

CHAPITRE II

D I O D E S E T C I R C U I T S A D I O D E S

I- INTRODUCTION

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.

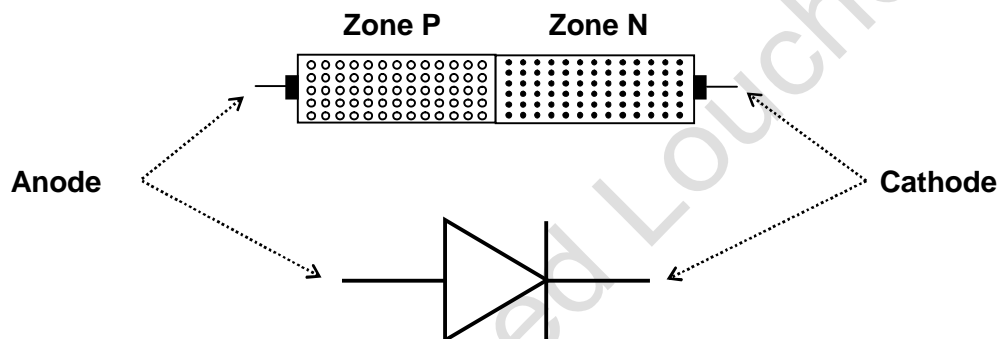


Fig-II-1 La structure semi-conductrice d'une diode et son symbole. Le bout du triangle représente le sens passant en indiquant le sens positif du courant direct traversant la diode.

I-1 CARACTERISTIQUES 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:

$$I = I_S (e^{\frac{eV}{KT}} - 1) \quad (II.1)$$

La courbe représentative de l'équation (II.1) est donnée sur la figure-II.2. 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 de f.e.m V_0 en série avec une résistance R_d pour les diodes en directe.
- Par une résistance R_i pour les diodes bloquées

Avec :

- $V_0 \cong 0,6V$ pour Si.
- $V_0 \cong 0.2V$ pour Ge.
- $R_d =$ résistance directe de faible valeur.
- $R_i =$ résistance inverse de très grande valeur.

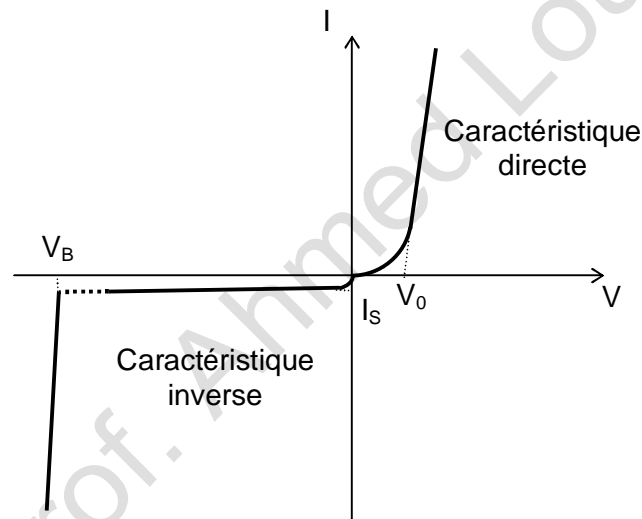


Fig-II.2 Caractéristiques d'une diode. Caractéristique directe pour diode passante et caractéristique inverse pour diode bloquée. I_s courant inverse de très faible valeur [pA], généralement on lui attribue la valeur 0A.

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.

I-1-1 RESISTANCE 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 II.3 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 :

$$R_S = \frac{V}{I} \quad (II.2)$$

La valeur de cette résistance peut aussi être déterminé 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.

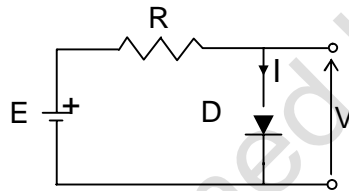


Fig-II.3 Dans ce circuit la diode est polarisée dans son sens passant. Elle est vue par le reste du circuit comme une résistance statique R_S . Pourquoi statique ? Parce que le circuit ne contient que des grandeurs continues qui ne varient pas avec le temps.

Du circuit de la figure-II.3 on a :

$$E = RI + V \quad (II.3)$$

$$I = -\frac{V}{R} + \frac{E}{R} \quad (II.4)$$

On constate que l'expression II.4 $I=f(V)$ 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-II.4. Le point Q de coordonnées (I_0, V_0) est le point de fonctionnement de la diode.

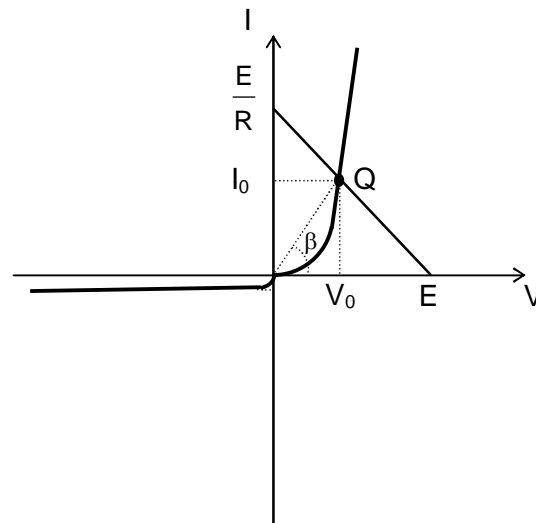


Fig-II.4 Graphiquement la résistance statique est le rapport entre la tension V_0 , ordonnée du point de fonctionnement Q, et son ordonnée I_0 . Ce qui correspond à l'inverse de la tangente de l'angle β .

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

I-1-2 RESISTANCE 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 :

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

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

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

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

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

$$R_d = \frac{dV}{dI} = \frac{\frac{KT}{e}}{I} \quad (II.9)$$

$\frac{KT}{e}$ 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 :

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

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-II.5 montre que la résistance dynamique d'une diode peut être exprimée comme :

$$R_d = \frac{1}{\text{tg}\alpha} \quad (II.11)$$

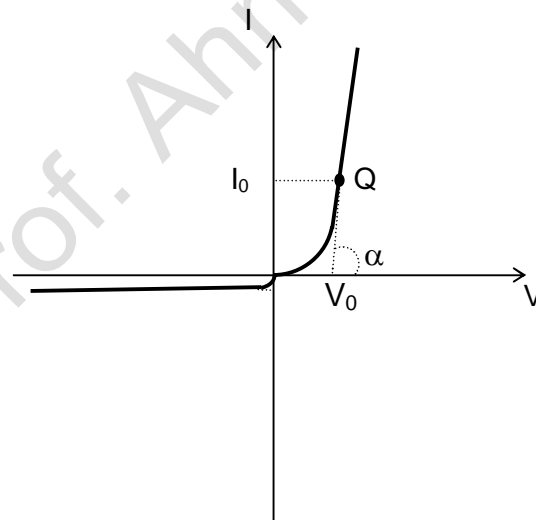


Fig-II.5 Une fois la polarisation d'une diode est connue, alors pour toute variation autour de son point de fonctionnement Q, la diode se comporte comme une résistance dynamique R_d .

I-1-3 SCHEMA EQUIVALENT A UNE DIODE REELLE

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 II.6-a. Alors qu'à l'état bloqué, la diode sera remplacée par une résistance R_i de grande valeur comme le montre la figure II.6-b.

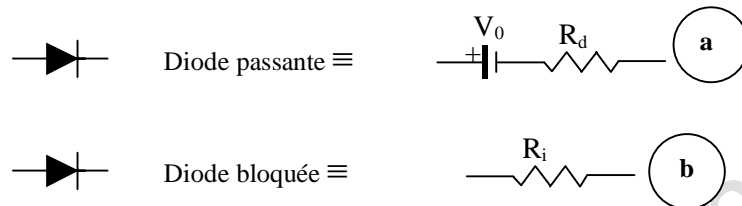


Fig-II.6 Schéma équivalent à une diode.

-a- cas d'une diode passante.

-b- cas d'une diode bloquée.

II- 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.

II-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.

- 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 $T/2 > t > T \Rightarrow e(t) < 0 \Rightarrow i(t)$ 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.

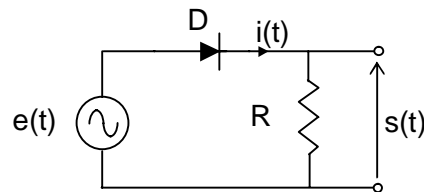


Fig-II.7 Circuit de base d'un redresseur simple alternance. En générale et surtout pour les alimentations, $e(t)$ représente la tension prélevée au niveau du secondaire d'un transformateur.

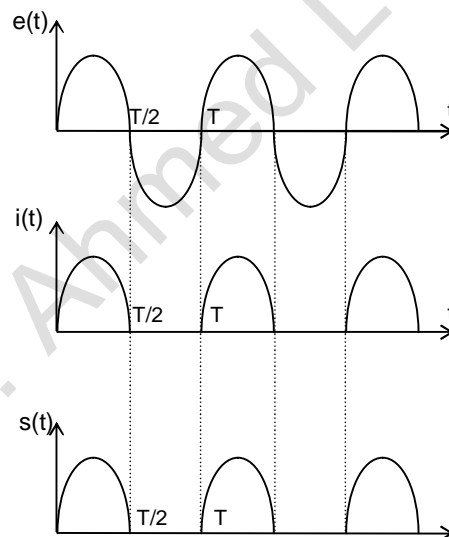


Fig-II.8 Ce chronogramme montre comment l'alternance négative est supprimée. On est passé d'un signal bipolaire à un signal unipolaire positif

II-2 CONVERSION DE L'ALTERNATIF EN CONTINU NEGATIF

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-II.9 montre le circuit qui permet de redresser un signal sinusoïdal.

Le principe de fonctionnement est illustré par le chronogramme de la figure-II.10 duquel on constate que l'alternance positive est absente à la sortie.

- Pour $0 < t < T/2 \Rightarrow e(t) > 0 \Rightarrow i(t)$ 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.

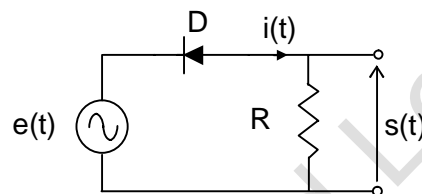


Fig-II.9 Avec simple inversion de la diode du circuit II.7. On est arrivé à avoir un signal de sortie unipolaire négatif

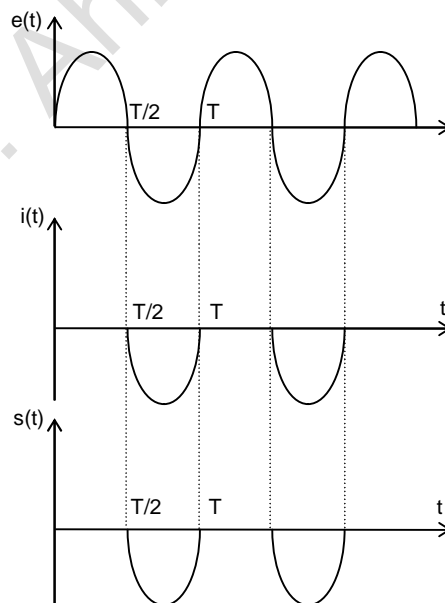


Fig-II.10 Ce chronogramme montre comment l'alternance positive est supprimée. On est passé d'un signal bipolaire à un signal unipolaire négatif

II-3 QUELQUES PROPRIETES DU REDRESSEMENT SIMPLE ALTERNANCE

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

II-3-1 VALEUR MOYENNE D'UN SIGNAL REDRESSE

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

$$F_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (\text{II.12})$$

En appliquant cette formule au deux cas :

Circuit fig-II.7

La valeur moyenne de la tension de sortie

$$S_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} s(t) dt \quad (\text{II.13})$$

$$S_{\text{moy}} = \frac{S_m}{\pi} \quad (\text{II.14})$$

La valeur moyenne du courant dans la résistance R

$$I_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i(t) dt \quad (\text{II.15})$$

$$I_{\text{moy}} = \frac{I_m}{\pi} \quad (\text{II.16})$$

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

Circuit fig-II.9

La valeur moyenne de la tension de sortie

$$S_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) dt = \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T s(t) dt \quad (\text{II.17})$$

$$S_{\text{moy}} = -\frac{S_m}{\pi} \quad (\text{II.18})$$

La valeur moyenne du courant dans la résistance R

$$I_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T I(t) dt \quad (\text{II.19})$$

$$I_{\text{moy}} = -\frac{I_m}{\pi} \quad (\text{II.20})$$

II-3-2 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 :

$$F = \frac{S_{\text{eff}}}{S_{\text{moy}}} \quad (\text{II.21})$$

$$S_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T s(t)^2 dt} \quad (\text{II.22})$$

Circuit de la figure II-7

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

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

$$F = \frac{\pi}{2} = 1,57$$

Circuit de la figure II-9

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

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

$$F = \frac{\pi}{2} = 1,57$$

II-3-3 TAUX D'ONDULATION

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

$$s(t) = S_{\text{moy}} + s_{\text{ond}}(t) \quad (\text{II.23})$$

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.

$$\beta = \frac{S_0}{S_{\text{moy}}} \quad (\text{II.24})$$

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.

$$S_0 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (s(t) - S_{\text{moy}})^2 dt} \quad (\text{II.25})$$

$$S_0 = \sqrt{\frac{S_m^2}{4} - \frac{S_m^2}{\pi^2}} \quad (\text{II.26})$$

$$\beta = \sqrt{\frac{\pi^2}{4} - 1} \quad (\text{II.27})$$

soit :

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

II-3-4 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 II.6, le rendement peut être alors défini par :

$$\eta = \frac{R I_{\text{moy}}^2}{R I_0^2} \quad (\text{II.28})$$

$$\eta = \frac{R \frac{I_m^2}{\pi^2}}{R \frac{I_m^2}{4}} = \frac{4}{\pi^2} = 0,41 \quad (\text{II.29})$$

Soit

$$\eta = 41\%$$

III- 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.

III-1 REDRESSEMENT DOUBLE ALTERNANCE AVEC TRANSFORMATEUR A POINT MILIEUX

Le schéma de la figure II.11 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.

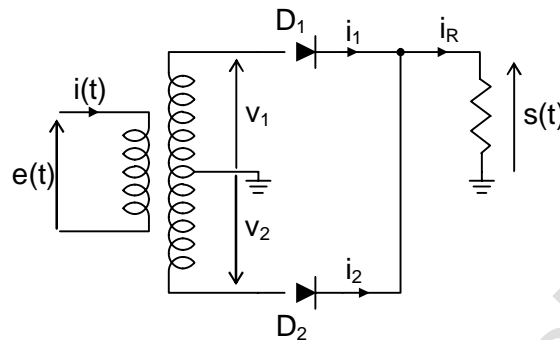


Fig-II.11 Les tensions v_1 et v_2 au niveau du secondaire sont égales en amplitude et elles ont un déphasage de π . Par rapport $e(t)$, les amplitudes de v_1 et de v_2 dépendent du rapport de transformation.

III-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 $e(t)$.

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

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 .

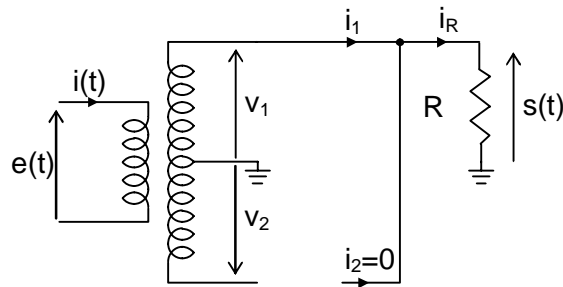


Fig-II.12 Schéma équivalent au circuit de la figure II-11 avec D_1 passante remplacée par un court-circuit et D_2 bloquée remplacée par un circuit ouvert

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

Le circuit correspondant à cette étape est donné par la figure II.13. 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 .

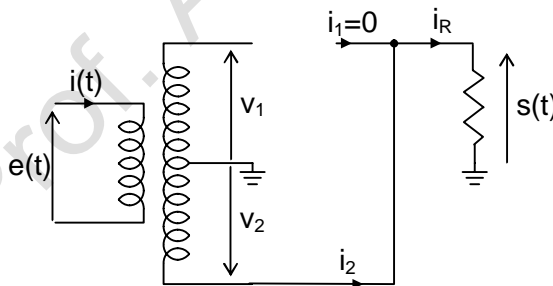
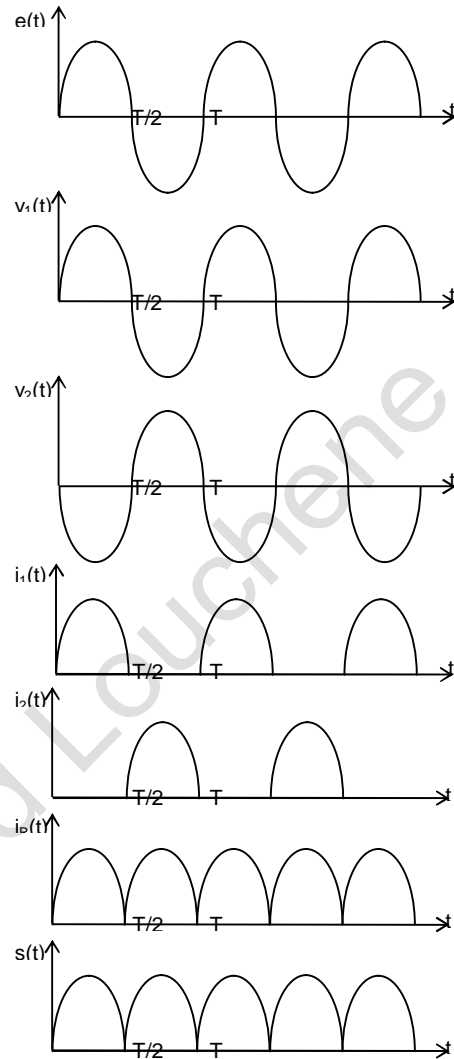


Fig-II.13 Schéma équivalent au circuit de la figure II-11 avec D_1 bloquée et D_2 passante. Le circuit se ramène à une seule maille v_2 et R.

Fig-II.14 Le courant dans la charge est égal à la somme des deux courants redressés respectivement par D1 et D2. 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 II.14 montre l'allure des courants i_1 , i_2 et i_R ainsi que celle de la courbe représentative de $s(t)$.

III-2 REDRESSEMENT DOUBLE ALTERNANCE AVEC PONT A 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 II.15 montre un circuit de redressement avec quatre diodes D_1 , D_2 , D_3 et D_4 montées en pont.

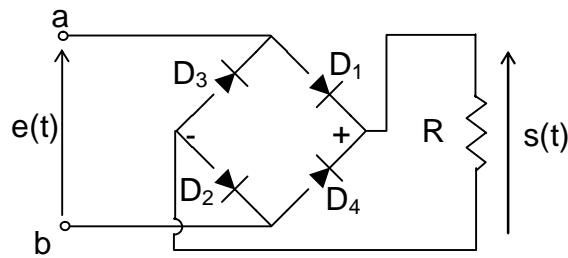


Fig-II.15 Schéma d'un redresseur à pont de diodes. La borne + du pont indique la sortie du courant positif. En effet quelque soit le signe de $e(t)$ un courant positif traverse toujours la charge dans le même sens, du + au -.

III-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 II.16.

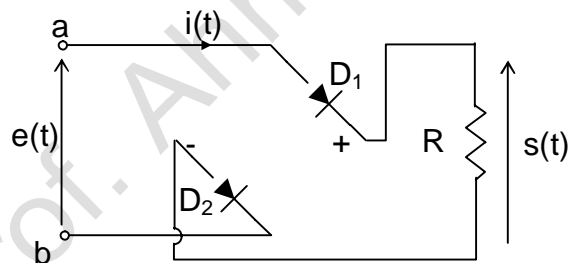


Fig-II.16 Dans ce circuit pour l'alternance positive de $e(t)$ seules D_1 et D_2 entrent dans le fonctionnement du redresseur. Les deux autres diodes D_3 et D_4 sont remplacées par des circuits ouverts.

- 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 D_1 et D_2 sont bloquées par contre les diodes D_3 et D_4 sont passantes. Le circuit correspondant à cet état est présenté par la figure II.17.

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.

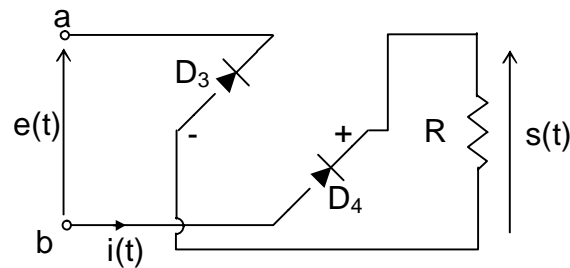


Fig-II.17 Pendant l'alternance négative la partie active du circuit se limite aux deux diodes D_3 et D_4 . Les deux autres diodes D_1 et D_2 sont remplacées par des circuits ouverts.

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.

III-3 PROPRIETES DU REDRESSEMENT DOUBLE ALTERNANCE

III-3-1 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.

$$S_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) dt = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} s(t) dt \quad (\text{II.30})$$

$$S_{\text{moy}} = \frac{2S_m}{\pi} \quad (\text{II.31})$$

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

$$I_{\text{moy}} = \frac{2I_m}{\pi} \quad (\text{II.32})$$

III-3-2 FACTEUR DE FORME

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

$$S_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T s(t)^2 dt} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} s(t)^2 dt} \quad (\text{II.33})$$

$$I_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i(t)^2 dt} \quad (\text{II.34})$$

Soit :

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

$$I_{\text{eff}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$$

De la formule II.21 on tire F comme étant :

$$F = \frac{\frac{S_m}{\sqrt{2}}}{\frac{2S_m}{\pi}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}$$

Soit :

$$F=1,11 \quad (\text{II.35})$$

III-3-3 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 II.24.

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

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

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

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

D'où on tire

$$S_0 = \sqrt{\frac{S_m^2}{2} - \frac{4S_m^2}{\pi^2}} \quad (\text{II.36})$$

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

$$\beta = \frac{S_0}{S_{\text{moy}}}$$

Soit :

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

III-3-4 RENDEMENT

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

$$\eta = \frac{R I_{\text{moy}}^2}{R I_0^2}$$

Soit :

$$\eta = \frac{R \frac{4I_m^2}{\pi^2}}{R \frac{I_m^2}{2}} = \frac{8}{\pi^2} \quad (\text{II.38})$$

$$\eta = 81\% \quad (\text{II.39})$$

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 transfo. à point milieu | | D-A avec pont à diodes | |
|--------------|--------------|-------|-------------------------------------|--------|---------------------------|-------|
| | moy | max | moy | max | moy | max |
| V_i | E_m/π | E_m | $2E_m/\pi$ | $2E_m$ | E_m/π | E_m |
| I_d | I_m/π | I_m | $2I_m/\pi$ | I_m | $2I_m/\pi$ | 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.

IV- CIRCUITS ECRETEURS

Ces circuits sont aussi appelés circuits limiteurs de tension. Tout circuit électronique a un seuil de tension spécifique à ne pas dépasser, au delà duquel sa destruction est inévitable. Pour protéger ces circuits contre ces surtensions, on est souvent obligé d'ajouter un circuit de protection qui permet de limiter la tension à un seuil bien déterminé.

En général, on rencontre deux types de circuits écrêteurs ; les écrêteurs sans seuil et les écrêteurs avec seuil.

IV-1 ECRETEURS SANS SEUIL

Les écrêteurs sans seuil, sont des circuits qui permettent d'éliminer la partie positive ou la partie négative d'un signal. Si on prend l'exemple des circuits logiques, on sait que ces derniers travaillent avec des tensions purement positives donc, comme moyen de protection, on peut leur ajouter des circuits auxiliaires qui permettent d'éliminer d'éventuelles parties négatives pouvant exister dans le circuit.

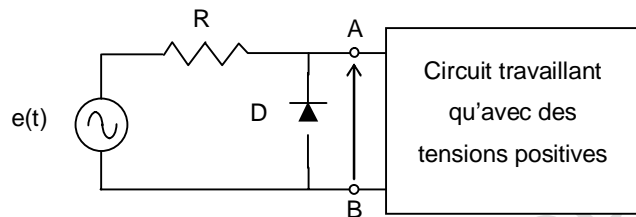


Fig-II.18 Ecrêtage de la partie négative. Dans ce circuit la diode D empêche la partie négative de $e(t)$ d'être appliquée au circuit. Durant l'alternance négative D est passante ce qui correspond à un court-circuit entre A et B.

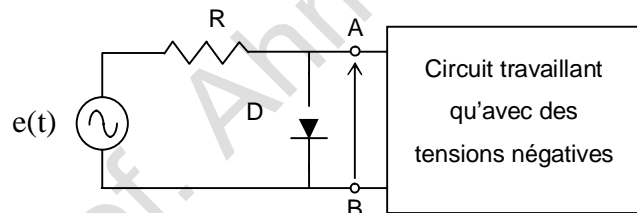


Fig-II.19 Ecrêtage de la partie positive. L'alternance positive de $e(t)$ polarise en direct la diode D ce qui court-circuite les points A et B, empêchant ainsi l'alternance positive d'atteindre le circuit.

Si l'on se reporte aux deux circuits des figures II.18 et II.19 on constate que :

- Dans le circuit de la figure II.18 V_{AB} ne prendra que les valeurs de la partie positive du signal $e(t)$ alors que sa partie négative est écrêtée à zéro.

- Dans le circuit de la figure II.19 V_{AB} ne prendra que les valeurs de la partie négative du signal $e(t)$ alors que sa partie positive est écrêtée à zéro.

IV-2 ECRETEURS AVEC SEUILS

D'une façon général, les circuits électroniques ne tolèrent pas qu'on leur applique des tensions d'entrée dépassant leurs tensions d'alimentation. On est alors appelé à prévoir des circuits auxiliaires qui permettent de protéger ces circuits contre d'éventuelles surtensions pouvant dépasser facilement leurs tensions d'alimentation.

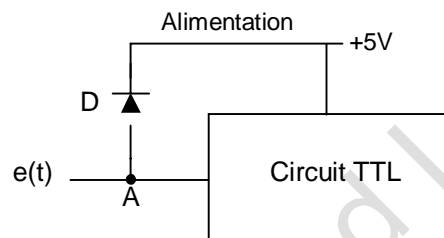


Fig-II.20 La diode permet d'écrêter la partie de $e(t)$ au delà de $+5V$. La diode D entre en conduction que si le potentiel du point tend à dépasser $+5V$.

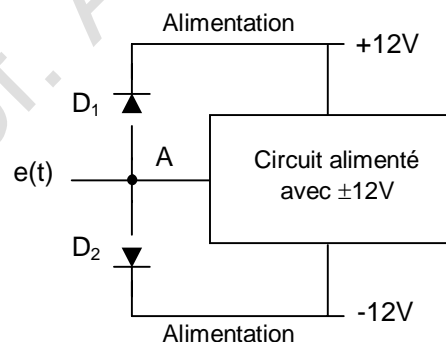


Fig-II.21 Le potentiel au point A est le même que $e(t)$. Mais si $e(t)$ tend à dépasser $+12V$ la diode D_1 intervient et maintient $V_A = +12V$. Par contre si $e(t)$ tend à aller au dessous de $-12V$ la diode D_2 intervient et maintient $V_A = -12V$.

Si on se reporte aux circuits des figures II.20 et II.21, on constate que pour chaque cas la tension aux bornes de la partie protégée ne dépasse par ses tensions d'alimentation.

V- DETECTEUR DE CRETE

Souvent c'est la valeur maximale ou de crête d'un signal qui est recherchée et non pas sa forme. Le détecteur de crête est un dispositif qui permet de mémoriser la valeur de pic d'une grandeur électrique. On donne dans ce qui suit les circuits des figures II.22-a et II.23-a qui permettent d'afficher respectivement la crête positive et la crête négative.

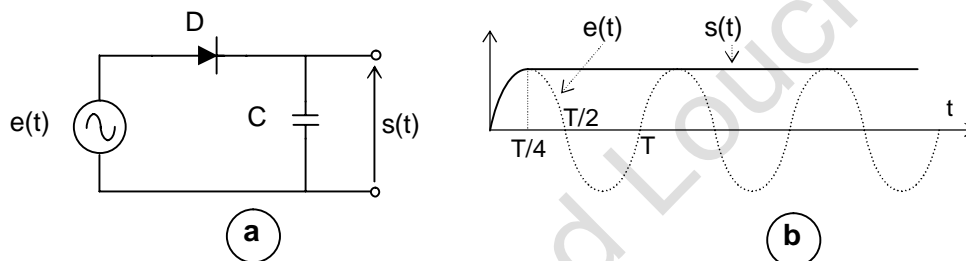


Fig-II.22 Pendant la première alternance positive D est passante et C se charge. A $t=T/4$ la charge de C atteint la crête positive de $e(t)$ qui correspond au potentiel de la cathode de D. Au delà de cet instant $e(t)$ est toujours inférieure ou égale à la charge de C ce qui maintient D bloquée.

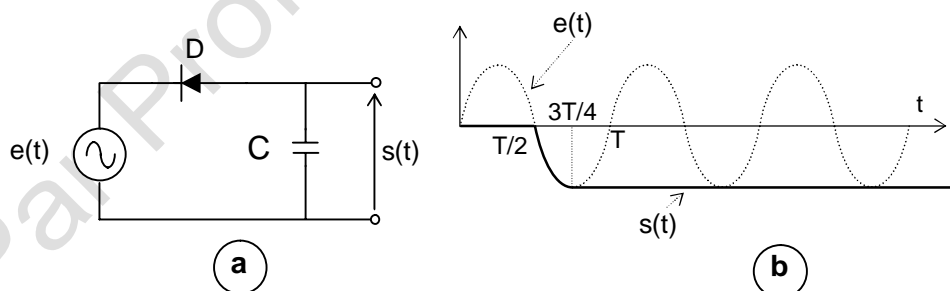


Fig-II.23 Pendant la première alternance positive D est bloquée C reste déchargée. A $t=T/2$ C commence à se charger et atteint la crête négative à $t=3T/4$. A cet instant le potentiel de l'anode de D sera porté à la plus petite valeur de $e(t)$ ce qui la bloque et empêche C de se décharger.

Les chronogrammes des figures II.22-b et II.23.b montrent qu'une fois la capacité est chargée à une valeur de crête à travers la diode D, cette dernière se bloque et la capacité conserve sa charge qui correspond bien à la valeur de pic du signal $e(t)$.

VI- CIRCUIT D'ALIGNEMENT

Ce circuit est appelé aussi circuit de restauration. Il permet de restituer une composante continue qui pourrait éventuellement être arrêtée par un couplage capacitif entre étages d'un circuit. En se référant aux chronogrammes donnés sur les figures II.24 et II.25, on remarque que la composante continue ajoutée n'est autre qu'une des deux valeurs de crête du signal sinusoïdal d'entrée $e(t)$. Par conséquent le signal obtenu à la sortie est aligné avec l'axe des temps d'où le nom circuit d'alignement.

En se référant aux circuits d'alignement donnés par les figures II.24 et II.25, on constate que le signal de sortie $s(t)$ peut être déterminé par la relation :

$$s(t) = e(t) - v_c \quad (II.40)$$

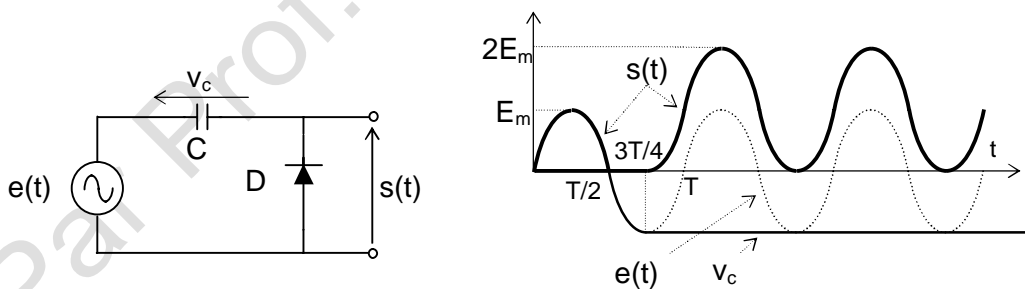


Fig-II.24 Circuit d'alignement positif. Une fois la capacité se charge à la crête négative $-E_m$, D reste bloquée et empêche C de se décharger. $s(t)$ s'obtient par la soustraction de $-E_m$ à $e(t)$.

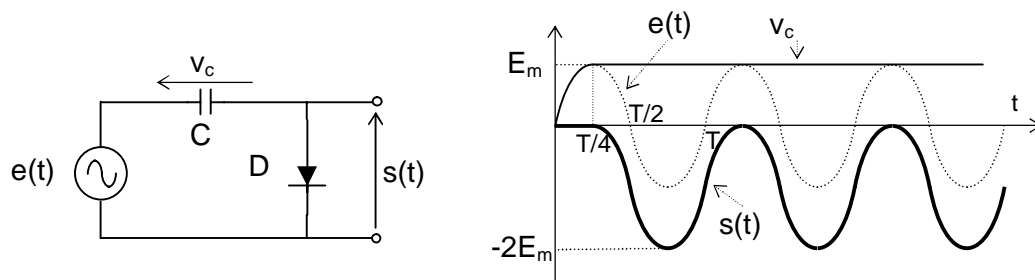


Fig-II.25 Circuit d'alignement négatif. Une fois la capacité se charge à la crête positive $+E_m$ D reste bloquée et empêche C de se décharger. $s(t)$ s'obtient par la soustraction de E_m à $e(t)$.

VII- MUTIPLIEUR DE TENSION

Un multiplieur de tension à base de diodes est un dispositif qui, suivant le nombre de cellules qui le constituent, permet d'avoir des multiples de la tension de crête du signal alternatif d'entrée. La cellule de base d'un multiplieur de tension est une cellule constituée de diode et condensateur.

Pour comprendre le principe de fonctionnement de tels circuits, on se limite à l'étude d'un doubleur de tension, puis on en déduit le cas d'un tripleur et d'un quadrupleur de tension.

VII-1 DOUBLEUR DE TENSION

Des figures II.26 et II.27 qui illustrent le schéma d'un doubleur de tension,, on constate qu'il est constitué d'un circuit d'alignement suivi d'un détecteur de crête.

La première cellule (C_1 - D_1) donne à sa sortie le signal d'entrée aligné avec l'axe des temps. La deuxième cellule (D_2 - C_2) affiche à sa sortie la crête du signal de sortie $s_1(t)$ de la première cellule.

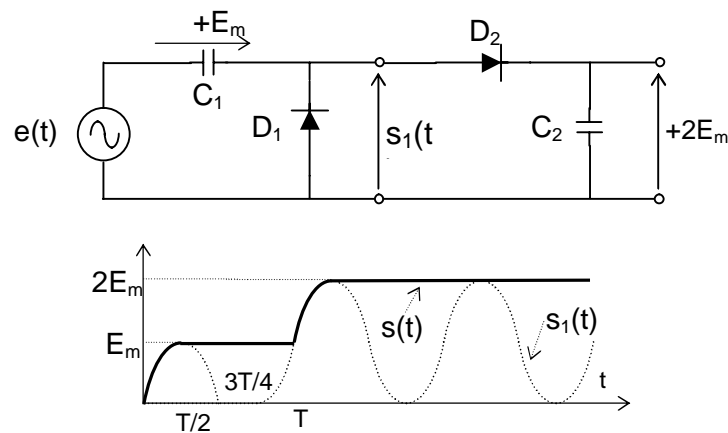


Fig-II.26 après une certaine période transitoire, la capacité C_1 arrive à sa charge maximale $+E_m$. La courbe en pointillé $s_1(t)$ est obtenue par l'addition de $+E_m$ à $e(t)$. C_2 associée à D_2 détecte la crête de $s_1(t)$ qui est $+2E_m$ courbe $s(t)$ montrée en trait plein.

Le signal de sortie est donc un signal continu de valeur égale l'amplitude crête à crête du signal d'entrée alors que son signe dépend du montage utilisé.

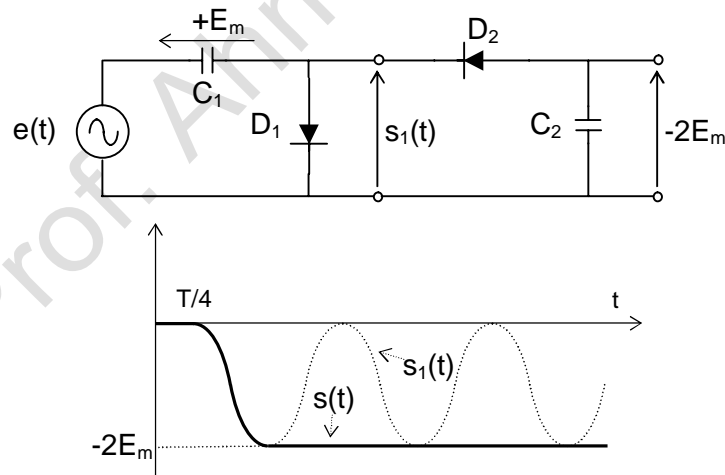


Fig-II.27 après une certaine période transitoire, la capacité C_1 arrive à sa charge maximale $+E_m$. La courbe en pointillé $s_1(t)$ est obtenue par soustraction de $+E_m$ à $e(t)$. C_2 associée à D_2 détecte la crête de $s_1(t)$ qui est $-2E_m$ courbe $s(t)$ montrée en trait plein.

VII-2 TRIPLEUR ET QUADRUPLEUR DE TENSION

On passe d'un doubleur à un tripleur, et d'un tripleur à quadrupleur par l'ajout à chaque fois d'une cellule D-C. Les figures II.28 Et II.29 montrent respectivement un tripleur et quadrupleur de tension.

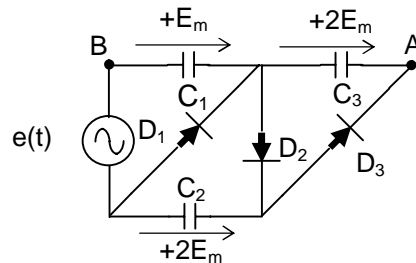


Fig-II.28 Tripleur de tension. Pendant l'alternance négative de $e(t)$ en série avec $+2E_m$ de C_2 , la capacité C_3 se charge à travers D_3 à une valeur de $+2E_m$. A partir de cet instant toutes les diodes se bloquent et les capacités conservent leurs charges respectives. Le triple de la crête de $e(t)$ sera prélevé entre A et B tel que $V_{AB}=+3E_m$.

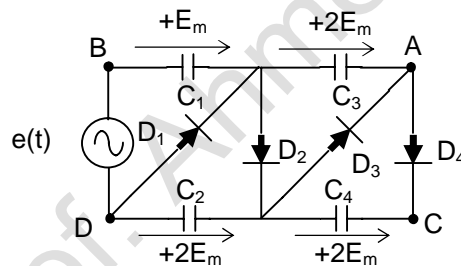


Fig-II.28 Quadrupleur de tension. Pendant l'alternance positive de $e(t)$ en série avec $+E_m$ de C_1 et $+2E_m$ de C_3 , la capacité C_4 se charge à travers D_4 à une valeur de $+2E_m$. A partir de cet instant toutes les diodes se bloquent et les capacités conservent leurs charges respectives. Le quadruple de la crête de $e(t)$ sera prélevé entre C et D tel que $V_{CD}=+4E_m$.

VIII- 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.

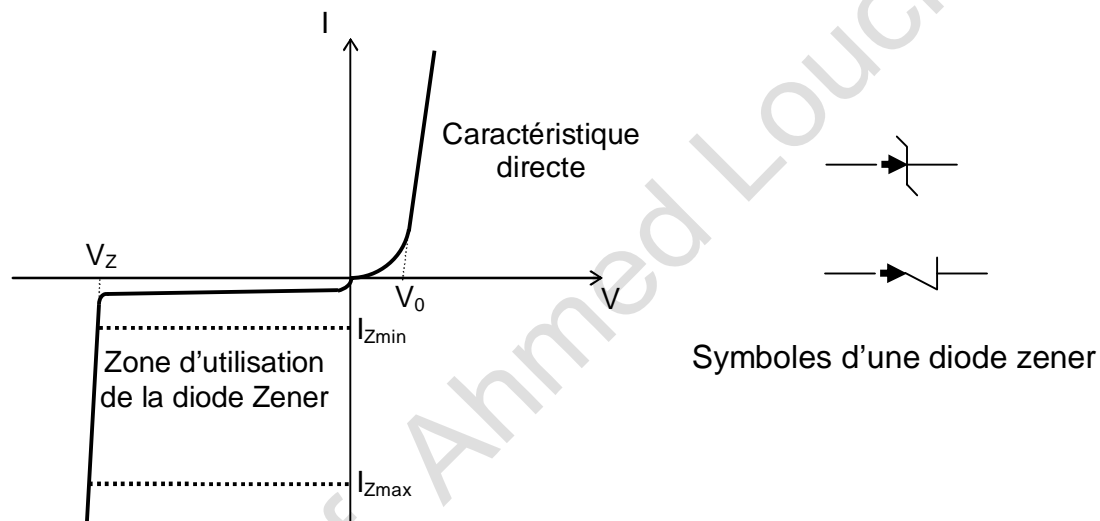


Fig-II.30 La diode zener est exploitée dans le sens inverse. La limite inférieure I_{Zmin} détermine la condition nécessaire pour que la diode zener présente une tension V_Z entre ses bornes. La limite supérieure I_{Zmax} détermine la valeur maximale du courant inverse dans la diode à ne pas dépasser.

De la figure II.30, 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.

VIII-1 PRINCIPE DE REGULATION 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 II.30, 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 II.31 où la diode D_Z joue le rôle d'un régulateur de tension pour la charge R_C .

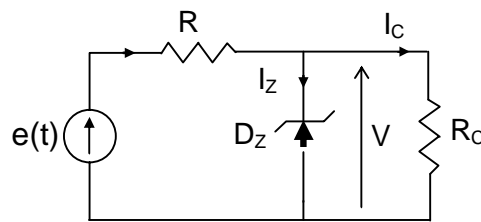


Fig-II.31 La charge R_C est alimentée par la tension V aux bornes de D_Z . Tant que le courant I_Z satisfait la condition $I_{Zmin} < I_Z < I_{Zmax}$ la tension V sera constante et égale à V_Z .

Dans ce cas de figure, pour que la diode D_Z 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 D_Z 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 D_Z 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 y ait régulation $V = V_Z$ il faut donner une valeur à la résistance R de sorte que :

$$V = V_Z$$

$$I_Z > I_{Zmin}$$

$$I_Z < I_{Zmax}$$

Du circuit de la figure II.31 on peut tirer les relations :

$$I_Z = I - I_C \tag{II.41}$$

$$I_C = \frac{V_Z}{R_C} \tag{II.42}$$

$$I = \frac{e(t) - V_Z}{R} \quad (II.43)$$

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 :

$$\frac{E_{\min} - V_Z}{R} - \frac{V_Z}{R_C} > I_{Z\min} \Rightarrow R < \frac{E_{\min} - V_Z}{V_Z + R_C I_{Z\min}} R_C \quad (II.44)$$

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

$$\frac{E_{\max} - V_Z}{R} - \frac{V_Z}{R_C} < I_{Z\max} \Rightarrow R > \frac{E_{\max} - V_Z}{V_Z + R_C I_{Z\max}} R_C \quad (II.45)$$

Cas-2 : R_C peut prendre des valeurs entre $R_{C\min}$ et $R_{C\max}$ 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 :

$$\frac{E - V_Z}{R} - \frac{V_Z}{R_{C\min}} > I_{Z\min} \Rightarrow R < \frac{E - V_Z}{V_Z + R_{C\min} I_{Z\min}} R_{C\min} \quad (II.46)$$

$$\frac{E - V_Z}{R} - \frac{V_Z}{R_{C\max}} < I_{Z\max} \Rightarrow R > \frac{E - V_Z}{V_Z + R_{C\max} I_{Z\max}} R_{C\max} \quad (II.47)$$

VIII-2 PROTECTION PAR DIODE ZENER

A cause de sa tension inverse qui ne peut pas dépasser une valeur donnée, la diode est exploitée comme un élément essentiel dans la protection des circuits. La diode zener, montée en parallèle avec une charge donnée, empêche la tension aux bornes de la charge de dépasser un seuil correspondant à la tension Zener de la diode.

Le circuit de la figure II.32 montre que la tension $e(t)$ est limitée $+V_{Z1}$ pour sous alternance positive et elle à $-V_{Z2}$ pour son alternance négative

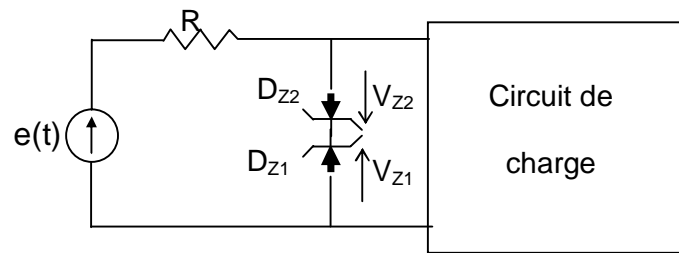


Fig-II.32 la partie positive de $e(t)$ est écrêtée à $V_{Z1}+V_0$. La partie négative est limitée par $-V_{Z2}-V_0$. Où V_0 représente le seuil d'une diode polarisée en directe, cas de D_{Z2} et de D_{Z1} respectivement lors de la partie positive de $e(t)$ et lors de la partie négative de $e(t)$.

IX- QUELQUES DIODES SPECIALES

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

IX-1 DIODE A POINTE

La diode à pointe est une jonction métal-semiconducteur. 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.

IX-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 10^5 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 II.33, 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.

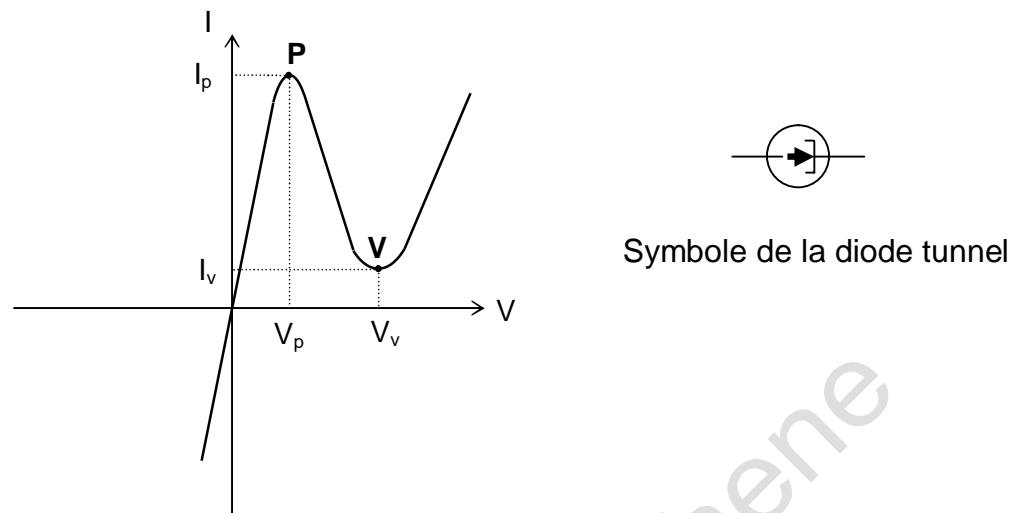


Fig-II.33 caractéristique et symbole d'une diode tunnel. Dans la région de la caractéristique limitée par P et V la diode présente une résistance négative.

IX-3 DIODE SCHOTTKY

Elle est obtenue par la formation d'une jonction métal-semiconducteur. 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 titane 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 II.34 est utilisée surtout en commutation.

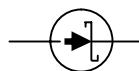


Fig-II.34 Symbole de la diode schottky

IX-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 II.35.

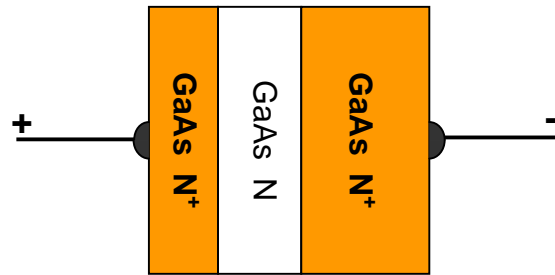


Fig-II.35 structure semi-conductrice d'une diode gunn. Les bornes + et - correspondent respectivement à l'anode et la cathode d'une diode ordinaire