

Chapitre 4

Diodes et applications

4.1 Diodes à jonction

4.1.1 Structure–caractéristique statique

4.1.1.1 Semi-conducteur

La conductivité σ d'un matériau est l'inverse de sa résistivité ρ : elle s'exprime en $\Omega^{-1}\text{m}^{-1}$. Un semi-conducteur est un matériau de conductivité intermédiaire entre celle des conducteurs (pour le cuivre par exemple, $\rho \approx 1,6 \cdot 10^{-8} \Omega\cdot\text{m}$) et celle des isolants.

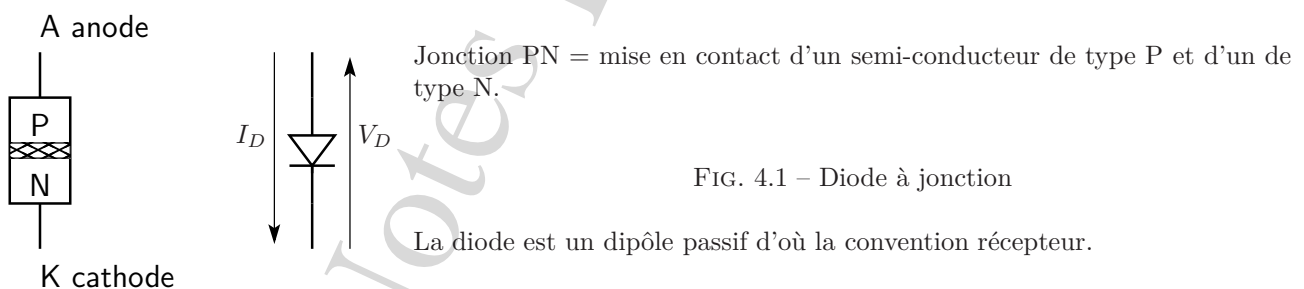
Semi-conducteur *intrinsèque* : conduit très peu à température ambiante, mais sa conductivité augmente avec la température. L'agitation thermique permet le passage d'électrons de la bande de valence à la bande de conduction compte tenu de la faible valeur de la bande interdite qui les sépare. L'emplacement vacant dans le cristal laissé par l'électron, nommé *trou* est susceptible d'être comblé par un électron de conduction : c'est la recombinaison électron-trou. La création de paire électron-trou et leur recombinaison en un autre point du cristal peut être considéré comme un courant de trous, bien qu'aucune charge positive ne se déplace réellement. Exemples (valence 4) : silicium, germanium, carbone et composés comme l'arséniure de gallium.

Augmenter la conductivité d'une façon mieux contrôlée : par dopage en ajoutant des impuretés se comportant :

- soit en donneurs d'électrons (type N) pour les impuretés pentavalentes (arsenic, phosphore, bismuth, ...)
- soit en accepteurs d'électrons (type P) pour les impuretés trivalentes (aluminium, bore, gallium, ...)

⇒ semi-conducteur *extrinsèque*, porteur de charges majoritaires (électrons pour le type N, trous pour le type P). Dans ce semi-conducteur, les porteurs minoritaires restent responsables d'une conduction faible qui augmente avec la température.

4.1.1.2 Jonction P–N



Diffusion des porteurs majoritaires ⇒ recombinaisons dans la zone de transition qui devient une zone d'appauvrissement ou déplétion avec essentiellement des charges fixes qui créent un champ électrique et donc une barrière de potentiel s'opposant au passage du courant.

4.1.1.3 Caractéristique statique de la diode

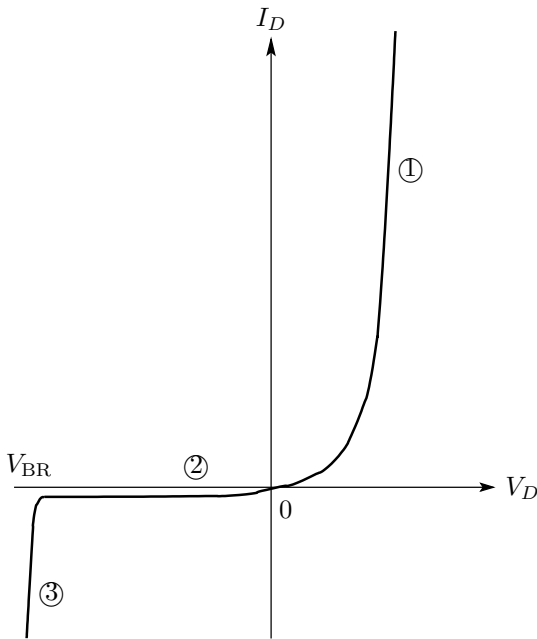


FIG. 4.2 – Caractéristique statique directe d’une diode à jonction

- ① au delà d’un seuil de tension de l’ordre de 0,4 V, croissance très rapide (exponentielle) du courant direct
- ② pour $V_{BR} < V_D < V_{seuil}$, blocage de la diode, donc courant très faible (dépendant de la température à cause des minoritaires)
- ③ pour $V_D \leq V_{BR}$, croissance très rapide du courant inverse (phénomènes Zener et d’avalanche) \Rightarrow destruction de la diode

4.1.2 Modélisations statiques de la diode (hors claquage)

4.1.2.1 Diode idéale sans seuil

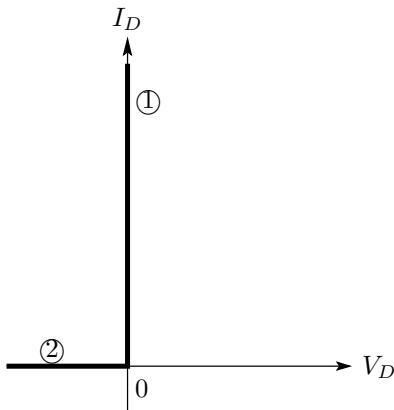
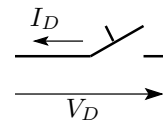


FIG. 4.3 – Caractéristique d’une diode sans seuil

- ① $I_D > 0 \Rightarrow V_D = 0$: conduction directe
diode = court-circuit
- ② $V_D < 0 \Rightarrow I_D = 0$: blocage
diode = circuit ouvert

Diode = interrupteur unidirectionnel



4.1.2.2 Diode idéale avec seuil

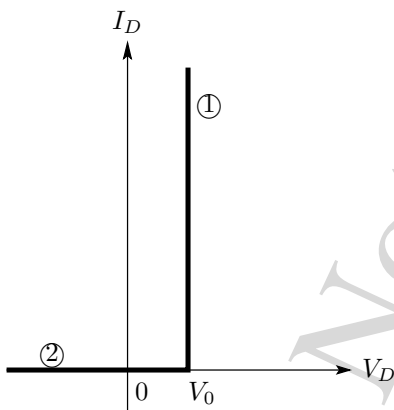
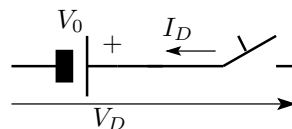


FIG. 4.4 – Caractéristique d’une diode avec seuil

- ① $I_D > 0 \Rightarrow V_D = V_0$: conduction directe
diode = source de tension idéale V_0
- ② $V_D < V_0 \Rightarrow I_D = 0$: blocage
diode = circuit ouvert

Diode = interrupteur unidirectionnel en série avec source de tension idéale



4.1.2.3 Diode idéale avec seuil et résistance série

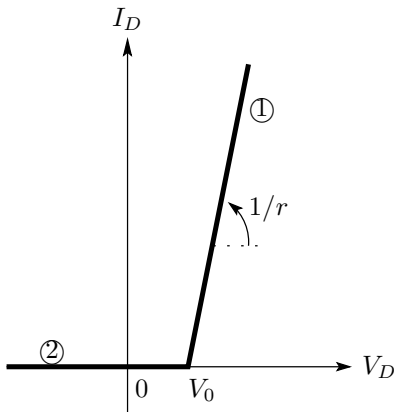
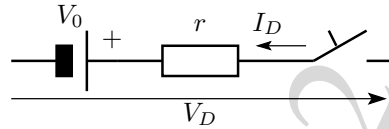


FIG. 4.5 – Caractéristique d’une diode avec seuil et résistance série

- ① $I_D > 0 \Rightarrow V_D = V_0 + rI_D$: conduction directe
diode = source de tension réelle (V_0, r)
- ② $V_D < V_0 \Rightarrow I_D = 0$: blocage
diode = circuit ouvert

Diode = interrupteur unidirectionnel en série avec source de tension réelle



4.1.2.4 Équation approchée de la caractéristique (hors claquage)

$$I_D = I_S \left[\exp\left(\frac{V_D}{V_T}\right) - 1 \right]$$

où I_S est le courant de saturation, fonction croissante de la température

$$I_S = CT^3 \exp\left(\frac{-\Delta E}{V_T}\right) \quad \text{où } C \text{ est une constante, } T \text{ la température absolue de la jonction,}$$

ΔE est la largeur de la bande interdite : $\Delta E \approx 1,12 \text{ V}$ pour le silicium

$$\text{et } V_T = \eta \frac{kT}{q} \quad \text{avec } k = 1,38 \times 10^{-23} \text{ JK}^{-1} \quad q = 1,6 \times 10^{-19} \text{ C}$$

$1 \leq \eta \leq 2$ dépend du dopage et de l’ordre de grandeur du courant

À la température ambiante, $kT/q \approx 26 \text{ mV}$, qui permet deux approximations :

1. si $V_D \gg V_T$

$$I_D \approx I_S e^{V_D/V_T} \quad \text{utilisable en particulier au delà du seuil}$$

2. si $V_D \ll -V_T$

$$I_D \approx -I_S \quad \text{courant de saturation inverse indépendant de } V_D$$

4.2 Polarisation des dipôles (exemple des diodes)

4.2.1 Polarisation d’un dipôle passif

Polariser un dipôle passif = le connecter à un générateur continu pour :

- lui fournir de l’énergie
- lui imposer un point de fonctionnement en statique

Si on suppose le générateur (dipôle actif) linéaire, on peut le représenter par son schéma équivalent de Thévenin (représentation série $E_{Th} = E, R_{Th} = R$) ou de Norton (représentation parallèle I_N, Y_{Norton}).

Conventions de signe :



FIG. 4.6 – Polarisation d’un dipôle passif

La droite de charge statique¹ est la représentation de la relation linéaire imposée par le générateur continu aux courant et tension dans le dipôle passif :

$$V = E - RI$$

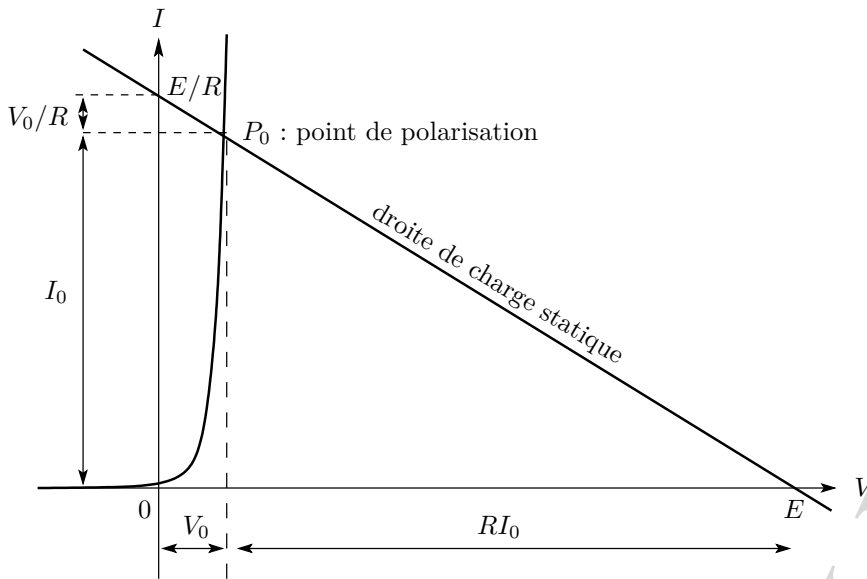


FIG. 4.7 – Polarisation d’une diode

Le point de polarisation est situé à l’intersection entre la droite de charge statique et la caractéristique (éventuellement non linéaire) du dipôle.

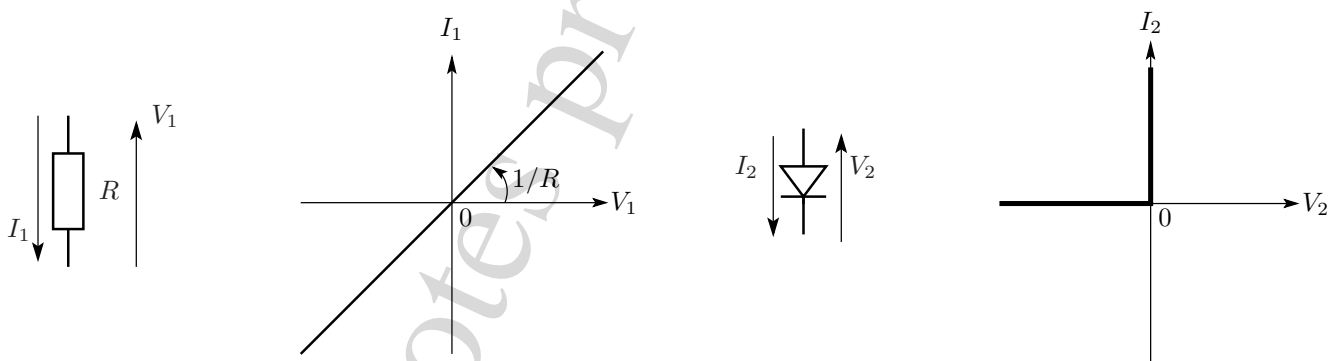
4.2.1.0.1 Cas de la diode : éviter la polarisation par source de tension à cause de la croissance exponentielle du courant en fonction de la tension. Préférer alimenter la diode par une source de courant. Alors $RI_0 \gg V_0$ implique $I_0 = \frac{E - V_0}{R} \approx \frac{E - 0,7 \text{ V}}{R} \approx \frac{E}{R}$. Si on choisit une résistance R élevée, le courant est donc fixé par E et R .

4.2.2 Association de dipôles non linéaires

Dans le cas où le circuit comporte plusieurs dipôles non linéaires associés, il est possible de se ramener à la méthode précédente (voir 4.2.1) en construisant de façon graphique la caractéristique statique de l’association de ces dipôles :

- en série, à courant fixé, en sommant les tensions ;
- en parallèle, à tension fixée, en sommant les courants.

4.2.2.1 Association diode sans seuil et résistance



¹Pour un quadripôle, on distingue la droite d’attaque qui représente les contraintes linéaires imposées côté entrée, de la droite de charge qui représente les contraintes linéaires imposées côté sortie du quadripôle. Mais pour un dipôle, les deux termes sont employés dans le même sens.

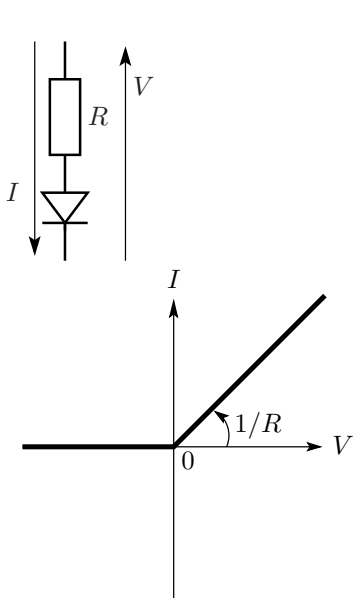


FIG. 4.8 – Association série

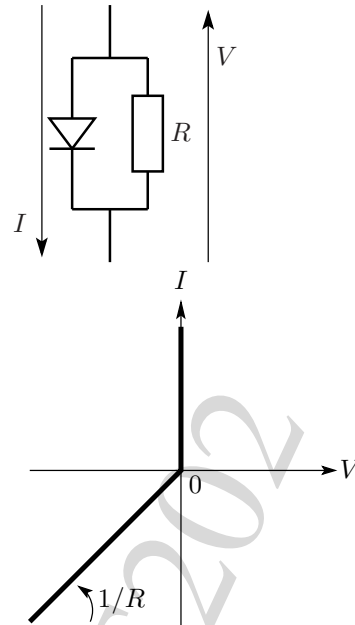


FIG. 4.9 – Association parallèle

4.2.2.2 Association de deux diodes avec seuil

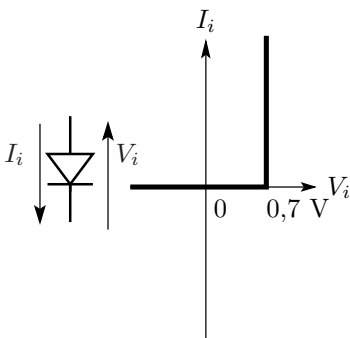


FIG. 4.10 – Diode avec seuil

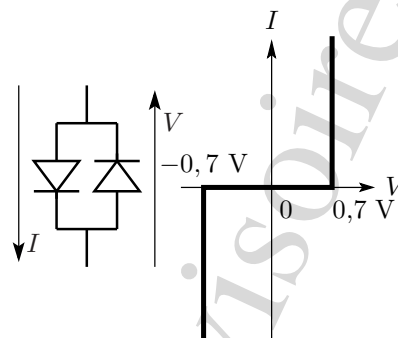


FIG. 4.11 – Association de deux diodes en parallèle tête-bêche

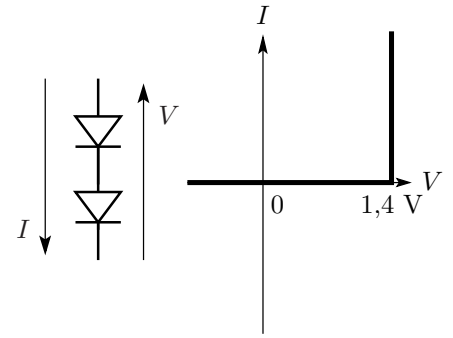


FIG. 4.12 – Association de deux diodes en série

4.3 Dipôles non linéaires en régime variable

Suivant que l'on souhaite ou non modifier la forme d'onde, distinguer en fonction de l'amplitude de la composante variable les utilisations :

- *grands signaux* exploitant délibérément la non-linéarité, éventuellement sans polarisation préalable. Le point de fonctionnement $P(t)$ décrit alors une partie importante de la caractéristique.
 - ⇒ traitement graphique ou en modélisant la caractéristique du dipôle par des segments de droites.
 - Exemples : redresseurs, limiteurs, multiplieurs de signaux, changement de fréquence, ...
- *petits signaux* : le point de fonctionnement $P(t)$ décrit alors un petit arc sur la caractéristique qui pourra être assimilé à sa tangente locale. Les signaux alternatifs de faible amplitude ne seront alors pas déformés.
 - ⇒ polarisation nécessaire et linéarisation locale.

4.3.1 Utilisation des diodes en grands signaux

4.3.1.1 Redresseur mono-alternance passif (charge résistive)

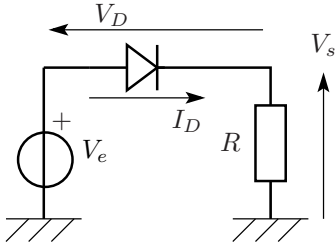


FIG. 4.13 – Redressement mono-alternance

$$\begin{cases} V_e = V_D + V_s \\ V_s = RI_D \end{cases} \Rightarrow V_e = V_D + RI_D \text{ droite de charge}$$

Modèle sans seuil

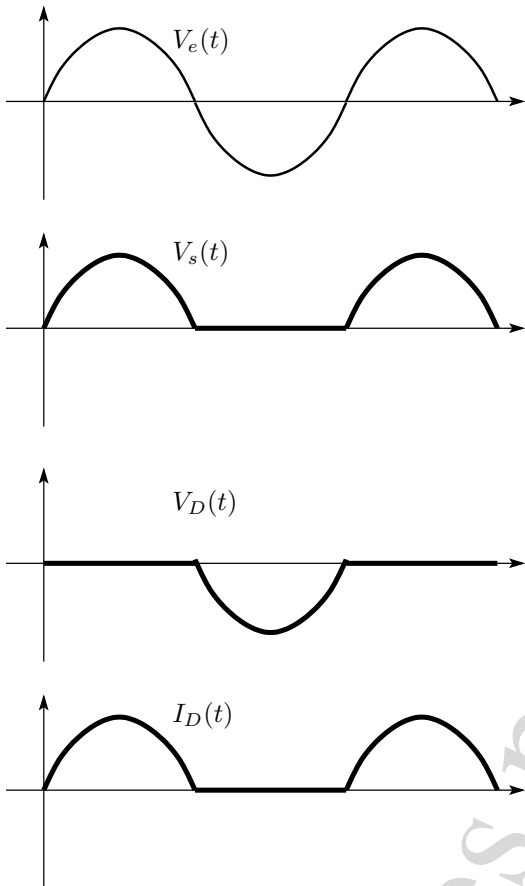


FIG. 4.14 – Modèle de diode sans seuil

1. $I_D > 0 \Rightarrow V_D = 0 \Rightarrow V_s = V_e$.
Alors $I_D = V_e/R$, la diode est un interrupteur fermé si $V_e > 0$.
2. $V_D < 0 \Rightarrow I_D = 0 \Rightarrow V_s = 0$.
Alors $V_D = V_e$, la diode est un interrupteur ouvert si $V_e < 0$.

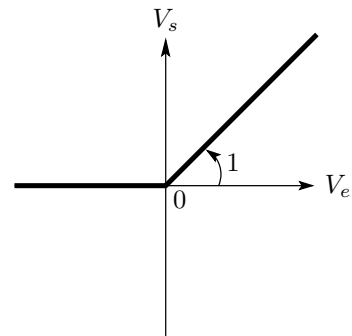
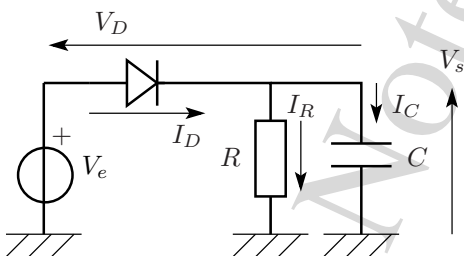


FIG. 4.15 – Détecteur de crête



Si on ajoute une capacité C en parallèle avec la résistance R , on obtient un détecteur de crête à condition que la constante de temps du circuit $\tau = RC$ soit grande devant la période du signal d'entrée. Quand la diode se bloque, c'est la capacité qui fournit le courant dans la résistance : $I_D(t) = I_R(t) + I_C(t) = \frac{V_s(t)}{R} + \tau \frac{dV_s(t)}{dt}$

Modèle avec seuil

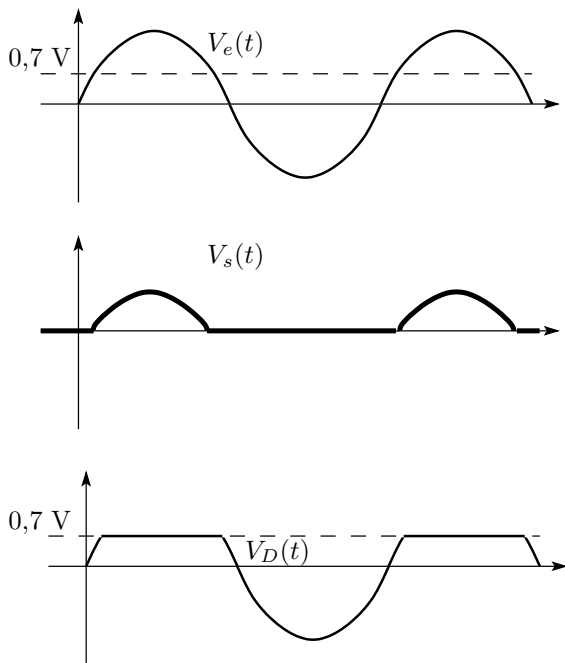
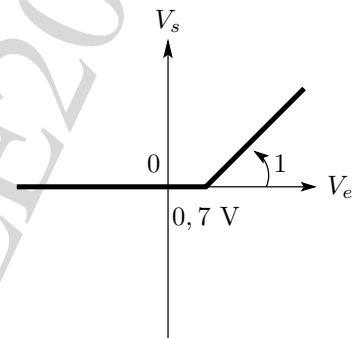


FIG. 4.16 – Modèle de diode avec seuil

1. $I_D > 0 \Rightarrow V_D = 0,7 \text{ V} \Rightarrow V_s = V_e - 0,7 \text{ V}$.
Alors $I_D = (V_e - 0,7 \text{ V})/R$, la diode est passante si $V_e > 0,7 \text{ V}$.
2. $V_D < 0,7 \text{ V} \Rightarrow I_D = 0 \Rightarrow V_s = 0$.
Alors $V_D = V_e$, la diode est bloquée si $V_e < 0,7 \text{ V}$.



Dans le cas où V_e ne dépasse pas le seuil de la diode, on doit faire appel au redresseur actif sans seuil avec A.O. (cf. 4.3.1.2, p. 42).

4.3.1.1.1 Remarque : il existe plusieurs montages redresseurs passifs double alternance, dont le montage à pont qui utilise quatre diodes.

4.3.1.2 Redresseur mono-alternance actif (charge résistive)

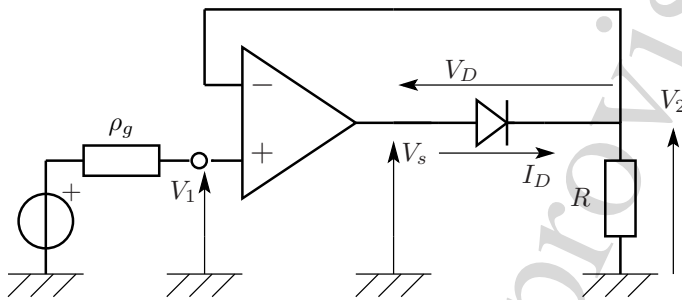


FIG. 4.17 – Redressement mono-alternance actif

Cas d'un A.O. parfait et d'une diode avec seuil (voir 3.5.1, page 35)

$I_- = 0 \Rightarrow V_2 = RI_D = V_-$

$\varepsilon = V_1 - V_2$

droite de charge de la diode : $V_D = V_s - RI_D$

– si $V_s > 0,7 \text{ V}$, D conduit ($I_D > 0$) $V_D = 0,7 \text{ V} \Rightarrow V_D = V_s - 0,7 \text{ V} \Rightarrow \varepsilon = V_1 - V_s + 0,7 \text{ V} \Rightarrow$

$\frac{d\varepsilon}{dV_s} < 0 \Rightarrow$ contre réaction $\Rightarrow \varepsilon = 0 \Rightarrow \boxed{V_2 = V_1} = RI_D \Rightarrow V_1 > 0$

– si $V_s < 0,7 \text{ V}$, D est bloquée ($I_D = 0$) $\boxed{V_2 = 0}$

$\Rightarrow \varepsilon = V_1 \Rightarrow$ plus de réaction \Rightarrow A.O. en comparateur

On montre simplement qu'alors l'A.O. est saturé en négatif : $V_s = V_{\text{sat}}^-$.

Si on prend en compte un A.O. de gain fini A_v , le seuil est ramené à $0,7 \text{ V}/(1 + A_v)$.

Remarque : Quand la diode est bloquée, il n'y a plus de réaction et la tension de sortie de l'AO est V_{sat}^- , car alors $V_1 = \varepsilon < 0$. La transition de passante vers bloquée devrait se traduire par une discontinuité de la tension V_s de sortie de l'AO : mais la vitesse de variation de la tension de sortie de l'AO est limitée par le *slew-rate*

(cf. 3.1.5, p. 24) de l'AO. En conséquence, lorsque la réaction se remet en place, l'AO tarde à retrouver la tension de sortie attendue en régime linéaire et le début de conduction est retardé. Pour limiter ces déformations, on interpose souvent une diode en inverse entre la sortie de l'AO et la masse. Cette diode (bloquée quand l'autre conduit) limite la tension de sortie en négatif à $-0,7\text{ V}$ et réduit donc la durée de retour vers $V_s > 0$.

4.3.1.3 Limiteurs à diode

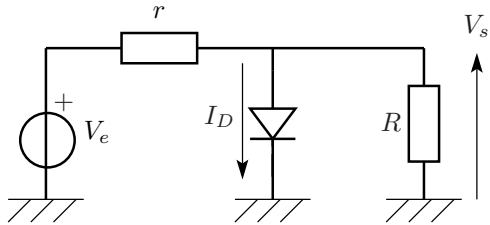


FIG. 4.18 – Limiteur à diode ($r \ll R$)

- si $I_D > 0$, $V_D = V_s = 0,7\text{ V}$ et la condition de conduction s'écrit : $V_e > (1 + r/R)0,7\text{ V} \approx 0,7\text{ V}$ si on suppose $r \ll R$.
- Si $V_D < 0,7\text{ V}$, la diode est bloquée et $V_s = V_e \frac{R}{R+r} \approx V_e$ si $V_e < 0,7\text{ V}$.

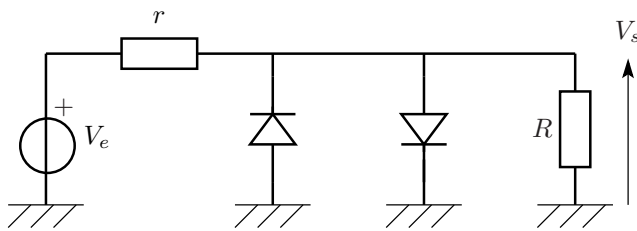


FIG. 4.19 – Limiteur bidirectionnel à diodes ($r \ll R$)

Applications (éventuellement avec des diodes Zener pour accéder à des seuils différents de $\pm 0,7\text{ V}$) : protection de circuits fragiles, génération de signaux carrés,...

4.3.2 Dipôles non linéaires en petits signaux

Au voisinage d'un point P_0 fixé par la polarisation, on applique un signal alternatif de faible amplitude. $P(t)$ décrit alors un petit arc sur la caractéristique du dipôle non-linéaire assimilable à sa **tangente locale**.

- ⇒ dipôle linéarisé localement et composante alternative des signaux peu déformée.
- ⇒ étude locale avec les méthodes des circuits linéaires.

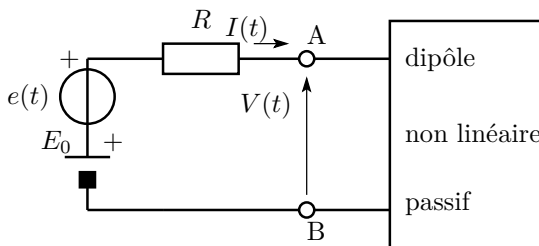


FIG. 4.20 – Dipôle non-linéaire alimenté en régime de petits-signaux

$$E(t) = E_0 + e(t) \quad \text{avec} \quad |e(t)| \ll E_0$$

en petits signaux alternatifs. Par exemple, en sinusoïdal,

$$E(t) = E_0 + E_1 \cos \omega t \quad \text{avec} \quad E_1 \ll E_0$$

Si le dipôle actif est linéaire, il impose une **relation linéaire** entre $V(t)$ et $I(t)$: c'est la *droite de charge dynamique* du dipôle. Ici $V(t) = E_0 + e(t) - RI(t)$. En général, elle ne possède pas la même pente que la droite de charge statique, même si c'est le cas pour ce montage.

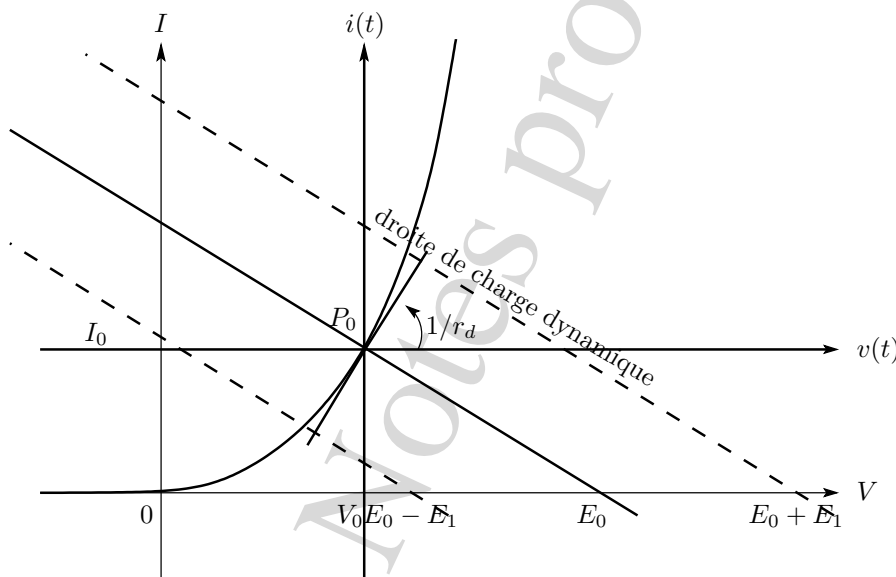


FIG. 4.21 – Droite de charge dynamique

La droite de charge dynamique passe par le point de polarisation, origine des axes des composantes alternatives.

Décomposition de la tension et du courant en :

- composante continue V_0, I_0 (coordonnées du point de polarisation) obtenue en éteignant l'alternatif
- composante alternative $v(t), i(t)$, obtenue par translation de l'origine au point de polarisation P_0 .

$$v(t) = V(t) - V_0$$

$$i(t) = I(t) - I_0$$

4.3.2.1 Résistance différentielle d'un dipôle

Linéarisation locale de la caractéristique :

$$v(t) = r_d i(t)$$

où la résistance différentielle r_d d'un dipôle au point P_0 est définie par la pente locale de sa caractéristique au point de polarisation P_0 .

$$r_d = \left(\frac{dV}{dI} \right)_{P_0}$$

r_d dépend du point de polarisation si le dipôle est non-linéaire \Rightarrow le continu influe sur l'alternatif.

4.3.2.2 Résistance différentielle de la diode (dans la partie conductrice)

$$I_D \approx I_S \exp(V_D/V_T) \quad \Rightarrow \quad V_D = V_T \ln I_D/I_S$$

Donc

$$r_d = \frac{V_T}{I_{D_0}} = \eta \frac{kT}{I_{D_0}} \propto \frac{1}{I_{D_0}}$$

Ordre de grandeur : $r_d \approx \frac{26 \text{ mV}}{I_{D_0}} \approx \text{qq } 10 \text{ } \Omega$ pour un courant de qq mA.

Remarque : en haute fréquence, $v(t)$ et $i(t)$ ne sont plus en phase et il faut faire intervenir une capacité (interne à la diode) en parallèle avec la résistance différentielle pour représenter la diode en petits signaux.

4.3.2.3 Méthode pratique d'étude des dipôles non linéaires en petits signaux

1. En continu :
 - éteindre les sources alternatives
 - remplacer les capacités par des circuits ouverts (les selfs par des courts circuits)
 - point de polarisation statique $P_0(V_0, I_0)$
 - la pente locale de la caractéristique donne $r_d(P_0)$.
2. En alternatif :
 - éteindre les sources continues (de tension \rightarrow court-circuit, de courant \rightarrow circuit ouvert)
 - en petits signaux, remplacer le dipôle non-linéaire par sa résistance différentielle (plus généralement son schéma alternatif petits signaux)
3. Faire la somme des composantes continue et alternative.

4.3.2.3.1 Remarque : en général la résistance de Thévenin en continu est plus grande que l'impédance de Thévenin en alternatif à cause des capacités. La droite d'attaque dynamique est donc plus pentue que la droite d'attaque statique.

4.3.3 Exemple : atténuateur à diode

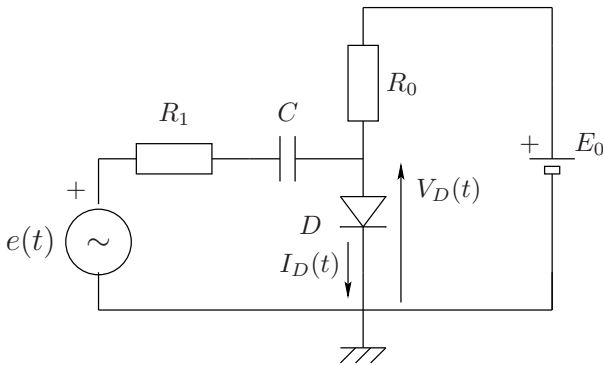


FIG. 4.22 – Atténuateur à diode

La diode est polarisée par la source continue E_0 , R_0 et on lui injecte de l'alternatif à travers la capacité C grâce au générateur $e(t) = E_1 \cos \omega t$: on suppose de plus que $E_1 \ll E_0$.

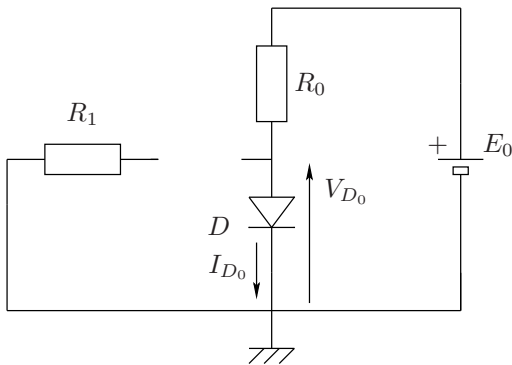


FIG. 4.23 – Schéma équivalent de l'atténuateur à diode en continu

En continu, on éteint la source alternative $e(t)$ qui se transforme en court-circuit. La capacité C se comporte en circuit ouvert, ce qui isole la branche R_1 de la diode.

Le point de polarisation peut être déterminé graphiquement, ou par le calcul en supposant $V_{D_0} \approx 0,7 \text{ V}$, soit $I_{D_0} \approx (E_0 - 0,7 \text{ V})/R_0$. La résistance différentielle en ce point, $r_d = \frac{V_T}{I_{D_0}}$ est en général très faible devant R_0 car $E \gg V_T$.

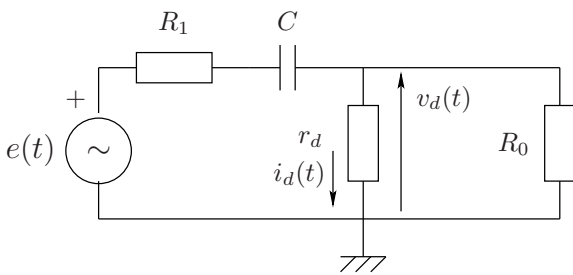


FIG. 4.24 – Schéma équivalent de l'atténuateur à diode en petits signaux alternatifs

En alternatif, on éteint la source continue E_0 qui devient un court-circuit. Si l'amplitude des signaux alternatifs est faible, on peut remplacer la diode par sa résistance différentielle r_d calculée au point de polarisation. La résistance R_0 en parallèle sur r_d et beaucoup plus grande peut être négligée.

$$\frac{v}{\xi} = \frac{r_d}{r_d + R_1 + \frac{1}{jC\omega}}$$

Si de plus², $\frac{1}{C\omega} \ll r_d + R_1$ $\frac{v}{\xi} = \frac{r_d}{r_d + R_1}$

On peut donc commander par la tension continue E_0 (qui fixe le point polarisation, donc aussi r_d) l'atténuation v/ξ en alternatif.

4.3.3.1 Conclusion

Tension et courant totaux dans la diode :

$$\begin{aligned} V_D(t) &= V_{D_0} + v_d(t) \\ I_D(t) &= I_{D_0} + i_d(t) \end{aligned}$$

Ne pas confondre avec l'application du théorème de superposition car ici le continu exerce une influence sur l'alternatif par l'intermédiaire de r_d .

²C'est à dire si C est un court circuit devant la résistance de Thévenin qu'elle voit.

4.4 Thermométrie à diodes

4.4.1 Principe de la thermométrie à diodes

En supposant $\eta = 1$, la caractéristique de la diode peut être décrite dans la zone conductrice par :

$$I_D = CT^3 \exp\left(\frac{V_D - \Delta E}{V_T}\right)$$

Si on travaille à **courant constant**, la tension V_D décroît avec la température.

$$V_D = \Delta E + V_T \ln\left(\frac{I_D}{CT^3}\right)$$

La sensibilité thermique de la tension aux bornes de la diode est donc :

$$\left(\frac{dV_D}{dT}\right)_{I_D=C^{te}} = \frac{V_D - \Delta E - 3V_T}{T}$$

Au voisinage de $V_D \approx 0,6$ V, on obtient $-2,2$ mV/K pour le silicium. La dépendance n'est pas linéaire, mais la non-linéarité est faible (comme pour les sondes résistives métalliques).

4.4.2 Exemple de montage de thermométrie à diode

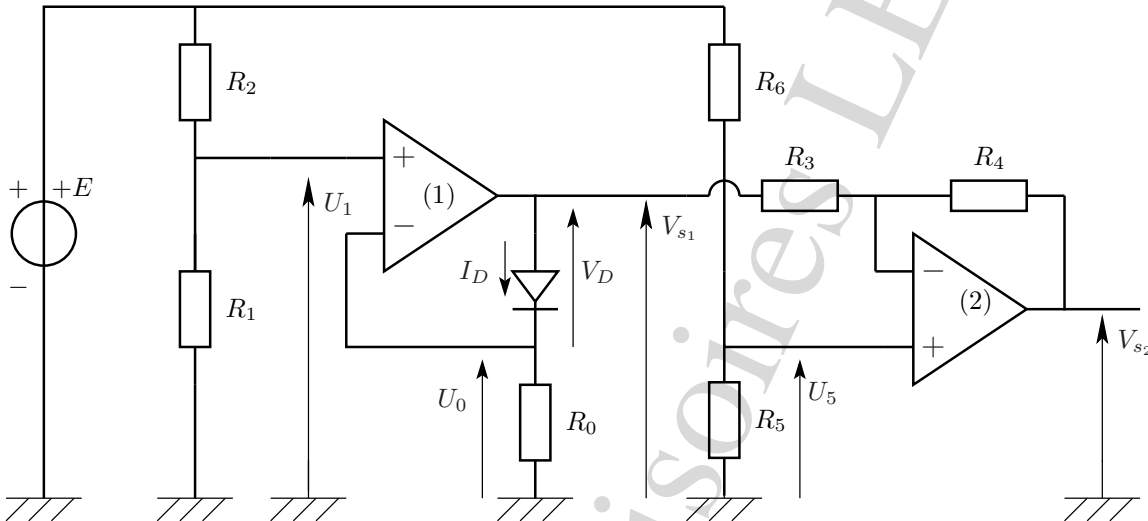


FIG. 4.25 – Thermométrie à diode

Le premier A.O. permet d'alimenter la diode à courant constant :

$$I_D = \frac{U_0}{R_0} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{E}{R_0}$$

La tension de sortie V_{s1} du premier étage présente la même sensibilité de l'ordre de -2 mV/K à la température que V_D .

Le deuxième étage est un amplificateur de différence qui permet le réglage du zéro via R_5/R_6 et améliore la sensibilité d'un facteur $-R_4/R_3$. Dans ce montage, V_{s2} est une fonction croissante de la température.

4.5 Autres diodes : diodes Zener

4.5.1 Caractéristique

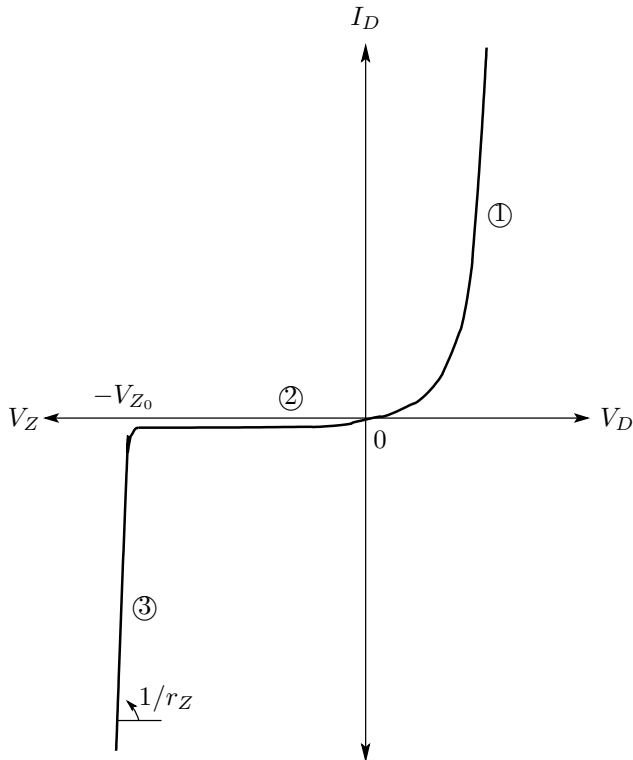


FIG. 4.26 – Caractéristique statique directe d’une diode Zener

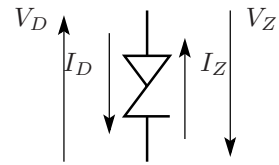


FIG. 4.27 – Symbole d’une diode Zener

C’est une diode qui peut être utilisée en conduction inverse sans claquage. En ajustant le dopage de la jonction, on fabrique des diodes Zener avec des tensions Zener normalisées de quelques Volts. La résistance r_Z en conduction Zener particulièrement faible en fait de très bonnes sources de tension utilisées en régulation.

Modélisation

- ① Conduction directe si $I_D > 0$
source de tension $V_D = 0,7 \text{ V}$
- ② Blocage si $-V_{Z_0} < V_D < 0,7 \text{ V}$
circuit ouvert
- ③ Conduction inverse si $I_D < 0$ ($I_Z > 0$)
source de tension $V_D = -V_{Z_0}$ ($V_Z = V_{Z_0}$)

4.5.2 Applications des diodes Zener

Suivant qu’en mode normal la diode Zener conduit ou est bloquée, on peut l’utiliser pour stabiliser une tension autour de V_{Z_0} ou pour limiter la tension à une valeur maximale. Ainsi les diodes Zener sont employées dans les régulateurs de tension et dans les limiteurs de tension.

Limiteurs

Il est possible de choisir le seuil auquel on limite la tension en choisissant la diode Zener. Mais dans le limiteur bidirectionnel, on ne peut pas utiliser une simple association de deux diodes Zener en parallèle, car alors ce serait leur conduction directe qui fixerait le seuil à $0,7 \text{ V}$.

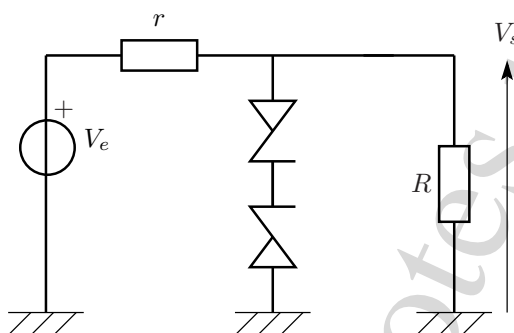


FIG. 4.28 – Limiteur bidirectionnel à diodes Zener ($r \ll R$)

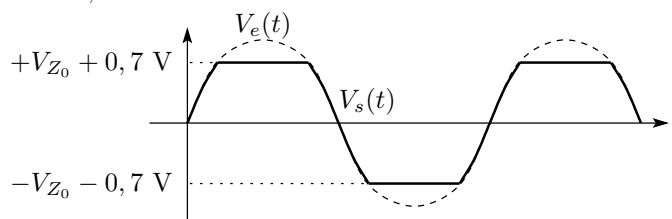


FIG. 4.29 – Tensions d’entrée et de sortie du limiteur bidirectionnel

Les diodes ne conduisent que lorsque la tension atteint $\pm(V_{Z_0} + 0,7 \text{ V})$. Dans les deux cas, l’une est en conduction directe quand l’autre est en conduction inverse.

4.6 Composants opto-électroniques

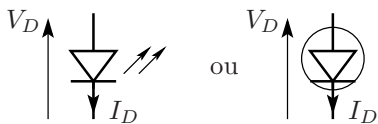
4.6.1 Diodes électroluminescentes : DEL (*Light Emitting Diodes* ou LED)

4.6.1.1 Description des DEL

La recombinaison des paires électron-trou libère une quantité d'énergie égale à la largeur ΔE de la bande interdite. Cette énergie produit :

- de la chaleur dans le cas d'une diode normale ;
- une émission de photon dans le cas d'une diode électroluminescente.

La longueur d'onde émise dépend de la largeur de la bande interdite, donc du matériau utilisé et du dopage. Quand ΔE augmente, la tension de seuil de la DEL augmente et la longueur d'onde d'émission diminue. Les tensions de seuil sont d'environ 1,4 V pour le rouge, 2 V pour le jaune, 3 V pour le vert et 4 V pour le bleu. Il existe aussi des diodes au nitrure de gallium (GaN) qui émettent dans l'UV et permettent par phosphorescence de produire une lumière blanche utilisée dans l'éclairage. Noter aussi que la tension de claquage est plus faible (quelques Volts) sur les DEL que sur les diodes normales, ce qui les rend plus fragiles.



Le flux émis par la DEL est proportionnel au courant dans la diode :

$$\Phi_e = KI_D \quad \text{où } K \text{ s'exprime en W/A} \quad (4.1)$$

FIG. 4.30 – Représentations d'une diode DEL

4.6.1.2 Circuits à DEL

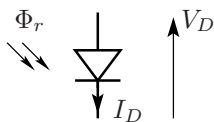
La polarisation d'une DEL s'effectue comme pour une diode normale en conduction directe, en alimentant la DEL avec un circuit se comportant comme une source de courant.

Mais dans des applications de signalisation, on peut alimenter la DEL par une source alternative à condition de la protéger en inverse par une diode normale montée en limiteur de tension. On profite parfois de la persistance rétinienne pour alimenter la DEL en impulsions et régler le flux moyen émis en ajustant le rapport cyclique τ/T des impulsions.

Les associations de DEL peuvent être étudiées graphiquement ou en approximant les caractéristiques par des segments de droites. On peut par exemple associer en parallèle tête-bêche deux DEL de couleurs différentes qui s'allument suivant la polarité du signal appliqué³.

4.6.2 Photodiodes et photopiles

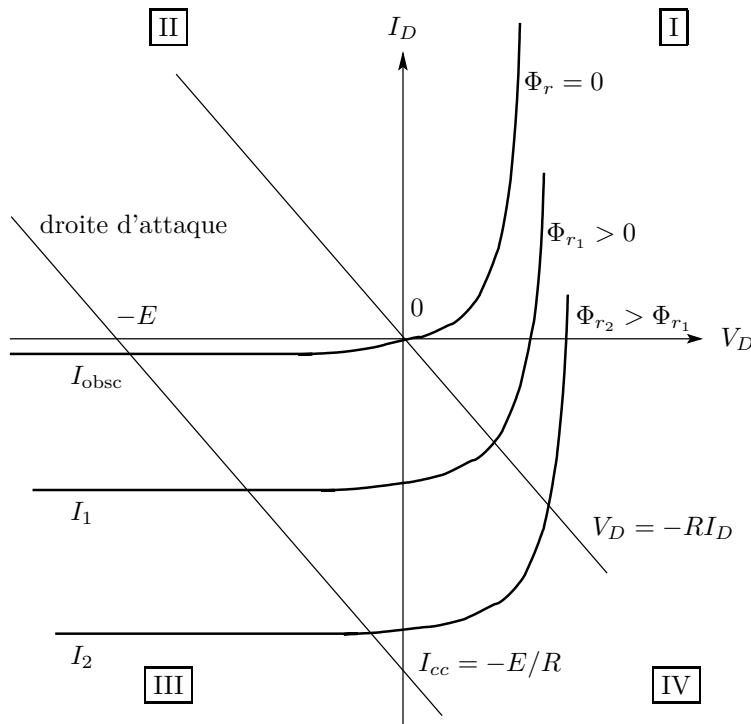
4.6.2.1 Caractéristiques et modes de fonctionnement



Les photodiodes mettent en œuvre le phénomène inverse des DEL : c'est le flux optique reçu Φ_r (absorbé) par la photodiode qui excite la jonction PN et augmente son courant inverse.

FIG. 4.31 – Symbole d'une photodiode

³Noter cependant que si on place deux DEL de tensions de seuil différentes en parallèle dans le même sens, seule celle à la tension de seuil la plus faible pourra s'allumer !



Distinguer les trois domaines de fonctionnement :

I $I_D > 0$ et $V_D > 0$: récepteur fonctionne comme une diode normale, mais la caractéristique dépend du flux reçu Φ_r .

III $I_D < 0$ et $V_D < 0$: récepteur (mode photoconductor) ou *photodiode* le flux reçu Φ_r augmente le courant inverse de la diode (comme le fait la température dans une diode normale)

$$I_R = I_{obs}(T) + K'\Phi_r \quad (4.2)$$

où $I_{obs}(T)$ est le courant d'obscurité qui dépend de la température.

IV $I_D < 0$ et $V_D > 0$: générateur (mode photovoltaïque) ou *photopile*

FIG. 4.32 – Caractéristique statique d'une photodiode

4.6.2.2 Mode photoconductor

Polarisation

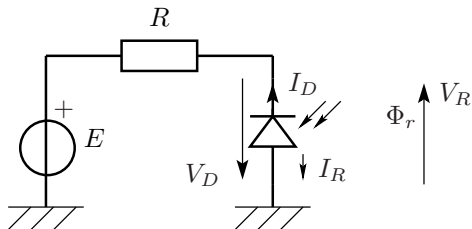
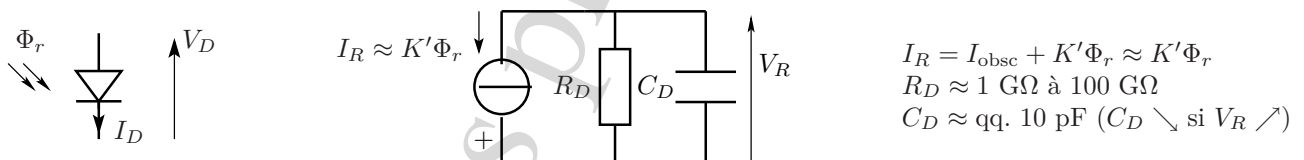


FIG. 4.33 – Polarisation d'une photodiode

La photodiode doit travailler en récepteur donc nécessite une alimentation. Comme elle fonctionne en inverse (quadrant III) on utilise de préférence les notations $I_R = -I_D > 0$ et $V_R = -V_D > 0$.

Modélisation

La photodiode, dans le quadrant III, peut être modélisée comme une source de courant⁴ fonction du flux optique reçu Φ_r , représentée par son schéma de Norton.



$$I_R = I_{obs} + K'\Phi_r \approx K'\Phi_r$$

$$R_D \approx 1 \text{ G}\Omega \text{ à } 100 \text{ G}\Omega$$

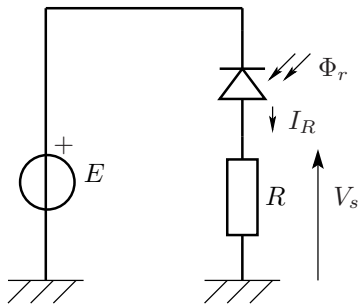
$$C_D \approx \text{qq. } 10 \text{ pF} \quad (C_D \searrow \text{ si } V_R \nearrow)$$

FIG. 4.34 – Modélisation d'une photodiode

Conditionneur à résistance série

Le montage de polarisation (voir Fig. 4.33) peut, en fait, servir de conditionneur pour délivrer une tension proportionnelle au flux reçu.

⁴Cette source fonctionne en récepteur à cause de l'alimentation E .



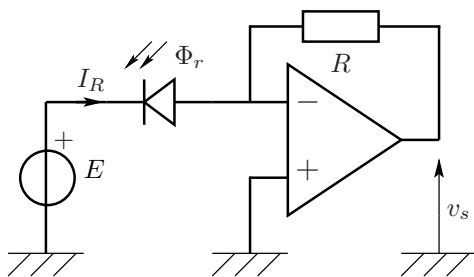
$$V_s = RI_R \approx RK'\Phi_r \quad \text{sensibilité : } \frac{dV_s}{d\Phi_r} = K'R$$

Le courant I_R étant faible, on choisit R grande et c'est aussi favorable à une grande sensibilité. Mais, en alternatif, la capacité C_D forme avec R un filtre passe-bas de fréquence de coupure souvent trop basse pour utiliser la photodiode en alternatif.

FIG. 4.35 – Conditionneur de photodiode à résistance série

On préfère choisir une résistance R pas trop grande et amplifier la tension à ses bornes avec un montage amplificateur de très grande impédance, donc nécessairement non-inverseur (sur un amplificateur inverseur, l'impédance d'entrée ne peut pas être infinie à cause de la résistance de contre-réaction). Mais il est en général nécessaire d'éliminer la composante continue du signal et souvent ses composantes très basse fréquence associées à la lumière ambiante et au courant d'obscurité. On insère donc une cellule passe-haut à l'entrée de l'amplificateur. Si on prend aussi en compte la capacité C_D de la photodiode, le comportement global du circuit en termes de sensibilité au flux optique est celui d'un passe-bande.

Conditionneur à convertisseur courant-tension

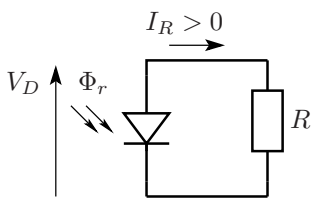


Comme $V_- = V_+ = 0$, la photodiode est polarisée sous $-E$. Alors $V_s = -RI_R = -RK'\Phi_r$. L'avantage de ce montage est qu'en alternatif, la ddp est nulle^a aux bornes de la photodiode, donc ses imperfections (R_D et C_D) n'ont plus d'influence et le courant alternatif dans R est le courant $K'\phi_r$.

FIG. 4.36 – Conditionneur de photodiode à convertisseur courant-tension actif

^aCe n'est plus exact si l'AO n'est pas idéal.

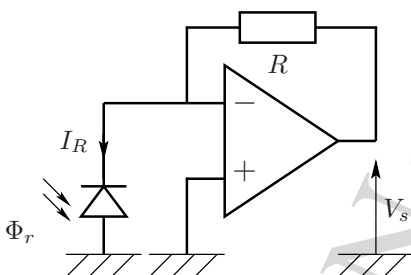
4.6.2.3 Mode photovoltaïque



Sans alimentation, la photodiode se comporte en générateur. $V_D = -RI_D = RI_R > 0$. C'est le mode de fonctionnement des photopiles solaires par exemple. En instrumentation, on peut, suivant la dynamique des flux optiques à mesurer, choisir entre deux cas extrêmes pour la résistance R , pour lesquels la diode ne fournit aucune puissance : l'énergie doit alors être apportée par un A.O.

FIG. 4.37 – Photodiode en mode photovoltaïque

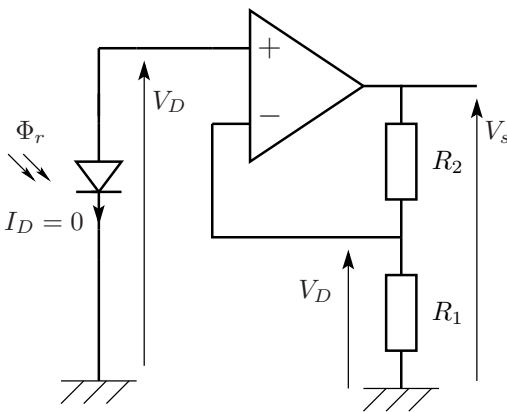
Montage en court-circuit



En court-circuit ($V_D = 0$), le courant d'obscurité de la photodiode est nul, ce qui est propice à la mesure de flux très faibles. Associée avec un convertisseur courant-tension, qui assure une ddp nulle entre V_+ et V_- , la photodiode permet d'obtenir une tension de sortie qui dépend linéairement du flux Φ_r : $V_s = RK'\Phi_r$.

FIG. 4.38 – Photodiode en court-circuit

Montage en circuit ouvert



Si au contraire, on impose un courant nul dans la diode, la tension présente une dépendance logarithmique en fonction du flux Φ_r . En effet, dès que V_D dépasse quelques dixièmes de V ,

$$I_D = I_s e^{V_D/V_T} - K' \Phi_r = 0$$

peut s'écrire :

$$V_D = V_T \ln \left(\frac{K' \Phi_r}{I_s} \right)$$

La condition est finalement que Φ_r ne soit pas trop faible. Pour amplifier la tension V_D sans faire circuler de courant dans la diode, on peut utiliser un amplificateur non-inverseur.

FIG. 4.39 – Photodiode en circuit ouvert

4.6.3 Autres photodétecteurs

4.6.3.1 Phototransistors

Les phototransistors sont des transistors dont la base est sensible au flux lumineux. Ils sont plus sensibles que les photodiodes, mais beaucoup moins rapides.

4.6.3.2 Photomultiplicateurs

Le photomultiplicateur utilise une surface sensible, la photocathode qui émet des électrons quand elle est soumise à un flux de photons et plusieurs dynodes source d'émission secondaire d'électrons. Chaque électrode contribue au gain qui peut atteindre 10^6 entre photocathode et dernière dynode. Le photomultiplicateur est donc un détecteur très sensible et aussi très rapide. En revanche, il nécessite l'emploi de hautes tensions.

Du point de vue électrique, le photomultiplicateur se comporte comme une source de courant proportionnelle au flux optique reçu.

4.6.3.3 Photorésistances

Les *photorésistances* (en anglais *Light Dependant Resistors, LDR*) sont les analogues pour le flux lumineux des résistances à coefficient de température négatif (CTN). La résistance d'une photorésistance suit une loi approximative en puissance (négative) du flux reçu :

$$R \propto \Phi^{-\alpha}$$

La dépendance est fortement non-linéaire et la gamme de valeurs très étendue. Les photorésistances sont très sensibles, bidirectionnelles et peuvent supporter des tensions et courants assez élevés. Cela permet de les placer parfois directement dans la partie puissance du circuit. En revanche, elles s'avèrent assez lentes.

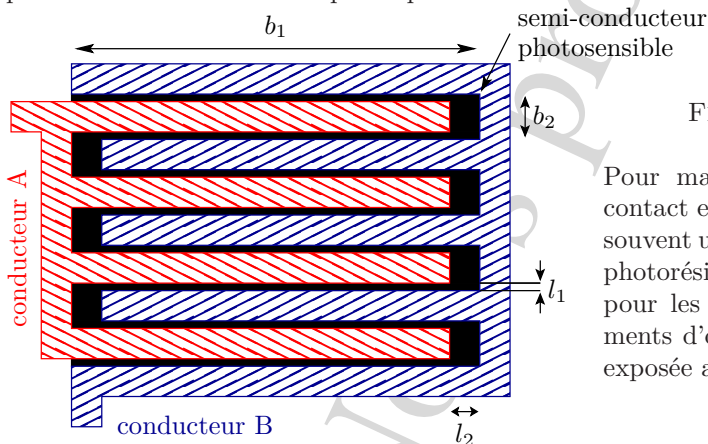


FIG. 4.40 – Géométrie d'une photorésistance

Pour maximiser la photoconduction (grande section de contact et petite distance entre les conducteurs), on adopte souvent une forme en peigne interdigité. Les applications des photorésistances vont de la détection de la lumière ambiante pour les commandes d'éclairage au repérage des déplacements d'objets opaques (la résistance dépend de la surface exposée au flux lumineux).