leur faible seuil sont utilisées dans la détection.

7.2 Diode TUNNEL

La diode tunnel est conçue de la même façon qu'une diode de redressement ordinaire. La seule différence réside dans le taux de dopage, une diode tunnel a une concentration en impuretés qui peut arriver à 10⁵ fois celui d'une diode normale. Ce fort taux de dopage permet d'avoir des dimensions très réduites de la zone de transition. Il a été constaté que dans le cas de zone de transition étroite, des porteurs de charge traversent la barrière de potentiel sans qu'ils acquièrent une énergie suffisante.

Les porteurs de charge qui n'ont pas assez d'énergie pour traverser la jonction empruntent une sorte de tunnel pour passer d'une région à une autre. En se référant à la figure III.23, on constate que dans la région la diode présente une résistance négative. Cette particularité permet à la diode tunnel de travailler en oscillateur, en amplificateur.



Symbole diode tunnel

Figure III.23. Caractéristique et symbole d'une diode tunnel.

Dans la région de la caractéristique limitée par P et V la diode présente une résistance négative.

7.3 Diode SCHOTTKY

Elle est obtenue par la formation d'une jonction métal-semi-conducteur. Le semi-conducteur est du silicium ou de l'arséniure de gallium dopé généralement N. Le métal est de l'or, l'argent, le platine, le Titanium ou le palladium. La caractéristique principale d'une diode schottky est son faible seuil de tension et l'absence du courant inverse dû aux porteurs de charge minoritaire. La diode schottky dont le symbole est donné par la figure III.24 est utilisée surtout en commutation.

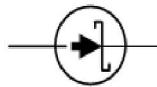


Figure III.24. Symbole de la diode schottky

7.4 Diode GUNN

Les diodes Gunn ont une structure identique à celle des autres diodes. Elles sont obtenues par la mise en sandwich d'une couche GaAs type N entre deux autres de même nature mais fortement dopée tel qu'il est montré par la figure III.25.

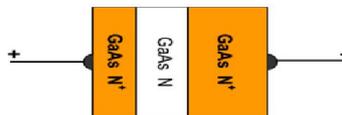


Figure III.25. Structure semi-conductrice d'une diode Gunn. Les bornes + et - correspondent respectivement à l'anode et la cathode d'une diode ordinaire