

ELECTRONIQUE

ANALOGIQUE

Cours destiné aux Automaticiens

Y.Darbellay

La plus grande partie de ce cours est issue du cours

Electronique Automobile de l'**AMAD**.

(Association des Mécaniciens en Automobile Diplômés)

Auteur: M. **Gilbert Peignaud**, ingénieur ETS en électronique

L'ETML remercie vivement l'AMAD pour son aimable
autorisation de reproduction.

Bibliographie:

Principes d'électronique **Albert Paul Malvino**

1. INTRODUCTION

1.1 Représentation des grandeurs

Nombreux sont les systèmes qui utilisent des grandeurs en entrée, les traitent et délivrent en sortie des commandes ou des informations pour l'utilisateur. Les grandeurs peuvent être représentées de deux façons :

- Représentation analogique
- Représentation numérique

1.1.1 La représentation analogique

La plupart des capteurs transforment une grandeur physique (température, pression...) en grandeur électrique. De même, le microphone transforme la pression acoustique en grandeur électrique proportionnelle.

Caractéristique des grandeurs analogiques :

Elles peuvent prendre toutes les valeurs en variant graduellement entre deux limites, par exemple une automobile peut avoir une vitesse variant entre 0 et 220 km/h.

1.1.2 La représentation numérique

La grandeur mise sous forme numérique n'est plus proportionnelle à la grandeur d'entrée. Elle s'exprime par symboles ou codes (chiffres) par exemple, le tachymètre (se prononce "takimetre") d'une automobile s'il est numérique, indique une valeur par pas de 1 km/h : la progression est discontinue s'il est analogique (à aiguille) la progression est continue. La représentation numérique est donc DISCONTINUE.

1.2 Les systèmes analogiques

Les systèmes analogiques regroupent les montages utilisés pour le contrôle ou pour le réglage. Ils utilisent des composants fonctionnant de manière linéaire, sans DISCONTINUITÉ.

Ce sont ces systèmes que nous allons étudier dans le présent cours, les systèmes numériques sont traités dans le cours ELECTRONIQUE NUMERIQUE.

Cette séparation en deux systèmes est faite pour les besoins du cours, dans la pratique, on trouve des circuits composés de systèmes numériques et analogiques.

1.3 Outils utilisés

L'étude de ce cours nécessite la maîtrise des lois suivantes:

- Loi d'Ohm
- Lois de Kirchhoff
- Théorème de superposition
- Théorème de Thévenin
- Théorèmes de Norton

2. COMPOSANTS DE BASE

2.1 Introduction

Les résistances et les potentiomètres sont des éléments passifs, c'est-à-dire qu'ils n'apportent aucune énergie (amplification) dans le montage où ils sont utilisés. Ils ne peuvent que diminuer l'amplitude d'un signal.

Leur action est proportionnelle à leur valeur, ils ont un comportement linéaire.

2.2 Les résistances

2.2.1 Les résistances de faible puissance

Ce sont les plus couramment utilisées en électronique. Elles sont marquées par bagues de couleur.

2.2.2 Les résistances à couche de carbone

On dépose une couche mince de carbone et de résine sur un bâtonnet isolant de céramique ou de verre. On trace ensuite une hélice au faisceau laser qui enlève le carbone sur une très faible largeur. La piste de carbone résistante est alors semblable au fil d'une résistance bobinée. On place ensuite les capsules de sertissage avec les fils de raccordement aux deux extrémités puis on fait l'enrobage de protection et le marquage de couleur.

2.2.3 Les résistances à film métallique

Procédé de fabrication identique aux résistances à couche de carbone à l'exception du dépôt qui est à base d'oxydes métalliques ou de métaux précieux ou d'alliage Nickel-Chrome.

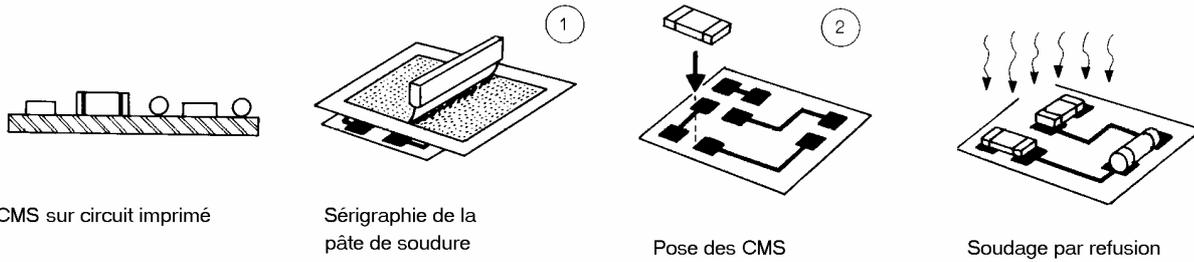
2.2.4 Les résistances agglomérées au carbone

Moulage d'un mélange de silice, Bakélite et carbone comprimés dans un tube de Bakélite. Ces résistances sont de moins en moins utilisées à cause de leur stabilité médiocre, tension de bruit importante. On les trouve encore pour des valeurs très élevées de 1 M Ω à 100 M Ω .

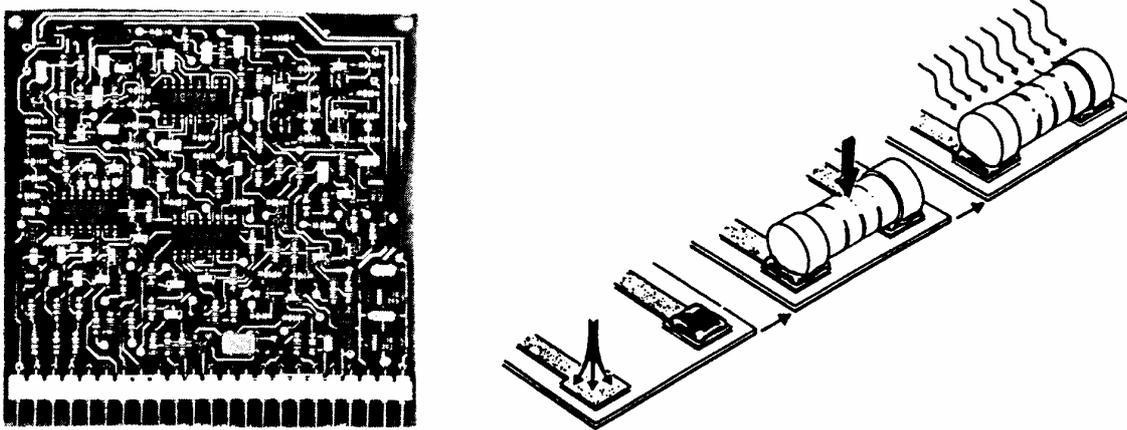
2.2.5 Les résistances SMD ou CMS (composants montés en surface)

Cette nouvelle technologie utilise des composants très petits permettant un gain de place important et un encombrement réduit des circuits.

Il n'y a plus de fils pour le soudage mais les extrémités des composants permettent le soudage direct sur le cuivre du circuit imprimé.



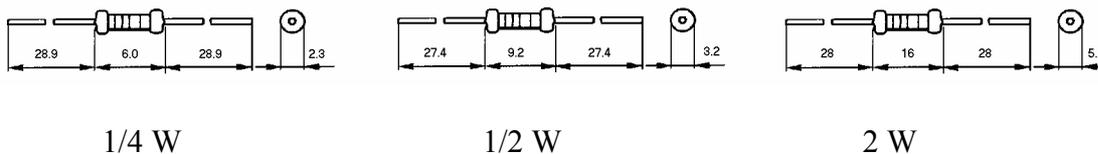
2.2.5.1 Montage des CMS sur une face du circuit imprimé et soudure par refusion



2.2.6 La puissance des résistances

Sur les petites résistances, aucun marquage ne donne une indication de puissance, seules les dimensions permettent de savoir quelle puissance maximum peut dissiper une résistance.

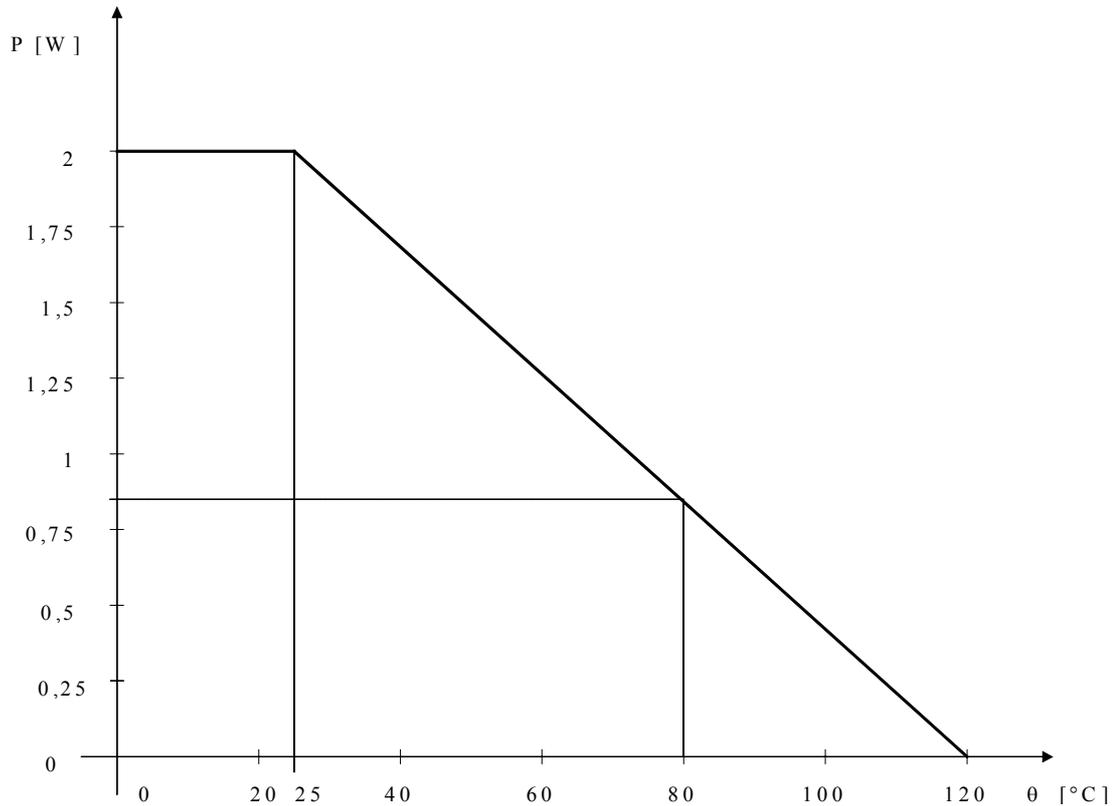
Exemples :



Il existe d'autres valeurs (1/8 W, 1 W) moins courantes pour lesquelles on se réfère aux indications du fournisseur.

ATTENTION : Ces puissances limites d'utilisation ne sont valables que jusqu'à 25°C (température ambiante). Au-delà de cette température, il faut se baser sur les courbes de réduction de puissance des fabricants. La plupart des résistances sont utilisables jusqu'à 120°C.

Exemple : Résistance 2 W



Supposons que la température ambiante atteigne 80°C.

- Par lecture graphique : la résistance ne peut plus dissiper 2 W, mais seulement 0,85 W
- Par calcul : on a 2 triangles rectangles semblables :

le 1^{er} a pour cotés de l'angle droit

- En vertical de 0 à 2 W
- En horizontal de 25 à 120°C = 95°C

Le 2ème a pour cotés de l'angle droit

- En vertical, la valeur cherchée x
- En horizontal de 80 à 120°C = 40°C

Il y a proportionnalité de telle façon que

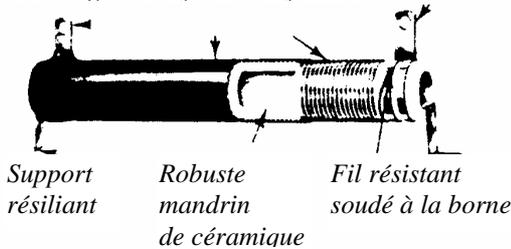
$$\frac{2\text{W}}{X} = \frac{95^\circ\text{C}}{40^\circ\text{C}} \rightarrow x = \frac{2 \cdot 40}{95} = 0,84[\text{W}]$$

$$X = 0,84 \text{ W}$$

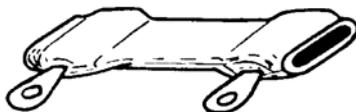
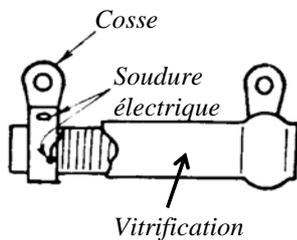
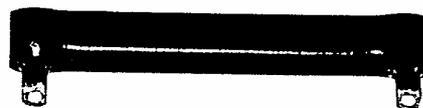
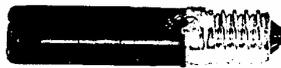
2.2.7 Les résistances de puissance

On trouve ces résistances dans les valeurs de puissance allant de 4 W à 2500 W. Elles supportent des températures de service allant jusqu'à 350 ° C. Elles sont soumises aux lois de réduction de puissance entre 25 ° C et par exemple 350 ° C. Elles sont réalisées en fil bobiné (généralement alliage Fer-Nickel).

Borne étamée en alliage Couche d'émail vitrifiée Bobinage à pas uniforme Borne soudée



Résistances sous couche d'émail vitrifiée



Résistance bobinées

Type RH-25 1% 25 [W]

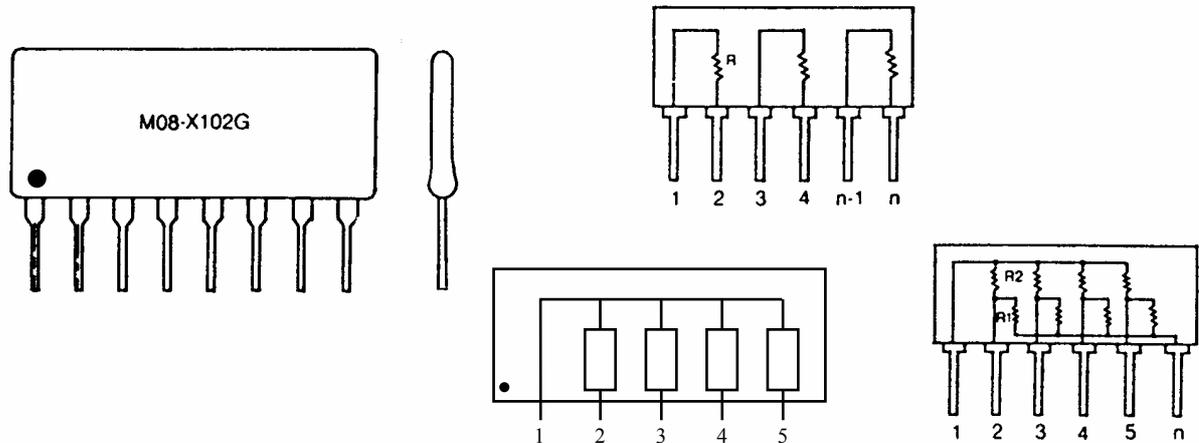
Type RH-50 1% 50 [W]

Attention : Ces résistances atteignent des températures dépassant le point de fusion de la soudure à l'étain (environ 180 ° C). Dans les cas où la résistance est fortement sollicitée, les connexions se feront sans soudure à l'étain (vissées, par fiche AMP, etc.).

Les résistances vitrifiées avec intérieur creux auront une meilleure évacuation thermique si elles sont montées verticalement avec tube intérieur libre pour le passage de l'air (effet de cheminée).

2.2.8 Les réseaux de résistance

On peut grouper plusieurs résistances de faible puissance (0,2 à 0,3 W par résistance) dans des boîtiers semblables à ceux des circuits intégrés ou circuits hybrides.



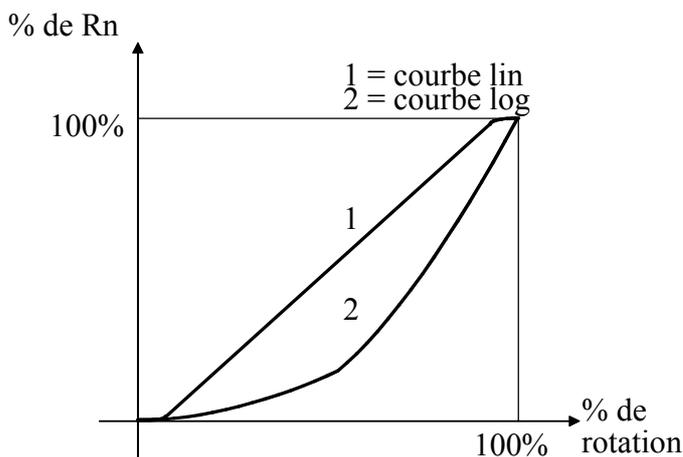
2.3 Les potentiomètres

2.3.1 Les potentiomètres variables (réglages par l'utilisateur)

La plupart sont à variation linéaire, c'est-à-dire que la variation de résistance est proportionnelle à l'angle de rotation.

L'indication suivante est portée sur le potentiomètre, par exemple pour 10 kΩ 10 k LIN ou 10 KA. La rotation se fait sur 270° (potentiomètre à butée min-max), sur 360 ° (potentiomètre sans butée) ou sur plusieurs tours (système en hélice 10 tours ou 15 tours).

D'autres modèles sont à variation logarithmique :



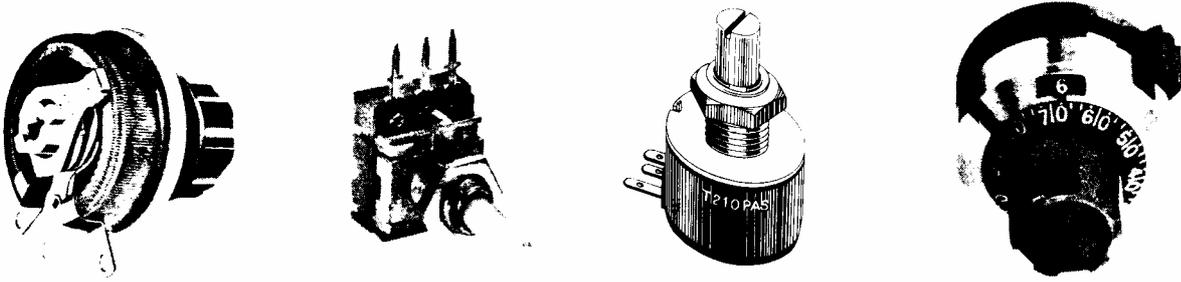
L'oreille humaine perçoit les bruits au logarithme de leur intensité. Par exemple, un bruit 100 fois plus fort est perçu 2 fois plus fort, 1000 fois plus fort perçu 3 fois plus fort. D'où l'utilité des potentiomètres à progression logarithmique pour le réglage du volume sonore des amplificateurs.

Ils sont marqués pour 10 kΩ : 10 k LOG ou 10 kB

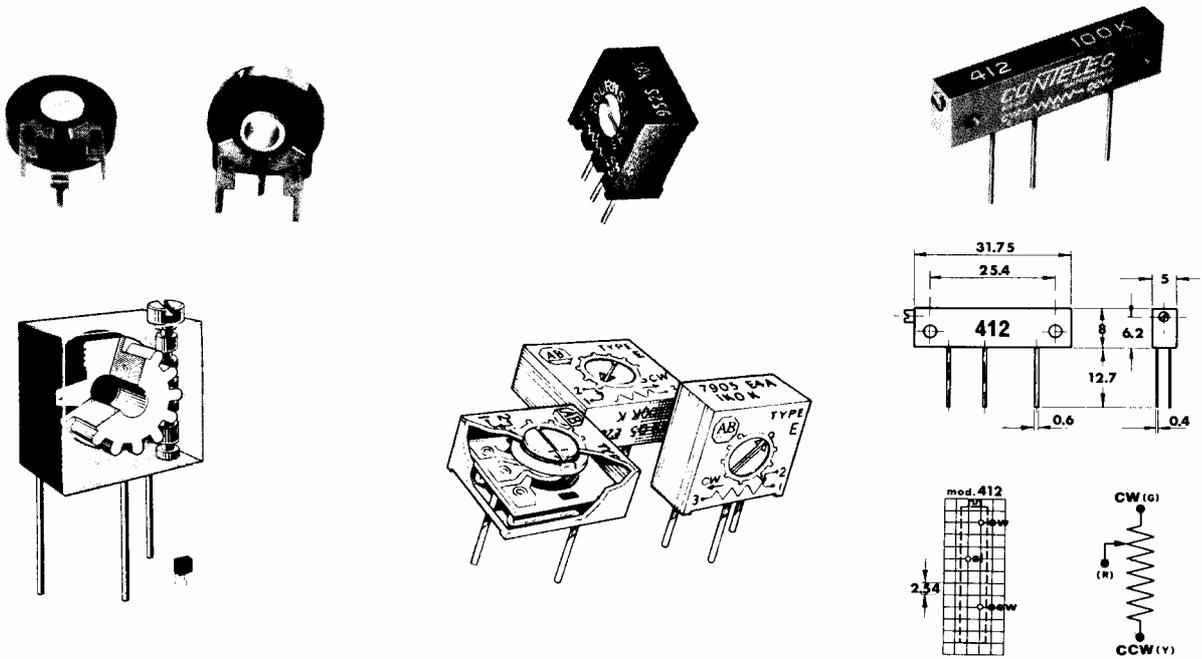
2.3.2 Les potentiomètres ajustables

On trouve les mêmes modèles que précédemment, mais leur réglage nécessite l'usage d'un outil. Dans un appareil, ces potentiomètres, aussi appelés "trimmers", sont prévus pour des ajustages ou réglages par des professionnels.

2.3.3 Quelques modèles de potentiomètres



2.3.4 Quelques modèles de trimmers



2.4 Condensateurs

Le condensateur est certainement l'un des plus importants composants de l'électrotechnique, en particulier dans la technique des courants alternatifs. Citons quelques applications de ce composant:

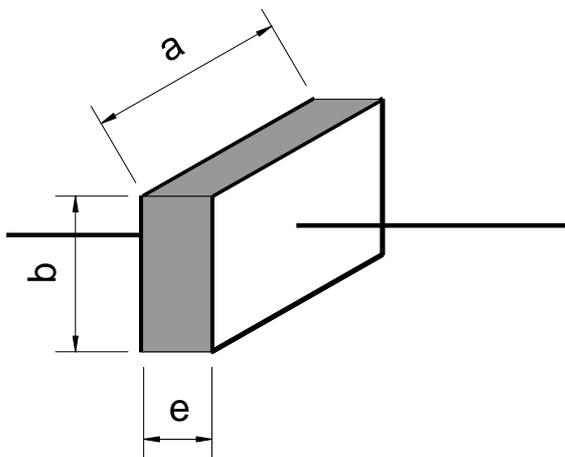
- Filtrage dans les circuits à courant continu.
- Protection contre les surtensions sur les composants travaillant en commutation.
- Couplage B.F.
- Circuits oscillants.
- Bascule monostable.
- Intégrateur, dérivateur.
- ...

2.4.1 Définition

Le condensateur est un composant qui a la propriété d'accumuler une charge électrique.

2.4.2 Principe

Un condensateur se compose de deux plaques métalliques isolées entre elles. L'isolant peut être de l'air ou tout autre matériau bon isolant. Le matériau isolant s'appelle **diélectrique**.

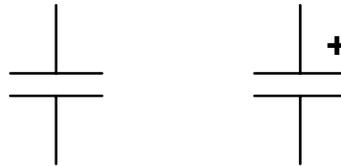


$$C = \frac{S \cdot \epsilon_r \cdot \epsilon_0}{e}$$

avec

C:	Capacité en farads.	[F]
$S = a \cdot b$:	Surface des plaques.	[m ²]
e:	Epaisseur de l'isolant.	[m]
ϵ_0 :	Permittivité absolue = $0,885 \cdot 10^{-11}$	$\left[\frac{A \cdot s}{V \cdot m} \right]$
ϵ_r :	Permittivité relative.	

2.4.3 Symboles



2.4.4 Charge du condensateur

$$Q = C \cdot U$$

avec

Q: Quantité d'électricité en coulombs [C] ou [As]

C: Capacité [F]

U: Tension [V]

Si la charge du condensateur est faite par une source de courant alors

$$Q = C \cdot U = I \cdot t$$



Cette relation n'est valable que si le courant est constant.

2.4.5 Energie emmagasinée dans un condensateur

$$W = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U^2$$

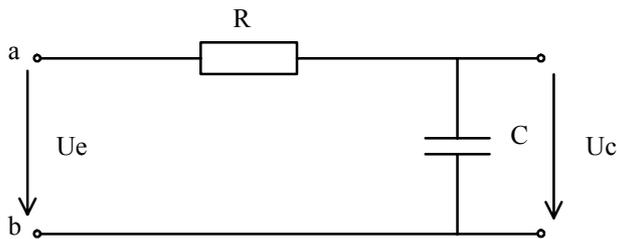
avec

W: Energie emmagasinée [J]

C: Capacité [F]

U: Tension [V]

2.4.6 Circuit RC



Dans le circuit RC série ci-contre, la tension aux bornes du condensateur varie selon les deux lois suivantes.

2.4.6.1 Charge de condensateur

Le temps de charge d'un condensateur dépend de la constante de temps τ du circuit.

$$\tau = R \cdot C$$

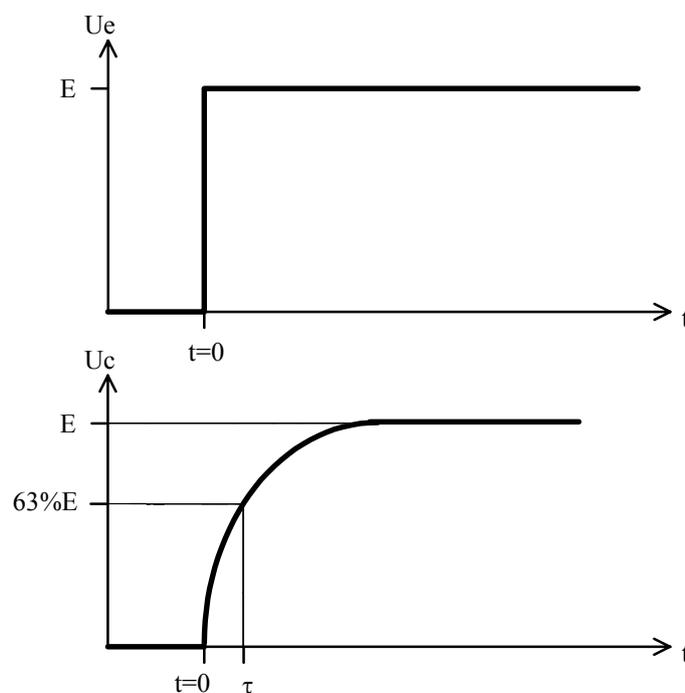
avec

τ : Constante de temps [s]

R: Résistance [Ω]

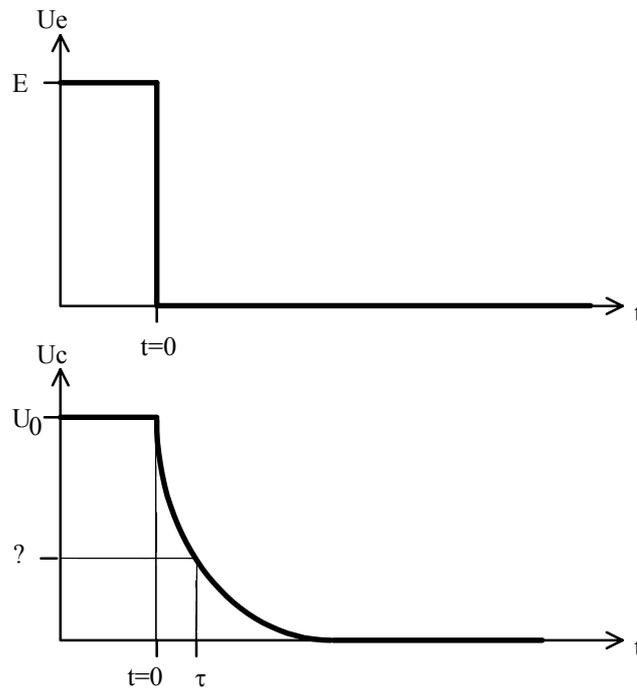
C: Capacité [F]

Après un temps de 1τ la tension aux bornes de C est de 63% de la tension d'entrée E et après 5τ le condensateur peut être considéré comme chargé. La courbe de charge du condensateur est une fonction exponentielle.



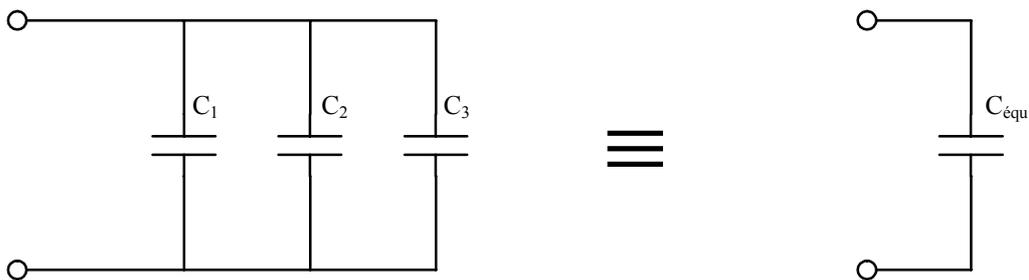
2.4.6.2 Décharge de condensateur

Si l'on applique une tension nulle entre les points a et b le condensateur est complètement déchargé après 5τ .



2.4.7 Mise en parallèle de condensateurs

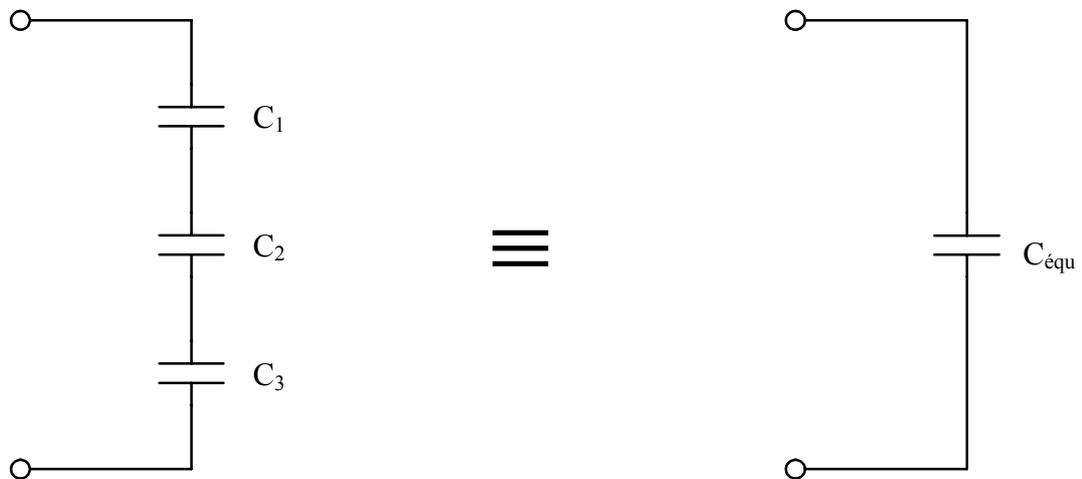
La capacité équivalente de condensateurs montés en parallèle vaut la somme de toutes les capacités.



$$C_{\text{équ}} = C_1 + C_2 + C_3$$

2.4.8 Mise en série de condensateurs

L'inverse de la capacité équivalente de condensateurs montés en série vaut la somme de tous les inverses des capacités.



$$\frac{1}{C_{\text{équi}}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}$$

2.4.9 Choix du condensateur

Le choix d'un condensateur dépend des critères suivants:

- Capacité nominale
- Tension de service
- Type du diélectrique
- Encombrement
- Prix

Le choix du diélectrique est à faire selon l'application le tableau que vous allez remplir ci-dessous résume les principaux types.

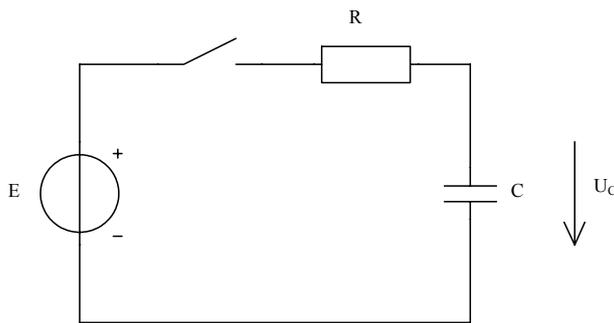
2.4.10 Les différents diélectriques

Diélectrique	C_{\min}	C_{\max}	Tolérances	U_{\max}	Principales Applications
Céramique Multicouche					
Céramique Disque et plat					
Film métallisé Polyester MKT					
Film métallisé Polycarbonate MKC					

Film plastique Polyester KT					
Film métallisé Polypropylène KP/MKP					
Film plastique Polystyrène KS					

Tantale					
Electrolytique Liquide					
Electrolytique Solide					

2.4.11 Exercice



Représenter l'allure de la courbe

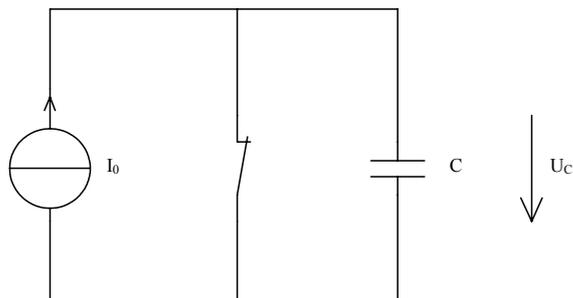
$U_C = f(t)$ si au temps $t = 0$ on ferme le contact.

$R = 1 \text{ k}\Omega$

$C = 1000 \text{ }\mu\text{F}$

$E = 15 \text{ V}$

2.4.12 Exercice

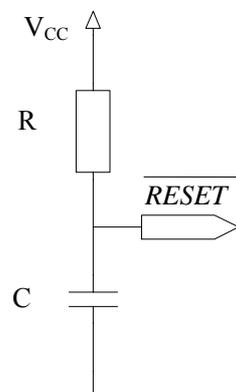


Représenter l'allure de la courbe $U_C = f(t)$ si au temps $t = 0$ on ouvre le contact.

$C = 1000 \text{ }\mu\text{F}$

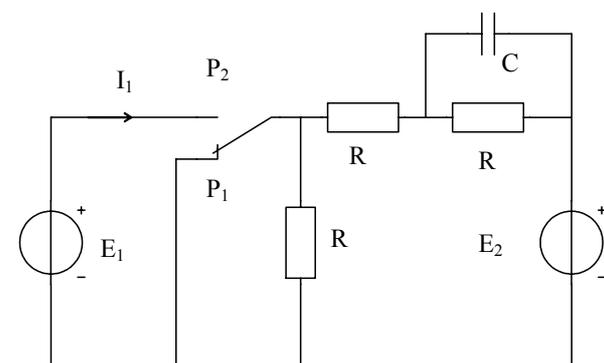
$I_0 = 1 \text{ mA}$

2.4.13 Exercice



Le schéma ci-contre est utilisé pour imposer un niveau logique bas ($< 0,8 \text{ V}$) au moins 10 ms sur le signal RESET. Dimensionner le condensateur C si $R = 100 \text{ k}\Omega$ et $V_{CC} = 5 \text{ V}$. Quel type de condensateur peut-on utiliser pour cette application?

2.4.14 Exercice (Examen d'admission EINEV 1994)



a) Calculer la valeur de U_C lorsque le commutateur se trouve depuis très longtemps dans la position P_1 .

b) Que vaut le courant I_1 immédiatement après la commutation en position P_2 ?

$E_1 = 5 \text{ V}$ $R = 100 \text{ }\Omega$

$E_2 = 12 \text{ V}$ $C = 10 \text{ }\mu\text{F}$

3. PHYSIQUE DES SEMI-CONDUCTEURS

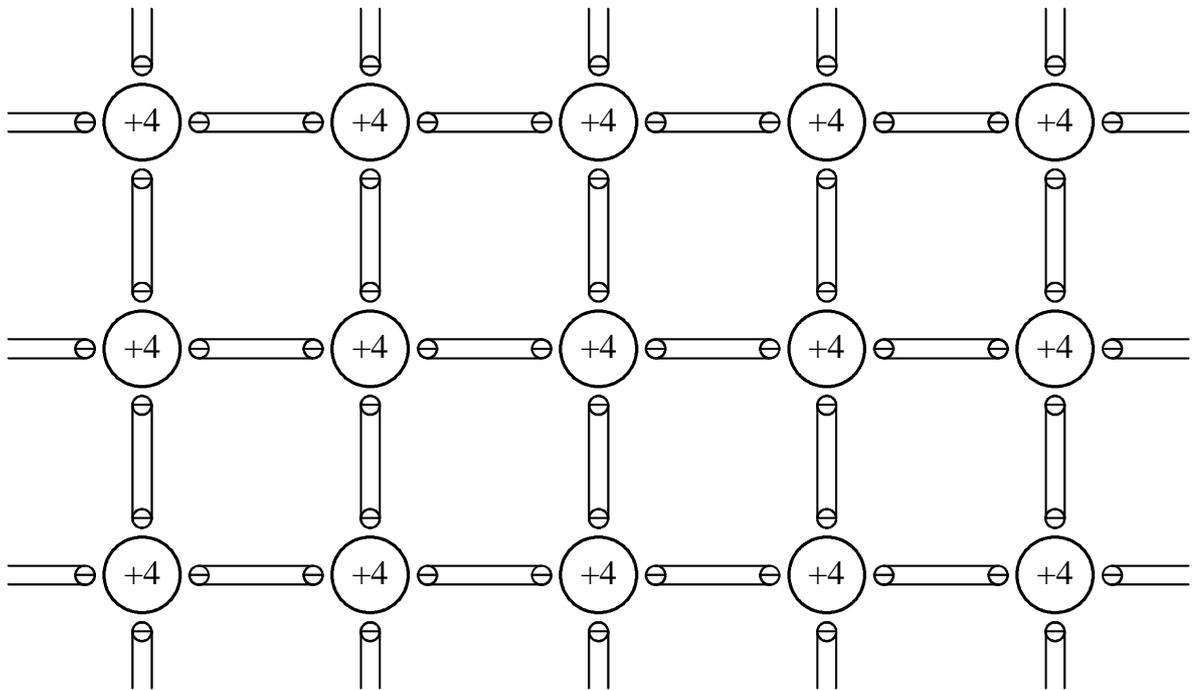
3.1 Le matériau de base

Le matériau principalement employé actuellement dans la technologie des semi-conducteurs est le **SILICIUM**. Il est issu du sable que l'on purifie.

Le silicium pur (on admet après purification 1 atome étranger pour 10^9 atomes de silicium) a une couleur anthracite et est cassant comme le verre. Sa résistivité est importante : $2,3 \cdot 10^7 \Omega \cdot m$

En comparaison, le cuivre a une résistivité de $1,7 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$. On peut donc considérer le silicium pur comme un isolant.

Sa couche périphérique comprend 4 électrons ce qui est particulier du groupe des semi-conducteurs.



Le silicium pur (symbole chimique : Si) aussi appelé à conductibilité intrinsèque ne peut être utilisé directement.

Pour qu'il devienne conducteur, il faut diminuer sa résistivité. Il faut donc faire apparaître des électrons libres ou des lacunes pour avoir un terrain propice au passage du courant électrique.

3.2 Le dopage

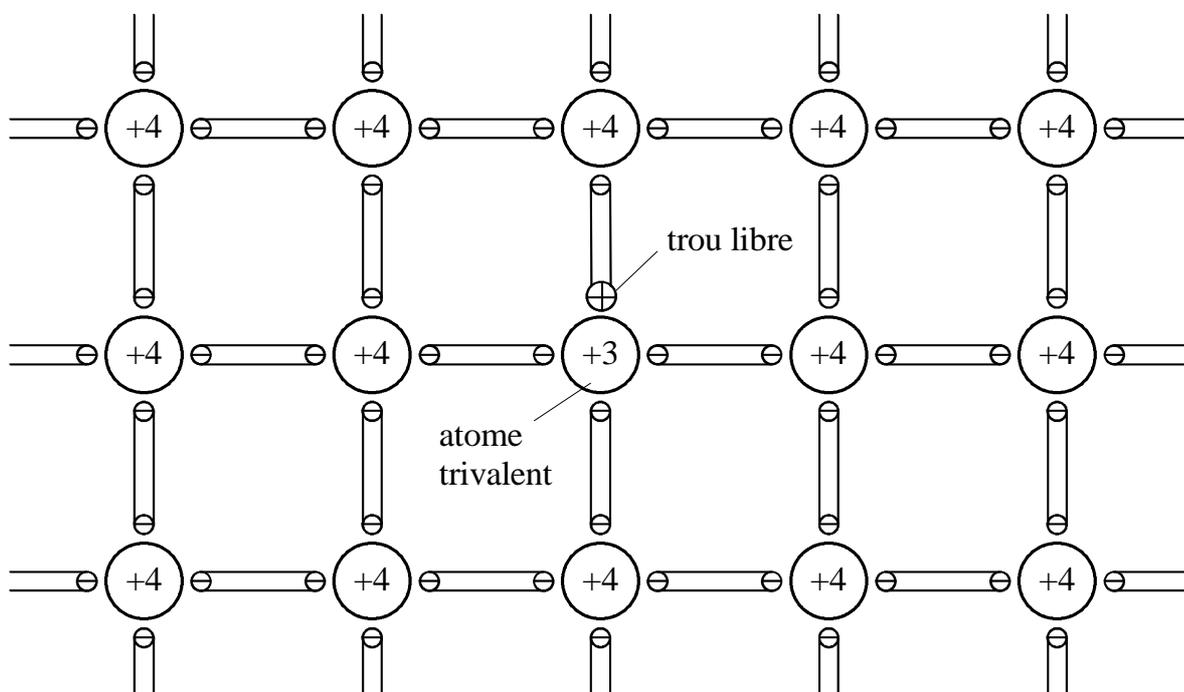
On va mélanger des corps ayant 3 ou 5 électrons en couche périphérique avec le silicium. Ce mélange, après fusion, donne un alliage avec de nouvelles caractéristiques.

3.2.1 Le dopage P

On mélange au silicium des atomes avec 3 électrons en couche périphérique (Indium, Gallium, Aluminium).

A chaque endroit où s'est glissé un atome trivalent dans l'alliage, il manque une liaison cristalline. Cette lacune ou ce trou représente une charge électrique positive.

Un électron libre (ayant laissé un trou en quittant son orbite) peut combler ce trou. Le phénomène se répétant, on assiste à un mouvement de trous, donc à un courant électrique.

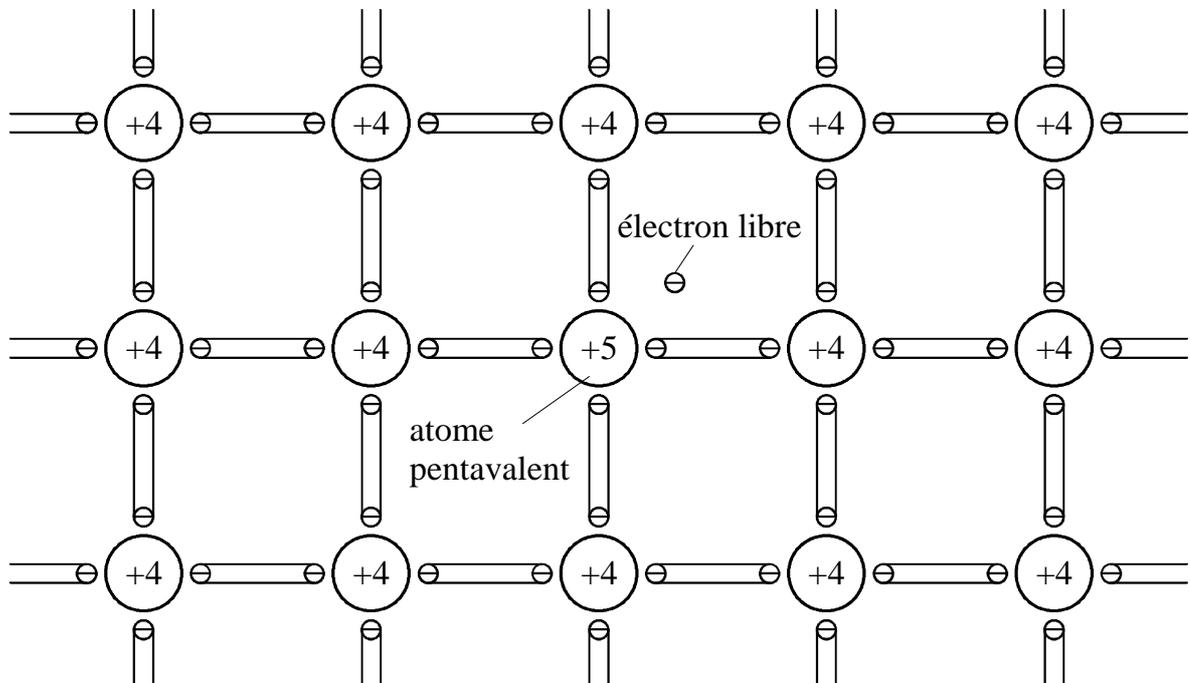


Le cristal de silicium dopé de cette manière a nettement baissé sa résistivité (de l'ordre de $10^{-3} \Omega \cdot m$). Cette baisse est due à l'adjonction de matière créant des trous. Ces trous représentent des charges **POSITIVES**. On a obtenu du silicium dopé P ou Si P.

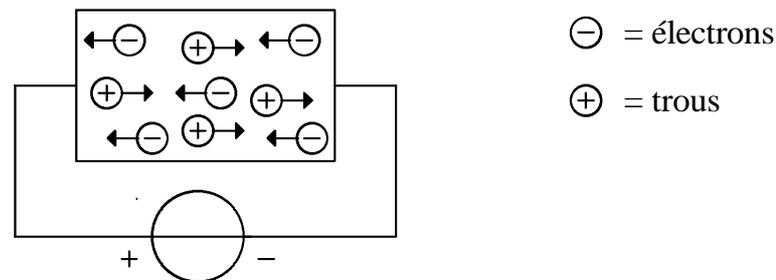
La résistivité est dépendante de la matière d'apport.

3.2.2 Le dopage N

On mélange au silicium des atomes avec 5 électrons en couche périphérique (phosphore, arsenic, antimoine). L'alliage résultant laisse apparaître 1 électron libre pour chaque atome pentavalent dans la structure cristalline. Cet électron est libre, comme dans le cas précédent, il abaisse la résistivité du cristal et participe à la conduction électrique.



Le cristal ainsi obtenu, s'il est soumis à une tension, va laisser circuler le courant en fonction de sa résistivité.



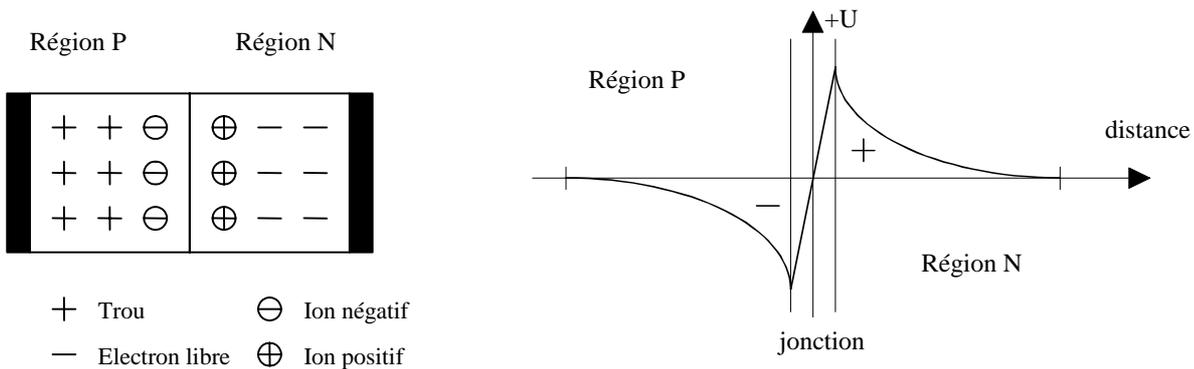
- Les électrons libres sont attirés par le pôle +
- Les trous sont attirés par le pôle -

3.3 La jonction

3.3.1 La jonction élémentaire

Si l'on établit un contact parfait entre un cristal Si P et un cristal Si N, il y a immédiatement mariage entre les électrons libres de la zone N et les trous de la zone P et ce sur une largeur de 1 μm à la zone de contact.

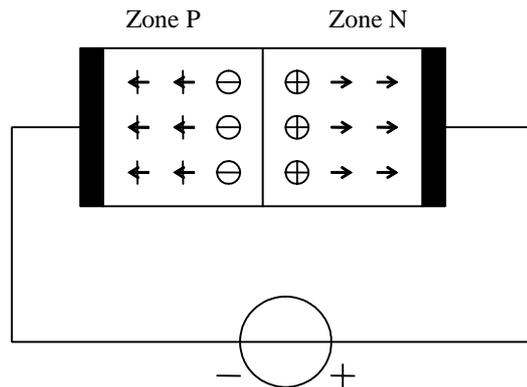
Les charges électriques mobiles s'annulent. Il reste les charges électriques des noyaux d'atomes déséquilibrés par cette opération, les atomes sont immobiles. Dans la zone de 1 μm , on voit apparaître un potentiel positif du côté Si N (dominante des protons) et un potentiel négatif du côté P (dominante des trous comblés).



Cette zone à la jonction s'appelle **BARRIERE DE POTENTIEL**. Sur une distance de 1 μm , il n'y a plus de porteurs de charges \Rightarrow zone isolée, plus de conduction possible.

La barrière de potentiel repousse les électrons de la zone N et les trous de la zone P. C'est le statu quo.

3.3.2 La jonction polarisée en inverse



Le pôle - de la source attire les trous (+) et le pôle + attire les électrons. La barrière de potentiel s'élargit.

Toute conduction devient impossible, le système est bloqué.

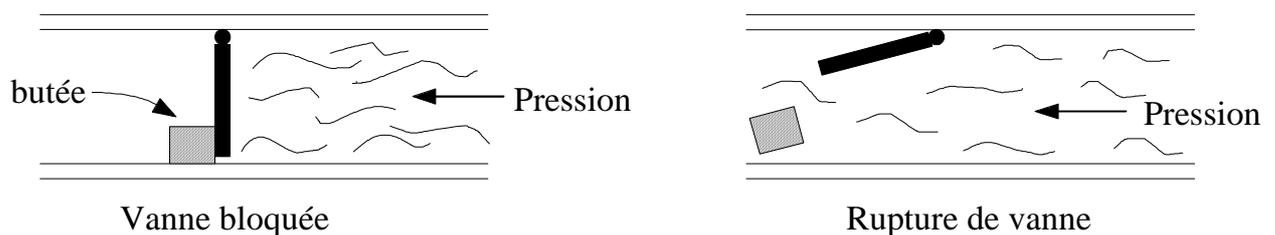
3.3.2.1 Limite physique du blocage

L'épaisseur du dispositif restant dans la pratique de quelques dixièmes de mm, il arrive un moment où la tension positive devient suffisamment grande pour arracher des électrons dans la zone neutre. Ces électrons sont fortement accélérés, et leur grande vitesse libère d'autres électrons par chocs.

Les électrons, de plus en plus nombreux, rendent toute la masse conductrice. Le montage se trouve tout à coup en court-circuit.

Ce phénomène est appelé "effet d'avalanche" ou, vu ses effets désastreux sur le silicium, "claquage".

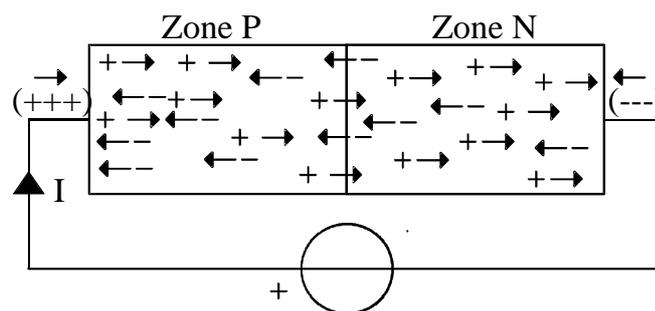
Il est comparable à la rupture d'une butée de clapet hydraulique par la pression.



Remarque : tout comme un clapet en position fermée n'assure pas une étanchéité parfaite (passage de quelques gouttes de fluide), une jonction bloquée n'a pas une résistance infinie.

Elle laisse passer un très faible courant de quelques nA (nanoampère = 10^{-9} A) dû aux électrons ou trous libérés par agitation thermique à température ambiante. Ce courant est appelé "COURANT DE FUITE EN INVERSE".

3.3.3 La jonction polarisée en direct



Le pôle + de la source attire les électrons et apporte des trous dans le circuit.

Le pôle - de la source attire les trous et apporte des électrons dans le circuit.

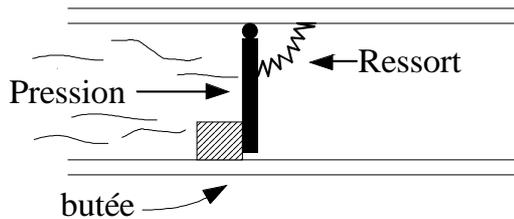
Au fur et à mesure que la tension s'élève, la barrière de potentiel se rétrécit. Elle finit par disparaître et le courant peut circuler.

On constate dans le silicium :

- Début de la conduction vers 0,5 V (fin barrière)
- Nette augmentation de la conduction vers 0,6 V
- Conduction admise normale à 0,7 V

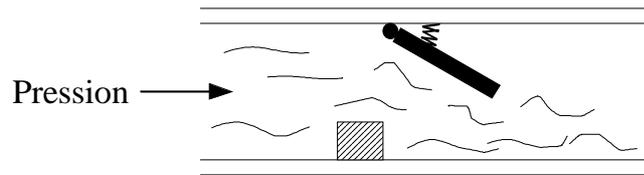
Dans le germanium, aujourd'hui peu utilisé, les comportements sont semblables au Si mais le seuil est à 0,3 V au lieu de 0,7 V.

3.3.3.1 Analogie hydraulique



La pression est trop faible pour vaincre la force du ressort

Dans la jonction
 $U < 0,5 \text{ V}$
 pas de courant



La pression est supérieure à la force du ressort. Il y a débit de liquide

Dans la jonction
 $U = 0,7 \text{ V}$
 il y a un courant I

3.4 Un semi-conducteur nouveau ?

On s'est aperçu qu'en prenant du gallium (métal liquide à 300 °C - 3 électrons en couche périphérique - symbole chimique : Ga) et en le mélangeant à l'arsenic (5 électrons en couche périphérique - symbole chimique : As) on obtenait à 1240 °C, un composé intermétallique : l'arséniure de gallium : Ga As, se comportant comme un semi-conducteur (avec 4 électrons en couche périphérique). Il est donc utilisé pour fabriquer des transistors, diodes, circuits intégrés.

Il convient pour des fréquences très élevées (domaine des GHz) (télécommunications par satellite) il peut, s'il est convenablement dopé, atteindre les longueurs d'onde de la lumière (diodes lumineuses ou LEDs). Son seuil de tension de la barrière de potentiel est légèrement supérieur à 2 V contre 0,7 V pour le silicium.

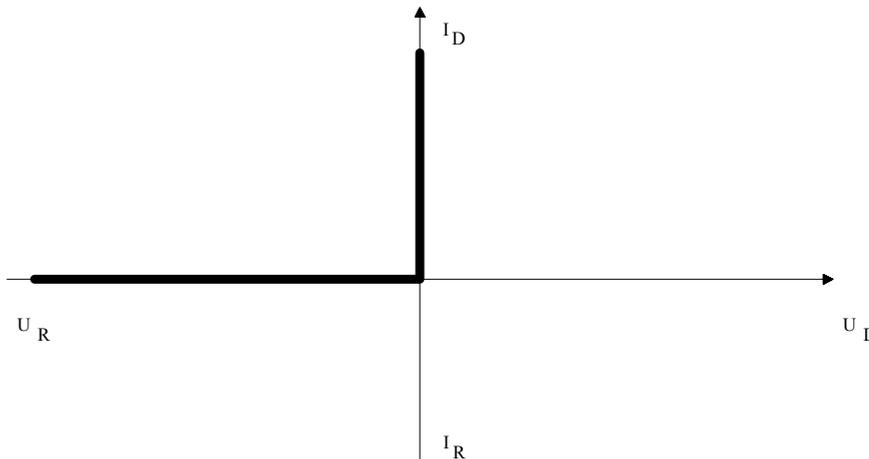
Il ne s'agit donc pas d'un semi-conducteur mais d'un composé intermétallique se comportant comme un semi-conducteur.

Son développement commercial est déjà très important et on le trouve dans de nombreuses applications.

4. LA DIODE

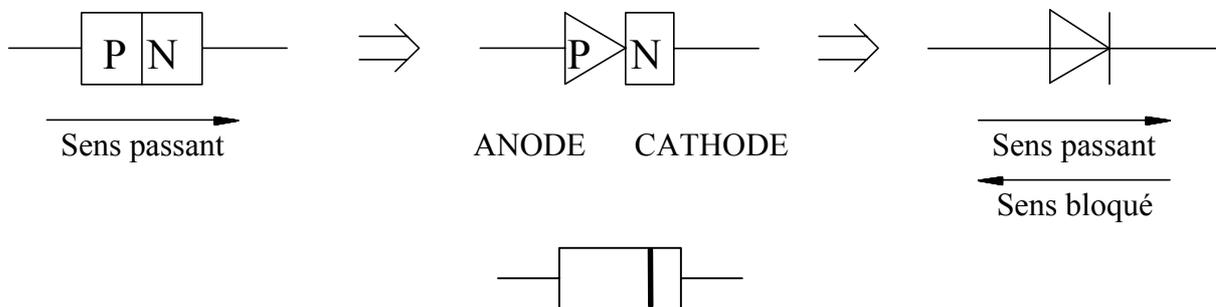
4.1 Diode idéale

Une jonction qui bloquerait totalement en inverse sans courant de fuite et sans claquage et qui conduirait un courant infini en direct sans chute de tension serait une diode idéale.



Cette diode est théorique, elle n'existe pas.

Symbole :

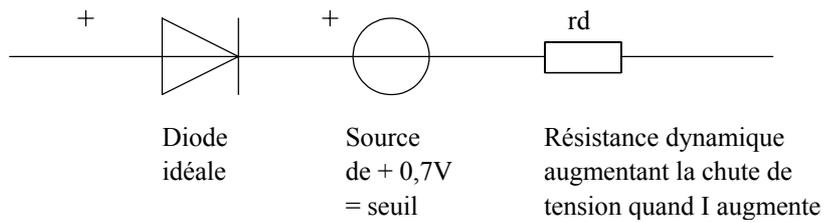


4.2 Diode réelle

La diode réelle se distingue de la diode idéale par

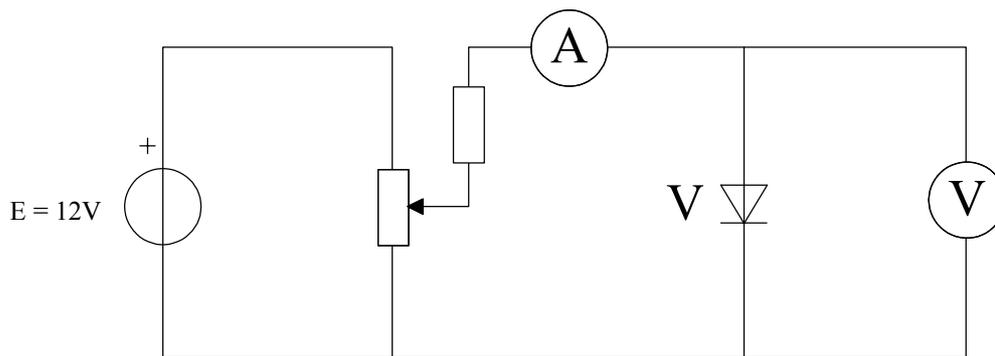
- Un seuil de tension dans le sens direct (0,7 V pour Si).
- Une chute de tension en direct qui dépend du courant (résistance du silicium dopé).
- Un seuil de tension qui varie en fonction de la température : il diminue de 2 mV chaque fois que la température augmente de 1 °C. C'est un coefficient de température négatif qui posera quelques problèmes dans le cas du transistor.
- Le blocage en inverse n'est pas parfait. Les courants de fuite de quelques nA à 20 °C double tous les 8 °C lorsque la température augmente.
- La tension inverse n'est pas infinie, le claquage apparaît en fonction de la construction de la diode.

Schéma équivalent de la diode réelle :

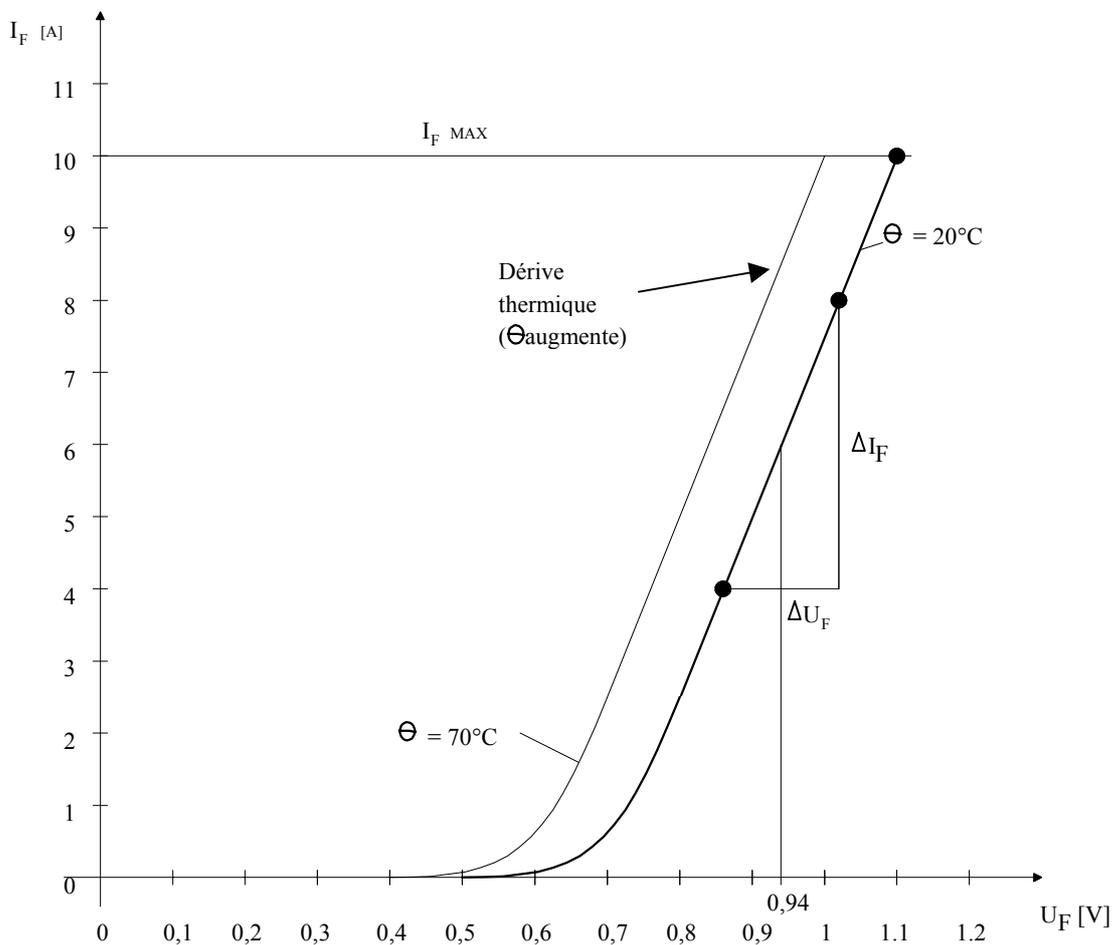


4.3 Caractéristique directe de la diode

Soit le montage ci-dessous :



Si l'on reporte sur graphique les résultats de la mesure, on obtient la fonction $I_F = f(U_F)$ (F pour forward (direct)).



- On trouve une zone jusqu'à 0,5 V où le courant est nul, on n'a pas vaincu la barrière de potentiel.
- A partir de 0,5 V, le courant s'établit et on est en présence d'un coude.
- A partir de 0,65 V et jusqu'à 1 V, la droite est comparable à celle d'une résistance.
- $I_{F\text{Max}}$ est la limite max. de courant imposée par le fournisseur de la diode mesurée. Au delà, il ne garantit plus que la diode puisse dissiper la puissance sans dépasser la limite de température de 150 °C. Cette puissance est égale à $I_D \cdot U_D = 10 \cdot 1 = 10 \text{ W}$ (pour 70° C).

Détermination de la résistance dynamique pour $I = 6 \text{ A}$ (voir graphique) :

On trace une tangente à la caractéristique par rapport au point $I_F = 6 \text{ A}$. On forme un triangle rectangle donnant l'écart ΔU_F pour l'écart correspondant ΔI_F et la résistance dynamique :

$$r_d = \frac{\Delta U_F}{\Delta I_F} = \frac{0,16}{4} = 40 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$r_d = 40 \text{ m}\Omega$$

On retrouve la chute de tension à $I_F = 6 \text{ A}$ par l'équation de la diode.

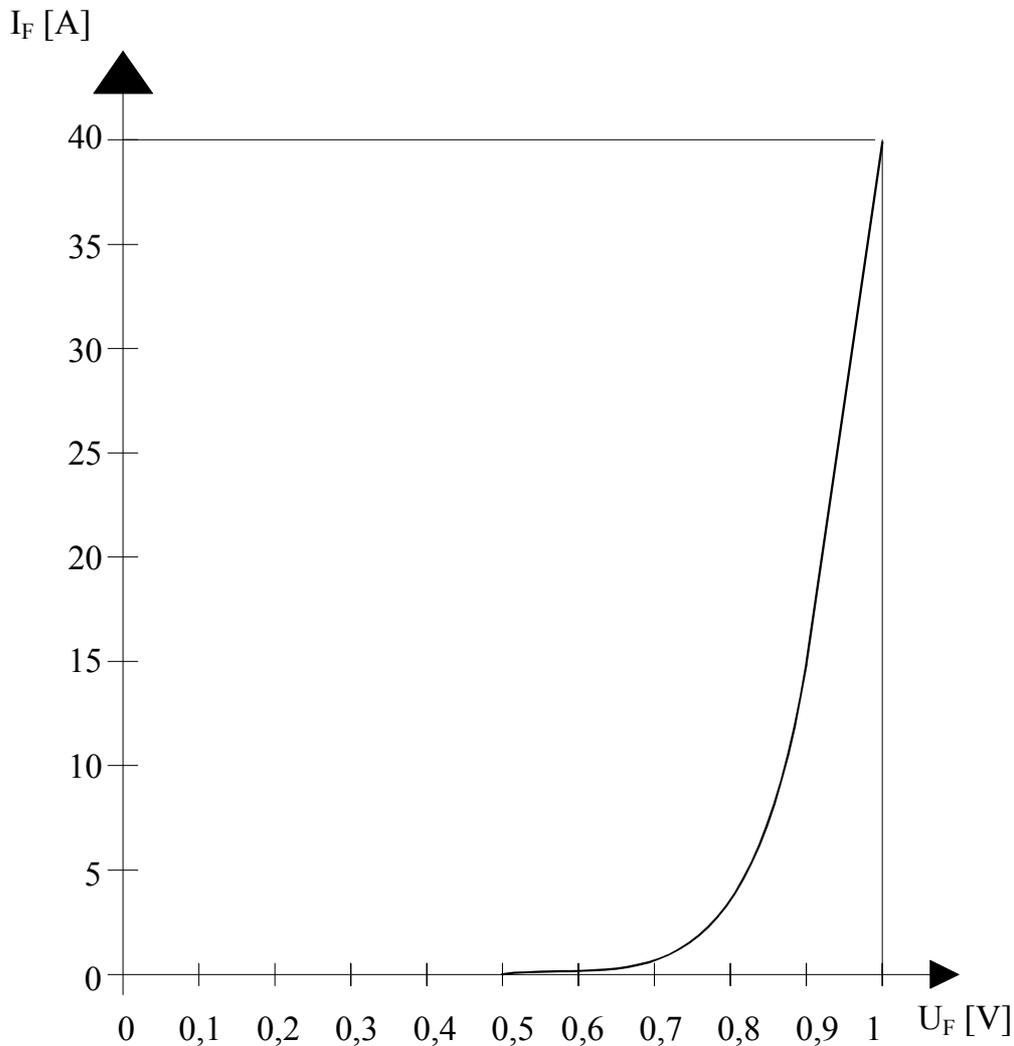
$$U_F = U_{\text{seuil}} + r_d \cdot I_D = 0,7 + (40 \cdot 10^{-3} \cdot 6) = 0,94 \text{ V}$$

$$U_F = 0,94 \text{ V}$$

Ce qui correspond à la lecture graphique.

Nous constatons que la valeur standard de 0,7 V pour U_F prise dans la plupart des calculs est suffisante, mais il faut savoir que la chute de tension aux bornes d'une diode d'alternateur automobile qui débite par exemple 30 A est supérieure à 0,7 V.

**Caractéristique d'une diode
d'alternateur (exemple)**



4.4 La dérive thermique

Lorsque la température d'une diode au silicium augmente, on constate que son seuil de tension diminue.

Le seuil de tension diminue de 2 mV chaque fois que la température augmente de 1 °C.

Si une diode a un seuil de tension de 0,7 V à 20 °C, ce seuil pour 120 °C sera

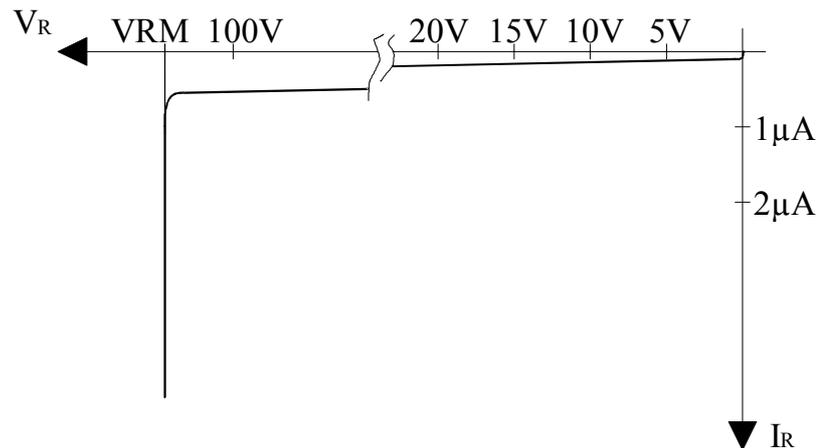
$$\Delta\Theta = 120 - 20 = 100 \text{ °C}$$

$$\Delta U = 2 \cdot 10^{-3} \text{ V} \cdot \Delta\Theta = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 100 = 0,2 \text{ V}$$

Seuil : $0,7 \text{ V} - 0,2 \text{ V} = 0,5 \text{ V}$

De même, pour une température inférieure à 20 °C, le seuil de tension va augmenter.

4.5 Caractéristique inverse de la diode



En inverse, la diode se présente comme une valve fermée.

Il existe un léger courant de fuite en inverse de l'ordre des dizaines de nanoampères à quelques microampères.

Attention : ce courant de fuite double tous les 8 °C d'augmentation de température.

Le blocage est assuré jusqu'à un certain point dépendant de la construction de la diode. Ce point va de quelques volts à plusieurs milliers de volts.

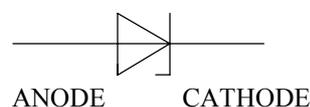
Lorsqu'on atteint cette tension de blocage ou tension d'avalanche, la diode se met à conduire brutalement et si aucune précaution n'est prise pour limiter le courant, elle sera détruite, d'où l'appellation courante de tension de claquage.

Certaines diodes sont construites pour travailler dans cette zone de claquage (diodes Zener, diodes de protection).

4.6 La diode Zener

C'est une diode destinée à la régulation de tension, c'est-à-dire qu'utilisée correctement, elle assure une tension constante et stable.

4.6.1 Symbole graphique



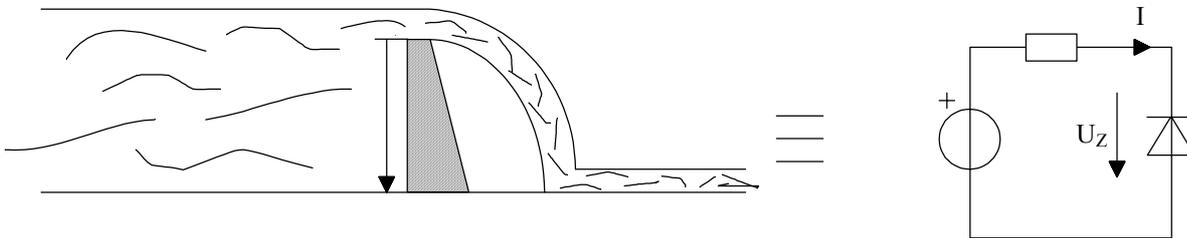
4.6.2 Fonctionnement

- En sens direct : cette diode fonctionne comme une diode conventionnelle et ne présente pas d'intérêt particulier.
- En sens inverse : c'est le domaine d'utilisation de la diode Zener.

La tension d'avalanche ou tension Zener* est bien définie, elle est précise et se situe, selon le modèle de diode, entre 2,4 et 200 V.

Le courant que peut supporter la diode Zener en inverse varie de quelques mA à quelques ampères. Toujours se référer aux indications du fabricant.

4.6.3 Comparaison hydraulique

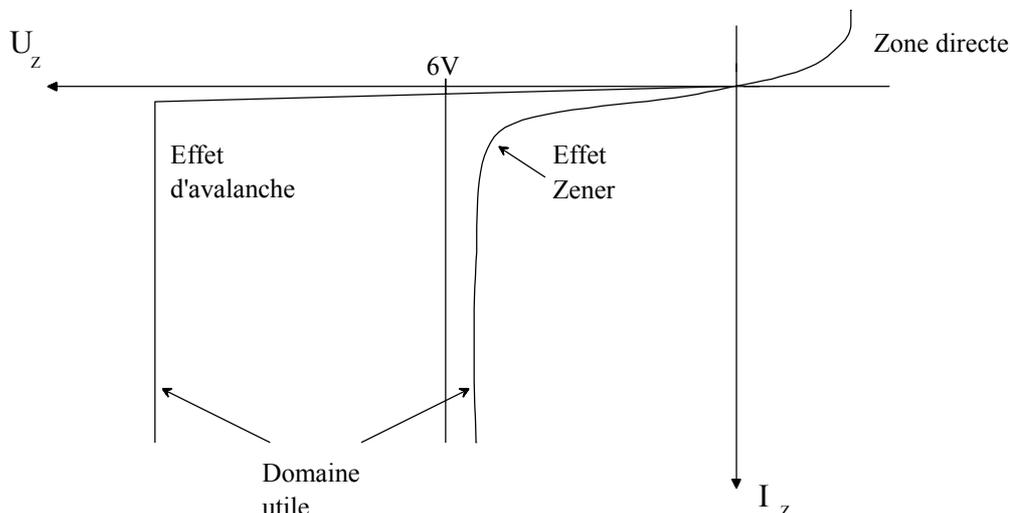


Il y a débit d'eau seulement si le niveau atteint et dépasse légèrement la hauteur du barrage.

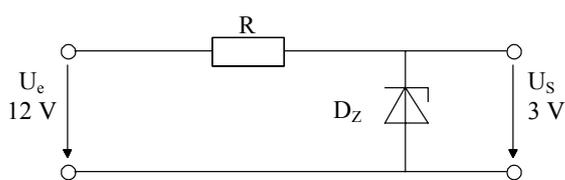
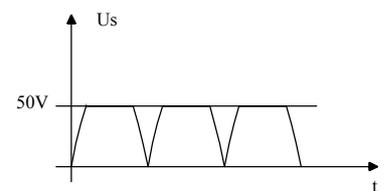
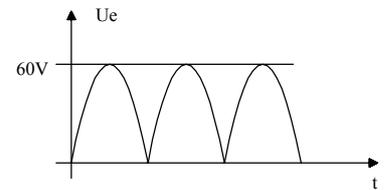
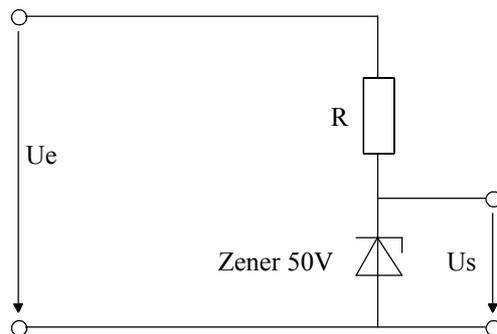
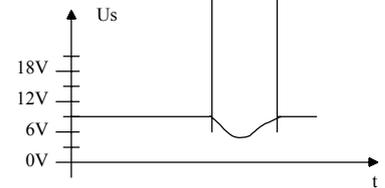
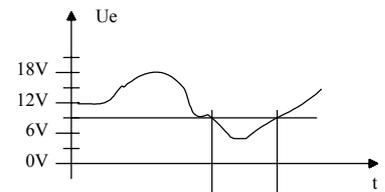
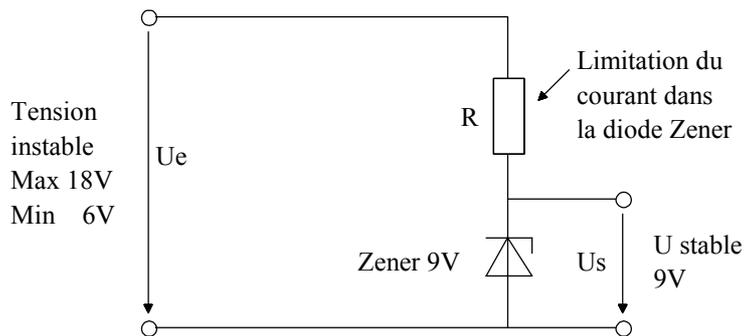
De même, la diode Zener conduira seulement à partir du moment où la tension qui lui est appliquée est supérieure à la tension Zener. Dès que la diode conduit, elle offre très peu de résistance au passage du courant. Attention à respecter les limitations de courant en ajoutant une résistance en série. Sans cela, la diode Zener peut être détruite.

- * Remarque : On parle de tension Zener entre 2,4 et 6 V, le passage en conduction inverse est progressif. On parle de tension d'avalanche à partir de 6 V, le passage en conduction inverse est brutal.

4.6.4 Courbe caractéristique de la diode Zener



4.6.5 Exemples d'application



On veut créer une tension de référence de 3 V à partir d'une source de 12 V.

On choisit une diode Zener de 3 V pour laquelle le fabricant recommande un courant nominal de 15 mA. Quelle devra être la valeur de R ?

Tension aux bornes de R : $U_R = U_e - U_s = 12 - 3 = 9 \text{ V}$

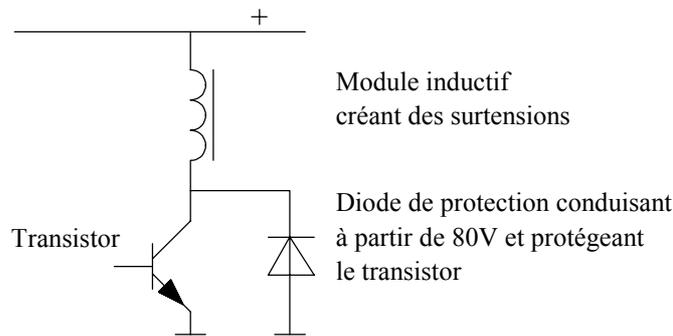
Courant dans R = 15 mA : $R = \frac{U_R}{I} = \frac{9}{15 \cdot 10^{-3}} = 600 \Omega$

4.7 Les diodes de protection

Ces diodes sont principalement destinées à protéger les semi-conducteurs contre les surtensions dangereuses.

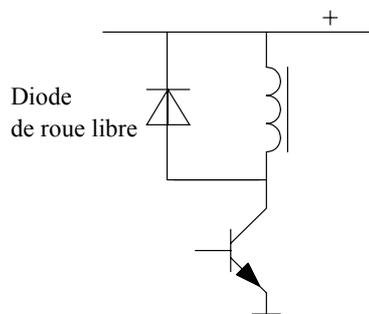
Une construction particulière leur permet de conduire un courant important en inverse (jusqu'à 1/3 du courant direct en permanence).

Comme les diodes Zener, on les branche en inverse.



La mise en conduction des diodes de protection est rapide, elle assure ainsi une protection immédiate.

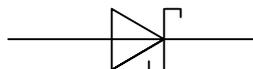
Il est à noter que les diodes destinées au redressement sont parmi les plus lentes à se mettre à conduire (construites pour le redressement de 50 Hz et jusque vers 500 Hz).



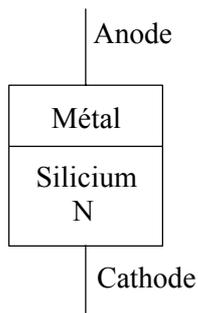
Si la mise en conduction de la diode est trop lente au moment de la surtension, une tension dangereuse a le temps d'apparaître sur le transistor pouvant entraîner des dommages.

4.8 Les diodes Schottky

4.8.1 Symbole



4.8.2 Principe



Dans ce cas, il n'y a plus de jonction silicium N - silicium P. On a une plaquette de silicium N sur laquelle on dépose un métal :

- Chrome (Cr)
- ou
- Platine-Nickel (Pt-Ni)

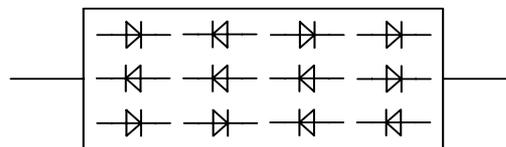
On obtient les propriétés suivantes :

- Faible seuil de tension en direct de 0,2 à 0,3 V.
Cette diode remplace les diodes au germanium.
- Temps de mise en conduction pratiquement nul, c'est la plus rapide de toutes les diodes.

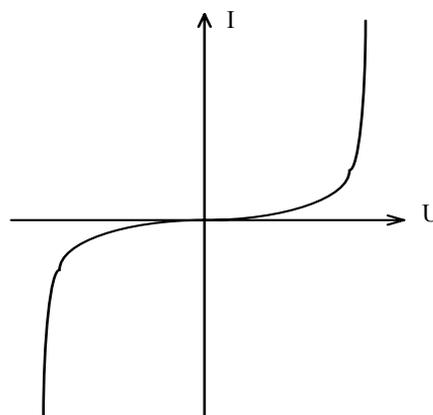
Elle convient pour la commutation rapide, pour les fréquences élevées.

4.9 La VDR

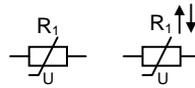
Les varistances ou VDR (V..... D..... R.....) sont des résistances dont la valeur est fonction de la tension. Elles sont constituées de poudre de carbure de silicium, frittée à des températures élevées en faisant intervenir des liants. La résistance de contact entre les particules de carbure de silicium est largement dépendante de la tension. Le fonctionnement d'une varistance s'explique par le nombre élevé de jonctions PN dont elle est composée :



4.9.1 Caractéristique d'une VDR



4.9.2 Symbole de la VDR



4.9.3 Boîtier d'une VDR



4.9.4 Application de la VDR

Les VDR sont surtout utilisées dans les circuits pare-étincelles et dans les circuits stabilisateurs de tension. Lorsque utilisée dans les circuits en pare-étincelles, la VDR peut être montée en à la fois sur la charge inductive et sur le contact de commutation. Dans les deux cas, la VDR joue le même rôle que la diode de roue libre, elle empêche que toute la tension d'induction arrive à la hauteur du contact.

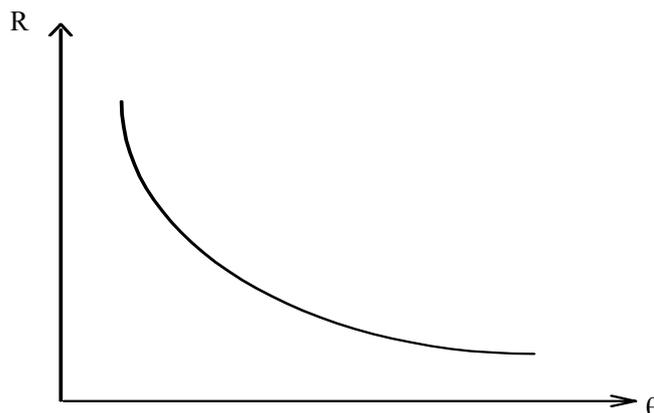
4.10 Résistances NTC

Les résistances NTC ont une valeur de résistance qui diminue lorsque la température augmente, d'où la désignation qui se traduit par C..... de T..... N.....

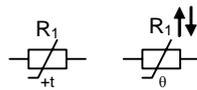
La conductivité d'une substance dépend du nombre de porteurs de charges libres et de leur mobilité, celle-ci diminuant lorsque la température augmente, à cause de la plus grande agitation des atomes. La réduction de la valeur de résistance dépend de l'accroissement du nombre de porteurs de charges libres. Dans un semi-conducteur, il y a augmentation d'électrons libres et de trous lorsque la température augmente. C'est pourquoi les résistances NTC sont faites de matériaux semi-conducteurs.

Les semi-conducteurs ne comprennent pas que des éléments comme le germanium et le silicium, ils comprennent également des composés chimiques ayant des propriétés semi-conductrices. Les résistances sont fabriquées aussi à partir d'oxyde de fer, de nickel et de cobalt, auxquels sont adjoints d'autres oxydes pour augmenter la stabilité des composants. Ces oxydes sont frittés, c'est-à-dire pressés avec un liant sous haute pression à des températures élevées.

4.10.1 Caractéristique de la résistance d'une NTC



4.10.2 Symbole de la NTC



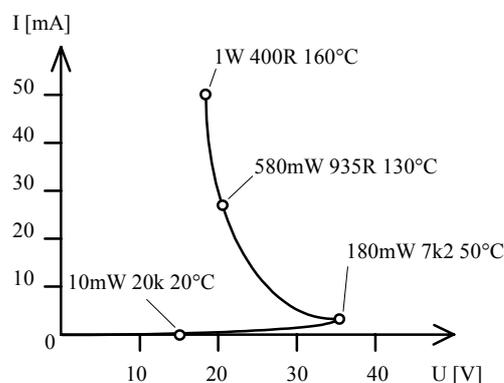
4.10.3 Boîtier d'une NTC



4.10.4 Applications de la NTC

Il existe deux possibilités de varier la résistance des composants NTC, soit en agissant sur la température ambiante soit en faisant varier la charge électrique du composant. Dans le premier cas, le courant doit être infime si l'on veut éviter toute hausse de température dans le composant due à la puissance électrique dissipée. C'est selon cette méthode que l'on utilise les résistances NTC pour mesurer les températures ou les régler. On exploite la deuxième possibilité pour allonger le temps de commutation dans les relais.

La caractéristique $I = f(U)$ ci-dessous, nous montre que pour une NTC ayant une résistance à 20°C de $20\text{ k}\Omega$, aucun effet d'auto-échauffement ne se produit jusqu'à environ 14 V (10 mW). La NTC peut donc être utilisée dans cette portée pour réaliser des mesures de températures. A des tensions plus élevées, la dissipation d'énergie est plus grande, la température de la NTC devient beaucoup plus élevée et sa valeur de résistance diminue.



4.11 Résistances PTC

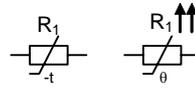
Les résistances PTC ont une valeur de résistance qui augmente lorsque la température augmente, d'où la désignation qui se traduit par C..... de T.....
P.....

Les résistances PTC sont composées de titanate de baryum fritté, mélangé d'oxydes métalliques ou autres additifs.

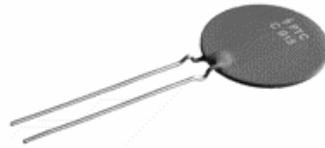
Ce n'est que dans une plage de température relativement réduite, autour de la température de Curie, que la valeur de résistance augmente lorsque la température augmente. Dans cette région de la courbe, une très légère hausse de la température entraîne un accroissement considérable de la résistance. Le coefficient de température, dans cet écart, varie jusqu'à $+0.6/\text{K}$, c'est à dire que pour un accroissement de 1% de la température, la résistance augmente de 60%. La résistance à

froid des résistances PTC est comprise entre 20 et 100 Ω , l'accroissement de résistance le plus prononcé a lieu entre 50°C et 120°C et la résistance à chaud est de quelques dizaines de k Ω .

4.11.1 Symbole de la PTC

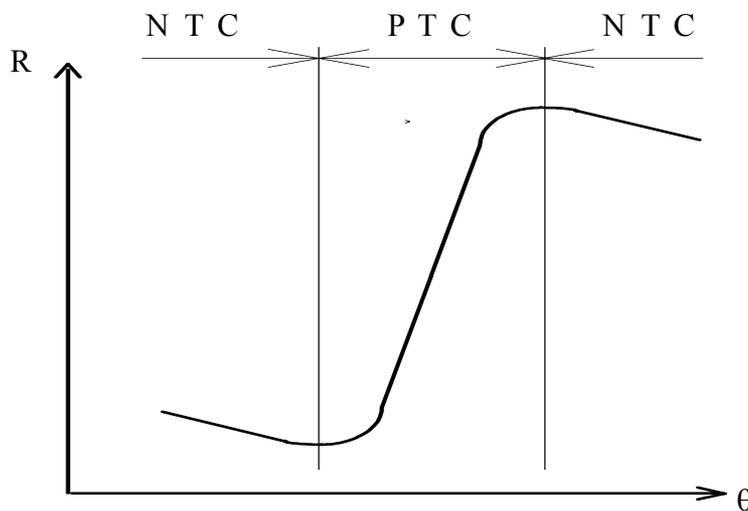


4.11.2 Boîtier d'une PTC



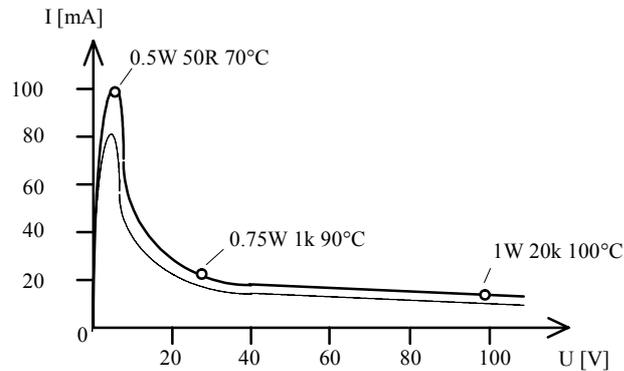
4.11.3 Caractéristique de la PTC

La caractéristique $R = f(\theta)$ nous montre la variation de la résistance PTC lors d'un échauffement extérieur, à partir de la température ambiante. Pour effectuer cette mesure, il faut s'assurer que la puissance électrique dissipée dans la résistance PTC soit suffisamment basse et qu'elle ne provoque pas de hausse de la température.



La figure suivante représente la caractéristique $I = f(U)$ d'une résistance PTC. Dans le cas de faibles tensions, il est impossible de déceler l'auto-échauffement et la résistance PTC reste à un niveau faible. Dès que le point de transition est atteint, on observe une forte augmentation de la résistance et le courant diminue malgré l'augmentation de la tension.

Si la température ambiante est plus élevée, le point de transition est déjà atteint à de basses valeurs de dissipation. (Voir courbe en trait tillé)

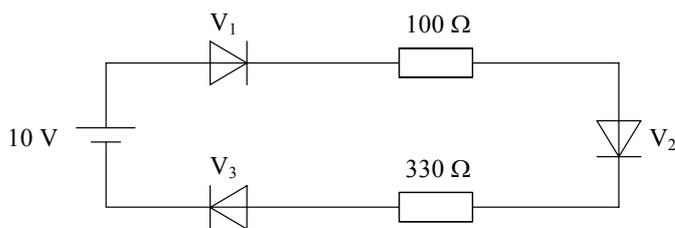


Comme pour les résistances NTC, on a pour les résistances PTC des applications soit avec échauffement externe par température ambiante, soit avec auto-échauffement dû à la dissipation.

4.12 Exercices

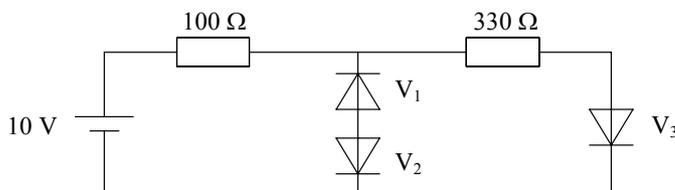
4.12.1 Exercice

Soient les montages ci-dessous :



$V_1 = V_2 = V_3$
 Useuil = 0,7 V
 $R_{dyn} = \text{négligeable}$

$I = ?$



$V_1 = V_2 = V_3$

$I = ?$

4.12.2 Exercice

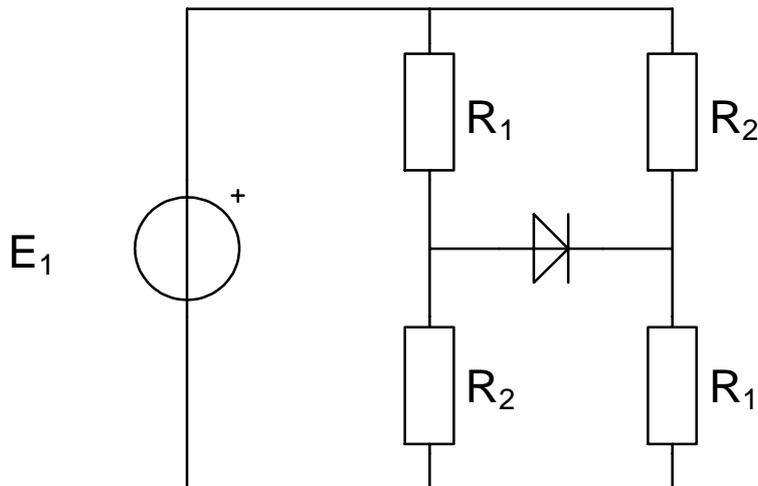
On désire brancher un rasoir électrique de voyage sur la prise allume-cigares d'une voiture.

Ce rasoir fonctionne sous une tension de 4,5 V et tire un courant I de 500 mA.

Dessiner le schéma d'une petite alimentation à diode Zener, et dimensionner les éléments ?

4.12.3 Exercice

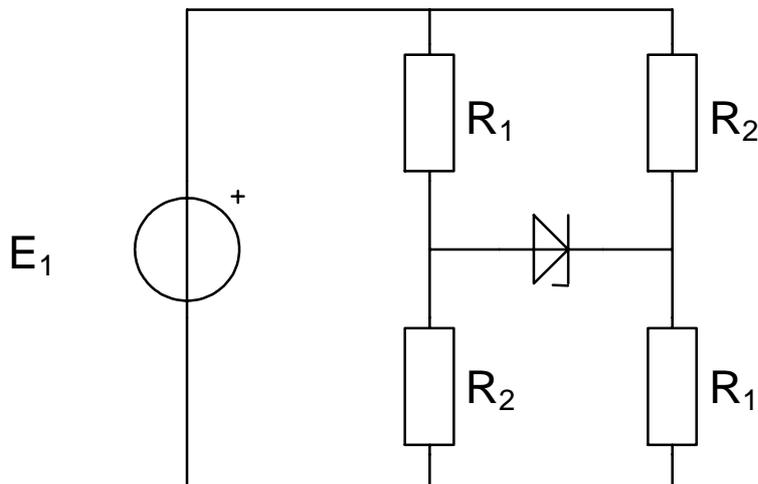
Calculer le courant dans la diode si $E_1 = +20\text{V}$ et -20V .



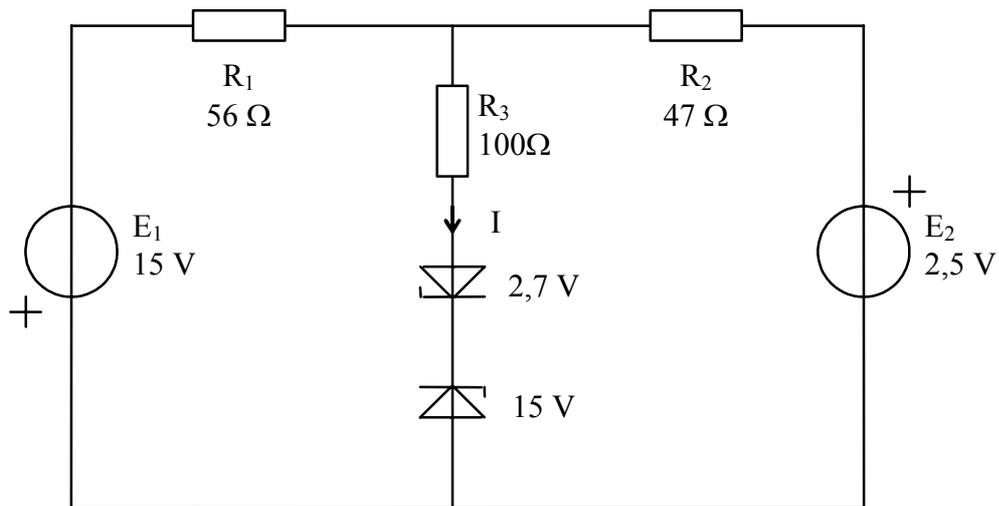
$$R_1 = 330 \, \Omega \quad R_2 = 220 \, \Omega \quad U_D = 0,7 \, \text{V}$$

4.12.4 Exercice

Calculer le courant dans la diode Zener si $E_1 = +20\text{V}$ et -20V .

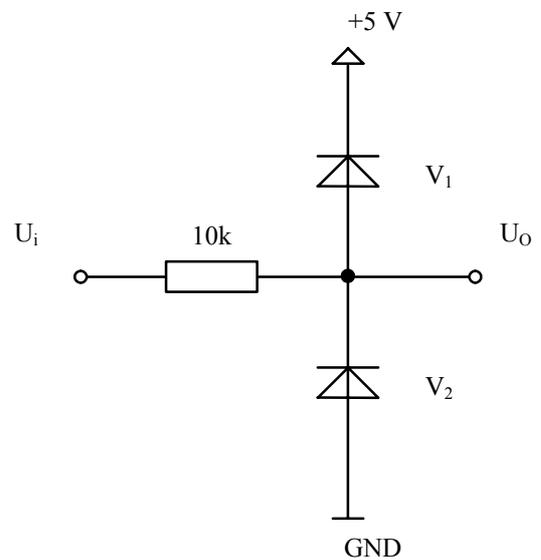


$$R_1 = 330 \, \Omega \quad R_2 = 220 \, \Omega \quad U_D = 0,7 \, \text{V} \quad U_Z = 2,7 \, \text{V}$$

4.12.5 ExerciceCalculer le courant I .**4.12.6 Exercice**Calculer U_O pour les tensions U_i suivantes:

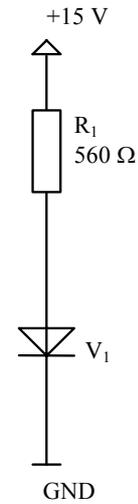
- a) +15 V
- b) +3 V
- c) 0 V
- d) -10 V

Diode: tension de seuil 0,6 V
résistance dynamique nulle



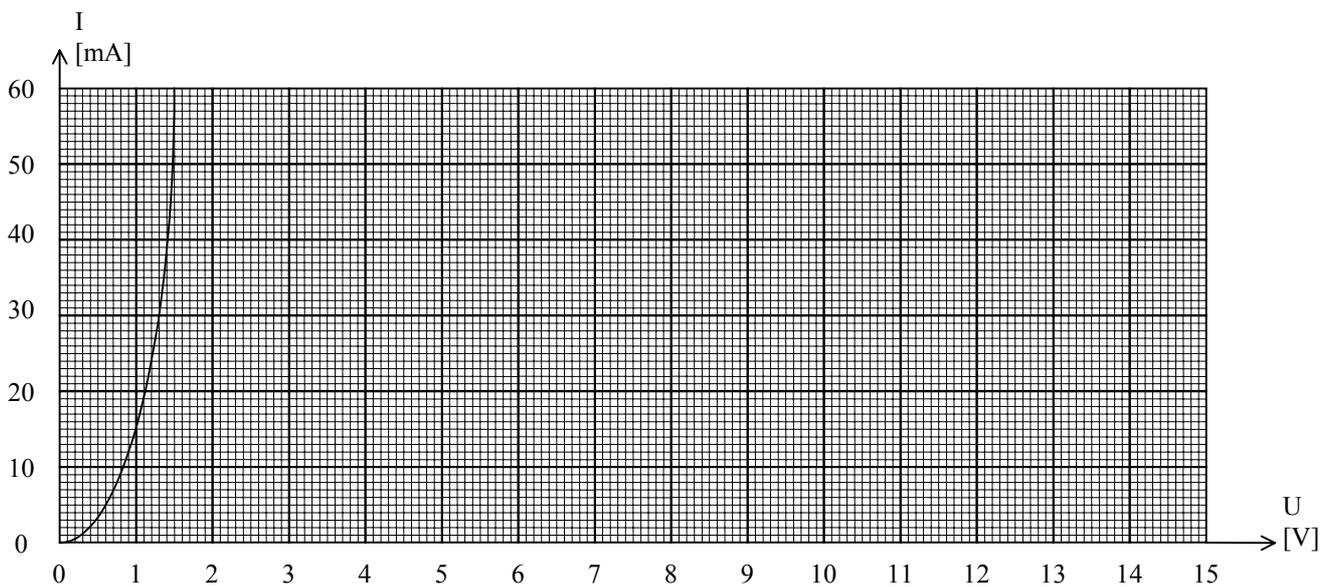
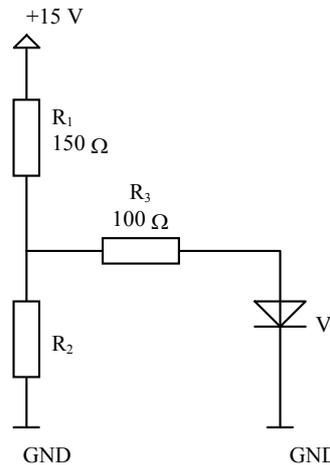
4.12.7 Exercice diode et droite de charge

Déterminer le courant, la tension et la puissance dissipée dans V_1 en utilisant la courbe du bas de la page.



4.12.8 Exercice diode et droite de charge

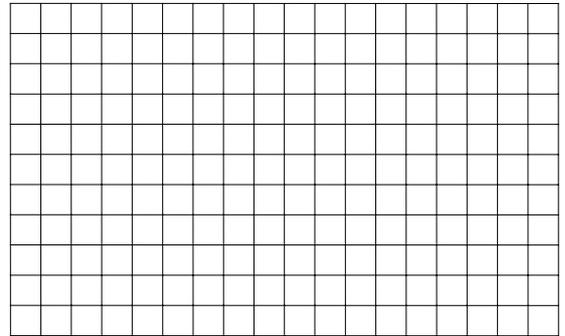
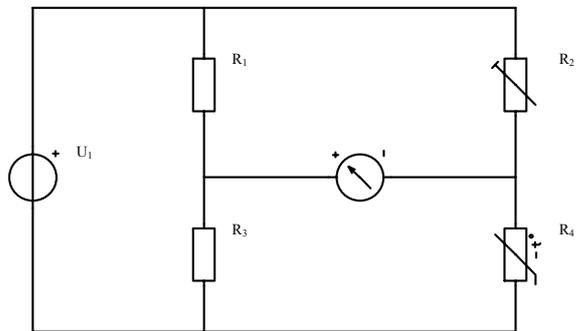
Déterminer la valeur de R_2 pour que le courant dans la diode V_1 soit de 50 mA en utilisant la courbe ci-dessous.



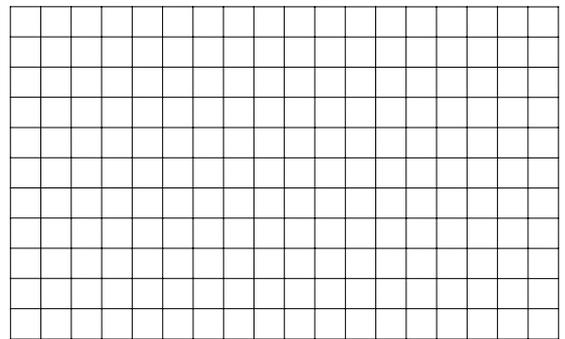
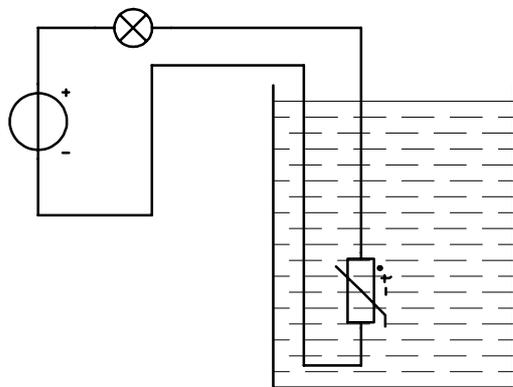
4.12.9 Applications de la NTC

Donner une brève explication des schémas ci-dessous.

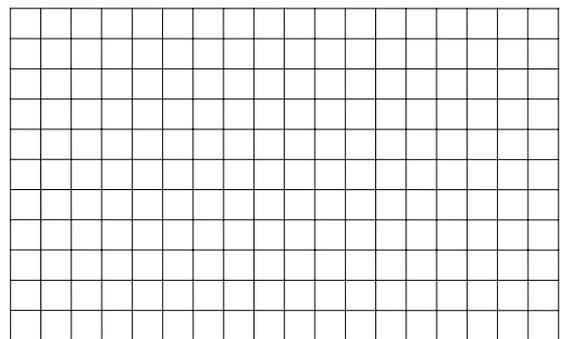
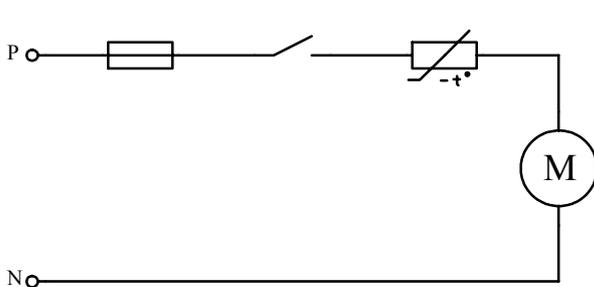
a)



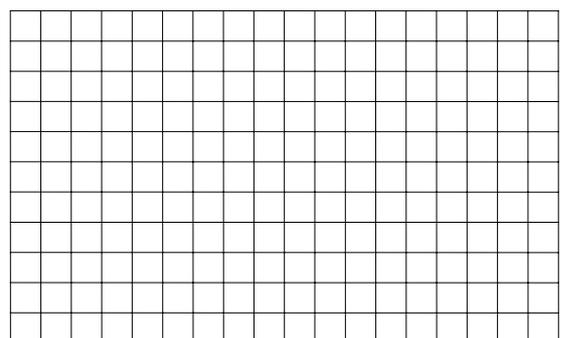
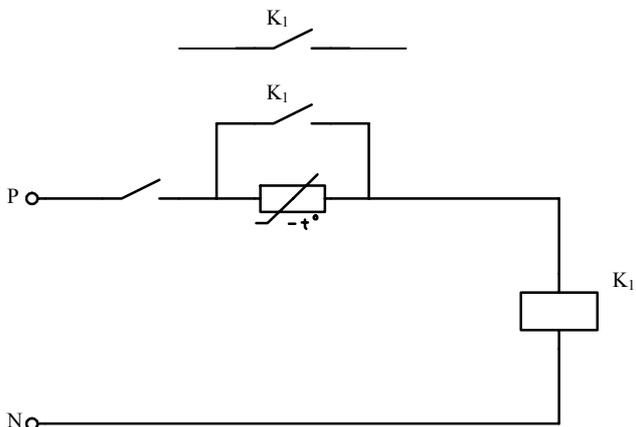
b)



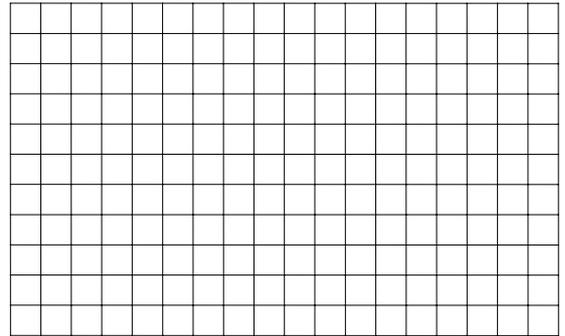
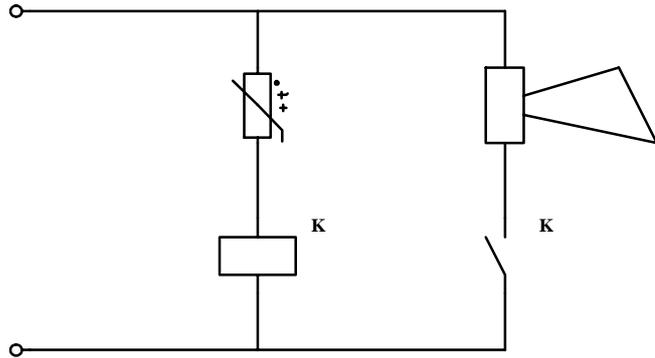
c)



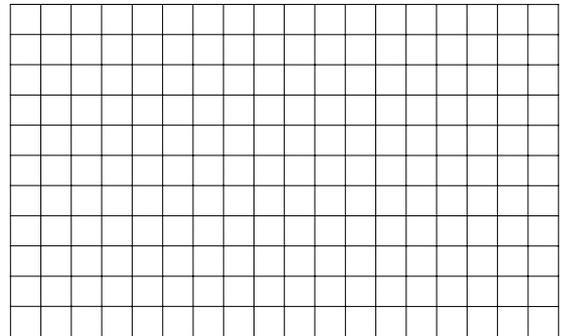
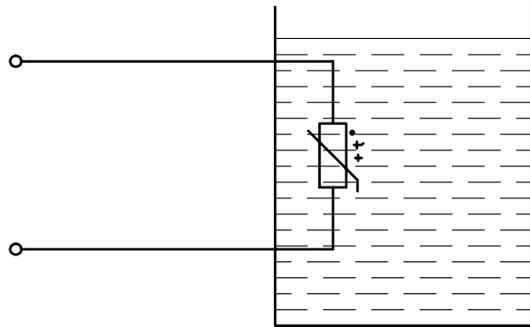
d)



d)



e)



5. LE FILTRAGE

5.1 Définition

Supposons un tamis avec des trous calibrés et contenant des boules en bois de différents diamètres.

Toutes les boules d'un diamètre inférieur à celui du trou vont tomber du tamis dans un bac.

Toutes les boules d'un diamètre supérieur à celui du trou vont rester dans le tamis.

Il y a donc eu filtrage ou tri des boules en deux catégories.

De même, un filtre de fréquence laissera passer des signaux à certaines fréquences et bloquera des signaux à d'autres fréquences.

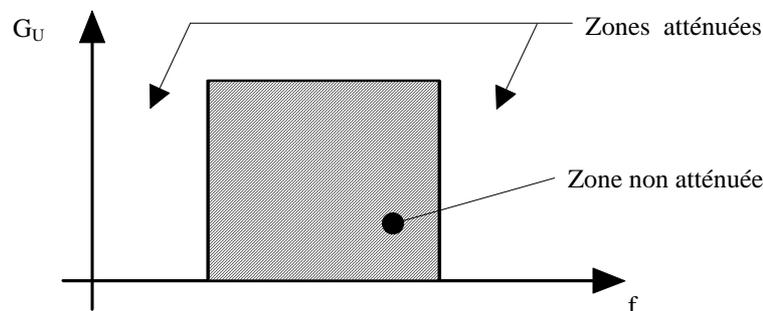
Un filtre est un sélecteur de fréquence et la bande de fréquence transmise s'appellera "bande passante" (non transmise = bande coupée).

Le gain en tension peut être défini par le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée:

$$G_u = \frac{U_s}{U_e}$$

5.1.1 Filtre idéal

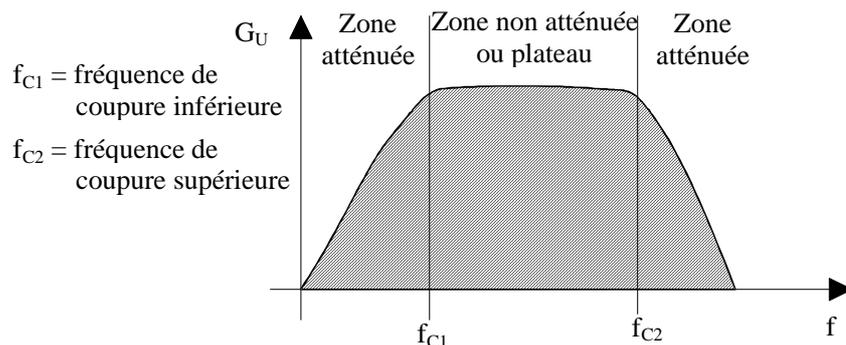
Un filtre idéal serait celui qui transmettrait toutes les fréquences utiles d'un signal en éliminant toutes les autres. Ce filtre n'existe pas.



5.1.2 Filtre réel

Le filtre réel ne coupe pas brusquement les fréquences en deux zones. L'atténuation est progressive.

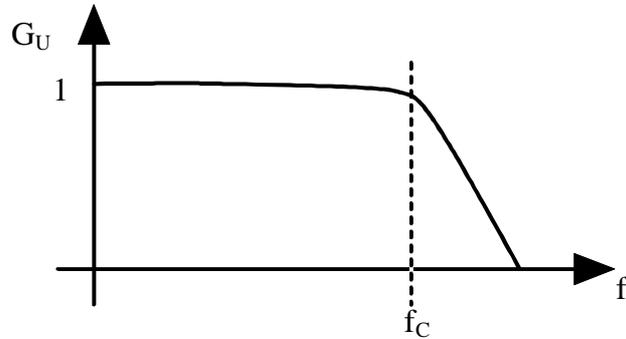
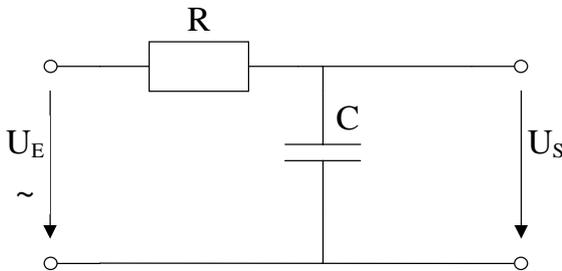
La zone où l'amplitude du signal commence à diminuer s'appelle "fréquence de coupure" et se note f_C .



5.2 Le filtre passe-bas

Tout comme notre tamis laisse passer les boules jusqu'à un certain diamètre, ce filtre laissera passer les fréquences à partir de la fréquence nulle (continue) jusqu'à une certaine fréquence de coupure supérieure.

5.2.1 Le filtre passe-bas R-C



La fréquence de coupure se calcule par :

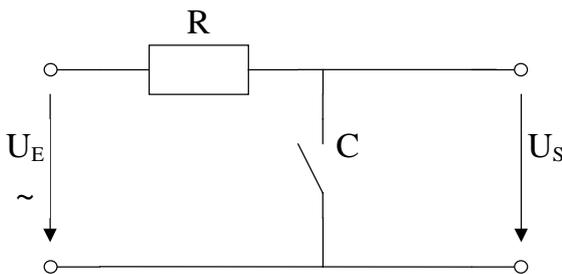
$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$	f_c en [Hz] R en [Ω] C en [F]
---	--

Les fréquences inférieures à f_c ne seront pas ou peu atténuées.

Les fréquences supérieures à f_c seront atténuées et ceci d'autant plus qu'elles seront élevées.

En raisonnant aux limites extrêmes, on peut admettre que :

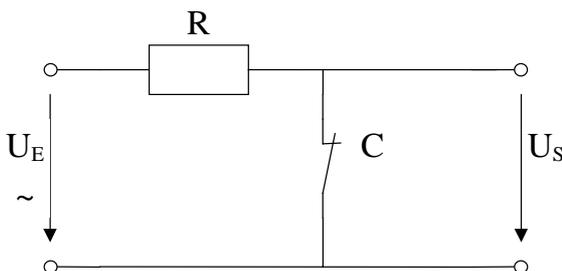
a) à fréquence nulle, la réactance de capacité est infinie et correspond à un interrupteur ouvert.



pour $f = 0$

$$U_s = U_e$$

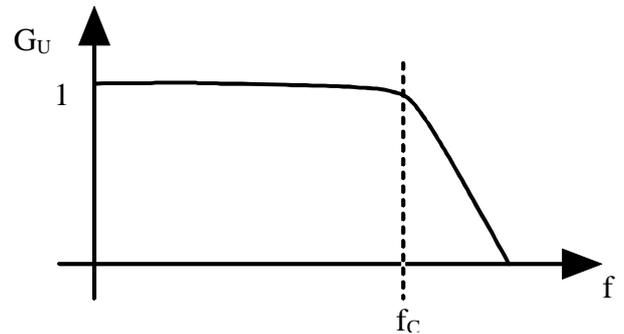
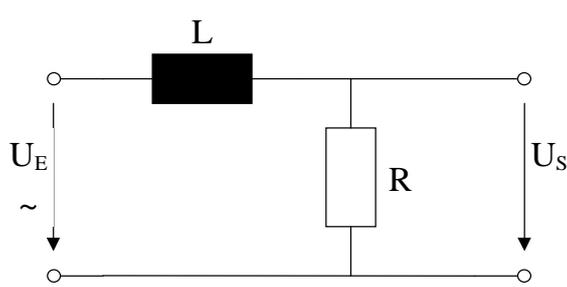
b) à fréquence très grande, la réactance de capacité est pratiquement nulle et correspond à un interrupteur fermé ou à un court-circuit.



pour $f = \infty$

$$U_s = 0V$$

5.2.2 Le filtre passe-bas L-R



La fréquence de coupure se calcule par :

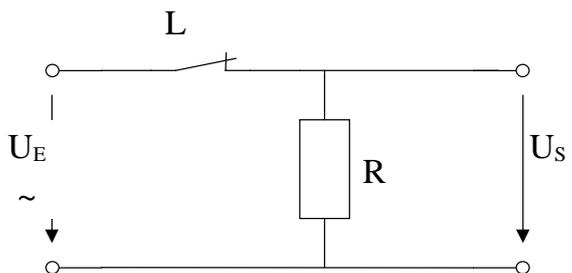
$f_c = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot L}$	fC en [Hz] R en [Ω] L en [H]
---------------------------------------	---

Le comportement est identique à celui du filtre R-C mais ce système est moins répandu du fait des inconvénients de la bobine :

- Rayonnement électromagnétique
- Encombrement et masse
- Prix élevé

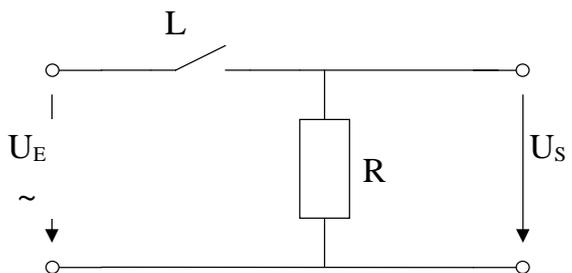
Pour les limites extrêmes, on obtient :

a) à fréquence nulle, la bobine a une impédance pratiquement nulle (résistance du cuivre) et correspond à un interrupteur fermé.



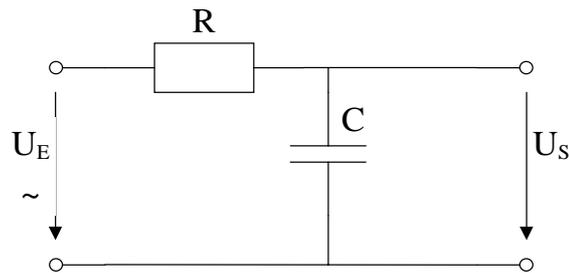
pour $f = 0$ $U_S = U_E$

b) à fréquence très grande, l'impédance de la bobine est infinie et correspond à un interrupteur ouvert.



pour $f = \infty$ $U_S = 0V$

5.2.3 Exemple

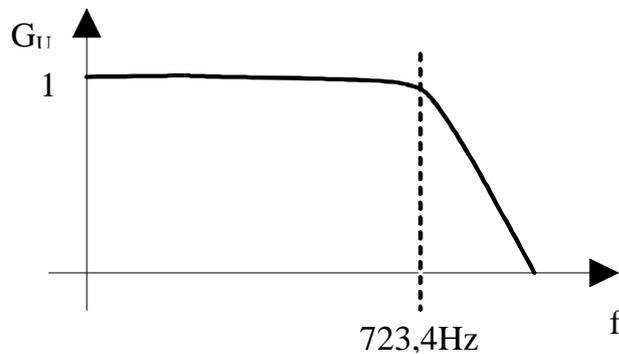


Soit un filtre passe-bas composé de $R = 2,2 \text{ k}$ et $C = 0,1 \mu\text{F}$

Sa fréquence de coupure sera

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2200 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}}$$

$$f_c = 723,4 \text{ Hz}$$



Pour obtenir le même résultat avec une bobine, il faudrait :

$$f_c = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot L} \Rightarrow L = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot f_c}$$

$$L = \frac{2200}{2 \cdot \pi \cdot 723} = 0,48 \text{ H}$$

Les fréquences jusqu'à 723 Hz ne seront pas atténuées.

Les fréquences à partir de 723 Hz seront atténuées et ce d'autant plus qu'elles seront élevées.

Ce type de filtre permettra l'élimination des parasites haute fréquence.

5.2.3.1 Exemple d'application du filtre passe-bas

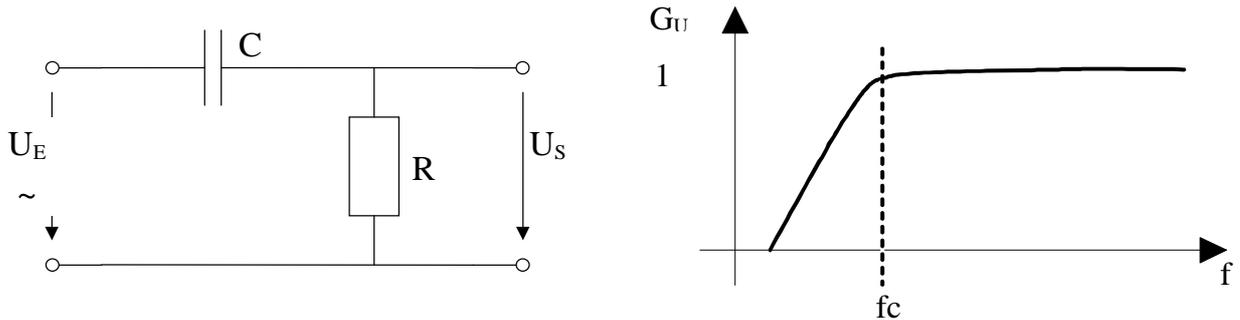
Filtre sur la ligne d'alimentation d'un autoradio : empêche les perturbations HF de pénétrer dans la radio par le câble d'alimentation.

5.3 Le filtre passe-haut

Si nous reprenons l'exemple du tamis, nous devons considérer comme éliminées les boules ayant passé dans les trous et comme retenues les boules de plus grand diamètre que le trou, restant dans le tamis.

De la même façon, un filtre passe-haut va éliminer les fréquences inférieures à une certaine fréquence de coupure (y compris le continu) et laissera passer les fréquences supérieures à cette fréquence de coupure.

5.3.1 Le filtre passe-haut C-R



Comme pour le filtre RC, la fréquence de coupure se calculera par :

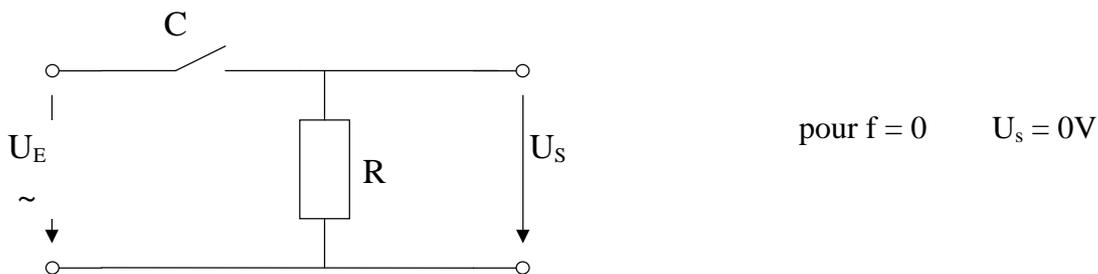
$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Les fréquences inférieures à f_c seront atténuées et ce d'autant plus qu'elles seront faibles.

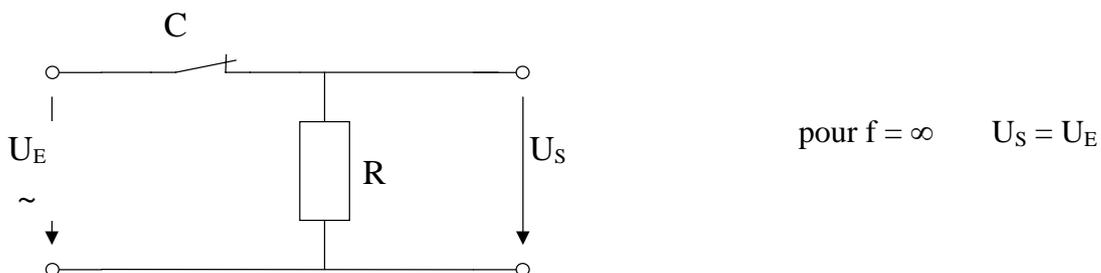
Les fréquences supérieures à f_c ne seront pas ou peu atténuées.

Pour les limites extrêmes, on obtient :

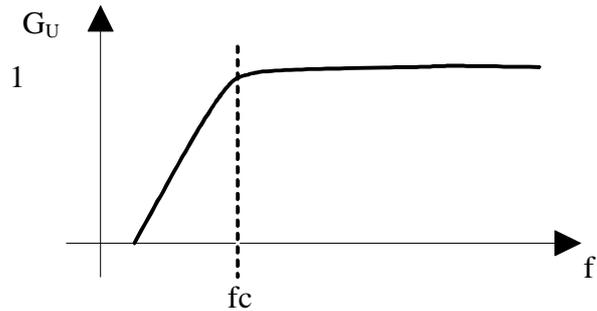
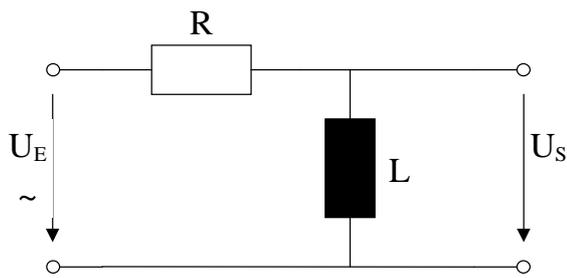
a) à fréquence nulle, la réactance de capacité est infinie et correspond à un interrupteur ouvert.



b) à fréquence très grande, la réactance de capacité est nulle et correspond à un interrupteur fermé.



5.3.2 Le filtre passe-haut R-L



La fréquence de coupure se calcule par :

$$f_c = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot L} \quad \text{comme pour le filtre LR passe-bas}$$

On constate donc qu'il suffit de croiser R et L ou R et C pour passer d'un filtre passe-bas à un filtre passe-haut et vice versa en gardant la même fréquence de coupure.

5.3.3 Exemple

On dispose de $R = 1 \text{ k}\Omega$ et on veut une fréquence de coupure à 1500 Hz pour un filtre passe-haut.

1^{ère} version : filtre CR

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \Rightarrow C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot f_c} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1000 \cdot 1500}$$

$$C = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$$

2^{ème} version : filtre RL

$$f_c = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot L} \Rightarrow L = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot f_c} = \frac{1000}{2 \cdot \pi \cdot 1500}$$

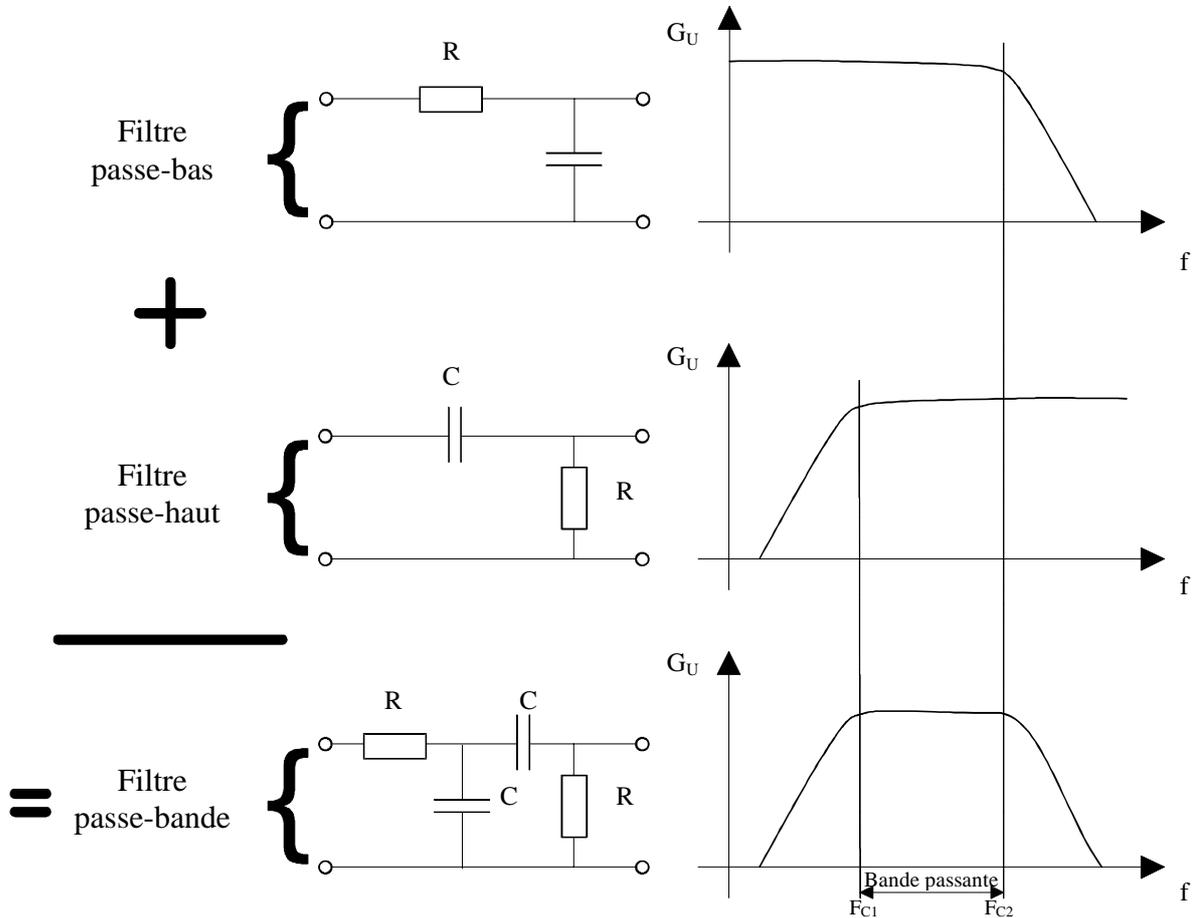
$$L = 0,1 \text{ H}$$

Ce filtre laissera passer les fréquences supérieures à 1500 Hz et atténuera les fréquences inférieures à 1500 Hz.

5.4 Le filtre passe-bande

Il est possible d'éliminer des fréquences basses ainsi que des fréquences hautes en gardant seulement une bande de fréquence entre les deux zones atténuées.

5.4.1 Principe



La mise en série d'un filtre passe-bas et d'un filtre passe-haut donne un filtre passe-bande dont la bande passante est comprise entre f_{C1} (fréquence de coupure passe-haut) et f_{C2} (fréquence de coupure passe-bas).

Condition : Il est impératif d'avoir $f_{C2} > f_{C1}$ sans cela il n'est pas possible d'obtenir une zone non atténuée.

5.5 Complément

5.5.1 Amplitude des signaux de sortie

Pour les représentations graphiques, on exprime l'amplitude du signal d'un filtre en décibels.

$$[dB] \text{ soit } \frac{1}{10} \text{ Bel} [B]$$

Le décibel est un rapport entre la tension d'entrée et la tension de sortie. Il se calcule par :

$$A = 20 \cdot \log \frac{U_s}{U_e}$$

A = atténuation en [dB]
 U_S = tension de sortie en [V]
 U_e = tension d'entrée en [V]

Sur les graphiques également, la fréquence est portée sur une échelle logarithmique. On a donc le même espace entre :

0,1 Hz - 1 Hz - 10 Hz - 100 Hz - 10³ Hz - 10⁴ Hz - etc.

Sur un graphique, on aura 0 dB dans le plateau ou en bande passante.

On aura -3 dB à la fréquence de coupure et dans la zone d'atténuation, l'amplitude diminuera de 20 dB chaque fois que l'on franchit une décade (de 1 Hz à 10 Hz, de 10 Hz à 100 Hz, de 100 Hz à 10³ Hz, etc.).

5.5.2 Phase des signaux de sortie

Dans la zone non atténuée, le signal de sortie est en phase avec le signal d'entrée.

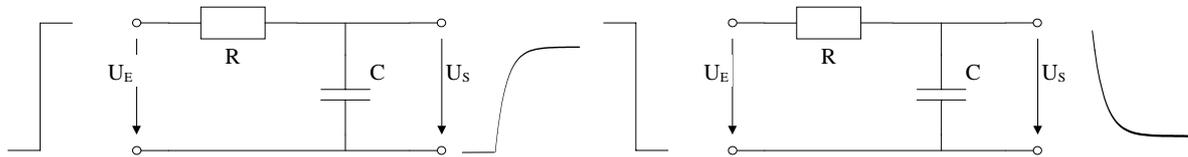
A la fréquence de coupure, le signal de sortie est déphasé de 45° par rapport au signal d'entrée :

- en retard pour les filtres passe-bas
- en avance pour les filtres passe-haut Dans la zone atténuée, le déphasage va atteindre 90° entre signal d'entrée et signal de sortie :
- en retard pour les filtres passe-bas
- en avance pour les filtres passe-haut

5.6 Rappels

5.6.1 L'intégrateur

Lorsqu'un filtre passe-bas reçoit un signal rectangulaire, il en modifie la forme en fonction du temps de charge du condensateur à travers la résistance. C'est un intégrateur.



La constante de temps du circuit s'exprime par :

$$\tau = R \cdot C$$

τ en [S]
 R en [Ω]
 C en [F]

On admet que le signal de sortie U_S a atteint le niveau de U_e après une durée de 5τ .

La tension U_S peut se calculer à tout instant :

- pour un front de tension montant

$U_S = U_e \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$	U_S = tension de sortie en [V] U_e = tension d'entrée en [V] e = nombre de Neper ($e = 2,718$) t = temps au bout duquel on veut connaître U_S en [s] τ = constante de temps en [s]
---	---

- pour un front de tension descendant

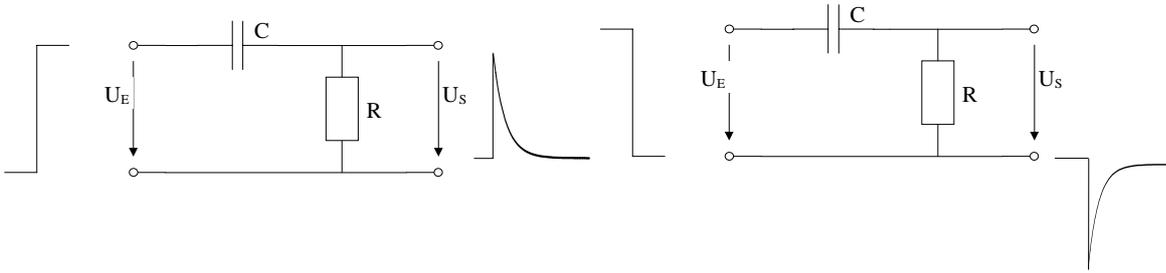
$U_S = U_e \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$	U_S = tension de sortie en [V] U_e = tension aux bornes de C avant le front descendant en [V] e = nombre de Neper ($e = 2,718$) t = temps au bout duquel on veut connaître U_S en [s] τ = constante de temps en [s]
---------------------------------------	--

Remarque : on obtient le même comportement avec le circuit L-R. La constante de temps est alors :

$\tau = \frac{L}{R}$	τ = constante de temps en [s] L = inductance en [H] R = résistance en [Ω]
----------------------	---

5.6.2 Le dérivateur

Lorsqu'un filtre passe-haut reçoit un signal rectangulaire, il en modifie la forme en fonction du temps de charge du condensateur à travers la résistance. C'est un dérivateur.



La constante de temps et le temps de stabilisation du signal de sortie sont identiques à ceux de l'intégrateur.

La tension U_S se calcule par :

- pour un front de tension montant

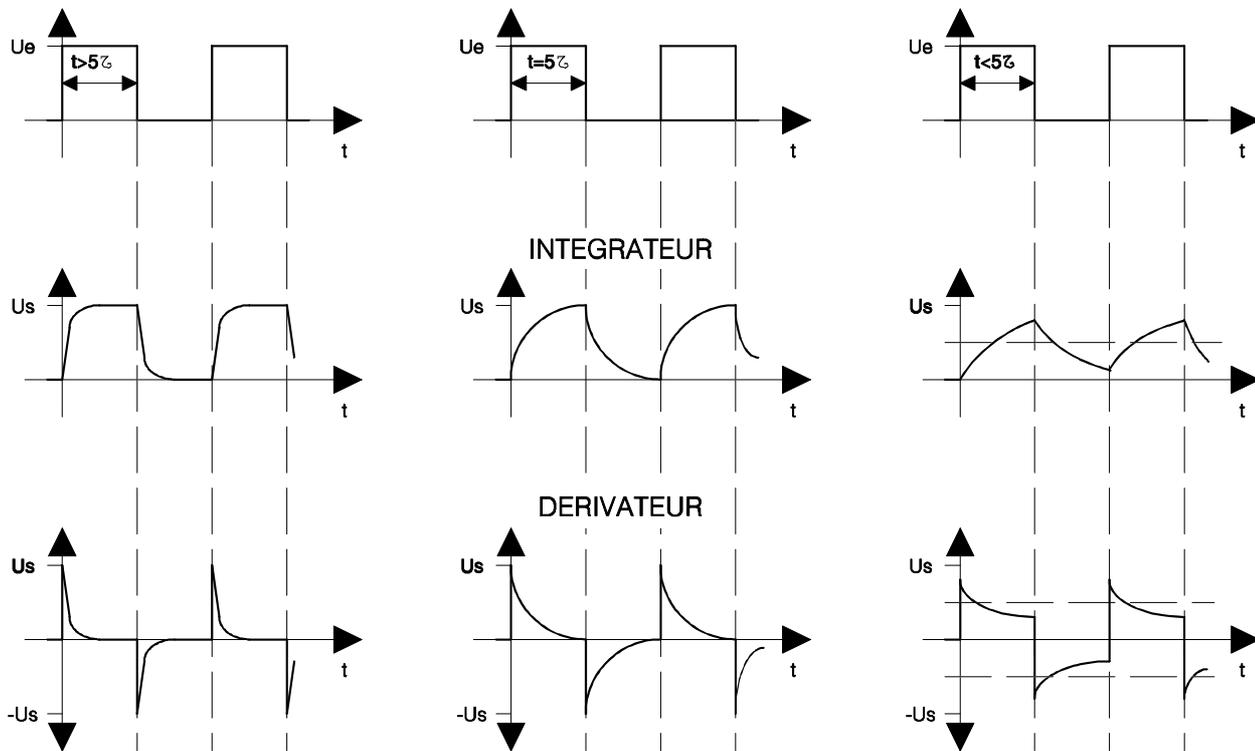
$$U_S = U_e \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

- pour un front de tension descendant

$$U_S = -U_e \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Remarque : on obtient le même comportement avec le circuit R-L pour lequel $\tau = \frac{L}{R}$

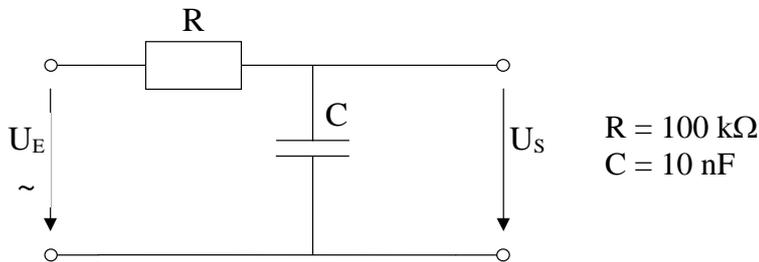
5.6.3 Résumé



5.7 Exercices

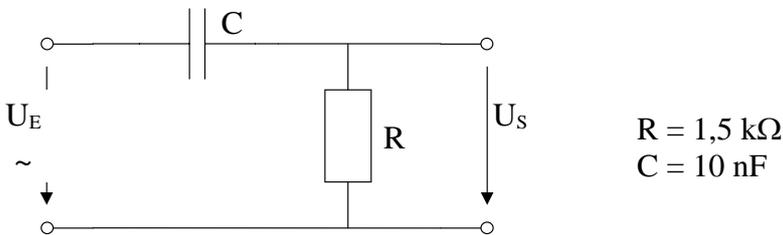
5.7.1 Exercice

Calculer la fréquence de coupure du filtre ci-dessous



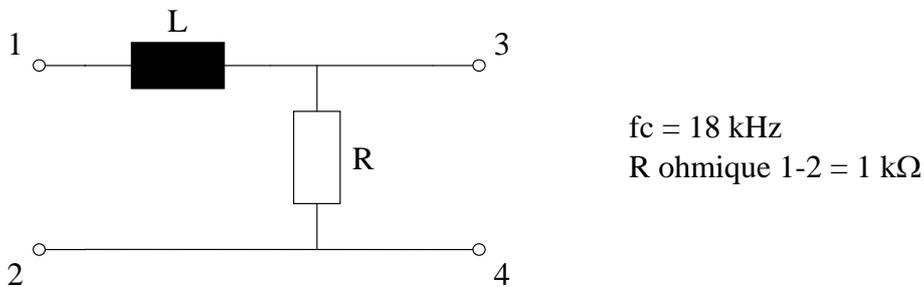
5.7.2 Exercice

Calculer et dessiner la courbe de réponse du filtre ci-dessous



5.7.3 Exercice

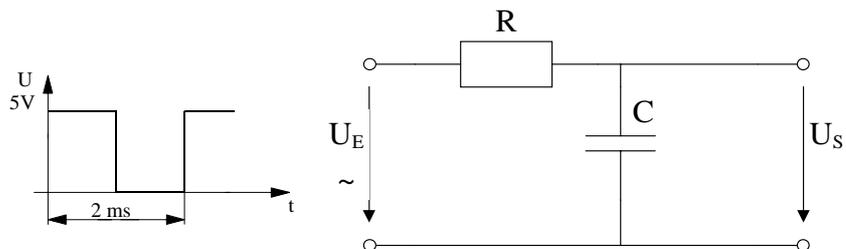
Soit le filtre ci-dessous :



Quel genre de filtre est-ce ?

Quelle est la valeur de L ?

5.7.4 Exercice



Calculer et dessiner l'impulsion de sortie si $R = 1\text{k}\Omega$ et $C = 100\text{nF}$

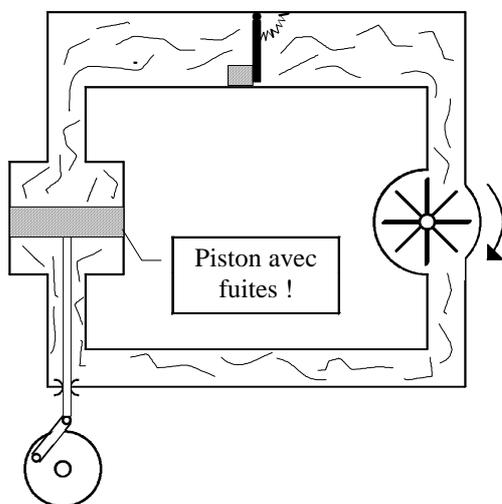
6. LES MONTAGES A DIODES

6.1 Introduction

Les diodes sont principalement utilisées pour le redressement des tensions alternatives, on les appelle alors "redresseurs" (en anglais : "rectifier").

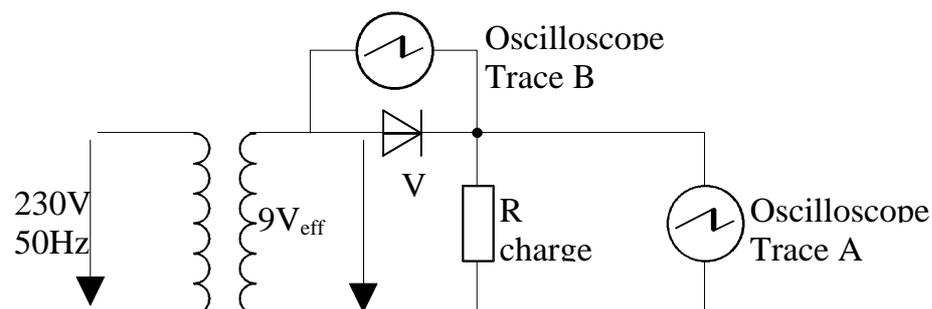
6.2 Le redressement mono alternance

6.2.1 Modèle hydraulique



La roue à aubes, représentant la charge du circuit, ne tournera que dans un sens. Dans notre exemple, ce sera le sens horaire.

6.2.2 Montage à diode



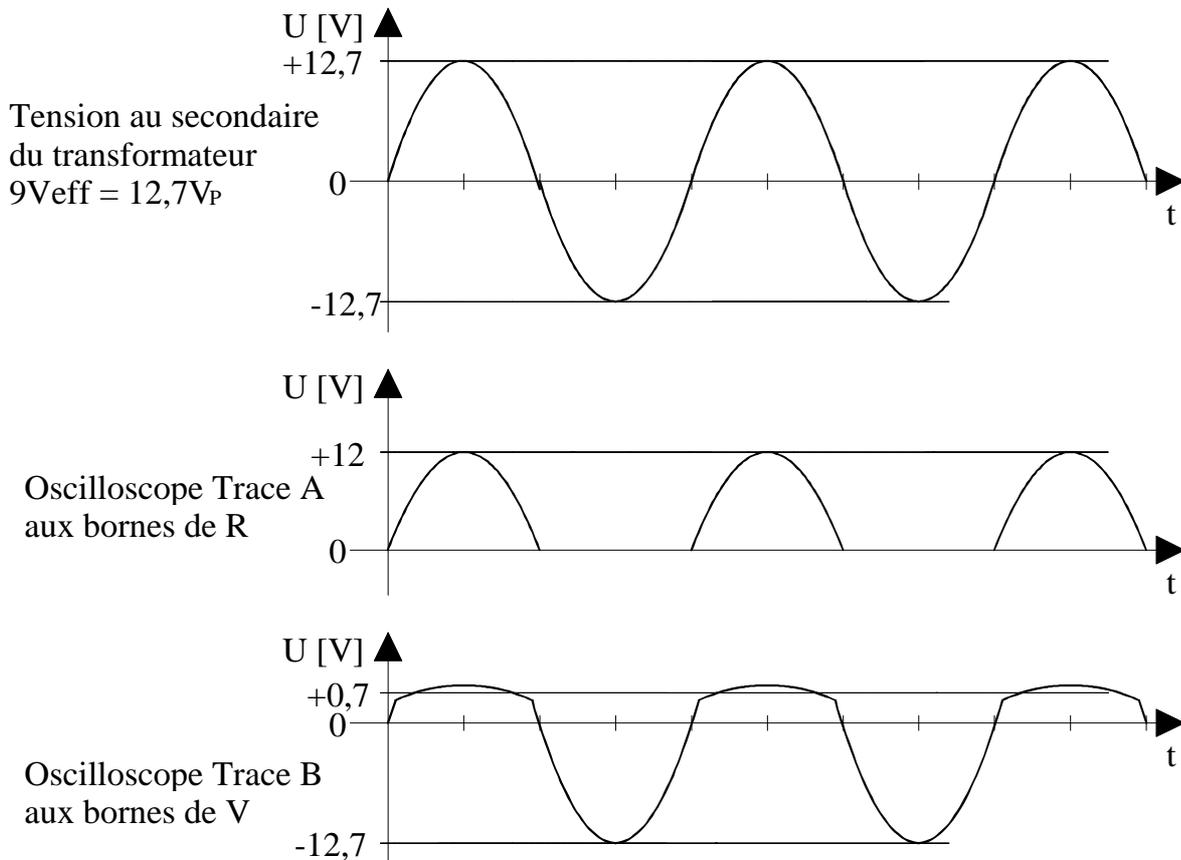
Remarque

U_2 = Tension du secondaire du transformateur

U_0 = Tension de sortie du montage

Ces deux tensions seront différentes si le transformateur est à point milieu (Pleine onde)

6.2.3 Diagramme des temps



6.2.4 Description

a) Alternance positive

La diode laisse passer le courant dès que son seuil de tension est dépassé.

On admet une chute de tension moyenne de 0,7 V.

Cette chute de tension dépend de :

- Courant dans la diode.

Lorsque le courant atteint les possibilités max. de la diode, la chute de tension peut atteindre 1 V à 1,5 V (dépend de la résistance dynamique).

- Température de la jonction de diode.

Lorsque la diode atteint sa limite de température supérieure, le seuil peut être inférieur à 0,5 V.

b) Alternance négative

La diode ne conduit pas, il n'y a plus de courant dans la charge, toute la tension apparaît aux bornes de la diode.

Avec ce montage, la charge est alimentée par un courant positif pulsé.

Attention : Deux critères sont à respecter lors du choix de la diode :

- La diode doit supporter le courant direct maximum du circuit où elle est montée.
- La diode doit avoir une tension de claquage plus grande que la tension inverse maximum du circuit sans quoi elle peut être détruite.

Ceci correspond à la rupture de la valve en sens bloqué dans le modèle hydraulique.

Ne pas hésiter à monter un élément dissipateur (radiateur) sur la diode si elle est soumise à une forte élévation de température (la limite de la plupart des modèles se trouve à 150°C).

6.2.5 Valeur de crête

La valeur de crête aux bornes de la charge égale la valeur de crête du secondaire du transformateur.

$$\hat{U}_o = \hat{U}_2 = \sqrt{2} \cdot U_{2eff}$$

6.2.6 Valeur efficace

Par définition la tension efficace égale la tension continue qui produirait la même énergie calorifique dans la même résistance et pendant le même temps.

6.2.7 Valeur moyenne

Pour le redresseur demi-onde, la valeur moyenne ou en courant continu du signal redressé s'écrit:

$$V_{CC} = \frac{\hat{U}_2}{\pi}$$

Cette tension moyenne permet de calculer le courant moyen ou courant continu de charge I_{CC} :

$$I_{CC} = \frac{V_{CC}}{R_L}$$

6.2.8 Courant limite de diode

Le courant moyen traversant la diode doit être inférieur au courant limite de la diode, noté I_0 dans les fiches signalétiques. Pour le redresseur demi-onde:

$$I_0 = I_{CC}$$

6.2.9 Tension inverse de crête

La tension inverse de crête PIV (Peak Inverse Voltage) est égale à la valeur de crête de la tension du secondaire. Pour éviter le claquage, la PIV doit être inférieure à la PIV limite de la diode. (Voir fiche signalétique)

$$PIV = \hat{U}_2$$

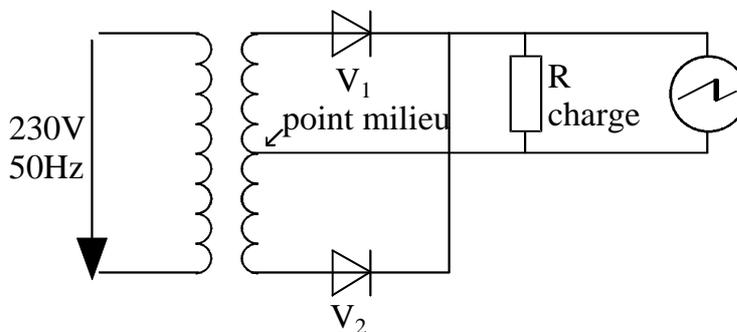
6.2.10 Exemple

La tension efficace du secondaire d'un transformateur est de 24V. On alimente une résistance de charge R_L de 50 Ω au travers d'un redresseur mono alternance. Calculer:

- La tension de crête entre les bornes R_L .
- La tension moyenne aux bornes de R_L .
- Le courant moyen traversant R_L .
- Le courant moyen dans la diode.
- La PIV entre les bornes de la diode.

6.3 Le redressement double alternances ou pleine onde

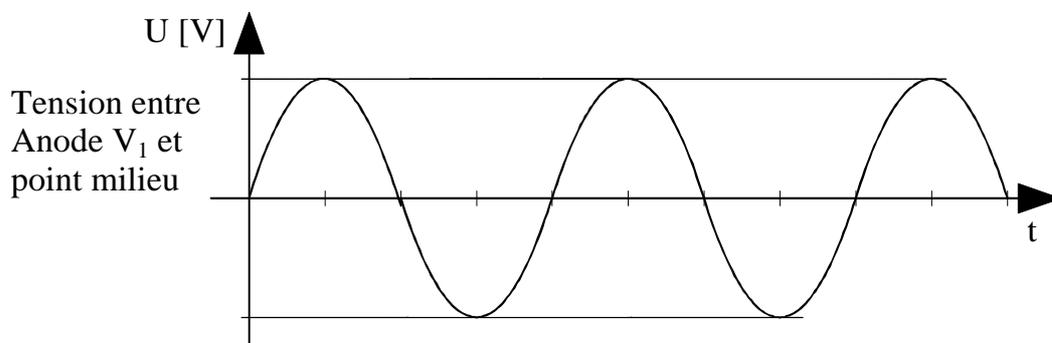
Ce type de redressement nécessite l'utilisation d'un transformateur avec secondaire à point milieu.



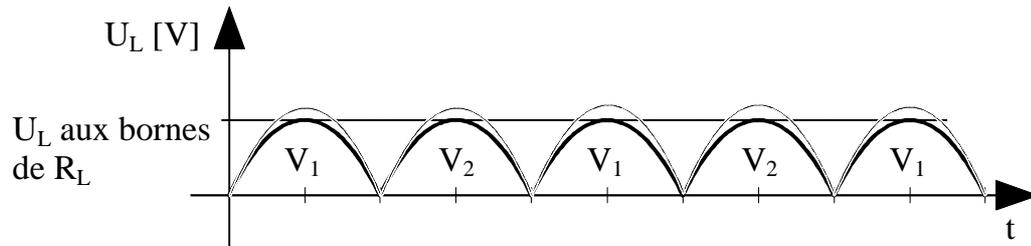
Le point milieu est pris comme référence des tensions.

- Lorsqu'on a une alternance positive sur V_1 , elle est négative sur V_2 .
- Lorsqu'on a une alternance négative sur V_1 , elle est positive sur V_2 .

6.3.1 Diagramme des temps



La tension entre anode V_2 et point milieu est en opposition de phase à la tension ci-dessus.



6.3.2 Description

1er cas : Alternance positive sur V_1 et alternance négative sur V_2 .

- V_1 conduit avec une chute de tension admise à 0,7 V.
- V_2 est bloquée.

2ème cas Alternance négative sur V_1 et alternance positive sur V_2 .

- V_1 est bloquée et V_2 conduit avec une chute de tension admise à 0,7 V.

La charge est alimentée par un courant positif pulsé dont la fréquence est double de celle du montage mono alternance.

Avantage : Meilleur rendement, plus grande facilité de filtrage.

Inconvénient : Nécessité d'utiliser un transformateur à double secondaire plus coûteux que le modèle simple.

6.3.3 Valeur de crête

La valeur de crête de la tension redressée est égale à la moitié de la valeur de crête du secondaire du transformateur.

$$\hat{U}_o = \frac{\hat{U}_2}{2} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{2eff}}{2}$$

6.3.4 Valeur moyenne

Pour le redresseur pleine onde, la valeur moyenne ou en courant continu du signal redressé s'écrit:

$$V_{CC} = \frac{2 \cdot \hat{U}_o}{\pi} = \frac{\hat{U}_2}{\pi}$$

Cette tension moyenne permet de calculer le courant moyen ou courant continu de charge I_{CC} :

$$I_{CC} = \frac{V_{CC}}{R_L}$$

6.3.5 Courant limite des diodes

Le courant moyen traversant la diode vaut la moitié du courant moyen de charge et doit être inférieur au courant limite de la diode, noté I_0 dans les fiches signalétiques :

$$I_0 = \frac{I_{CC}}{2}$$

6.3.6 Tension inverse de crête

La tension inverse de crête PIV (Peak Inverse Voltage) est égale à la valeur de crête de la tension du secondaire. Pour éviter le claquage, la PIV doit être inférieure à la PIV limite des diodes. (Voir fiche signalétique)

$$PIV = \hat{U}_2$$

6.3.7 Exemple

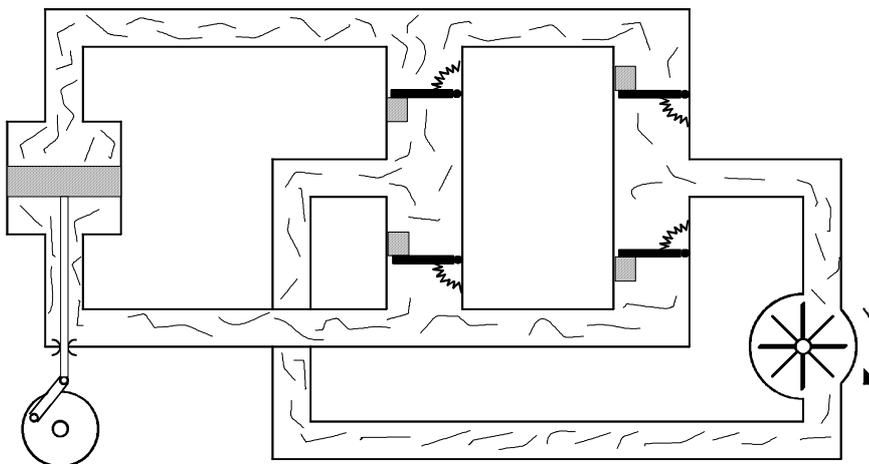
La tension efficace du secondaire d'un transformateur est de 24V. On alimente une résistance de charge R_L de 50 Ω au travers d'un redresseur pleine onde. Calculer:

- La tension de crête entre les bornes R_L .
- La tension moyenne aux bornes de R_L .
- Le courant moyen traversant R_L .
- Le courant moyen dans les diodes.
- La PIV entre les bornes des diodes.

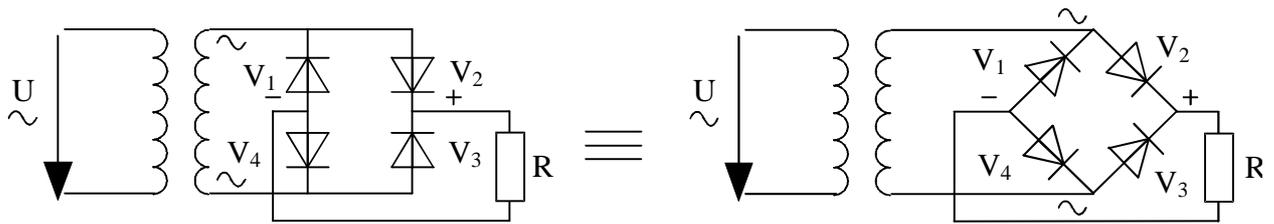
6.4 Le redressement double alternances en pont

6.4.1 Modèle hydraulique

La roue à aubes représentant la charge tournera seulement dans le sens horaire.

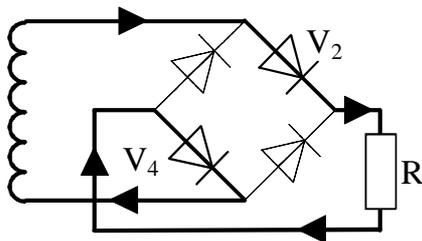


6.4.2 Montage à diodes (pont de Graetz)



Si nous prenons comme référence (0 V) le bas du secondaire du transformateur :

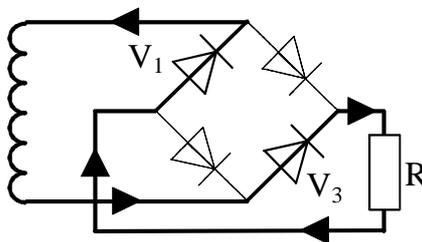
1er cas : Alternance positive



Le courant s'établit à travers $V_2 - R - V_4$.

V_2 et V_4 produisent une chute de tension admise à 1,4 V.

2ème cas : Alternance négative

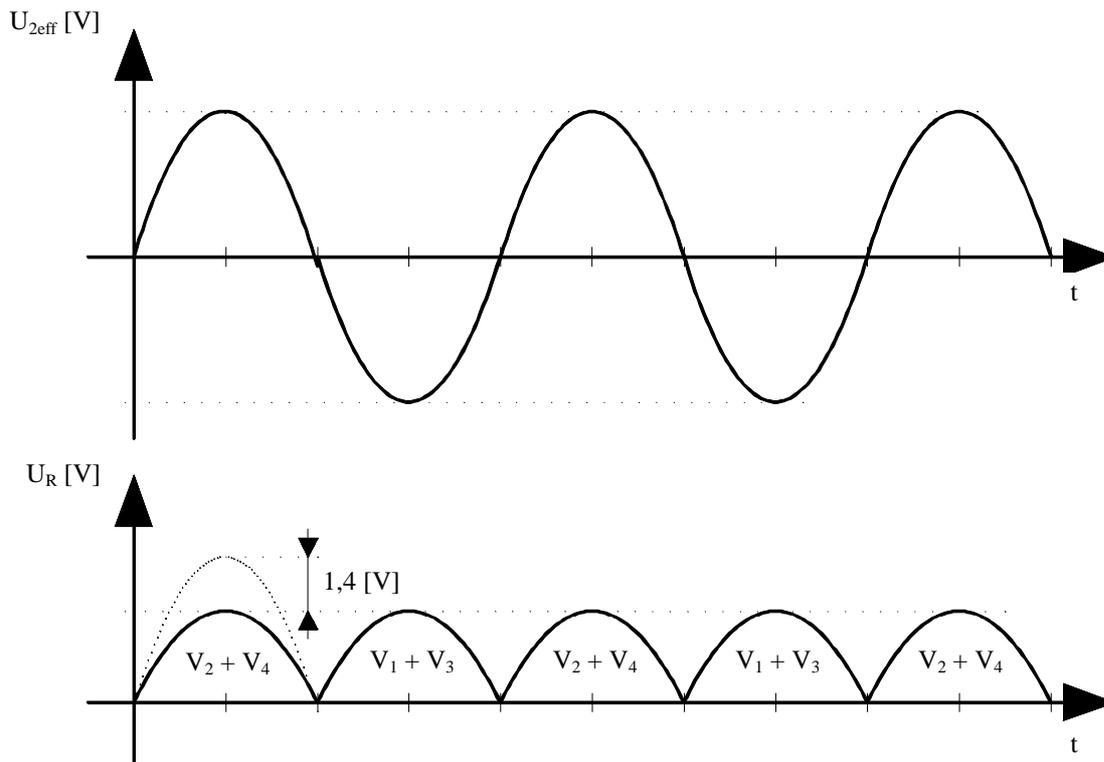


Le courant s'établit à travers $V_3 - R - V_1$.

V_3 et V_1 produisent une chute de tension admise à 1,4 V.

Remarque : Le sens du courant dans R n'a pas changé d'une alternance à l'autre. Le montage donne le même résultat que le système à double alternance à 2 diodes mais en utilisant un transformateur à secondaire simple.

6.4.3 Diagramme des temps



ATTENTION :

Ce montage n'a pas de point commun entre l'entrée alternative et la sortie continue. Ceci est important lors de mesures à l'oscilloscope.

Les masses des 2 sondes doivent être au même potentiel.

6.4.4 Valeur de crête

La valeur de crête de la tension redressée est égale à la valeur de crête du secondaire du transformateur.

$$\hat{U}_o = \hat{U}_2 = \sqrt{2} \cdot U_{2eff}$$

6.4.5 Valeur moyenne

Pour le redresseur en pont, la valeur moyenne ou en courant continu du signal redressé s'écrit :

$$V_{CC} = \frac{2 \cdot \hat{U}_o}{\pi} = \frac{2 \cdot \hat{U}_2}{\pi}$$

Cette tension moyenne permet de calculer le courant moyen ou courant continu de charge I_{CC} :

$$I_{CC} = \frac{V_{CC}}{R_L}$$

6.5 Comparaison

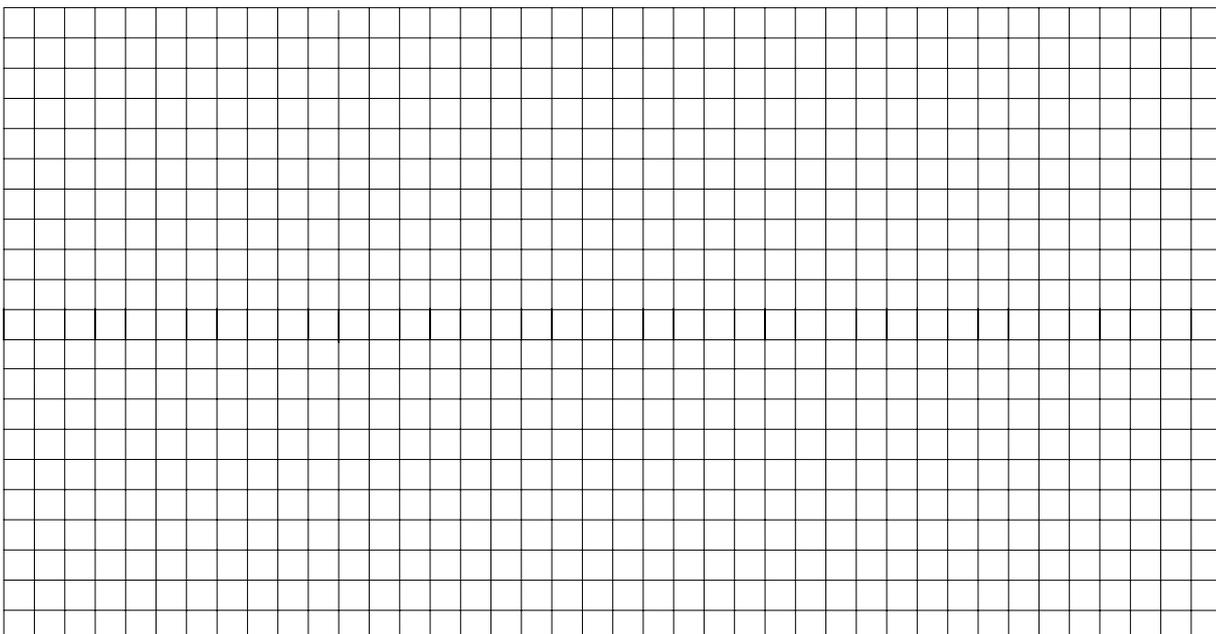
	Demi-onde	Pleine onde	Pont
Nombre de diode	1	2	4
Tension de crête de sortie	\hat{U}_2	$\frac{\hat{U}_2}{2}$	\hat{U}_2
Tension continue de sortie	$\frac{\hat{U}_2}{\pi}$	$\frac{\hat{U}_2}{\pi}$	$\frac{2 \cdot \hat{U}_2}{\pi}$
Courant continu de diode	I_{CC}	$\frac{I_{CC}}{2}$	$\frac{I_{CC}}{2}$
PIV	\hat{U}_2	\hat{U}_2	\hat{U}_2
Fréquence d'ondulation	50 Hz	100 Hz	100 Hz

6.6 Filtre à condensateur en tête

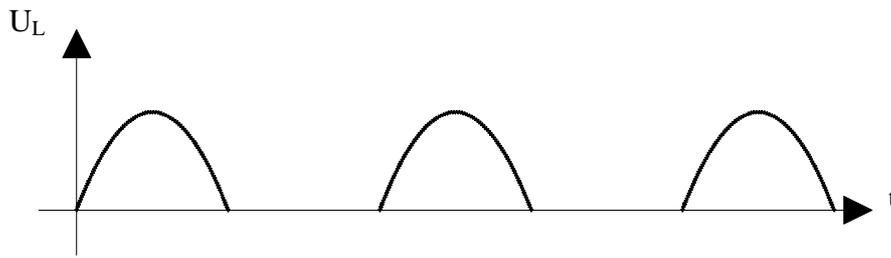
Le signal de sortie des redresseurs que nous venons d'étudier est une tension continue pulsée. L'utilisation de ce type de tension est limitée à la charge des batteries, aux moteurs à courant continu et à quelques autres applications.

La plupart des circuits électroniques nécessitent une tension continue constante avec une ondulation la plus faible possible. Pour cette raison, il est indispensable de rajouter un filtre aux montages étudiés.

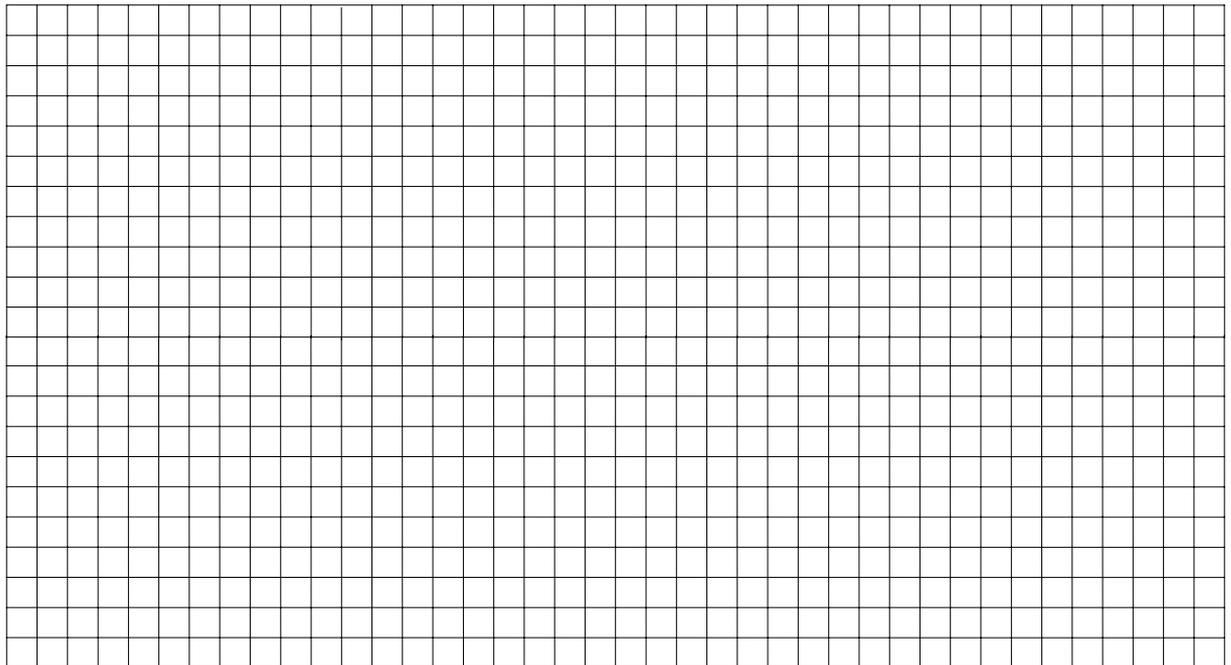
6.6.1 Filtrage d'un signal demi-onde



6.6.2 Tension continue obtenue



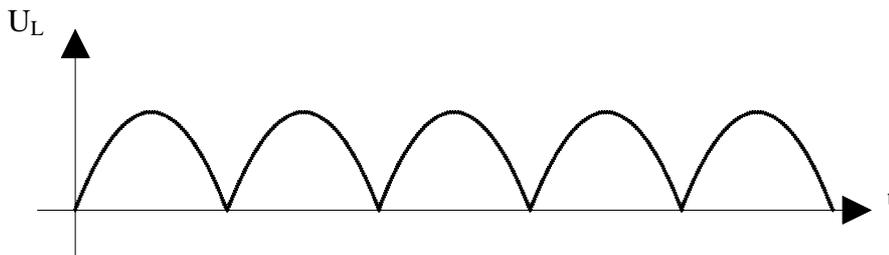
6.6.3 Explications



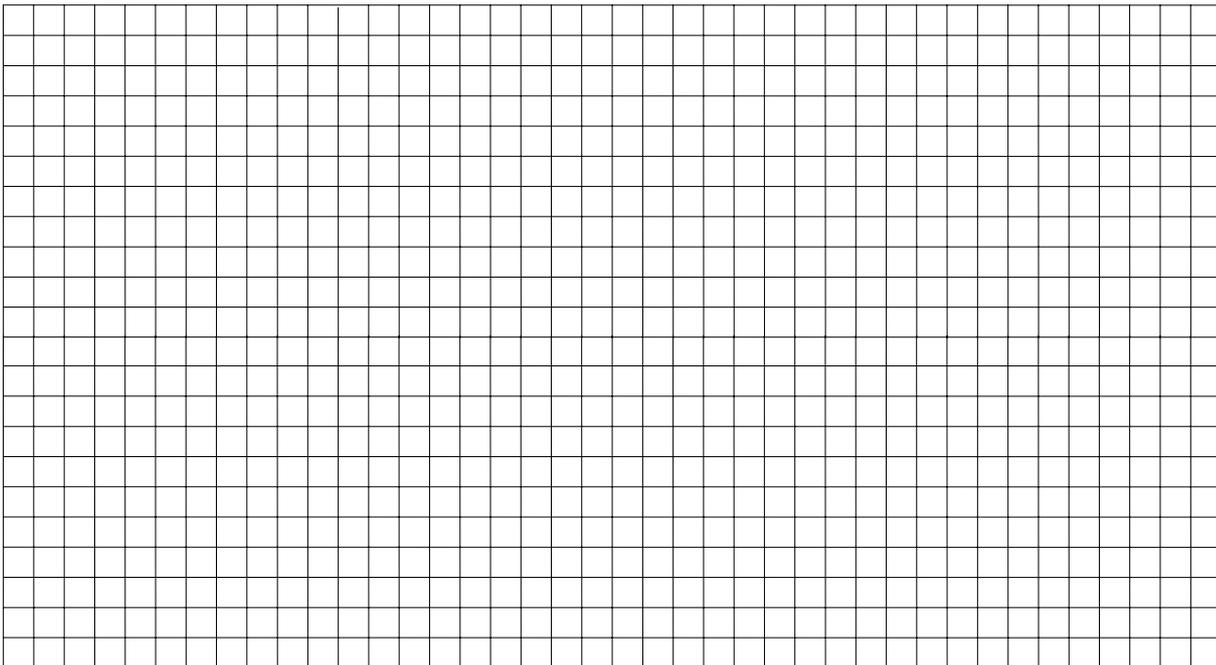
6.6.4 Filtrage d'un signal pleine-onde



6.6.5 Tension continue obtenue



6.6.6 Explication



6.6.7 Angle de conduction d'une diode

Pour les redresseurs pleine onde sans filtrage, l'angle de conduction de chaque diode est de 180° alors que pour ces mêmes redresseurs avec condensateur en tête cet angle n'est que de quelques degrés. Les diodes de ces montages ne conduisent que brièvement près de la crête pour recharger le condensateur et sont bloquées tout le reste du cycle.

6.6.8 Calcul de l'ondulation

La tension d'ondulation aux bornes du condensateur est proportionnelle au courant continu de charge, inversement proportionnelle à la capacité du condensateur et inversement proportionnelle à la fréquence d'ondulation (\neq fréquence du secteur !)

$$U_{ond} = \frac{I}{f \cdot C}$$

6.7 Choix du condensateur

En analysant la relation ci-dessus, on se rend compte que plus la capacité de C est grande, plus la tension d'ondulation diminue. Malheureusement, le volume du condensateur augmente et il faudra donc trouver un compromis. Une méthode est la règle des 10%, qui consiste à choisir C de manière à avoir une ondulation à 10% de la valeur de crête. Cette valeur peut paraître grande, mais les montages étudiés sont en principe suivis d'un régulateur de tension dont le but est d'obtenir une grande stabilité de la tension indépendamment de la charge.

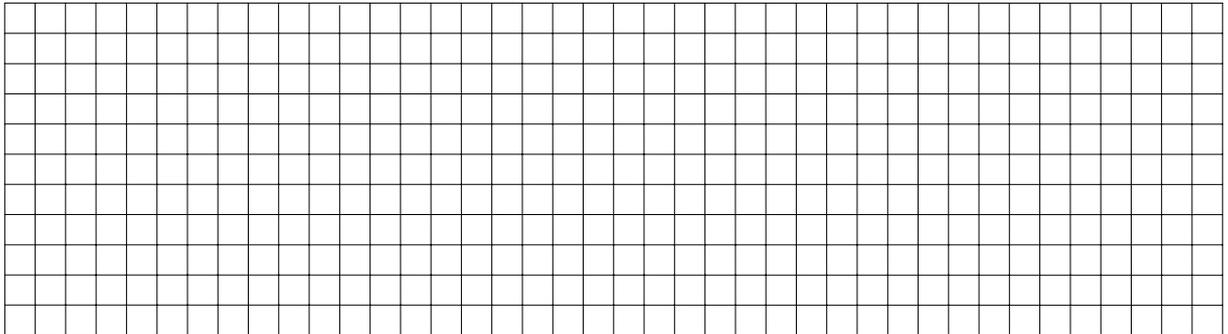
6.7.1 Courant limite I_0 (Montage pleine onde)

Le courant moyen ou continu circulant dans un condensateur étant nul, le calcul de I_0 est:

$$I_0 = \frac{I_{CC}}{2} = \frac{V_{CC}}{2 \cdot R_L} = \frac{\hat{U}_2}{4 \cdot R_L}$$

6.7.2 PIV

Pour bien comprendre cette valeur prenons l'exemple du redresseur demi-onde avec filtre à condensateur en tête.



Le même raisonnement peut être fait pour les redresseurs pleine onde et en pont.

6.8 Comparaison avec condensateur en tête

	Demi-onde	Pleine onde	Pont
Nombre de diode	1	2	4
Tension continue de sortie	\hat{U}_2	$\frac{\hat{U}_2}{2}$	\hat{U}_2
Courant continu de diode	I_{CC}	$\frac{I_{CC}}{2}$	$\frac{I_{CC}}{2}$
PIV	$2\hat{U}_2$	\hat{U}_2	\hat{U}_2
Fréquence d'ondulation	50 Hz	100 Hz	100 Hz

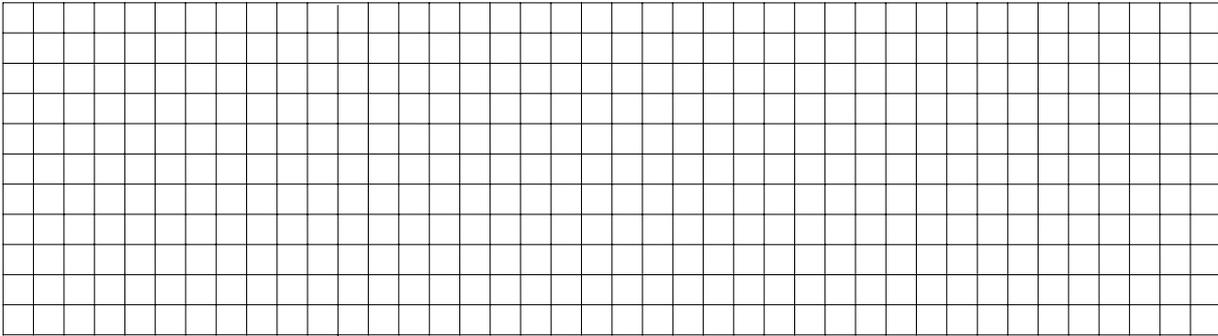
6.8.1 Courant de surcharge

Avant la mise sous tension, le condensateur de filtrage n'est pas chargé et ressemble donc à un court-circuit. Le courant initial de charge est donc très grand car la résistance vue du condensateur est très petite. (Résistance de l'enroulement et résistance statique des diodes)

Dans le pire des cas, si la mise sous tension a lieu au moment où la tension secondaire vaut \hat{U}_2 le courant de surcharge est maximum:

$$I_{\text{Surcharge max}} = \frac{\hat{U}_2}{R_{TH}}$$

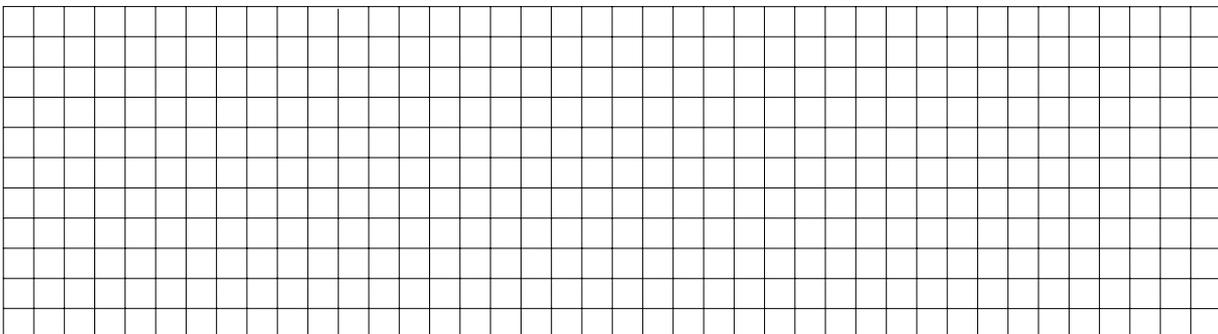
Si le condensateur est de valeur très élevée, il est possible que les diodes se détruisent lors de la mise sous tension. Un moyen de limiter le courant de surcharge est d'ajouter une résistance de surcharge selon le schéma ci-dessous. Cependant leur présence va diminuer la tension continue de charge. On peut également remplacer cette résistance par une NTC.



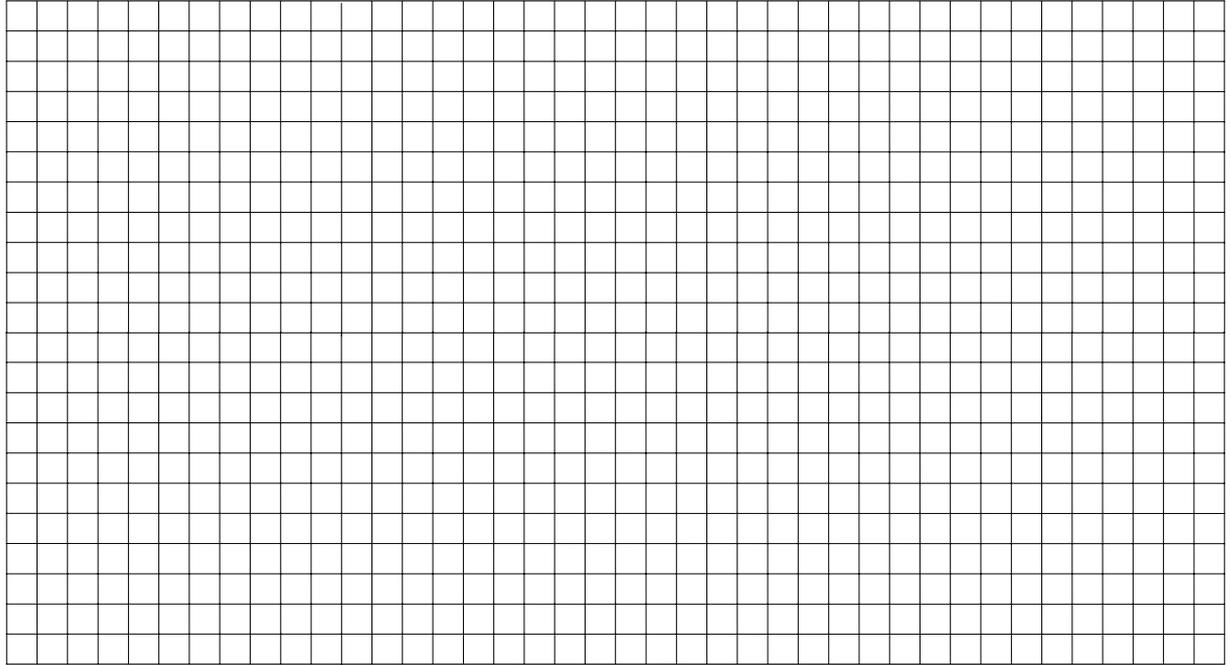
6.9 Multiplicateurs de tension

Les multiplicateurs de tension sont constitués de plusieurs redresseurs de crête qui produisent une tension continue égale à un multiple de la tension de crête du secondaire. Ces dispositifs sont utilisés comme alimentation haute tension (HT) bas courant tels les tubes à rayons cathodiques. (25 kV)

6.9.1 Doubleur de tension demi-onde

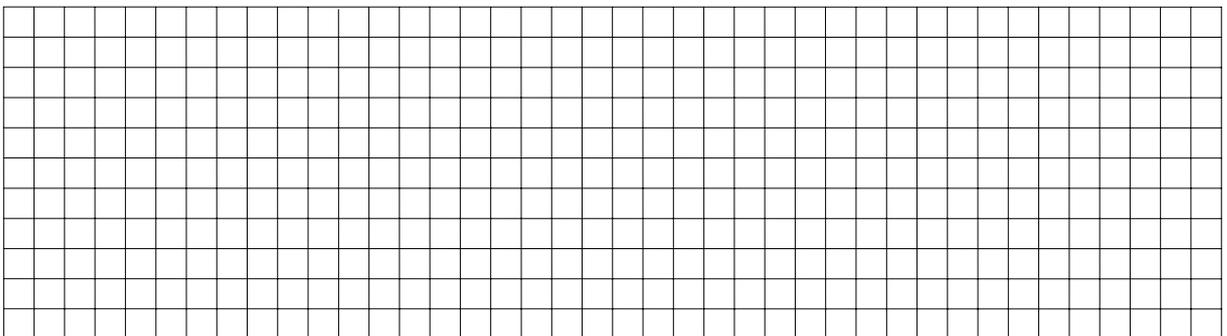


6.9.2 Explication

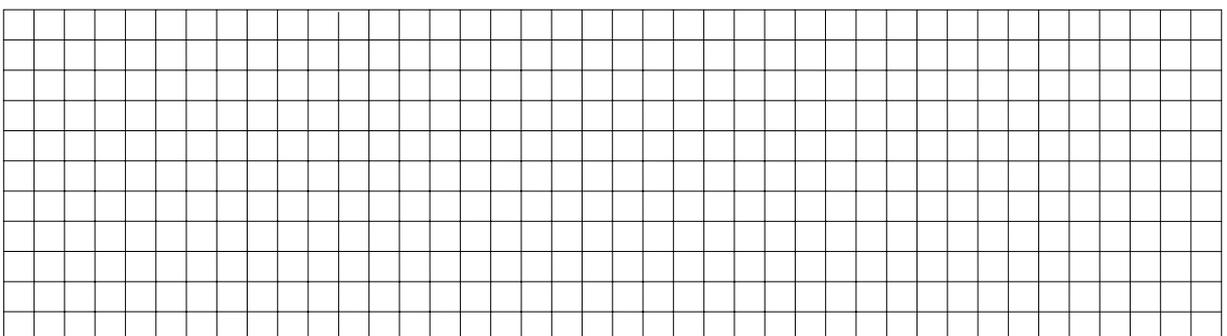


En rajoutant des cellules en série, il est possible d'obtenir des tripleurs et des quadrupleurs de tension. Théoriquement il est possible d'ajouter indéfiniment des cellules mais l'ondulation deviendrait de plus en plus importante.

6.9.3 Tripleur de tension



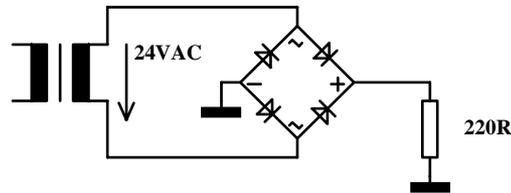
6.9.4 Quadrupleur de tension



6.10 Exercices

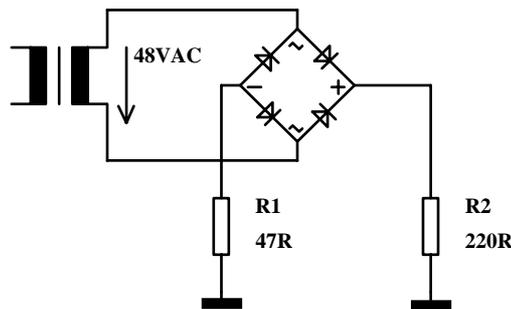
6.10.1 Exercice

Calculer la tension continue de charge, le courant continu de charge, le courant continu qui circule dans chaque diode et la PIV entre les bornes de chaque diode.



6.10.2 Exercice

Calculer les tensions continues de charge, les courants continus de charge, le courant continu qui circule dans chaque diode et la PIV entre les bornes de chaque diode.



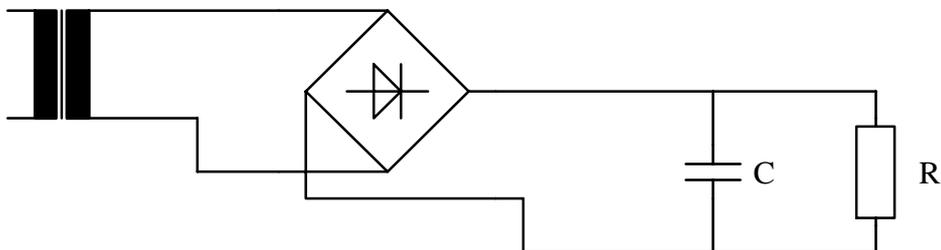
6.10.3 Exercice

Calculer la tension continue de charge, l'ondulation de crête à crête, le courant limite des diodes ainsi que la PIV si

$$U_{2\text{eff}} = 24 \text{ V}$$

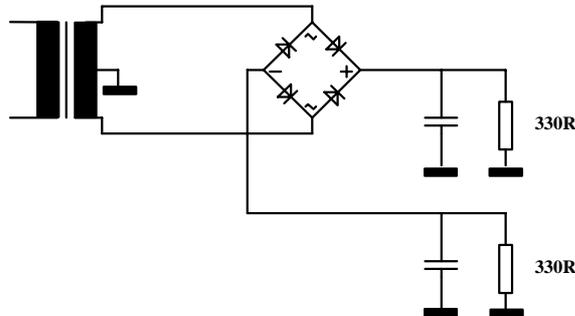
$$R_L = 400 \Omega$$

$$C = 220 \mu\text{F}$$



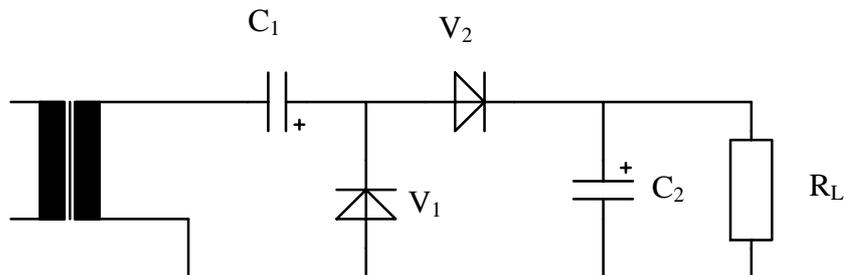
6.10.4 Exercice

Soit une alimentation fractionnée. En raison de la mise à la masse de la prise médiane, les tensions de sorties sont égales et de polarités opposées. Supposer que la tension secondaire efficace est de 36 V et que les condensateurs ont une capacité de 1000 μF , calculer les tensions continues des sorties, l'ondulation de crête à crête et le courant I_O limite minimal ainsi que la PIV limite minimale des diodes.



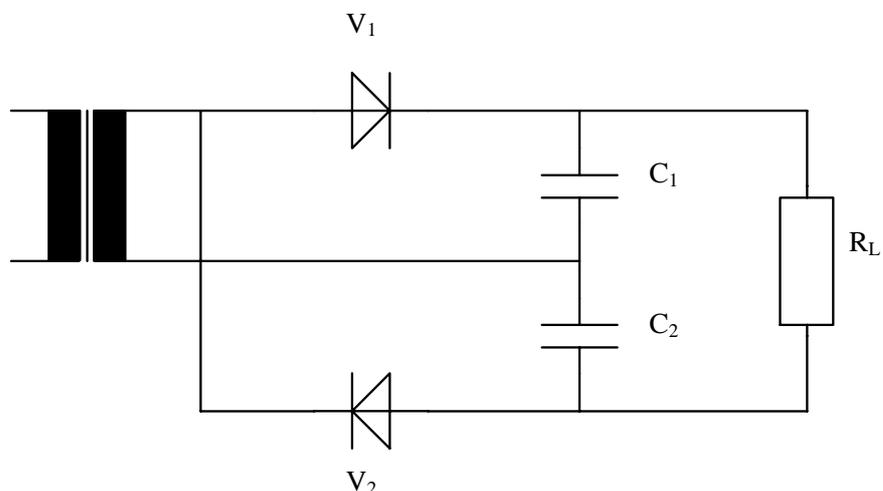
6.10.5 Exercice

Calculer la tension idéale de charge ainsi que la PIV aux bornes de chaque diode si $U_{2\text{eff}} = 9 \text{ V}$.



6.10.6 Exercice

Décrire le fonctionnement du montage ci-dessous et donner la valeur de U_L si la tension secondaire efficace est de 12 V.



7. LE TRANSISTOR BIPOLAIRE

7.1 Principe physique

Associons ensemble trois plaques de silicium dopées pour avoir successivement : zone N - zone P - zone N et effectuons le branchement suivant :

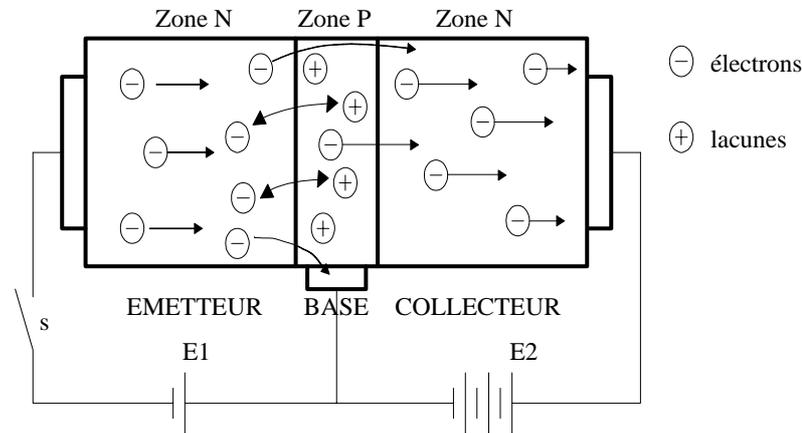
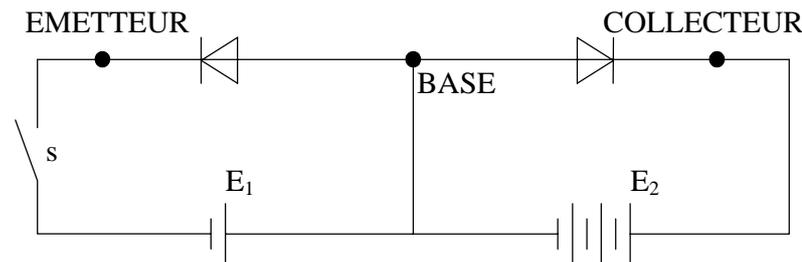


Schéma équivalent :



Situation 1 : l'interrupteur S est ouvert. Aucun courant ne circule entre les points appelés "Base" et "Emetteur". La jonction dans le circuit formé entre les bornes "Base" et "Collecteur" est polarisée en inverse. Cette jonction est donc bloquée. Il ne circule que le courant de fuite de quelques nanoampères.

Situation 2 : l'interrupteur S est fermé. Il suffit que la source E1 ait un potentiel légèrement supérieur à la tension de seuil (0,7 V) et la diode Base - Emetteur conduit. Il s'établit un mouvement ou courant d'électrons de l'émetteur vers la base. Ceci correspond à un sens conventionnel du courant électrique de base vers l'émetteur. C'est ici qu'apparaît l'effet transistor.

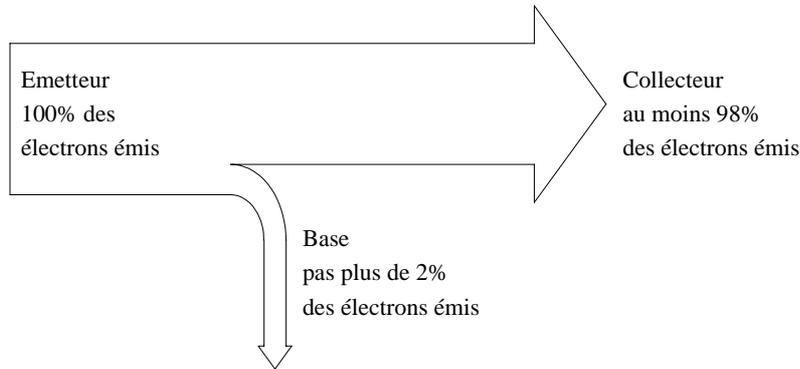
La zone P de base a une épaisseur extrêmement faible.

Lorsque le courant d'électrons s'établit de l'émetteur vers la base, on ne voit pas apparaître à la base la totalité des électrons partis de l'émetteur.

L'explication est la suivante :

Lorsque les électrons arrivent dans la zone de base, cette dernière étant très mince, ils sont attirés par la tension positive de collecteur plus élevée que la tension de base. Ils traversent la zone base collecteur qui est pour eux une diode en inverse et se retrouvent au collecteur.

On récolte ainsi au minimum 98 % des électrons partis de l'émetteur sur le collecteur et au maximum 2 % de ces électrons sur la base. Ceci se traduit par le schéma ci-dessous :

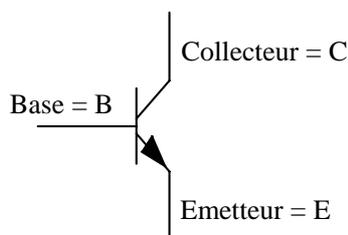


En général, on considère

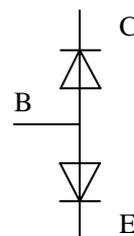
- Courant de collecteur : 99,8 à 98 % du courant d'émetteur.
- Courant de base : 0,2 à 2 % du courant d'émetteur.

7.2 Symbole graphique

Le transistor que nous venons de décrire est de type NPN (alternance des couches). Son symbole est le suivant :



Transistor NPN

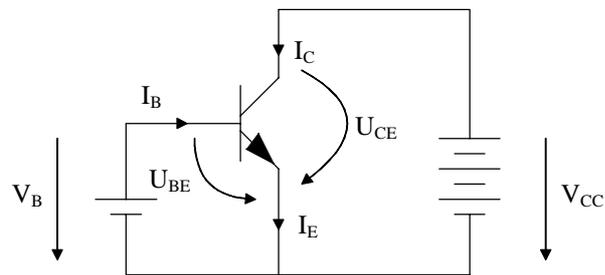


Analogie à diodes

- Malgré la symétrie apparente sur le schéma équivalent à diodes entre le collecteur et l'émetteur, on ne peut pas croiser ces deux bornes.
- Le collecteur a la plus grande tension à ses bornes et la puissance qu'il doit dissiper est importante ($P = U \cdot I$). Il a une grande surface pour cela.
- L'émetteur a une faible tension à ses bornes et pour un courant sensiblement égal à celui du collecteur, la puissance dissipée est beaucoup plus faible. Sa surface est faible.
- A noter que la flèche sur la borne émetteur indique le sens direct de la diode base - émetteur.

7.3 Schéma électrique

Le montage ci-dessous est un montage de principe élémentaire du transistor NPN avec sens conventionnel des courants.



De cette figure, on déduit la relation fondamentale du transistor :

$$I_E = I_B + I_C$$

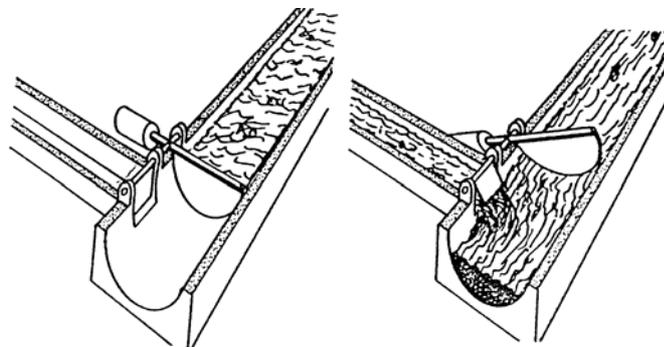
- Si U_B est inférieure à 0,4 V, il n'y aura pas de courant I_B , donc pas de courant I_C car I_C dépend de I_B

C'est le courant I_B qui commande le courant I_C

ou

Un petit courant d'entrée (I_B)
commande un grand courant de
sortie (I_C)

7.4 Modèle hydraulique



Canal principal en haut	: comparable au collecteur
Canal principal en bas	: comparable à l'émetteur
Canal latéral	: comparable à la base
Poids du clapet - contrepoids sur levier	: comparable à la tension de seuil de 0,7 V

Fonctionnement : En l'absence de débit latéral, le débit principal ne peut s'établir.

Dès que le liquide est présent dans le canal latéral avec une pression suffisante (analogue au seuil), il peut pousser le volet de fermeture du canal principal.

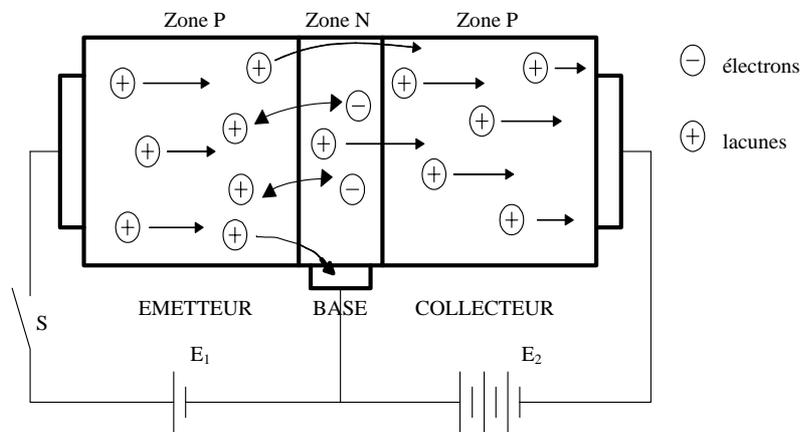
Plus la pression du canal latéral sera forte donc plus le débit de ce dernier sera important et plus le débit du canal principal sera important (jusqu'au débit maximum).

Il y a une proportion entre le débit du canal latéral (base) et le débit du canal principal (collecteur).

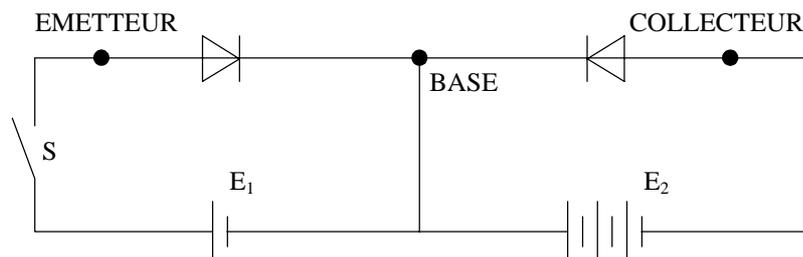
Le débit total se retrouve dans le canal principal en aval du volet de commande (c'est la zone de l'émetteur).

7.5 L'autre transistor : le PNP

7.5.1 Principe physique



7.5.2 Schéma équivalent

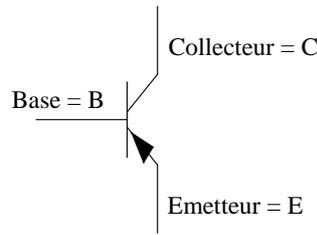


Le comportement physique est similaire à celui du transistor NPN avec les différences suivantes :

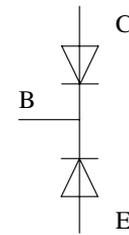
- Nous avons affaire à un courant de trous (charges positives) au lieu d'un courant d'électrons (charges négatives)
- Les polarités des alimentations sont inversées. C'est cette fois le pôle négatif de E2 qui attire les trous de l'émetteur vers le collecteur.
- Le sens physique du mouvement des charges correspond au sens conventionnel du courant.

Les mêmes proportions de courant sont respectées.

7.5.3 Symbole graphique



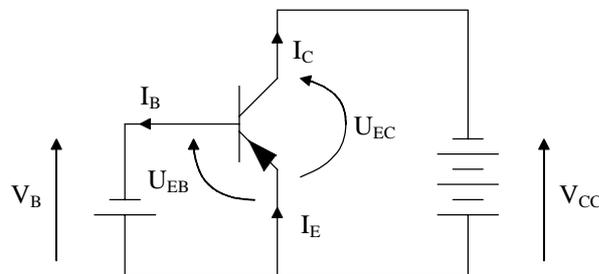
Transistor PNP



Analogie à

La flèche sur la borne émetteur indique le sens de la diode base émetteur.

7.5.4 Schéma électrique



Les mêmes remarques que pour le transistor NPN s'appliquent au transistor PNP.

7.6 Les paramètres des transistors

Nous savons qu'en entrée du transistor un petit courant de base commande un grand courant de collecteur en sortie.

Le transistor est donc un composant actif commandé en courant et amplifiant ce courant entre l'entrée et la sortie. Il serait intéressant de connaître le rapport de démultiplication de ce courant

$$\beta = h_{FE} = \frac{I_C}{I_B}$$

que nous appellerons rapport d'amplification.

Il se note par :

- β (bêta)
- h_{FE} que l'on trouvera plus couramment dans les catalogues de données techniques.

Ce coefficient d'amplification sera le rapport du courant de sortie sur le courant d'entrée.

Si on a 98 à 99,8% du courant dans I_C et 2 à 0,2% dans la base, alors :

$$\beta = \frac{98}{2} = 49 \quad \text{jusqu'à} \quad \beta = \frac{99,8}{0,2} = 499$$

ce qui donne $50 < \beta < 500$

On trouve dans la gamme commerciale β entre 20 et 900.

Ce qui signifie que I_C peut être 20 fois (transistors de forte puissance) à 900 fois (transistors petits signaux) supérieur à I_B .

Un autre paramètre se note α (alpha)

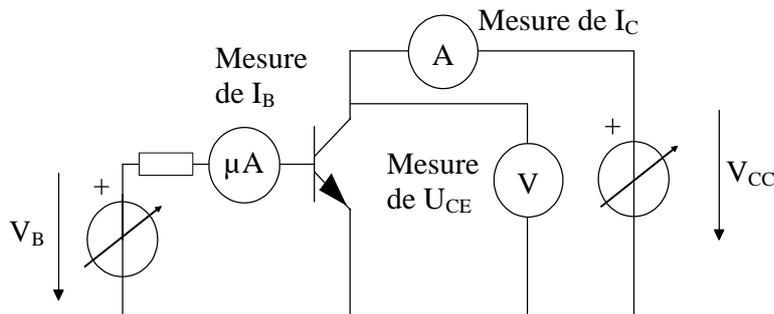
$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} \quad \text{avec} \quad 0,98 < \alpha < 0,998$$

Cela signifie que pour 100% des électrons partant de l'émetteur, 98% à 99,8% se retrouvent au collecteur.

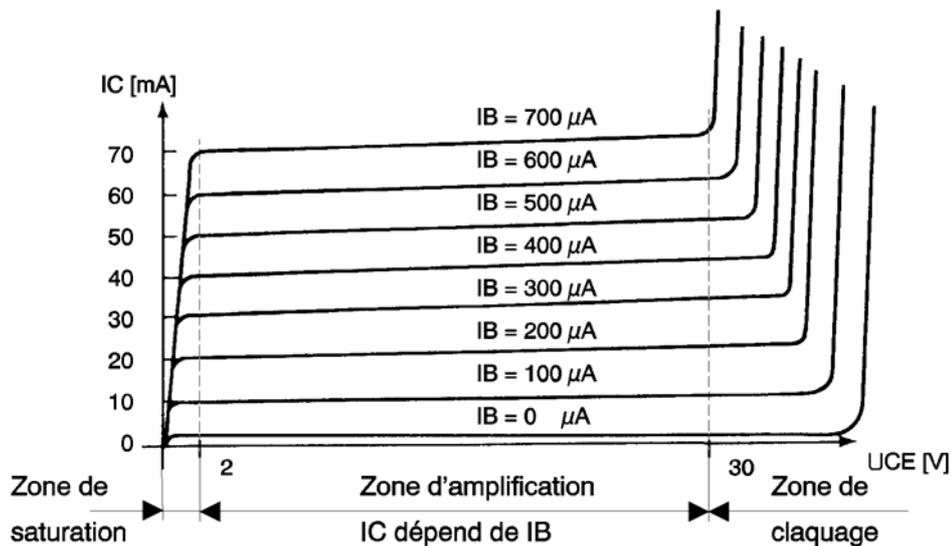
7.7 Réseau de caractéristiques

7.7.1 Le courant de collecteur I_C en fonction du courant de base I_B et de la tension collecteur émetteur U_{CE}

7.7.1.1 Schéma du montage de mesure



7.7.1.2 Réseau obtenu



Chaque courbe correspond à un courant I_B maintenu constant pendant la mesure.

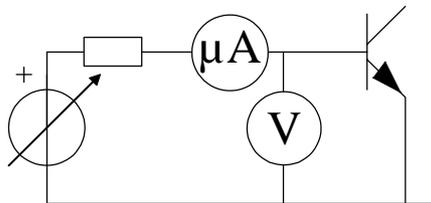
- On constate qu'à partir de 2 V et jusqu'à 30 V dans notre exemple, I_C dépend peu de U_{CE} mais se trouve dans un rapport $\beta = 100$ par rapport à I_B . C'est la zone d'amplification.
- On distingue également une zone de saturation pour $U_{CE} = 0$ à 2 V.

C'est une zone à comportement résistif : La tension U_{CE} doit vaincre la résistance du silicium avant d'atteindre le courant I_C imposé par I_B .

- Enfin, une troisième zone, dite zone de claquage. Si la tension U_{CE} dépasse la tension maximum admissible entre collecteur et émetteur, on a, comme dans une diode en inverse, une brutale augmentation du courant entraînant la destruction du transistor si elle n'est pas contrôlée. Il faut bien choisir le transistor en fonction de l'application pour ne pas atteindre cette zone.

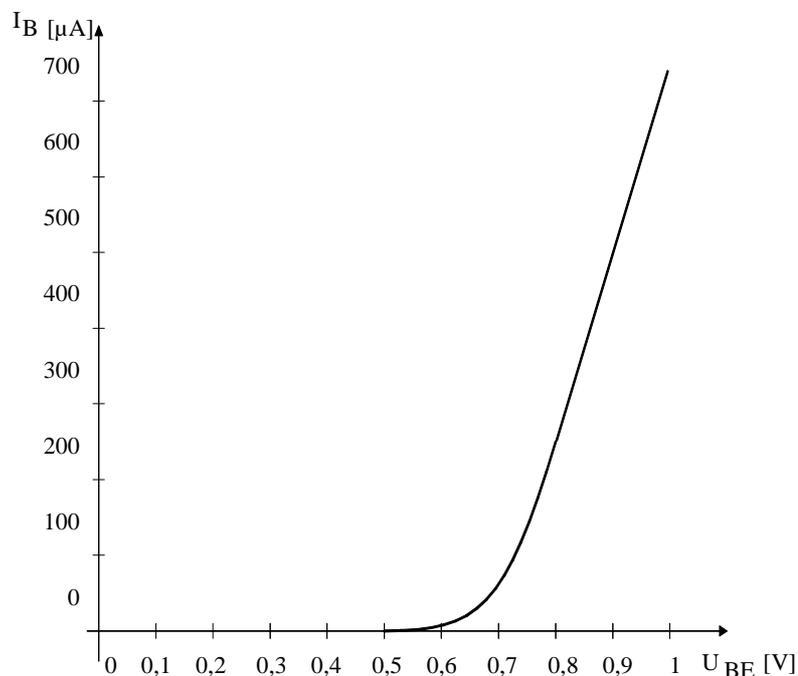
7.7.2 Le courant I_B en fonction de la tension base émetteur U_{BE}

7.7.2.1 Schéma du montage de mesure



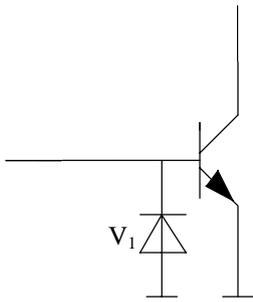
C'est la mesure de la caractéristique de diode base - émetteur analogue à la caractéristique directe d'une diode au silicium

7.7.2.2 Réseau obtenu



IMPORTANT : il est à retenir que la diode base émetteur d'un transistor ne supporte pas de grandes tensions inverses. La tension de claquage se situe vers -5 V à -20 V.

En cas de risque d'impulsions négatives sur la base, on adaptera le montage ci-dessous.



En plaçant la diode V_1 , la tension négative U_{BE} ne dépassera pas $-0,7\text{ V}$

7.8 Influence de la température

Lorsqu'un transistor est traversé par un courant, sa température augmente.

Ceci a pour effet de diminuer le seuil de tension de la diode B-E ce qui correspond en hydraulique à baisser la hauteur d'un barrage de régulation de débit au fil de l'eau.

Conséquence : si U_{BE} diminue, le courant I_B augmente (comme le débit du cours d'eau pris en exemple).

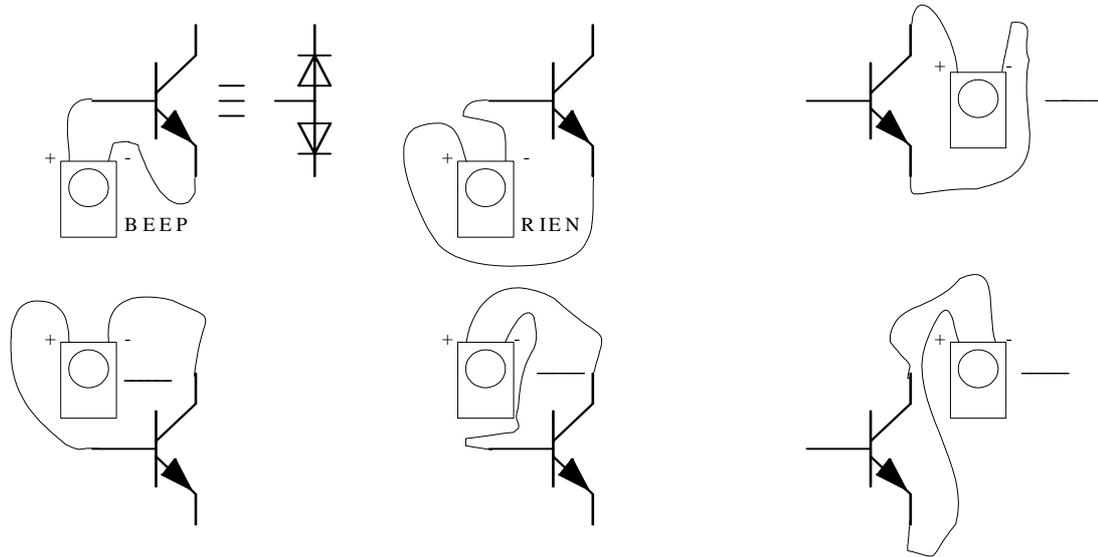
- Si I_B augmente, I_C augmente aussi.
- Si I_C augmente, le transistor chauffe davantage.

Ceci entraîne une nouvelle diminution du seuil U_{BE} . C'est l'emballement thermique dû au coefficient de température négatif des semi-conducteurs au silicium et au germanium. Cet emballement peut entraîner la destruction du transistor si aucune disposition n'est prise dans le montage.

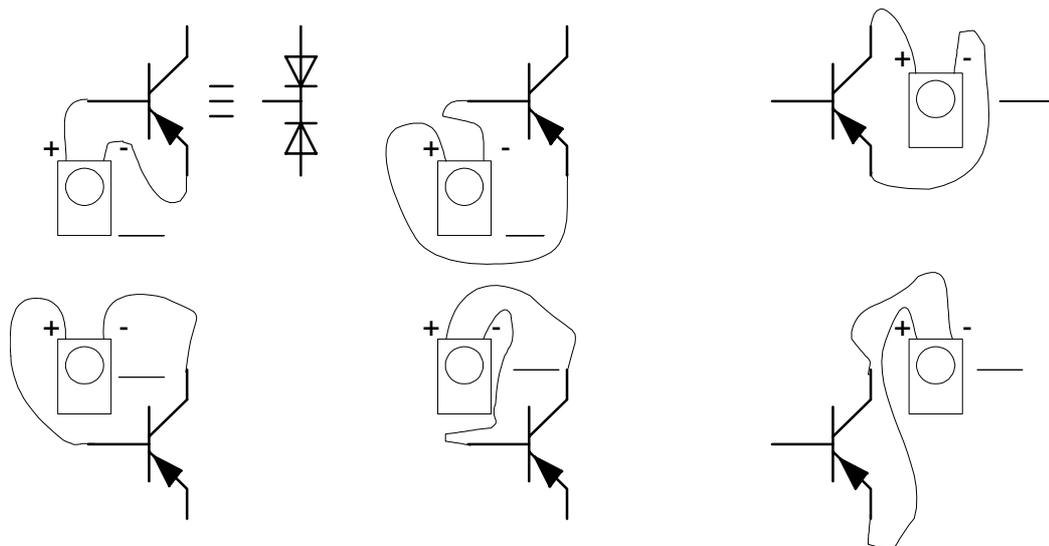
7.9 Test statique d'un transistor

Le test peut se faire à l'aide d'un ohmmètre ou mieux avec un vibreur électronique ou la position "test diode" d'un multimètre numérique. Le courant délivré par l'appareil ne doit pas dépasser quelques dizaines de microampères.

7.9.1 Test du transistor NPN



7.9.2 Test du transistor PNP



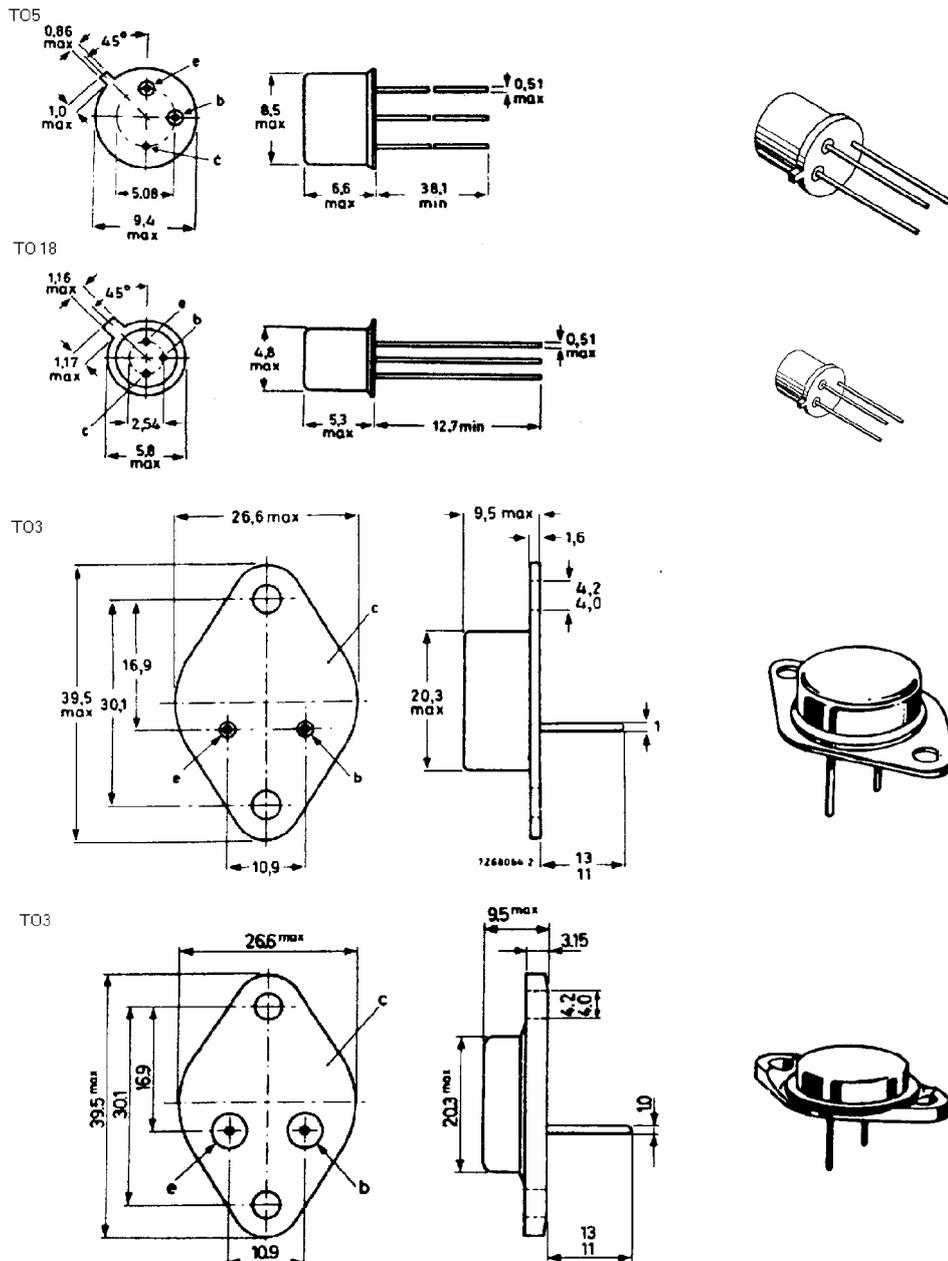
7.10 Identification des bornes

Le montage dans un circuit ou le test du transistor ne peut se faire si l'on ne peut identifier les bornes de base, collecteur et émetteur.

Le meilleur moyen d'identifier un transistor est de disposer du livre de données techniques d'un fabricant ou d'un lexique international.

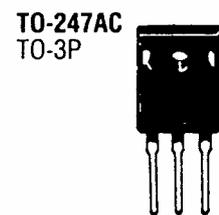
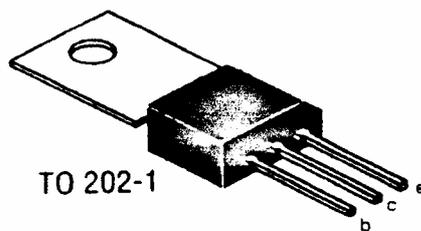
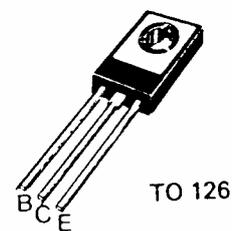
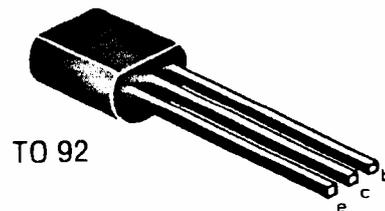
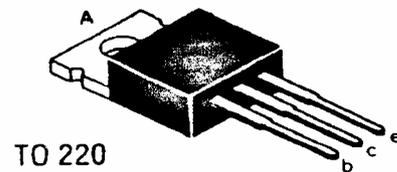
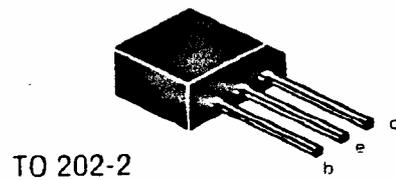
Les boîtiers les plus courants figurent ci-après.

7.10.1 Les boîtiers métalliques

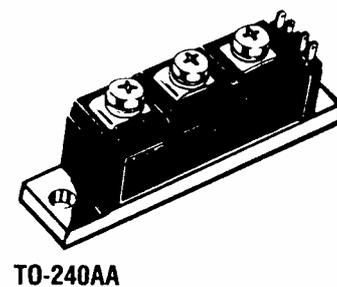
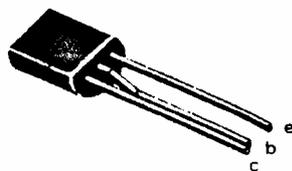


Attention : le collecteur des transistors à boîtier métallique est relié au boîtier. Un contact entre ce dernier et le châssis ou un point à la masse provoque un court-circuit.

7.10.2 Les boîtiers plastiques



Variante TO 92



Attention : Les ailettes ou surfaces métalliques de fixation des transistors de puissance en boîtiers plastiques sont reliées au collecteur. Une fixation non isolée sur le châssis provoque un court-circuit.

7.11 Exercices

7.11.1 Exercice

Supposer que seulement 2 % des électrons injectés dans l'émetteur d'un transistor se recombinent avec les trous de la base et qu'un million d'électrons pénètrent dans l'émetteur par ms.

Calculer le nombre d'électrons qui sortent par ms, par le conducteur de la base et par celui du collecteur ?

7.11.2 Exercice

Le gain type h_{FE} d'un transistor 2N 3298 est de 90.

Supposez un courant d'émetteur I_E de 10mA.

Calculer I_C et I_B

8. Polarisation et amplification

8.1 Définition

8.1.1 Polarisation

Polariser un transistor, c'est placer les composants nécessaires pour le préparer à amplifier des signaux variables.

La polarisation impose au transistor les valeurs de courant et de tension en continu.

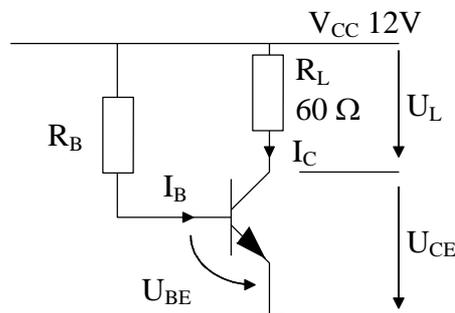
8.1.2 Amplification

Un signal placé à l'entrée du transistor (base) va se retrouver à la sortie (généralement collecteur) avec une amplitude plus grande mais en conservant sa forme. Si le signal est déformé, on dit qu'il y a distorsion.

L'amplification peut se faire en courant ou en tension.

8.2 Polarisation en courant

Comme exemple, nous allons prendre un montage où le transistor commande le courant d'une résistance de 60Ω . Le montage est alimenté en 12 V .



On connaît h_{FE} (ou β) du transistor = 100

$$U_{BE} = 0,7 \text{ V}$$

On désire au repos faire circuler un courant de 100 mA dans le collecteur du transistor.

On a donc un courant de 100 mA dans R_L .

La tension aux bornes de R_L vaut :

$$U_L = R_L \cdot I_C = 60 \cdot 0,1 = 6 \text{ V}$$

Ne pas oublier que le courant de collecteur est la conséquence du courant de base.

Sachant que I_C vaut $0,1 \text{ A}$ et que h_{FE} vaut 100, alors I_B vaut :

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{0,1}{100} = 1 \cdot 10^{-3} = 1 \text{ mA}$$

Ceci nous permet de calculer R_B pour satisfaire cette condition.

Si $U_{BE} = 0,7 \text{ V}$, la tension aux bornes de R_B vaut

$$U_{RB} = V_{CC} - U_{BE} = 12 - 0,7 = 11,3 \text{ V}$$

Donc, nous obtenons R_B

$$R_B = \frac{U_{RB}}{I_B} = \frac{11,3}{1 \cdot 10^{-3}} = 11,3 \cdot 10^3 \Omega = 11,3 \text{ k}\Omega$$

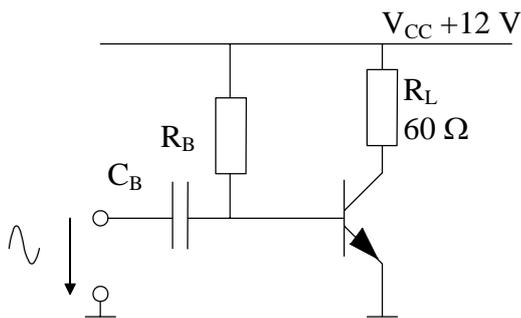
En résumé : Notre transistor est polarisé. Un courant de 1 mA à la base impose un courant de 100 mA au collecteur.

La tension est de 6 V aux bornes de R_L , elle peut varier entre 0 et 12 V et le courant entre 0 et 200 mA.

La situation du transistor polarisé (100 mA et 6 V) est une situation d'attente des signaux variables en entrée.

8.3 Amplification

8.3.1 Schéma



Nous avons ajouté à notre schéma de base polarisé un condensateur C_B .

Ce condensateur C_B permet de transmettre à la base du transistor un signal variable qui s'ajoute à la polarisation.

D'autre part, C_B évite que le courant continu de polarisation soit partiellement absorbé par le générateur de signaux variables.

8.3.2 Fonctionnement

- Si le signal d'entrée augmente :

Il ajoute des électrons à la base, le courant I_B augmente donc $I_C = I_B \cdot h_{FE}$ augmente de façon plus importante (multiplication de l'augmentation de I_B par h_{FE}) et la puissance dans R_L augmente.

- Si le signal d'entrée diminue :

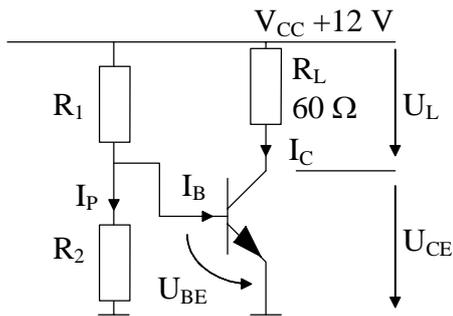
Il y a moins d'électrons à la base, le courant I_B diminue et la puissance dans R_L diminue.

C'est **L'AMPLIFICATION EN COURANT** qui se résume ainsi :

- Si I_B ↑ , I_C ↑
- Si I_B ↓ , I_C ↓

(Voir Exercice 8.8.1)

8.4 La polarisation en tension



Dans ce cas, c'est un pont diviseur formé par R_1 et R_2 qui impose une tension constante de l'ordre de 0,7 V sur la base du transistor.

Le courant I_B réglé par R_1 et R_2 commande le courant I_C .

Condition pour la stabilité du montage :

Le prélèvement par le transistor du courant I_B ne doit pas influencer la tension du pont diviseur dans de grandes proportions.

On prendra $I_P = 10$ à 20 fois I_B

Si on reprend les mêmes données que précédemment, soit

$$\begin{aligned} I_C &= 100 \text{ mA} \\ h_{FE} &= 100 \\ I_B &= 1 \text{ mA} \\ U_L &= U_{CE} = 6 \text{ V} \\ U_{BE} &= 0,7 \text{ V} \\ R_L &= 60 \Omega \end{aligned}$$

Alors nous pouvons calculer R_1 et R_2

a) Calcul de R_2

Le courant dans R_2 sera pris à 15 fois I_B soit 15 mA

La tension $U_{R2} = U_{BE} = 0,7 \text{ V}$

$$\text{Donc : } R_2 = \frac{U_{BE}}{I_P} = \frac{0,7}{15 \cdot 10^{-3}} = 46,7 \Omega$$

b) Calcul de R_1

Le courant dans R_1 sera $I_P + I_B$ soit 16 mA

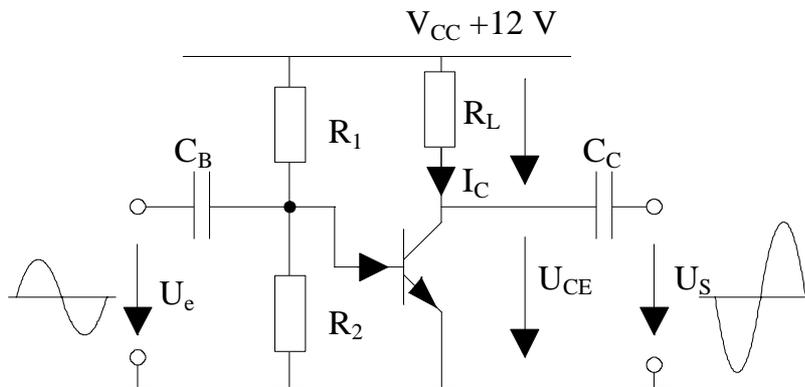
La tension aux bornes de R_1 sera $V_{CC} - U_{BE} = 12 - 0,7 = 11,3 \text{ V}$

$$\text{Donc : } R_1 = \frac{U_{R1}}{I_{R1}} = \frac{11,3}{16 \cdot 10^{-3}} = 706,3 \Omega$$

Ce montage est maintenant polarisé et prêt à amplifier.

8.5 L'amplification

Si on impose une faible variation de U_{BE} par U_e à travers C_B (C_B conserve le même rôle que pour l'amplification en courant), on va retrouver une forte variation de U_S .



a) Si U_e augmente

- U_{BE} augmente
- I_B augmente
- I_C augmente ($I_C = I_B \cdot h_{FE}$)
- U_L augmente car le courant a augmenté dans R_L ($U_L = R_L \cdot I_C$)
- U_{CE} diminue de la valeur dont U_L a augmenté, car à tout instant $V_{CC} = 12\text{ V} = U_L + U_{CE}$, donc si l'une augmente, l'autre diminue et vice versa.
- La tension U_S diminue d'une valeur absolue supérieure à l'augmentation de U_e .

C'est l'amplification en tension.

Remarque : Le condensateur C_C ne laisse passer que les variations du collecteur sur la sortie U_S . La composante continue de polarisation de 6 V n'apparaît pas sur U_S . On n'y retrouve que le signal d'entrée amplifié.

b) Si U_e diminue

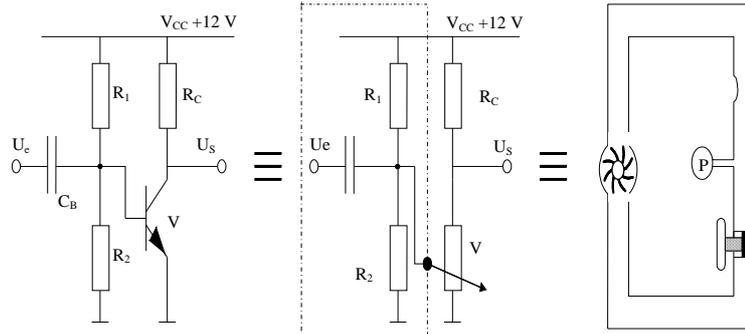
- U_{BE} diminue
- I_B diminue
- I_C diminue
- U_L diminue (le courant diminue dans R_L)
- U_{CE} augmente de la valeur dont U_L a diminué
- La tension U_S augmente d'une valeur absolue supérieure à la diminution de U_e

Il est à noter que le signal de sortie est en opposition de phase par rapport au signal d'entrée (déphasage de 180°).

Ceci est caractéristique à ce montage appelé émetteur commun, car l'émetteur est à la masse et sert de point de référence aux autres bornes du transistor.

C'est le montage le plus répandu.

8.6 Le transistor en tant que résistance



Le transistor agit comme une résistance qui varie en fonction du signal d'entrée U_e . Ceci lui a valu son nom car **TRANSISTOR** est la contraction de «**TRANSFER RESISTOR**» ou résistance de transfert.

Un signal d'entrée agissant sur la résistance de passage d'un transistor détermine le signal de sortie. La résistance variable du transistor assure le transfert de l'entrée vers la sortie.

De même en hydraulique, le transistor correspond à un robinet commandant un débit important commandé par la poignée du robinet correspondant à la base. Cette poignée peut être remplacée par un système à pistons agissant à la faible pression d'une source hydraulique extérieure au circuit principal.

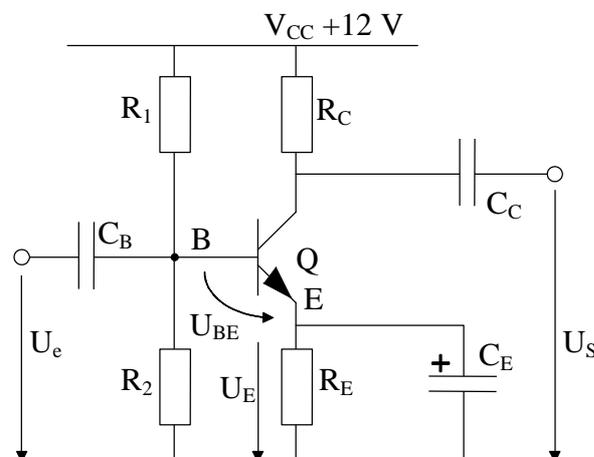
8.7 La dérive thermique

Nous retrouvons dans les amplificateurs à transistor ce phénomène déjà évoqué précédemment. Tout étage amplificateur peut être soumis à une élévation de température.

Si la température augmente, le seuil de tension U_{BE} de 0,7 V diminue. Ceci entraîne une augmentation de I_B . Le transistor conduit plus, s'échauffe plus et c'est l'emballement thermique pouvant entraîner la destruction du transistor.

Ce phénomène n'est pas souhaité, il faut donc chercher à l'annuler.

Il suffira pour cela d'une résistance R_E et d'un condensateur C_E .



R_E stabilise le montage en cas de variation de température.

- Si la température augmente :
- La tension au U_{BE} a tendance à diminuer.
- Le courant de base, donc de collecteur va augmenter.
- Le courant d'émetteur $I_E = I_B + I_C$ augmente.
- Dans ce cas, la chute de tension dans R_E augmente, ce qui a pour effet de remonter la tension en E.

Ceci a pour effet de compenser la tendance de U_{BE} à diminuer en stabilisant I_B et le fonctionnement du montage.

R_E est prise de telle façon que $U_E = \frac{1}{3}$ à $\frac{1}{10} V_{CC}$

C_E court-circuite à la masse les variations du signal d'entrée U_e . Le potentiel au point E est stable (niveau continu). Les variations de U_e ne se répercutent qu'au collecteur.

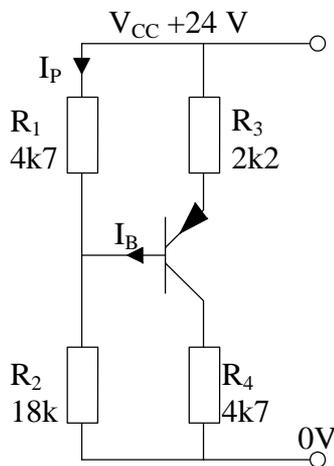
8.8 Exercices

8.8.1 Exercice

On désire $U_{CE} = 6 \text{ V}$, $I_C = 3,6 \text{ mA}$ avec $V_{CC} = 12 \text{ V}$ et un transistor polarisé par un courant de base dont le gain $h_{FE} = 80$.

Calculer R_B et R_C théoriques et en valeurs normalisées ?

8.8.2 Exercice

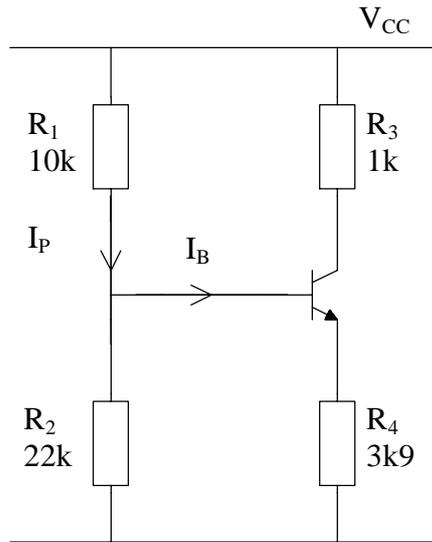


$$U_{BE} = -0,7 \text{ V}$$

$$I_P = 20 I_B$$

Calculer U_{EC} et I_C ?

8.8.3 Exercice polarisation



Calculer

- a) U_{CE}
- b) I_C
- c) h_{FE}

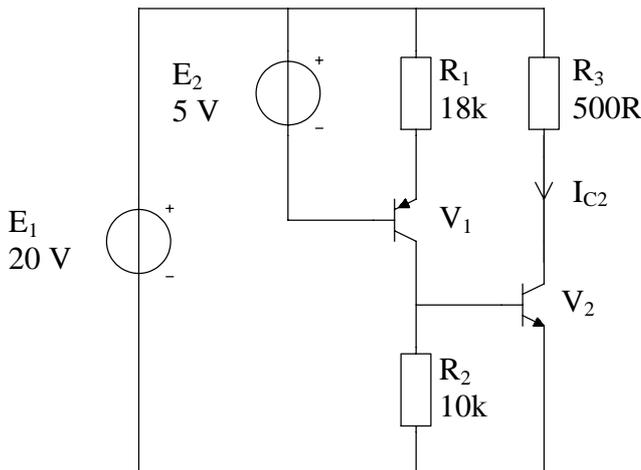
si

$V_{CC} = 12 \text{ V}$

$U_{BE} = 0,7 \text{ V}$

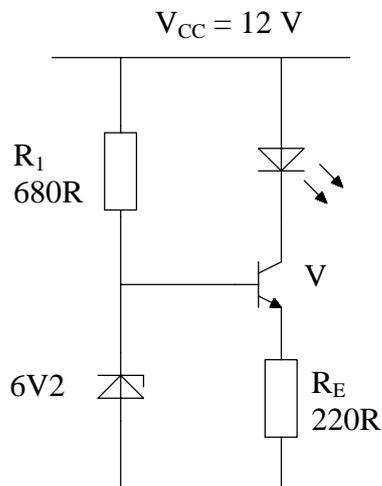
$I_P = 20 \text{ I}_B$

8.8.4 Exercice PNP - NPN



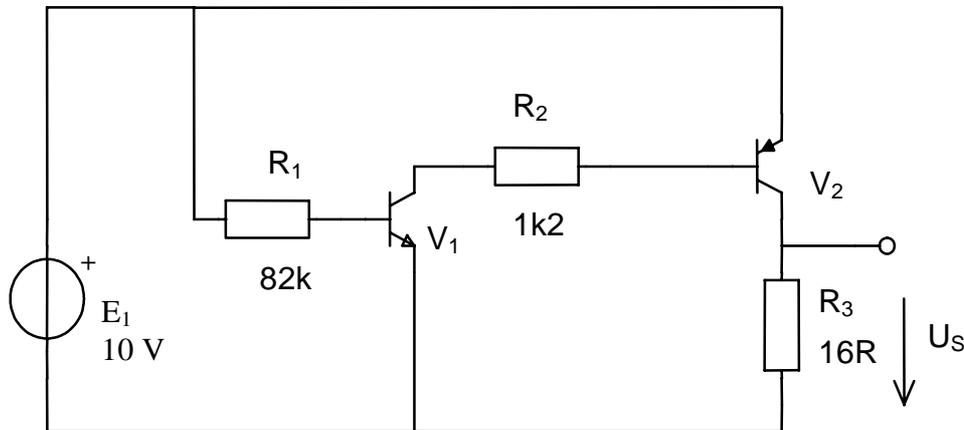
Si V_1 et V_2 ont une chute de tension $|U_{BE}| = 0,7 \text{ V}$ et un gain en courant $\beta = 100$, calculer le courant I_{C2} et la tension U_{CE2} .

8.8.5 Exercice avec LED



Calculer le courant dans la LED si $U_{BE} = 0,7 \text{ V}$.

8.8.6 Exercice NPN PNP

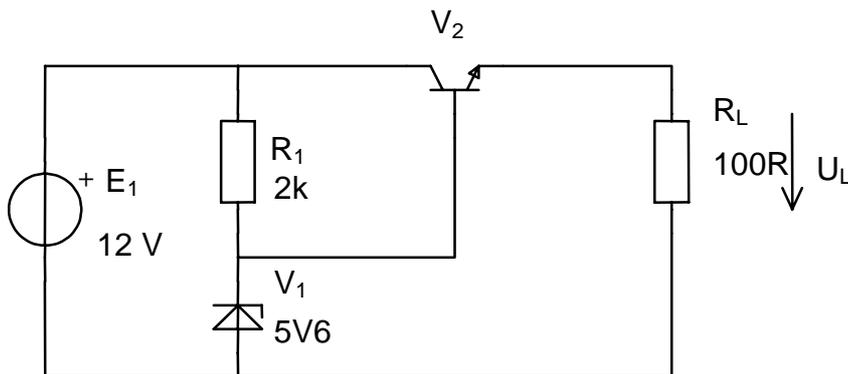


Calculer U_S si

$$|U_{BE}| = 0,7 \text{ V}$$

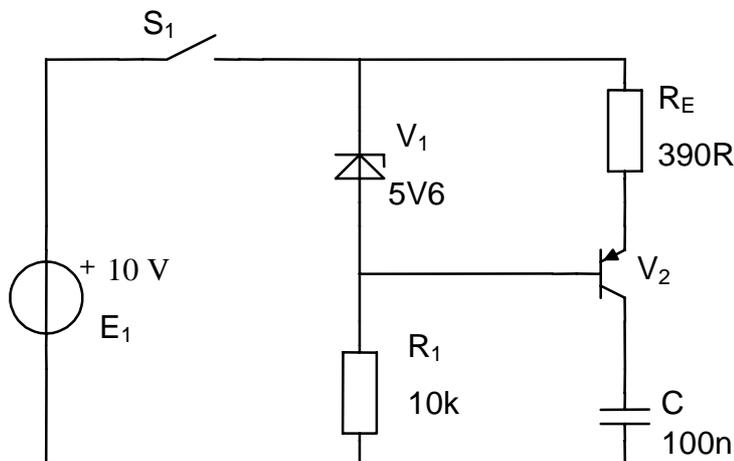
$$h_{FE} = 50$$

8.8.7 Exercice



Déterminer U_L , I_L , U_{CE} et P_{V2} si $h_{FE} = 100$

8.8.8 Exercice charge de condensateur



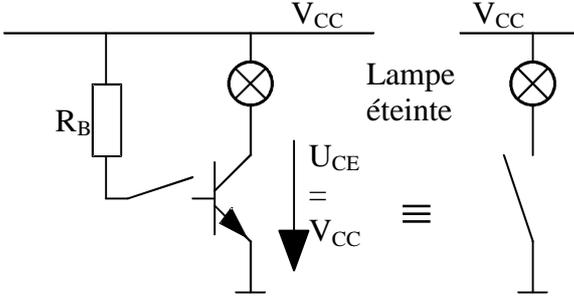
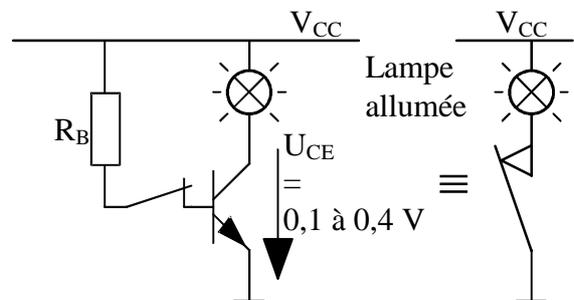
1. Calculer I_E sans condensateur.
2. Calculer I_C avec condensateur.
3. Calculer U_C 20 μ s après la fermeture de S_1 .

9. LE TRANSISTOR EN COMMUTATION

9.1 Généralités

L'utilisation du transistor en tant qu'interrupteur est une de ses applications principales en électronique industrielle.

Dans cette situation, il n'y a que deux états de fonctionnement :

<ul style="list-style-type: none"> Le transistor ne conduit pas. <p>C'est l'état bloqué. Il correspond à un interrupteur ouvert. Le courant de base est nul donc : $I_C = 0$</p>  <p>Condition de blocage : Il suffit que $U_{BE} \leq 0,4 \text{ V}$</p>	<ul style="list-style-type: none"> Le transistor conduit totalement. <p>C'est l'état saturé. Il correspond à un interrupteur fermé. Il existe une chute de tension de l'ordre de 0,1 V à 0,4 V entre émetteur et collecteur du transistor. C'est la tension de saturation due à la résistance du silicium.</p>  <p>Condition de saturation : $I_B \geq I_C / \beta$ $U_{BE} = 0,7 \text{ V}$</p>
--	--

On qualifie également ce montage de "tout ou rien".

Le transistor conduit totalement ou ne conduit pas.

Les avantages du transistor sur l'interrupteur sont les suivants :

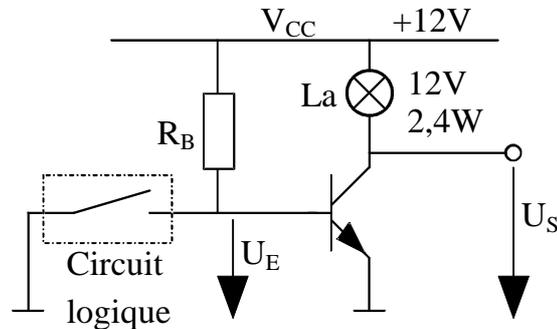
- fonctionnement statique - pas de pièces en mouvement
- grande vitesse de commutation, peut fonctionner dans le domaine des MHz ce qui est impossible pour un interrupteur mécanique
- durée de vie pratiquement infinie
- pas de rebonds car il n'y a plus de contacts.

L'interrupteur dessiné sur le schéma de principe ne sera bien sûr que peu utilisé en pratique.

Dans nombre d'applications, la base du transistor recevra un signal provenant d'un circuit numérique (travaillant avec des niveaux 1 ou 0 c'est-à-dire V_{CC} ou masse).

En hydraulique, le transistor en commutation devient comparable à une vanne à 2 positions (position ouverte et position fermée).

9.2 L'inverseur



1er cas : **Interrupteur ouvert = transistor saturé.**

Le transistor est alimenté par V_{CC} à travers R_B

On connaît $La\ 12\ V / 2,4\ W\ R_{La} = 60\ \Omega$

$$h_{FE} = \beta = 100$$

$$U_{CEsat} = 0,1\ V$$

En conduction, la lampe laisse passer un courant I_C de 200 mA. Elle est allumée. Ceci permet de déduire I_B minimum pour saturer le transistor.

Etant donné la large plage de h_{FE} et les différences entre plusieurs transistors ayant la même référence, on assure en prenant

$$I_B = \frac{I_C}{10} = 20\ mA$$

On est ainsi certain que le transistor sera bien saturé, même si on effectue un remplacement en dépannage.

Dans notre cas : $U_{RB} = V_{CC} - U_{BE} = 12 - 0,7 = 11,3\ V$

$$R_B = \frac{U_{RB}}{I_B} = \frac{11,3}{20 \cdot 10^{-3}} = 565\ \Omega \Rightarrow \text{choix: } 680\ \Omega$$

Dans ce cas, le transistor conduit totalement et $U_S = U_{CEsat} = 0,1\ V$

Cette valeur peut-être négligée et on admet $U_S = 0\ V$

On appellera niveau logique 1

- côté base $U_{BE} \geq 0,7\ V$
- côté collecteur $U_{CE} = V_{CC}$

On appellera niveau logique 0

- côté base $U_{BE} \leq 0,4 \text{ V}$
- côté collecteur $U_{CE} = U_{CEsat} (0,1 \text{ à } 0,4 \text{ V})$

Dans notre cas

Le niveau logique d'entrée est 1 ($U_{BE} = 0,7 \text{ V}$)

Le niveau logique de sortie est 0 ($U_{CE} = 0,1 \text{ V}$)

Le système fonctionne donc bien en inverseur

2ème cas : **Interrupteur fermé = transistor bloqué**

$U_{BE} = 0 \text{ V}$ aucun courant de base

$I_C = 0 \text{ A}$ la lampe est éteinte

L'espace collecteur - émetteur du transistor est un interrupteur ouvert

$U_S = V_{CC} = 12 \text{ V}$

On a donc :

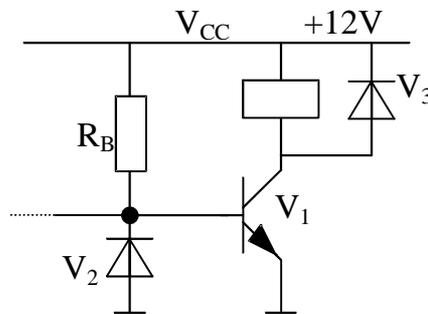
niveau logique d'entrée = 0 ($U_{BE} = 0 \text{ V}$)

niveau logique de sortie = 1 ($U_S = V_{CC}$)

Le système fonctionne en inverseur.

Remarque : Dans le cas où une tension négative inférieure à -5 V peut apparaître sur la base du transistor, il faudra protéger ce dernier par la diode V_2 .

Si la charge de collecteur est inductive il faudra protéger le transistor contre les surtensions par la diode V_3 (Diode de roue libre).



Remarque : Lorsqu'il est bloqué, le transistor ne dissipe pas de puissance.

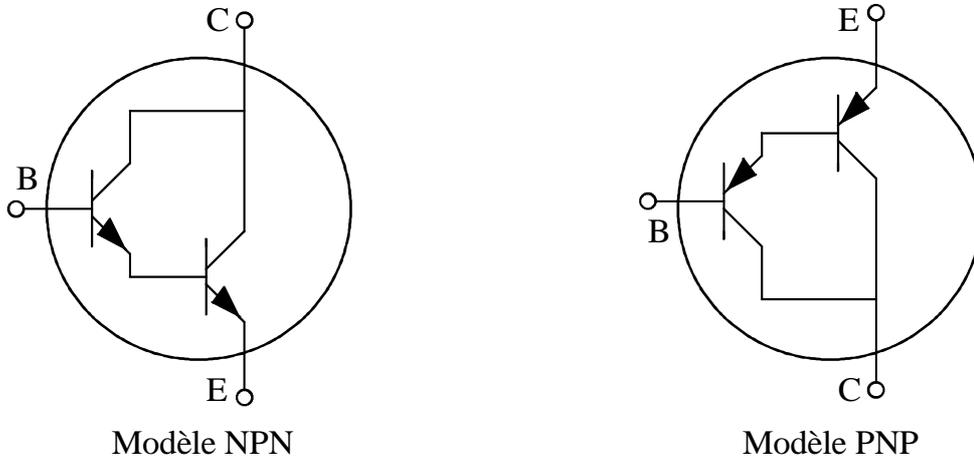
Lorsqu'il est saturé, le transistor ne s'échauffe pratiquement pas car la tension collecteur (entre 0,1 et 0,4 V) est faible. Le produit $U \cdot I = P$ reste faible, par contre pendant les transitions d'un état à un autre, la puissance dissipée est plus importante mais ces commutations sont rapides.

- A fréquence faible, la puissance dissipée est négligeable.
- La puissance dissipée augmente quand la fréquence de commutation augmente et elle peut devenir importante. L'échauffement du transistor n'est plus négligeable et il doit être monté sur refroidisseur si nécessaire.

9.3 Le transistor Darlington

Le Darlington peut être considéré comme le super amplificateur de courant.

Les fabricants de transistors montent deux transistors connectés en paire selon schéma ci-après dans un seul boîtier de transistor.

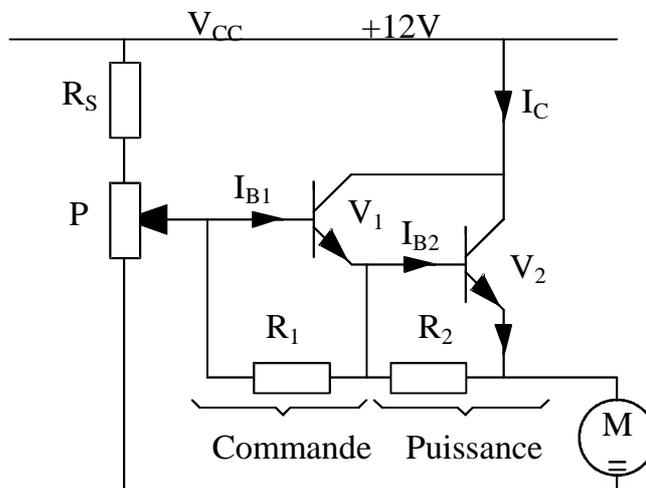


Le premier transistor est un modèle faible puissance avec un gain en courant élevé.

Le deuxième transistor est généralement un modèle de puissance avec un gain en courant plus faible et pouvant conduire un courant important.

On peut également réaliser ce montage avec deux transistors séparés.

9.3.1 Fonctionnement



Dans ce montage, un potentiomètre fournit un faible courant à la base de V_1 . Après double amplification, le courant fourni par l'émetteur de V_2 alimente un moteur à courant continu consommant un courant élevé.

Sachant que $U_{BEV1} = 0,7 \text{ V}$ et $U_{BEV2} = 0,7 \text{ V}$, la chute de tension entre le point milieu du potentiomètre et le moteur sera de $1,4 \text{ V}$.

Ce système permet donc de régler la vitesse du moteur en lui imposant une tension réglable.

Regardons de plus près l'étage Darlington :

Le courant fourni par le potentiomètre au transistor V_1 sera I_{B1} .

- A l'émetteur de V_1 , on admet $I_{C1} = I_{E1}$ car $I_B \ll I_C$.

$$I_{E1} = I_{B1} \cdot h_{FE1} = I_{B2}$$

- A l'émetteur de V_2 , en admettant la même simplification :

$$I_{E2} = I_{B2} \cdot h_{FE2}$$

$$\text{mais comme } I_{B2} = I_{B1} \cdot h_{FE1}$$

$$I_{E2} = I_{B1} \cdot h_{FE1} \cdot h_{FE2}$$

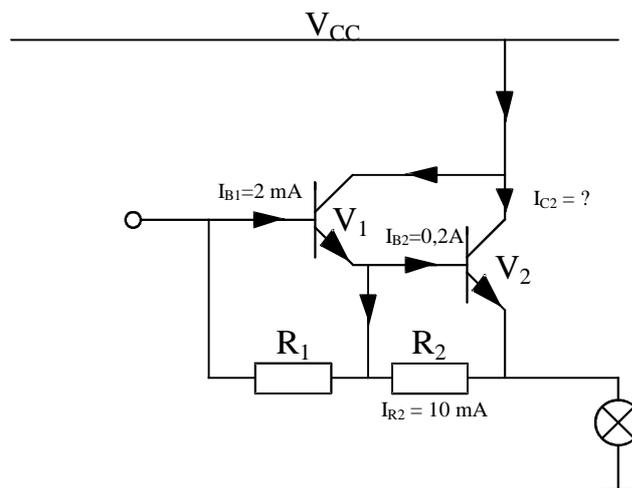
Le courant d'entrée est multiplié par le produit des gains en courant de chaque transistor du Darlington.

On trouvera ainsi des gains de 2'000 à 20'000 pour les transistors Darlington disponibles sur le marché.

- Rôle de R_S : sécurité, évite d'appliquer directement V_{CC} sur la base de V_1 si le potentiomètre est au maximum supérieur.
- Rôle de R_1 et R_2 : au blocage, équilibrage des potentiels, principalement entre V_1 et V_2 .

9.3.2 Exemple

Soit le montage ci-dessous :



Que valent I_{C1} , h_{FE1} , h_{FE2}

On admet le courant dans R_1 négligeable

On peut calculer le courant I_{C1} car on connaît :

$$\begin{aligned} I_{E1} &= I_{B2} + I_{R2} \\ I_{E1} &= 200 + 10 = 210 \text{ mA} \end{aligned}$$

Dans ce cas

$$\begin{aligned} I_{C1} &= I_{E1} - I_{B1} \\ I_{C1} &= 210 - 2 = 208 \text{ mA} \end{aligned}$$

Calculons h_{FE2} .

$$I_{C2} = I - I_{C1} = 10 - 0,208 = 9,79 \text{ A}$$

$$h_{FE2} = I_{C2} / I_{B2} = \frac{9,79}{0,2} = 48,96 \approx 50$$

Calculons h_{FE1}

$$h_{FE1} = \frac{I_{C1}}{I_{B1}} = \frac{208}{2} = 104 \approx 100$$

Gain en courant total de l'étage Darlington

$$h_{FETOT} = h_{FE1} h_{FE2} = 100 \cdot 50 = 5000$$

Remarque :

On peut également calculer le gain en courant total de l'étage Darlington :

$$h_{FETOT} = \frac{I_{C2}}{I_{B1}} = \frac{10}{2 \cdot 10^{-3}} = 5000$$

$$h_{FETOT} = h_{FE1} \cdot h_{FE2}$$

Donc $h_{FE1} = h_{FETOT} / h_{FE2} = 5000 / 50 = 100$

Calculons I_{C1}

$$I_{C1} = I_{E1} - I_{B1}$$

$$I_{E1} = I_{R2} + I_{B2} = 0,2 + 10 \cdot 10^{-3} = 0,21 \text{ A} = 210 \text{ mA}$$

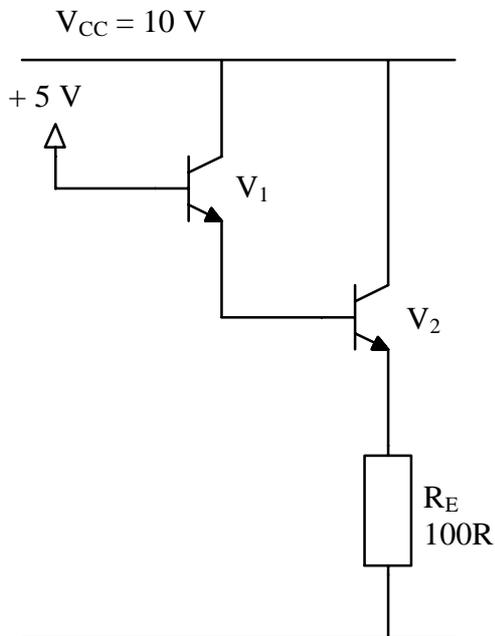
$$I_{B1} = 2 \text{ mA}$$

$$I_{C1} = 210 - 2 = 208 \text{ mA} = 0,208 \text{ A}$$

Remarque : Lorsque le transistor Darlington conduit en saturation, il y a une chute de tension minimum de 1 à 1,4 V aux bornes collecteur - émetteur de V_2 ($U_{BE1} + U_{BE2}$).

9.4 Exercices

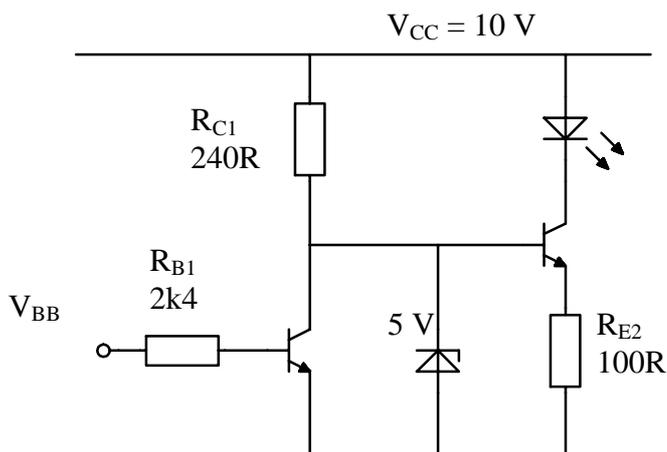
9.4.1 Exercice Darlington



Si $U_{BE} = 0,7\text{ V}$ pour V_1 et V_2

- Calculer la tension aux bornes de R_E .
- Si $\beta_2 = 150$, calculer le courant de collecteur approximatif de V_1 .
- Si $\beta_1 = 100$ et $\beta_2 = 150$, calculer le courant de base de V_1 .

9.4.2 Exercice commande de LED



Si $U_{BE} = 0,7\text{ V}$ pour V_1 et V_2

Calculer le courant de la LED si

- $V_{BB} = 0\text{ V}$
- $V_{BB} = 10\text{ V}$

10. LE TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP

10.1 Définition

Par rapport au transistor bipolaire (Deux jonctions de polarités différentes), ce nouveau transistor sera dit "unipolaire", car il ne travaille qu'avec un seul type de charge : les trous (canal P) ou les électrons (Canal N).

Par définition, nous avons, dans le transistor bipolaire, un courant d'entrée qui commandait un courant de sortie.

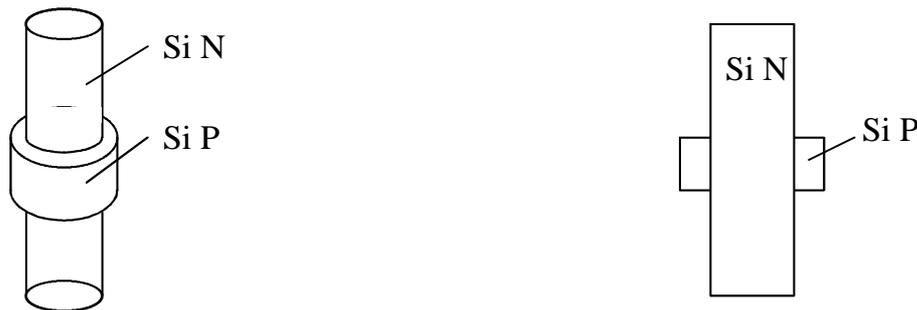
Dans le cas du transistor à effet de champ, la situation est toute autre :

UNE TENSION D'ENTREE COMMANDE UN COURANT DE SORTIE

Ceci est fondamental dans le raisonnement d'analyse du transistor à effet de champ. Nous le nommerons FET, contraction de provenance anglaise pour Field Effect Transistor.

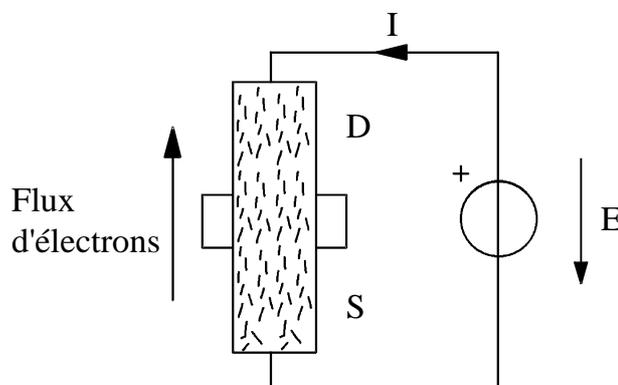
10.2 Principe physique pour un canal N

Soit un cylindre de silicium de polarité N sur lequel on ajoute un anneau de silicium de polarité P.



Vue en coupe

On raccorde les deux extrémités du cylindre à une source de tension, l'anneau extérieur n'est pas alimenté.

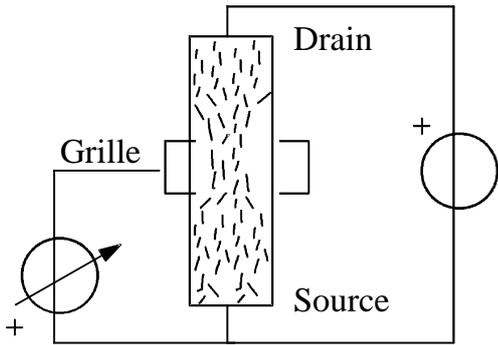


Un courant d'électrons prend naissance et s'établit du bas vers le haut du barreau, ce qui correspond à un sens inverse du courant électrique.

Le barreau se comporte comme une résistance (résistivité du silicium dopé) et offre un canal au passage des électrons.

Nous appellerons la borne supérieure DRAIN, la borne inférieure SOURCE et la zone conductrice du silicium CANAL.

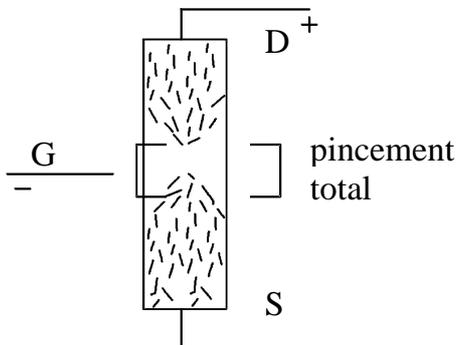
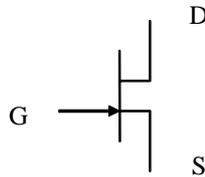
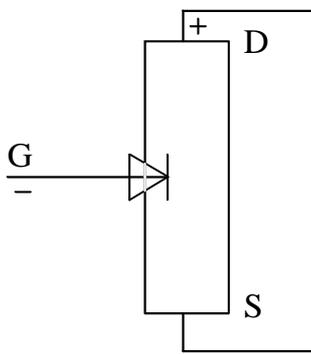
Appliquons maintenant une tension négative sur l'anneau de silicium P.



La borne de raccordement de l'anneau s'appellera GRILLE (en anglais : GATE).

La jonction Grille - Canal constitue une diode qui est polarisée en inverse par la tension Grille - Source. Le courant de grille est nul (tout au plus une fuite de quelques nA).

Par contre la tension de grille négative repousse les électrons ce qui a pour effet de rétrécir le canal, donc d'en augmenter la résistance et finalement diminuer le courant drain source.



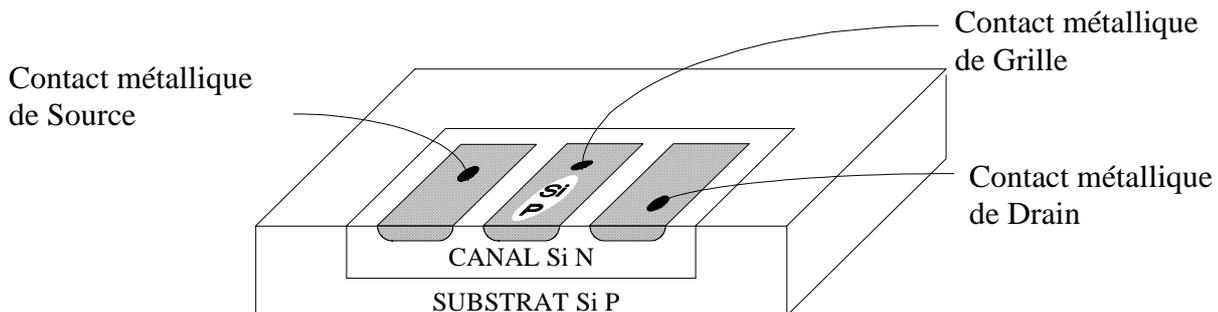
Si la tension négative devient plus importante, on va avoir le pincement total du canal et le courant I_D devient nul.

C'est donc bien l'effet du champ électrique de la tension de grille qui va régler le courant de drain, donc la résistance du canal.

Contrairement au transistor bipolaire, il n'y a pas de puissance de commande.

10.3 Structure et symbole du J FET

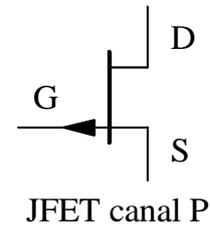
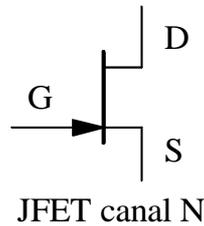
La vraie structure d'un FET est différente de celle utilisée pour le principe physique.



Le substrat et la grille, de mêmes polarités, sont reliés électriquement.

Ce type de transistor s'appelle J FET (Junction FET) transistor à effet de champ à jonction car il existe une jonction formant une diode entre la grille et le canal.

Le symbole est le suivant :



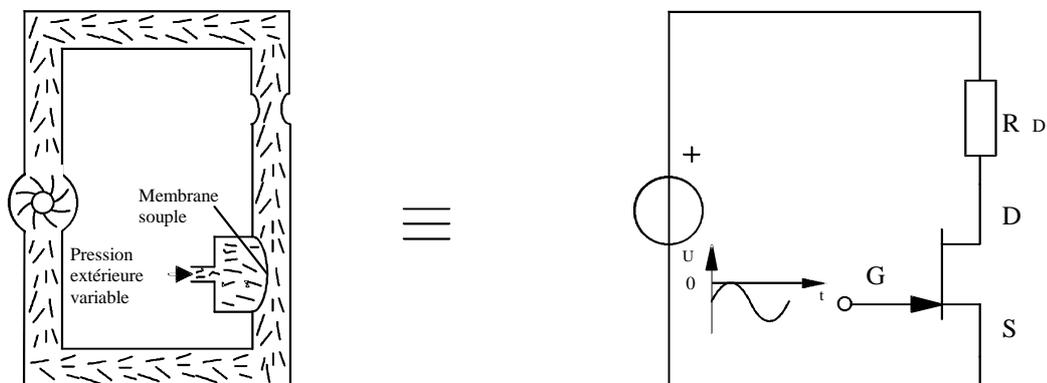
Il existe un J FET canal P c'est-à-dire que le canal est du silicium dopé P, la grille est du silicium dopé N.

On l'alimente avec une polarité négative sur le drain et positive sur la grille.

Remarque : Dans le cas d'un J FET canal N, une tension positive sur la grille crée un courant grille - source non désiré et dangereux pour le transistor.

Cette situation ne doit pas se produire. De même il ne faut pas appliquer de tension négative sur la grille d'un J FET canal P.

10.4 Analogie hydraulique

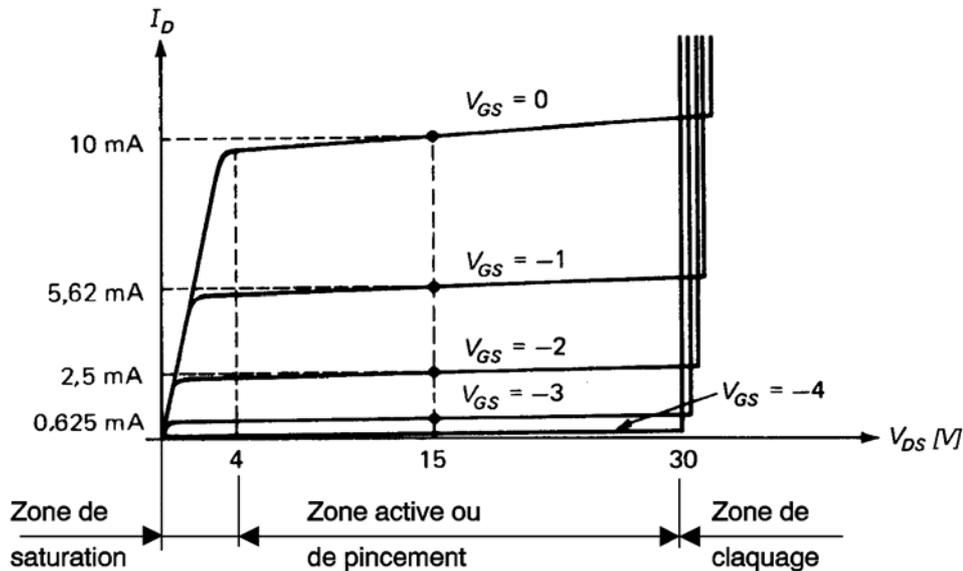


Le J FET est l'équivalent d'une membrane souple fermant plus ou moins le passage du liquide dans le circuit principal, permettant ainsi de régler le débit.

Le liquide de commande est totalement indépendant du circuit principal montrant ainsi la très grande résistance qui existe entre la grille et le canal.

- L'absence de pression laissera le débit maximum s'écouler librement.
- Une forte pression va fermer le circuit principal, il n'y aura plus de débit.

10.5 Caractéristique du J FET canal N



Ces caractéristiques ressemblent beaucoup à celles du transistor. Il faut cependant noter que c'est la tension entre grille et source V_{GS} qui détermine le courant I_D .

Il est important de constater que lorsque le J FET conduit à plein canal ($V_{GS} = 0$), le courant maximum est limité à une valeur finie, par exemple 10 mA dans notre exemple.

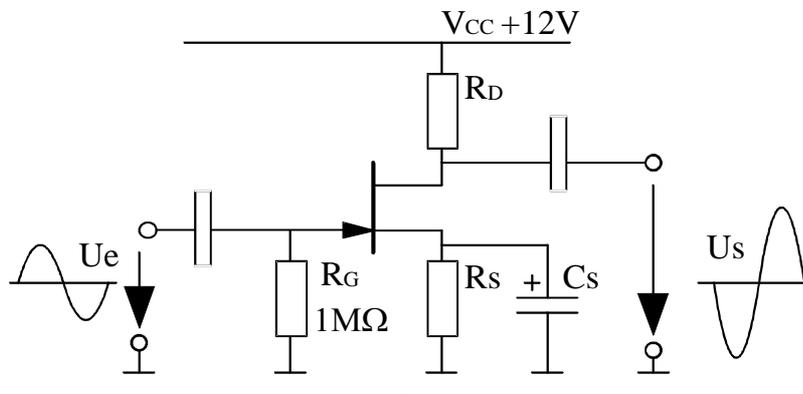
Il n'y a pas de situation de court-circuit comme dans le transistor bipolaire.

Pour une tension grille de -4 V dans notre exemple, le canal est pincé, le J FET est bloqué. $I_D = 0$.

10.6 Le J FET en amplificateur

Le problème apparent, c'est que l'on doit disposer d'une source de tension positive pour l'alimentation drain - source et d'une source de tension négative pour l'alimentation grille-source.

En réalité, on utilise une seule source :



La résistance d'entrée d'un J FET entre grille et source est de plusieurs centaines de $M\Omega$ (diode en inverse). La résistance R_G , généralement prise vers $1 M\Omega$ a pour but de fixer le potentiel de la grille à 0 V en l'absence de signal d'entrée.

Dans ces conditions, pour que la grille apparaisse à un potentiel négatif par rapport à la source, il suffit de donner à la source un potentiel positif. C'est le rôle de R_S .

Si par exemple R_S provoque une chute de tension de 2 V en l'absence de signal d'entrée, la source est à + 2 V. Mais si la source est prise en référence, on voit la grille à - 2 V. Ceci évite d'avoir à utiliser une deuxième source.

A noter que le J FET déphase de 180° le signal amplifié comme l'amplificateur à transistor bipolaire mais le gain en tension avec un J FET est plus modeste (de 5 à 20).

Le J FET est intéressant lorsque le signal à amplifier ne peut fournir un courant suffisant pour commander un transistor bipolaire. Le J FET est employé en instrumentation pour les appareils de mesure ne devant pas influencer le signal à mesurer. On le trouve essentiellement dans les circuits intégrés linéaires (A.O.)

10.7 Le J FET en commutation

L'utilisation du J FET en interrupteur est une de ses principales applications. Comme le transistor bipolaire, on va l'utiliser en régime saturé ou bloqué.

- Lorsque $V_{GS} = 0$ V, le courant drain - source est à son maximum, le transistor J FET est saturé, il est équivalent à un interrupteur fermé.
- Lorsque V_{GS} est suffisamment négatif pour pincer le canal, le transistor J FET est bloqué, il est équivalent à un interrupteur ouvert. En général, on applique sur la grille une tension un peu plus négative que la tension V_{GS} donnant $I_D = 0$, ceci pour garantir le blocage du J FET.

10.7.1 Résistance du J FET en saturation

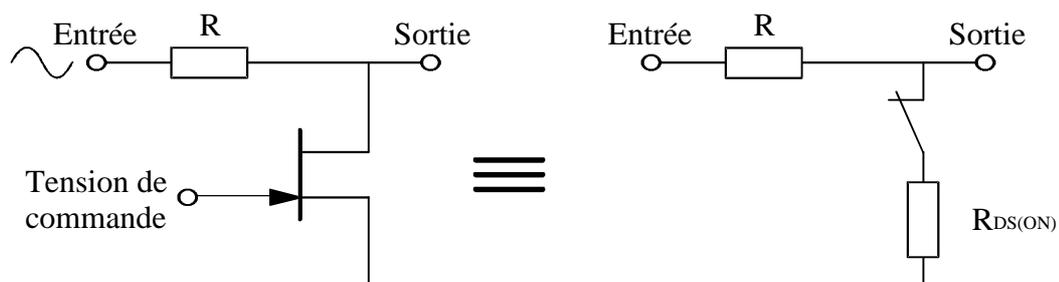
Lorsque le J FET est saturé, ce n'est pas un interrupteur fermé parfait car il présente une faible résistance au passage du courant I_D . Cette résistance est notée $r_{DS(ON)}$, elle peut varier de quelques ohms à quelques centaines d'ohms pour les J FET standard.

$r_{DS(ON)}$ peut se mesurer avec un ohmmètre de la façon suivante :

- Placer la pointe de contrôle positive sur la borne Drain du J FET (canal N)
 - Placer la pointe de contrôle négative sur les bornes Grille et Source groupées (par grippe - fil par exemple)
- Les polarités sont inverses pour un J FET canal P
- L'ohmmètre indique la valeur de $r_{DS(ON)}$

10.7.2 J FET en interrupteur shunt

Schéma de principe

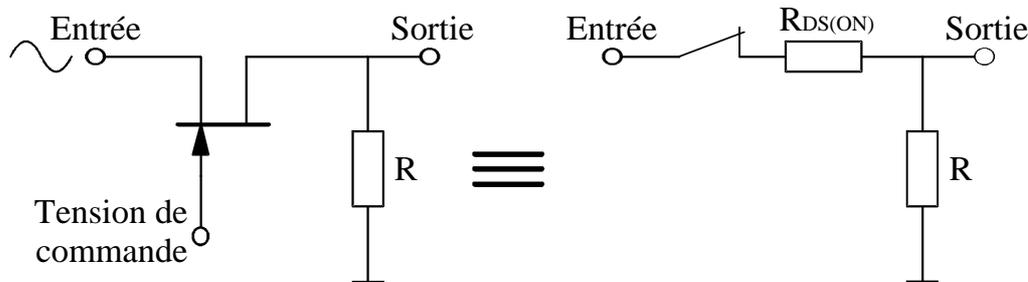


Principe :

- Si le J FET est bloqué : le signal variable de l'entrée se retrouve en sortie
- Si le J FET conduit : le signal variable de l'entrée n'est plus présent à la sortie à condition que $R_D \gg r_{DS(ON)}$

10.7.3 J FET en interrupteur série

Schéma de principe

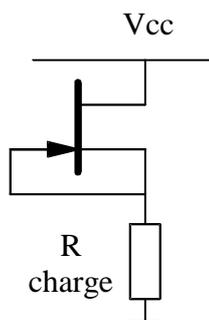


Principe :

- Si le J FET est bloqué : le signal variable d'entrée n'est pas transmis à la sortie.
- Si le J FET conduit : le signal variable d'entrée se retrouve en sortie à condition que $R_D \gg r_{DS(ON)}$

Remarque : Ces deux montages sont aussi appelés "interrupteurs analogiques" (analog switches) et existent en circuits intégrés pour transmettre ou non des signaux variables.

10.7.4 Le J FET en limiteur de courant



Lorsque la grille est reliée à la source ($V_{GS} = 0$), le J FET laissera passer un courant ne pouvant dépasser le courant maximum drain source I_{DSS} .

I_{DSS} : Shorted Source - Drain Current

Exemple : Selon le schéma ci-dessus, admettons que la charge absorbe un courant de 1 mA. Le transistor J FET a pour caractéristique $r_{DS(ON)} = 180 \Omega$ et son courant max. $I_{DSS} = 10$ mA. En condition normales de fonctionnement, il provoque une chute de tension de

$$U_{JFET} = I_{DSS} \cdot r_{DS(ON)} = 180 \cdot 1 \cdot 10^{-3} = 0,18 \text{ V}$$

Si maintenant la charge présente un court-circuit accidentel :

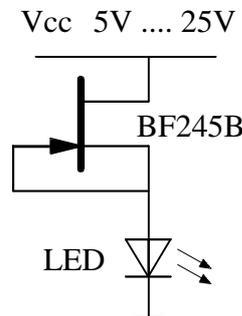
Le courant est alors limité à 10 mA par le J FET. Ce dernier se comporte en source de courant ($I = \text{constante}$ quelle que soit la valeur de R charge).

On trouve dans le commerce des J FET avec grille reliée à la source (et n'ayant donc que deux bornes) sous l'appellation "Diodes régulatrices de courant".

Application :

Le J FET BF 245 B a un courant I_{DSS} compris entre 6 et 13 mA. Il peut donc être utilisé pour contrôler le courant dans une LED sans se soucier de V_{CC} (variations sans effet si $V_{CC} > 3 \text{ V}$).

Ceci donne le schéma suivant :



10.8 La technologie MOS

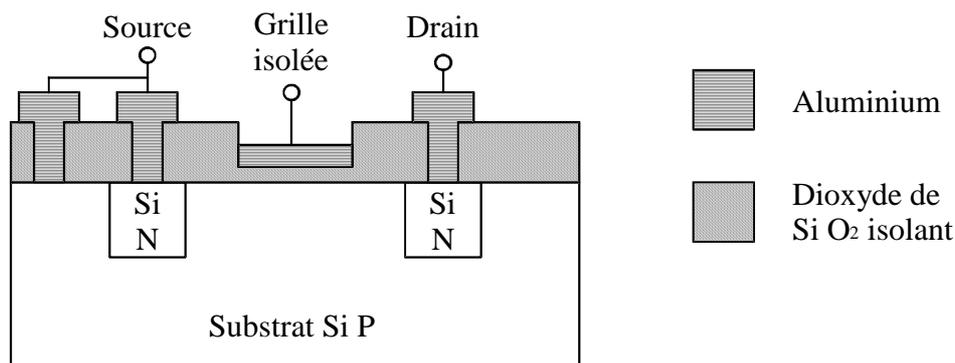
L'appellation MOS vient de l'anglais "METAL-OXIDE-SEMICONDUCTOR" ce qui se rapporte à la disposition de 3 couches superposées avec les matériaux suivants : Métal (Aluminium : Al) puis oxyde (dioxyde de silicium : Si O_2) et enfin semi-conducteur (Silicium dopé P ou N).

On fabrique à partir de cette technologie un transistor MOSFET se prêtant très bien à la technique de commutation.

Il est très utilisé dans les circuits intégrés numériques, microprocesseurs, mémoires d'ordinateurs.

10.8.1 Le MOSFET

Le type de MOSFET que nous allons étudier s'appelle MOSFET à enrichissement. Sa structure est la suivante :



- En l'absence de tension de grille, il n'y a pas de canal donc pas de courant drain source.
- Si on applique une tension positive sur la grille :
Cette tension attire les charges de signe opposé, c'est-à-dire les électrons compris entre la zone Si N de drain et la zone Si N de source.

L'espace MOS travaille comme un condensateur :

- La grille est l'armature positive.
- Le dioxyde de silicium est le diélectrique.
- Le silicium P forme l'armature négative.

L'accumulation d'électrons sous la grille va former une zone Si N (inversion de la polarité de dopage). Cette nouvelle zone Si N est le canal conducteur entre drain et source. Si on coupe l'alimentation de grille, le canal disparaît et le transistor est bloqué.

Inconvénient : Il faudra atteindre une certaine tension de grille avant d'obtenir un canal.

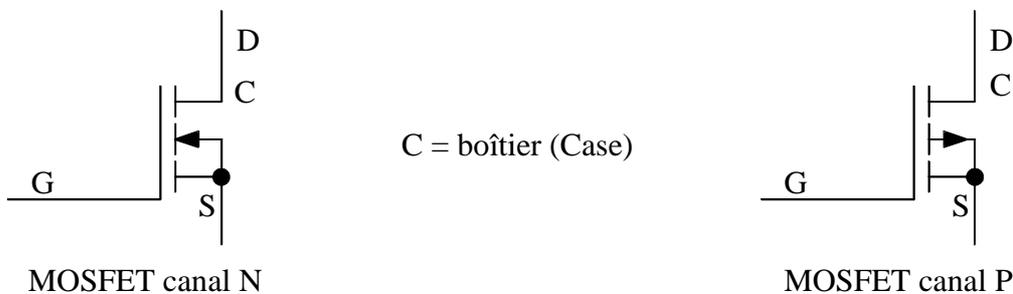
Les MOSFET à enrichissement ont donc un seuil qui varie de 0,8 V à 6 V selon les modèles.

Attention : La couche d'isolant sous la grille a une épaisseur de quelques microns. Cette couche est facilement transpercée par des décharges statiques lors de manipulations. Le MOSFET est détruit. Il existe de nombreux modèles protégés par diodes. Pour les autres, les précautions suivantes doivent être prises :

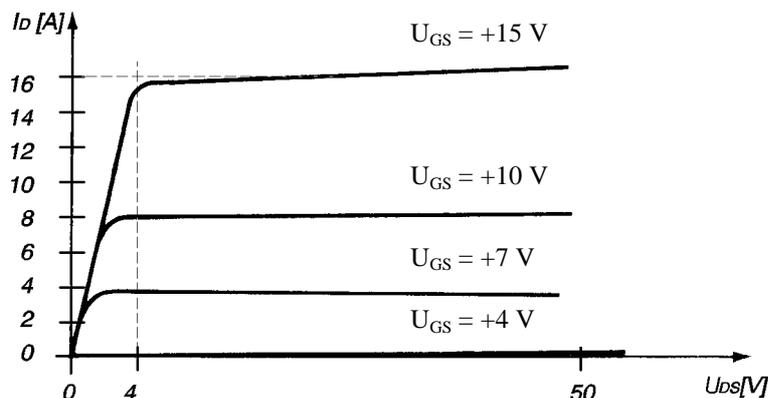


- Stocker ces transistors avec l'emballage ou la protection d'origine.
- Les déballer et les manipuler en dehors des zones à charges statiques, sur plaques conductrices reliées à la terre.
- Utiliser un fer à souder avec protection antistatique, antimagnétique et mise à la terre.
- Ne retirer les éventuelles bagues de protection qu'après soudage.

10.8.2 Symbole du MOSFET à enrichissement



10.8.3 Caractéristique du MOSFET Canal N



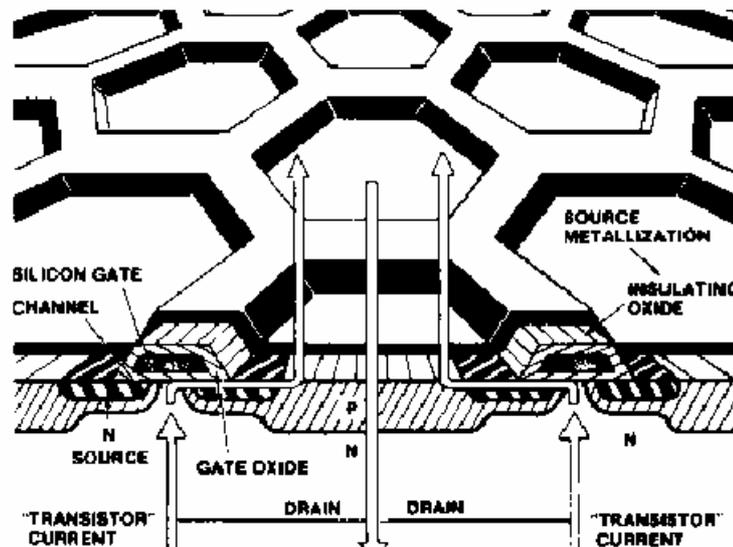
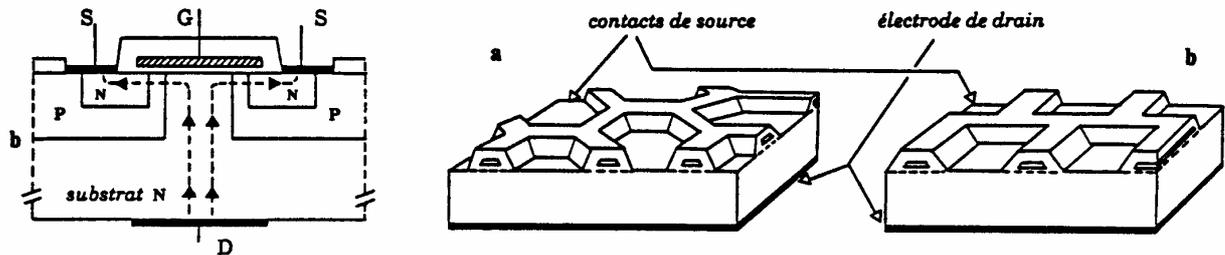
Cet exemple montre un seuil de 4 V et une possibilité de commander un courant de 16 A avec une tension d'entrée de 15 V.

En effet, les MOSFET en tant que transistor sont surtout disponibles dans la gamme des transistors de puissance.

On les trouve en catalogue sous l'appellation POWER MOSFET pour des courants allant jusqu'à plus de 100 A.

10.8.4 Structure des POWER MOSFET

Technologie TMOS et HEXFET



Remarque : une jonction diode existe entre source + Substrat et Drain. On l'appelle diode intrinsèque. Elle est utile car elle joue le rôle de diode de protection si la tension drain source devient trop grande (conduction par effet d'avalanche).

10.8.5 Avantages et inconvénients des POWER MOSFET

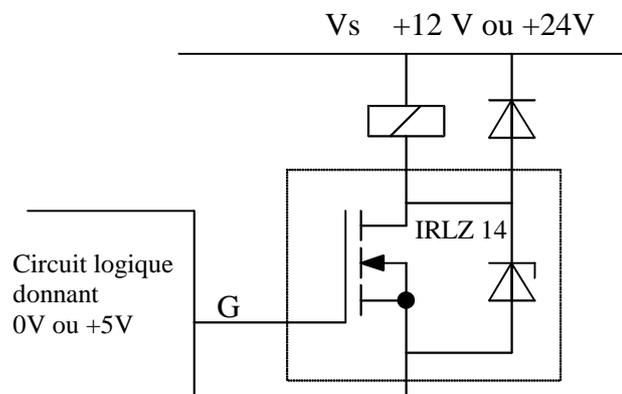
10.8.5.1 Avantages :

- Résistance d'entrée considérée infinie (condensateur grille - source)
- Légèreté de la commande (prix et puissance)
- Tension résiduelle drain - source en saturation négligeable car $R_{DS(ON)}$ très faible (jusqu'à 14 m Ω). $R_{DS(ON)} \cdot I_D$ reste faible en basse tension (jusqu'à environ 60 V)
- Faibles pertes de commutation (commutation très rapide)
- Coefficient de température positif : on peut monter en parallèle plusieurs POWER MOSFET pour augmenter le courant commandé. Très délicat avec des transistors de puissance bipolaires en raison de leur coefficient de température négatif.

10.8.5.2 Inconvénients :

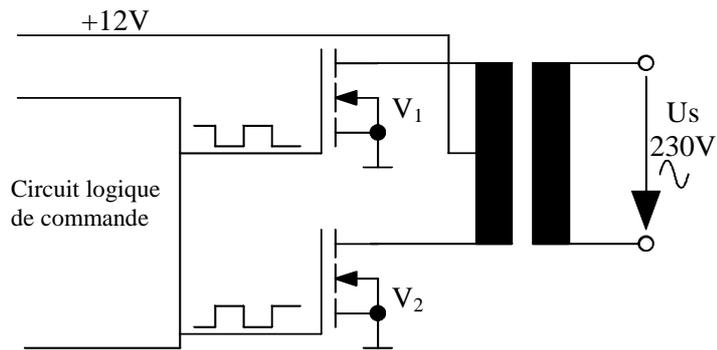
- Sensibilité aux charges statiques sur la grille (pour $U_{GS} > 20$ V)
- En mode linéaire, précautions à prendre pour évacuer la puissance dissipée
- Pertes de conduction élevées pour les modèles haute tension ($R_{DS(ON)}$ croît environ au carré de la tension de blocage)

10.8.6 Commande d'un relais par POWER MOSFET (HEX FET)



Ce transistor sert d'adaptateur de commande entre le circuit logique et le relais sous +12 V ou +24 V. Une diode intrinsèque existe naturellement entre source et drain (substrat relié à la source de polarité P et Drain de polarité N). Cette diode se comporte comme une diode Zener et protège le transistor contre d'éventuelles surtensions entre drain et source.

10.8.7 Schéma de principe d'un convertisseur 12 VDC / 230 VAC



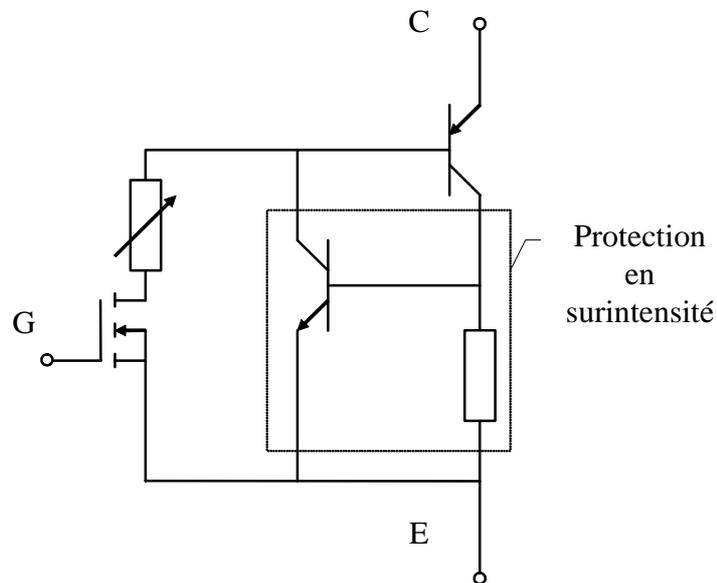
Le circuit logique de commande provoque la conduction alternée de V_1 et V_2 à une fréquence de 50 Hz. On obtient 230 VAC / 50 Hz au secondaire.

L'augmentation de puissance est possible en branchant deux autres transistors en parallèle sur V_1 et sur V_2 .

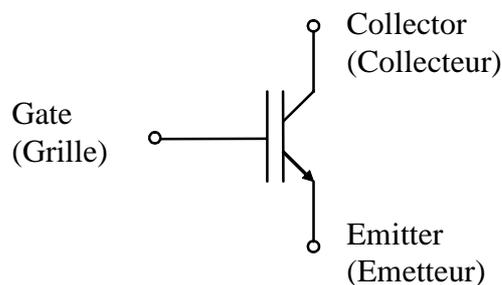
10.9 Transistor IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

Ce transistor peut être considéré comme un combinaison d'un transistor MOSFET et d'un transistor bipolaire.

10.9.1 Schéma équivalent simplifié



10.9.2 Symbole



10.9.3 Propriétés similaires au transistor MOSFET

- Grille contrôlée en tension
- Capacité d'entrée
- Danger de destruction par décharges électrostatiques



10.9.4 Propriétés similaires au transistor bipolaire

- Tension collecteur - émetteur de saturation peu dépendante du courant de collecteur. Pas de $R_{DS(ON)}$ augmentant avec la température.
- Pas de diode interne. (Certains fabricants ajoutent cette diode dans le même boîtier)

10.9.5 Qualités de l'IGBT

- Impédance d'entrée élevée. Circuit de commande simple et bon marché.
- Possibilité d'être enclenché et déclenché contrairement au thyristor.
- Très grands courants I_C . ($\rightarrow 500$ A)
- $V_{CESAT} \leq 3$ V
- Grande tension collecteur - émetteur ($\rightarrow 1700$ V)
- Commutation très rapide ($\rightarrow 40$ ns)
- Protégé contre les surintensités

10.9.6 Avantages de l'IGBT sur le transistor MOSFET

- V_{CE} plus élevé en mode bloqué
- I_C plus élevé en mode saturé
- Prix plus bas
- Pertes par effet Joule plus petites

10.9.7 Avantages de l'IGBT sur le transistor bipolaire

- Plus rapide
- Plus simple à commander
- V_{CE} plus élevé en mode bloqué

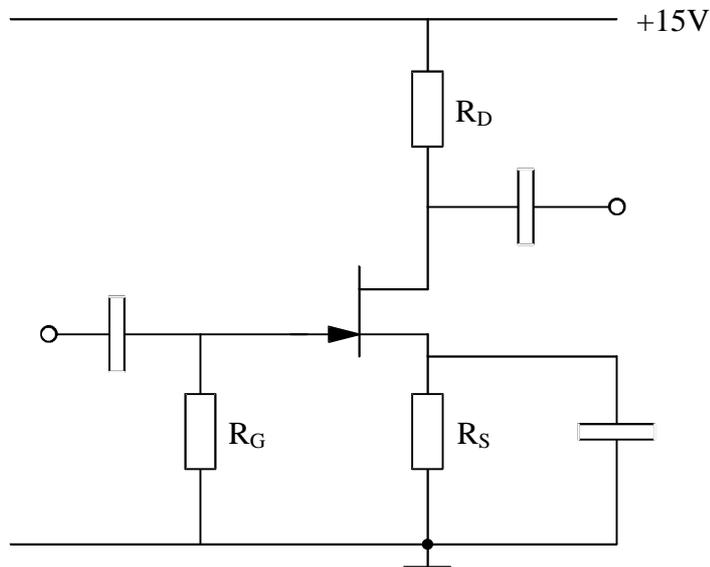
10.9.8 Applications de l'IGBT

Le transistor IGBT a été conçu pour travailler en mode tout ou rien (saturé ou bloqué) et les fabricants déconseillent son utilisation en amplificateur linéaire.

10.10 Exercices

10.10.1 Exercice

Soit le schéma ci-dessous :



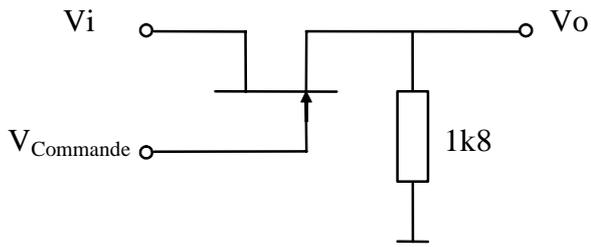
La tension $U_{GS} = -2 \text{ V}$ $R_S = 220 \Omega$

On désire polariser ce transistor JFET de façon à obtenir U_{DS} au repos : 8 V.

L'impédance d'entrée doit être de 1 M Ω .

Calculer les valeurs de R_G et R_D .

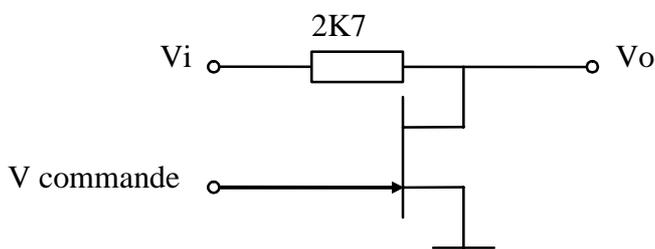
10.10.2 Exercice



La résistance R_{DSON} du JFET V_1 est de 200Ω . Sachant que $V_i = 50 \text{ mV}$, calculer V_o lorsque $V_{commande}$ est nulle.

Que vaut V_o si $V_{commande}$ est plus négative que V_{GS} blocage ?

10.10.3 Exercice



La résistance R_{DSON} du JFET V_1 est de 150Ω . Sachant que $V_i = 50 \text{ mV}$, calculer V_o lorsque $V_{commande}$ est nulle.

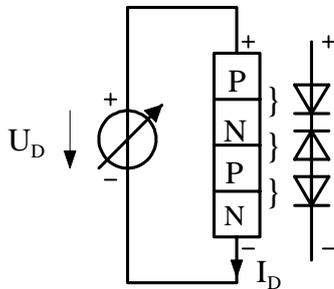
Que vaut V_o si $V_{commande}$ est plus négative que V_{GS} blocage ?

10.10.4 Exercice

Un MOSFET a un courant de fuite de grille de 20 pA pour une tension grille source de 10 V . Déterminer sa résistance grille - source.

11. LES DISPOSITIFS MULTICOUCHES

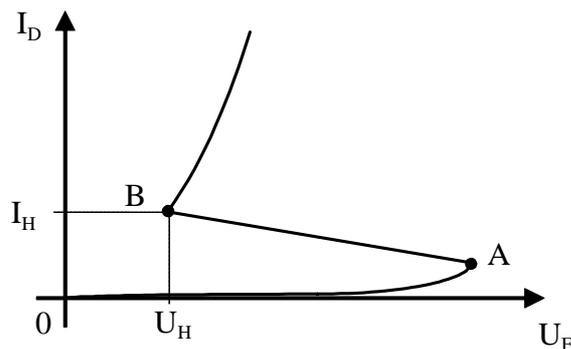
11.1 Principe



Les deux jonctions extérieures ne posent pas de problème pour laisser passer le courant puisqu'elles sont équivalentes à des diodes en direct.

Par contre, la jonction centrale correspond à une diode en inverse. Pour que l'ensemble devienne conducteur il faut que la tension aux bornes atteigne la tension de claquage de la diode en inverse.

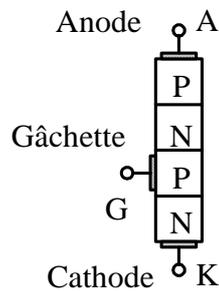
On obtient alors la caractéristique suivante :



- De 0 à A : la jonction centrale est bloquée. Le courant I_D est faible et correspond au courant de fuite de la diode bloquée.
- Au point A : la diode centrale part en avalanche et devient conductrice. On appelle ce point la tension de retournement.
- De A à B : le courant augmente et la tension diminue, on se trouve dans une zone à résistance dynamique négative.
- A partir du point B : on a l'effet des deux diodes en direct. Le courant augmente quand U_D augmente.
- Lorsque la tension diminue, on suit la même courbe jusqu'au point B.
- Au point B : on atteint un point caractéristique, appelé point de maintien (indice H pour Hold) si le courant descend en dessous de I_H , ou en dessous de U_H on repasse immédiatement au point 0 et le système est de nouveau bloqué.

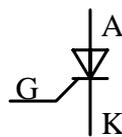
11.2 Le thyristor (ou SCR pour Silicon Controlled Rectifier)

Il comporte 4 zones alternativement P et N comme l'exemple précédent, mais sur la zone P centrale est montée une électrode de commande ou «gâchette».

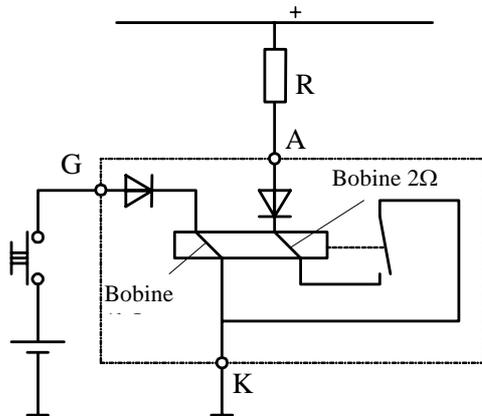


- En l'absence de courant de gâchette, le comportement est identique à l'exemple précédent.
- Une impulsion de courant sur la gâchette fait conduire le thyristor avant qu'il ait atteint la tension de retournement.
Le courant est limité par la charge extérieure.
- Lorsqu'il est conducteur, le thyristor provoque une chute de tension d'environ 1 V entre anode et cathode.
- Une fois amorcé, le thyristor reste conducteur.
- Il agit comme une mémoire, la gâchette n'a plus aucune influence.
- Pour désamorcer le thyristor, il est nécessaire :
 - soit de descendre le courant en dessous de I_H
 - soit de rendre la tension à ses bornes $< U_H$

11.2.1 Symbole du thyristor



11.2.2 Modèle à relais du thyristor



En appuyant sur le poussoir de gâchette, l'enroulement à grande résistance du relais provoque la fermeture du contact.

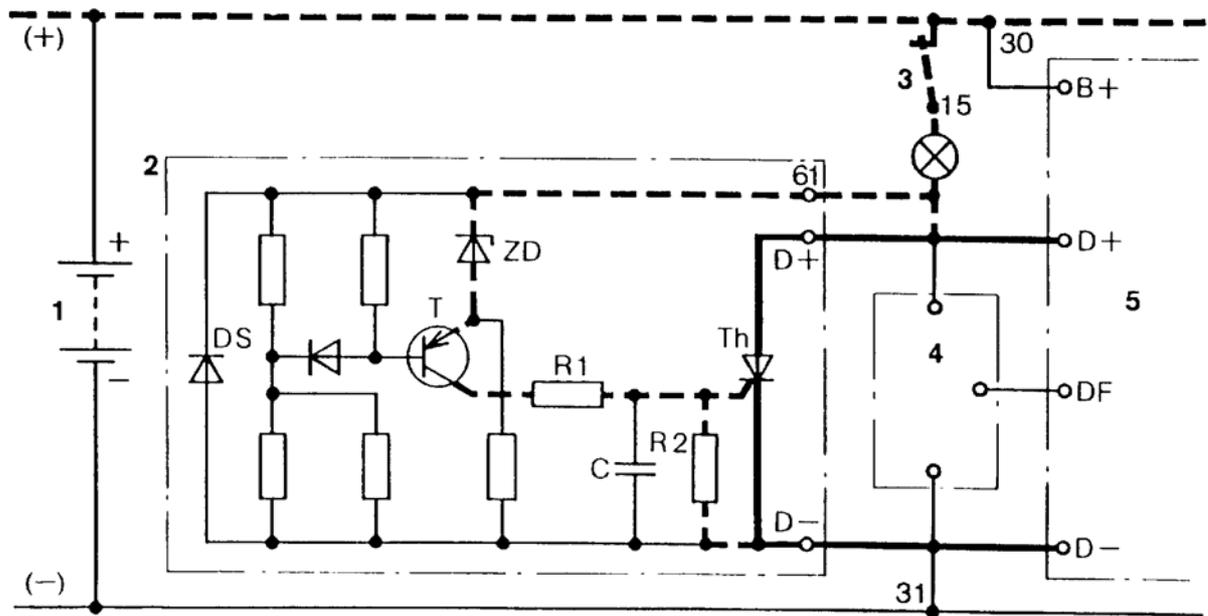
Lorsqu'on relâche le poussoir, le contact du relais est maintenu fermé par l'enroulement à faible résistance. Le courant peut alors circuler dans R.

Le circuit ne peut s'interrompre que si le courant passe en dessous du courant de maintien de la bobine à faible résistance (coupure d'alimentation ou court-circuit de la bobine).

Ce modèle a un fonctionnement comparable à celui du thyristor.

11.2.3 Exemple d'application du Thyristor

Dispositif de protection contre les surtensions sur un circuit de bord 24 V



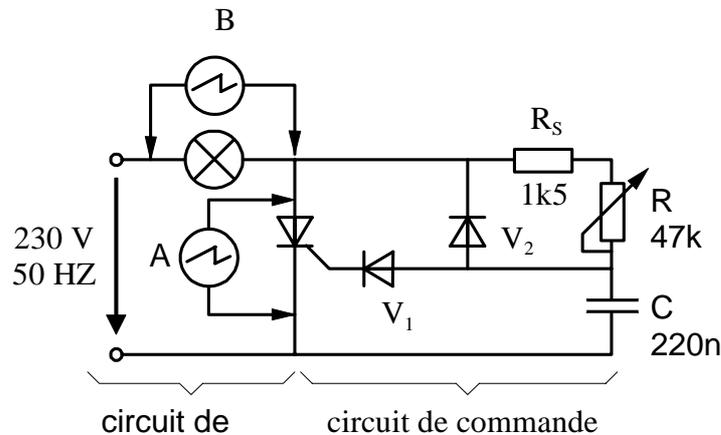
Si à ses bornes, il se produit une pointe tension ou une surtension dépassant 31 à 32 V, la diode Zener Z_D conduit, le transistor T conduit à son tour et enclenche au travers de R_1 le thyristor Th.

En quelques millisecondes, le régulateur et l'alternateur sont court-circuités par les bornes D+ et D-. Un courant de forte intensité circule dans Th sans toutefois le détruire. La lampe témoin s'allume et avertit le conducteur. La lampe s'éteindra à nouveau seulement lorsque l'on aura coupé le contact et arrêté le moteur.

Les résistances R_1 , R_2 et le condensateur C assurent le retard en réponse nécessaire. La diode D_S fait qu'en cas d'inversion des bornes D+ et D-, la lampe témoin reste allumée et l'alternateur ne charge pas, avertissant ainsi d'un défaut dans l'installation.

11.3 Le thyristor en alternatif

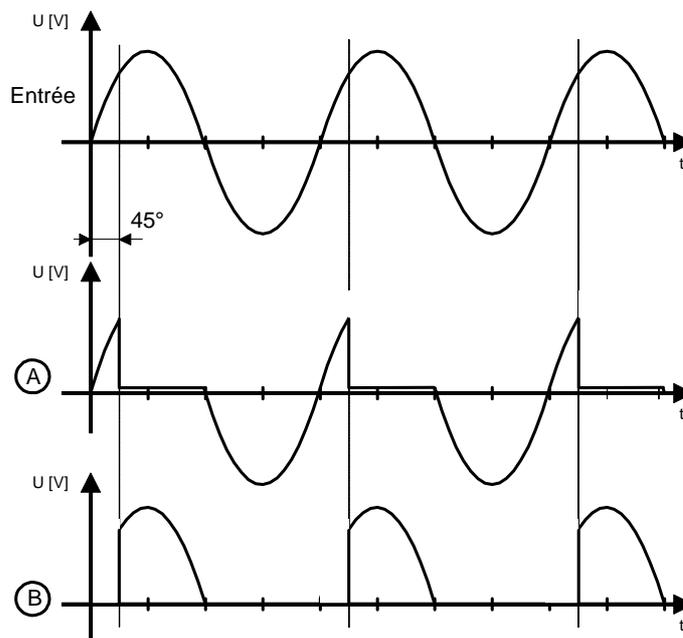
11.3.1 Commande de la variation de lumière d'une lampe



En agissant sur R, on règle l'angle de passage du courant de 0° à 180° environ.

Les diodes V_1 et V_2 protègent le thyristor. R_s protège la gâchette au cas où $R = 0 \Omega$.

Supposons que l'angle de passage ou angle de phase soit de 45° c'est-à-dire que le thyristor commence à conduire lorsque l'alternance positive a atteint 45° et observons les signaux sur l'oscilloscope :



Le réseau de commande constitué par R et C agit comme un filtre et crée un déphasage du signal en fonction de la valeur de R.

Dès que la tension sur la gâchette est suffisante, celle-ci conduit et entraîne la conduction du thyristor.

- Signal A : tant que le thyristor ne conduit pas, c'est un interrupteur ouvert, toute la tension apparaît à ses bornes (jusqu'à 45° dans l'exemple).
Dès que le thyristor conduit, la tension à ses bornes tombe à environ 1 V.
Dès que l'alternance passe par 0, le thyristor se bloque.

Pour les tensions négatives, le thyristor se comporte comme une diode, il ne conduit pas jusqu'à sa tension de claquage en inverse.

L'alternance négative est bloquée puis le cycle recommence à la prochaine alternance positive.

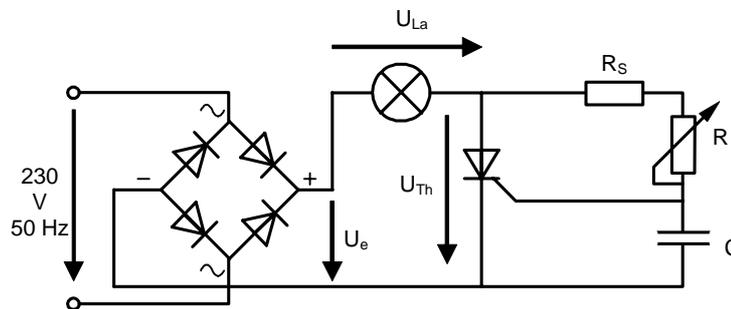
- Signal B : jusqu'à 45° , il n'y a aucun courant qui traverse la lampe, il n'y a pas de tension à ses bornes.

A partir de 45° jusqu'à la fin de l'alternance positive, le courant traverse la lampe, presque toute la tension apparaît à ses bornes puis le thyristor se bloquant, il n'y a plus de courant dans la lampe.

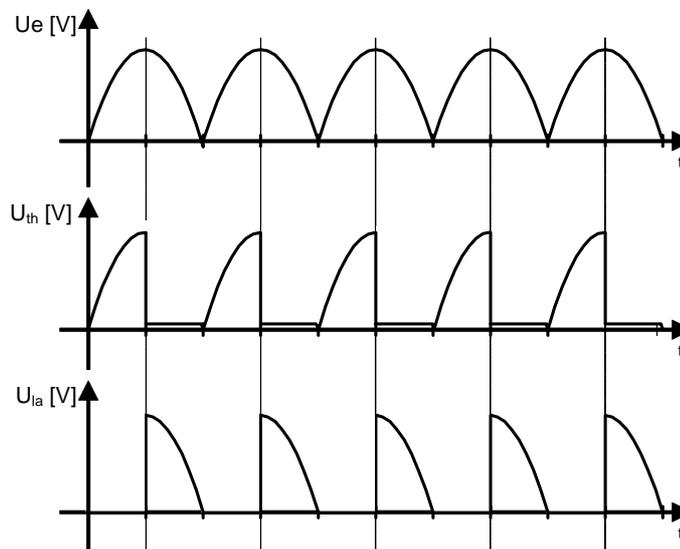
Remarque : la somme des signaux A + B restitue le signal d'entrée.

Ce montage ne permet de travailler que sur l'alternance positive. La lampe n'atteint donc jamais sa luminosité maximum.

11.3.2 Amélioration du système



Forme des signaux, on considère un angle de passage de 90° .

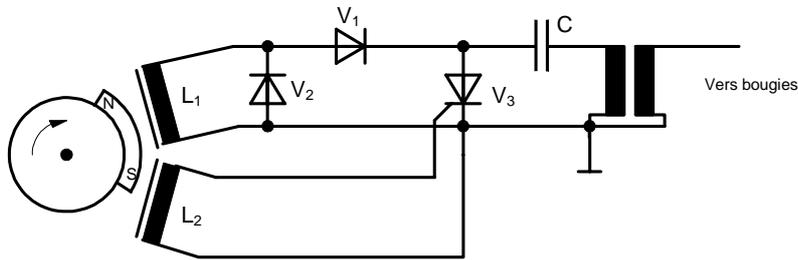


Avantage de ce montage par rapport au précédent :

- Chaque alternance est utilisée.
- La lampe peut varier jusqu'à sa luminosité maximale.
- Le passage à zéro après chaque alternance permet toujours de rebloquer le thyristor.

11.4 Application

Un dispositif d'allumage simple



Un aimant fixé sur un arbre tournant induit, à chaque tour, une tension dans L_1 .

Cette tension, lorsqu'elle est positive charge C à travers V_1 . La tension négative est tout simplement court-circuitée par V_2 .

Ensuite, le même aimant induit une tension dans L_2 . Cette tension agit sur la gâchette du thyristor qui devient rapidement conducteur et provoque brutalement la décharge de C à travers le primaire de la bobine d'allumage.

Une tension élevée apparaît au secondaire, provoquant l'étincelle d'allumage.

Les applications des thyristors sont de plus en plus nombreuses. Un grand usage en est fait en électrotechnique car on trouve actuellement des thyristors pouvant conduire des courants de plus de 2000 A.

11.5 Le Diac

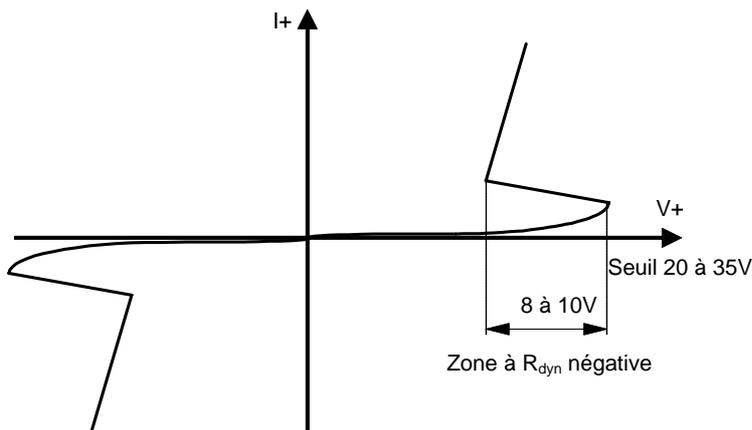
11.5.1 Définition

Le diac est un élément bidirectionnel présentant pour chaque sens de passage du courant un seuil de conduction vers 20 à 35 V et une zone à résistance négative. Il se présente comme une diode mais n'est pas polarisé.

11.5.2 Symbole



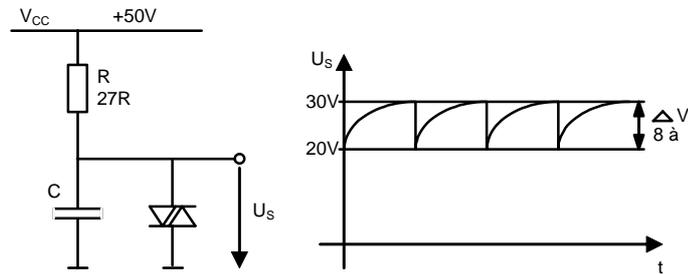
11.5.3 Caractéristique



11.5.4 Utilisation

Le diac est utilisé comme oscillateur et comme générateur d'impulsions (surtout pour les triacs).

11.5.4.1 Oscillateur



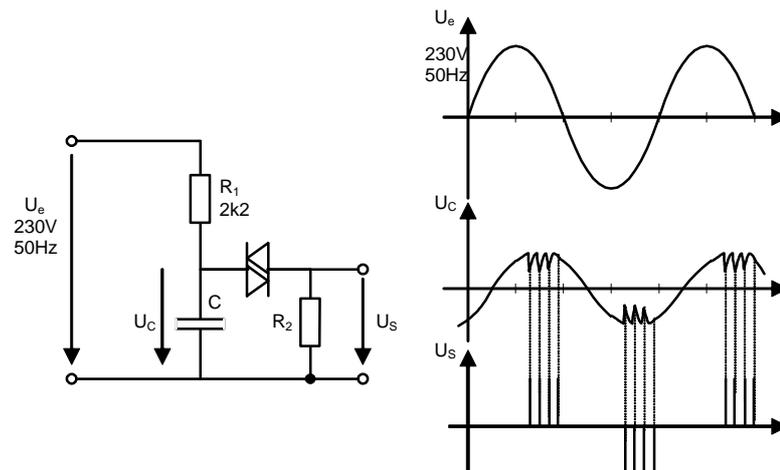
C se charge à travers R. Dès que la tension atteint 30 V, le diac conduit, ramenant la tension à 20 V, C est déchargé partiellement.

Le diac se bloque et C reprend sa charge jusqu'à 30 V.

La période dépend de R et de C.

11.5.4.2 Générateur d'impulsions

Cette application sera utilisée pour la commande des triacs.

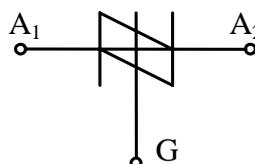


11.6 Le SBS (Silicon Bilateral Switch)

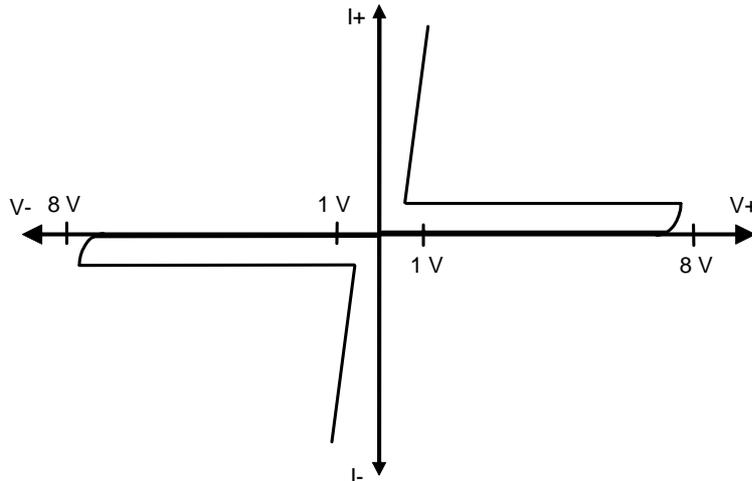
11.6.1 Définition

Le SBS est un élément bidirectionnel présentant pour chaque sens de passage du courant un seuil de conduction vers 8 V et une zone à résistance négative. Ses caractéristiques sont très proches du diac.

11.6.2 Symbole

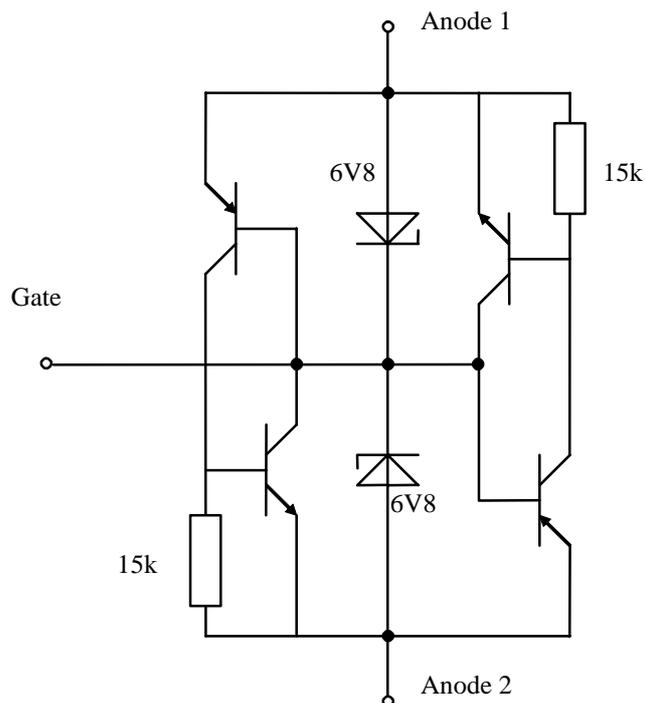


11.6.3 Caractéristique



11.6.4 Schéma équivalent

Ce composant est un circuit intégré contenant les composants ci-dessous. La borne "Gate" permet de modifier le point de déclenchement du SBS.



11.6.5 Utilisation

Le SBS est utilisé comme oscillateur et comme générateur d'impulsions (surtout pour les triacs).

11.7 Le Sidac

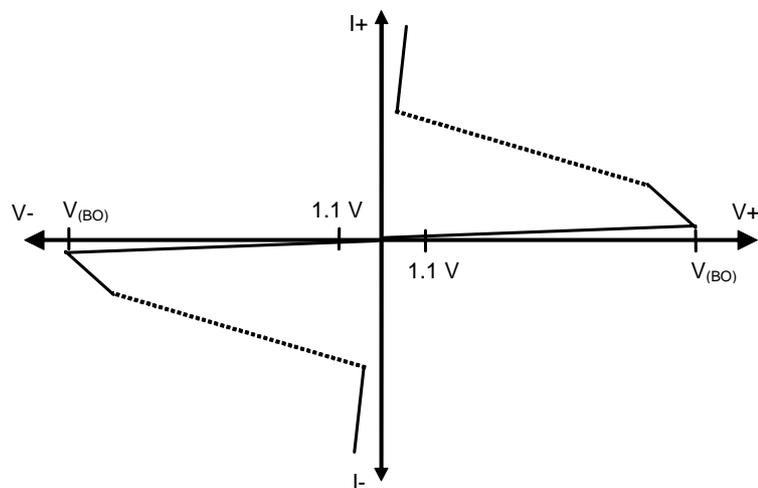
11.7.1 Définition

Le Sidac est un élément bidirectionnel haute tension présentant pour chaque sens de passage du courant un seuil de conduction entre 104 V et 280 V et une zone à résistance négative. Ses caractéristiques sont très proches du diac.

11.7.2 Symbole

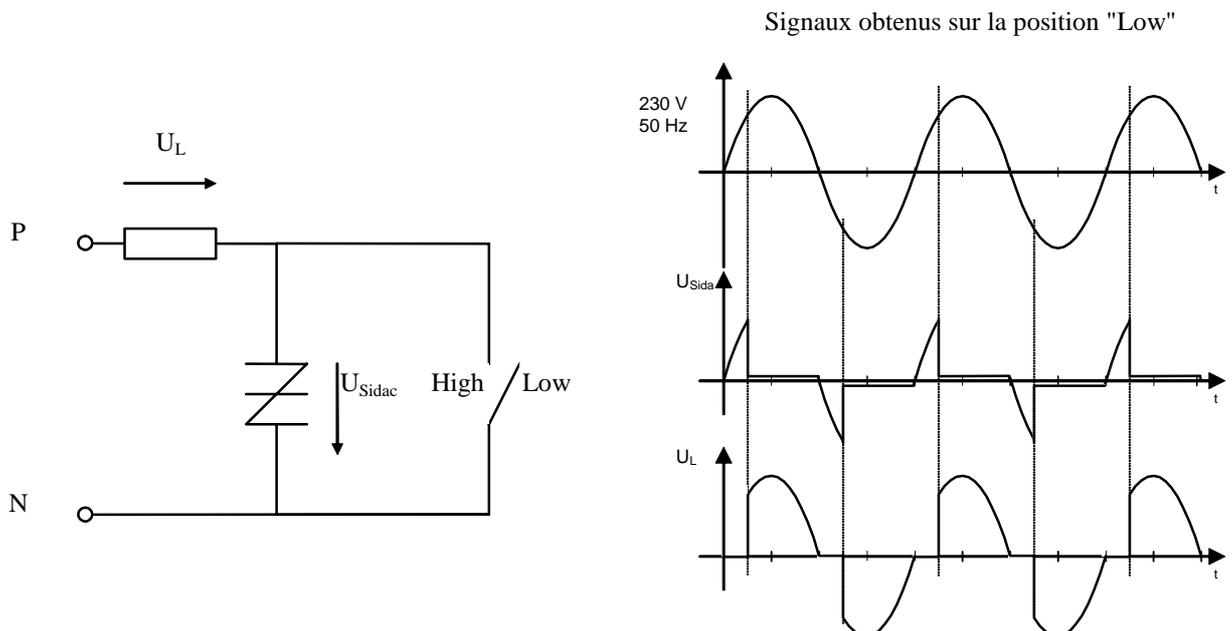


11.7.3 Caractéristique



11.7.4 Exemple d'utilisation

Le Sidac peut être utilisé pour créer un angle de conduction fixe, dépendant du type du Sidac.



11.8 Le triac

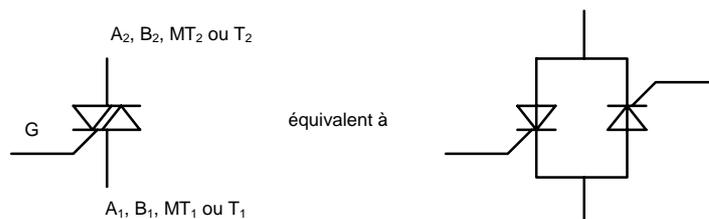
11.8.1 Définition

Le triac est un commutateur statique bidirectionnel. Il correspond à deux thyristors montés en antiparallèle.

La gâchette réagit aux impulsions positives et négatives. Le triac peut conduire aussi bien dans le domaine positif que dans le domaine négatif.

Il est principalement destiné à contrôler la puissance fournie à différents types de charges travaillant en alternatif.

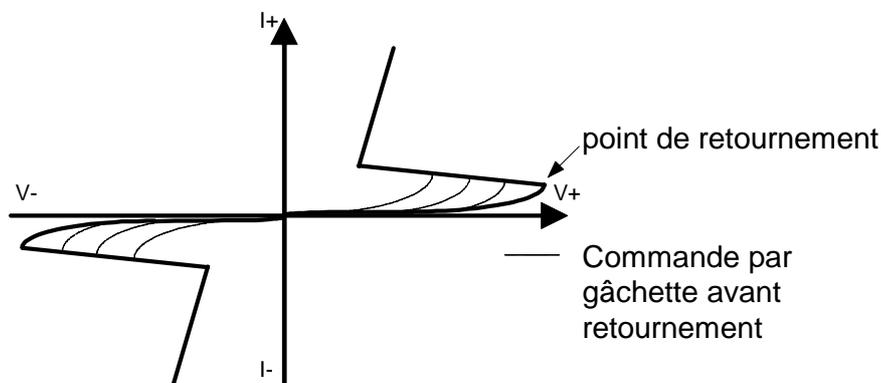
11.8.2 Symbole



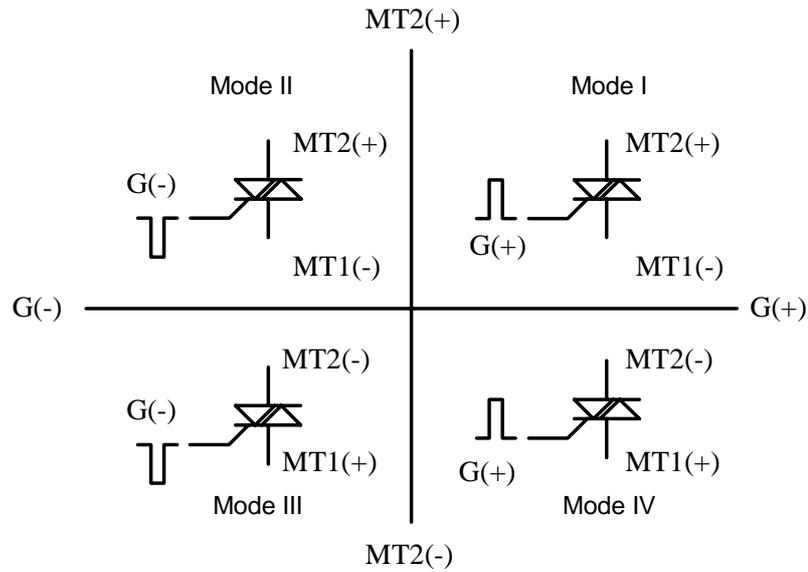
On trouve sur le marché des triacs pouvant conduire des courants jusqu'à environ 60 A. Au-delà, on utilise les thyristors en montage antiparallèle.

11.8.3 Caractéristique et commande

11.8.3.1 Caractéristique :



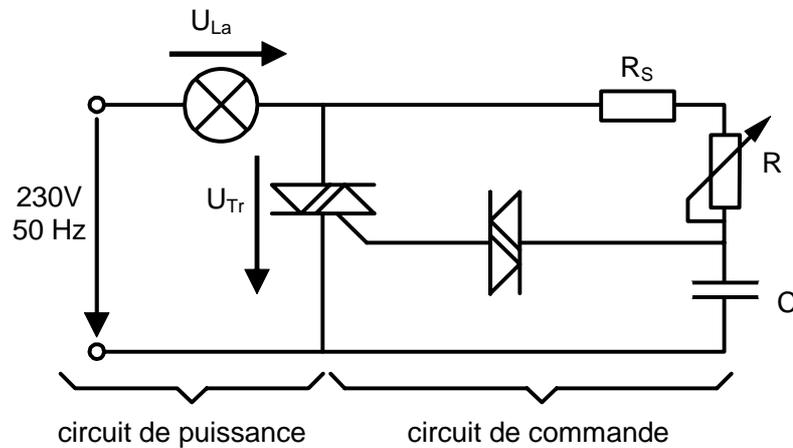
11.8.3.2 Les différents modes de commande :



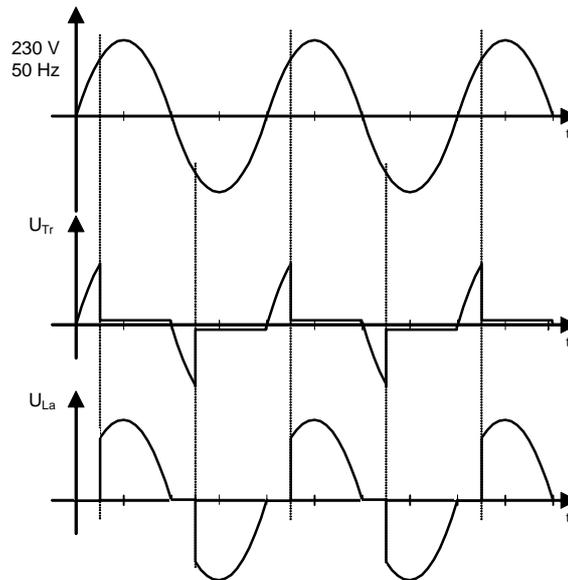
Ce sont les modes I et III qui sont les plus utilisés (cas de notre système).
 En systèmes industriels asservis, on utilise également les modes II et III.
 Les autres modes sont déconseillés.

11.8.4 Exemple d'application

Contrôle d'intensité lumineuse - variateur ou gradateur de lumière.



11.8.4.1 Signaux obtenus pour un angle de passage de 45°



Le triac, comme le thyristor, crée une chute de tension d'environ 1 V lorsqu'il est conducteur.

Le fait de pouvoir conduire de façon bidirectionnelle permet de nombreuses applications domestiques telles que contrôle de vitesse de petits moteurs universels, interrupteur statique sans rebonds, régulateur etc.

11.9 Inconvénients des montages à thyristors et triacs

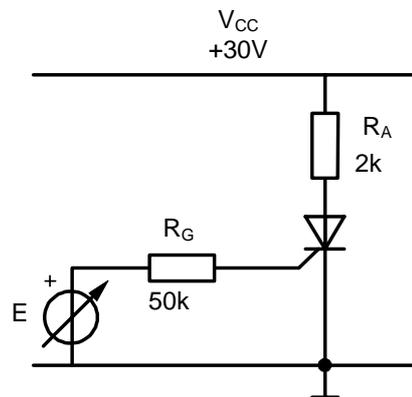
Les montages à thyristors et à triacs ont un point commun, c'est leur grande vitesse de commutation. Ces commutations rapides produisent des parasites et l'on retrouve ces interférences sur les lignes du réseau.

Pour éviter de perturber l'environnement électrique, il est nécessaire de déparasiter les montages utilisant des thyristors ou des triacs.

On obtient de bons résultats avec des inductances et des condensateurs.

11.10 Exercices

11.10.1 Exercice



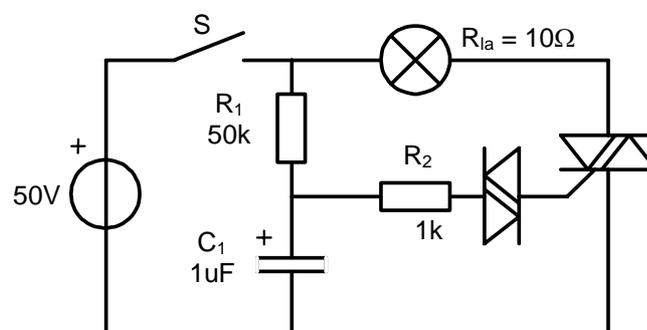
Le courant d'amorçage de ce thyristor est de 0,1 mA. On admet dans ce cas la tension de gâchette à 0,8 V.

Quelle est la tension E nécessaire pour faire conduire le thyristor ?

11.10.2 Exercice

Dans ce montage, le diac entre en conduction quand la tension aux bornes de C_1 atteint 32 V. C_1 atteint ces 32 V en une constante de temps τ . Calculer le temps mis pour mettre le triac en conduction après fermeture de l'interrupteur S.

Quel est le courant traversant le triac lorsqu'il est conducteur ?



12. L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

12.1 Introduction

Lorsque l'on veut amplifier un signal, nous savons utiliser les transistors pour cela. Il existe un autre moyen très performant et de mise en oeuvre simple pour amplifier un signal : l'amplificateur opérationnel. Il s'agit d'un circuit intégré ayant des caractéristiques d'amplificateur à gain élevé du continu jusqu'au domaine des MHz.

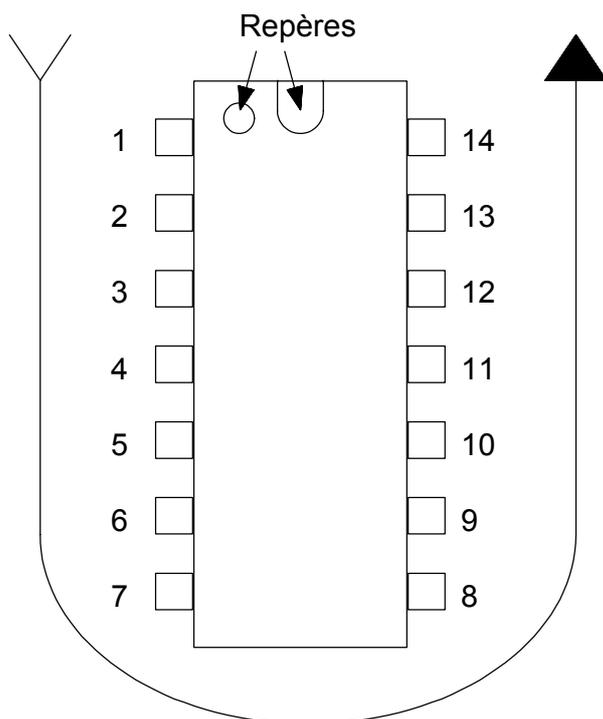
Le gain en tension et la bande passante de ce circuit sont ajustés en fonction des besoins par des résistances externes.

Il existe sur le marché plusieurs milliers de modèles d'amplificateurs opérationnels.

12.2 Brochage des circuits intégrés

L'amplificateur opérationnel constitue notre première rencontre avec les circuits intégrés. Il est donc utile de préciser comment identifier le brochage de ces circuits. (nous abrégerons dorénavant circuit intégré par "IC").

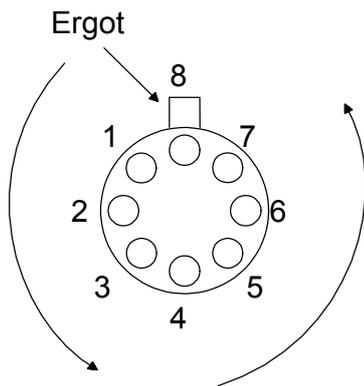
12.2.1 Les boîtiers DIL (Dual in Line)



Vue de dessus

A partir du repère placé en haut, on lit les bornes à partir de la première toujours prise en haut à gauche puis en suivant jusqu'à la dernière en haut à droite. Il peut y avoir 4, 6, 8, 10, 12, 14, 16, 18, 20 pattes selon les circuits.

12.2.2 Les boîtiers TO-99



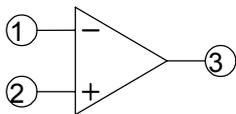
Vue de dessus

En partant de l'ergot et sans compter la borne sous l'ergot (ce sera la dernière), on compte les bornes en tournant dans le sens inverse des aiguilles de la montre.

12.3 Caractéristiques principales d'un amplificateur opérationnel

12.3.1 Les symboles

12.3.1.1 Ancien symbole (encore très utilisé)

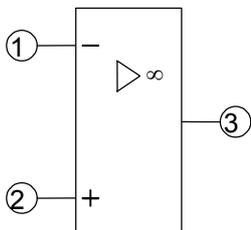


- 1 Entrée inverseuse : le signal de sortie amplifié sera en opposition de phase par rapport au signal d'entrée 1
- 2 Entrée non inverseuse : le signal de sortie amplifié sera en phase par rapport au signal d'entrée 2
- 3 Signal de sortie amplifié

Remarque : dans la représentation de l'amplificateur opérationnel dans les schémas, il est recommandé de placer l'entrée inverseuse en haut et la non inverseuse en bas (comme sur le dessin ci-dessus).

12.3.1.2 Symbole CEI (actuellement en vigueur)

Comme précédemment, on retrouve



- 1 Entrée inverseuse
- 2 Entrée non inverseuse
- 3 Sortie amplifiée

Avec la même remarque que pour l'ancien symbole en ce qui concerne la position des entrées 1 et 2.

12.3.2 Principe de fonctionnement

- Ce dispositif a 2 entrées. C'est la différence de tension entre les 2 entrées qui est amplifié (elles sont de ce fait appelées entrées différentielles). L'amplificateur opérationnel est prévu pour être alimenté par deux tensions de même valeur mais de signes opposés, par exemple +12V et -12V. Ceci permet au signal amplifié d'être positif ou négatif par rapport à la masse, dans l'exemple ci-dessus, le signal de sortie pourrait varier entre environ + et -12V. Il existe des versions à alimentation simple positive (par exemple +12 V en masse).
- Le signal de sortie ne peut pas dépasser le niveau des tensions d'alimentation, s'il devait par exemple atteindre +16V, il serait limité à environ 12V en sortie. On dit qu'il y a saturation ou écrêtage du signal de sortie.
- Si une entrée est mise à la masse, c'est la tension présente sur l'autre entrée par rapport à la masse qui est amplifiée.

12.3.3 Caractéristiques principales

12.3.3.1 Tension d'alimentation

+Vcc est la tension d'alimentation positive par rapport à la masse.

-Vcc ou -VEE est la tension d'alimentation négative par rapport à la masse.

Dans la plupart des cas, la tension d'alimentation à ne pas dépasser est de $\pm 18V$.

12.3.3.2 Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée des amplificateurs opérationnels est toujours très élevée (dans les $M\Omega$) Nous prendrons pour nos exemples l'IC de type LM358 son impédance d'entrée vaut $125 M\Omega$. ($10^{12} \Omega$ pour le LF411) Cette grande impédance est un avantage car l'amplificateur opérationnel prélève ainsi peu d'énergie sur la source du signal à amplifier.

12.3.3.3 Gain en tension

Ce gain est toujours très élevé, par exemple pour le LM358, il est de 1 000 000. (200 000 pour le LF411)

Ce gain s'appelle gain en boucle ouverte, il est la plupart du temps trop important et devra être adapté aux besoins de l'application ; il s'appellera alors gain en boucle fermée, c'est ce que nous allons étudier par la suite.

12.3.3.4 Impédance de sortie

L'impédance de sortie d'un amplificateur opérationnel est toujours faible. Par exemple, pour le LM358, elle est de 100Ω . (10Ω pour le LF 411) Ceci permet d'alimenter des charges de faible impédance.

Remarque : la plupart des IC sont protégés contre les courts-circuits en sortie et contre un échauffement excessif.

12.3.3.5 Tension de décalage à l'entrée ou tension d'offset

Il peut arriver, lorsque les deux entrées sont au même potentiel (tension de mode commun) que la tension de sortie ne soit pas nulle. Dans ce cas il faut appliquer à l'entrée une petite différence de tension entre les 2 entrées pour avoir une tension de sortie nulle au repos. On l'appelle tension de décalage à l'entrée ou tension d'offset. ($\pm 2mV$ pour le LM358 et $\pm 0.3mV$ pour le LF411A)

12.4 La contre-réaction

On dit qu'il y a réaction dans un système amplificateur lorsque l'on prélève une partie de la tension de sortie pour la ramener à l'entrée.

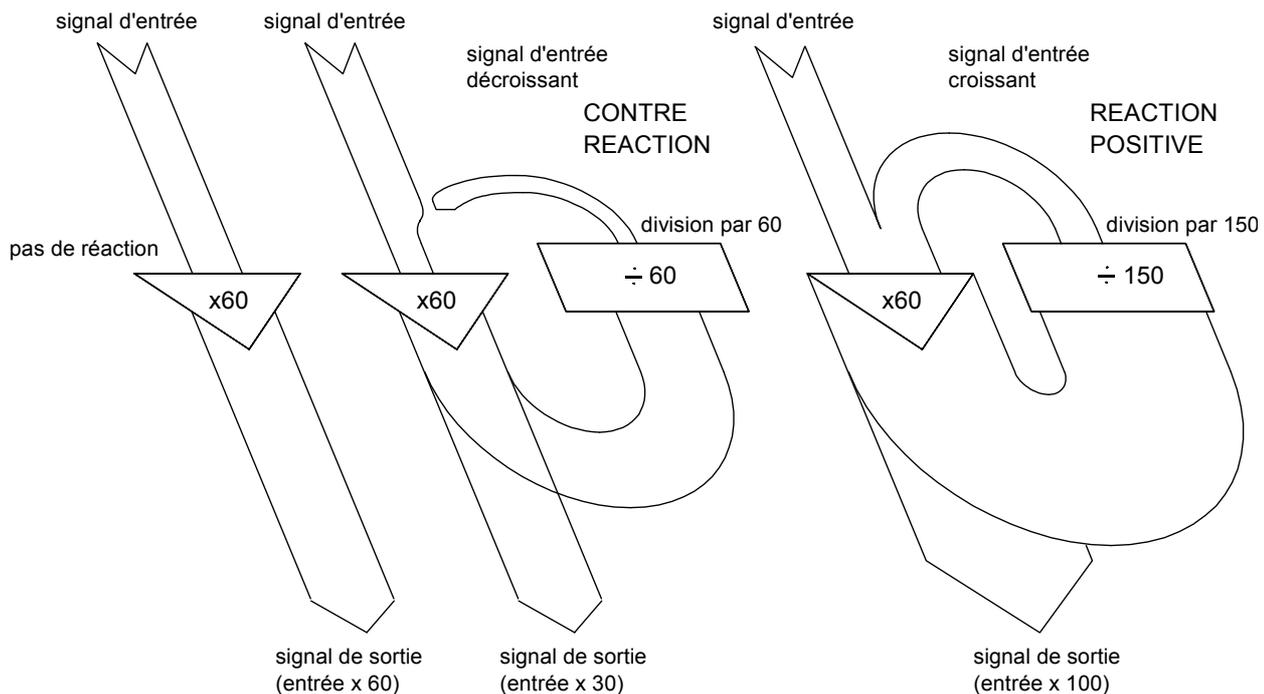
Ce signal de réaction modifie les performances de l'amplificateur.

Il y a deux cas principaux :

- La fraction du signal prélevé en sortie est en phase avec le signal d'entrée. Les signaux s'ajoutent, il y a emballement de l'amplification. L'amplificateur a toutes les chances de devenir un oscillateur. Ceci explique que l'on trouve les principales applications de la réaction positive dans la conception des oscillateurs et des triggers de Schmitt.

Autre exemple : effet Larsen ou couplage de réaction positive entre haut-parleur et micro d'un système amplificateur.

- La fraction du signal prélevé en sortie est en opposition de phase avec le signal d'entrée. Les signaux se soustraient, il y a diminution et stabilisation du gain ainsi qu'un élargissement de la bande passante. La distorsion est également réduite, c'est le cas qui nous intéresse. On appellera cette réaction par soustraction réaction négative ou contre-réaction.



La formule suivante s'applique à la contre-réaction :

$$A = \frac{A_0}{1 + r \cdot A_0}$$

A = gain avec contre-réaction (ou gain en boucle fermée)
 A_0 = gain sans la contre-réaction (ou gain en boucle ouverte)
 r = coefficient de report de la contre-réaction

En appliquant cette formule à la figure précédente : cas de la contre-réaction

$$A_0 = 60 \text{ et } r = \frac{1}{60} \quad A = \frac{60}{1 + \frac{1}{60} \cdot 60} = 30$$

La contre-réaction permet d'ajuster le gain des amplificateurs opérationnels à la valeur voulue entre la valeur max. en boucle ouverte et le gain unité. La contre-réaction établit une boucle entre la sortie et l'entrée de l'amplificateur opérationnel. On parlera alors du gain en boucle fermée du montage.

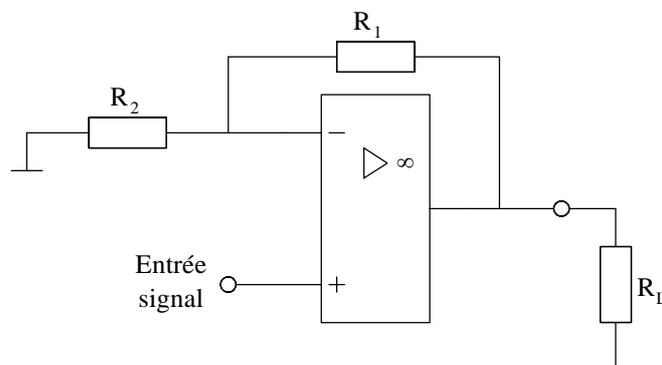
12.5 L'amplificateur non-inverseur

12.5.1 Principe

Le signal à amplifier est appliqué sur l'entrée non inverseuse de l'amplificateur opérationnel.

Une fraction du signal de sortie est ramenée sur l'entrée inverseuse par un diviseur de tension à deux résistances. Ce signal est donc en opposition de phase avec le signal d'entrée. Il y a contre-réaction.

12.5.2 Schéma



12.5.3 Caractéristiques

L'expression du gain est $A = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{R_1}{R_2} + 1$

Si par exemple $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ alors $A = \frac{R_1}{R_2} + 1 = \frac{100}{1} + 1 = 101$

Le signal de sortie est en phase avec le signal d'entrée. Ce montage augmente l'impédance d'entrée, diminue l'impédance de sortie et stabilise le gain à une valeur ne dépendant que de R_1 et R_2 et non de l'IC.

12.6 L'amplificateur inverseur

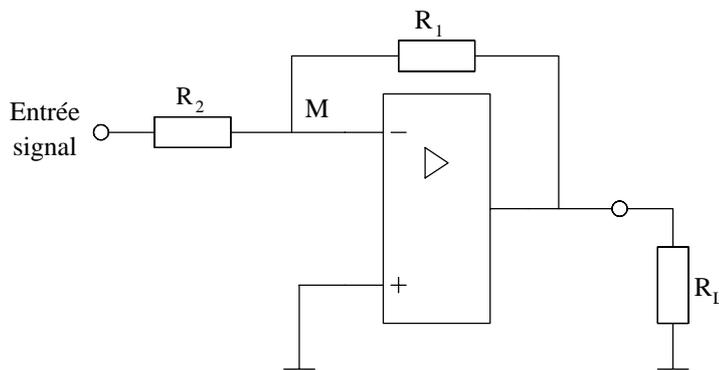
12.6.1 Principe

Le signal à amplifier est appliqué sur l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel.

Le signal de sortie est en opposition de phase avec le signal d'entrée.

On ramène une fraction du signal de sortie sur l'entrée inverseuse. La contre-réaction est établie.

12.6.2 Schéma



12.6.3 Caractéristiques

L'expression du gain est
$$A = -\frac{R_1}{R_2}$$

Le signe - indique l'inversion du signal entre entrée et sortie.

Dans ce montage, le point M est particulier. Sur ce point, on trouve la tension qui sera multipliée par le gain en boucle ouverte de l'amplificateur. Cette tension est de quelques microvolts par rapport à l'entrée non inverseuse qui est à la masse. On va donc considérer la tension au point M comme nulle. Le courant absorbé par l'amplificateur opérationnel sur son entrée inverseuse est également admis comme nul. Le point M s'appelle masse virtuelle (point dont la tension est nulle et n'absorbant aucun courant).

⚠ Remarque : Il est déconseillé de faire des mesures au point M (avec oscilloscope ou multimètre). Les niveaux sont trop faibles et la mesure risque de perturber le fonctionnement du montage.

A cause de la masse virtuelle en M, l'impédance d'entrée de ce montage est faible, elle est égale à R₂.

12.7 L'amplificateur suiveur

12.7.1 Principe

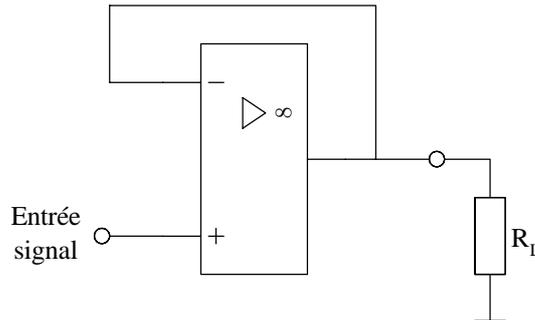
C'est une variante de l'amplificateur non-inverseur dans lequel $R_1 = 0$ et $R_2 = \infty$

Dans ce cas, la formule du gain donne :

$$A = 0 + 1 = 1$$

Le signal de sortie est l'image du signal d'entrée.

12.7.2 Schéma



12.7.3 Caractéristiques

- Circuit à contre-réaction totale
- $A = 1$
- Impédance d'entrée très grande
- Impédance de sortie très faible

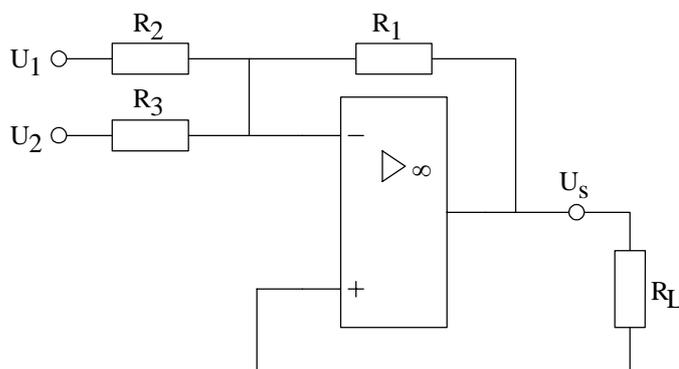
Ce montage est utilisé comme adaptateur d'impédance entre une source à grande impédance et une charge à faible impédance.

12.8 L'additionneur ou sommateur

12.8.1 Principe

Si plusieurs signaux se trouvent simultanément sur l'entrée inverseuse, on en retrouve la somme à la sortie mais inversée.

12.8.2 Schéma



12.8.3 Caractéristiques

Expression du signal de sortie

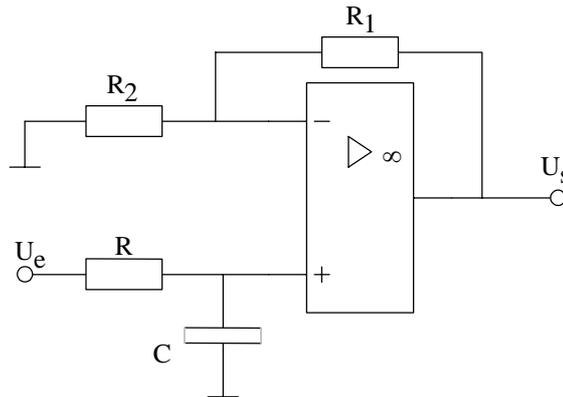
$$U_s = -U_1 \cdot \frac{R_1}{R_2} - U_2 \cdot \frac{R_1}{R_3}$$

Dans le cas où $R_1 = R_2 = R_3$

$$U_s = -U_1 - U_2 \quad \text{ou} \quad |U_s| = |U_1| + |U_2|$$

12.9 Les filtres actifs

12.9.1 Le filtre passe-bas



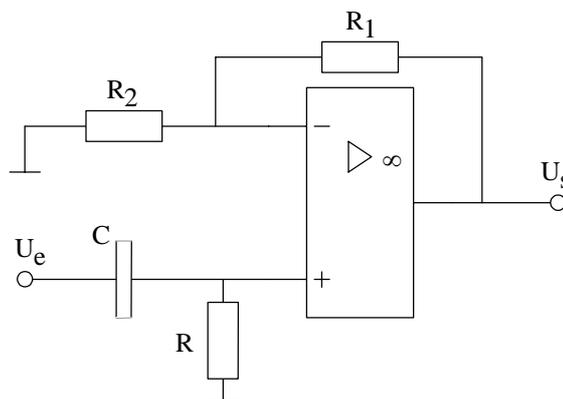
fréquence de coupure :

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Gain dans la zone non atténuée :

$$A = \frac{R_1}{R_2} + 1 \quad (\text{amplificateur non-inverseur})$$

12.9.2 Le filtre passe-haut



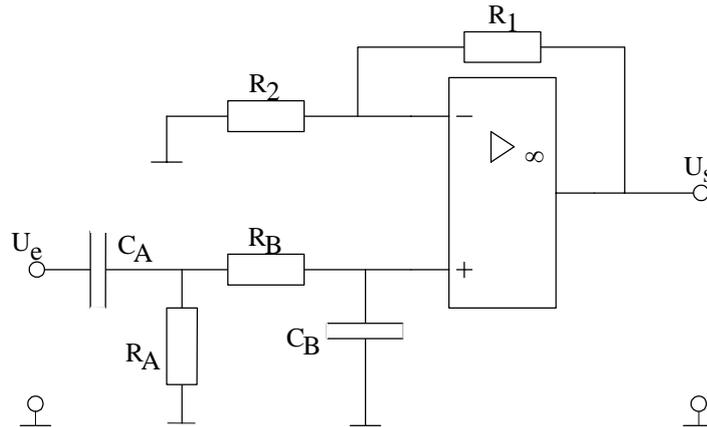
fréquence de coupure :

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Gain dans la zone non atténuée :

$$A = \frac{R_1}{R_2} + 1 \quad (\text{amplificateur non-inverseur})$$

12.9.3 Le filtre passe-bande



fréquence de coupure inférieure

$$f_{c1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_A \cdot C_A}$$

fréquence de coupure supérieure

$$f_{c2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_B \cdot C_B}$$

Gain en bande passante

$$A = \frac{R_1}{R_2} + 1 \quad (\text{amplificateur non-inverseur})$$

12.10 Le comparateur

12.10.1 Principe

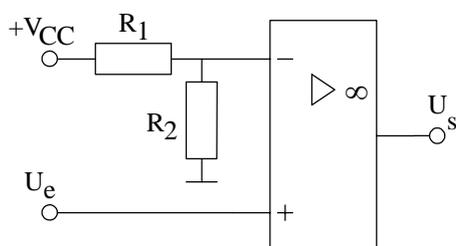
Le comparateur est un dispositif qui permet de comparer deux tensions en entrée en donnant une réponse sur la sortie.

En pratique, on veut simplement savoir si une tension est plus grande ou plus petite qu'une autre. la réponse souhaitée est "oui" ou "non".

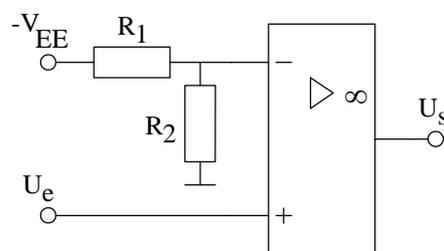
L'amplificateur opérationnel fonctionnera avec son gain maximum (en boucle ouverte).

- Si la tension non inverseuse est plus grande que la tension inverseuse, la tension de sortie est saturée au niveau haut. Ceci représente la réponse "OUI".
- Si la tension non inverseuse est plus petite que la tension inverseuse, la tension de sortie est saturée au niveau bas. Ceci représente la réponse "NON".

12.10.2 Schéma



a)



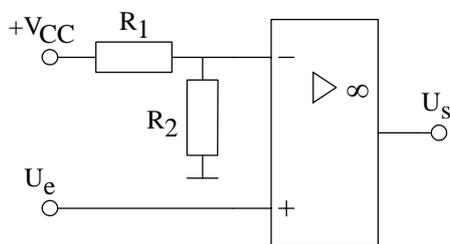
b)

12.10.3 Caractéristiques

- Le point de basculement se situe entre $+V_{CC}$ et la masse, il est réglé par R_1 et R_2 .
- Le point de basculement se situe entre $-V_{EE}$ et la masse, il est réglé par R_1 et R_2 .

12.10.4 Comparateur à une alimentation

Dans ce cas, la borne $-V_{EE}$ de l'IC est mise à la masse, on alimente seulement avec V_{CC} par exemple 12 V.

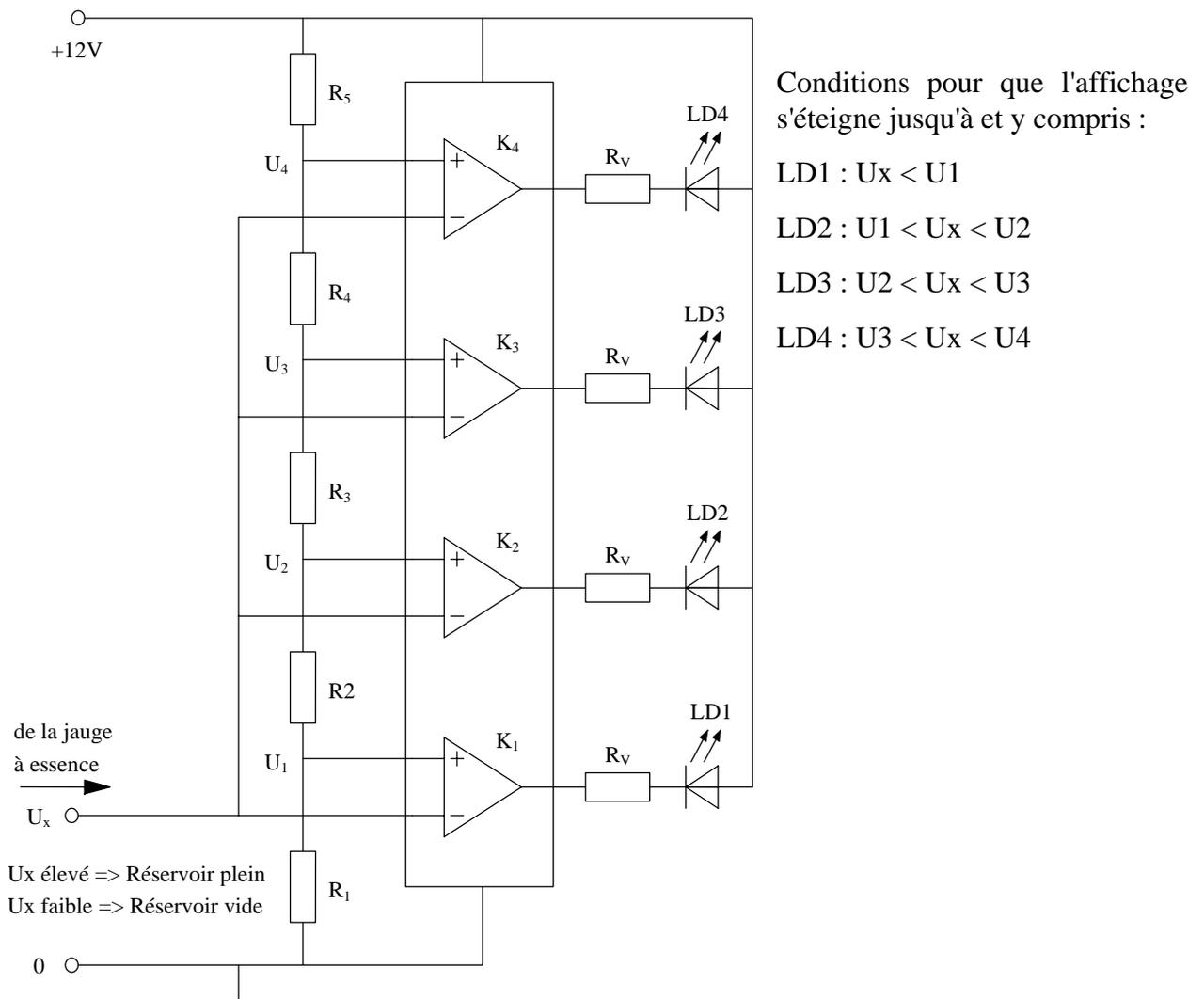


La tension de seuil est définie par R_1 et R_2 .

$$U_{\text{Seuil}} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Le niveau bas sera d'environ 1 V et le niveau haut d'environ 11 V.

12.10.4.1 Indicateur de niveau de carburant (principe)



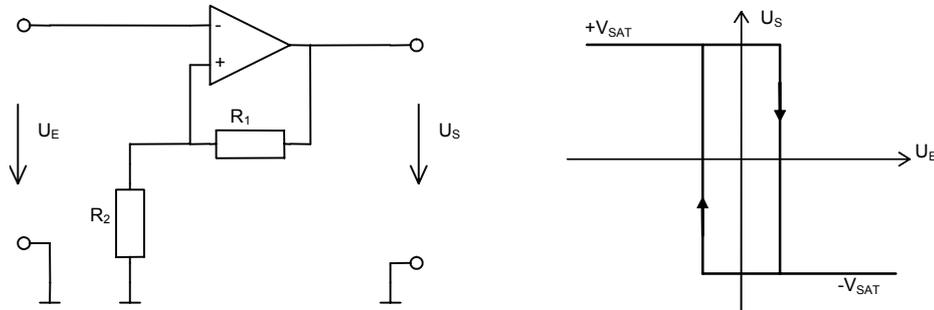
Il s'agit d'un affichage par LED en ligne (LED-Lines). Si le réservoir est plein, toutes les LED sont allumées. Au fur et à mesure qu'il se vide, les LED s'éteignent une à une en commençant par la LED 4.

Le signal de commande est la tension U_x provenant de la jauge à essence.

Ce principe peut aussi être utilisé pour d'autres instruments tels que : thermomètre moteur (huile ou eau), compte-tours, etc..

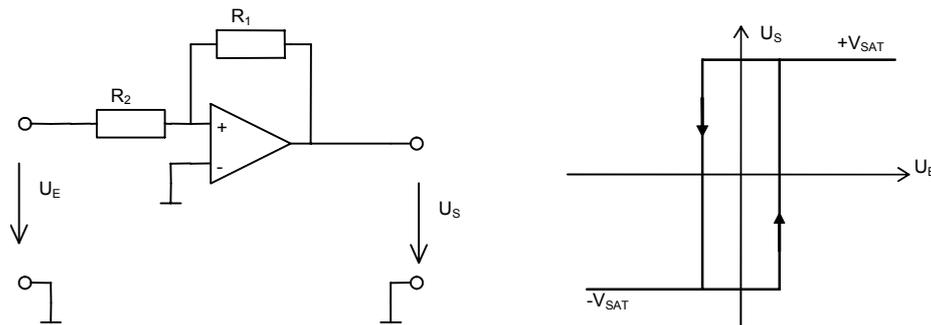
12.11 Le trigger de Schmitt

Si l'entrée d'un comparateur contient du bruit, la sortie peut se mettre à osciller lorsque la tension d'entrée est proche d'un point de basculement. Le trigger de Schmitt est un montage à amplificateur opérationnel ayant une réaction faite par un diviseur R_1 et R_2 .



Cette réaction provoque un point de basculement haut et un point de basculement bas ayant des valeurs dépendantes de R_1 et R_2 . (Voir exercices sur le trigger de Schmitt) On appelle hystérésis la différence entre ces deux points.

On rencontre également des trigger non-inverseur de Schmitt.



Pour ces deux types de trigger, il est possible de déplacer le seuil à une valeur différente de 0V.

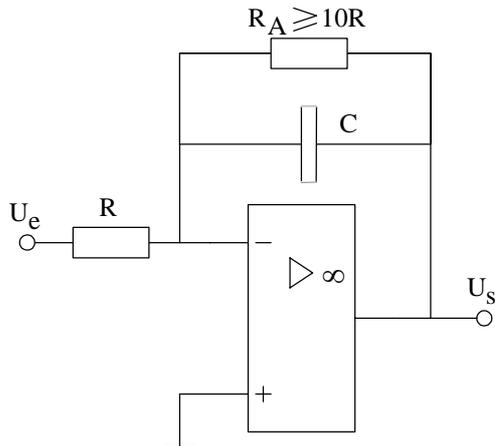
Les exercices à la fin de ce chapitre nous montrent quelques cas pratiques.

12.12 L'intégrateur

12.12.1 Principe

L'intégrateur est un montage utilisant la charge d'un condensateur. Le courant de charge dépend de la résistance placée sur l'entrée inverseuse. Si la tension d'entrée est constante, le courant dans R (entre entrée et masse virtuelle) est constant. Le condensateur se charge à courant constant. On obtient une rampe de tension.

12.12.2 Schéma



R_A a pour rôle de diminuer l'effet du décalage de tension d'entrée.

12.12.3 Caractéristiques

Prenons par exemple un circuit avec $R = 1 \text{ k}\Omega$ et $C = 1 \text{ }\mu\text{F}$

a) $U_e = 2\text{V}$

Courant dans R

$$I_R = \frac{U_e}{R} = \frac{2}{1 \cdot 10^3} = 2\text{mA}$$

C'est aussi le courant de charge du condensateur.

Si l'on admet au départ $U_s = 0\text{V}$

après 1 ms

$$Q = I \cdot t = C \cdot U \quad (\text{Si la charge se fait à courant constant})$$

$$\text{donc } U_s = \frac{-I \cdot t}{C} = \frac{-2 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-6}} = -2\text{V} \quad (\text{Inversion})$$

après 2 ms

$$U_s = \frac{-2 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-6}} = -4\text{V}$$

b) si $U_e = -1V$ après 4 ms

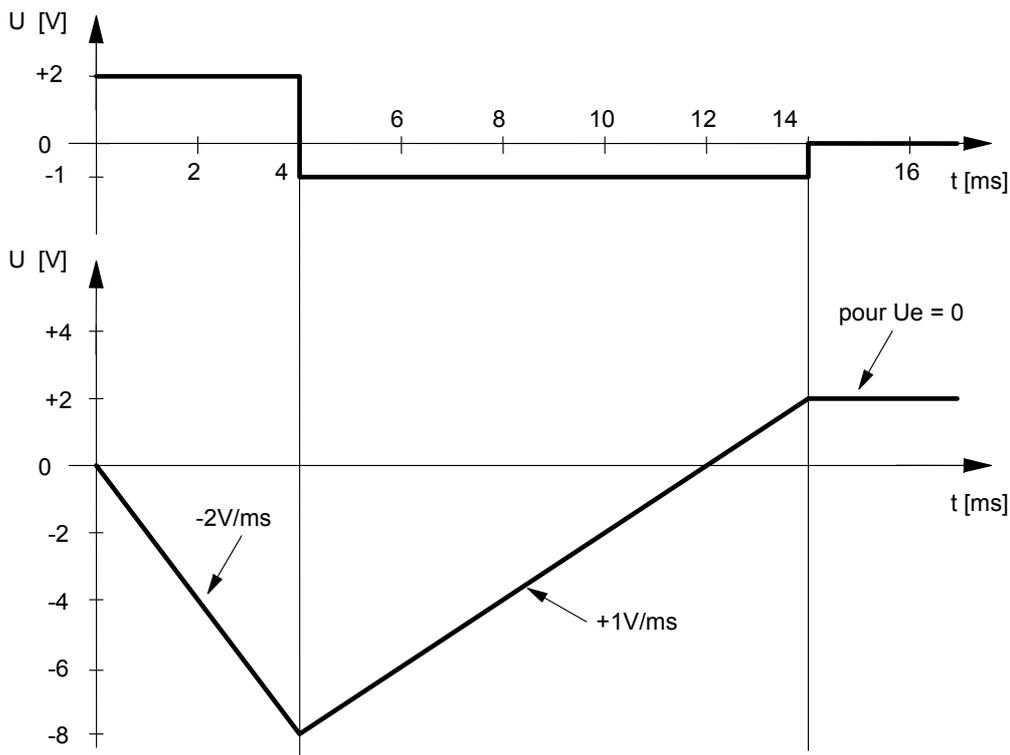
$$I_R = \frac{U_e}{R} = \frac{-1}{1 \cdot 10^3} = -1 \cdot 10^{-3} A = -1 mA$$

C se décharge avec un courant constant de 1 mA

après 1ms

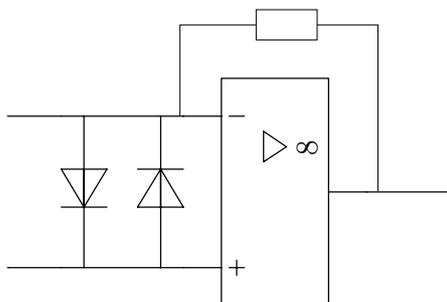
$$U_s = \frac{1 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-6}} = +1V \quad (U_s \text{ remonte d}'1 V)$$

12.12.3.1 Diagramme des temps



12.13 Protection des entrées

Si dans un montage, il y a risque d'application de tensions trop élevées sur les entrées, il est possible de protéger ces dernières selon le schéma suivant ; valable pour la plupart des applications.



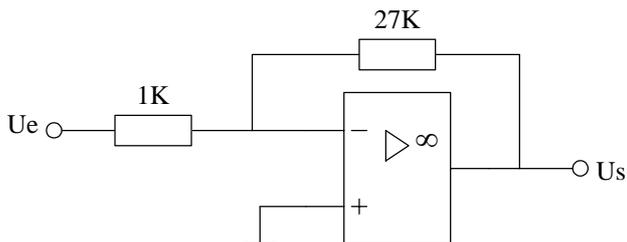
La tension différentielle sur les entrées ne peut pas dépasser $\pm 0,7 V$ (diodes au silicium). Etant donné que l'on se trouve directement sur les entrées les signaux sont soumis au gain en boucle ouverte (≥ 100000).

La limite d'amplitude imposée par les diodes est donc largement suffisante.

Nous avons fait un tour d'horizon d'applications typiques. Il reste à préciser que les applications des amplificateurs opérationnels sont innombrables et permettent d'apporter des solutions élégantes à nombre de problèmes.

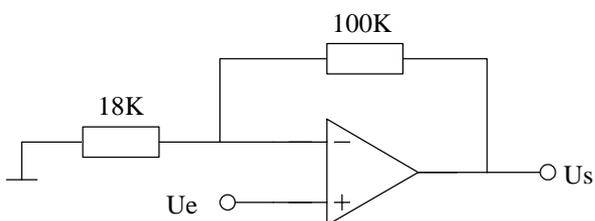
12.14 Exercices

12.14.1 Exercice



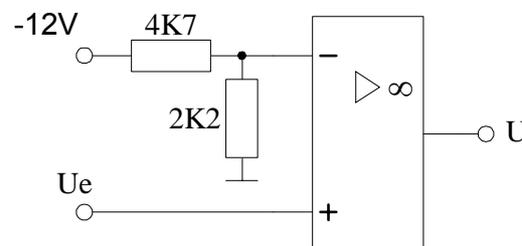
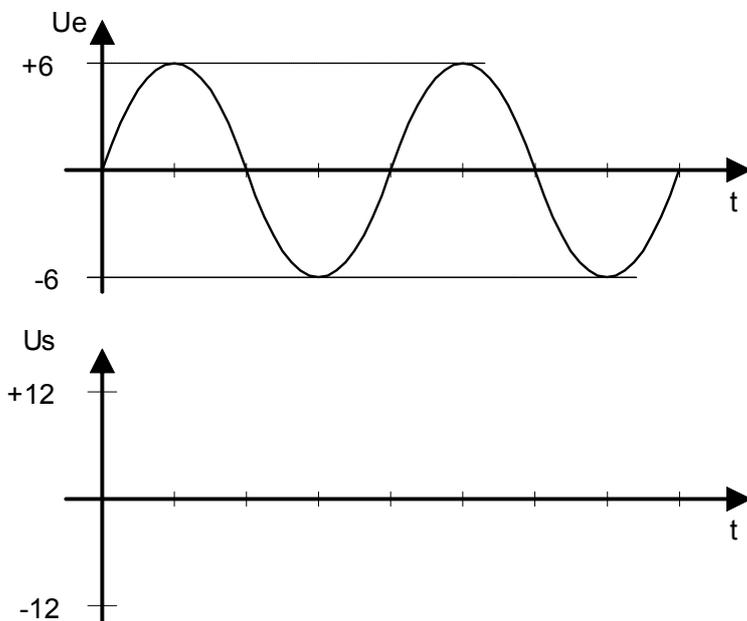
- a) Calculer le gain de ce montage
- b) Que vaut U_S si $U_E = + 0,18 \text{ V}$?

12.14.2 Exercice



- a) Calculer le gain de ce montage
- b) Que vaut U_S si $U_E = - 0,18 \text{ V}$?

12.14.3 Exercice



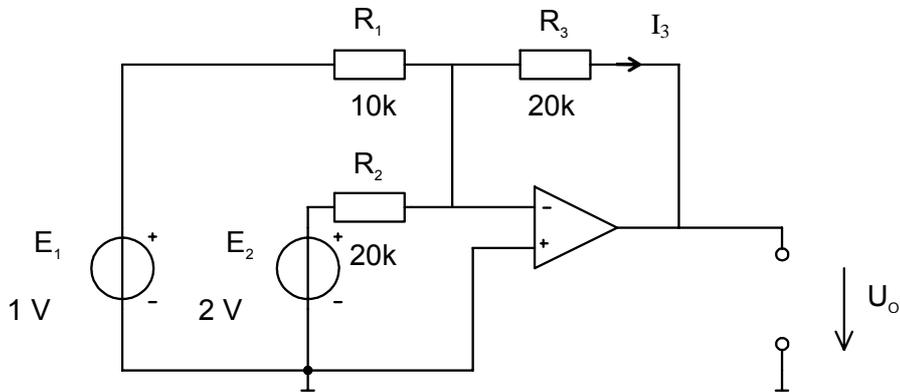
Ce montage est alimenté par + 12 V et - 12 V

Déduire de la tension d'entrée U_e la forme de la tension de sortie U_s

12.14.4 Exercice

Pour le circuit ci-dessous, il a été utilisé un amplificateur opérationnel idéal. Calculer:

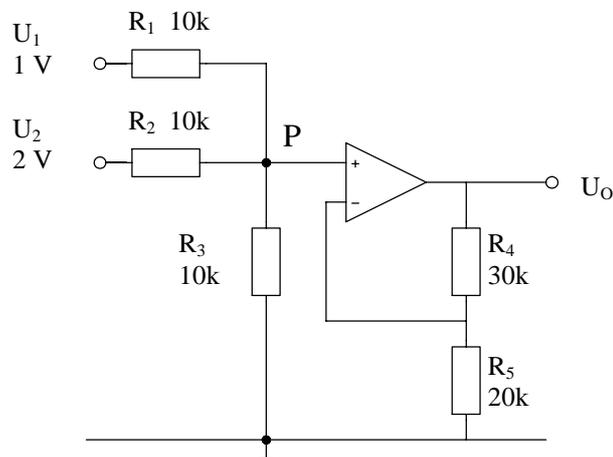
- I_3
- U_o



12.14.5 Exercice

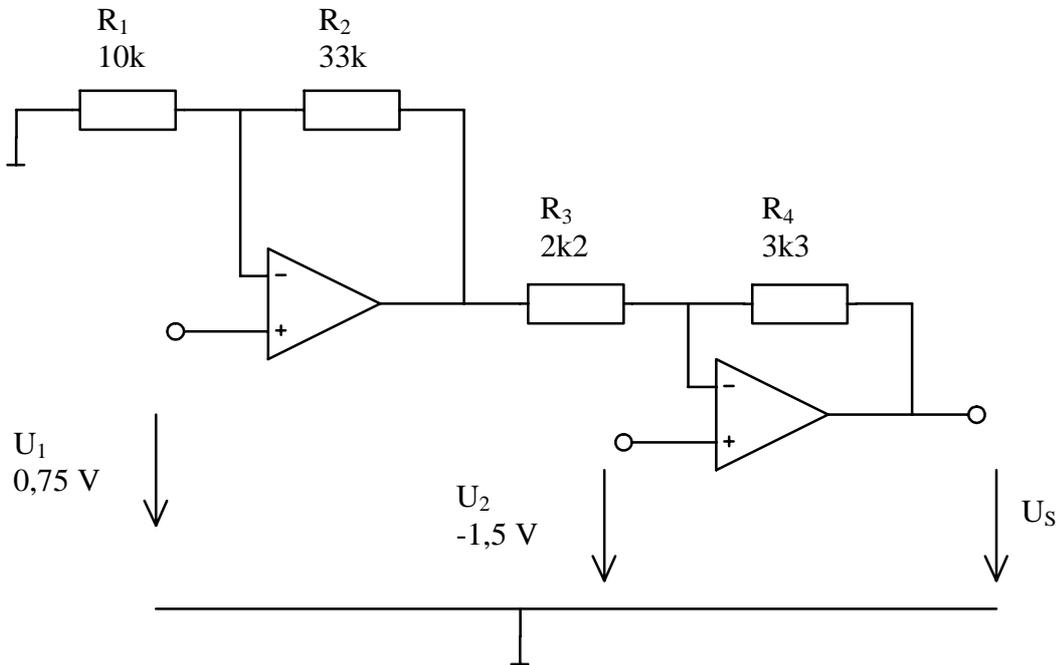
Pour le circuit ci-dessous, il a été utilisé un amplificateur opérationnel idéal. Calculer:

- La tension au point P
- U_o



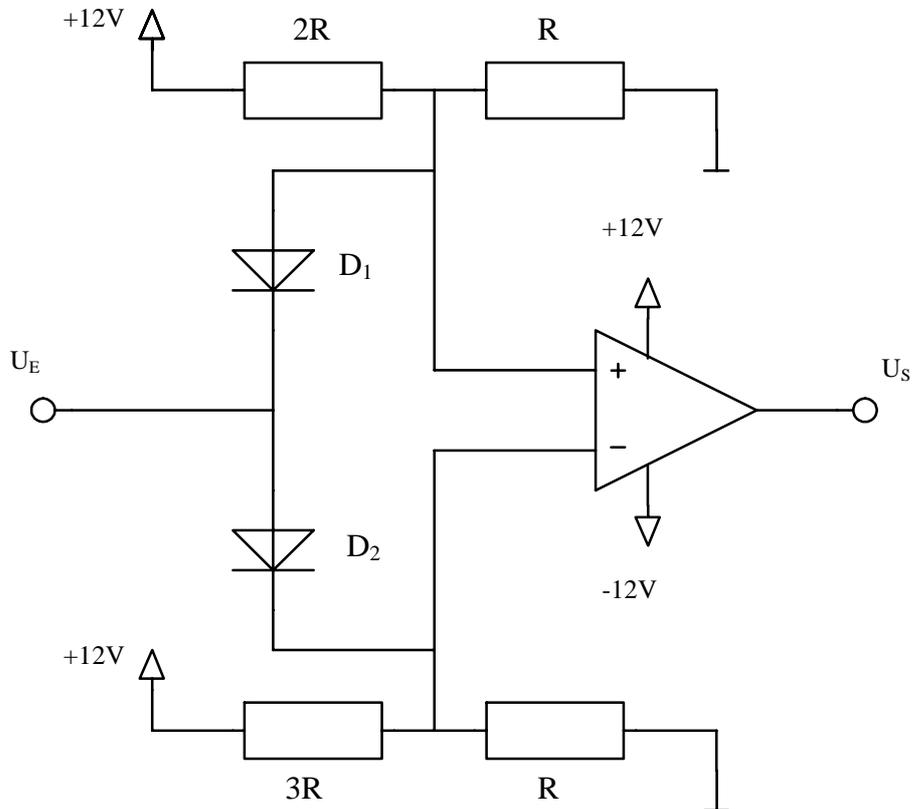
12.14.6 Exercice

Pour le circuit ci-dessous, il a été utilisé un amplificateur opérationnel idéal. Calculer U_S



12.14.7 Exercice

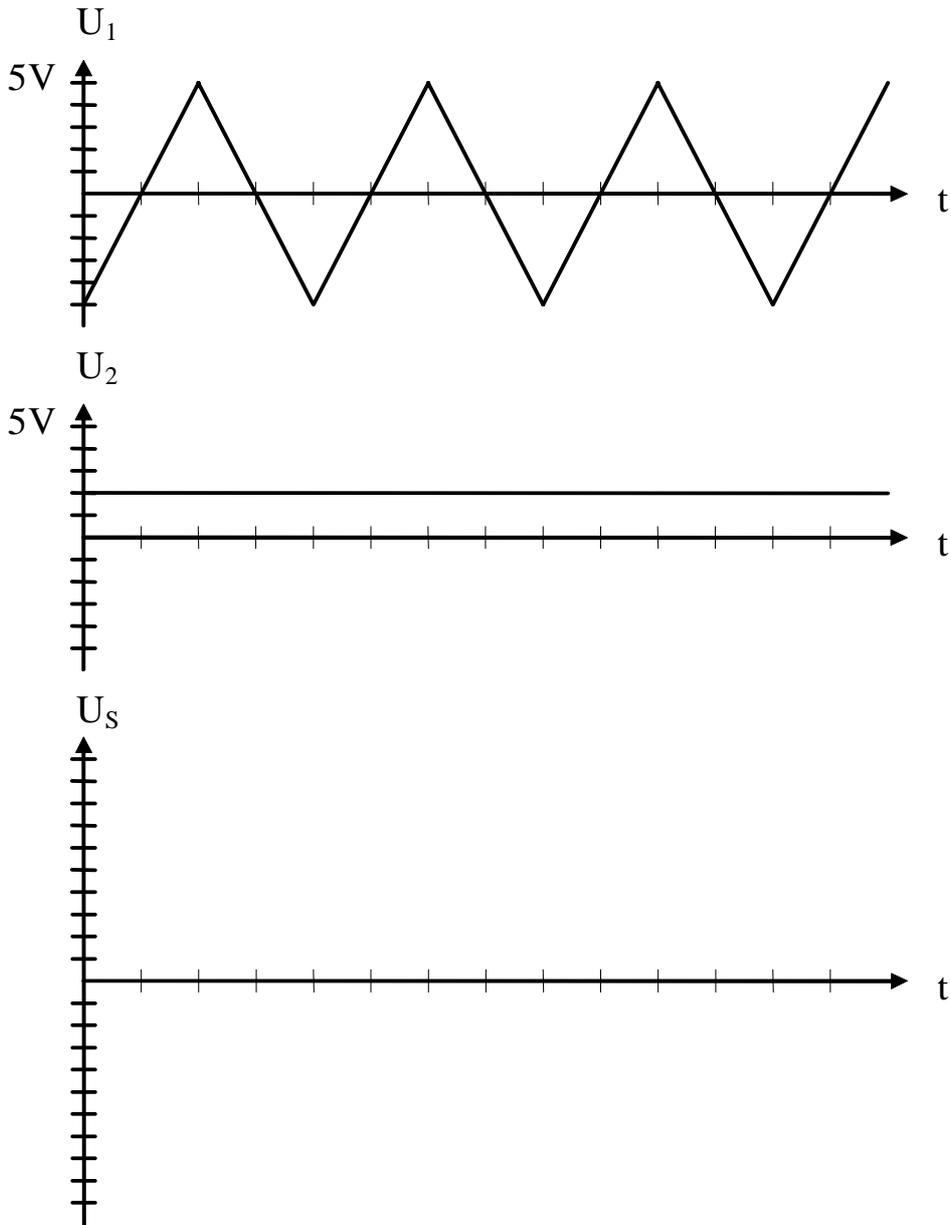
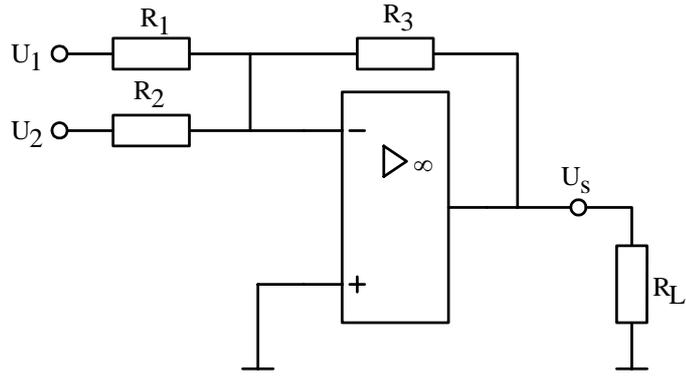
Pour le circuit ci-dessous, il a été utilisé un amplificateur opérationnel idéal, alimenté en +12 V et -12 V. Calculer et représenter la caractéristique $U_S = f(U_E)$ si $U_F = 0,7$ V



12.14.8 Exercice

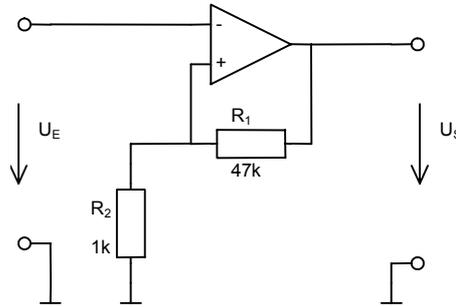
Compléter la représentation temporelle pour le montage ci-contre.

- $R_1 = 10\text{ k}\Omega$
- $R_2 = 5\text{ k}\Omega$
- $R_3 = 10\text{ k}\Omega$
- $V_{CC} = 15\text{ V}$
- $V_{EE} = -15\text{ V}$



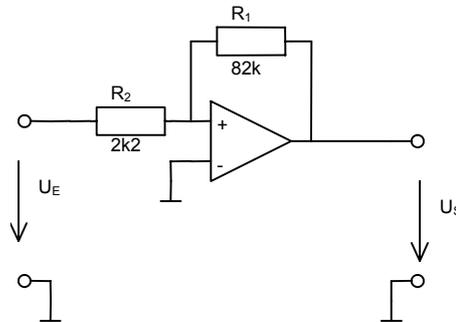
12.14.9 Exercice sur le trigger de Schmitt

Calculer les points de basculement et esquisser la caractéristique $U_S = f(U_E)$ du montage ci-dessous. Alimentation en +15 V et -15 V.



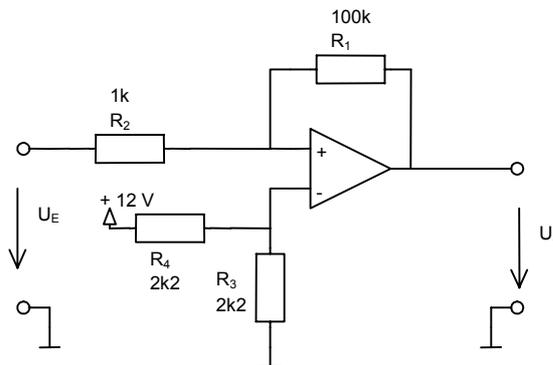
12.14.10 Exercice sur le trigger de Schmitt

Calculer les points de basculement et esquisser la caractéristique $U_S = f(U_E)$ du montage ci-dessous. Alimentation en +15 V et -15 V.



12.14.11 Exercice sur le trigger de Schmitt

Calculer les points de basculement et esquisser la caractéristique $U_S = f(U_E)$ du montage ci-dessous. Alimentation en +15 V et -15 V.

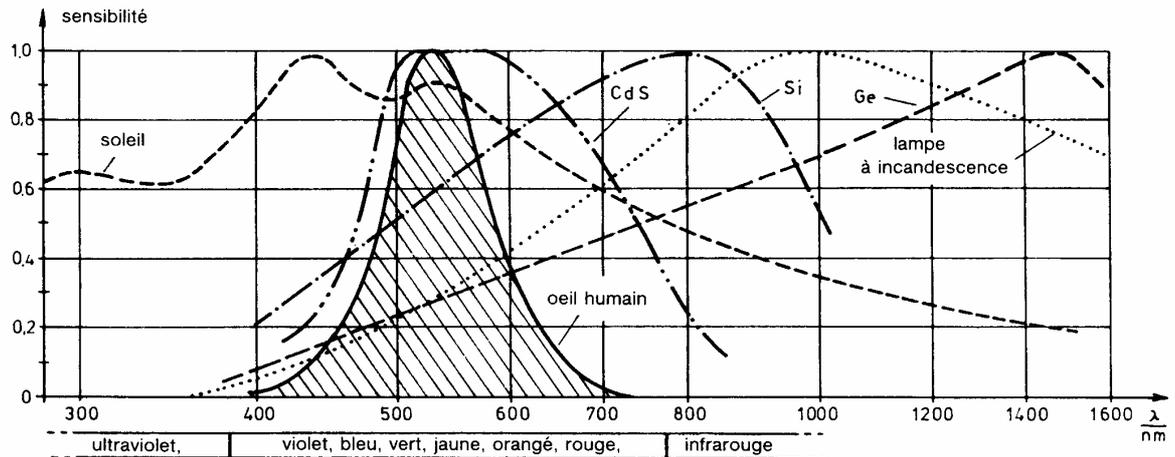


13. L'OPTOELECTRONIQUE

13.1 Introduction

La lumière est considérée comme une onde électromagnétique de fréquence élevée.

Ainsi, le domaine visible pour l'oeil humain se situe dans les longueurs d'ondes comprises entre 780 nm ($385 \cdot 10^{12}$ Hz = 385 THz) pour le rouge et 380 nm ($790 \cdot 10^{12}$ Hz = 790 THz) pour le violet.



- Les fréquences inférieures sont dans le domaine de l'infrarouge.
- Les fréquences supérieures sont dans le domaine de l'ultraviolet.

A cette notion d'onde radioélectrique, les physiciens ont ajouté la notion de particule ou grain de lumière (physique quantique). En effet, on s'aperçoit que la lumière peut céder de l'énergie, cette énergie provient d'une particule appelée **PHOTON** (de là sont issus des noms tels: photovoltaïque, photoélectrique). Ceci donne à l'électronicien une explication sur deux phénomènes distincts.

13.1.1 L'effet photoélectrique

Lorsqu'un atome est bombardé par des photons, il peut en absorber et de ce fait il emmagasine leur énergie. Si cette énergie est suffisante, des électrons peuvent passer dans la bande de conduction de l'atome, devenir électrons libres et donner naissance à un courant électrique. C'est la transformation Lumière → Electricité.

13.1.2 L'effet photoémissif

Un électron d'un atome peut quitter la bande de conduction pour descendre dans une bande plus proche du noyau. Dans ce cas il cède de l'énergie. Cette énergie peut apparaître sous forme de lumière: il y a alors photoémission (émission de photons).

Ce phénomène peut apparaître lors du passage d'un courant électrique. La couleur émise n'est pas due au hasard, la longueur d'onde dépend étroitement des atomes libérant les photons.

C'est la transformation Electricité → Lumière.

13.1.3 Flux lumineux

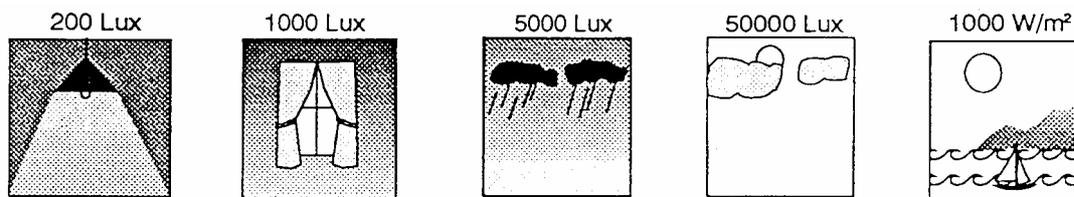
L'unité photométrique de base est le flux lumineux Φ_V qui se mesure en lumen [lm]. Par flux lumineux on entend la puissance totale émise par une source de lumière sous forme de rayonnement lumineux. La puissance irradiée, est aussi fréquemment indiquée comme puissance rayonnante Φ_e en W. Elle comprend l'ensemble du rayonnement (y compris le non-visible). Les grandeurs nécessaires à la description des photoémetteurs et récepteurs dérivent du flux lumineux.

13.1.4 L'éclairement

L'unité d'éclairement est le lux (lx) qui est le rapport du flux lumineux Φ_V en lm sur la surface A en m^2 qui reçoit le flux lumineux.

$$E_V = \frac{\Phi_V}{A} \quad [lx] = \frac{[lm]}{[m^2]}$$

Les valeurs usuelles de l'éclairement moyen :



L'éclairement peut également être exprimé en kW/m^2 . $1 kW/m^2 = 112500 lx$.

13.1.5 L'intensité lumineuse

Les photoémetteurs sont généralement définis par l'intensité lumineuse I_V dont l'unité est la candela (cd). L'intensité lumineuse est le flux lumineux Φ_V émis par la source par angle solide Ω (unité = stéradian = sr).

$$I_V = \frac{\Phi_V}{\Omega} \quad [cd] = \frac{[lm]}{[sr]}$$

13.1.6 La luminance

Il s'agit de l'intensité lumineuse par unité de surface.

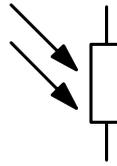
$$L_V = \frac{I_V}{A} \quad \frac{[cd]}{[m^2]}$$

13.2 Les photorésistances (LDR)

Ce sont des éléments passifs qui modifient leur résistance au passage du courant en fonction de la quantité de photons reçus.

LDR est l'abréviation américaine pour: **L**ight **D**ependent **R**esistor.

13.2.1 Symbole

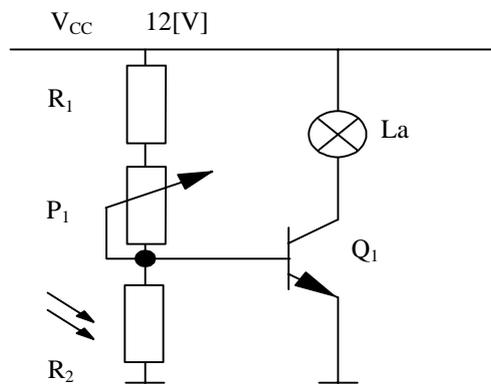


13.2.2 Caractéristiques

On trouve principalement:

- Les photorésistances à base de sulfure de Cadmium (CdS)
 - Passe de quelques centaines d'ohms en pleine lumière à plus de 100 M Ω en obscurité.
 - Variations linéaires à température constante.
 - Réactions lentes limitant l'utilisation à une fréquence de 100 Hz.
 - Par mise en obscurité, on obtient 1,5 M Ω après 3 sec. et 100 M Ω après 60 sec.
 - Tension max. aux bornes: 100 à 300 V.
 - Puissance max. admissible: 50 à 300 mW
- Les photorésistances à base de séléniure de Cadmium (CdSe)
 - Leurs caractéristiques sont très proches des cellules CdS à l'exception de leur vitesse de réaction qui est environ dix fois supérieure.

13.2.3 Application (détecteur crépusculaire)



Lorsque la lumière est présente, R_2 prend une faible valeur et descend la tension de base en dessous de 0,4 V. Le transistor est bloqué. La lampe est éteinte.

En l'absence de lumière, R_2 prend une très forte valeur, la tension de base est à 0,7 V. Le transistor Q_1 conduit à saturation et la lampe est allumée.

P_1 permet de régler la sensibilité.

R_1 évite de relier la base de Q_1 directement à V_{CC} par fausse manipulation de P_1 .

13.3 La photodiode

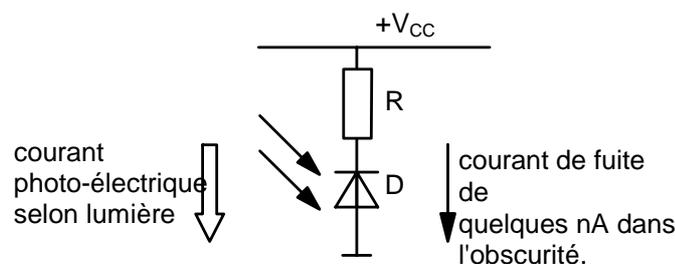
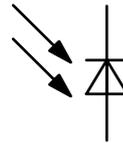
C'est le premier composant actif de l'optoélectronique que nous allons étudier. Il fonctionne comme une source de courant commandée par la lumière.

C'est une diode sur laquelle la lumière peut arriver jusqu'à la surface du silicium à travers une lentille (verre ou plastique).

13.3.1 Symbole



Attention: Cette diode se branche toujours en inverse, soit + du côté cathode (Zone N).



- Sans lumière: la diode est bloquée.
- Avec lumière: Les photons qui ont une énergie suffisante font passer des électrons en bande de conduction. Cet effet photoélectrique donne naissance à un courant qui va de la cathode à l'anode.

Le courant photoélectrique ou photovoltaïque est compris entre 10 et 30 nA/lx (lx = lux).

Une lumière ambiante extérieure se situe à environ 2000 lx, ce qui donne un courant entre 20 et 60 μ A selon les modèles de diodes.

Ces courants restent faibles et doivent être amplifiés par transistor ou mieux par un montage avec JFET ou amplificateur opérationnel.

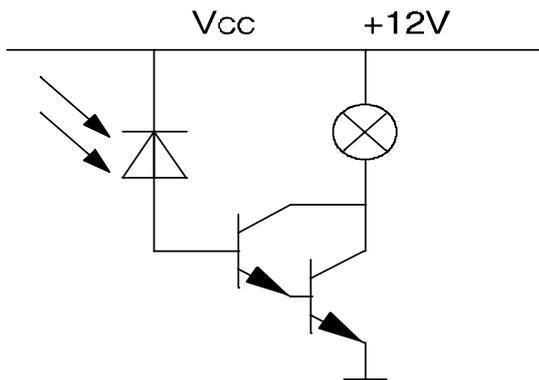
13.3.2 Caractéristiques

La tension inverse max. applicable varie entre 5 V et 50 V selon les modèles.

La sensibilité max. se situe entre 800 et 950 nm (domaine rouge et infrarouge proche).

Fréquence de fonctionnement pouvant atteindre 500 MHz.

13.3.3 Application



Lorsque la diode est soumise à la lumière, elle fournit un courant au transistor Darlington qui, en conduisant, peut allumer la lampe de signalisation.

On trouve des photodiodes dans les applications suivantes:

- Barrières lumineuses (Sécurité dans les banques)
- Comptage (Capteurs incrémentaux)
- Récepteurs à fibre optique
- Télécommande: radio-TV, verrouillage central des portes (récepteur)
- Transmission du son (récepteur)
- etc...

13.4 Le phototransistor

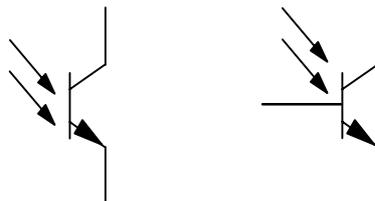
Comme pour la photodiode, son boîtier est transparent. La surface de la base est augmentée par rapport au transistor normal. La base est rendue aussi accessible que possible à la lumière incidente.

Les photons atteignent la jonction base-collecteur. Une tension positive apparaît à la base et le courant base-émetteur peut s'établir.

Le transistor devient conducteur sous l'influence de la lumière (infrarouge). Il peut donc être perturbé par la lumière du soleil selon la longueur d'onde à laquelle il travaille.

On peut trouver sur certains modèles une patte de base. On peut la raccorder électriquement pour ajuster la sensibilité du transistor.

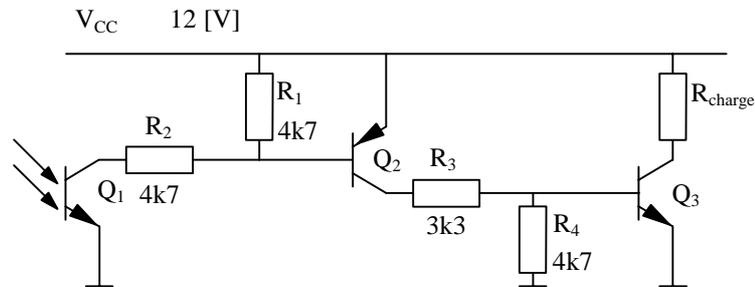
13.4.1 Symbole



13.4.2 Caractéristiques

- Courant I_C en obscurité: 100 nA
- Temps de commutation: 1 à 5 ms

13.4.3 Applications



Circuit équivalent à un relais à un contact de travail.

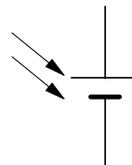
13.5 Les cellules photovoltaïques au silicium

13.5.1 Principe

Le fonctionnement de ces cellules est exactement le même que celui des photodiodes.

Ce sont des diodes à jonction qui, par suite de leur grande surface, peuvent convertir une énergie solaire importante en courant électrique. Il se pose donc des problèmes de rendement et de refroidissement.

13.5.2 Symbole



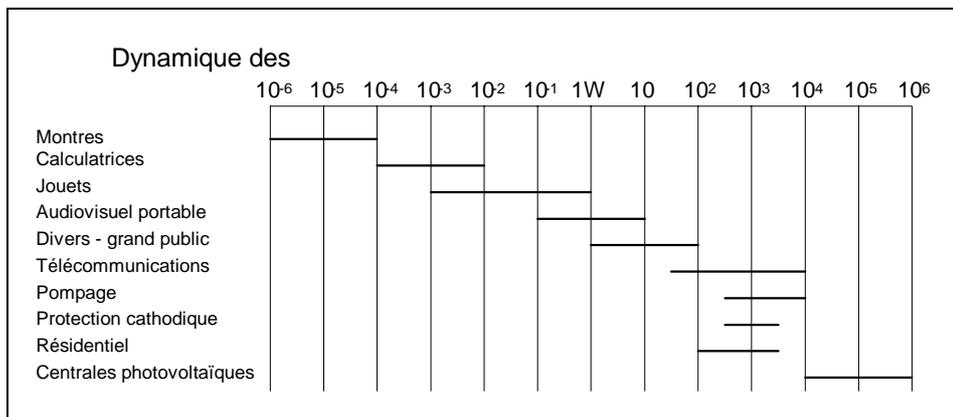
13.5.3 Domaine d'application

Malgré une évolution favorable des prix, l'obstacle majeur à l'élargissement de l'utilisation des systèmes photovoltaïques pour l'alimentation en électricité est le prix élevé des panneaux. Plus le prix du watt installé baisse, plus cette énergie devient compétitive.

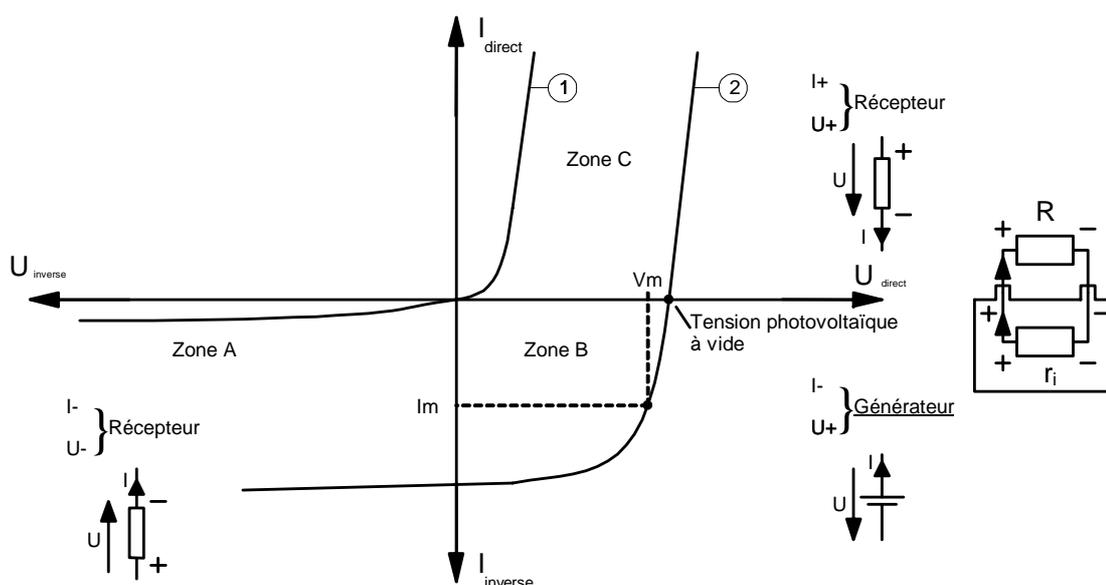
Les domaines d'application principaux sont:

- Télécommunications: faisceaux hertziens, émetteurs et réémetteurs radio et TV, relais radiotéléphone, balises radio, satellites.
- Signalisation: balises lumineuses d'aéroport, balises en mer, passages à niveau, etc...
- Télémessure: météorologie, détection d'incendie de forêt, surveillance des crues en rivières, des volcans, des oléoducs.
- Pompage: profond (forages) ou en surface (lacs, rivières), irrigation.
- Electrification rurale: éclairage, réfrigération, ventilation, TV, recharge de batteries, centrales de villages, centrales connectées au réseau.
- Divers: navigation de compétition et de plaisance, refuges de montagne, etc...
- Automobile: divers prototypes sont équipés de panneaux solaires fournissant l'énergie pour la ventilation de l'habitacle lorsque le véhicule est en stationnement. Un fabricant d'accessoires propose même sur le marché un toit ouvrant équipé de cette technologie (cellules photovoltaïques et ventilateur).

Les puissances utilisées vont du μW (montres) au MW (centrales photovoltaïques) selon tableau ci-dessous.



13.5.4 Courbe caractéristique



Courbe 1: Courbe de la diode normale, c'est la courbe de la cellule solaire en obscurité.

Courbe 2: Courbe de la cellule solaire éclairée, il y a eu translation de la courbe 1.

Zone A: La courbe 1 montre le courant de fuite inverse en obscurité.
La courbe 2 montre le même courant de fuite avec éclairage.

Zone B: La diode fonctionne en générateur d'énergie. C'est la zone d'utilisation normale de la cellule photovoltaïque. Il existe une tension à vide (pour courant nul) aux bornes de la cellule (environ 0,5 V). C'est la tension photovoltaïque à ne pas confondre avec la tension de seuil.

Zone C: La diode est en polarisation directe. La caractéristique de la diode éclairée (courbe 2) ne passe plus par zéro.



Attention: Les cellules solaires ne sont pas conçues pour travailler en photodiode (zone A) car, à cause de leur grande surface, elles entrent en avalanche pour des tensions inverses faibles, ce qui entraîne un échauffement dangereux. Elles sont protégées par diode pour éviter les tensions inverses accidentelles.

Remarque: Dans la zone B, la puissance fournie passe par un optimum $I_m \cdot U_m$ pour une valeur déterminée de la résistance de charge.

13.5.5 Caractéristiques

Le choix dépend de l'application et du prix.

- I_{CC} : Courant de court-circuit, courant max. que peut débiter une cellule pour un éclairage donné.
- V_{CO} : Tension à vide, tension mesurée aux bornes de la cellule en l'absence de débit pour un éclairage et une température donnée.
- η : rendement: rapport entre énergie lumineuse reçue et énergie électrique fournie (variant de 5 à 16 %, pouvant théoriquement atteindre 22 %). Par ciel très clair, dans les meilleures conditions, la terre reçoit 1 kW/m^2 .
- T_{max} : Température limite de fonctionnement (environ 100°C).
- La puissance diminue quand la température augmente (surtout par rayonnement solaire).
- Pour maintenir un bon rendement, il faut refroidir les cellules (radiateur).
- Les caractéristiques sont stables dans le temps, s'améliorent plutôt les premières années.
- Les modules sont prévus pour une durée de vie de 20 ans, de -40°C à $+100^\circ \text{C}$, avec vents violents entraînant sable et gravier, pluies orageuses ou embruns marins.

Il est à noter qu'il existe 3 grandes familles de technologies pour les cellules photovoltaïques:

- Cellules au silicium monocristallin
Rendement jusqu'à 16 %
Les cristaux de silicium sont arrangés de façon à avoir la même orientation.
- Cellules au silicium polycristallin
Rendement jusqu'à 12 %
Les cristaux de silicium sont empilés sans arrangement précis. Utilise moins de silicium que les cellules monocristallines, donc coût plus faible.
- Cellules à couche mince au silicium amorphe
Rendement jusqu'à 7 %

On estime de 8 à 13 ans la durée de vie nécessaire pour restituer l'énergie de fabrication par éclairage solaire.

13.5.6 Utilisation

Dans un module, les cellules sont groupées en série/parallèle en fonction de l'application.

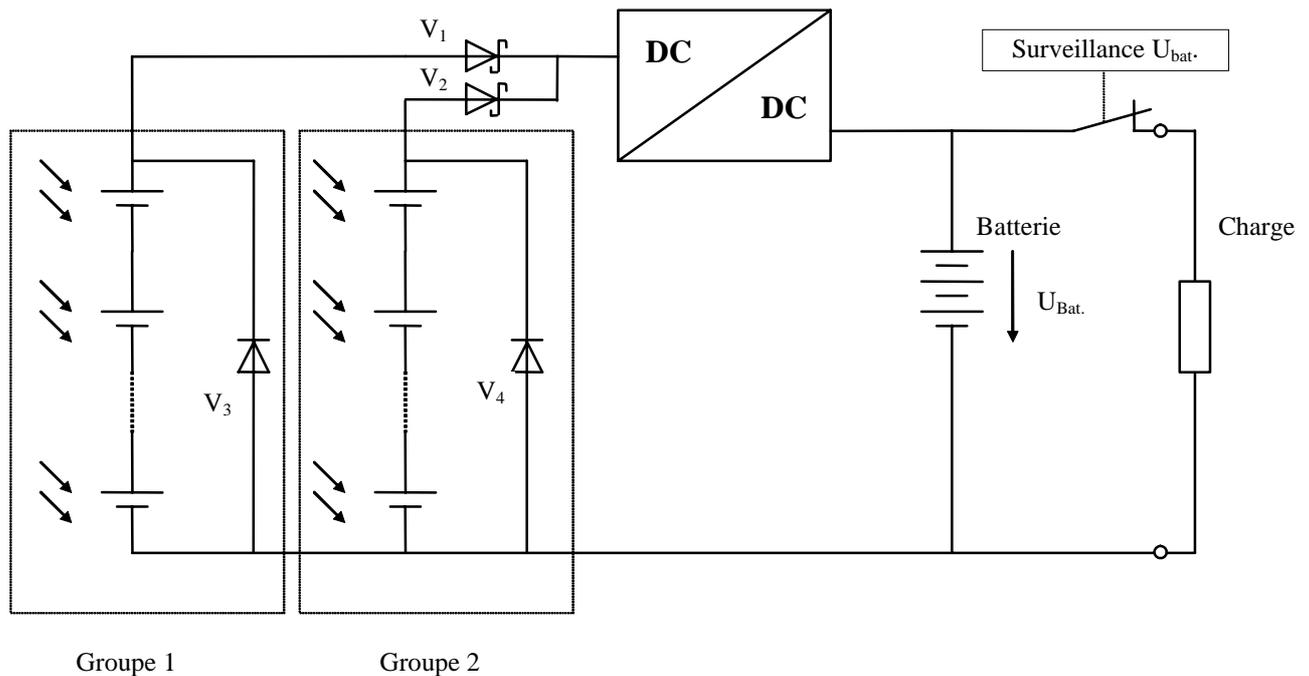
- Le groupement série permet d'augmenter la tension de sortie.
- Le groupement parallèle permet d'augmenter le courant de sortie.

Les modules peuvent se coupler entre eux en série, en parallèle ou en série/parallèle.

Respecter les indications du fournisseur pour le raccordement dans la boîte de jonction.

Dans de nombreuses applications, les modules fournissent l'énergie électrique, assurent en même temps la recharge d'une batterie d'accumulateurs qui va stocker l'énergie puis la restituer pendant les périodes d'obscurité.

Dans cette situation, on aura le raccordement suivant:



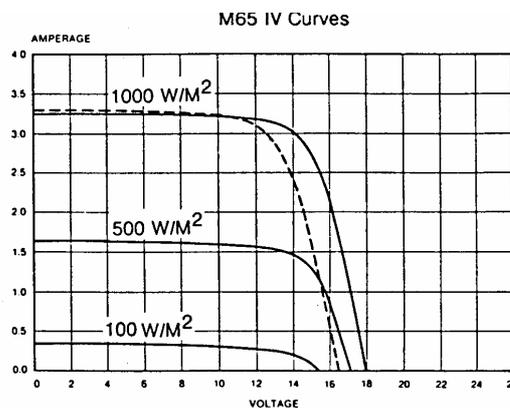
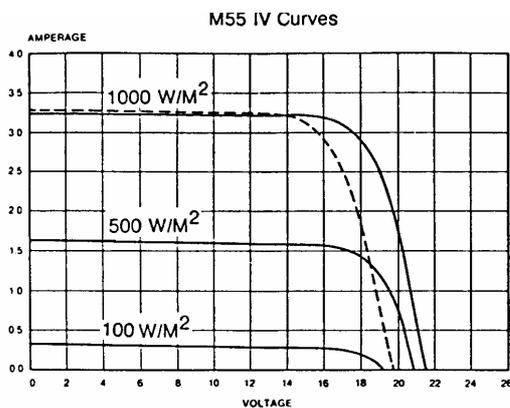
- Tous les panneaux d'un groupe doivent être soumis aux mêmes conditions d'éclairement, sinon tout le groupe en subit les conséquences.
- Les diodes V_1 et V_2 sont si possible de type Schottky ($U_F < 0.4V$). Elles sont là pour éviter de consommer du courant dans l'obscurité. Elles évitent aussi au courant d'un groupe d'aller dans un autre en cas d'éclairement différent d'un groupe à l'autre.
- Le convertisseur DC/DC permet de faire travailler les cellules à une tension qui permet le meilleur rendement possible. Il sert aussi à charger les batteries correctement.
- Le module "surveillance U_{Bat} ." interrompt la décharge de la batterie lorsque $U_{Bat} < 11 V$.
- V_3 et V_4 sont des diodes de protection contre les surtensions (foudre).
- Le câblage doit être correctement dimensionné pour avoir le moins de pertes possible.

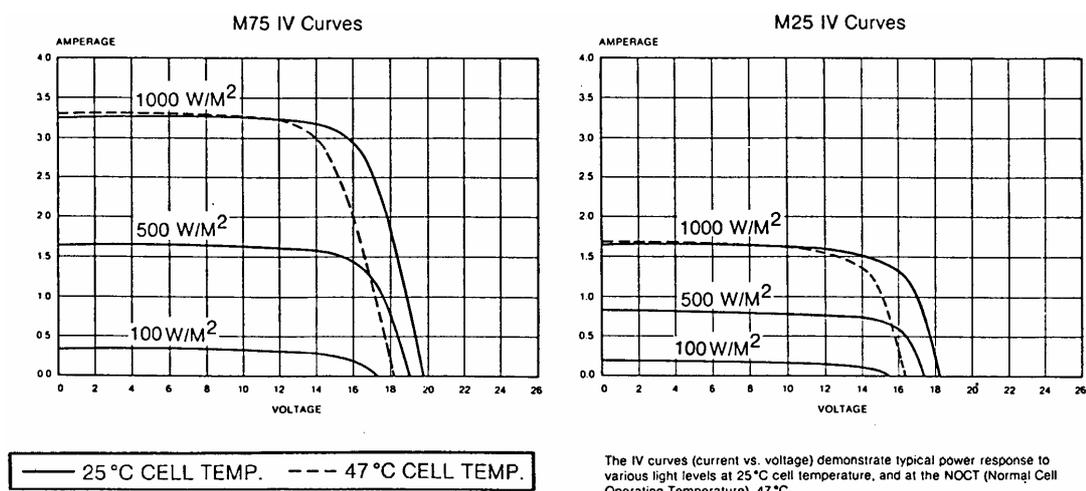
13.5.7 Exemples de modules commercialisés

Source: Spörle Suisse romande - Yverdon-les-Bains

Type	G 25	G 33	G 50/12	G 50/6	G 100	G 200	G 300	G 400
Puissance min.	1.25W	1.8W	2.25W	2.25W	5.5W	12W	17W	25W
Tension nom.	12V	12V	12V	6V	12V	12V	12V	12V
Courant	80mA	100mA	150mA	300mA	350mA	0.74A	1.04A	1.53A
Tension	14.5V	15V	14.5V	7.25V	14.5V	16.3V	16.3V	16.3V
* Point de fonctionnement optimal 25°C/1kW/m ²				Rendement plus de 6%				

Type	Puissance	Courant à court circuit	courant (1)	tension (1)	Cellules	Ah/jour (2)	Remarques
M 25	22 W	1.65 A	1.55 A	14.5 V	30	7	M 25, M 65 : réglage automatique avec Delco 2000
M 55	55 W	3.5 A	3.17 A	17.4 V	36	15	
M 65 (3)	45 W	3.3 A	3.11 A	14.5 V	30	13	
M 75	50 W	3.5 A	3.13 A	16 V	33	14	
M 78	40 W	3.0 A	2.55 A	15.7 V	33	11	
(1) Valeurs nom. à 1kW/m ² /25°C				(3) Cadre : noir			
(2) Valeurs moyennes par mois d'été, tension de la batterie 13.8V, pente 65°							



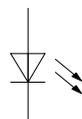


13.6 La diode électroluminescente (LED)

Ce composant est un émetteur de lumière, il transforme le courant électrique en lumière (émission de photons). Son appellation courante LED vient de la contraction de la dénomination américaine Light Emitting Diode.

Le silicium et le germanium ne sont pas en mesure de produire des fréquences du domaine de la lumière visible. On utilise alors l'arséniure de Gallium (Ga As) et le phosphore de Gallium (Ga P). Par un dopage approprié de ces composés intermétalliques, on peut obtenir différentes couleurs.

13.6.1 Symbole



13.6.2 Caractéristiques

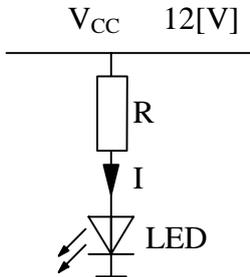
- Cette diode se connecte en direct.
- Courant direct: 10 à 50 mA selon modèles
- La chute de tension directe n'est plus de 0,7 V, les composés intermétalliques n'ayant pas le même seuil de tension que le silicium, on va donc trouver en fonction des couleurs:

Infrarouge:	Ga As	Seuil 1 ... 1,2 V
Rouge:	Ga As P	Seuil 1,5 ... 2 V
Vert:	Ga P	Seuil 2 V

- Les LEDs n'aiment pas les tensions inverses. En cas de risque de polarisation inverse, protéger la LED par une diode en inverse et en parallèle.

13.6.3 Application

La luminosité d'une LED dépend du courant qui la traverse.



Soit une LED rouge montée en voyant, elle est alimentée par $V_{CC} = 12\text{ V}$ et on veut lui imposer un courant de 20 mA

$$\text{On aura } I = \frac{V_{CC} - U_{LED}}{R}$$

On prendra toujours en première approximation U_{LED} égal à 2 V valable aussi pour l'analyse et le dépannage

$$R = \frac{V_{CC} - U_{LED}}{I} = \frac{12 - 2}{20 \cdot 10^{-3}} = 500\Omega$$

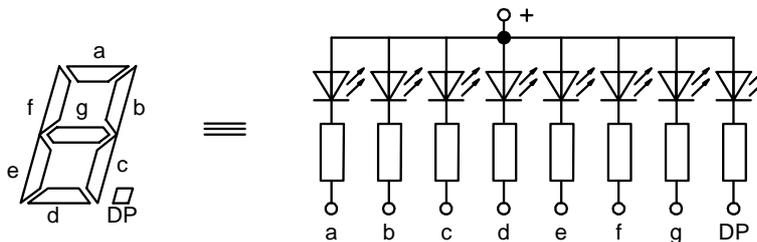
Dans les valeurs normalisées E12, on peut prendre 470 Ω ou 560 Ω .

13.6.4 La LED utilisée en tant que voyant comparée à la lampe à incandescence:

- Avantages:
 - Longue durée de vie
 - Résistance aux chocs
 - Faible puissance consommée
 - Compatible avec les circuits logiques
 - Gain de place
- Inconvénient: Peu visible par forte lumière ambiante

13.6.5 Utilisation en affichage

La LED est souvent utilisée pour l'affichage par segments, prenons l'exemple de l'affichage sept segments + point décimal



Les LEDs à infrarouge sont surtout utilisées pour les systèmes de surveillance, alarme etc...

13.7 Les photocoupleurs ou optocoupleurs

13.7.1 Principe

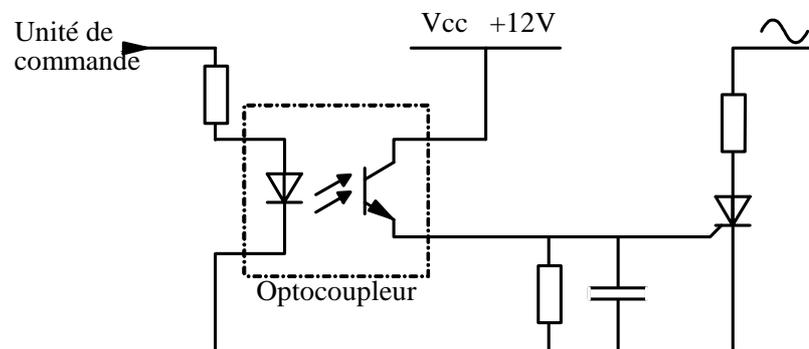
C'est la combinaison d'une LED et d'un photodétecteur dans le même boîtier.

Alors que dans le transformateur, on transmet l'énergie par couplage magnétique sans couplage galvanique (pas de contact électrique entre primaire et secondaire), l'optocoupleur va transmettre l'information (LED allumée ou éteinte) sur le récepteur sans aucun contact électrique.

C'est pourquoi on les appelle aussi isolants optoélectroniques. La tension d'isolation est généralement de 5000 V.

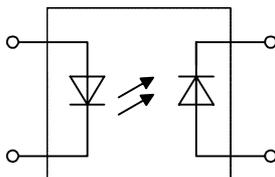
13.7.2 Exemple d'application

Commande d'un thyristor



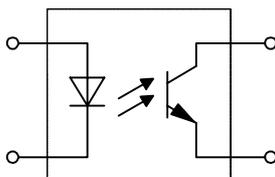
L'unité de commande peut être un système informatique. En cas de défaut du thyristor, la tension alternative peut détruire les composants reliés à la gâchette, mais elle ne peut pas remonter jusqu'à l'unité de commande.

13.7.3 Différents types



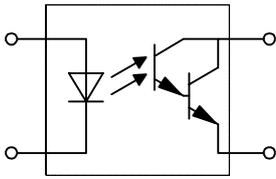
LED + Photodiode

Transmissions rapides jusqu'à 10 Mhz



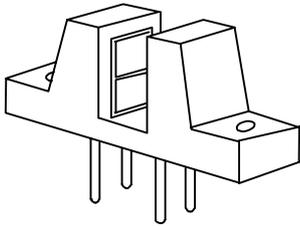
LED + Phototransistor

Transmissions jusqu'à 500 kHz



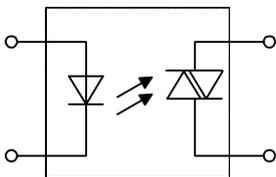
LED + Photodarlington

Transmissions lentes jusqu'à 30 kHz



Photocoupleur à fente

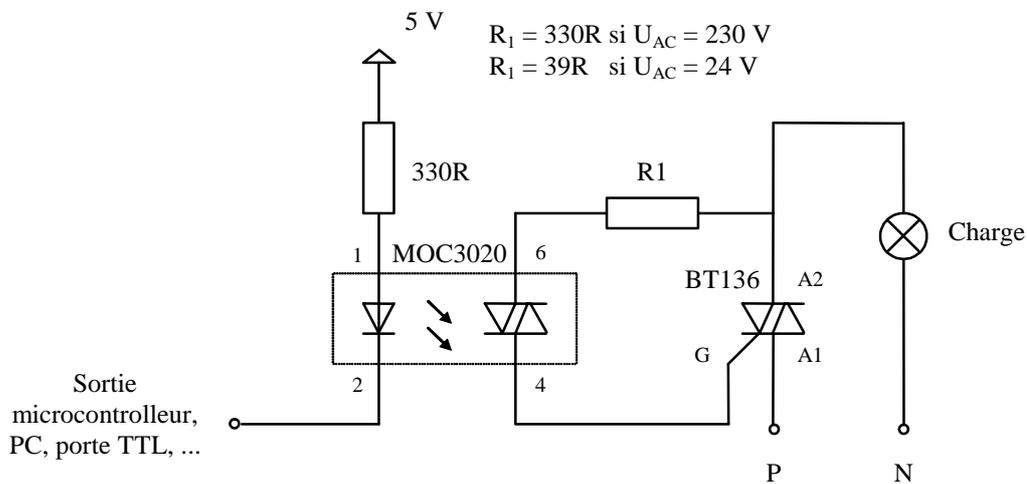
Le passage d'un disque à fente dans la zone du faisceau permet de connaître et de régler la vitesse de rotation ou de définir la position angulaire.



LED + Phototriac

Associé à un triac de puissance, permet de commander des tensions alternatives 230 V par exemple.

13.7.4 Exemple d'application



13.8 La fibre optique

13.8.1 Définition

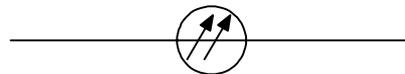
La fibre optique est destinée au transport d'informations au moyen d'ondes lumineuses se propageant dans une fibre de verre (longues distances) ou de matière plastique (distances courtes).

Elle est en train de s'imposer dans les domaines suivants:

- Téléphonie publique et privée
- Réseaux informatiques
- Télédistribution
- Contrôle, télécommande, télésignalisation
- Surveillance vidéo
- Communications militaires

Par exemple, une fibre dont le coeur a un diamètre de 8 mm peut transporter 8000 conversations. Un câble de 15 mm de diamètre peut contenir plusieurs dizaines de fibres.

13.8.2 Symbole



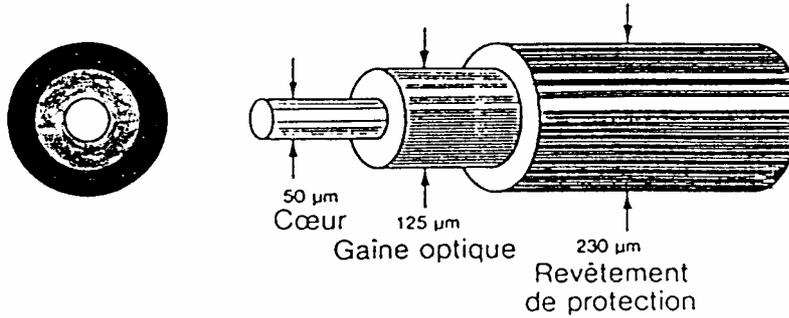
13.8.3 Fabrication de la fibre de verre

On part d'un tube en verre de silice pure à 99,5 % de Si O_2 (dioxyde de silicium) de 1 m de long, 25 mm de diamètre et 3 mm de paroi. En comparaison, le verre de vitrage n'a que 70 % de Si O_2 .

On dope ce verre avec le dioxyde de germanium (Ge O_2) et on forme un barreau de verre plein appelé préforme.

On porte cette préforme à la température de ramollissement du verre, soit à 2100°C et par étirage on obtient la fibre de verre avec un diamètre extérieur d'environ 250 μm .

13.8.4 Structure de la fibre optique



Fibre avec couche protectrice

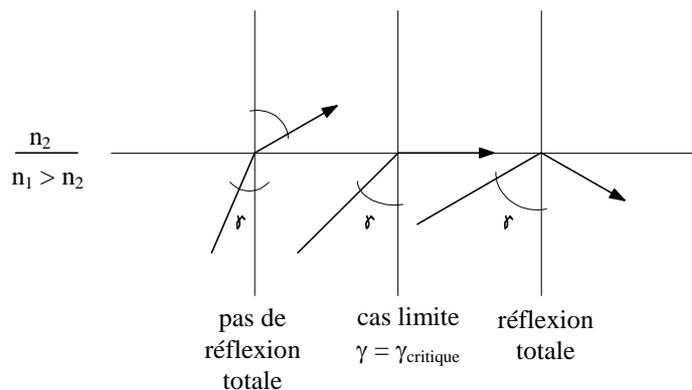
- Le cœur: partie centrale de la fibre conduisant la lumière. Selon le type de fibre, ce diamètre peut varier de $8 \mu\text{m}$ à $200 \mu\text{m}$.
- Le manteau (cladding): ses caractéristiques différentes de celle du cœur imposent à la lumière de rester dans le cœur dans les conditions normales de transmission. Aussi appelé "gaine optique".
- Revêtement de protection: afin de rendre la fibre souple et manipulable, une ou plusieurs gaines en silicone ou en acrylate sont appliquées directement sur le manteau. Sans cela, la fibre serait cassante "comme du verre".

13.8.5 Transmission de la lumière

La vitesse de la lumière dans le vide est de $300 \cdot 10^6 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$; dans un milieu transparent tel le verre de silice ou quartz, cette vitesse va diminuer d'un facteur n appelé:

- indice de réfraction du milieu considéré. Pour le quartz $n = 1,5$ ce qui a pour conséquence de réduire la vitesse de la lumière à $200 \cdot 10^6 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$

Lorsqu'un rayon lumineux passe d'un milieu d'indice n_1 à un milieu d'indice n_2 inférieur, sa vitesse ainsi que sa direction vont être modifiées.



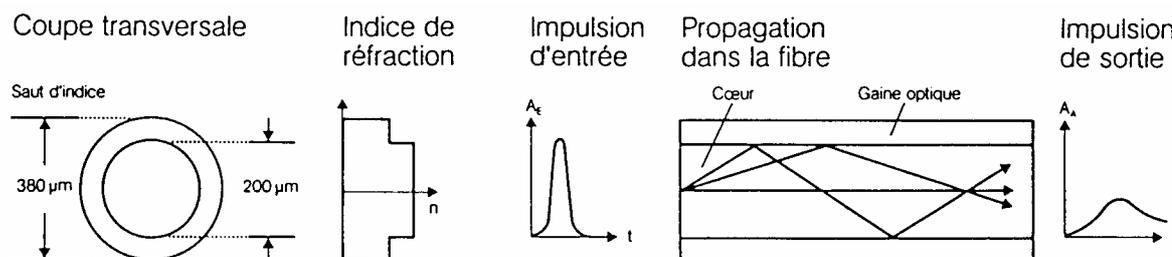
Comportement optique d'un faisceau lumineux

Dans le cas de la fibre optique, nous aurons réflexion totale, le rayon lumineux restera enfermé dans le milieu d'indice n_1 qui est le cœur de la fibre.

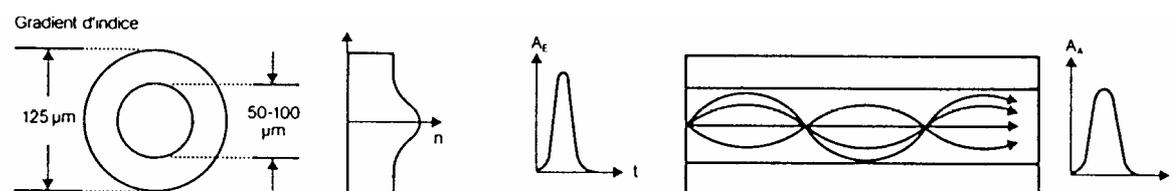
13.8.6 Les catégories de fibres

La lumière peut être injectée dans la fibre sous un seul angle, ou un seul mode. Cette méthode sera utilisée pour les fibres monomodes. Lorsque la lumière est injectée sous différents angles, elle va parcourir des chemins de différentes longueurs. Les signaux lumineux aboutissent à l'extrémité de la fibre à des instants différents. Ceci entraîne en sortie un élargissement de l'impulsion lumineuse et limite la longueur de transmission. Cette méthode est utilisée dans les fibres multi modes.

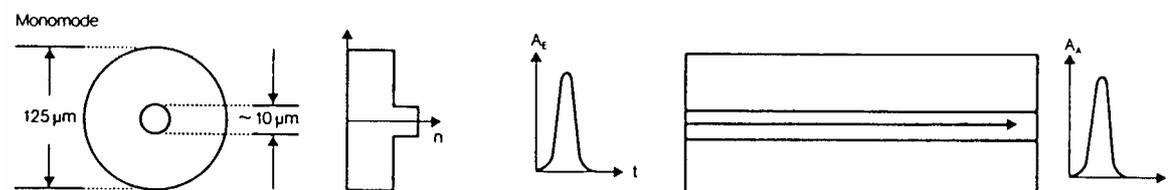
L'atténuation des signaux est d'environ 0,5 à 1 dB/km en fibres monomodes et jusqu'à 5 dB/km pour les fibres multi modes.



Propagation d'un rayon lumineux dans une fibre à saut d'indice



Propagation d'un rayon lumineux dans une fibre à gradient d'indice



Propagation d'un rayon lumineux dans une fibre monomode

- Les fibres plastiques

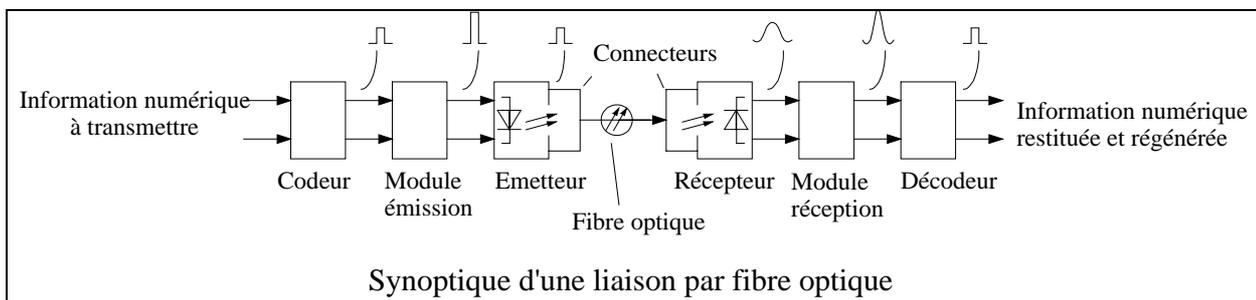
Ces fibres sont utilisées pour des liaisons de quelques dizaines (voir centaines) de mètres ainsi que pour les câbles d'intérieurs. Elles conviennent pour les applications suivantes: transmission d'informations, mais aussi illumination de cadrans, d'indicateurs et de tableaux.

Elles se composent d'un coeur ainsi que d'une gaine optique en plastique, leurs dimensions sont importantes. Le diamètre du coeur peut atteindre 1 mm.

Elles sont multi modes, l'affaiblissement est important: de 150 à 300 dB/km.

Elles sont bon marché et très faciles à mettre en oeuvre.

13.8.7 Transmission par fibre optique



- Le codeur adapte l'information numérique à la transmission
- Le module d'émission transforme les signaux à émettre en impulsions de courant pour l'émetteur
- L'émetteur transforme les impulsions de courant en impulsions de lumière qu'il injecte à l'entrée de la fibre optique. Il s'agit de LEDs spéciales pour des fibres multimodes ou de diodes laser pour les fibres monomodes.
- La fibre optique transporte la lumière d'un point à un autre
- Le récepteur reçoit la lumière en bout de fibre et la transforme en impulsion de courant, il s'agit généralement de photodiodes
- Le module de réception transforme les impulsions de courant en code numérique
- Le décodeur restitue l'information dans sa forme de départ en la remettant en forme.

La fibre optique par elle-même est un composant très économique mais ce sont les éléments émetteurs-récepteurs (~100.-) et les connecteurs qui sont coûteux (~15.-).

Les connecteurs relient la fibre à l'émetteur et au récepteur. Ce sont des composants de haute précision nécessaire pour aligner la diode émissive avec le cœur de la fibre et l'inverse à la réception.

Des pertes importantes peuvent être causées par les connecteurs s'ils sont montés sans précautions.

Les principaux avantages d'une transmission par fibre optique sont les suivants:

- Forte capacité de transmissions simultanées
- Câbles de faible diamètre, légers, souples et robustes
- Insensibles aux parasites, foudre, champs magnétiques
- Pas d'interférences entre liaisons parallèles
- Interception des informations (piratage) impossible
- Très faible atténuation du signal permettant de poser des lignes de plusieurs dizaines de kilomètres sans amplificateurs

Inconvénient: Les câbles supportent mal la traction (pose) et doivent être armés pour éviter les dommages dus à une trop forte contrainte. Cette armature limite également le rayon de courbure.

13.9 Les afficheurs à cristaux liquides: LCD (Liquid Crystal Display)

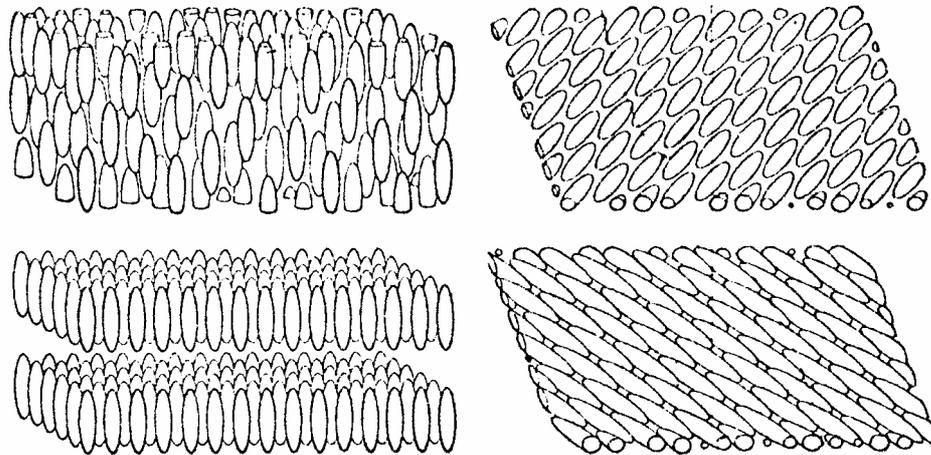
13.9.1 Généralités

En considérant les cristaux liquides, l'affichage ne se fait plus par émission lumineuse mais simplement en laissant passer ou en ne laissant pas passer la lumière. Ce sont les propriétés électro-optiques (propriétés optiques de l'élément variant sous l'effet d'un champ électrique).

13.9.2 Les cristaux liquides

Ce sont des substances qui se caractérisent par un état particulier de la matière. Cet état est intermédiaire entre la phase solide cristalline ordonnée et l'état liquide totalement désordonné. On est en présence d'un liquide ordonné !

Les cristaux liquides ont un aspect huileux. Les molécules de formes allongées (fil ou cigare) malgré leur grande liberté de mouvement s'alignent parallèlement entre elles. Si elles sont soumises à un champ électrique, elles vont s'aligner perpendiculairement à ce champ. L'état de cristaux liquides existe entre deux limites de température (par exemple -20°C à $+100^{\circ}\text{C}$).

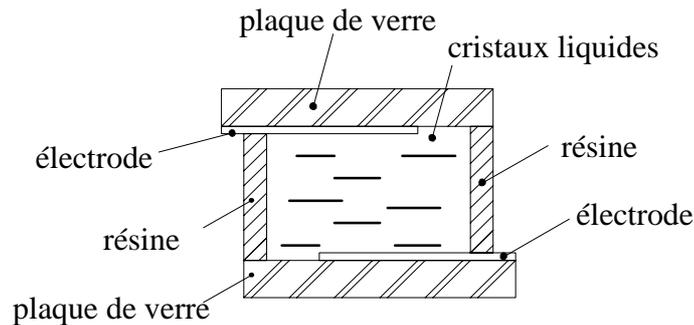


Certains cristaux liquides (cholestériques) modifient leur coloration lors de changements de température (restitution des images infrarouges en images visibles, détection des tumeurs cancéreuses).

13.9.3 Principe de l'affichage

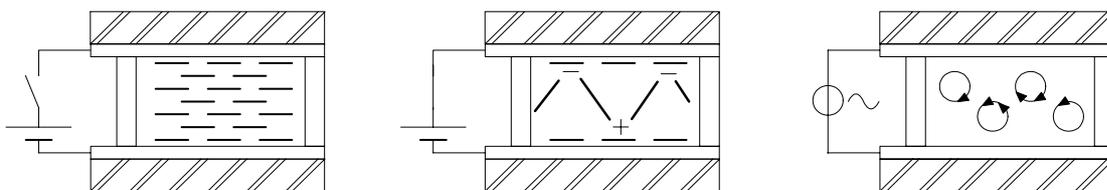
On disperse dans le cristal une petite impureté ionique (atomes pouvant être attirés ou repoussés par un champ électrique)

- Au repos
En l'absence de champ électrique, les molécules sont orientées parallèlement aux plaques de verre (elles sont aidées en cela par le traitement des surfaces internes des plaques de verre)



La lumière arrivant perpendiculairement aux plaques de verre peut passer. Le système apparaît comme transparent.

- En présence d'un champ électrique on obtient:
 - Rotation des molécules d'environ 90° . Elles ont tendance à se placer perpendiculairement au champ électrique. Le passage de la lumière est perturbé.
 - Mise en mouvement des ions vers les électrodes. Sur leur passage, ils bousculent les molécules. Il en résulte une forte turbulence et la solution se trouble. La lumière ne passe plus.



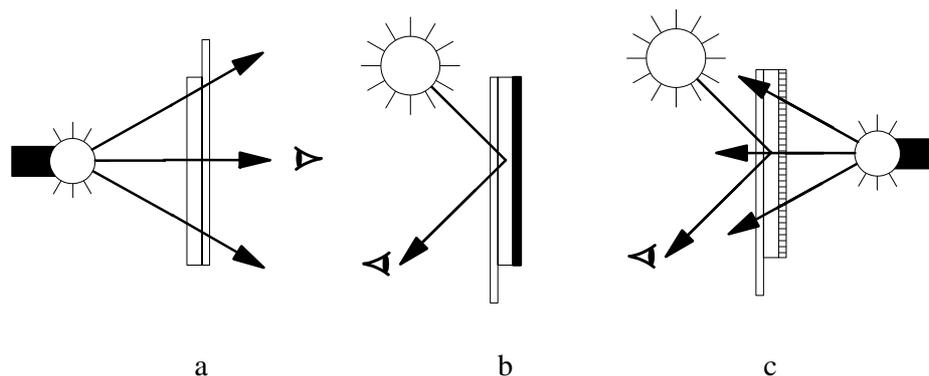
Si le champ électrique est interrompu, les molécules reprennent leur alignement, la perturbation disparaît et la transparence revient.



Attention: La polarisation par une tension continue provoque l'électrolyse du système et la destruction des électrodes. On appliquera alors une tension alternative (signaux carrés) de faible fréquence (moins de 100 Hz). Ceci entraîne une rotation des molécules qui perturbe le passage de la lumière.

En ajoutant d'autres impuretés, on obtient des modifications de couleur réfléchi par le cristal en fonction du champ.

13.9.4 Les trois types d'éclairage



a) Type transmissif

La cellule d'affichage est éclairée depuis l'arrière, la lumière traverse la cellule. Utilisé pour les afficheurs qui doivent être bien lisibles dans l'obscurité.

b) Type réfléchif

La face arrière de l'afficheur est un réflecteur. Il renvoie la lumière qui tombe sur la face avant de l'afficheur. Utilisé pour les afficheurs qui ne doivent être lus qu'à lumière ambiante.

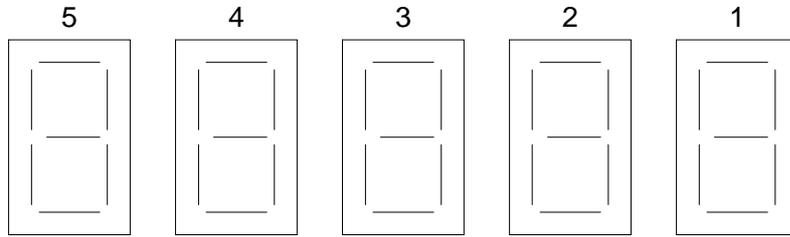
c) Type translectif

La face arrière est partiellement transparente. C'est la combinaison des 2 méthodes précédentes. Utilisé pour les afficheurs qui doivent être lus à la fois dans l'obscurité et à la lumière du jour (autoradio).

13.10 Exercices

13.10.1 Exercice

Soit l'ensemble d'afficheur ci-dessous:

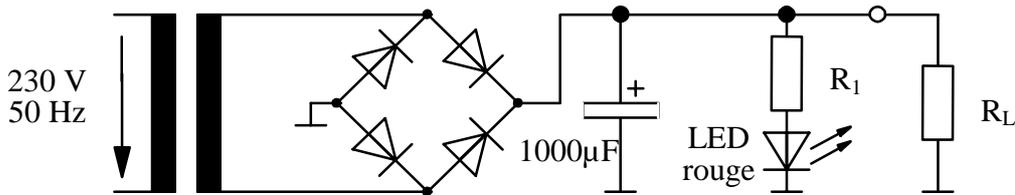


Les sorties des "driver" indiquent:

1 a	1 b	1 c	1 d	1 e	1 f	1 g
0	1	1	0	0	0	0
2 a	2 b	2 c	1 d	2 e	2 f	2 g
0	1	0	0	1	0	0
3 a	3 b	3 c	3 d	3 e	3 f	3 g
1	0	0	0	0	0	1
4 a	4 b	4 c	4 d	4 e	4 f	4 g
0	0	0	1	0	0	0
5 a	5 b	5 c	5 d	5 e	5 f	5 g
0	0	1	1	0	0	0

Qu'est-il inscrit sur l'afficheur ?

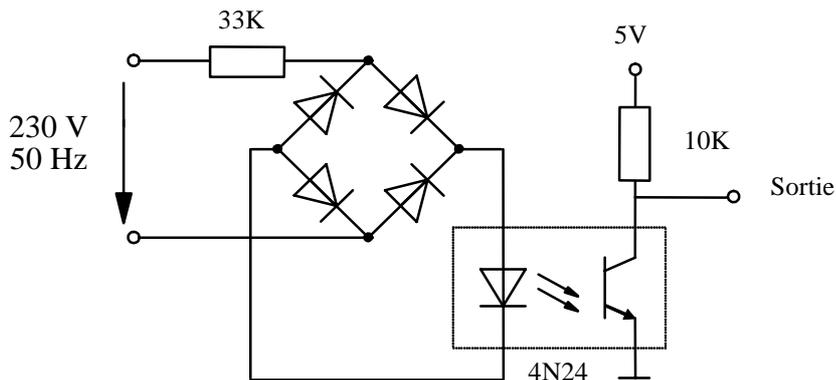
13.10.2 Exercice



A la sortie du secondaire $U = 12,6 V_{eff}$.

En tenant compte des chutes de tension dans les diodes du redresseur, calculer R₁ pour avoir 20 mA maximum (valeur de crête) parcourant la LED.

13.10.3 Exercice



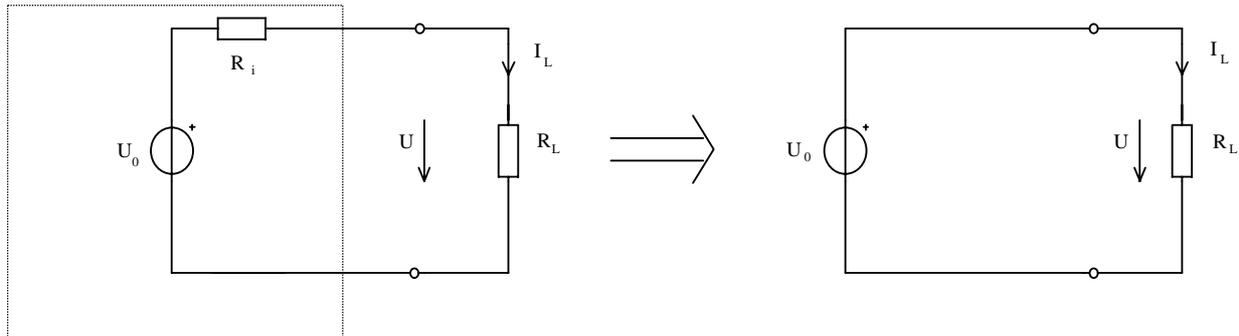
Expliquer le montage ci-dessus, et représenter la tension de sortie en fonction du temps.

Calcul de circuits électriques

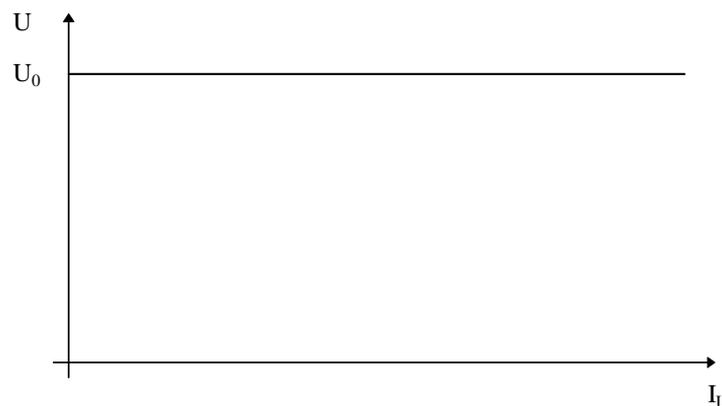
Source de tension

Source de tension idéale

La résistance interne R_i d'une source de tension idéale est égale à 0Ω .



La tension U_0 reste toujours constante comme l'indique la caractéristique de la figure ci-dessous; elle est indépendante de la charge R_L



Exemple :

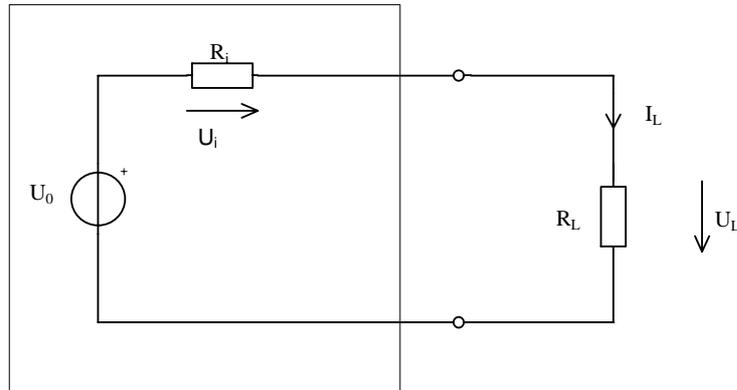
Une source de tension idéale de 10 V ayant une résistance interne $R_i = 0$ délivre une tension constante de 10 V à ses bornes. La résistance de charge R_L peut être variable et même déconnectée, mais la tension de 10 V restera toujours constante. (figure ci-dessous)



En pratique une source de tension idéale ne peut exister.

Source de tension réelle

Considérons une source de tension réelle avec une résistance de charge R_L connectée aux bornes de sortie de la source.



Un courant I_L circule dans la charge R_L . Ce courant produit une chute de tension interne U_i due à la résistance interne R_i .

Appliquons la loi de Kirchhoff au circuit de la source de tension

1. $U_0 = I_i R_i + I_L R_L$ d'où
2. $U_L = U_0 - I_L R_i = U_0 - U_i = I_L R_L$

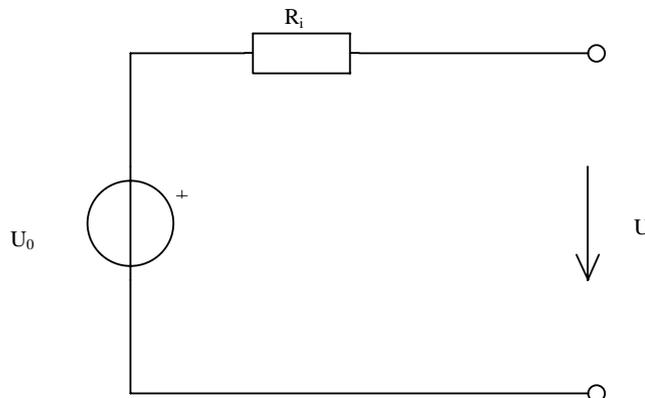
L'équation (2) montre que la chute de tension interne diminue la tension utilisable U_L .

Examinons la procédure pour déterminer la valeur de la résistance interne R_i

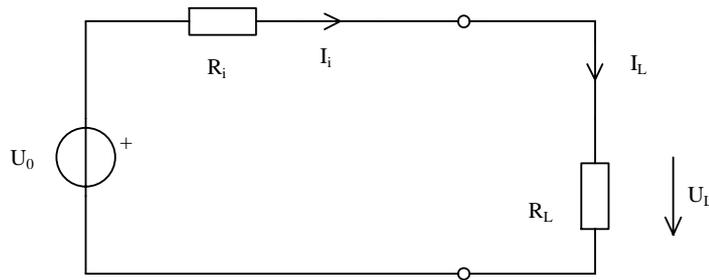
3. De l'équation (2)
$$R_i = \frac{U_0 - U_L}{I_L}$$

Les tensions U_0 et U_L ainsi que le courant I_L peuvent être déterminés par les mesures et calculs suivants :

Déconnectons la charge R_L et mesurons la tension U aux bornes de sortie. La chute de tension aux bornes de R_i est égale à zéro car I_L est nul. Avec cette condition de mesure, la valeur de la tension à circuit ouvert est égale à la tension d'une source idéale $U = U_0$ (figure ci-dessous).



Connectons la charge R_L et mesurons la tension U_L aux bornes de sortie. Le courant I_L produit une chute de tension U_i aux bornes de la résistance interne R_i (figure ci-dessous).



Appliquons la loi de Kirchhoff au circuit.

$$U_0 = U_i + U_L \qquad U_i = U_0 - U_L$$

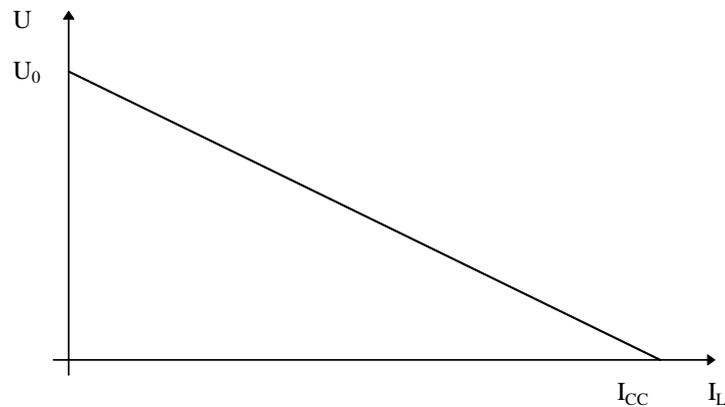
Les valeurs de U_0 et de U_L sont connues depuis les mesures.

$$I_i = I_L = \frac{U_L}{R_L}$$

La loi d'ohm nous permet d'écrire la valeur de la résistance interne

$$R_i = \frac{U_i}{I_i}$$

Caractéristique d'une source de tension réelle



Les points de la caractéristique que nous examinons sont les intersections de l'axe vertical (U_0) et de l'axe horizontal (I_{CC})

- La tension maximum est la tension mesurée à vide U_0 , c'est-à-dire que la résistance de charge R_L est infinie ($R_L = \infty$) et que le courant $I_L = 0$
- Le courant maximum est le courant de court-circuit I_{CC} , c'est-à-dire que la résistance de charge R_L est court-circuitée ($R_L = 0$) donc la tension $U_L = 0$ $I_{CC} = \frac{U_0}{R_i}$

Exemple

Un voltmètre est connecté aux bornes d'une source de tension réelle à circuit ouvert, c'est-à-dire sans charge R_L , le voltmètre indique une tension de 10 V. Lorsque la résistance de charge R_L de 1K5 est connectée aux bornes de sortie, le voltmètre indique une tension de 7,5 V. Déterminer la résistance interne de la source et dessiner le circuit équivalent ainsi que le point de fonctionnement Q sur la caractéristique de la source.

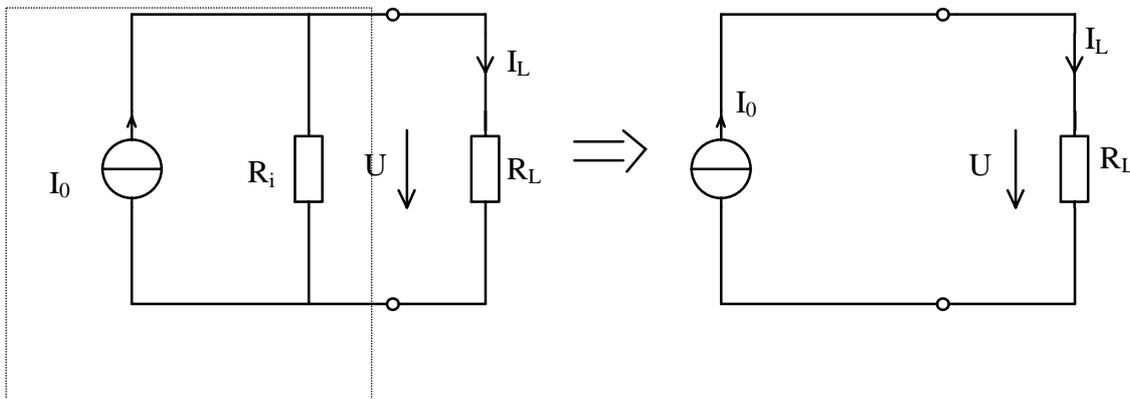
Solution



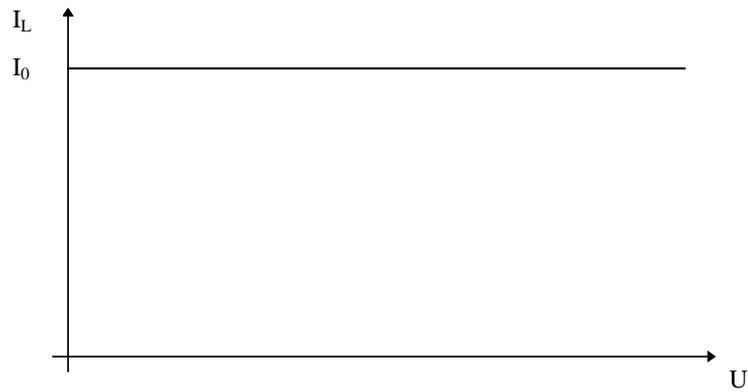
Source de courant

Source de courant idéale.

La résistance interne R_i d'une source de courant idéale est égale à l'infini ($R_i = \infty$).

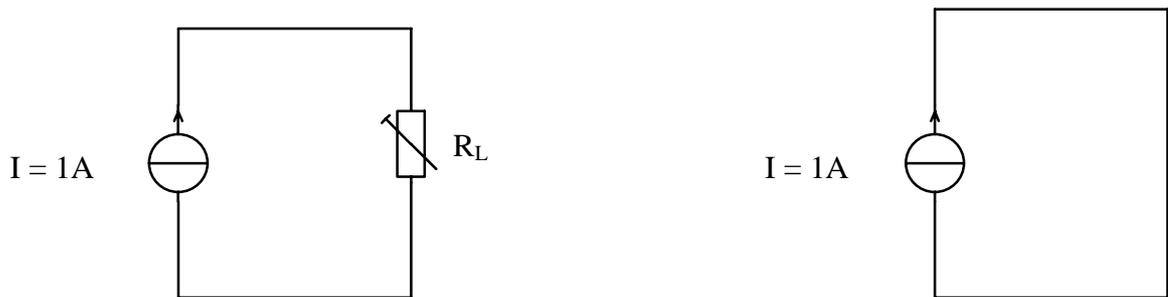


Le courant I_0 reste toujours constant comme l'indique la caractéristique de la figure ci-dessous; il est indépendant de la charge R_L .



Exemple :

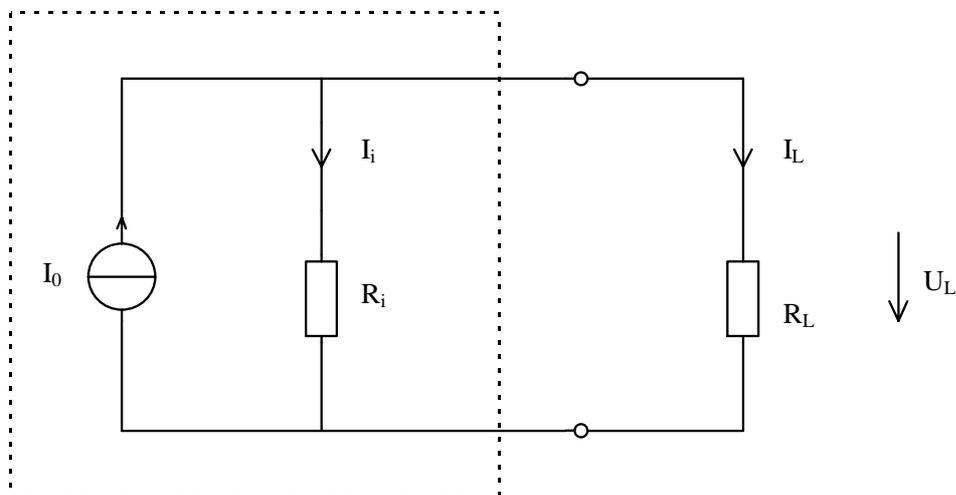
Une source de courant idéale de 1 A avec une résistance interne $R_i = \infty$ délivre un courant constant de 1 A à ses bornes. La résistance de charge R_L peut être variable et même court-circuitée mais le courant de 1 A restera toujours constant (figure ci-dessous).



En pratique, une source de courant idéale ne peut exister.

Source de courant réelle

Considérons une source de courant réelle avec une résistance de charge R_L connectée aux bornes de sortie de la source.



Appliquons la loi de Kirchhoff au circuit de la source de courant.

$$I_0 = I_i + I_L$$

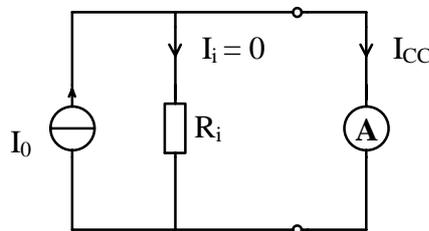
d'où $I_L = I_0 - I_i$

Le courant de charge I_L serait égal au courant de la source idéale I_0 si $I_i = 0$. Pour que cette condition soit réalisée, il faudrait que $R_i = \infty$, mais en pratique ce n'est pas possible.

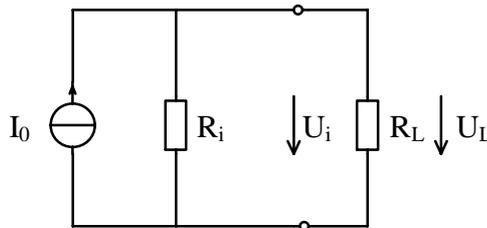
Pour calculer la valeur de R_i , il faut déterminer la tension aux bornes de la source et le courant qui traverse la résistance interne R_i .

Examinons la procédure pour déterminer la valeur de la résistance interne R_i .

Connectons un ampèremètre aux bornes de sortie de la source. Le courant mesuré correspond au courant de court-circuit I_{CC} car la résistance interne de l'ampèremètre est négligeable. La résistance interne R_i est en parallèle avec le court-circuit. Le courant de court-circuit est égal au courant de la source idéale I_0 . Il n'y a aucun courant qui traverse la résistance interne (figure ci-dessous).



Connectons la résistance de charge R_L à la place de l'ampèremètre et mesurons la tension U_L . La résistance interne R_i est en parallèle avec la résistance de charge R_L . La tension U_L est égale à la tension U_i (figure ci-dessous)



La loi d'ohm nous permet d'écrire la valeur de la résistance interne.

$$R_i = \frac{U_i}{I_i}$$

où

$$I_i = I_0 - I_L$$

et

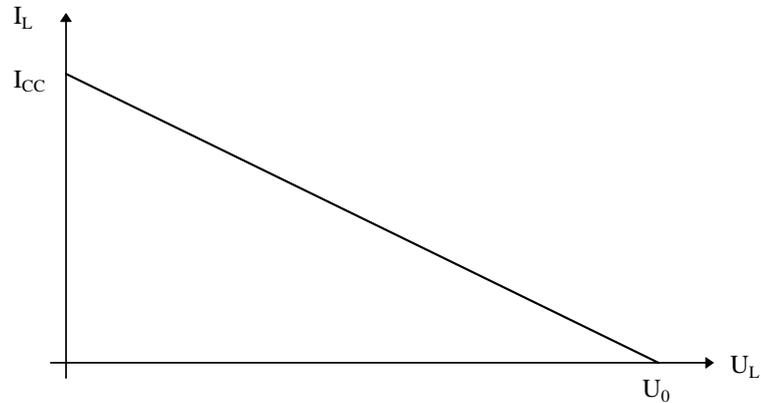
$$I_0 = I_{CC} \quad (\text{Figure du haut de la page})$$

d'où

$$I_i = I_{CC} - I_L$$

$$I_i = I_{CC} - \frac{U_L}{R_L}$$

Caractéristique d'une source de courant réelle



Les points de la caractéristique que nous examinons sont les intersections de l'axe vertical (I_{CC}) et de l'axe horizontal (U_0).

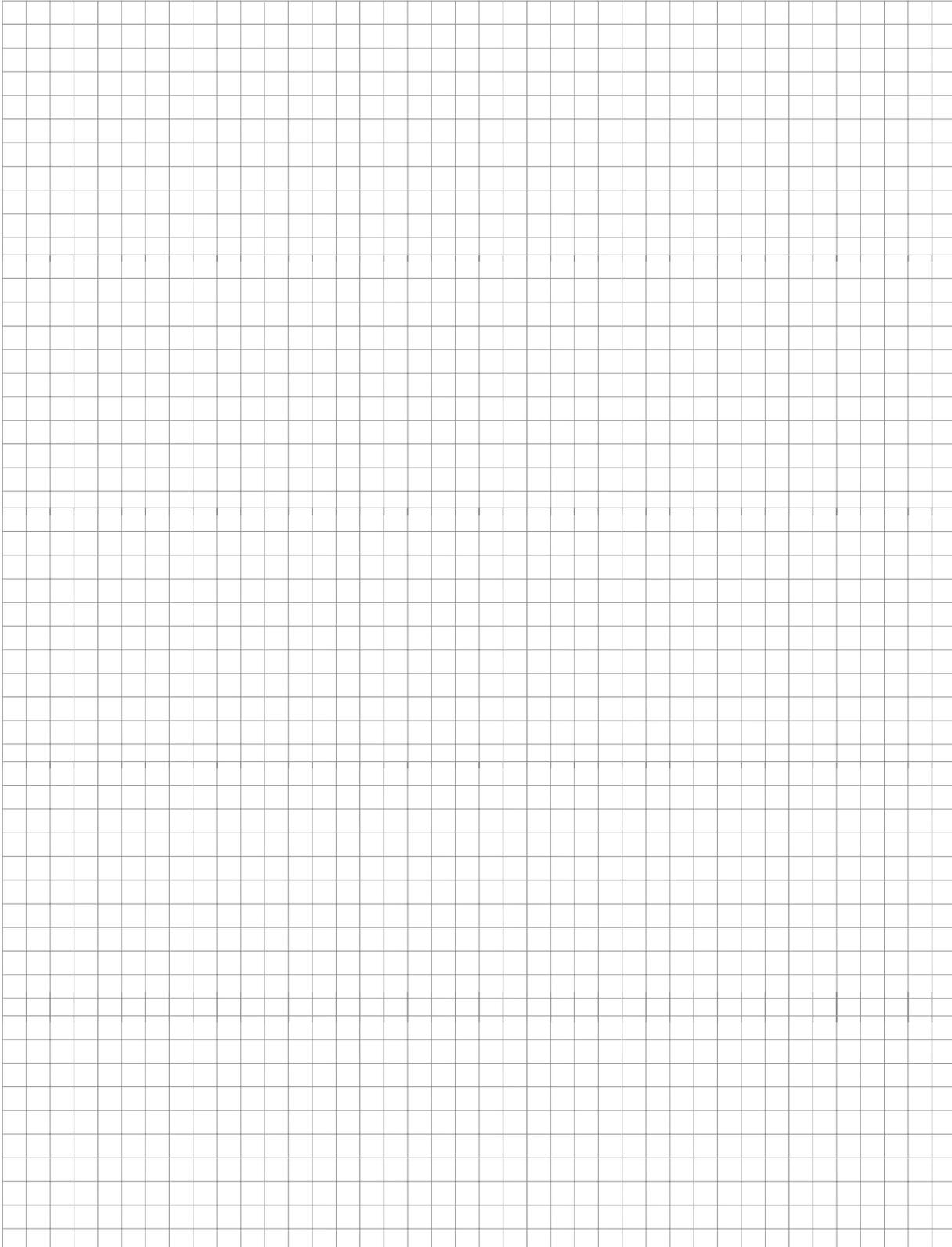
- le courant maximum est le courant de court-circuit I_{CC} , c'est-à-dire que la résistance de charge R_L est court-circuitée ($R_L = 0$) et que la tension $U_L = 0$.
- la tension maximum est la tension mesurée à vide U_0 , c'est-à-dire que la résistance de charge R_L est infinie ($R_L = \infty$) et que le courant $I_L = 0$.

$$U_0 = I_{CC} \cdot R_i$$

Exemple

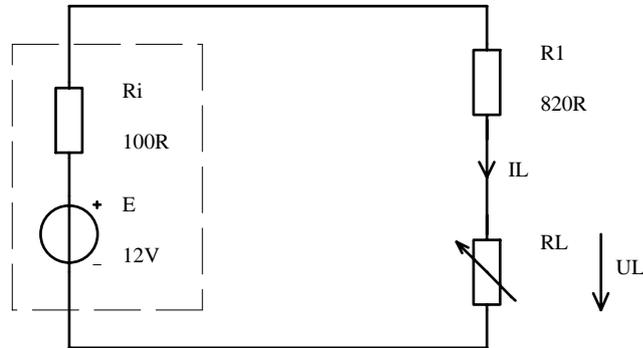
Un ampèremètre est connecté aux bornes d'une source de courant réelle. Le courant de court-circuit est de 3 mA. Lorsque la résistance de charge $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ est connectée, la tension U_L est de 2 V. Déterminer la résistance interne de la source et dessiner le schéma équivalent ainsi que le point de fonctionnement Q sur la caractéristique de la source.

Solution



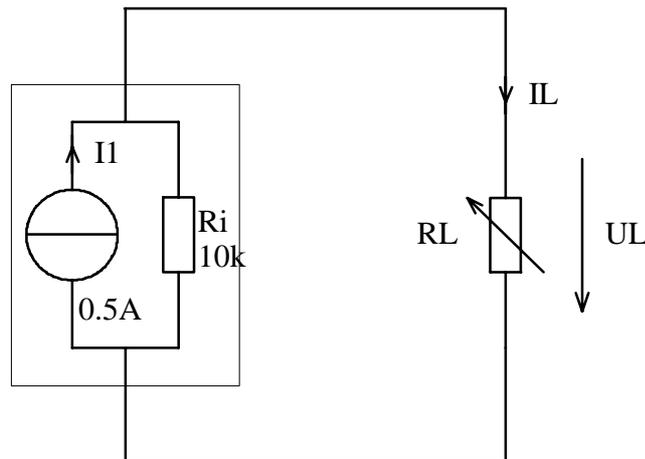
Exercice source de tension réelle

Déterminer puis tracer la caractéristique $U_L = f(I_L)$ sur le montage ci-dessous, si R_L varie de zéro à l'infini.



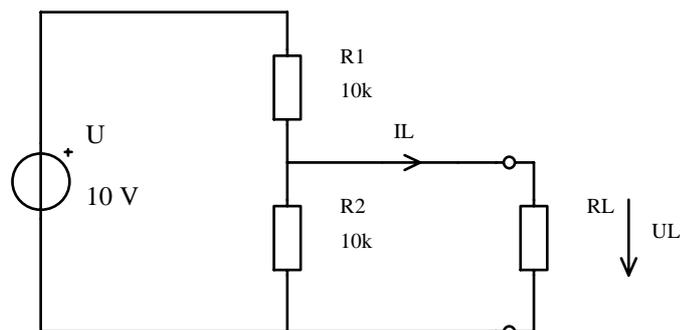
Exercice source de courant réelle

Déterminer et tracer la caractéristique I_L en fonction de U_L si R_L varie de 0 à l'infini.



Exercice source de tension

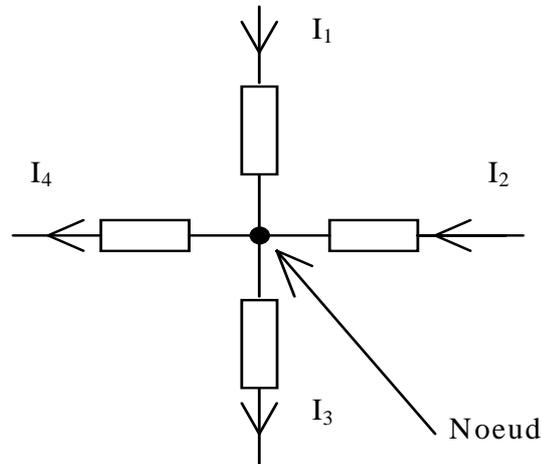
Déterminer puis tracer la caractéristique $U_L = f(I_L)$ sur le montage ci-dessous, si R_L varie de zéro à l'infini.



Lois de Kirchhoff

Ces lois permettent de poser les équations de tension et de courant de n'importe quel circuit.

Première loi: Loi des noeuds



En un noeud, il n'y a aucune perte et tous les courants entrant d'un côté ressortent de l'autre.

LA SOMME ALGEBRIQUE DES COURANTS EN UN NOEUD EST NULLE

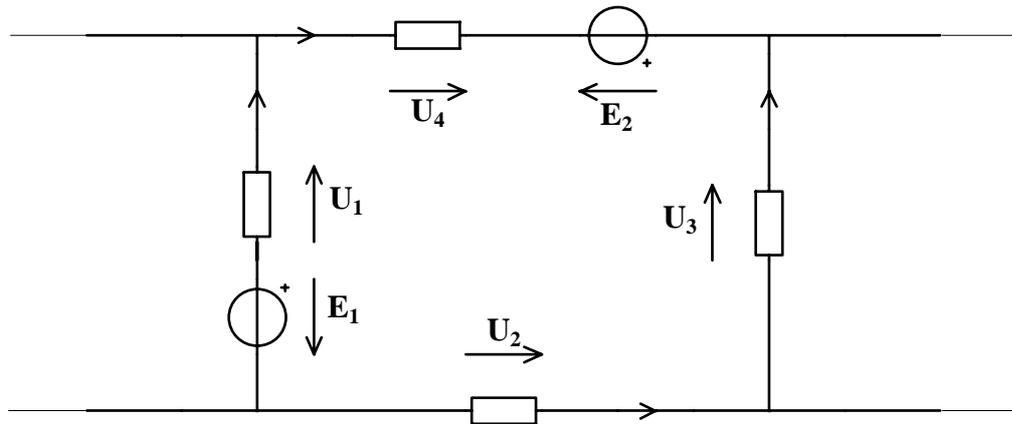
Une somme algébrique est une somme dans laquelle on prend les courants avec leur signe:

- Courant entrant: $I > 0$
- Courant sortant: $I < 0$

Par exemple pour la figure ci-dessus:

$$\sum I = +I_1 + I_2 - I_3 - I_4 = 0$$

Deuxième loi: Loi des mailles



LA SOMME ALGEBRIQUE DES TENSIONS LE LONG D'UNE MAILLE EST NULLE.

Pour effectuer cette somme algébrique, on doit choisir arbitrairement un sens de parcours de la maille.

Exemple pour la figure ci-dessus et avec un sens de parcours anti-horaire:

$$-U_1 + E_1 + U_2 + U_3 + E_2 - U_4 = 0$$

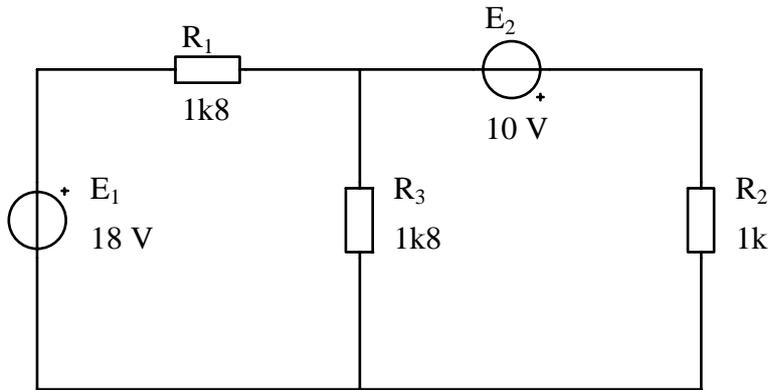
Exemple pour la figure ci-dessus et avec un sens de parcours horaire:

$$+U_1 - E_1 - U_2 - U_3 - E_2 + U_4 = 0$$

Ces deux équations sont identiques.

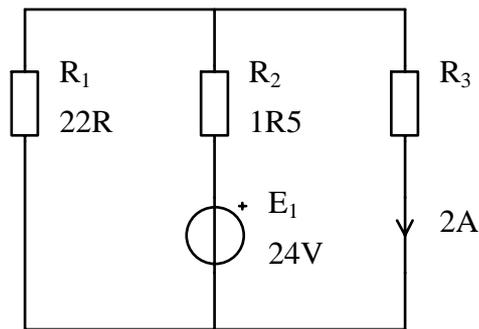
Exercice

Calculer tous les courants dans le montage suivant:



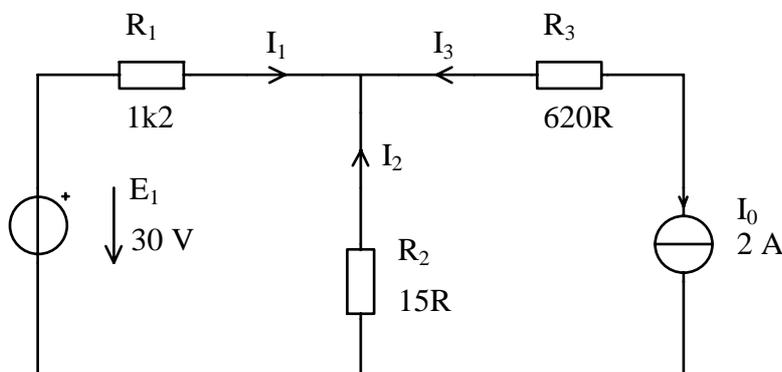
Exercice

Calculer U_{R3} lorsque $I_{R3} = 2A$.



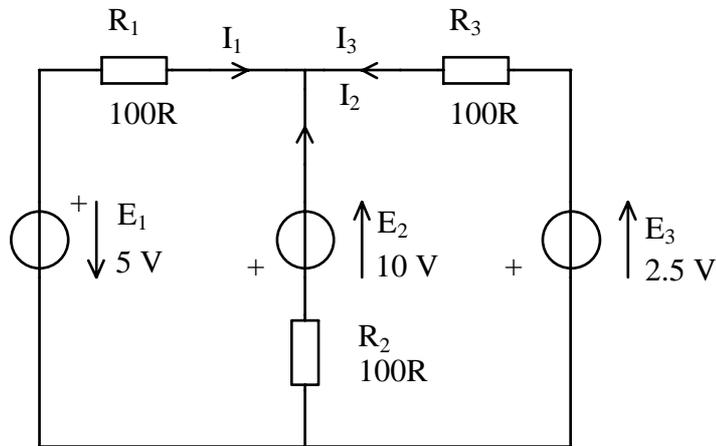
Exercice

Calculer tous les courants dans le montage suivant:



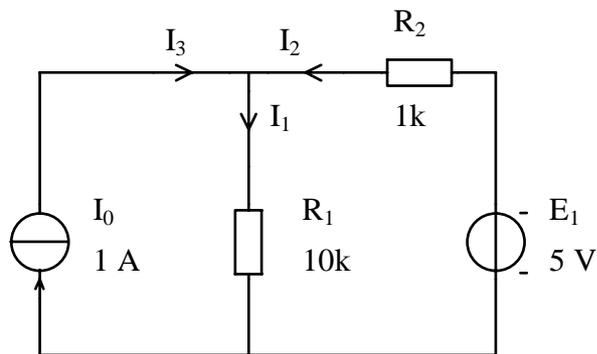
Exercice

Calculer tous les courants dans le montage suivant:



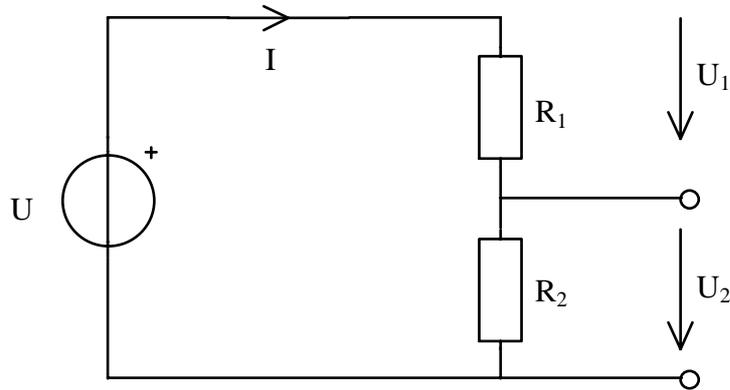
Exercice

Calculer tous les courants dans le montage suivant:



Lois des diviseurs de tension et de courant

Diviseur de tension



Calculons le courant total I (Figure ci-dessus).

$$I = \frac{U}{R_1 + R_2}$$

Déterminons la chute de tension U_2 aux bornes de la résistance R_2

$$U_2 = I \cdot R_2 = \frac{U}{R_1 + R_2} \cdot R_2$$

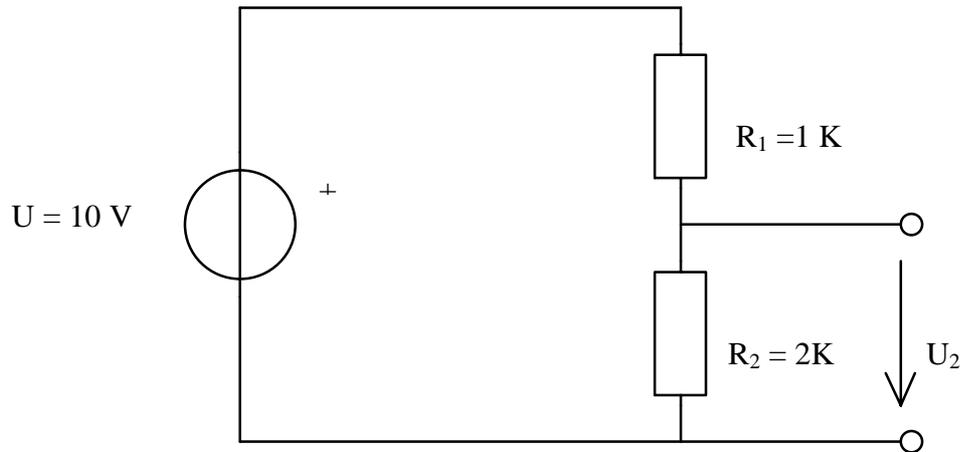
$$U_2 = U \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Par analogie

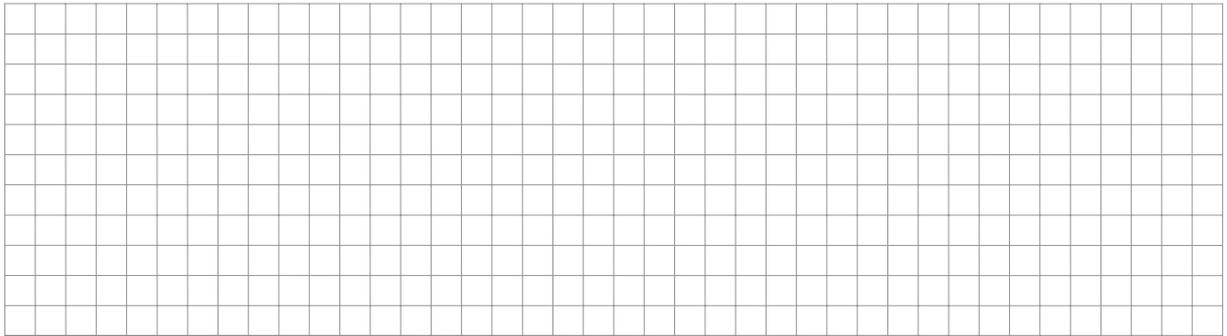
$$U_1 = U \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Exemple

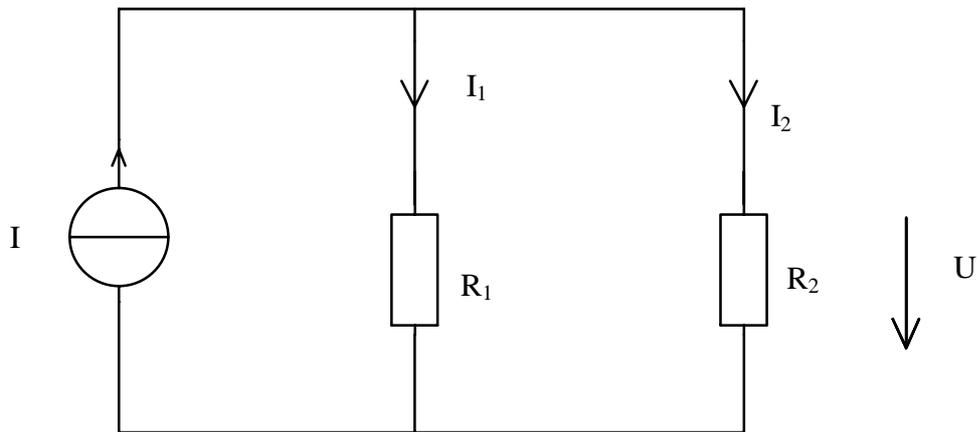
Déterminer la chute de tension aux bornes de la résistance R_2 .



Solution



Diviseur de courant.

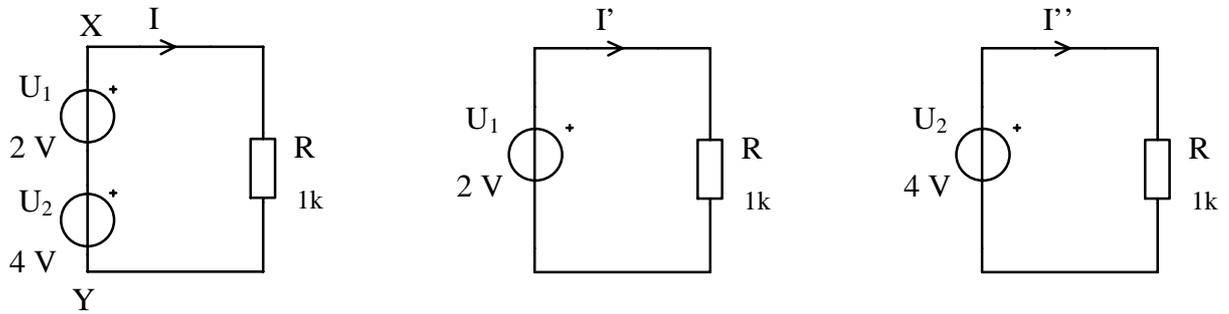


Calculons la résistance équivalente $R_1 // R_2$ (Figure ci-dessus)

$$R_{\text{éq}} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Théorème de superposition

Le théorème de superposition est une méthode de calcul pour analyser un circuit électrique. Considérons le circuit de la figure de gauche.



Le circuit de la figure de gauche est une combinaison des circuits des figure du milieu et de droite. La tension totale aux bornes XY du circuit de la figure de droite est de 6 V.

Donc le courant total
$$I = \frac{6 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 6 \text{ mA}$$

Le courant I' du circuit de la figure du centre
$$I' = \frac{2 \text{ V}}{1 \text{ k}} = 2 \text{ mA}$$

Le courant I'' du circuit de la figure de droite
$$I'' = \frac{4 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 4 \text{ mA.}$$

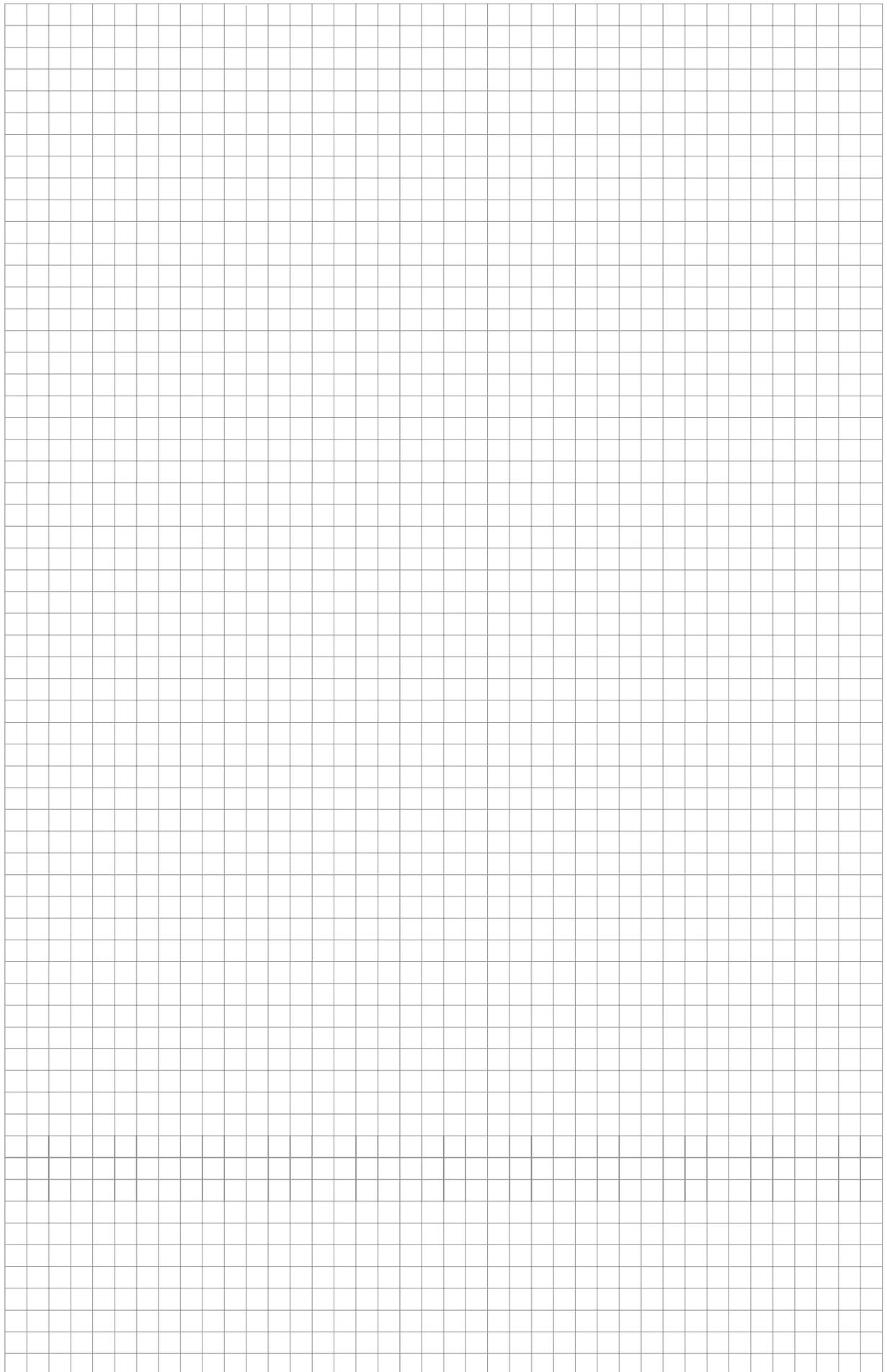
L'addition du courant I' et du courant I'' correspond au courant total I qui est de 6 mA.

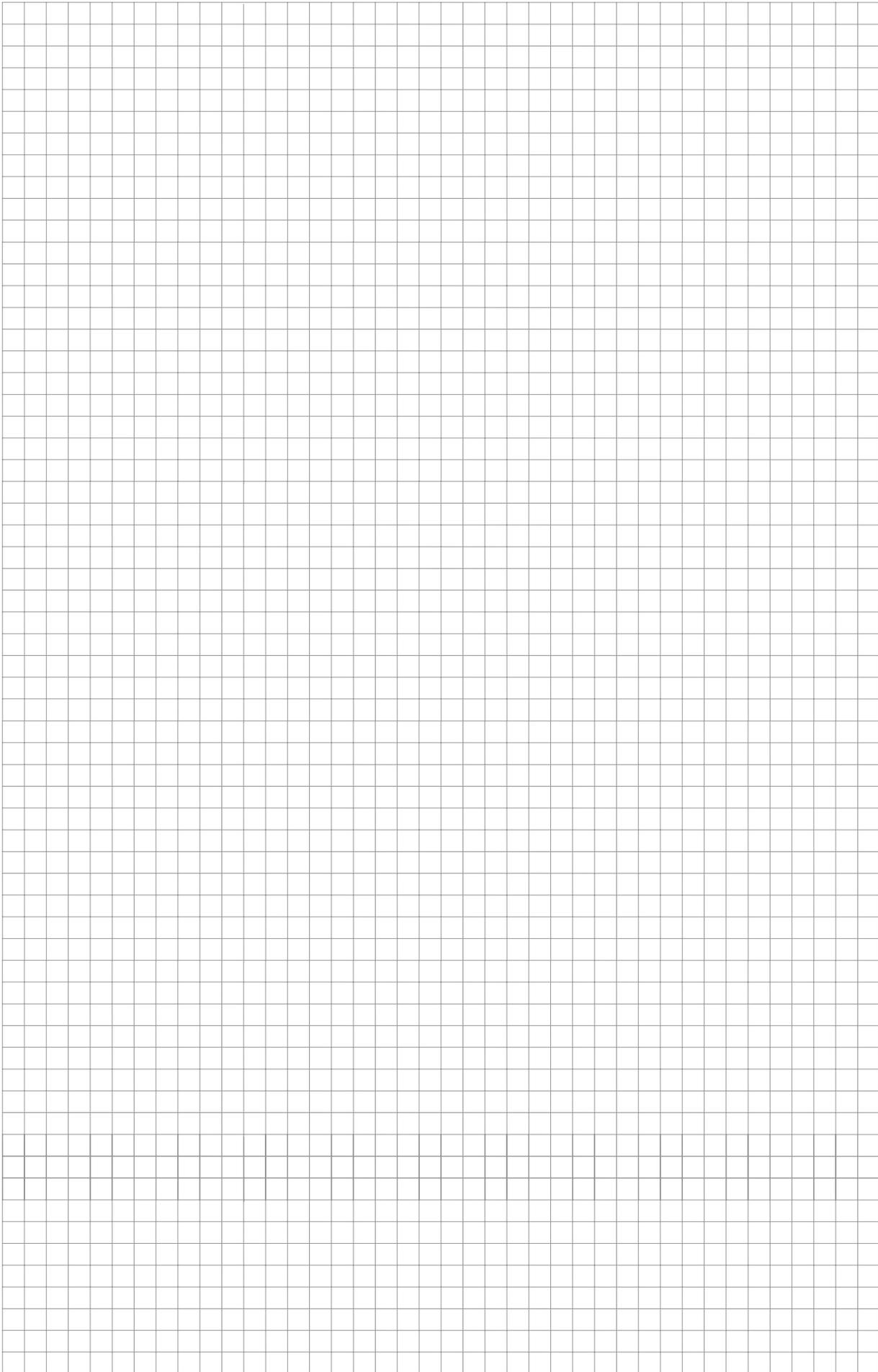
L'exemple ci-dessus est une démonstration de la méthode de calcul du théorème.

Le théorème de superposition peut être établi de la façon suivante :

- Pour calculer le courant d'une branche d'un circuit composé de plusieurs sources de tension ou de courant, il suffit de calculer les courants individuels de la branche dus à chaque source et ensuite de faire la somme algébrique de ces courants.
- Les sources qui ne sont pas concernées lors du calcul d'un courant individuel doivent être remplacées par leur résistance interne. Si les courants individuels circulent dans le même sens, on fait la somme des courants ; par contre si les courants individuels circulent en sens inverse, on fait la différence des courants.

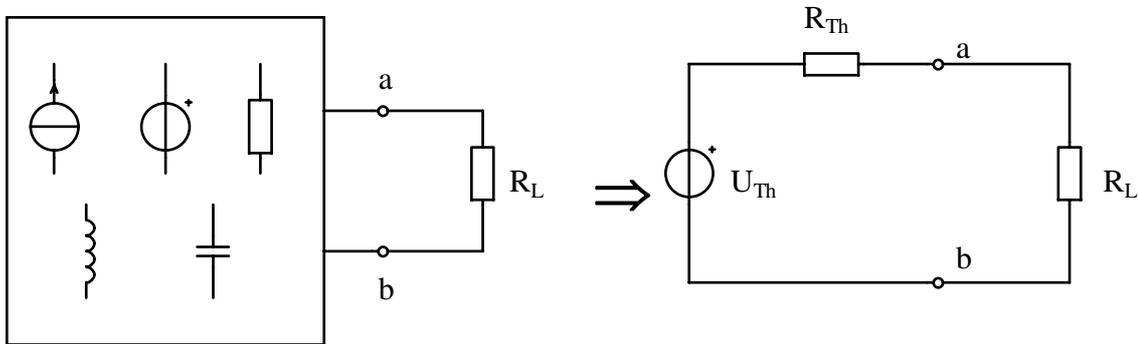
Pour une analyse numérique, considérons les exemples suivants :





Théorème de Thévenin

Un circuit linéaire quelconque peut être remplacé par un circuit composé d'une source idéale de tension U_{Th} et d'une résistance R_{Th} en série.



Le circuit composé de U_{Th} et R_{Th} fournira à la charge R_L exactement le même courant et la même tension aux bornes a et b que le circuit original.

Pour déterminer la source de tension et la résistance de Thévenin, deux solutions sont possibles:

- par calcul
- par mesure

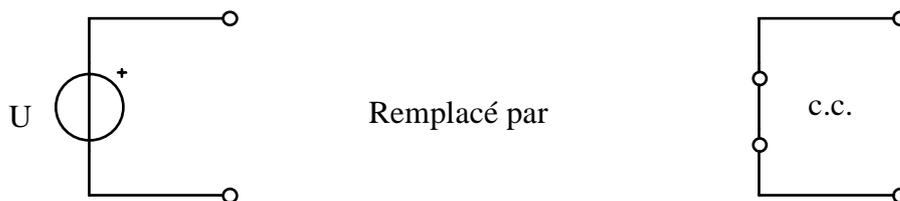
Détermination de U_{Th} par calcul

Connaissant le circuit, la tension de Thévenin est calculée aux bornes a et b sans la charge R_L .

Détermination de R_{Th} par calcul

Le calcul de la résistance de Thévenin vue aux bornes a et b sans la charge R_L , est la résistance équivalente du circuit, lorsque les sources idéales indépendante sont remplacées par leurs résistances internes respectives.

La résistance interne d'une source de tension idéale est égale à zéro.

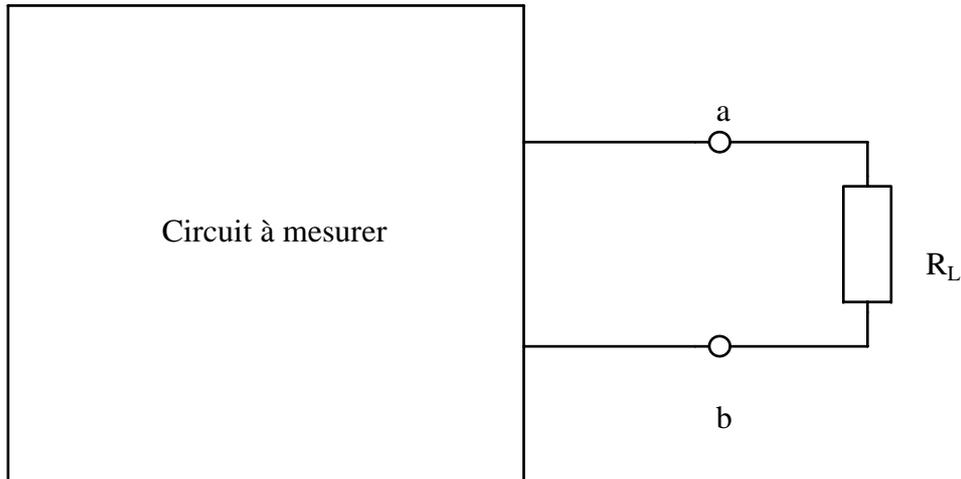


La résistance interne d'une source de courant idéale est égale à l'infini.



Détermination de U_{th} et R_{th} par la mesure

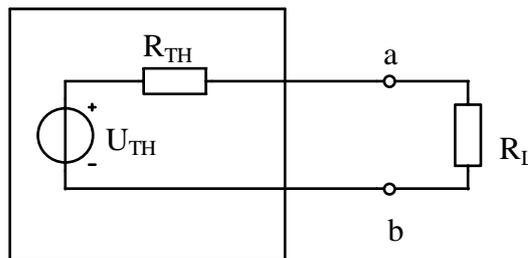
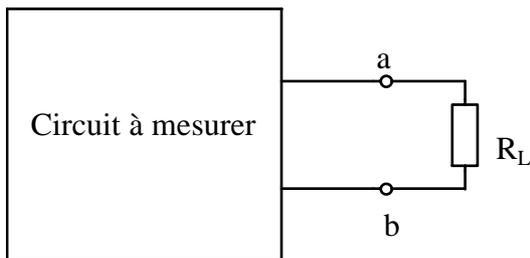
Un circuit composé d'éléments actifs et passifs se trouve enfermé dans une boîte, de celle-ci seules deux bornes a et b sont accessibles.



Il est possible de déterminer le circuit équivalent de Thévenin par la mesure, de la manière suivante.

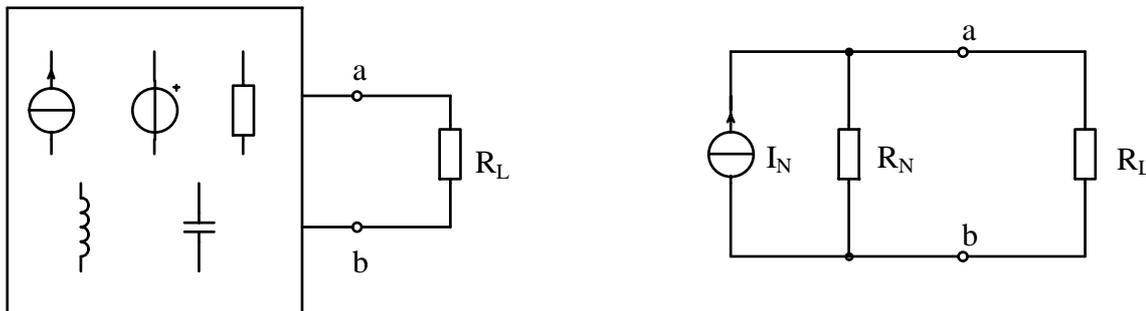
- Déconnecter la charge R_L .
- Connecter un voltmètre entre les bornes a et b. La tension mesurée à vide est la tension U_{Th} .
- Connecter un ampèremètre entre les bornes a et b. Ce courant de court-circuit I_{CC} permet de calculer R_{Th} .

- $$R_{Th} = \frac{U_{Th}}{I_{CC}}$$



Théorème de Norton

Un circuit linéaire quelconque peut être remplacé par un circuit composé d'une source idéale de courant I_N et d'une résistance R_N en parallèle.



Le circuit composé de I_N et R_N fournira à la charge R_L exactement le même courant et la même tension aux bornes a et b que le circuit original.

Pour déterminer la source de courant et la résistance de Norton, deux solutions sont possibles:

- par calcul
- Par mesure

Détermination de I_N par calcul

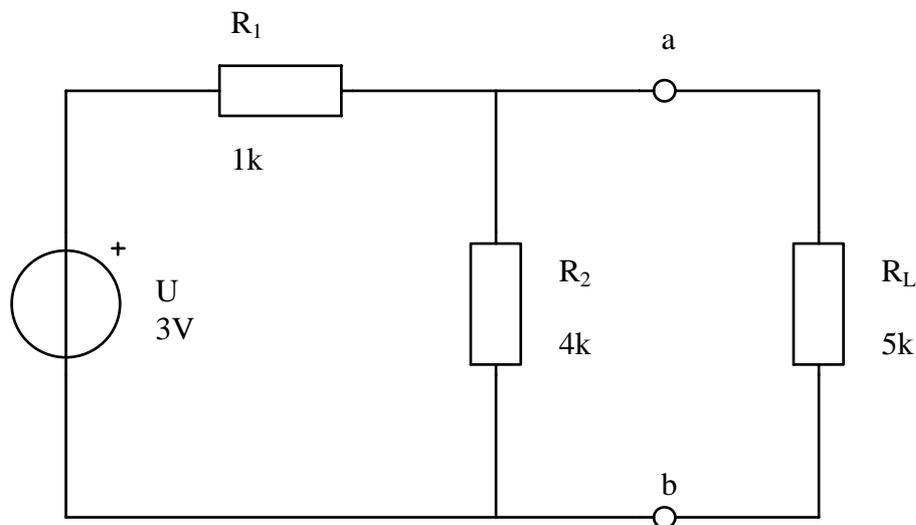
Le courant de Norton est le courant de court-circuit mesuré entre les bornes a et b.

Détermination de R_N par calcul

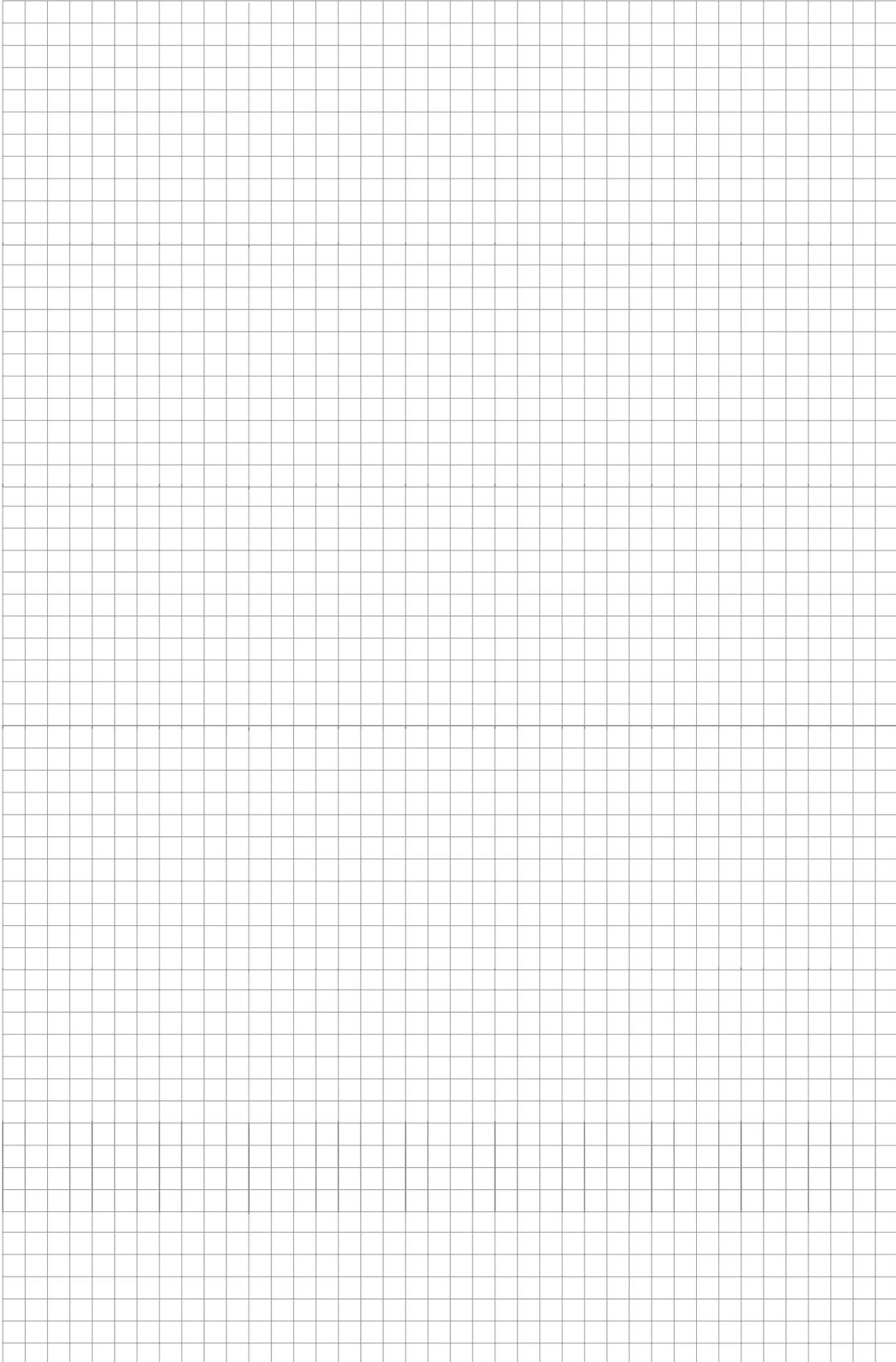
Le calcul de la résistance de Norton vue aux bornes a et b sans la charge R_L , est la résistance équivalente du circuit, lorsque les sources idéales indépendante sont remplacées par leurs résistances internes respectives.

Exemple 1

Considérons le circuit de la figure ci-dessous et déterminons le circuit équivalent de Norton.



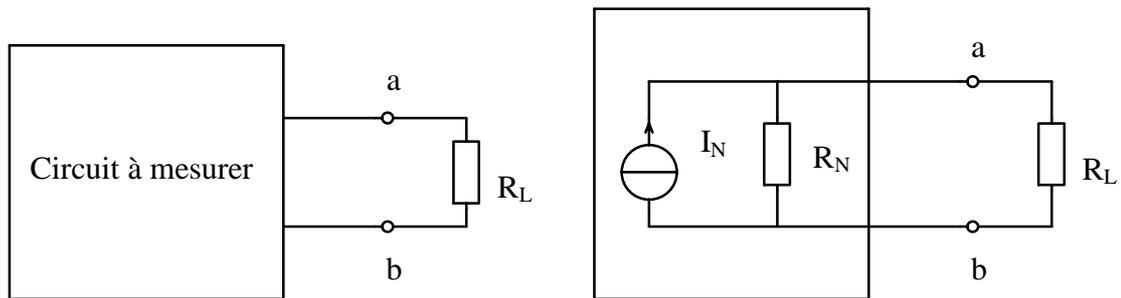
Solution



Détermination de U_N et R_N par la mesure

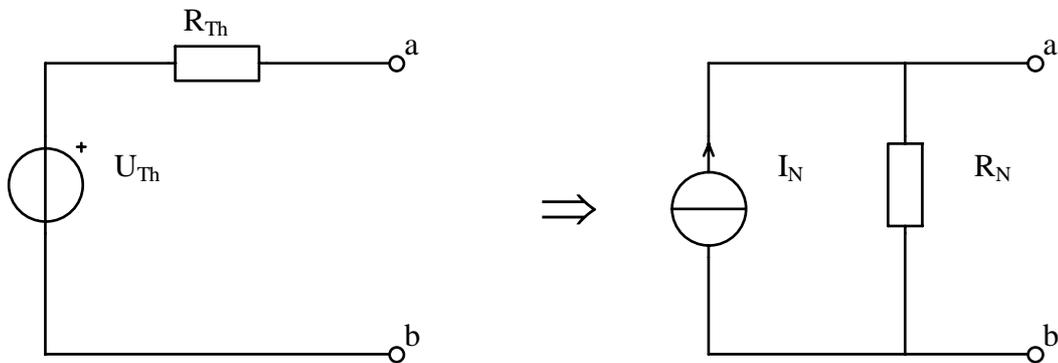
Il est possible de déterminer le circuit équivalent de Norton par la mesure, de la même manière que pour le théorème de Thévenin.

- Déconnecter la charge R_L .
- Connecter un ampèremètre entre les bornes a et b. Ce courant de court-circuit est le courant de Norton I_N .
- Connecter un voltmètre entre les bornes a et b. La tension mesurée à vide U_0 permet de calculer R_N .
- $R_N = \frac{U_0}{I_N}$



Analogie entre le théorème de Thévenin et le théorème de Norton

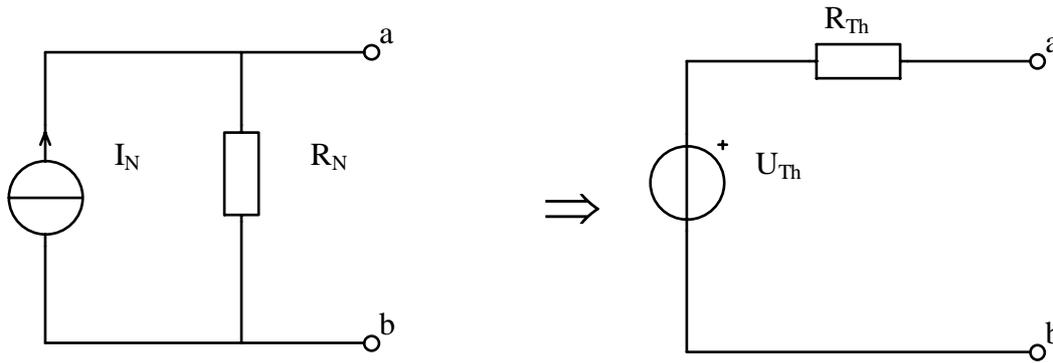
Une source de tension de Thévenin U_{Th} et sa résistance interne R_{Th} peuvent être remplacées par une source de courant de Norton I_N et sa résistance interne R_N .



Si l'on applique le théorème de Norton au schéma équivalent de Thévenin, on peut dire:

$$I_N = \frac{U_{Th}}{R_{Th}} \quad \text{et} \quad R_N = R_{th}$$

Une source de courant de Norton I_N et sa résistance interne R_N peuvent être remplacées par une source de tension de Thévenin U_{Th} et sa résistance interne R_{Th} .



Si l'on applique le théorème de Thévenin au schéma équivalent de Norton, on peut dire:

$$U_{th} = I_N \cdot R_N \quad \text{et} \quad R_{Th} = R_N$$