

# ELEC-H-201 - Electronique

Synthèse 2014-2015

Florentin HENNECKER - Antoine CARPENTIER  
Titouan CHRISTOPHE - Bruno ROCHA PEREIRA  
Pierre GÉRARD

## Table des matières

<b>1</b>	<b>Introduction</b>	<b>2</b>
<b>2</b>	<b>Vademecum d'électricité (chapitre 2)</b>	<b>2</b>
2.1	Notions fondamentales . . . . .	2
2.1.1	Schémas . . . . .	2
2.1.2	Courants et tensions . . . . .	3
2.1.3	Energie et puissance . . . . .	3
2.1.4	Energie et puissance . . . . .	3
2.1.5	Etat électrique, loi et caractéristique d'un dipôle . . . . .	4
2.1.6	Principaux dipôles idéaux . . . . .	4
2.2	Equivalent de Thévenin et adaptation d'impédance . . . . .	6
2.2.1	Equivalent de Thévenin d'une charge . . . . .	6
2.2.2	Equivalent de Thévenin d'une source . . . . .	6
2.2.3	Théorèmes de Thévenin et de Norton . . . . .	7
2.2.4	Equivalent de Thévenin d'un quadripôle . . . . .	8
2.2.5	Adaptation d'impédance : cas général . . . . .	8
2.2.6	Application aux instruments de mesure . . . . .	9
2.3	Résoudre un schéma . . . . .	10
2.3.1	Étapes canoniques . . . . .	10
2.3.2	Théorème de superposition . . . . .	10
2.4	Composants réactifs . . . . .	10
2.4.1	Circuit RC en temporel . . . . .	11
2.4.2	Circuit RL en temporel . . . . .	12
2.4.3	Analyse fréquentielle . . . . .	13
2.4.4	Phaseurs . . . . .	13
2.4.5	Impédance . . . . .	13
2.5	Filtres RC et RL typiques . . . . .	16
2.5.1	High pass RC . . . . .	16
2.5.2	Low pass RC . . . . .	16
2.5.3	High pass LC . . . . .	17
2.5.4	Low pass LC . . . . .	17
2.6	Réponse en fréquence . . . . .	17
2.6.1	Courbes de Bode . . . . .	18
<b>3</b>	<b>Amplificateurs opérationnels (Chapitre 4)</b>	<b>19</b>
3.1	Pourquoi amplifier . . . . .	19
3.2	Propriétés de base . . . . .	20
3.2.1	Définitions . . . . .	20
3.2.2	Loi fondamentale et gain . . . . .	20
3.2.3	Bornes d'alimentation . . . . .	20
3.2.4	Ampli-Op réel : 741 . . . . .	21
3.2.5	Impédances d'entrée et de sortie . . . . .	21

3.2.6	Caractéristique de transfert et principe du zéro virtuel . . . . .	21
3.3	Deux montages amplificateurs . . . . .	22
3.3.1	L'ampli non-inverseur (calcul classique) . . . . .	22
3.3.2	L'ampli inverseur (calcul classique) . . . . .	23
3.3.3	Calcul rapide avec le principe du zéro virtuel . . . . .	23
3.3.4	Analyse de la rétroaction . . . . .	23
3.4	Imperfections . . . . .	23
3.4.1	Statiques : offset . . . . .	23
3.4.2	Produit gain.bande passante . . . . .	24
<b>4</b>	<b>Les diodes (chapitre 5)</b>	<b>24</b>
4.1	Introduction . . . . .	24
4.2	La diode à jonction PN (idéale) . . . . .	24
4.3	Résoudre un circuit à diode . . . . .	26
4.4	Diodes et polarisation . . . . .	27
4.5	Principaux circuits à diodes . . . . .	28
4.5.1	Redresseur simple alternance . . . . .	29
4.5.2	Sélecteur de maximum . . . . .	29
4.5.3	Redresseur double alternance . . . . .	30
4.5.4	Redresseur double alternance (2) : pont à 4 diodes . . . . .	31
4.5.5	Limiteur de tension (écrêteur) . . . . .	31
4.5.6	Écrêteur polarisé . . . . .	32
4.5.7	Détecteur de crêtes . . . . .	32
4.6	La diode à jonction PN (réelle) . . . . .	33
4.7	Autres types de diodes . . . . .	35
4.7.1	Diode Zener . . . . .	35
4.7.2	LED . . . . .	35
4.7.3	Photodiode . . . . .	35
4.7.4	Octocoupleur . . . . .	36
<b>5</b>	<b>Electronique numérique (Chapitre 11)</b>	<b>36</b>

## 1 Introduction

Cette synthèse a été écrite par plusieurs étudiants d'informatique et les auteurs ne garantissent pas l'absence de petites erreurs ou la complétude par rapport au cours. Elle est plutôt destinée à être un recueil d'informations que de raisonnements.

La source .tex de cette synthèse est sur <https://github.com/fhennecker/elec-synthese>. N'hésitez pas à y contribuer !

## 2 Vademecum d'électricité (chapitre 2)

### 2.1 Notions fondamentales

#### 2.1.1 Schémas

- La *charge* d'un montage est l'équipement/composant en aval d'un montage
- La *source* d'un montage est l'équipement/composant en amont d'un montage
- Un montage est à vide si il n'y a pas de charge
- Un montage est en charge si il y a une charge
- Deux composants sont connectés en *série* s'ils sont parcourus par le même courant
- Deux composants sont connectés en *parallèle* s'ils sont soumis à la même ddp
- Un *noeud* est une connexion entre plusieurs composants adjacents. La tension est la même à tout endroit du noeud (équipotentiel)
- Une *maille* est une boucle fermée dans un schéma

- Une *branche* est une suite de composants mis en série

### 2.1.2 Courants et tensions

**Intensité** L'*intensité* ou le *courant* est le "débit" de charge électrique :  $i(t) = \frac{dq(t)}{dt}$  en ampères. ( $[A] = [C/s]$ ) Elle se mesure avec un ampèremètre en série. Ses valeurs courantes vont de  $10\mu A$  à  $100mA$ .

Sur un schéma, les flèches représentent le *courant conventionnel* formé de charges positives (dans le sens contraire du sens réel des électrons).

**Tension** La *tension* est un terme flou et peut représenter une force électromotrice, le potentiel d'un noeud ou la ddp aux bornes d'un dipôle. Elle se mesure en  $[V] = [J/C]$  et oscillera dans ce cours entre  $100\mu V$  à  $100V$ .

**Potentiel** Le *potentiel électrique* en un point vaut l'énergie à dépenser pour amener en ce point une charge électrique unitaire ( $1C$ ) depuis un point où, par convention, ce potentiel vaut  $0V$ .

**Masse** La masse est, par convention, le noeud qui vaut  $0V$ . Attention, masse  $\neq$  terre !

**Force électromotrice** La ddp d'une source idéale est appelée *force électromotrice* (fig 1)

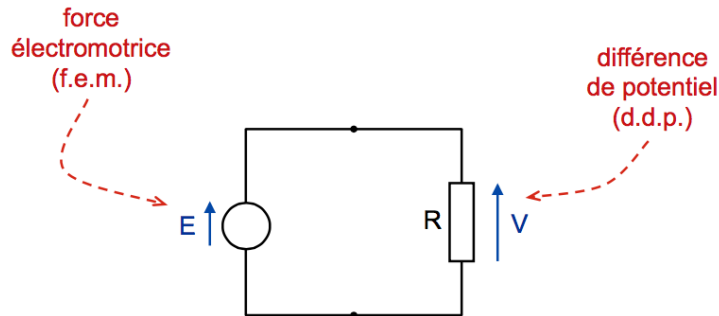


FIGURE 1 – Une force électromotrice

Convention de représentation de la ddp : la flèche de tension pointe vers le potentiel le plus positif.

### 2.1.3 Energie et puissance

**Charge** La charge se mesure en  $[C]$ . Un électron porte une charge élémentaire négative notée  $e$ , qui vaut environ  $-1,6 \cdot 10^{-19}C$ .

**Puissance** La puissance se mesure en  $[W]$  et oscillera dans ce cours entre  $10\mu W$  et  $10W$ .

### 2.1.4 Energie et puissance

Formule de la puissance instantanée :

$$p(t) = v(t) \cdot i(t)$$

**Convention récepteur** Les flèches de courant et de tension sont de sens opposés

**Convention générateur** Les flèches de courant et de tension sont de même sens

Dans les deux cas,  $i > 0$  et  $v > 0$ .

**Dipôle passif** Un dipôle est *passif* si il consomme de la puissance. On utilise alors la convention récepteur

**Dipôle actif** Un dipôle est *actif* si il produit de la puissance. On utilise alors la convention générateur

### 2.1.5 Etat électrique, loi et caractéristique d'un dipôle

L'*état électrique* d'un dipôle est le couple (I,V) de valeurs de courant et de tension qui s'appliquent à ce dipôle à un moment donné.

**Loi d'Ohm**  $V = R.I$  (aussi appelée loi fondamentale d'un dipôle)

**Caractéristique** La *caractéristique d'un dipôle* est le graphe représentant sa loi fondamentale dans le plan (I,V). Le point de fonctionnement du dipôle ne peut voyager que sur la caractéristique.

**Exemple** : la caractéristique d'une source de tension idéale est une droite verticale (V constant).

**Résolution** On peut résoudre le circuit soit analytiquement, soit graphiquement (intersection des caractéristiques).

### 2.1.6 Principaux dipôles idéaux

**Résistance** La résistance transforme la puissance électrique reçue en énergie thermique. Son unité est l'ohm  $[\Omega]$ , et oscille dans ce cours entre  $10\Omega$  et  $10M\Omega$

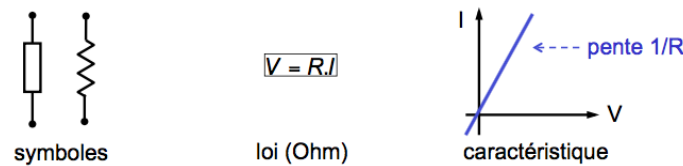


FIGURE 2 – Dipôle résistance

**Source de tension** Ce dipôle fixe la tension.

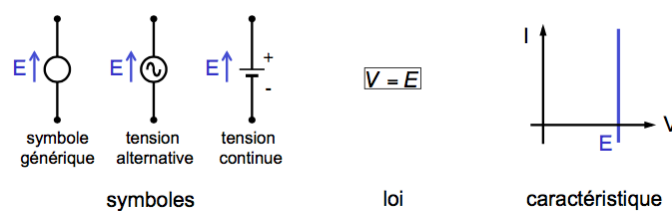


FIGURE 3 – Source de tension

**Source de courant** Ce dipôle fixe le courant.

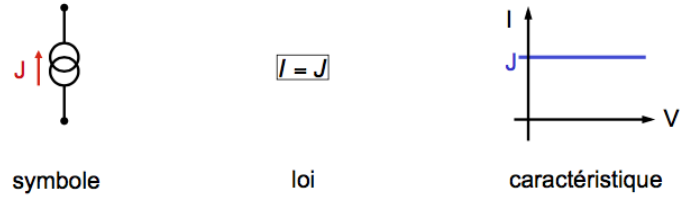


FIGURE 4 – Source de courant

**Court-circuit** Dipôle dans lequel la tension est nulle.

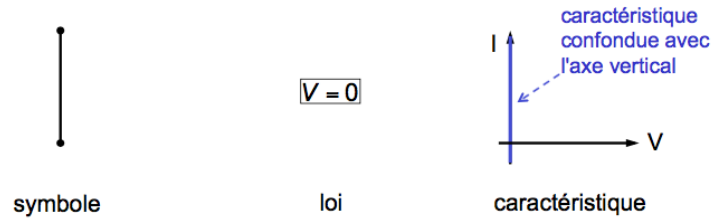


FIGURE 5 – Court-circuit

**Circuit ouvert** Dipôle dans lequel le courant est nul.

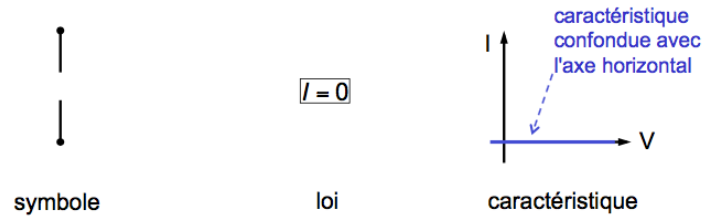


FIGURE 6 – Circuit ouvert

**Capacité** Sa caractéristique n'est pas représentable sur (I,V) car elle fait intervenir la notion de temps. Une capacité s'exprime en farads [F] et oscille entre 10pF et 1mF.

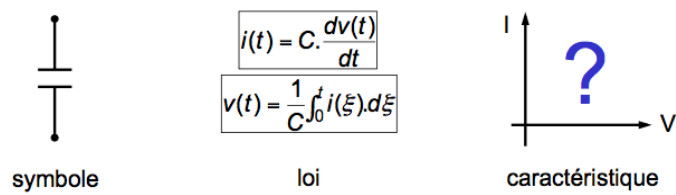


FIGURE 7 – Capacité

**Inductance** Sa caractéristique n'est pas représentable sur (I,V) non plus. Les self-inductances sont exprimées en henris [H] et oscillent entre 10nH et 100mH.

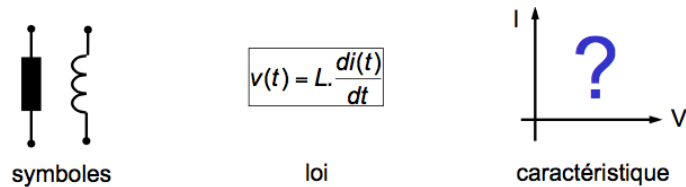


FIGURE 8 – Capacité

La capacité et l'inductance ont un statut particulier : elles ne dissipent pas de puissance mais sont capables d'emmagasinier de l'énergie et de la restituer ensuite. Ces dipôles sont *réactifs*.

À un instant donné, l'énergie accumulée par ces composants vaut :  $E = \frac{C \cdot V^2}{2}$  ou  $E = \frac{L \cdot I^2}{2}$

**Linéarité** On dit qu'un dipôle est *linéaire* si sa caractéristique est une droite. Les systèmes linéaires bénéficient de propriétés particulières utiles. Les capacités et inductances sont considérées linéaires car elles peuvent s'exprimer linéairement en terme de charge électrique.  $Q = C * V$   $\phi = L * I$

## 2.2 Equivalent de Thévenin et adaptation d'impédance

### 2.2.1 Equivalent de Thévenin d'une charge

Deux dipôles qui possèdent la même caractéristique sont dits *équivalents* (au sens de Thévenin).

**Exemple** Une résistance de  $500\Omega$  et deux résistances de  $250\Omega$  en série.

**Résistance d'entrée** La *résistance d'entrée*  $R_{in}$  de ce dipôle est :

- l'inverse de la pente de la caractéristique de ce dipôle
- la valeur de la résistance qui possède la même caractéristique que ce dipôle

On peut mesurer la résistance d'entrée d'une charge en lui appliquant une tension, en mesurant l'intensité du courant entrant dans le dipôle et en faisant le rapport entre la tension et le courant. ( $R = \frac{V}{I}$ )

### 2.2.2 Equivalent de Thévenin d'une source

Le problème avec les sources de tensions réelles, c'est que leur caractéristique n'est pas entièrement verticale. Leur tension réelle diminue en fait avec des intensités de courant plus grandes.

Pour modéliser cette chute de tension, on rajoute une résistance en série avec la source de tension idéale.

$$V = E - R_{out} \cdot I$$

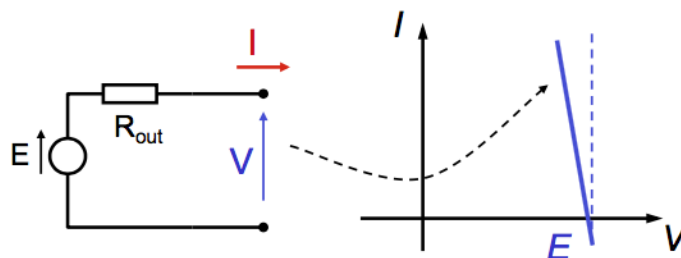


FIGURE 9 – Modélisation d'une source de tension réelle

L'ensemble résistance + source de tension est l'*équivalent de Thévenin* de la source réelle. La résistance  $R_{out}$  est appelée *résistance de sortie*. Tout comme la résistance d'entrée d'une charge, elle est fictive.

La ddp  $E$  (sur la fig 9) est appelée *f.e.m.* à *vide* car  $V$  est égale à  $E$  uniquement lorsque la source n'est pas chargée.

On mesure l'équivalent de Thévenin comme suit :

- mesure de la f.e.m. à vide (on place un voltmètre directement à la sortie de la source)
- détermination de la résistance de sortie (fig 10).

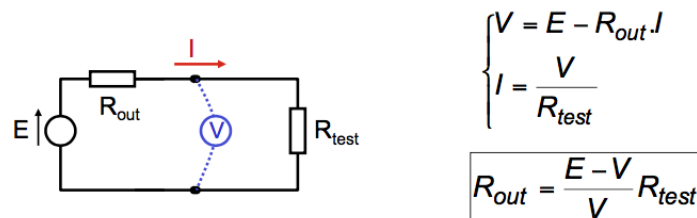


FIGURE 10 – Détermination de la résistance de sortie

Si  $R_{test}$  est un potentiomètre, on peut le régler de sorte que la tension  $V$  vaut la moitié de  $E$   
 $\Rightarrow R_{test} = R_{out}$

### 2.2.3 Théorèmes de Thévenin et de Norton

**Théorème de Thévenin** Tout dipôle linéaire peut se modéliser sous la forme d'un équivalent de Thévenin, où l'équivalent de Thévenin est un circuit formé d'une f.e.m. placée en série avec une résistance.

Note : la charge est un cas particulier où il n'y a pas de f.e.m.

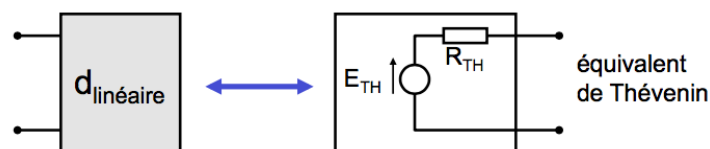


FIGURE 11 – Equivalent de Thévenin

**Théorème de Norton** Tout dipôle linéaire peut se modéliser sous la forme d'un équivalent de Norton, où l'équivalent de Norton est un circuit formé d'une source de courant placée en parallèle avec une résistance.

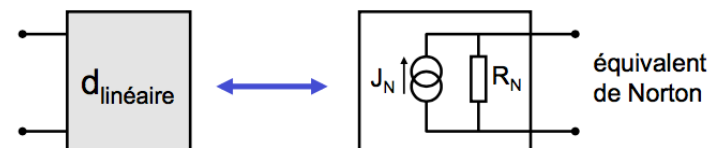


FIGURE 12 – Equivalent de Norton

**Equivalences** On peut facilement passer de l'un à l'autre :

$$\begin{cases} R_{TH} = R_N \\ E_{TH} = R_N \cdot J_N \end{cases}$$

**Dipôles réactifs** Un dipôle réactif ne possède pas de caractéristique dans le plan (I,V). Ils possèdent cependant un équivalent de Thévenin (ou Norton). Il suffit de remplacer la résistance par une impédance.

**Dipôles non-linéaires** On va obtenir l'équivalent de Thévenin "à petits signaux". Il s'agit de l'équivalent de Thévenin de la tangente au point de fonctionnement. Cet équivalent n'est donc valable que pour de très faibles variations.

## 2.2.4 Equivalent de Thévenin d'un quadripôle

Voici le schéma de l'équivalent de Thévenin d'un quadripôle :

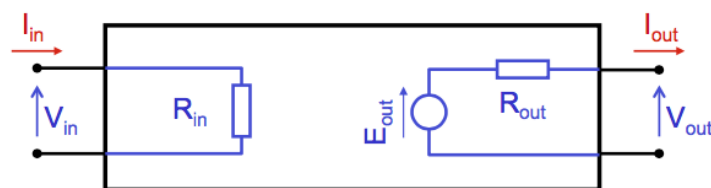


FIGURE 13 – Equivalent de Thévenin

On considère en fait l'entrée comme une charge et la sortie comme une source. Les conventions récepteur/générateur s'appliquent.

**Source commandée** Dans la fig 13, si le quadripôle est un ampli, la tension de sortie doit logiquement être  $A$  fois plus grande que la tension d'entrée.  $V_{out}$  dépend de la tension d'entrée du quadripôle  $V_{in}$  :  $E_{out} = A \cdot V_{in}$ . Dans ce cas,  $E_{out}$  est une source de tension particulière dont la valeur dépend de la tension ou du courant en un autre endroit du montage : c'est une *source commandée*.

## 2.2.5 Adaptation d'impédance : cas général

**Adaptation d'impédance en tension** On considère un appareil amont délivrant un signal de tension à un appareil aval. Chacun des appareils peut être décrit par son équivalent de Thévenin. Voici comment on peut calculer la tension entre les deux appareils (idée : diviseur résistif)

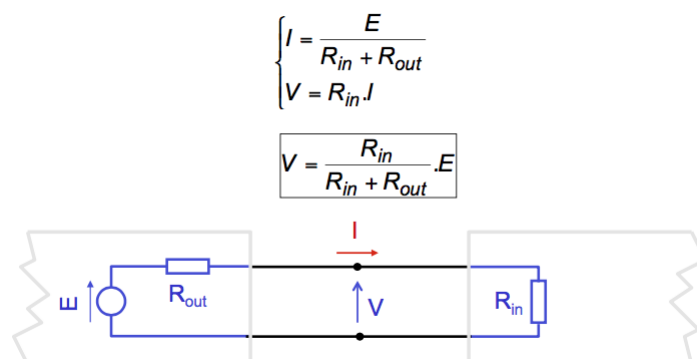


FIGURE 14 – Tension reçue par la charge



La tension est donc atténuée d'un facteur  $\frac{R_{in}}{R_{in}+R_{out}}$ . Il faut donc avoir un  $R_{in}$  très élevé ou un  $R_{out}$  très faible pour limiter la dégradation.

**Critère d'adaptation en tension** Lorsqu'on transmet un signal de tension entre deux appareils, il faut une impédance d'entrée élevée et une impédance de sortie faible.

**Adaptation d'impédance en courant** Si l'appareil amont se comporte davantage comme une source de courant, on utilise l'équivalent de Norton. On calcule le courant reçu par l'appareil aval :

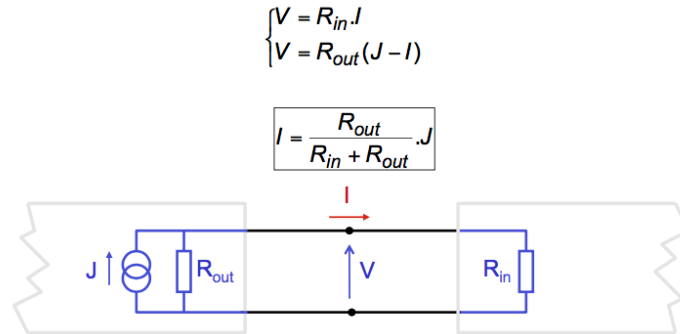


FIGURE 15 – Courant reçu par la charge

Le courant est effectivement atténué d'un facteur  $\frac{R_{out}}{R_{out}+R_{in}}$ .

**Critère d'adaptation en courant** Pour éviter une atténuation du courant transmis entre deux appareils, il faut une impédance d'entrée faible et une impédance de sortie élevée.

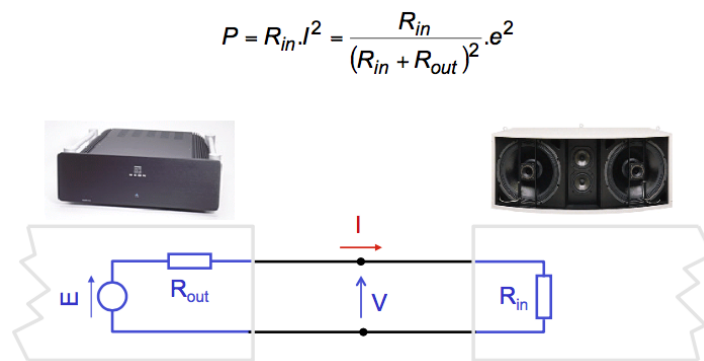


FIGURE 16 – Puissance reçue par la charge

## Adaptation d'impédance en puissance

**Critère d'adaptation en puissance** On obtient un maximum de puissance transmise entre deux appareils lorsque les impédances sont égales. (remarque : ce maximum vaut **la moitié** de la puissance délivrée par l'appareil amont)

### 2.2.6 Application aux instruments de mesure

**Voltmètre** Modélisé comme une charge, il doit avoir une impédance d'entrée beaucoup plus élevée que l'impédance existant entre les noeuds utilisés pour faire la mesure.

**Ampèremètre** Critère classique d'adaptation d'impédance en courant : il doit avoir une impédance d'entrée beaucoup plus faible que l'impédance existant entre les noeuds utilisés pour faire la mesure.

## 2.3 Résoudre un schéma

### 2.3.1 Étapes canoniques

0. (boucler les boucles)
1. définir les courants
2. définir les tensions (ddps)
3. écrire les équations de noeud (courants)
4. écrire les équations de maille (tensions)
5. écrire les lois des dipôles
6. résoudre le système 3-4-5
7. (parfaire la finition)

### 2.3.2 Théorème de superposition

**Valable uniquement pour les circuits linéaires !**

Il faut supprimer toutes les sources sauf une. On remplace :

- les sources de tension par un court-circuit
- les sources de courant par un circuit ouvert

On peut ensuite sommer les contributions individuelles de chaque source.

**Exemple** Voici un exemple :

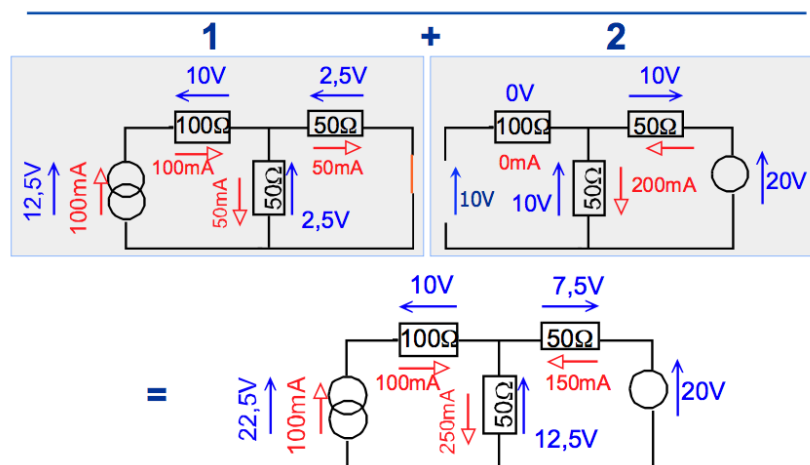


FIGURE 17 – Application du principe de superposition

## 2.4 Composants réactifs

- Les dipôles réactifs sont les capacités et inductances.
- Ne consomment pas de puissance
- Sont duals l'un de l'autre
- Deux aspects : temporel et fréquentiel

### 2.4.1 Circuit RC en temporel

Lois fondamentales

- La DDP régit la charge/décharge
- Loi HF : la DDP ne varie pas instantanément
- Loi BF :  $t \gg \tau \rightarrow i = 0$

En résolvant un circuit RC

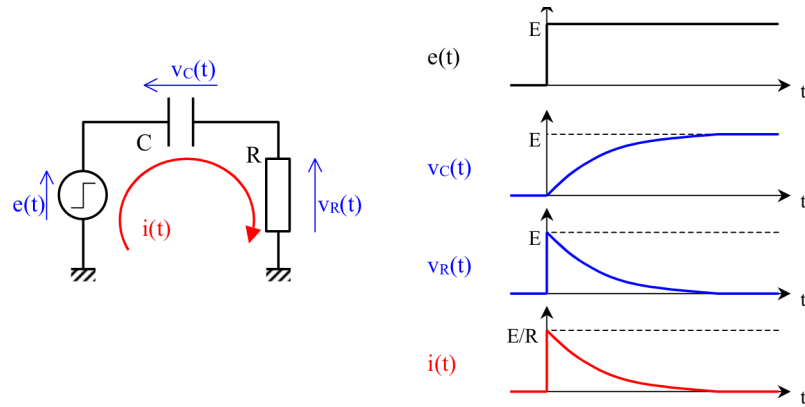


FIGURE 18 – Circuit RC

On obtient la résolution analytique :

$$i(t) = \frac{E}{R} \cdot e^{\frac{-t}{RC}}$$

$$v_R(t) = R \cdot i(t) = E \cdot e^{\frac{-t}{RC}}$$

$$v_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(\xi) d\xi = E \cdot \left( 1 - e^{\frac{-t}{RC}} \right)$$

FIGURE 19 – Résolution analytique du circuit RC

Complicé et long mais on peut simplifier en utilisant les lois fondamentales :

- ♦ conditions initiales
  - $i=0$  (loi BF) ;  $v_R=0$
  - $v_C=0$
- ♦ en  $t=0$ : échelon
  - $v_C=0$  (loi HF)
  - $v_R=E$  ;  $i=E/R$
- ♦ ensuite
  - $i$  non nul  $\Rightarrow v_C$  croît (charge)
  - $v_R$  décroît
  - exponentielles décroissantes
- ♦  $t \gg$ 
  - $i=0$  (loi BF) ;  $v_R=0$
  - $v_C=E$

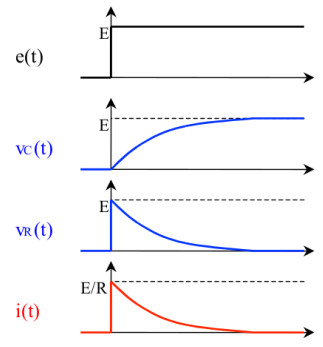


FIGURE 20 – Résolution intuitive du circuit RC

- La constante de temps de la charge/décharge de la capacité :  $\tau = R * C$
- 63% après  $\tau$
- 95% après  $3 * \tau$
- 99% après  $5 * \tau$
- $V_C(t)$  est un filtre passe-bas de  $e(t)$
- $V_R(t)$  est un filtre passe-haut de  $e(t)$
- La fréquence de coupure :  $f_0 = \frac{1}{2\pi\tau}$
- La pulsation de coupure :  $\omega_0 = \frac{1}{\tau}$

## 2.4.2 Circuit RL en temporel

Magnétisation : augmentation du courant.

Démagnétisation : diminution du courant.

Lois fondamentales

- Loi HF : le courant ne varie pas instantanément
- Loi BF :  $t \gg \Rightarrow v = 0$

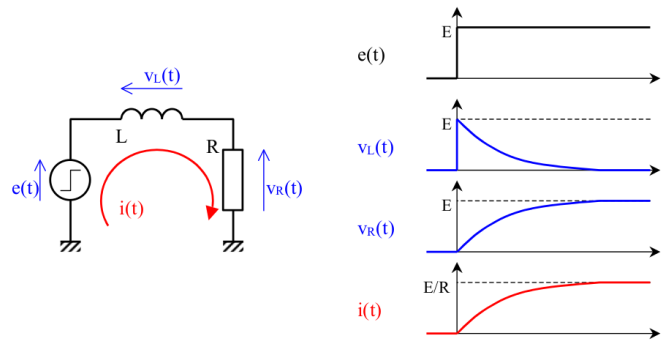


FIGURE 21 – Résolution intuitive du circuit RL

- $\tau = \frac{L}{R}$
- $V_L(t)$  est un filtre passe-haut de  $e(t)$
- $V_R(t)$  est un filtre passe-bas de  $e(t)$
- La fréquence et la pulsation de coupure sont les mêmes que RC

### 2.4.3 Analyse fréquentielle

"Circuits linéaires en régime sinusoïdal"

- R, L, C constants => linéaires
- ondes périodes => en régime
- sinusoïdal => monochromatique (une seule fréquence)

On peut donc analyser ces circuits sur base de leur fréquence.

**Valeur efficace**  $X_{eff} = X_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T X^2(t) dt}$  Représente la puissance contenue dans le signal.  
Valeur du courant continu de même puissance.

**Valeur efficace vraie** Dans le cas d'une sinusoïde :  $X_{eff} = \frac{X}{\sqrt{2}}$

**Convention**  $1V = 1V_{eff}$

### 2.4.4 Phaseurs

Les phaseurs sont un outil permettant

- signal temporel **variable** -> nombre complexe **constant**
- equations différentielles réelles -> équations algébriques complexes
- faire abstraction de la variation périodique d'un ensemble de signaux

Tous les signaux sinusoïdaux sont de la forme :

$$X(t) = A_X \sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_X) \text{ où}$$

$A_X$  est l'amplitude

$\varphi_X$  est la phase

$\omega$  est la pulsation

**Phaseur**  $\underline{X} = A_X e^{j\varphi_X}$

**Conversion**  $X(t) = \sqrt{2} \Re\{\underline{X} e^{j\omega t}\}$

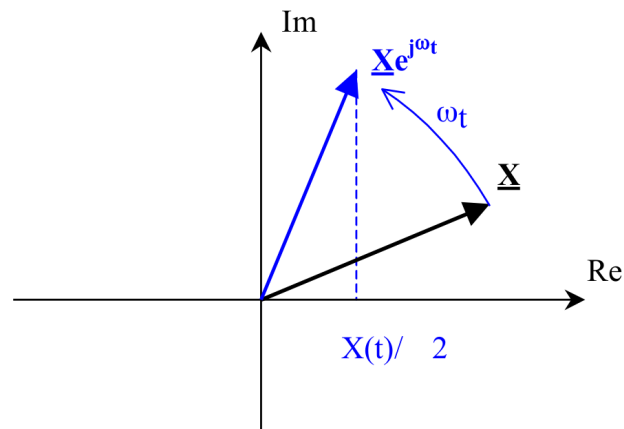


FIGURE 22 – Représentation du phaseur et de la conversion en signal temporel

### 2.4.5 Impédance

Généralisation de la résistance, capacité et inductance sous forme d'un nombre complexe en utilisant les phaseurs de manière à pouvoir résoudre les circuits plus facilement. Fonctionne si V et I sont déphasés.

$$v_L(t) = L \frac{di(t)}{dt}$$

$$\sqrt{2} \Re\{\underline{V} e^{j\omega t}\} = L \frac{d}{dt} \left( \sqrt{2} \Re\{\underline{I} e^{j\omega t}\} \right) = j\omega L \sqrt{2} \Re\{\underline{I} e^{j\omega t}\}$$

$$\underline{V} = j\omega L \underline{I}$$

$$\boxed{Z_L = j\omega L}$$

$$\underline{V} = Z_L \underline{I}$$

FIGURE 23 – Impédance d'une inductance

- ♦ tension en **avance** de phase de  $90^\circ$  sur courant

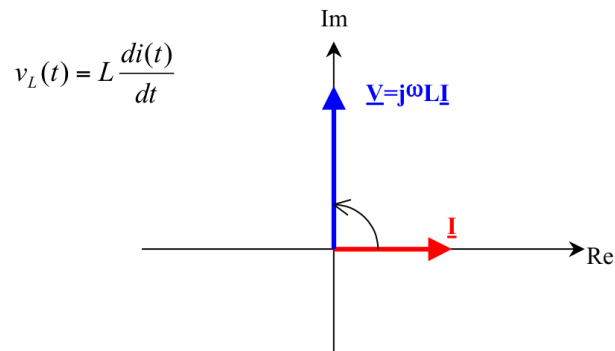


FIGURE 24 – Impédance d'une inductance

$v_L(t) = L \frac{di(t)}{dt}$ $\underline{V} = j\omega L \underline{I}$ $\boxed{Z_L = j\omega L}$ $\underline{V} = Z_L \underline{I}$	$\frac{dv(t)}{dt} = \frac{1}{C} i(t)$ $\underline{V} = \frac{1}{j\omega C} \underline{I}$ $\boxed{Z_C = \frac{1}{j\omega C}}$ $\underline{V} = Z_C \underline{I}$
---	---

FIGURE 25 – Impédance d'une capacité

- ♦ tension en retard de phase de 90° sur courant

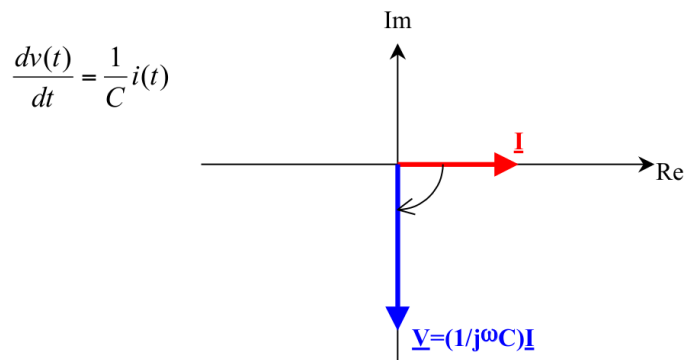


FIGURE 26 – Impédance d'une capacité

- ♦ tension et courant en phase

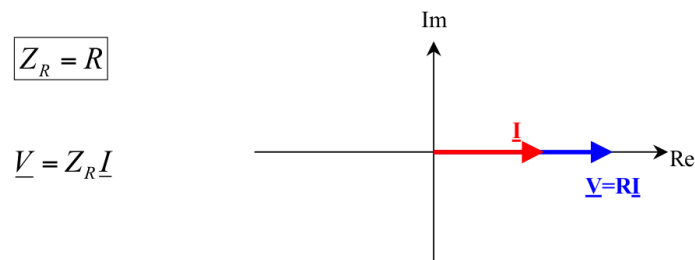


FIGURE 27 – Impédance d'une résistance

- calcul en phaseurs

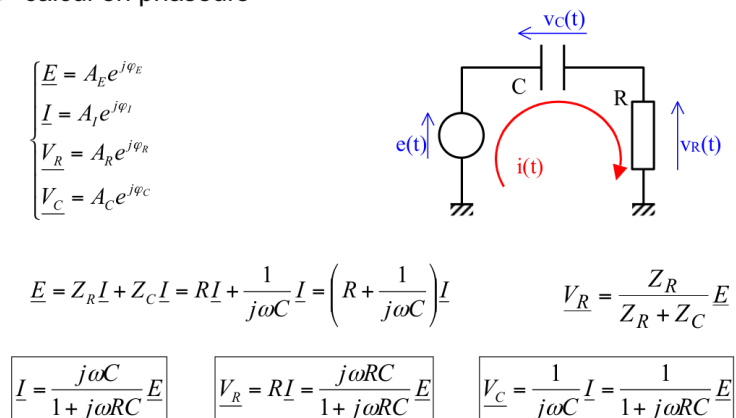


FIGURE 28 – Les calculs restent applicables avec des phaseurs

► résultat:

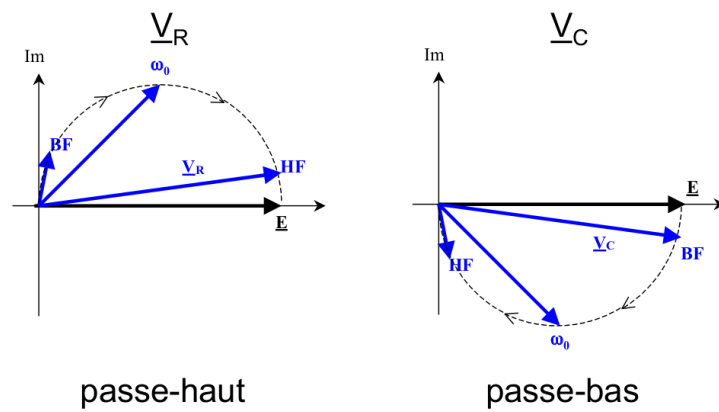
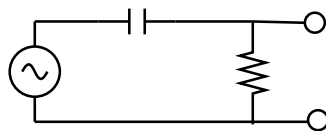


FIGURE 29 – Résultat des calculs

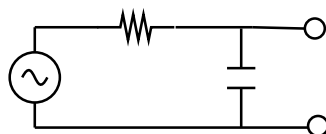
## 2.5 Filtres RC et RL typiques

### 2.5.1 High pass RC



- **Capacité** en amont de la charge
- **Résistance** en parallèle de la charge

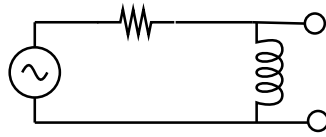
### 2.5.2 Low pass RC



- **Résistance** en amont de la charge
- **Capacité** en parallèle de la charge

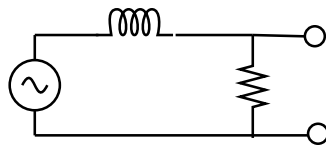


### 2.5.3 High pass LC



- **Résistance** en amont de la charge
- **Inductance** en parallèle de la charge

### 2.5.4 Low pass LC



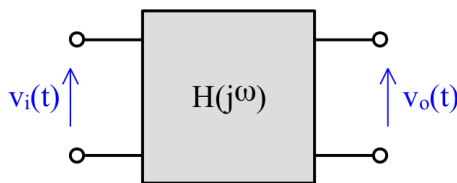
- **Inductance** en amont de la charge
- **Résistance** en parallèle de la charge

## 2.6 Réponse en fréquence

La **réponse en fréquence** (ou **transmittance isochrone**) est le rapport du signal de sortie sur le signal d'entrée en phaseurs.

- Représente la transformation réalisée par le circuit sur le signal d'entrée
- Généralisation du gain
- Sous hypothèse de circuits linéaires en régime sinusoïdal
- Gain et déphasage introduits par le circuit en fonction de la fréquence :  $H(j\omega) = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$
- Par exemple sur un ampli audio, l'équalizer montre la réponse en fréquence

$$H(j\omega) = \frac{\underline{V}_o}{\underline{V}_i}$$



$$\underline{V}_o = H(j\omega) \cdot \underline{V}_i$$

FIGURE 30 – Réponse en fréquence

### 2.6.1 Courbes de Bode

- Représente graphiquement la réponse en fréquence
- Gain : graphe bilogarithmique :  $\log[A(\omega)] = fct(\log\omega)$
- Phase : graphe semi-logarithmique :  $\varphi(\omega) = fct(\log\omega)$
- Deux problématiques : analyse (représenter les courbes de Bode du circuit) et synthèse (trouver le circuit à partir des courbes de Bode)

Définitions

- décade = x10
- octave = x2
- décibels : unité adimensionnelle pour exprimer un rapport
- rapport de tension ou courant :  $X[db] = 20\log X$
- rapport de puissance :  $X[db] = 10\log X$

Exemple

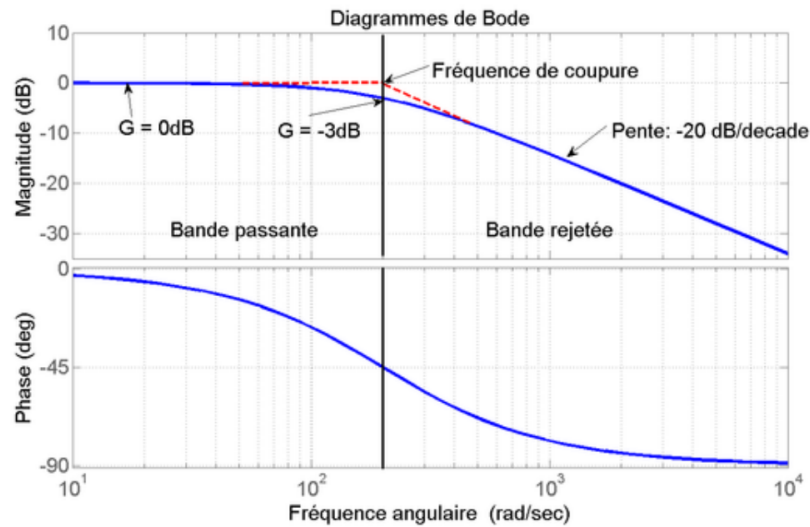


FIGURE 31 – Courbes de Bode

Réponses en fréquence du RC et du RL

$$\begin{cases} H_R(j\omega) = \frac{V_R}{E} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} \\ H_C(j\omega) = \frac{V_C}{E} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \end{cases}$$

FIGURE 32 – Réponses en fréquence du RC et du RL

Exemple : circuit RC

### filtre passe-haut

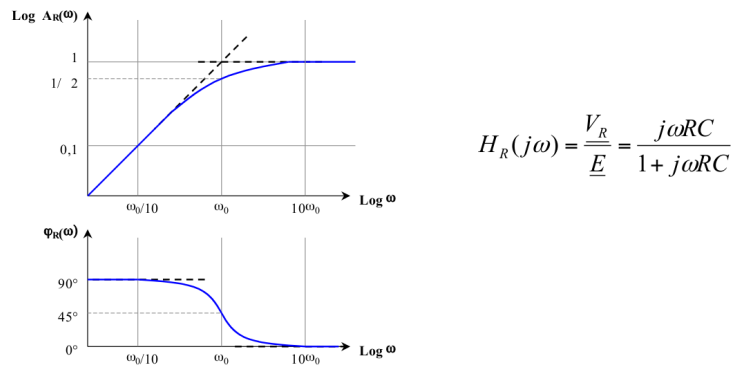


FIGURE 33 – Courbes de Bode d'un filtre passe-haut

### filtre passe-haut

### filtre passe-bas

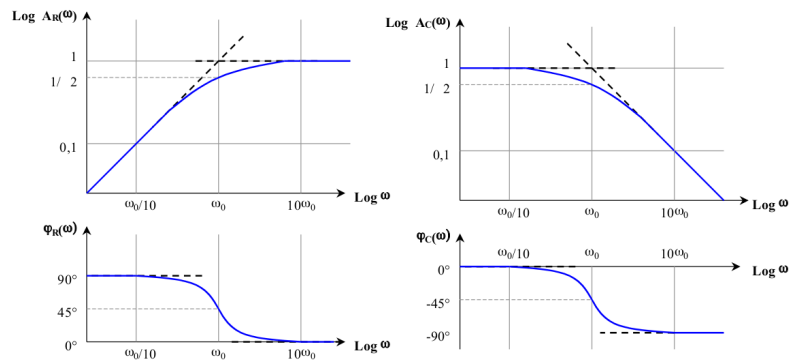


FIGURE 34 – Courbes de Bode d'un filtre passe-bas

## 3 Amplificateurs opérationnels (Chapitre 4)

### 3.1 Pourquoi amplifier

- Signaux très faibles
- Régler le niveau logique
- Amplifier en amont d'un CAN/ADC (Convertisseur Analogique/Numérique)

## 3.2 Propriétés de base

### 3.2.1 Définitions

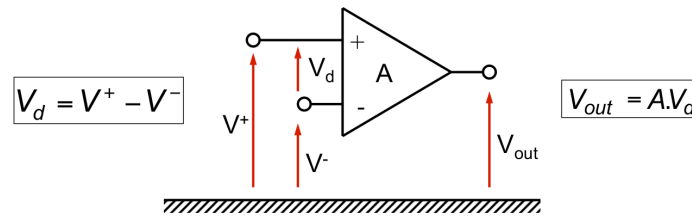


FIGURE 35 – Ampli Op

- C'est un circuit intégré à 8 pattes (deux bornes d'entrée et une borne de sortie). Il est considéré comme un quadripôle.
- L'entrée  $-$  est l'entrée *inverseuse*.
- L'entrée  $+$  est l'entrée *non-inverseuse*.
- Chacune des entrées et sortie reçoit un signal de tension mesuré par rapport à la masse. Ils sont notés respectivement  $V^+$ ,  $V^-$  et  $V_{out}$
- La *tension d'entrée différentielle* est notée  $V_d = V^+ - V^-$
- La fonction d'un ampli-op est d'amplifier cette tension

### 3.2.2 Loi fondamentale et gain

La *fonction d'amplification* d'un ampli-op est  $V_{out} = A * V_d$

Le *gain*  $A$  d'un ampli op est le facteur d'amplification entre son entrée différentielle et sa sortie.

- $A$  est sans dimension.
- $A$  est très élevé (typiquement entre 30000 et 100000). On fait l'hypothèse qu'il est infini.
- $A$  n'a de sens que si la tension d'entrée est très faible.
- Les tensions  $V_d$  et  $V_{out}$  peuvent être aussi bien positives que négatives (par exemple dans le cas d'un courant alternatif)

### 3.2.3 Bornes d'alimentation

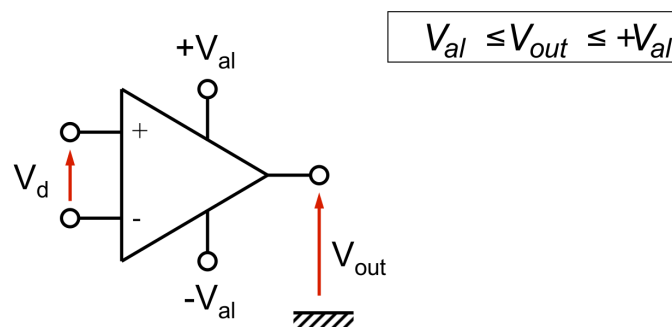


FIGURE 36 – Ampli Op

Pour amplifier le signal, l'ampli-op a besoin d'une source d'énergie qui est fournie par des bornes d'alimentation.

- Elles sont le plus souvent symétriques
  - Généralement  $-12V$  et  $+12V$  ou  $-15V$  et  $+15V$
  - La tension de sortie ne peut pas sortir de la gamme fixée par ces tensions d'alimentation
- L'ampli op est donc un composant **actif** car il ajoute de la puissance dans le circuit.

### 3.2.4 Ampli-Op réel : 741

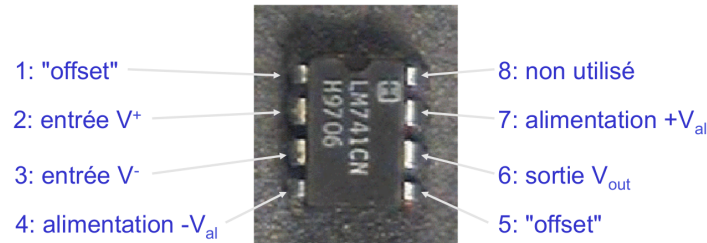


FIGURE 37 – Ampli Op

### 3.2.5 Impédances d'entrée et de sortie

Particularité : l'impédance d'entrée  $Z_{in}$  d'un ampli-op est différentielle. Elle est très élevée, on fait même souvent l'approximation qu'elle est infinie.

Inversement, l'impédance de sortie de l'ampli-op est très faible. On fait souvent l'approximation qu'elle est nulle.

Pour être complets, il faut encore identifier la source commandée  $E_{out}$  de l'équivalent de Thévenin. On néglige la résistance de sortie, donc  $E_{out} = A.V_{in} = A.V_d$ .

### 3.2.6 Caractéristique de transfert et principe du zéro virtuel

La *caractéristique de transfert* d'un ampli-op est le rapport entre sa tension d'entrée et tension de sortie (fig)

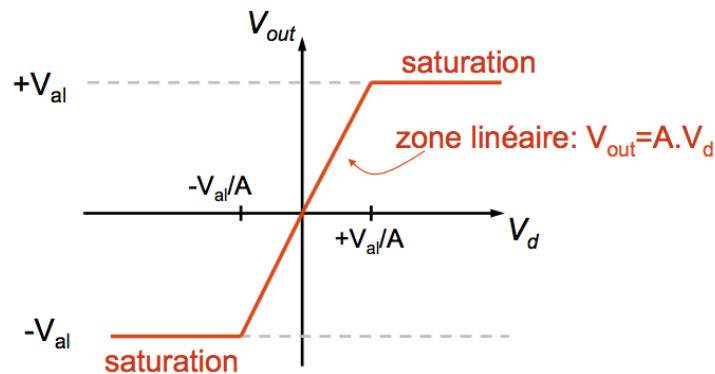


FIGURE 38 – Caractéristique de transfert d'un ampli-op

On y distingue trois zones

- la zone linéaire qui correspond à la loi fondamentale, très étroite (car le gain est très élevé)
- les zones de saturation là où la sortie atteint les tensions d'alimentation

**Principe du zéro virtuel** Tant qu'un ampli-op ne sature pas, sa tension différentielle est virtuellement nulle.

On peut négliger  $V_d$  **tant qu'on est dans la zone linéaire**. Cela revient à approximer  $V^+ = V^-$ .

Le seul problème est alors qu'on approxime  $V_d$  à zéro précisément au seul endroit où on a besoin de sa valeur. Le zéro virtuel consiste en fait à faire deux approximations simultanées, l'autre étant que  $A$  est infini.

Dernière chose à retenir : pour amplifier un signal, un ampli-op seul, tel-qu'il est inutilisable car il sature très vite. Il faudra l'utiliser dans un montage.

### 3.3 Deux montages amplificateurs

#### 3.3.1 L'ampli non-inverseur (calcul classique)

Voici le schéma d'un montage amplificateur non-inverseur :

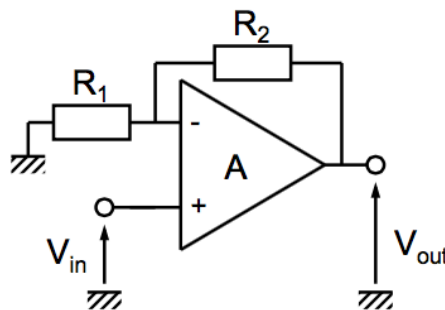


FIGURE 39 – Montage amplificateur non-inverseur

Attention, nous parlerons maintenant du montage, y compris quand on parle de gain. On voit aussi sur le montage que  $R_2$  est en rétroaction.

**Calcul du gain  $A_{non-inv}$**  On peut noter  $V_{out} = A.(V^+ - V^-)$  et  $V^+ = V_{in}$ . Pour trouver  $V^-$ , on remarque que  $R_1$  et  $R_2$  forment un diviseur résistif. Donc,  $V^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{out}$ . (Cette relation n'est valable que sous l'hypothèse de l'impédance d'entrée infinie!).

Avec ces 3 équations et l'hypothèse que  $A$  est très élevé, on peut arriver à  $A_{non-inv} \approx 1 + \frac{R_2}{R_1}$ .

Par exemple, pour amplifier 100 fois  $V_{in}$ , il suffit de prendre  $R_1 = 1k\Omega$  et  $R_2 = 99k\Omega$

**Gain variable** On peut remplacer  $R_2$  par un potentiomètre, mais le gain sera toujours de minimum 1.

**Impédance d'entrée du montage** On peut faire le raisonnement suivant :

1.  $V_{in}$  est appliquée à l'entrée non-inverseuse de l'ampli-op
2. comme l'impédance d'entrée de l'ampli-op est infinie, aucun courant ne peut rentrer par cette borne  $\Rightarrow I_{in} = 0$
3. l'impédance d'entrée du montage est donc elle-même infinie.

#### Applications

- Amplification

### 3.3.2 L'ampli inverseur (calcul classique)

Son schéma est quasiment identique :

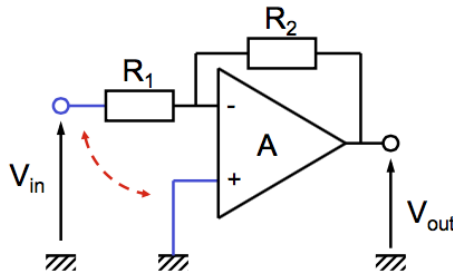


FIGURE 40 – Montage amplificateur inverseur

On peut calculer son gain et obtenir  $A_{inv} \approx -\frac{R_2}{R_1}$ . On note qu'il est négatif et qu'on peut, lui, entièrement l'annuler.

**Impédance** Le courant  $I_{in}$  n'est autre que le courant circulant dans  $R_1$  et aussi dans  $R_2$  (puisque l'impédance d'entrée de l'ampli-op est infinie). L'impédance est :

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}}$$

On peut donc écrire que ce courant vaut :  $I_{in} = \frac{V_{in} - V_{out}}{R_1 + R_2}$ . Aussi,  $V_{out} = A_{inv} \cdot V_{in} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_{in}$ .

Conclusion : l'impédance d'entrée du montage inverseur vaut  $R_1$ , ce qui est très faible.

### 3.3.3 Calcul rapide avec le principe du zéro virtuel

On peut approximer que  $V^+ = V^-$ . Concernant le montage, on peut dire que  $V^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{out}$ . Si on égalise ces deux équations, on trouve immédiatement le gain du montage :

$$A_{non-inv} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

### 3.3.4 Analyse de la rétroaction

En gros, dans le montage non-inverseur, quand on applique 10mV à  $V^+$ ,  $V_{out}$  ne montera pas directement à 30000 fois la valeur de  $V_{in}$ . Cette valeur montera graduellement. Or, plus elle monte, plus la valeur sur  $V^-$  monte.  $V_d$  diminue donc, et  $V_{out}$  ne doit plus monter si haut. Il y a un moment où les deux valeurs s'équilibrent.

En fait, le fait que  $R_2$  soit rétroactive permet que  $V^-$  "poursuive"  $V^+$ . C'est elle qui assure le zéro virtuel.

### Applications

- Amplification
- Convertisseur tension/courant

## 3.4 Imperfections

### 3.4.1 Statiques : offset

De par les imperfections de fabrication, il se peut qu'aux bornes de l'ampliop se présente une différence de potentiel entre  $V^+$  et  $V^-$ , et que cette différence soit assez grande pour faire saturer l'AOP (quelques

millivolts suffisent). L'offset permet d'ajouter une différence de potentiel en entrée pour compenser les imperfections, et revenir à un système stable.

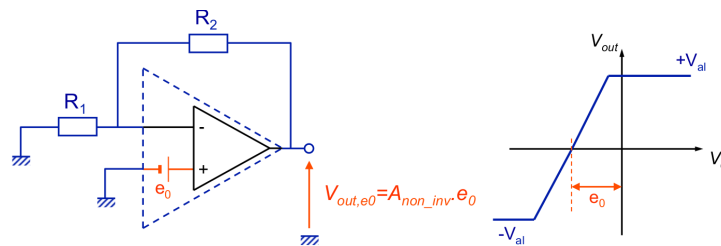


FIGURE 41 – Imperfections statiques : offset

### 3.4.2 Produit gain.bande passante

Les imperfections de fabrication peuvent aussi créer de petites capacités et inductances durant la gravure du silicium. L'amplio a tendance à se comporter comme un filtre passe bas. La rétroaction augmente la bande passante. En fait, le produit gain<sup>1</sup> bande passante est une constante pour un amplio. On peut par exemple avoir un amplio qui est capable de fournir un gain de 50, avec une bande passante de 100kHz, ou un gain de 5 et une bande passante de 1MHz.

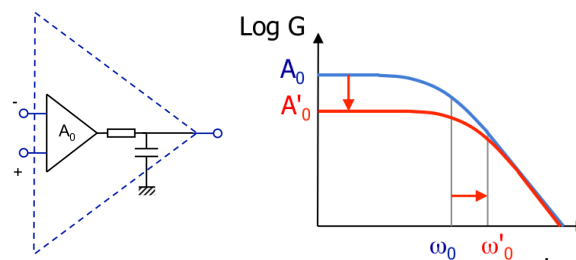


FIGURE 42 – Imperfections dynamiques : effets de la limite gain bande passante

## 4 Les diodes (chapitre 5)

### 4.1 Introduction

La diode est le semi-conducteur le plus simple. Sa première fonction de base est de redresser une tension (= convertir une grandeur alternative en grandeur positive). Le redressement est également utilisé pour démoduler des signaux.

La deuxième fonction de base d'une diode est de limiter la tension (écrêtage).

Les diodes sont également très présentes sous forme de LEDs.

### 4.2 La diode à jonction PN (idéale)

La diode a deux bornes, anode et cathode :

1. Le gain réel du montage, pas celui de l'amplio



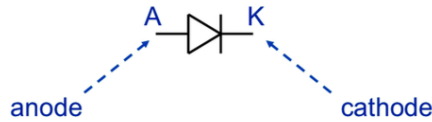


FIGURE 43 – Une diode

(De manière générale, le terme "cathode" désigne une borne qui "émet" des électrons et le terme "anode" désigne une borne qui capte des électrons).

La diode est un composant passif qui n'admet de courant que dans le sens  $A \rightarrow K$ .

Une diode idéale ne possède que deux états : passante et bloquante. Sa caractéristique est donc en angle droit.

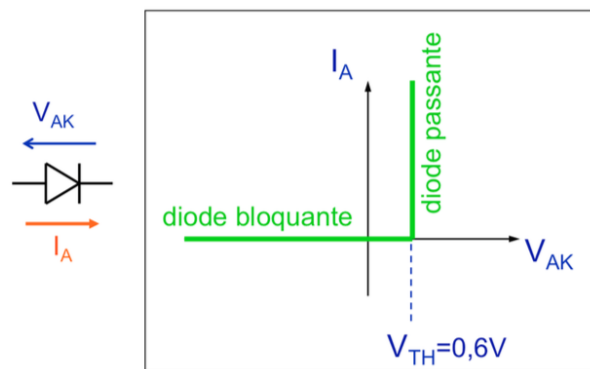


FIGURE 44 – Caractéristique d'une diode

La valeur  $V_{TH}$  est la tension de seuil de la diode. Dans la plupart des cas, on peut considérer (pour les diodes PN) qu'elle vaut 0.6V.

**Diode passante** Lorsque la diode est passante, on peut dire que :

$$\begin{cases} V_{AK} &= V_{TH} = 0.6V \\ I_A &> 0 \end{cases}$$

On se rend compte qu'une diode **passante** peut être assimilée à une source de tension idéale de valeur  $V_{TH}$ . Effectivement :

- sa caractéristique est une droite verticale
- elle impose une ddp à ses bornes mais pas le courant

La seule différence est qu'une source de tension admet un courant négatif, pas la diode.

On peut même aller plus loin si toutes les tensions présentes dans le circuit sont nettement supérieures à 0.6V et considérer la diode comme un court-circuit.

**Diode bloquante** Quand elle est bloquante, on peut dire d'une diode que :

$$\begin{cases} V_{AK} &< V_{TH} = 0.6V \\ I_A &= 0 \end{cases}$$

Une diode bloquante peut être assimilée à un circuit ouvert.

**Non-linéarité** La diode est un composant **non-linéaire**. On ne peut donc **pas appliquer le principe de superposition** !

### 4.3 Résoudre un circuit à diode

Tentons de résoudre le circuit suivant :

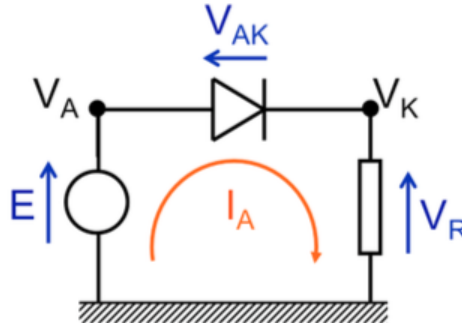


FIGURE 45 – Un circuit avec une diode

Il y a 3 inconnues :  $V_{AK}$ ,  $V_R$  et  $I_A$ . Il faut donc 3 équations :

- $E = V_{AK} + V_R$  (loi des mailles)
- $V_R = R \cdot I_A$
- la troisième relation devrait être la loi de la diode. Or il y en a deux suivant que la diode est passante ou bloquante. Pour savoir laquelle prendre, il faut connaître l'état du circuit, mais pour connaître l'état du circuit, il faut connaître l'état de la diode...

Il faut donc utiliser un raisonnement par hypothèse :

1. poser une hypothèse
2. raisonner comme si cette hypothèse était exacte
3. vérifier si le résultat obtenu est compatible avec l'hypothèse

Voici donc la procédure à suivre :

1. pour chaque diode, il n'y a que deux hypothèses : soit bloquante soit passante
2. une fois l'état fixé par hypothèse, on impose la loi correspondante (l'égalité, donc soit  $V_{AK} = 0.6V$  soit  $I_A = 0$ ). On peut remplacer la diode dans le circuit par soit une source de tension (diode passante), soit un circuit ouvert (diode bloquante) pour faciliter la résolution.
3. une fois le circuit résolu, il faut vérifier la compatibilité du résultat obtenu avec l'hypothèse. En particulier, il faut vérifier si :
  - $I_A > 0$  si on a choisi l'hypothèse d'une diode passante
  - $V_{AK} < 0.6V$  si on a choisi l'hypothèse d'une diode bloquante

Voici un exemple de ce raisonnement :

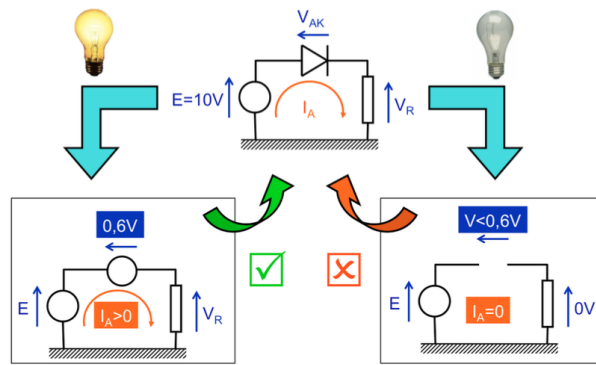


FIGURE 46 – Exemple de résolution d'un circuit à diodes

Dans l'exemple ci-dessus,  $E$  est fixé. S'il ne l'est pas, on applique le même raisonnement mais on rajoute à notre réponse une condition (si  $E$  n'est pas fixé, la condition sera par exemple  $E > V_{TH}$  ou  $E < V_{TH}$ ).

Une résolution graphique est aussi possible :

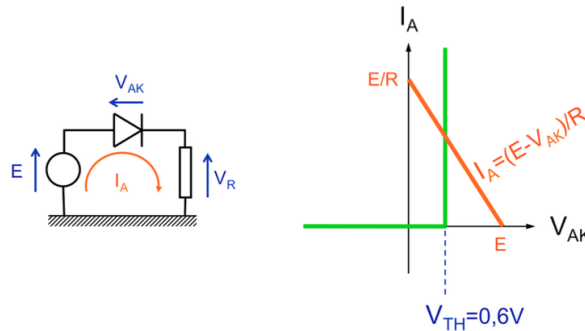


FIGURE 47 – Exemple de résolution graphique d'un circuit à diodes

#### 4.4 Diodes et polarisation

Nous allons voir comment polariser (= mettre de manière contrôlée à l'état passant ou bloquant) une diode.

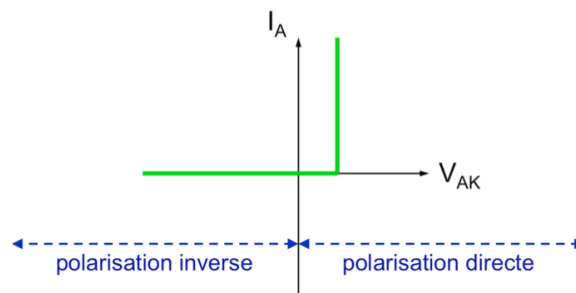


FIGURE 48 – Polarisation d'une diode

- si  $V_{AK} > 0$ , la diode est dite en polarisation directe
- si  $V_{AK} < 0$ , la diode est dite en polarisation inverse

**Rendre une diode bloquante** Il ne faut ... rien faire. On peut lui appliquer une tension jusqu'à  $V_{TH}$ .

**Rendre une diode passante** Il ne faut **jamais** lui appliquer directement une f.e.m. ! Sinon, le courant est indéterminé (fig 49), théoriquement infini.

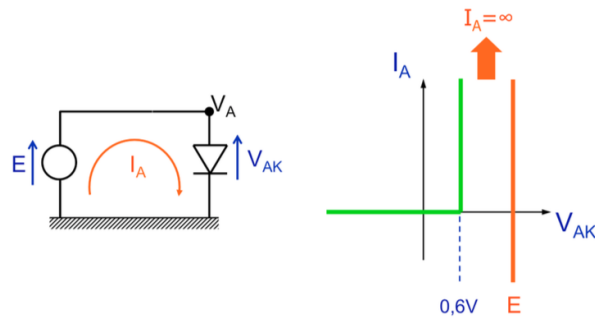


FIGURE 49 – À ne jamais faire

Il faut ajouter une résistance de limitation de courant :

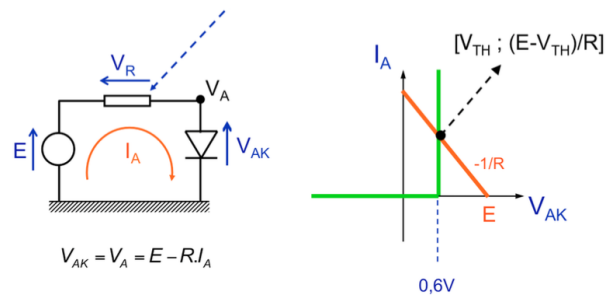


FIGURE 50 – Résistance de limitation de courant

On retombe alors sur le schéma simple redresseur, avec :

$$\begin{cases} V_{AK} &= V_{TH} \\ I &= \frac{E - V_{TH}}{R} \end{cases}$$

On peut aussi, plus simplement, utiliser une source de courant. Dans ce cas, la diode fixe la ddp et la source fixe l'intensité du courant.

## 4.5 Principaux circuits à diodes

Dans les circuits suivants, on considère qu'on utilise des diodes idéales.

#### 4.5.1 Redresseur simple alternance

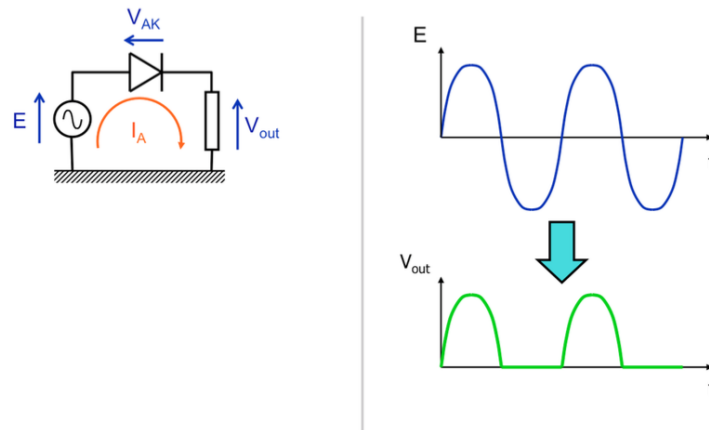


FIGURE 51 – Redresseur simple alternance

Ce circuit est appelé redresseur car une tension alternative ( $E$ ) est transformée en tension uniquement positive ( $V_{out}$ ).

Cette fonction de redressement est une des fonctions fondamentales de l'électronique. Elle est notamment utilisée :

- pour démoduler des signaux radios (en modulation AM)
- dans les alimentations pour transformer une tension alternative en tension continue.

Le redressement est indispensable dans les alimentations AC/DC. La fig 52 montre les différentes étapes qu'une alimentation effectue pour assurer un courant continu de 5V aux composants en aval. Ce principe n'est par contre plus très utilisé, on utilise maintenant plutôt des alimentations "à découpage", vues plus tard.

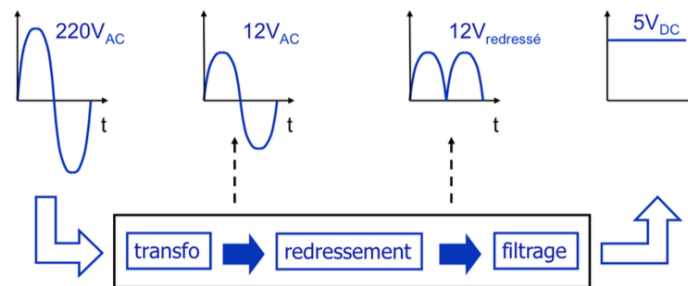


FIGURE 52 – Exemple de fonctionnement d'une alimentation AC/DC

#### 4.5.2 Sélecteur de maximum

La figure suivante est un sélecteur de maximum :

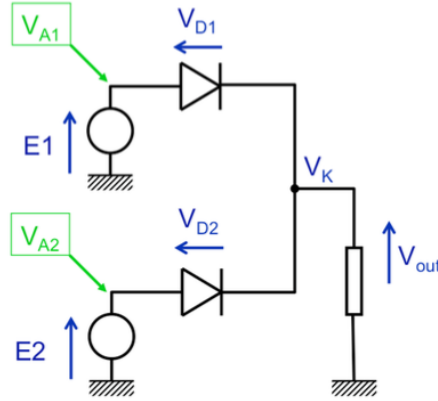


FIGURE 53 – Schéma d'un sélecteur de maximum

Faisons l'hypothèse que  $E1 > E2 > 0$ . Il y a quatre possibilités de résolutions pour le schéma ci-dessus.

- Supposons que D1 est **passante**. Dans ce cas,  $V_K = E1 - 0,6V$ 
  - Supposons que D2 est **passante** aussi. Dans ce cas,  $V_K$  devrait valoir  $E2 - 0,6V$ , ce qui est impossible. cette situation est donc impossible.
  - Supposons que D2 est **bloquante**. Dans ce cas, on peut remplacer D2 par un circuit ouvert, ce qui coupe E2 du circuit. On retombe dans le circuit simple redresseur.
- Supposons que D1 est **bloquante**.
  - Supposons que D2 est **passante** :  $V_K = E2 - V_{TH}$ . D2 peut être passante, par contre la ddp sur D1 vaut  $10V - (6V - 0,06V) = 3,4V$ , ce qui contredit l'hypothèse D1 bloquante.
  - , Si D2 est **bloquante**, on en arrive à la même situation que supra.

En conclusion, on peut alculer que  $V_{out}$  réplique la plus grande des deux tensions. Ce circuit est un sélecteur de maximum.

NB. si E1 et E2 sont négatives, la masse est la plus grande des tensions,  $V_{out}$  vaut 0V.

#### 4.5.3 Redresseur double alternance

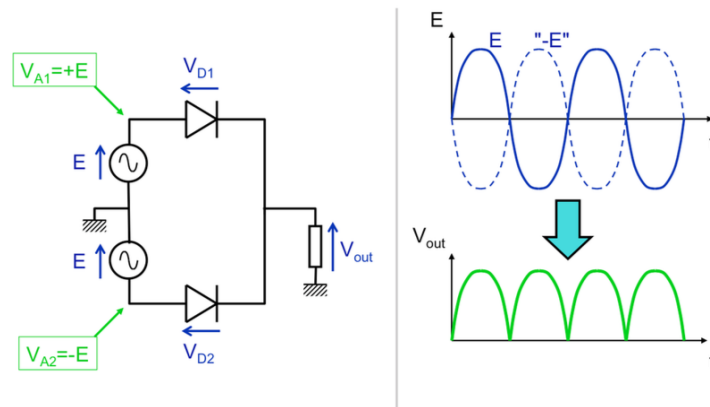


FIGURE 54 – Redresseur double alternance

C'est en fait un sélecteur de maximum alimenté par deux sources opposées.

#### 4.5.4 Redresseur double alternance (2) : pont à 4 diodes

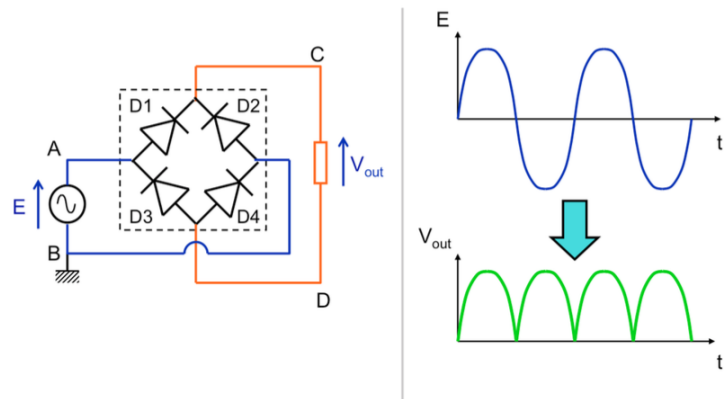


FIGURE 55 – Redresseur double alternance (2) : pont à 4 diodes

Explication à écrire. Je pense comprendre que D est à la masse mais pas sûr.

#### 4.5.5 Limiteur de tension (écrêteur)

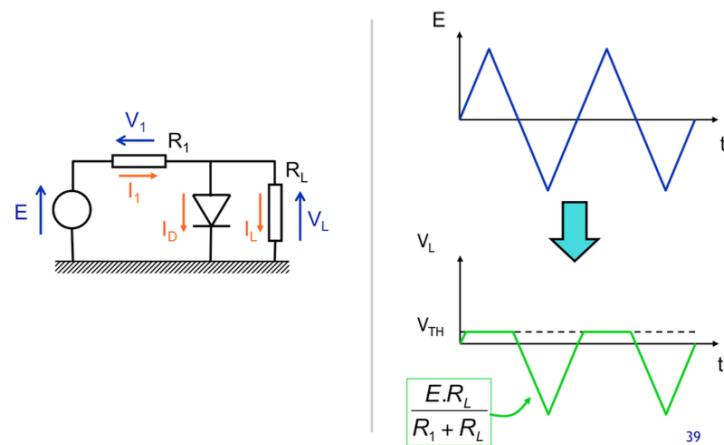


FIGURE 56 – Écrêteur

En raisonnant par hypothèses, on voit que la tension à l'entrée de la diode ne peut dépasser  $V_{TH}$ .

#### 4.5.6 Écrêteur polarisé

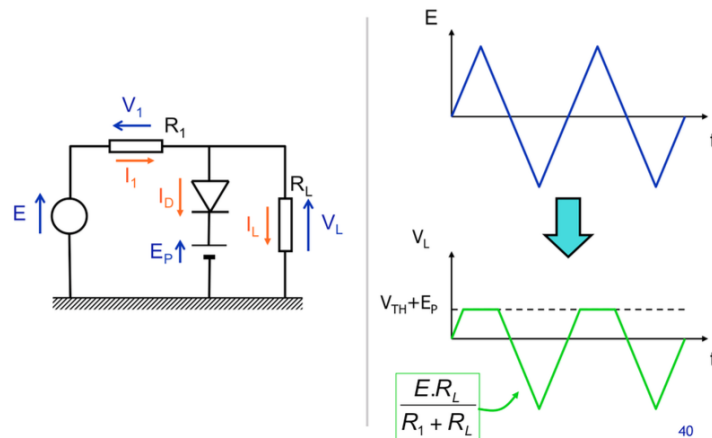


FIGURE 57 – Écrêteur polarisé

Dans le montage précédent, la tension maximale est forcément  $V_{TH}$ . Ici, on rajoute une source de tension continue en série avec la diode. La valeur à laquelle a lieu l'écrêtage n'est plus  $V_{TH}$  mais  $V_{TH} + E_p$ .

Remarque : on retrouve ici la notion de polarisation qui consiste à ajuster le point de fonctionnement du montage au moyen d'une source continue.

#### 4.5.7 Détecteur de crêtes

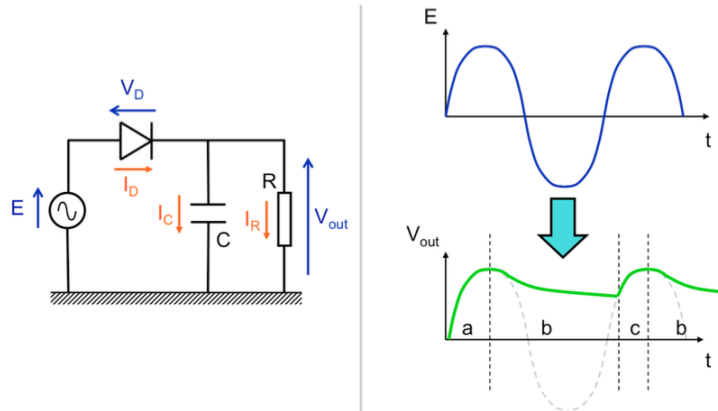


FIGURE 58 – Détecteur de crêtes

Ce circuit peut être vu comme une variante du redresseur simple alternance où on place une capacité en parallèle sur la résistance de charge. Le circuit doit être dimensionné de telle sorte que la constante de temps du RC de sortie soit beaucoup plus grande que la période ou la durée d'une impulsion du signal d'entrée.

- **phase a** : la diode devient passante et le condensateur se charge à travers celle-ci
- **phase b** : la capa se décharge par la résistance (puisque la diode ne laissera pas passer le courant)

Note : le détecteur de crête sert notamment à

- mesurer la valeur de crête d'un signal sans être synchronisé sur celui-ci
- détecter des impulsions très courtes (capa = mémoire)



- la démodulation d'une porteuse modulée en amplitude (radio AM) ; on choisit la constante de temps RC grande devant la période de porteuse, mais faible devant celle de la modulante. (fig 59)

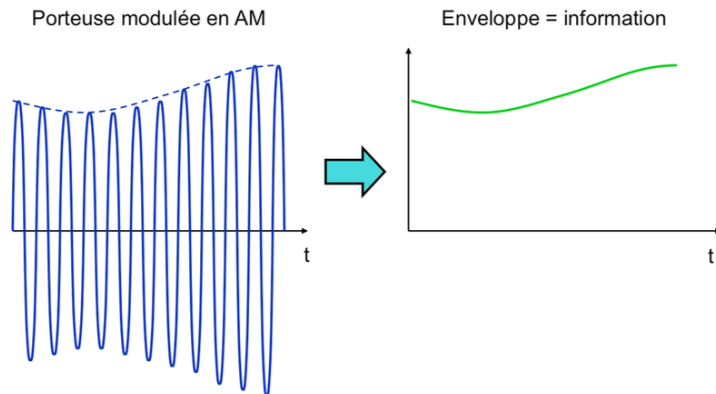


FIGURE 59 – Démodulation

La sinusoïde ne fait que transporter l'information, son enveloppe est la réelle information.

#### 4.6 La diode à jonction PN (réelle)

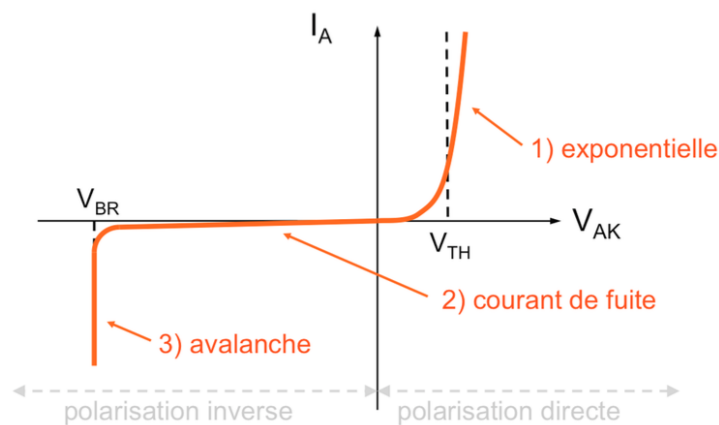


FIGURE 60 – Caractéristique d'une diode à jonction PN réelle

La caractéristique d'une diode à jonction PN réelle comporte trois zones, qui sont autant de différences par rapport à la diode idéale :

1. la transition brusque entre l'état passant et bloquant est remplacée par une courbe qui est en fait très proche d'une exponentielle
2. à l'état bloquant, le courant n'est pas nul, il existe dans la diode un très faible courant négatif
3. lorsqu'on applique une tension négative très élevée à la diode réelle, il arrive un moment où ce courant négatif augmente brutalement. On dit que la diode "entre en avalanche". Ce seuil est noté  $V_{BR}$  (breakdown voltage)

**Polarisation directe** Voici la moitié droite de la caractéristique d'une diode réelle :

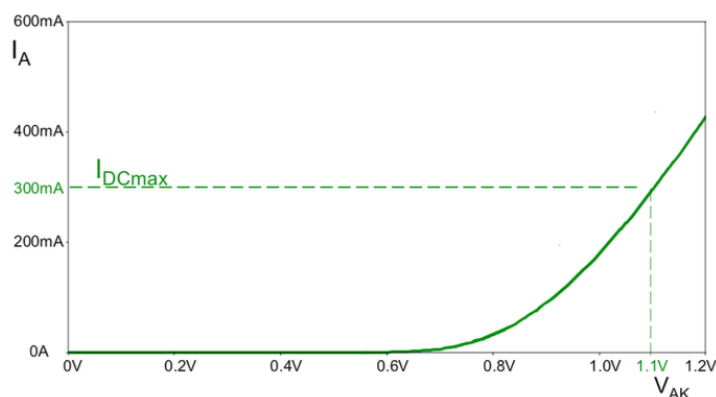


FIGURE 61 – Polarisation directe

Ci-dessus, on a la zone de polarisation directe d'une diode réelle. On voit bien que la transition entre les états bloquant et passant est plus estompée. L'état passant n'a donc pas vraiment de limite bien définie mais correspond à la zone où le courant dans la diode est significatif (ici environ entre 0,6V et 1,1V<sup>2</sup>).

Au-delà de  $V_{TH}$ , une petite variation de la tension  $V_{AK}$  provoque une grande variation du courant dans la diode.

**Remarque :** les circuits de polarisation déjà étudiés restent valables. La seule différence est la légère variation de  $V_{AK}$  en fonction du courant.

**Polarisation inverse** Voici la moitié gauche de la caractéristique d'une diode réelle :

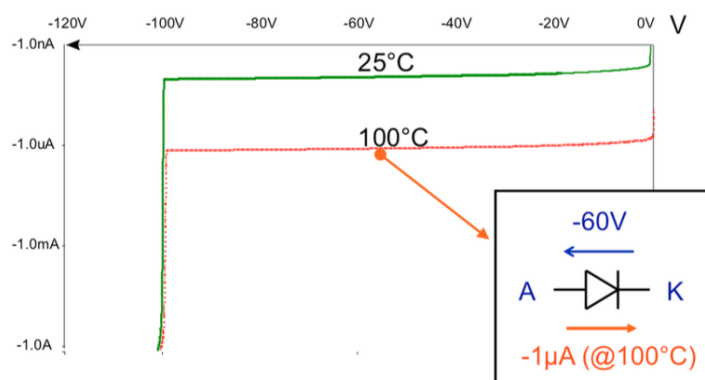


FIGURE 62 – Polarisation directe

On note que le courant est effectivement très petit mais dépend de la température.

Lors de l'*avalanche*, la puissance dissipée sous forme de chaleur dans la diode devient importante puisque le courant et la tension prennent simultanément des valeurs élevées. C'est une situation clairement à éviter.

Il faut donc maintenant faire attention dans nos montages à ce que les valeurs les plus négatives ne dépassent pas  $V_{BR}$  !

---

2. au-delà de 1,1V, le courant dans la diode devient très important et la diode peut être détruite

## 4.7 Autres types de diodes

### 4.7.1 Diode Zener

Cette diode supporte l'avalanche. Cela présente un avantage puisqu'une diode en avalanche se comporte comme une source de tension presque parfaite.

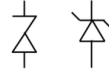


FIGURE 63 – Symbole de la diode Zener

De plus, la valeur de la tension d'avalanche  $V_{BR}$  peut être choisie dans une gamme assez large.

En fait, la diode zener s'emploie à l'envers :

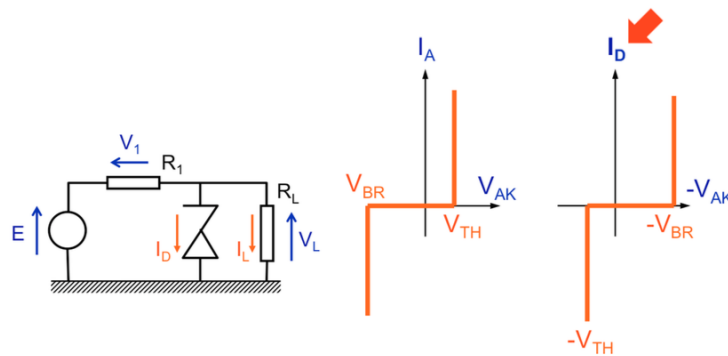


FIGURE 64 – Montage avec la diode Zener

Sur ce montage, la ddp sur la résistance ne peut dépasser  $|V_{BR}|$ . Il peut être exploité de deux façons :

- soit la diode est la plupart du temps coupée et elle entre en avalanche occasionnellement, lors de pics de la tension E
- soit elle est tout le temps en avalanche, elle est alors utilisée pour réguler la tension  $V_L$  à la valeur  $V_{BR}$ .

NB. on fait donc passer un courant inverse dans la diode zener.

### 4.7.2 LED

La Light Emitting Diode émet de la lumière lorsqu'elle est passante.



FIGURE 65 – Symbole de la LED

### 4.7.3 Photodiode

La photodiode est passante lorsqu'elle reçoit de la lumière.



FIGURE 66 – Symbole de la photodiode

#### 4.7.4 Octocoupleur

L'octocoupleur permet de transférer un signal électrique entre deux parties d'un montage isolées électriquement l'une de l'autre. (exemple : si on applique des électrodes sur un patient, elles doivent être très sévèrement isolées pour éviter tout risque de brûlure ou d'électrocution).

C'est en fait une LED suivie immédiatement d'un phototransistor.

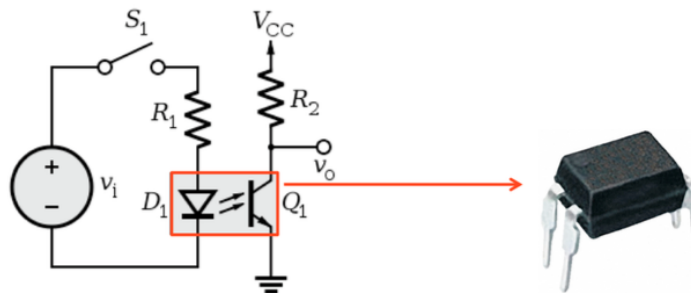


FIGURE 67 – Un montage avec un octocoupleur

## 5 Electronique numérique (Chapitre 11)

En électronique analogique, l'information est représentée directement sous forme de signal car les deux sont analogiques. En électronique numérique, la tension est regardée comme une grandeur logique pour coder des bits. Avantages

- L'information ne se dégrade pas (ou peut être restaurée)
- On peut traiter l'information de manière très complexe car le signal n'est pas dégradé
- On peut programmer, c'est-à-dire modifier ce qu'un circuit fait après sa fabrication

Il existe trois types de grandeurs

- Analogique : infinité de niveaux, continu
- Numérique :  $n$  niveaux ou *états*, discret
- Logique : 2 niveaux ou *états*, discret, cas particulier du numérique

Un bit est tout à la fois un chiffre et une grandeur logique donc peut être utilisé dans ces deux cas, ce qui lui confère des propriétés intéressantes.

- $n$  bits  $\rightarrow 2^n$  états
- octet  $\rightarrow 8$  bits
- Un chronogramme représente la valeur d'un ou plusieurs bits en fonction du temps.

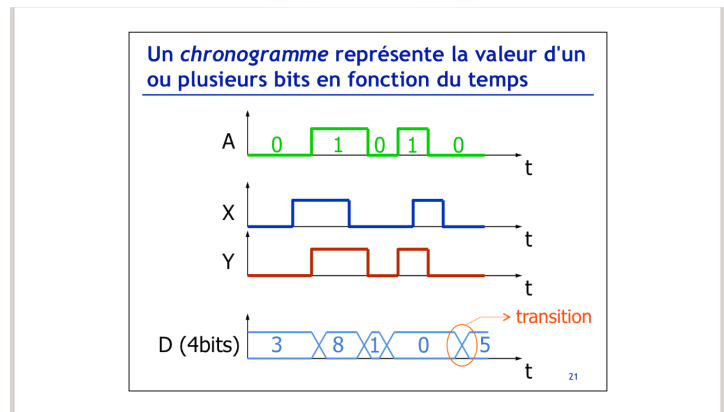


FIGURE 68 – Chronogramme

#### Principe

- Représenter l'information sous forme de bit(s) : bits + code indiquant leur représentation
- Représenter les bits sous forme de signaux électriques : 5V/0V, 5V/-5V, 3V/-3V, 1A/0A...
- Transmission en parallèle : rapide mais beaucoup de fils ( $N+1$ )
- Transmission en série : plus lent mais seulement 2 fils