
Leçon IX : SEMICONDUCTEURS ET DIODES

([pleine page](#) / [avec sommaire](#))

Le but de cette leçon est d'introduire la notion de semiconducteur, de se familiariser avec la caractéristique exponentielle de la jonction PN qui est au fondement du fonctionnement de la diode standard.

Dans cette partie, on présente sans l'approfondir une introduction aux semiconducteurs et à la jonction PN. La physique des semiconducteurs, tant dans sa dimension appliquée que dans sa dimension recherche technologique est bien représentée à l'École polytechnique de Lausanne. Pour les étudiants physiciens, il y a le cours de matériaux de troisième année ainsi que celui de semiconducteurs de quatrième année.

Ce qui importe ici est de se familiariser avec le modèle exponentiel de la diode et ses diverses simplifications dans des montages très classiques. Les exercices et le premier travail pratique du semestre y sont consacrés.

PLAN DE LA LEÇON IX

<u>1. Semiconducteurs</u> 1.1. Introduction 1.2. Description: semiconducteur intrinsèque 1.3. Description: semiconducteur extrinsèque de type n 1.4. Description: semiconducteur extrinsèque de type p 1.5. Commentaires	<u>2. Jonction PN</u> 2.1. Introduction 2.2. Description 2.3. Définition 2.4. Assertion 2.5. Propriété 2.6. Exemple 2.7. Commentaire
<u>3. Caractéristique électrique de la jonction PN</u> 3.1. Description 3.2. Définition 3.3. Propriétés 3.4. Définitions 3.5. Commentaires	<u>4. Capacité de transition</u> 4.1. Introduction 4.2. Assertion 4.3. Définition 4.4. Description 4.5. Remarque
<u>5. Exercices</u> / <u>6. Corrigés</u> 5.1. Exercice 5.1. 5.2. Exercice 5.2. 5.3. Exercice 5.3. 5.4. Exercice 5.4. 5.5. Exercice 5.5. 5.6. Exercice 5.6. 5.7. Exercice 5.7. 5.8. Exercice 5.8. 5.9. Exercice 5.9.	

1. SEMICONDUCTEURS

[1.1. Introduction](#)
[1.2. Description: semiconducteur intrinsèque](#)
[1.3. Description: semiconducteur extrinsèque de type n](#)

[1.4. Description: semiconducteur extrinsèque de type p](#)

[1.5. Commentaires](#)

1.1. Introduction

Cette section, essentiellement descriptive, a pour objet de donner au lecteur des modèles simples de semiconducteurs intrinsèques et extrinsèques de type n ou de type p. La connaissance de ces modèles permet, par la suite, de rendre compte du comportement des dispositifs à semiconducteurs tels que diode, transistor bipolaire, transistors à effet de champ, etc.

1.2. Description: semiconducteur intrinsèque

Un cristal de semiconducteur intrinsèque est un solide dont les noyaux atomiques sont disposés aux noeuds d'un réseau géométrique régulier. La cohésion de cet édifice est assurée par les liens de valence qui résultent de la mise en commun de deux électrons appartenant chacun à deux atomes voisins de la maille cristalline. Les atomes de semiconducteur sont tétravalents et le cristal peut être représenté par le réseau de la figure 1:

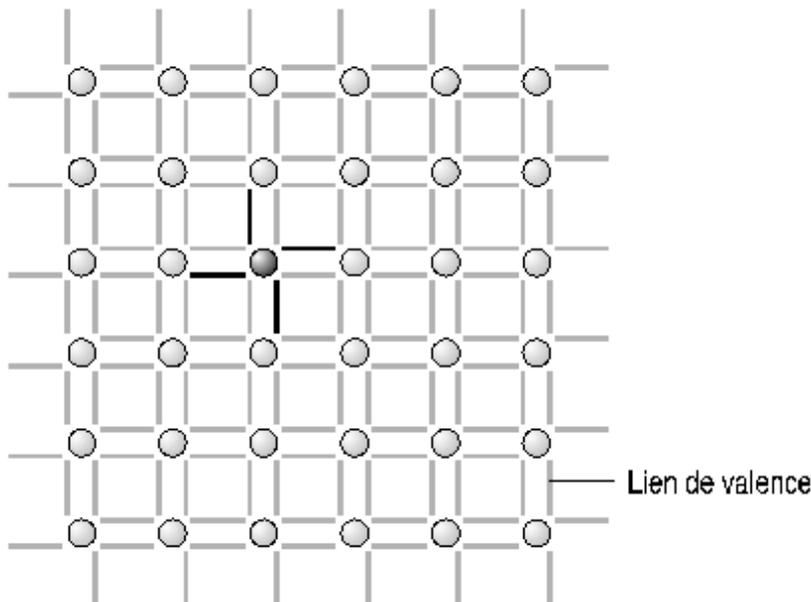


Figure 1: semiconducteur intrinsèque

Définitions

L'électron qui possède une énergie suffisante peut quitter la liaison de valence pour devenir un *électron libre*. Il laisse derrière lui un *trou* qui peut être assimilé à une charge libre positive; en effet, l'électron quittant la liaison de valence à laquelle il appartenait démasque une charge positive du noyau correspondant. Le trou peut être occupé par un autre électron de valence qui laisse, à son tour, un trou derrière lui: tout se passe comme si le trou s'était déplacé, ce qui lui vaut la qualification de charge libre. La création d'une paire électron libre - trou est appelée *génération* alors qu'on donne le nom de *recombinaison* au mécanisme inverse.

Assertion

La température est une mesure de l'énergie cinétique moyenne des électrons dans le solide. On comprend dès lors que la concentration des électrons libres et des trous dépende très fortement de la température.

Exemples

Le silicium a un nombre volumique d'atomes de $5 \cdot 10^{22}$ par cm^3 . A 300K (27°C), le nombre volumique des électrons libres et des trous est de $1,5 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$, soit une paire électron libre - trou pour $3,3 \cdot 10^{12}$ atomes.

Le nombre volumique des atomes dans le germanium est de $4,4 \cdot 10^{22}$ par cm^3 . A 300K, le nombre volumique des électrons libres et des trous est $2,5 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$, soit une paire électron libre - trou pour $1,8 \cdot 10^9$ atomes.

1.3. Description: semiconducteur extrinsèque de type n

Un semiconducteur dans lequel on aurait substitué à quelques atomes tétravalents des atomes pentavalents est dit extrinsèque de type n (Fig. 2)

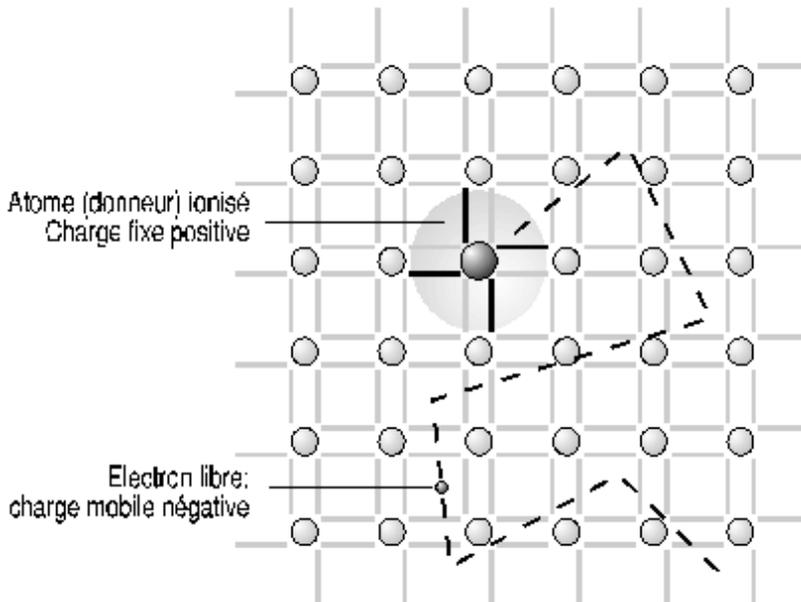


Figure 2: semiconducteur de type n

Quatre électrons de la couche périphérique de l'atome pentavalent prennent part aux liens de valence alors que le cinquième, sans attache, est libre de se mouvoir dans le cristal. L'électron libre ainsi créé neutralise la charge positive, solidaire du réseau cristallin, qu'est l'atome pentavalent ionisé.

Définitions

Le *dopage* est l'action qui consiste à rendre un semiconducteur extrinsèque. Par extension, ce terme qualifie également l'existence d'une concentration d'atomes étrangers: on parle de dopage de type n. On donne le nom d'*impuretés* aux atomes étrangers introduits dans la maille cristalline. Dans le cas d'un semiconducteur extrinsèque de type n, les impuretés sont appelées *donneurs* car chacune d'entre elles donne un électron libre.

Modèle

Les dopages courants sont d'environ 10^{16} à 10^{18} atomes par cm^3 . On peut admettre que le nombre volumique des électrons libres est égal au nombre volumique des impuretés et que le nombre volumique des trous (charges libres positives) est négligeable. Etant données ces considérations, on établit le modèle de semiconducteur représenté à la figure 3 dans lequel n'apparaissent que les charges essentielles, à savoir: les électrons libres et les donneurs ionisés. Les charges fixes sont entourées d'un cercle.

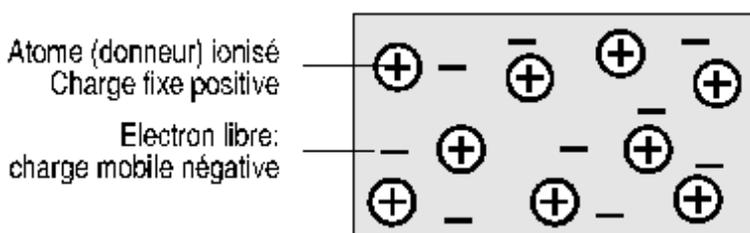


Figure 3: semiconducteur de type n (modèle)

1.4. Description: semiconducteur extrinsèque de type p

Si l'on introduit des atomes trivalents dans le réseau cristallin du semiconducteur, les trois électrons de la couche périphérique de l'impureté prennent part aux liens de valence, laissant une place libre. Ce trou peut être occupé par un électron d'un autre lien de valence qui laisse, à son tour, un trou derrière lui. L'atome trivalent est alors ionisé et sa charge négative est neutralisée par le trou (voir fig. 4). Le semiconducteur est alors extrinsèque de type p.

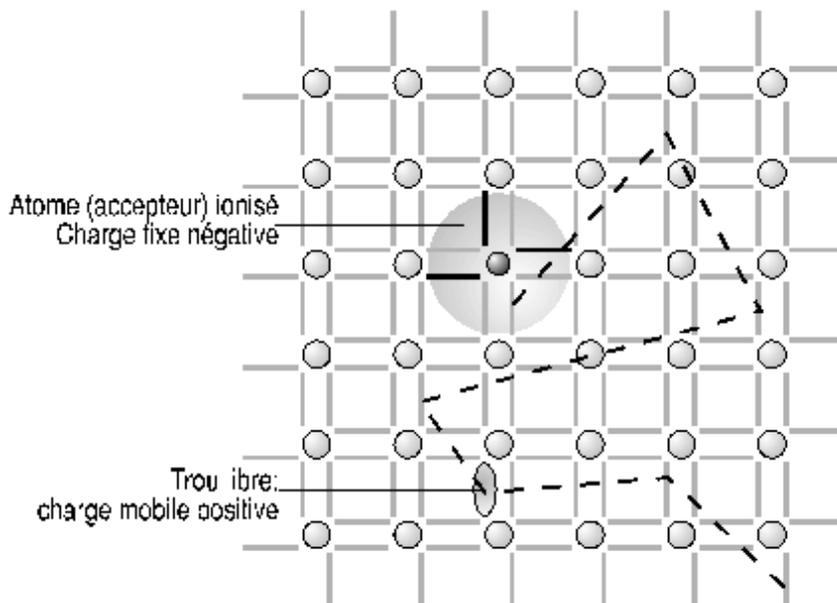


Figure 4: semiconducteur de type p

Définition

Les impuretés, dans un semiconducteur extrinsèque de type p, sont appelées *accepteurs* au vu de leur propriété d'accepter un électron situé dans un lien de valence.

Modèle

On peut faire les mêmes considérations qu'au paragraphe 1.8 concernant le nombre volumique des trous: il est approximativement égale au nombre volumique des impuretés. Le nombre volumique des électrons libres est alors considéré comme négligeable. Il s'ensuit un modèle, représenté à la figure 5, dans lequel n'apparaissent que les charges prépondérantes: les trous et les accepteurs ionisés.

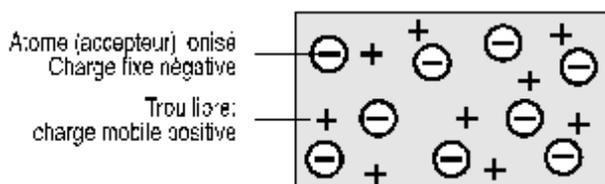


Figure 5: semiconducteur de type p (modèle)

1.5. Commentaire

Il faut remarquer que le semiconducteur extrinsèque, type p ou type n, est globalement neutre. On peut le comparer à

un réseau géométrique dont certains noeuds sont chargés et dans lequel stagne un gaz de charges mobiles qui neutralise les charges fixes du réseau. On élargit, par la suite, la notion de semiconducteur de type n à un semiconducteur dont le nombre volumique des donneurs l'emporte sur celui des accepteurs et celle de semiconducteur de type p à un semiconducteur dans lequel le nombre volumique des accepteurs est prépondérant.

2. JONCTION PN

[2.1. Introduction](#)

[2.2. Description](#)

[2.3. Définition](#)

[2.4. Assertion](#)

[2.5. Propriété](#)

[2.6. Exemple](#)

[2.7. Commentaire](#)

2.1. Introduction

Le dopage non uniforme d'un semiconducteur, qui met en présence une région de type n et une région de type p, donne naissance à une jonction pn. Dans la présente section, on étudie, qualitativement, les phénomènes qui ont pour siège la jonction pn. On donne également la relation exponentielle qui lie courant et tension dans une telle jonction.

2.2. Description

Soit le semiconducteur à dopage non uniforme de la figure 6 qui présente une région p à nombre volumique d'atomes accepteurs constant suivie immédiatement d'une région n à nombre volumique de donneurs constant également. La surface de transition entre les deux régions est appelée jonction pn abrupte. Du fait de la continuité du réseau cristallin, les gaz de trous de la région p et d'électrons de la région n ont tendance à uniformiser leur concentration dans tout le volume à disposition. Cependant, la diffusion des trous vers la région n et des électrons libres vers la région p provoque un déséquilibre électrique si bien que, dans la zone proche de la jonction, la neutralité électrique n'est plus satisfaite. On trouve, dans la région p, des atomes accepteurs et des électrons, soit une charge locale négative, et dans la région n, des atomes donneurs et des trous, soit une charge locale positive. Il s'est donc créé un dipôle aux abords de la jonction et, conjointement, un champ électrique. Une fois l'équilibre atteint, ce champ électrique est tel qu'il s'oppose à tout déplacement global de charges libres.

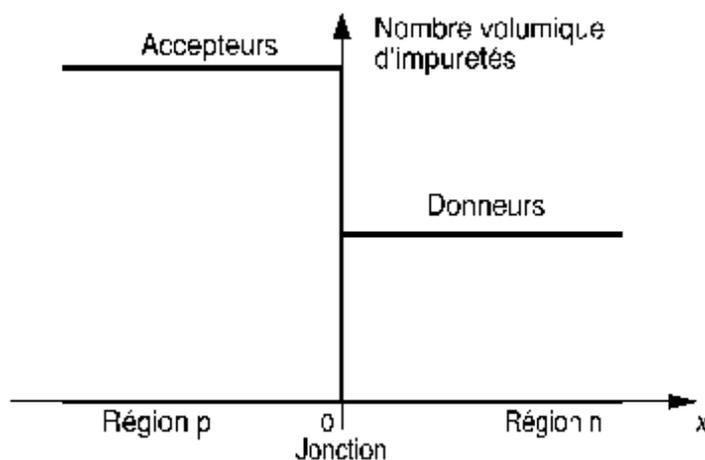


Figure 6: jonction pn abrupte

2.3. Définitions

La région dans laquelle la neutralité n'est pas satisfaite est appelée *zone de déplétion* ou *zone de charge spatiale* alors que les autres régions sont dites *régions neutres*.

Le champ électrique interne créé par le dipôle est nommé *champ de rétention de la diffusion* car il s'oppose à toute diffusion des charges mobiles.

2.4. Assertion

Généralement, la concentration des charges mobiles dans la zone de charge spatiale est négligeable vis-à-vis du nombre volumique des charges fixes. On idéalise cet état de fait et l'on admet qu'il n'y a pas de charges mobiles dans la zone de déplétion (voir fig. 7).

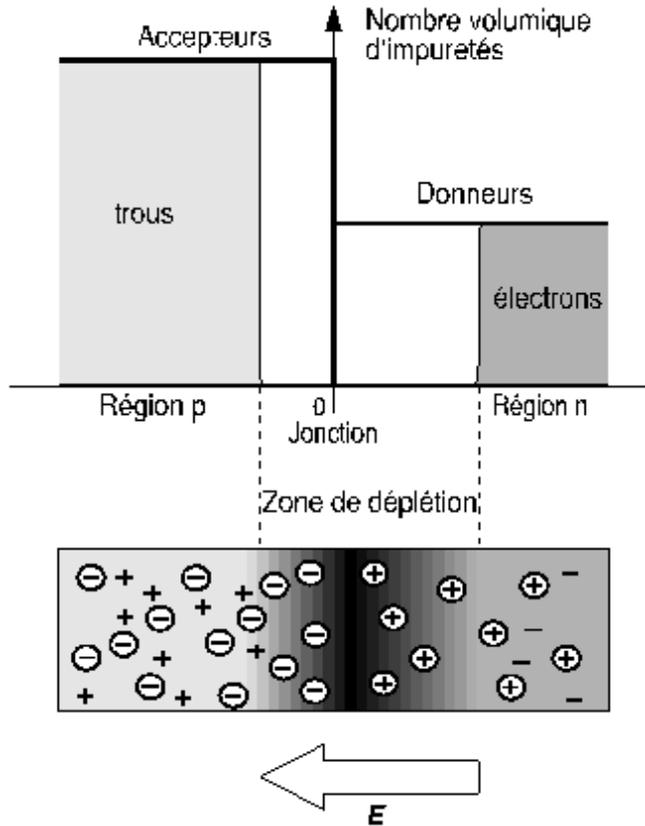


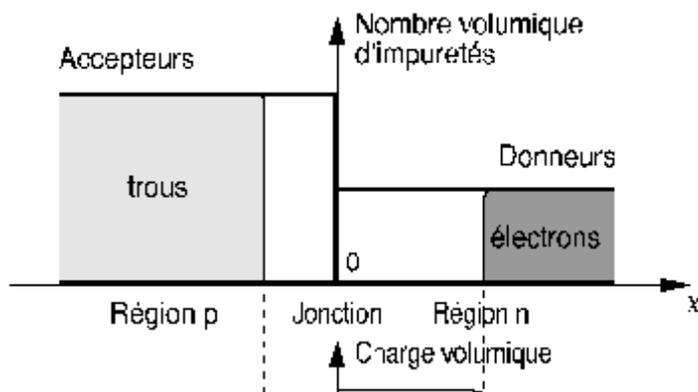
Figure 7: charges et champ électrique

2.5. Propriété

Il existe, entre la région p et la région n, une barrière de potentiel énergétique pour les charges mobiles. L'existence de cette barrière se traduit par une différence de potentiel électrique liée au champ de rétention de la diffusion.

Preuve

L'existence de la barrière de potentiel est mise en évidence par le travail W_p qu'il faut fournir pour faire passer un trou de la région neutre p à la région neutre n ou pour faire passer un électron en sens contraire (voir fig. 8)



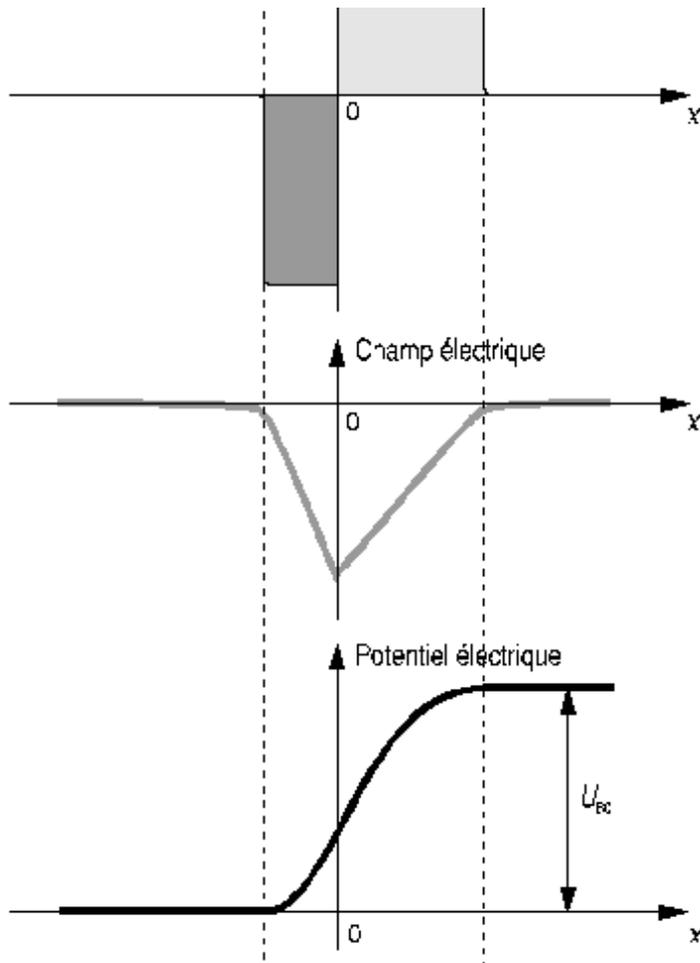


Figure 8: grandeurs spécifiques dans une jonction pn

$$W_p = \int_p^n \mathbf{F}' \cdot d\mathbf{l} \quad (1)$$

où \mathbf{F}' est la force opposée à la force de Coulomb donnée, dans le cas du trou de charge $+e$, par l'expression:

$$\mathbf{F}' = -\mathbf{F} = -e \mathbf{E} \quad (2)$$

En introduisant (2) dans (1), on fait apparaître la notion de potentiel électrique:

$$W_p = -e \int_p^n \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = e \int_p^n dV \quad (3)$$

On désigne par U_{B0} la hauteur de la barrière de potentiel dans une jonction à l'équilibre (voir fig. 8).

2.6. Exemple



Figure 9: polarisation de la jonction

Au contraire, si l'on applique une tension U positive (voir fig. 9), le champ électrique de rétention de la diffusion est diminué et les charges mobiles qui ont une énergie supérieure à celle que représente la hauteur de la barrière de potentiel peuvent traverser la zone de charge spatiale.

Il est utile, ici, de se rappeler que l'énergie moyenne des charges mobiles est liée à la notion de température (voir § 1.4) et qu'à température donnée, cette énergie est constante.

3.2. Définitions

L'application d'une tension qui diminue la hauteur de la barrière de potentiel par rapport à l'équilibre est appelée *polarisation directe* par opposition à la *polarisation inverse* qui augmente la hauteur de la barrière de potentiel par rapport à l'équilibre.

3.3. Propriété

Une polarisation directe permet le passage d'un courant électrique dans la jonction alors qu'une polarisation inverse l'empêche. Cette propriété est traduite par les relations:

$$I_p = I_{sp} \left[\exp\left(\frac{U}{nU_T}\right) - 1 \right] \quad (4)$$

$$I_n = I_{sn} \left[\exp\left(\frac{U}{nU_T}\right) - 1 \right] \quad (5)$$

soit

$$I = I_p + I_n = I_s \left[\exp\left(\frac{U}{nU_T}\right) - 1 \right] \quad (6)$$

où

$$I_s = I_{sp} + I_{sn} \quad (7)$$

dont la dérivation sort du cadre de cette étude. La loi exprimée par la relation (6) est représentée à la figure 10.

3.4. Définitions

Le courant I_s est appelé *courant inverse de saturation*; c'est la valeur asymptotique du courant I en polarisation inverse.

On appelle *tension thermodynamique* la tension U_T qui vaut

$$U_T = \frac{kT}{e} \tag{8}$$

où k est la constante de Boltzmann, T la température absolue et e la charge de l'électron. A 25°C , $U_T = 25\text{mV}$.

Le facteur n est appelé *coefficient d'émission*. Il est voisin de 1 dans les jonctions de transistors au Si et dans les diodes au Ge. Il est compris entre 1 et 2 dans le cas de diodes au Si.

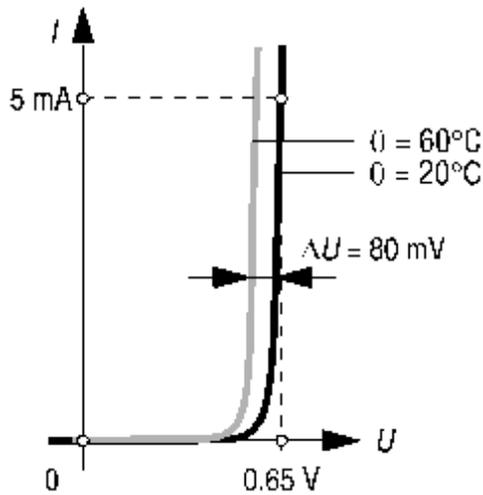


Figure 10: caractéristique de la jonction

3.5. Commentaires

Le courant inverse de saturation des jonctions au Silicium est de l'ordre de grandeur de 10^{-12} à 10^{-15} A de telle sorte qu'on peut généralement le considérer comme nul en polarisation inverse.

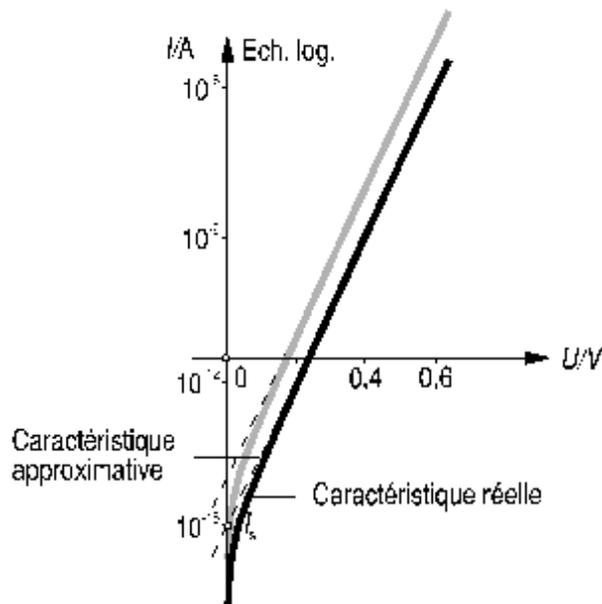


Figure 11: caractéristique de la jonction

Dans les cas pratiques, $U \gg nU_T$, la relation (6) peut se mettre sous la forme approchée:

$$I = I_s \exp \frac{U}{nU_T} \quad (9)$$

La représentation semi-logarithmique de la figure 11 fait apparaître l'erreur commise en utilisant la relation (9) plutôt que (6).

A courant constant, la tension à la jonction décroît de 2 mV pour une augmentation de température de 1° C (voir fig. 10). On appelle coefficient de température la grandeur γ_θ qui rend compte de ce phénomène:

$$\gamma_\theta = \left. \frac{dU}{d\theta} \right|_{I=\text{cte}} \quad (10)$$

où $\gamma_\theta = -2 \text{ mV} / ^\circ \text{C}$.

4. CAPACITE DE TRANSITION

[4.1. Introduction](#)

[4.2. Assertion](#)

[4.3. Définition](#)

[4.4. Description](#)

[4.5. Remarque](#)

4.1. Introduction

La largeur de la zone de déplétion dépend de la hauteur de la barrière de potentiel et, par conséquent, de la tension appliquée. Or, pour varier les dimensions de cette zone, on doit introduire ou retirer des charges mobiles qui neutralisent les charges fixes des atomes ionisés. Dans la description de la jonction en régime dynamique, on traduit ce comportement capacitif par la notion de capacité de transition.

4.2. Assertion

La largeur l de la zone de déplétion suit la loi:

$$l = l_0 \left(1 - \frac{U}{U_{B0}} \right)^m \quad (11)$$

dans laquelle le paramètre m est compris entre 1/3, pour une jonction progressive linéaire, et 1/2, pour une jonction abrupte.

4.3. Définition

Soit Q_T la charge de la zone de déplétion dans la région neutre n . Un accroissement dU_B de la hauteur de la barrière de potentiel, égal à l'accroissement dU de tension appliqué à la jonction, provoque un accroissement dQ_T de la charge Q_T (voir figure 12).

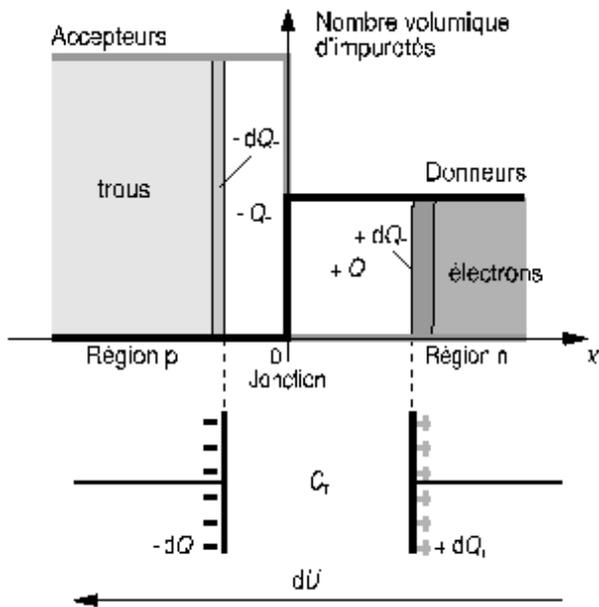


Figure 12: capacité de transition

On appelle *capacité de transition* la capacité différentielle définie par la relation:

$$C_T = \frac{dQ_T}{dU_B} = \frac{dQ_T}{dU} \tag{12}$$

4.4. Description

Comme pour tout condensateur plan, la capacité de transition se calcule d'après la relation:

$$C_T = \frac{\epsilon \cdot A}{l} \tag{13}$$

où ϵ est la permittivité du semiconducteur, A la section de la jonction et l la largeur de la zone de déplétion.

Comme la largeur de la zone de déplétion dépend de la tension U appliquée (12), la capacité de transition varie également en fonction de U selon la relation:

$$C_T = \frac{C_{T0}}{\left(1 - \frac{U}{U_{B0}}\right)^m} \tag{14}$$

où C_{T0} est la capacité de transition à tension nulle; elle a pour expression:

$$C_{T0} = \frac{\epsilon \cdot A}{l_0} \tag{15}$$

A la figure 13, on a représenté l'allure de la capacité de transition en fonction de la tension appliquée à la jonction.

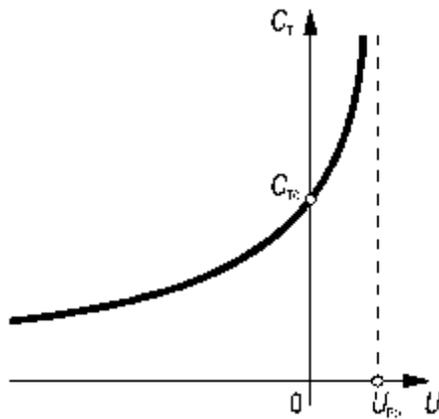


Figure 13: capacité de transition

4.5. Remarque

Dans les diodes dites VARICAP, on utilise la propriété de variation de la capacité de transition en fonction de la tension moyenne appliquée. On a recours à de tels éléments en radio, par exemple, pour réaliser des circuits oscillants dont la fréquence de résonance est réglée au moyen d'une tension.

5. EXERCICES

[5.1. Exercice](#)

[5.2. Exercice](#)

[5.3. Exercice](#)

[5.4. Exercice](#)

[5.5. Exercice](#)

[5.6. Exercice](#)

[5.7. Exercice](#)

[5.8. Exercice](#)

[5.9. Exercice](#)

5.1. Exercice

ÉNONCÉ---[Corrigé](#)

- On rappelle le modèle exponentiel de la caractéristique courant-tension de la diode :

Caractéristique de la diode :

$$I = I_s \cdot \left(e^{\frac{U}{n \cdot U_T}} - 1 \right) \quad (A)$$

I : Courant de la diode (A)

I_s : Courant inverse de saturation (A)

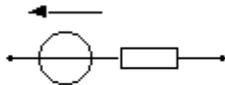
U : tension aux bornes de la diode (V)

U_T : tension thermodynamique (V)

n : coefficient d'émission (≈ 1)

- Représentez cette caractéristique.
- Représentez la caractéristique simplifiée correspondant au modèle suivant :

Caractéristique directe:



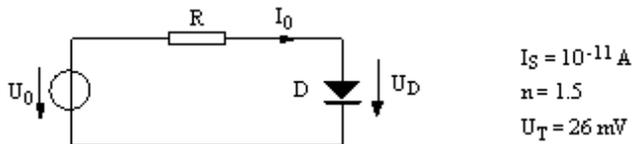
Caractéristique inverse:



5.2. Exercice

ÉNONCÉ---[Corrigé](#)

Soit le circuit à diode suivant :



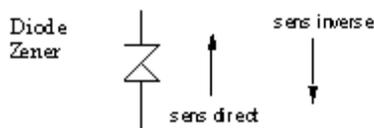
On veut imposer un courant $I_0 = 1 \text{ mA}$ à partir d'une source $U_0 = 2 \text{ V}$.

- En utilisant le modèle exponentiel de la diode, calculez
 - la chute de tension aux bornes de la diode
 - la résistance R nécessaire pour imposer le courant I_0
 - la résistance dynamique de la diode au point de fonctionnement
- En utilisant le modèle simplifié de la diode ($U_D = U_j = 0.7 \text{ V}$), calculez le courant I_0 en prenant la même résistance que celle trouvée précédemment.

5.3. Exercice

ÉNONCÉ---[Corrigé](#)

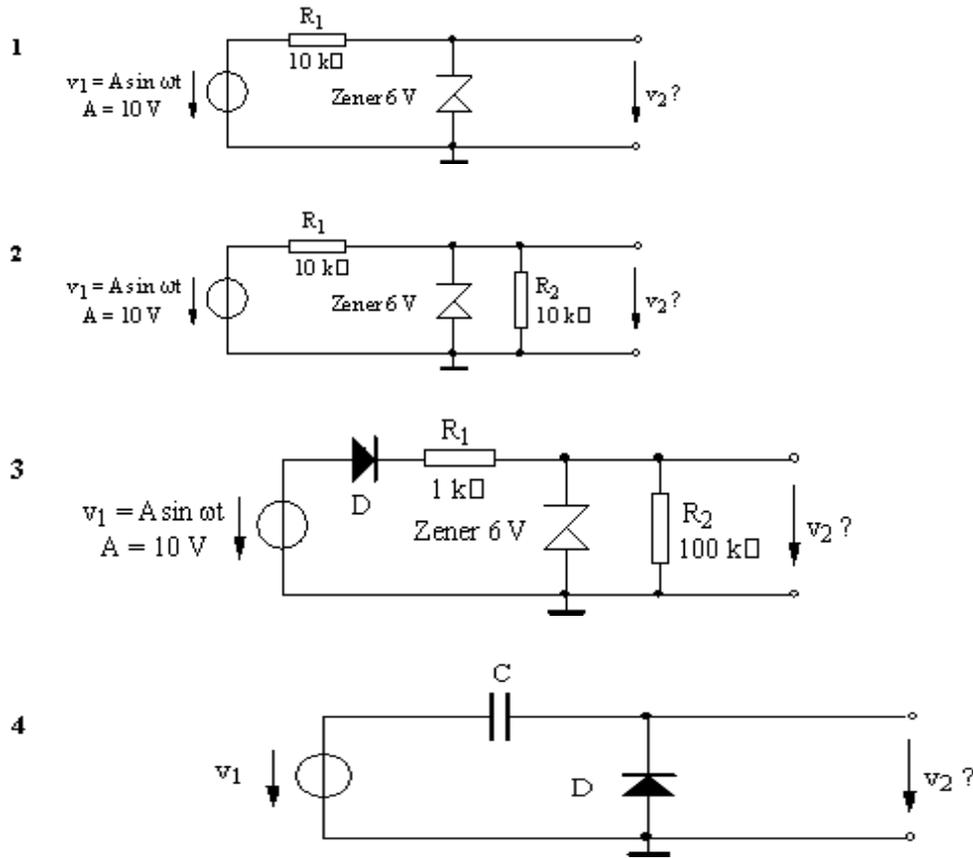
La diode Zener présente un comportement similaire à la diode normale en sens direct. Par contre en sens inverse le courant ne passe pratiquement pas jusqu'à une tension dite "Zener", puis à partir de cette valeur de tension, le composant présente une résistance dynamique pratiquement nulle.



- Représentez ce comportement sur un graphique courant-tension.

En utilisant le modèle simplifié des diodes et des diodes Zener (chute de tension constante de $U_j = 0.7 \text{ V}$ dans le sens direct et, pour les diodes Zener, chute de tension constante U_z dans le sens inverse), étudiez le comportement des

circuits suivants en traçant un diagramme de la tension de sortie en fonction du temps.

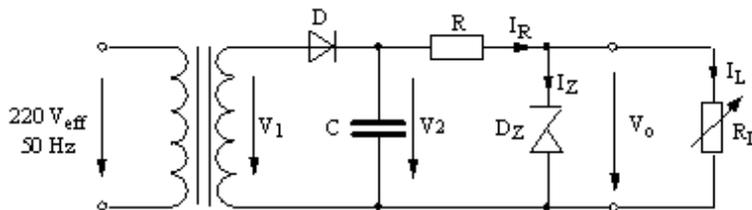


v_1 : signal triangulaire symétrique ± 5 V

5.4. Exercice

ÉNONCÉ---[Corrigé](#)

Circuit d'alimentation : la tension 220 V du réseau alimente un transformateur assurant une conversion de niveau. La diode D supprime l'alternance négative et le condensateur C, avec la charge qu'il "voit" ont un effet de filtrage. La diode Zener D_Z assure, dans certaines limites, une stabilisation de la tension de sortie V_0 .



$V_{1\text{eff}} = 12$ V, $U_Z = 10$ V, $I_{z\text{min}} = 5$ mA, $I_L = 0$ à 50 mA.

- Dessinez l'allure de V_1 , V_2 et V_0 indiqués dans la figure, en supposant que le courant I_Z ne s'annule jamais et que les diodes D et D_Z ont une résistance différentielle nulle.

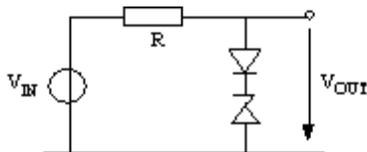
- En admettant que V_2 ne descende pas en dessous de 14 V, calculez R pour que le courant I_Z ne descende jamais au-dessous du minimum spécifié.

- Calculez la capacité de filtrage pour assurer que la tension V_2 ne descend pas au-dessous de 14 V.
- Déterminez les conditions de charge qui entraînent un courant I_Z maximum. Calculez I_{Zmax} et en déduire la puissance moyenne maximum dissipée dans la diode Zener.

5.5. Exercice

ÉNONCÉ---[Corrigé](#)

On propose le montage suivant :



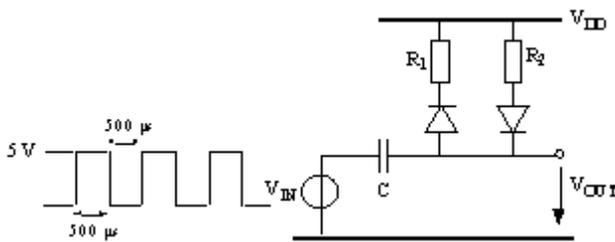
$$V_{IN} = 7\sin(\omega t) \quad U_j = 0.7V \quad \text{et} \quad V_Z = 4.3V$$

Tracez sur un même graphe V_{IN} et V_{OUT} en fonction du temps.

5.6. Exercice

ÉNONCÉ---[Corrigé](#)

On propose le montage suivant :



On donne : $R_1 = 1 \text{ K}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ K}\Omega$, $C = 1\mu\text{F}$ et $U_j = 0.7 \text{ V}$.

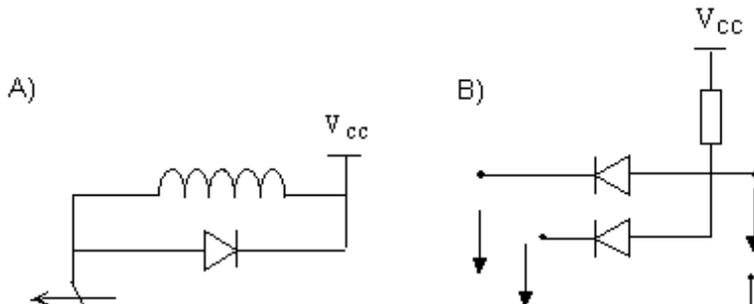
V_{in} est un signal carré à 1 KHz.

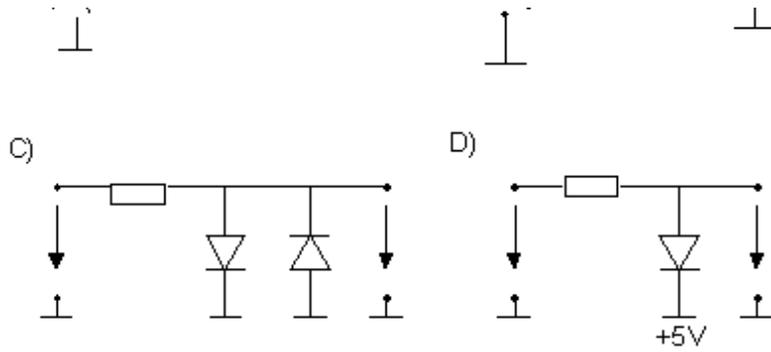
Tracez sur un même graphe V_{IN} et V_{OUT} en fonction du temps.

5.7. Exercice

ÉNONCÉ---[Corrigé](#)

Décrivez le fonctionnement des circuits à diodes suivants :

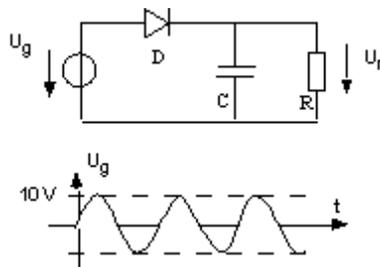




5.8. Exercice

ÉNONCÉ---[Corrigé](#)

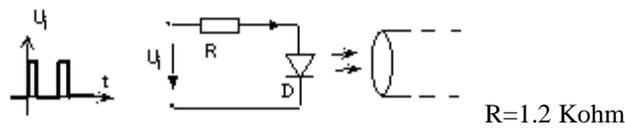
Décrivez et calculez le fonctionnement du circuit suivant :



5.9. Exercice

ÉNONCÉ---[Corrigé](#)

Une diode électroluminescente (LED) envoie des signaux numériques dans un canal optique, et est branchée de la sorte :



La tension d'entrée a, en moyenne, les caractéristiques suivantes :

- Période $T = 100 \text{ ms}$
- Durée d'impulsion: $t = 10 \text{ ms}$
- Amplitude : $U_p = 5 \text{ V}$

- Représentez le fonctionnement du système sur un graphique courant-tension.
- Calculez les puissances en jeu, en supposant une émission permanente.

6. CORRIGE DES EXERCICES

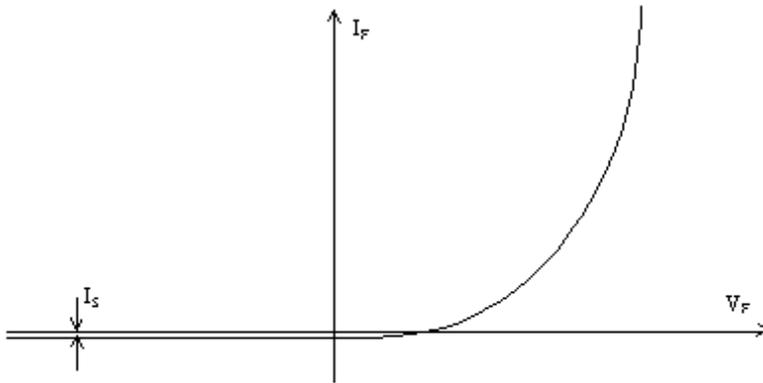
- [Corrigé 5.1.](#)
- [Corrigé 5.2.](#)
- [Corrigé 5.3.](#)
- [Corrigé 5.4.](#)
- [Corrigé 5.5.](#)
- [Corrigé 5.6.](#)

- [Corrigé 5.7.](#)
- [Corrigé 5.8.](#)
- [Corrigé 5.9.](#)

Exercice 5.1.

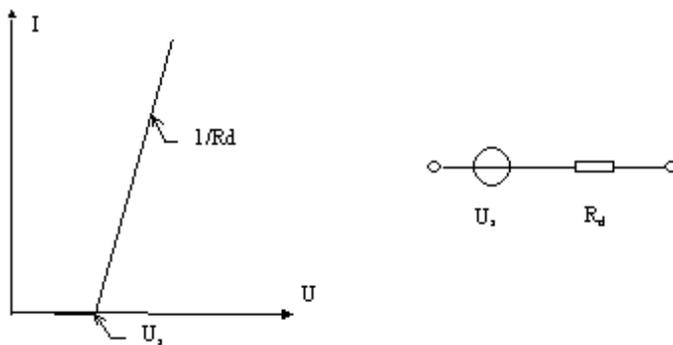
CORRIGÉ---Énoncé

Représentation de la caractéristique courant tension statique :

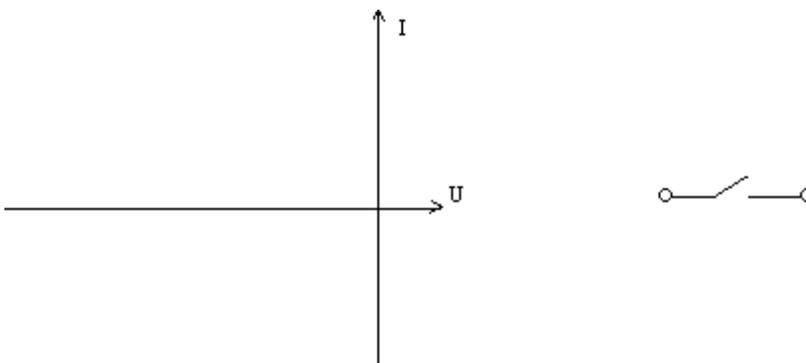


Rem: les échelles ne sont pas respectées.
Représentation simplifiée : linéaire par morceaux.

En direct, on considère que la barrière de potentiel peut être modélisée par une source de tension avec en série une résistance modélisant les pertes joule.



En inverse, on considère le courant de fuite I_s comme négligeable. La diode se comporte donc en circuit ouvert.



Exercice 5.2.

CORRIGÉ---Énoncé

1.1 a) De l'équation de la diode $U_D = I_s \cdot e^{\frac{U}{n \cdot U_T}}$ on obtient

$$U_D = n \cdot U_T \cdot \ln \frac{I_o}{I_s} \quad U_D = 0.72 \text{ V}$$

b) Comme $U_D = U_o - RI_o$, on obtient pour R :

$$R = \frac{U_o - U_D}{I_o} = \frac{U_o - nU_T \ln \frac{I_o}{I_s}}{I_o}$$

$$R = 1.28 \text{ k}\Omega$$

c) Résistance dynamique : $r_d = \frac{nU_T}{I_o} \quad r_d = 39 \text{ }\Omega$

o 1.2 Avec le modèle simplifié de la diode, $U_d = 0.7\text{V}$

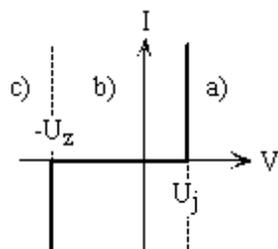
$$\Rightarrow I_o = \frac{U_o - 0.7}{R} = 1.016 \text{ mA.}$$

soit une différence de 1.6% au résultat donné par le modèle exponentiel.

Exercice 5.3.

CORRIGÉ---Énoncé

Modes de fonctionnement de la diode Zener :

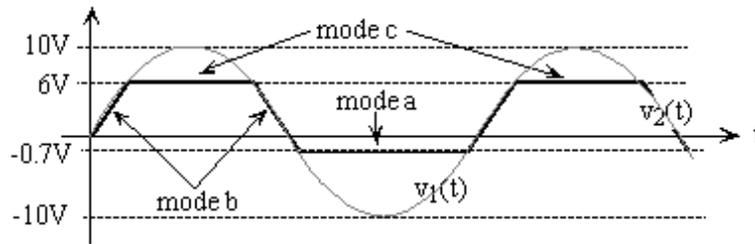


a) $I > 0, V = U_j$ conduction directe

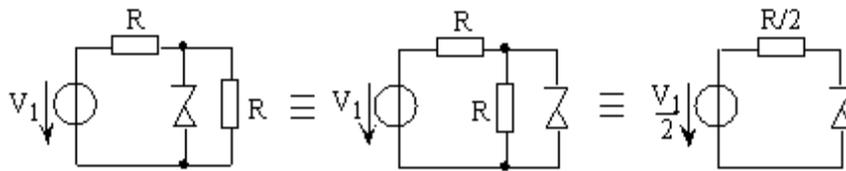
b) $I = 0, -U_z < V < U_j$ blocage

c) $I < 0, V = -U_z$ conduction inverse

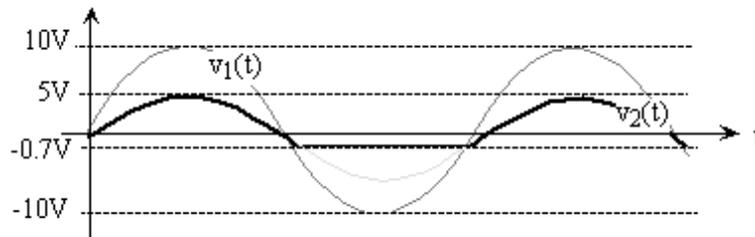
2.1 On déduit le diagramme $v_2(t)$ suivant :



2.2 On se ramène au premier cas (2.1) grâce au théorème de Thévenin :



- Application numérique : $V_{1\text{crête}}/2 = 5\text{ V} < U_z \Rightarrow$ la diode Zener n'est jamais en mode de conduction inverse. Allure de V_2 en fonction du temps :



- 2.3 Cas semblable à 2.2, sauf que la diode D élimine les alternances négatives de la source V_1 .

$$v_1(t) < 0.7\text{ V} \Rightarrow D \text{ est bloquée} \Rightarrow I_D = 0 \Rightarrow V_2 = 0$$

$$0.7\text{ V} \leq v_1(t) \Rightarrow D \text{ conduit}$$

$$\Rightarrow V_2 = (V_1 - 0.7) \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0.99 (V_1 - 0.7) \text{ tant que } V_2 < U_z$$

$$V_2 = U_z = 6\text{ V} \text{ dès que la diode Zener conduit en mode inverse}$$

- 2.4 Si au départ $v_C(0) = 0$ et $V_1 = 0$:

$$0 \leq t \leq T/2 : v_1(t) \geq 0 \Rightarrow D \text{ est bloquée} \Rightarrow I = 0, C \text{ ne se charge pas}$$

$$\Rightarrow v_C(t) = 0 \Rightarrow v_2(t) = v_1(t) - v_C(t) = v_1(t)$$

$T/2 \leq t \leq 3T/4$: dès que $v_1(t) \leq -0.7 \text{ V}$ D conduit

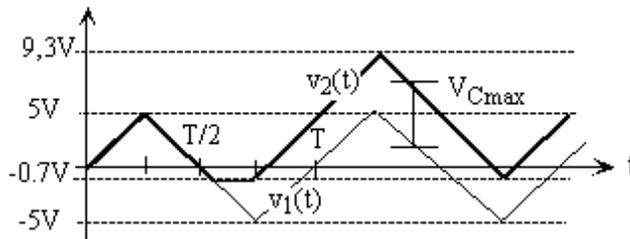
$\Rightarrow v_2(t) = -0.7 \text{ V}$ et $v_C(t) = v_1(t) + 0.7 \text{ V}$.

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{dv_1(t)}{dt}$$

D ne conduit que dans un sens donc tant que $\frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{dv_1(t)}{dt} < 0$ et donc jusqu'à la crête négative du triangle. A cet instant $V_{Cmin} = V_{1min} - 0.7 \text{ V} = -4.3 \text{ V}$

$t > 3T/4$: D se bloque dès que la pente de $v_1(t)$ s'inverse $\Rightarrow i(t) = i_C(t) = 0$

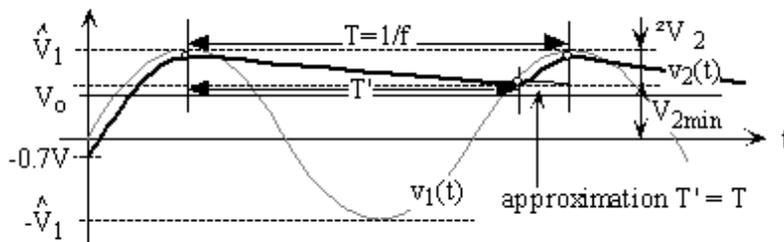
$\Rightarrow v_C(t) = \text{cst} = V_{Cmin} \Rightarrow v_2(t) = v_1(t) - V_{Cmin} = v_1(t) + 4.3 \text{ V}$



Exercice 5.4.

CORRIGÉ --- [Énoncé](#)

a) Allure de V_2 , V_1 et V_0 en fonction du temps :



b) Calcul de R :

Pour que $V_0 = U_z$ reste stable, I_z ne doit jamais être inférieur à I_{zmin} dans les conditions les plus défavorables, soit :

$V_2 = V_{2min} = 14 \text{ V}$ et $I_L = I_{Lmax} = 50 \text{ mA}$

$$I_R = I_Z + I_L = 55 \text{ mA} \Rightarrow R_{max} = \frac{V_{2min} - V_o}{I_{Zmin} + I_{Lmax}} = 72.7 \Omega$$

En valeur normalisée on prendra $R = 68 \Omega$

c) Calcul de la capacité minimum :

Lorsque la diode est bloquée, la capacité est déchargée par le courant I_R .

$$\Rightarrow i_R(t) = \frac{v_2(t) - V_o}{R} = C \frac{dv_2(t)}{dt}$$

$\Rightarrow v_2(t)$ est une exponentielle décroissante avec une constante de temps RC.

Pour simplifier, on considère que $v_2(t)$ décroît linéairement durant en temps

$T' \approx T = 20 \text{ ms}$.

Approximation linéaire $\Rightarrow \Delta Q_C = C \Delta V_2 = T I_{R\text{moyen}}$

avec: $V_{2\text{max}} = V_{\text{ieff}} - U_j = 16.3 \text{ V}$ et $V_{2\text{min}} = 14 \text{ V}$

$\Rightarrow \Delta V_2 = V_{2\text{max}} - V_{2\text{min}} = 2.3 \text{ V}$

$$\Rightarrow I_{R\text{moy}} = \frac{V_{2\text{max}} + V_{2\text{min}} - 2V_o}{2R} = 76 \text{ mA.}$$

$$\Rightarrow C_{\text{min}} = \frac{I_{R\text{moy}} \cdot T}{\Delta V_2} = 650 \mu\text{F}$$

En valeur normalisée on prendra $680 \mu\text{F}$.

d) Calcul de la puissance maximum dissipée dans la diode Zener :

$I_Z = I_R - I_L$ est maximum lorsque $I_L = I_{L\text{min}} = 0$

$\Rightarrow I_{Z\text{max}} = I_R$

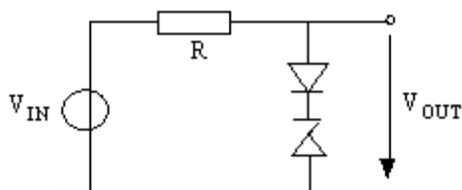
La constante de temps thermique d'une diode Zener étant généralement plus grande que la période T on s'intéresse à la puissance moyenne sur une période :

$$P_{Z\text{max}} = V_o I_{R\text{moy}} = V_o \frac{V_{2\text{max}} + V_{2\text{min}} - 2V_o}{2R} = 760 \text{ mW}$$

Exercice 5.5.

CORRIGÉ---Énoncé

On propose le montage suivant :

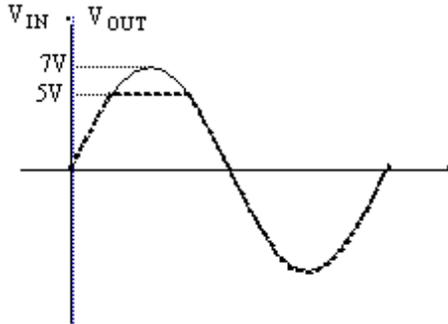


$$V_{IN} = 7\sin(\omega t), U_j = 0.7V \text{ et } V_Z = 4.3V$$

Les deux diodes ne peuvent conduire que lorsque $V_{OUT} = V_Z + U_j = 5V$.

- Lorsque V_{IN} est inférieur à 5V, V_{OUT} suit parfaitement V_{IN} .

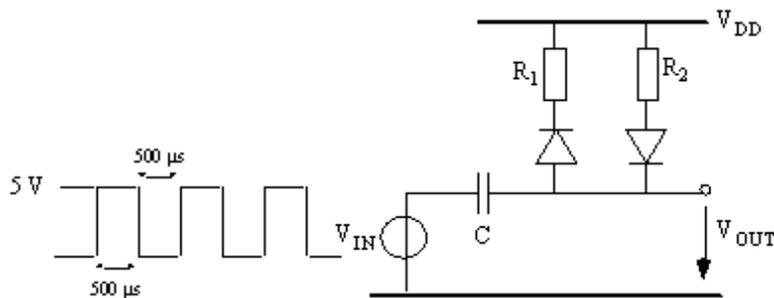
- Lorsque V_{IN} dépasse cette tension, les deux diodes limitent V_{OUT} à 5V.



Exercice 5.6.

CORRIGÉ --- [Énoncé](#)

On propose le montage suivant :



On donne : $R_1 = 1 K\Omega$, $R_2 = 10 K\Omega$, $C = 1\mu F$ et $U_j = 0.7 V$.

V_{IN} est un signal carré à 1 KHz.

Chaque front $|V_{CC}|$ vaut 5V

Pour résoudre le problème, on va développer des cas par complexités croissantes :

a)

Sans les diodes et à l'équilibre, on a $V_{OUT} = V_{DD}$ après une charge ou une décharge complètes.

b)

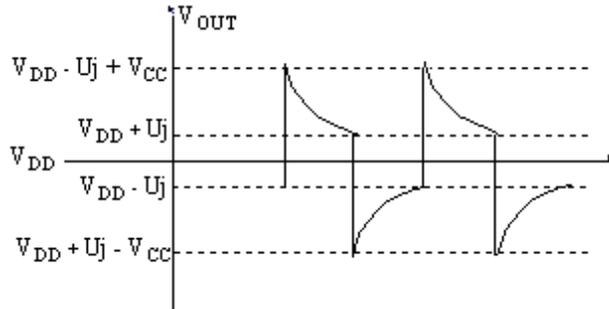
Avec les diodes et à l'équilibre on aura :

$V_{OUT} = V_{DD} - U_j$ après une charge complète.

La charge commence à $V_{OUT} = V_{DD} + U_j - V_{CC}$

$V_{OUT} = V_{DD} + U_j$ après une décharge complète.

La décharge commence à $V_{OUT} = V_{DD} - U_j + V_{CC}$



c)

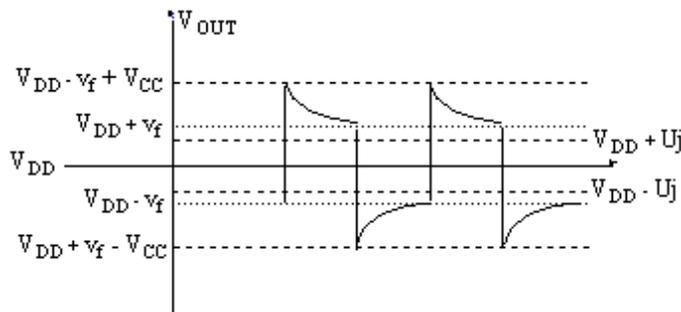
Supposons $R_1 = R_2$, les diodes et la constante $R_C = R_{1C} = R_{2C}$ trop élevée pour avoir une charge ou une décharge complètes. A l'équilibre on a:

$V_{OUT} = V_{DD} - v_f < V_{DD} - U_j$ après la charge partielle.

La charge commence à $V_{OUT} = V_{DD} + v_f - V_{CC}$

$V_{OUT} = V_{DD} + v_f > V_{DD} + U_j$ après une décharge partielle.

La décharge commence à $V_{OUT} = V_{DD} - v_f + V_{CC}$



d)

Cas réel. Supposons $R_1 \neq R_2$, les diodes et les constantes $R_1C \neq R_2C$ trop élevées pour avoir une charge ou une décharge complètes. A l'équilibre on a :

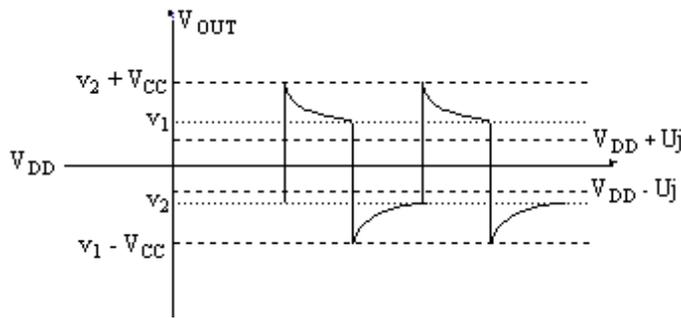
$V_{OUT} = v_2 < V_{DD} - U_j$ après la charge partielle.

La charge commence à $V_{OUT} = v_1 - V_{CC}$

$V_{OUT} = v_1 > V_{DD} + U_j$ après une décharge partielle.

La décharge commence à $V_{OUT} = v_2 + V_{CC}$

avec $v_1 \neq v_2$



Il est possible d'évaluer les valeurs v_1 et v_2 . Il faut poser les deux équations à deux inconnues exprimées à partir de la formule générale: $V(T) = V(0) + (V(\infty) - V(0)) * (1 - e^{-T/\tau})$ avec $\tau = RC$ ou encore

$$v_1 = [v_2 + V_{CC}] + ([V_{DD} + U_j] - [v_2 + V_{CC}]) * (1 - e^{-T/\tau_1}) \text{ avec } \tau_1 = R_1 C \quad v_2 = [v_1 - V_{CC}] + ([V_{DD} - U_j] - [v_1 - V_{CC}]) * (1 - e^{-T/\tau_2}) \text{ avec } \tau_2 = R_2 C$$

Un début de résolution donnerait :

$$v_1 = [v_2 + V_{CC}] + ([V_{DD} + U_j] - [v_2 + V_{CC}]) * (1 - e^{-T/\tau_1})$$

$$v_1 = [[v_1 - V_{CC}] + ([V_{DD} - U_j] - [v_1 - V_{CC}]) * (1 - e^{-T/\tau_2}) + V_{CC}]$$

$$+ ([V_{DD} + U_j] - [[v_1 - V_{CC}] + ([V_{DD} - U_j] - [v_1 - V_{CC}]) * (1 - e^{-T/\tau_2}) + V_{CC}]) * (1 - e^{-T/\tau_1})$$

.....

Exercice 5.7.

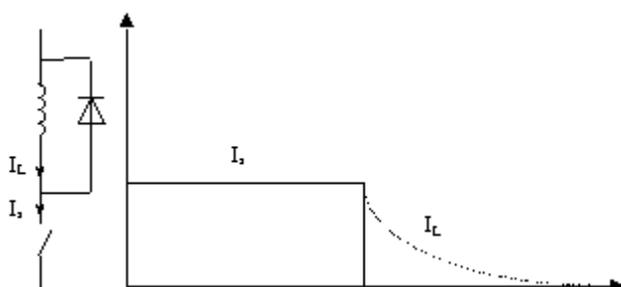
CORRIGÉ---Énoncé

A :

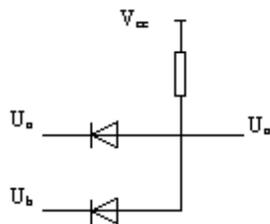
La diode placée en parallèle sur la self n'a aucun effet en mode de fonctionnement normal lorsque l'interrupteur est fermé. En effet elle se trouve en polarisation inverse et ne conduit donc pas. Lors de l'ouverture du circuit une

surtension apparaît aux bornes de la self selon la loi. Comme le $\frac{di}{dt}$ est énorme la tension résultante l'est aussi.

Au moment où l'on ouvre l'interrupteur la surtension est limitée à 0.7V qui est la tension de conduction de la diode. L'énergie magnétique est dissipée par la résistance de la bobine et de la diode. Cette diode est appelée diode de roue libre.



B :



Il suffit que U_a ou U_b soit mis à la masse pour que l'on observe une tension de sortie U_o presque nulle.

On écrit la table de fonctionnement :

U_a	U_b	U_o
0V	0V	0.7V
0V	5V	0.7V
5V	0V	0.7V
5V	5V	5V

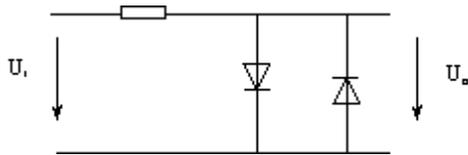
On traduit en langage logique :

A	B	O
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

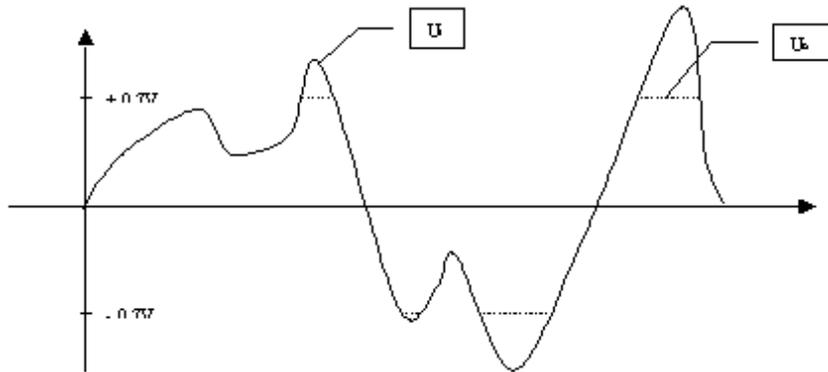
Il s'agit d'une fonction logique ET (AND) symbolisée ainsi :



C :

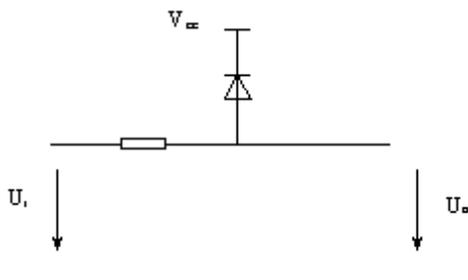


Les diodes ont dans ce montage pour effet de limiter l'excursion de la tension de sortie à $\pm 0.7V$. Si on considère le modèle linéaire par morceaux :



Il s'agit d'un dispositif rudimentaire de protection maintenant la tension de sortie dans la fourchette $\pm 0.7V$.

D :

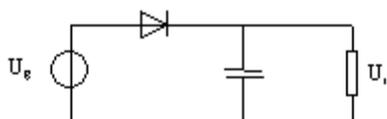


Ce circuit est une variante du circuit D avec une valeur d'écrêtage à $V_{cc} + 0.7V$.

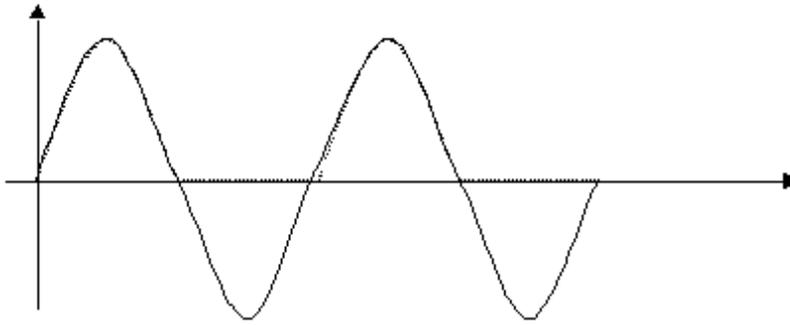
C'est sur ce principe que sont réalisées les protections d'entrée des circuits logique de type MOS.

Exercice 5.8.

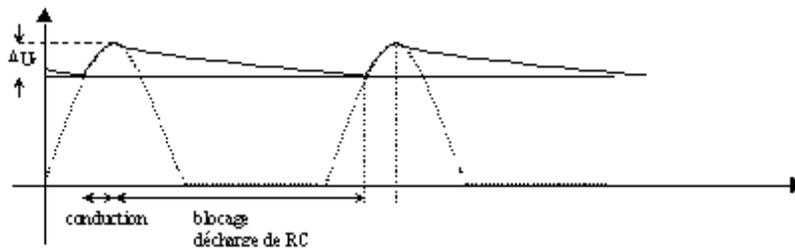
CORRIGÉ --- [Énoncé](#)



Sans la capacité, le circuit aurait la fonction de redresseur simple alternance.



La capacité forme avec la résistance un filtre passe bas et l'énergie emmagasinée dans la capacité se substitue à celle de la source lors du blocage de la diode.



Le calcul de la tension de sortie et du ΔU_r est relativement compliqué et long. Comme il est rarement nécessaire de connaître ces paramètres avec précision on fera les approximations suivantes :

La période de décharge = 1/2 période (approximation d'autant meilleur que ΔU_r est faible)

La décharge se fait de manière linéaire (en réalité il s'agit d'une exponentielle)

$$U_E e^{-\frac{t}{\tau}} \rightarrow \frac{U_E}{\tau} \cdot t$$

On obtient pour la décharge les équations suivantes :

De ceci on peut tirer la fluctuation :

$$\Delta U_r = \frac{U_r}{\tau} \cdot t \quad \text{que l'on peut exprimer sous la forme} \quad \frac{\Delta U_r}{U_r} = \frac{t}{\tau}$$

Lorsque à une fréquence donnée on augmente la constante de temps, la fluctuation diminue. Si on augmente la période, elle augmente.

Exercice 5.9.

CORRIGÉ---Énoncé

Si on néglige les effets capacitifs, la tension, le courant et donc la puissance sont en phase:



Pendant les pics de consommation, la puissance consommée par la diode sera:

$$\frac{(5 - 0.7)}{1200} \cdot 0.7 = 2.5 \text{ mW}$$

Si l'on moyenne cette puissance sur le temps, on obtient:

$$2.5 \cdot \frac{0.01}{0.1} = 0.25 \text{ mW}$$

FIN DE LA LECON Numéro IX