



ECOLE  
POLYTECHNIQUE  
DE BRUXELLES

UNIVERSITÉ LIBRE DE BRUXELLES

SYNTHÈSE

---

# Électronique appliquée ELEC-H-301

---

*Auteur :*  
Nicolas ENGLEBERT

*Professeur :*  
Frédéric ROBERT

Année 2015 - 2016

# Appel à contribution

## Synthèse OpenSource



Ce document est grandement inspiré de l'excellent cours donné par Frédéric Robert à l'EPB (École Polytechnique de Bruxelles), faculté de l'ULB (Université Libre de Bruxelles). Il est écrit par les auteurs susnommés avec l'aide de tous les autres étudiants et votre aide est la bienvenue ! En effet, il y a toujours moyen de l'améliorer

surtout que si le cours change, la synthèse doit être changée en conséquence. On peut retrouver le code source à l'adresse suivante

<https://github.com/nenglebert/Syntheses>

Pour contribuer à cette synthèse, il vous suffira de créer un compte sur *Github.com*. De légères modifications (petites coquilles, orthographe, ...) peuvent directement être faites sur le site ! Vous avez vu une petite faute ? Si oui, la corriger de cette façon ne prendra que quelques secondes, une bonne raison de le faire !

Pour de plus longues modifications, il est intéressant de disposer des fichiers : il vous faudra pour cela installer  $\text{\LaTeX}$ , mais aussi *git*. Si cela pose problème, nous sommes évidemment ouverts à des contributeurs envoyant leur changement par mail ou n'importe quel autre moyen.

Le lien donné ci-dessus contient aussi le README contient de plus amples informations, vous êtes invités à le lire si vous voulez faire avancer ce projet !

## Licence Creative Commons

Le contenu de ce document est sous la licence Creative Commons : *Attribution-NonCommercial-ShareAlike 4.0 International (CC BY-NC-SA 4.0)*. Celle-ci vous autorise à l'exploiter pleinement, compte- tenu de trois choses :



1. *Attribution* ; si vous utilisez/modifiez ce document vous devez signaler le(s) nom(s) de(s) auteur(s).
2. *Non Commercial* ; interdiction de tirer un profit commercial de l'œuvre sans autorisation de l'auteur
3. *Share alike* ; partage de l'œuvre, avec obligation de rediffuser selon la même licence ou une licence similaire

Si vous voulez en savoir plus sur cette licence :

<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/>

**Merci !**

# Table des matières

<b>I</b>	<b>Rappels d'électricité</b>	<b>1</b>
<b>1</b>	<b>Introduction générale</b>	<b>2</b>
1.1	L'électronique, c'est quoi ? . . . . .	2
1.2	Une vision plus large . . . . .	2
1.2.1	Comme ingénieur, votre job est de "contrôler" les choses . . . . .	2
1.2.2	Système embarqué . . . . .	2
1.3	Un peu plus d'électronique . . . . .	2
<b>2</b>	<b>Vademecum d'électricité</b>	<b>3</b>
2.1	Notions fondamentales . . . . .	3
2.1.1	Schémas . . . . .	3
2.1.2	Les éléments : dipôles et quadripôles . . . . .	3
2.1.3	Courant . . . . .	4
2.1.4	Tension(s) . . . . .	4
2.1.5	Puissance instantanée, conventions et passivité . . . . .	5
2.1.6	Conventions récepteurs et générateur . . . . .	6
2.1.7	Critère de passivité . . . . .	6
2.2	Comportement externe : loi et caractéristique d'un dipôle . . . . .	7
2.2.1	Dipôle . . . . .	7
2.2.2	Charges idéales : trois effets physiques . . . . .	7
2.2.2	Capacité . . . . .	8
2.2.3	Court-circuit et circuit ouvert . . . . .	9
2.3	Circuits équivalents et théorèmes de Thévenin/Norton . . . . .	10
2.3.1	Théorèmes de Thévenin/Norton . . . . .	10
2.3.2	Impédance d'entrée, impédance de sortie . . . . .	11
2.3.4	Adaptation d'impédance . . . . .	12
2.3.5	Cas particulier des appareils de mesure . . . . .	13
2.4	Composants réactifs et outils associés . . . . .	15
2.4.1	Analyse temporelle du circuit RC . . . . .	15
2.4.2	Analyse temporelle du circuit RL . . . . .	17
2.4.3	Analyse temporelle du circuit RL (source sinusoïdale) . . . . .	17
2.4.4	Circuit RLC avec précharge . . . . .	17
2.4.5	Fonctions de transfert . . . . .	17
<b>II</b>	<b>Aspects technologiques</b>	<b>19</b>
<b>3</b>	<b>Welcome to the real world !</b>	<b>20</b>
3.1	Signaux analogiques . . . . .	20

3.1.1	Perturbations et imperfections . . . . .	20
3.1.2	Rapport signal/bruit . . . . .	20
3.1.3	Bruit . . . . .	20
3.1.4	Dipôles parasites . . . . .	20
3.1.5	Couplages . . . . .	21
3.1.6	Conclusion . . . . .	21
3.2	Résistances . . . . .	21
3.2.1	Résistances ordinaires . . . . .	21
3.2.2	Résistances de puissance . . . . .	22
3.2.3	Ajustables et potentiomètres . . . . .	22
3.2.4	Autres types de résistance . . . . .	22
3.3	Condensateurs . . . . .	22
3.3.1	Deux types de condensateurs . . . . .	22
3.3.2	Condensateurs non polarisés . . . . .	22
3.3.3	Condensateurs polarisés . . . . .	23
3.3.4	Utilisations des condensateurs . . . . .	23
3.3.5	Autres types de condensateurs . . . . .	23
3.4	Autres composants . . . . .	23
3.4.1	Relais . . . . .	23
3.5	Circuits imprimés . . . . .	24
3.6	Types de composants . . . . .	24

### III Électronique analogique 25

#### 4 L'amplificateur opérationnel 26

4.0	Pourquoi amplifier . . . . .	26
4.1	Ampli-op : propriétés de base . . . . .	26
4.1.1	Qu'est ce qu'un ampli-op ? . . . . .	26
4.1.2	Impédances d'entrée et de sortie . . . . .	28
4.1.3	Caractéristique de transfert et principe du zéro virtuel . . . . .	28
4.2	Deux montages amplificateurs . . . . .	30
4.2.1	Ampli non-inverseur . . . . .	30
4.2.2	Ampli inverseur . . . . .	31
4.2.3	Calcul rapide par le principe du zéro virtuel . . . . .	34
4.2.4	Analyse de la rétroaction . . . . .	36
4.2.5	Compléments sur la rétroaction . . . . .	37
4.2.6	Gain en boucle ouverte . . . . .	38
4.3	Montages à ampli-op . . . . .	39
4.4	Ampli-op : propriétés avancées . . . . .	39

Première partie

Rappels d'électricité

# Chapitre 1

## Introduction générale

### 1.1 L'électronique, c'est quoi ?

Les slides sont assez informatifs, l'essentiel est repris ci-dessous :

#### PROPRIÉTÉ

- L'électronique est la principale technologie pour traiter et transmettre l'information.
- Cette information est codée dans un signal électrique
- Faire de l'électronique, c'est notamment choisir et assembler des composants

### 1.2 Une vision plus large

#### 1.2.1 Comme ingénieur, votre job est de "contrôler" les choses

Le *contrôle de processus* est la situation de base de l'ingénieur. L'électronique est ainsi au cœur des boucles de contrôles.

#### 1.2.2 Système embarqué

On appelle *système embarqué* tout objet utilisant de l'électronique, que ce soit pour une fonction précise, pour de l'électronique "enfouie" pour doper une fonction de base ou encore pour satisfaire des contraintes spécifiques.

Ajoutons un petit mot sur l'*intelligence*. Celle-ci désigne une capacité de calcul, c'est à dire l'électronique et donc comme nous venons de le voir les systèmes embarqués.

### 1.3 Un peu plus d'électronique

Les disciplines de l'électronique se divisent en deux grandes parties :

1. Signal ou puissance
2. Analogique ou numérique

Ainsi, suivant le *niveau de puissance utilisé* on distinguera l'électronique de **signal** dont le but est de traiter l'information et ce avec une faible puissance ( $mW$  à  $W$ ). C'est l'objet de ce cours. L'électronique de **puissance** dont le but est de mettre en forme une puissance électrique ne sera - hélas - pas vu ici. Notons que l'*électronique analogique* travaille par correspondance directe alors que l'*électronique numérique* passe par un codage intermédiaire sous forme binaire.

## Chapitre 2

# Vademecum d'électricité

### 2.1 Notions fondamentales

#### 2.1.1 Schémas

Tout schéma possède un sens de lecture, de l'entrée vers la sortie. La *charge* est le composant connecté en aval d'un montage. Lorsque celle-ci est retirée le montage fonctionne à vide. La *source* est exactement l'opposé, c'est à dire le composant connecté en amont d'un montage.

#### 2.1.2 Les éléments : dipôles et quadripôles

Tout élément possède un certain nombre de *bornes* (caractérisée par un potentiel électrique et une valeur de courant<sup>1</sup>) qui servent à établir des connexions, un dipôle est simplement un élément en possédant deux.

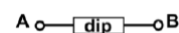


FIGURE 2.1 – Dipôle

#### Nœud, branche et maille

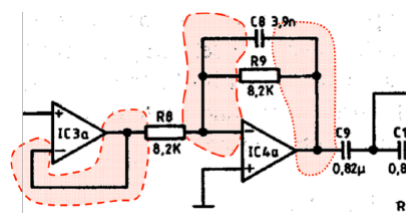


FIGURE 2.2 – Nœud

On connecte les éléments par des bornes : lorsqu'on connecte plusieurs éléments ensemble on forme un nœud, qui est par définition équipotentiel.

**Attention !** Le nœud couvre l'ensemble de la connexion et pas seulement le point de contact des fils.

Tout dipole ou assemblage de dipole en série constitue une **branche** est l'ensemble de ces branches constituant un parcours fermé constitue une **maille**.

#### Composants en série/en parallèle

Les deux règles à retenir sont :

1. Deux composants sont connectés en série s'ils sont parcourus par le même courant.
2. Deux composants sont connectés en parallèle s'ils sont soumis à la même différence de potentiel.

---

1. Lorsque  $I$  est identique aux deux bornes, on peut les associer et parler de **port** ou **accès**. Le dipôle est par définition un accès.

### 2.1.3 Courant

Le **courant** est un déplacement d'ensemble de charges électriques dans un conducteur. Notons qu'un courant est généralement constitué d'électrons mais que ce-dernier peut également être constitué d'électrolytes ou de semi-conducteurs.

**Intensité = valeur du courant électrique**

L'**intensité** est le débit de charge électrique :

$$i(t) = \frac{dq(t)}{dt} \quad (2.1)$$

### Mesure du courant électrique

Il faut insérer un ampèremètre **en série** avec le fil dans lequel on désire mesurer le courant.

### Représentation du courant : sens conventionnel

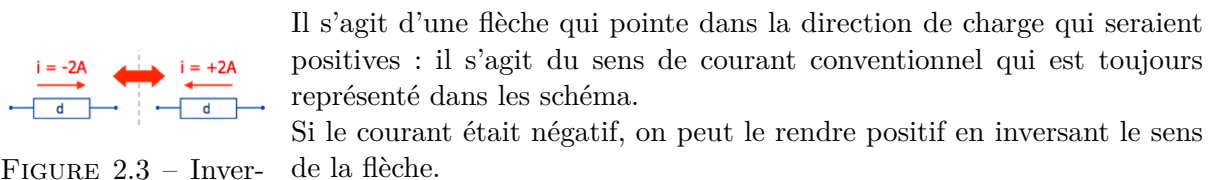


FIGURE 2.3 – Inversion du sens

### Circulation du courant en boucle fermée

"Un chemin de retour" doit toujours exister. Branche interrompue : courant nul.

### 2.1.4 Tension(s)

#### La tension : un terme ambigu

C'est un terme ambigu car il peut être trois chose distinctes : la force électromotrice, le potentiel d'un noeud ou la d.d.p.

#### DDP et potentiel

#### Différence de potentiel

C'est ce qui se mesure en pratique (à l'aide d'un multimètre, sur un dipôle), il s'agit de la différence de potentiel entre deux bornes.

#### Potentiel électrique (première approche)

C'est une notion purement théorique qui se résume à dire que le potentiel électrique en un point est l'énergie à dépenser pour amener une charge unitaire depuis un point où le potentiel est nul (à l'infini).



## Convention et signes

### Convention concernant le sens de la différence de potentiel

La ddp étant une soustraction, il faut définir le sens de celle ci. Lorsque la flèche va de  $B$  vers  $A$  (convention) :

$$V = V_A - V_B \quad (2.2)$$

Ceci découle de cette opération "soustraction", la pointe de la flèche pointera vers le potentiel le plus haut.

## Interprétation des notions de potentiel et de masse

### Potentiel et masse = notion théorique

Plus utile que le potentiel, on utilise la masse :

#### PROPRIÉTÉ

La masse est le noeud dont le potentiel, par convention, est nul :  $V_{masse} = 0V$

C'est un choix arbitraire, une convention qui servira de référence. Si on connaît toutes les ddp, il faut un "repère" sans quoi on ne pourra jamais connaître les potentiels des noeuds (qui est "défini à une constante près").

### Présence/absence de masse

On n'a pas besoin de masse pour résoudre un circuit sur papier.

#### PROPRIÉTÉ

Si l'on ne s'intéresse qu'aux ddps, il n'est pas nécessaire de définir une masse

### Potentiel représenté comme une ddp

#### PROPRIÉTÉ

La ddp entre un noeud  $A$  quelconque et la masse est numériquement égale au potentiel de ce noeud  $A$

## Tension différentielle

Souvent, en présence de masse, on calcule la ddp par rapport avec celle-ci. Si la masse n'est pas présente on parlera de **tension différentielle** pour bien différencier les deux.

### Terre = protection

Il ne faut pas confondre les deux, la terre est une notion pratique relative à la sécurité des personnes et des équipements.



### 2.1.5 Puissance instantanée, conventions et passivité

#### Dipôles actifs et passif - définition intuitive.

Passif : Ne peut qu'absorber l'énergie (résistance, condensateur, ...)

Actif : Injecte de l'énergie dans le circuit (source de tension, pile, ...)

FIGURE 2.4 – Symboles

### Puissance instantanée sur un dipôle

La puissance électrique est l'énergie fournie ou reçue par unité de temps par un dipôle

$$p(t) = v(t).i(t) \quad (2.3)$$

#### 2.1.6 Conventions récepteurs et générateur

Dans tout dipôle passif, les flèches courant et tension doivent être de sens opposés : **convention récepteur**.

Dans cette convention, la formule  $p(t)$  donne la puissance instantanée absorbée par ce dipôle.

Dans la source par contre, ces deux flèches doivent être dans le même sens. La formule de puissance donnera dans ce cas la puissance instantanée fournie grâce à la **convention générateur**. Le rôle de la source est de "relever" le potentiel.

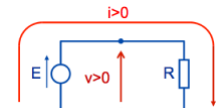


FIGURE 2.5 –  
Conv. générateur

#### 2.1.7 Critère de passivité

$$w(t) = \int_0^{\infty} p(t)dt \geq 0 \quad (2.4)$$

Un dipôle passif ne peut pas délivrer ce qu'il n'a pas reçu, cela ne peut donc pas être négatif. Si c'est le cas, le dispositif sera *actif*.

## 2.2 Comportement externe : loi et caractéristique d'un dipôle

### 2.2.1 Dipôle

#### Etat électrique d'un dipôle

Il s'agit du couple  $(I, V)$  de valeurs électriques mesurables sur un dipôle à l'instant  $t$ .

#### Comportement électrique du dipôle

Les valeurs que prennent  $I$  et  $V$ .

#### Loi du dipôle

C'est la formule exprimant mathématiquement le comportement.

Source de tension idéale :  $V = E$  : impose une ddp et ce peu importe le courant qui la traverse (ne modifie par le courant).

Source de courant idéale :  $I = J$  : impose un courant et ce peu importe la tension (ne modifie pas la tension).

#### Caractéristique

La **caractéristique** est la représentation graphique du *comportement électrique* du dipôle.<sup>2</sup>

### 2.2.2 Charges idéales : trois effets physiques

#### Inductance

La loi de base est que  $\phi \propto I$  impliquant :

$$\phi(t) = LI \quad (2.5)$$

Comme  $v(t) = \frac{d\phi}{dt}$  on peut dire que  $v(t) = L \frac{di}{dt}$  et  $e(t) = -\frac{d\phi}{dt}$  qui est une autre manière d'exprimer la loi de Lenz. On utilisera :

- loi de l'inductance : convention récepteur
- loi de Lenz : convention générateur

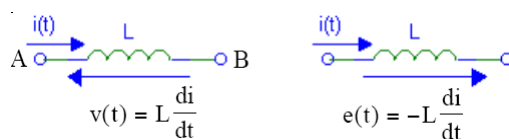


FIGURE 2.6 – Inductance/Lenz

La loi courant-tension décrite ci-dessus implique :

- si la ddp est **constante**, le courant croît **linéairement**
- si le courant est **constant**, la ddp est **nulle**.

#### Lois "court terme" et "long terme"

Dans une self, le courant ne peut pas varier instantanément sinon la ddp serait infinie. Il s'agit de la loi à court terme.

Cependant, après un temps infini la ddp doit forcément être nulle sans quoi  $I = -\infty$  ce qui est impossible. Il s'agit de la loi à long terme.

---

2. La caractéristique n'apporte aucune info supplémentaire par rapport à la loi.

## Interprétation physique

Lorsque l'on essaye de faire varier le courant dans une self, celle-ci développe une fem qui contre cette variation. La self oppose donc une certaine *inertie* à la variation du courant qui la traverse.

Histoire de ne pas l'oublier (et de mettre en avant cet "effet mémoire"), voici la loi courant tension de la self :

$$i(t) = i(0) + \frac{1}{L} \int_0^t v(t) dt \quad (2.6)$$

### 2.2.2 Capacité

La loi de base à retenir est que  $Q \propto V$ .

$$i(t) = C \frac{dv(t)}{dt} \quad (2.7)$$

où  $v$  est la ddp. On dira que

- la capa se **charge** quand la ddp (ou  $|Q|$ ) **augmente**
- la capa se **décharge** quand la ddp (ou  $|Q|$ ) **diminue**

## Interprétation physique

A cause de la dérivée dans cette expression on remarque, à l'inverse de  $R^3$ , que c'est la *variation de la ddp* qui implique l'existence d'un courant et inversement.

Une capacité n'a pas de caractéristique dans le plan  $(I, V)$  car le temps y intervient. Retenons que

1. si le courant est constant, la ddp croît linéairement
2. si la ddp est constante, le courant est nul.

## Lois "court terme" et "long terme"

On constate que la *ddp* ne varie pas instantanément sinon  $i(t) = \infty$  ce qui est impossible.

Après un temps infini, le courant doit forcément être nul sinon la ddp atteindrait une valeur négative infinie ce qui est également impossible.

## Autre interprétation physique

Pour faire varier la charge, il faut injecter ou retirer des charges à la capacité, ce qui prends un certain temps (pas instantané) : il faut qu'un courant circule : on dit que la capacité **s'oppose/présente une inertie** aux variations de tension

## Charge initiale

La loi de base exprimée en tension et en courant est

$$v(t) = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i(t) dt \quad (2.8)$$

Ou encore, plus pratiquement (ne pas oublier  $v(0)$  qui traduit un "effet de mémoire" :

$$v(t) = v(0) + \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt \quad (2.9)$$

---

3. Où courant implique tension

### 2.2.3 Court-circuit et circuit ouvert

#### Court-circuit

Il s'agit d'un dipôle imposant une ddp nulle, quelque soit la valeur du courant qui le traverse :  $V = 0$ .

On réalise un court circuit en mettant deux noeuds au même potentiel. **Attention !** Ddp nulle n'implique pas que le courant l'est également !

#### Circuit ouvert

Un **circuit ouvert** est par définition un dipôle traversé par un courant nul, quelque soit la ddp à ses bornes :  $I = 0$ .

**Attention !** Encore une fois, la ddp aux bornes d'un circuit ouvert est à priori **non** nulle !

## 2.3 Circuits équivalents et théorèmes de Thévenin/Norton

### 2.3.1 Théorèmes de Thévenin/Norton

#### Équivalence de deux circuits

PROPRIÉTÉ

Deux circuits sont équivalents (au sens de Thévenin) s'ils ont la même caractéristique

Comme la caractéristique traduit le comportement aux bornes du circuit, cela revient à dire que :

PROPRIÉTÉ

Deux circuits sont équivalents s'ils possèdent le même comportement électrique (vu du circuit extérieur)

En régime sinusoïdal, deux dipôles seront équivalents s'ils ont la même impédance.

#### Théorème et équivalent de Thévenin

Le **théorème de Thévenin** s'énonce :

PROPRIÉTÉ

Tout circuit linéaire et permanent est équivalent à une source de tension unique  $V_{th}$  en série avec une impédance  $Z_{th}$ .

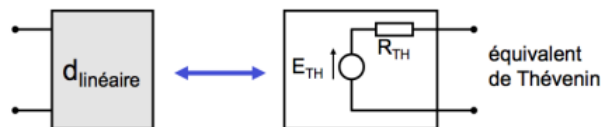


FIGURE 2.7 – Illustration du théorème de Thévenin

Notons que  $V_{th}$  est la tension à vide (ou fem à vide) entre les bornes du réseau (ici  $d$  lorsque celui-ci est déconnecté de tout autre réseau).  $Z_{th}$  est l'impédance, vue des bornes du réseau.

#### Théorème et équivalent de Norton

Le **théorème de Norton** est une variante du th. de Thévenin, utilisant cette fois une source de courant :

PROPRIÉTÉ

Tout réseau linéaire et permanent est équivalent à une source de *courant* unique  $I_N$  en *parallèle* avec une impédance  $Z_N$ .

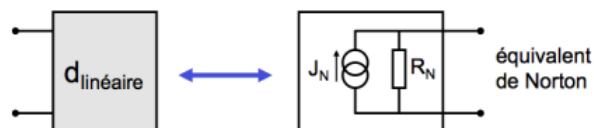


FIGURE 2.8 – Illustration du théorème de Norton

Une multitude d'exemples d'applications sont disponibles dans les slides (24-31)  
Les démonstrations de ces théorèmes sont à connaître (slide 31 et page 127-128).

### 2.3.2 Impédance d'entrée, impédance de sortie

#### Équivalent de Thévenin d'un dipôle charge : résistance d'entrée

Supposons qu'un appareil (une charge) doivent recevoir une tension à ses bornes. S'il est linéaire, il lui correspond un équivalent de Thévenin possédant le même comportement électrique.

Pour se faire, on définit la **résistance d'entrée**  $R_{in}$  d'un dipôle charge linéaire comme la valeur de la résistance équivalente (au sens de Thévenin) à ce dipôle. Autrement dit :

- La valeur de la résistance de l'équivalent de Thévenin du dipôle
- L'inverse de la pente de la caractéristique de ce dipôle
- La résistance par laquelle on peut remplacer ce dipôle sans modifier le fonctionnement du circuit extérieur

##### PROPRIÉTÉ

La résistance d'entrée est avant tout un *nombre* caractérisant le comportement externe du dipôle ( $[\Omega]$ )

Ce n'est donc **PAS** (sauf exception rare) la résistance qui se trouve à l'entrée du circuit !

#### Interprétation

Si un dipôle possède une résistance d'entrée de  $500\Omega$  cela signifie simplement que si on lui applique une tension de  $10V$  il consommera comme courant  $20mA$ .

Cette notion permet de remplacer, du point de vue du circuit extérieur, un montage complexe par une résistance fictive unique.

#### Équivalent de Thévenin d'un dipôle source : résistance de sortie et fem à vide

Pour autant que le circuit soit linéaire, il peut être modélisé par un circuit équivalent de Thévenin. Définissons :

**Résistance de sortie** ; Valeur de la résistance de l'équivalent de Thévenin de ce dipôle.

**Fem à vide** ; Valeur de la source de tension idéale de l'équivalent de Thévenin de ce dipôle.

#### Interprétation

La *fem à vide* est la valeur de la tension visible à la sortie du dipôle lorsque celui-ci ne délivre aucun courant. La tension à la sortie du dipôle valant (dans ce cas  $I = 0A$ ) :

$$V = e_{out} - R_{out}I \quad (2.10)$$

Cette équation permet également de comprendre la *résistance de sortie*. Lorsqu'un courant passe, la résistance de sortie introduit une certaine chute de tension. La tension de sortie est donc plus basse que la fem à vide.

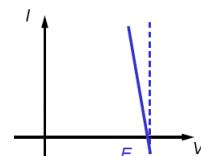


FIGURE 2.9 – Influence de la résistance de sortie

##### PROPRIÉTÉ

La résistance de sortie traduit la difficulté du dipôle à maintenir sa tension de sortie constante lorsque le courant délivré augmente.

#### Équivalent de Thévenin/Norton d'un quadripôle

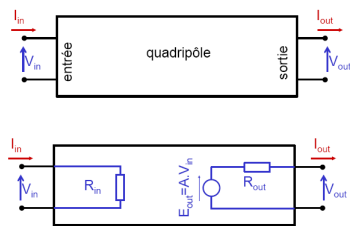


FIGURE 2.10 – Equivalent de Thévenin d'un quadripôle

Il suffit de modéliser l'entrée et la sortie par un équivalent de Thévenin comme précédemment. L'appareil sera caractérisé lors de la connaissance de trois paramètres :

1. Sa résistance d'entrée  $R_{in}$
2. Sa résistance de sortie  $R_{out}$
3. Sa fem à vide ( $e_{out}$ )

Il existe bien entendu cette fois une tension d'entrée, de sortie et même chose pour le courant.

### 2.3.4 Adaptation d'impédance

#### Connecter deux appareils : pas si simple !

Soit le cas où on souhaite connecter un appareil en "amont" (source délivrant un signal) à un appareil en "aval" (charge recevant ce signal)<sup>4</sup>. Un principe de base est à retenir :

##### PROPRIÉTÉ

On **ne** peut **pas** interconnecter des composants et des montages sans effectuer certaines *vérification*.

Il faut :

1. Vérifier que l'appareil en aval supporte les niveaux de tensions délivrés par l'appareil en amont (risque de dommages)
2. Vérifier l'**adaptation d'impédance**, c'est-à-dire que les résistances d'entrée et de sortie sont "compatibles".<sup>5</sup> Ces critères diffèrent suivant que l'on veut transmettre une tension, un courant ou une puissance.

#### Adaptation d'impédance en tension

Si l'on connecte deux appareils (modélisés par leur équivalent de Thévenin), on modifie la tension présente à l'entrée de l'appareil en aval (gauche) qui ne vaut plus  $e$  : formule du diviseur résistif :

$$\begin{cases} I = \frac{E}{R_{in} + R_{out}} \\ V = R_{in} I \end{cases} \quad (2.11)$$

et donc :

$$V = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_{out}} e \quad (2.12)$$

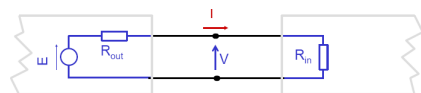


FIGURE 2.11 – Adaptation d'impédance en tension

Le signal de l'appareil en amont est affaibli. Pour éviter toute dégradation, ce "rapport de résistance" doit être proche de l'unité. Le **critère d'adaptation d'impédance en tension** est donc :

##### PROPRIÉTÉ

Lorsqu'on désire transmettre un signal de tension, l'impédance de sortie doit être faible devant l'impédance d'entrée.

4. Chacun de ces appareils sont typiquement des quadripôles.  
5. On pourrait sinon "bloquer" une grande partie du signal.



## Adaptation d'impédance en courant

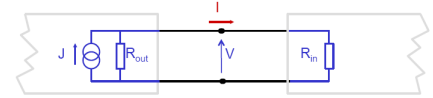
Reprenons le cas de figure précédent si ce n'est que l'appareil en amont se comporte comme une **source de courant**. La sortie de l'appareil en amont est décrite par un équivalent de *Norton*. Calculons le courant reçu par l'appareil en aval :

$$\begin{cases} V = R_{in} I \\ V = R_{out}(J - I) \end{cases} \quad (2.13)$$

Le courant dans l'appareil en avant vaut dès lors :

Le signal de l'app

$$I = \frac{R_{out}}{R_{in} + R_{out}} J \quad (2.14)$$



Cette fois, on trouvera une atténuation aussi faible que possible en suivant le **critère d'adaptation d'impédance en courant** :

FIGURE 2.12 – Adaptation d'impédance en courant

### PROPRIÉTÉ

Lorsqu'on désire transmettre un signal de courant, l'impédance d'entrée doit être faible devant l'impédance de sortie.

## Adaptation d'impédance en puissance

Prenons le cas général où l'impédance d'entrée  $Z_L$  est raccordée à une source de fem vide  $E_S$  et d'impédance interne  $Z_S$ .

Le but est d'optimiser  $Z_L$  ( $Z_S$  étant supposé fixe) de façon à maximiser la puissance moyenne qu'elle absorbe, en régime sinusoïdal permanent.

La démonstration page 144 - 145 du syllabus nous donne le critère tant recherché...

### PROPRIÉTÉ

Pour maximiser la puissance transmise de la source à la charge, l'impédance de charge doit être le complexe conjugué de l'impédance de source.

$$Z_L = Z_S^* \quad (2.15)$$

### 2.3.5 Cas particulier des appareils de mesure

#### Connexion d'un appareil de mesure

Connecter un *voltmètre* ou un *ampèremètre* dans un circuit, cela revient à le modifier ! Analysons ceci grâce aux sections précédentes.

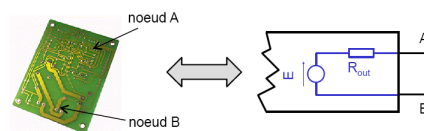


FIGURE 2.13 – Application de l'équivalent de Thévenin

*Remarque* : Les nœuds choisis pour mesurer une tension (par ex.) ne sont pas forcément des bornes d'entrée/sortie du montage. C'est là encore que l'équivalent de Thévenin va s'appliquer.

#### Nœuds à haute et basse impédance

#### Impédance d'un nœud

Si l'un des deux nœuds est la masse, le montage est dit *référéncé à la masse* (B).

L'**impédance du nœud A** est la résistance de sortie de l'équivalent de Thévenin du montage.

On parle de nœud à *haute* ou *basse* impédance suivant la valeur de cette résistance de sortie (typiquement autour de  $100k\Omega$ ).

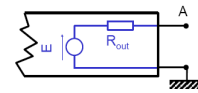


FIGURE 2.14 – Impédance de nœuds

### Connexion d'un voltmètre

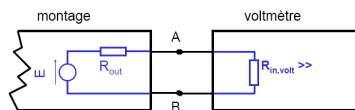


FIGURE 2.15 – Cas du voltmètre

On saura que l'on ne perturbe pas le montage en branchant un voltmètre suivant le critère d'adaptation d'impédance en tension. Le voltmètre doit avoir *une impédance d'entrée beaucoup plus élevée que l'impédance existant entre les nœuds utilisés pour faire la mesure*.

### Connexion d'un ampèremètre

Un ampèremètre se connecte en *série* pour mesurer un courant, il faut donc obligatoirement interrompre un fil de ce circuit. Il faudra cette fois utiliser un équivalent de Norton. Des résultats précédents, on peut conclure que *l'impédance d'entrée de l'ampèremètre doit être beaucoup plus faible que l'impédance existant entre les nœuds entre lesquels on insère l'ampèremètre*<sup>6</sup>.

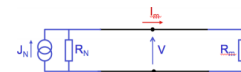


FIGURE 2.16 – Cas de l'ampèremètre

Les composants réactifs ne consomment ou ne génèrent pas de puissance, mais peuvent en stocker momentanément et la restituer ensuite : implique que le *temps* doit être pris en compte.

6. Le but est bien d'essayer d'avoir la résistance la plus faible pour se comporter "comme un fil". Cf. *Physique générale - Labo 1*

## 2.4 Composants réactifs et outils associés

### 2.4.1 Analyse temporelle du circuit RC

#### Résolution analytique complète

Voir syllabus page 201-204.

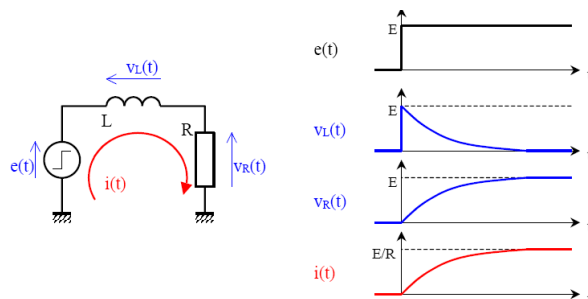


FIGURE 2.17 – Résolution circuit RC

#### Résolution rapide

##### Avant l'échelon (condition initiale)

1. Le courant est nul vu la loi à long terme
2. La ddp est constante et supposée nulle (1)
3. La ddp sur la résistance est nulle (2)

$$\begin{cases} i(t_0^-) = 0 \\ v_C(t_0^-) = 0 \\ v_R(t_0^-) = 0 \end{cases} \quad (2.16)$$

##### En $t_0$ (court terme)

Que ce passe-t-il lorsque l'on applique l'échelon de tension  $E$  ?

1. La ddp de la capa reste nulle (ne peut varier instantanément)
2. En conséquence de (1), toute la tension se reporte sur  $v_R$
3. Le courant est donné par Ohm

$$\begin{cases} v_C(t_0^+) = v_C(t_0^-) = 0 \\ v_R(t_0^+) = E \\ i(t_0^+) = E/R \end{cases} \quad (2.17)$$

##### En $t = \infty$ (long terme)

1. Le courant est nul dans la capacité (loi long terme)
2. En conséquence de (1) la ddp sur la résistance est nulle
3. Toute la tension est reportée sur la capa :  $v_C = E$ .

#### Résolution rapide (2e exemple) : échelon des tension inverse

En partant de la situation finale du cas précédent, voyons ce qui se passe en appliquant une tension négative d'amplitude  $E$ . On suppose que l'instant  $t = 0$  représente le moment de retour à 0 de la tension  $e(t)$ .

### Avant l'échelon (conditions initiales)

1. Le courant et la ddp sur la résistance sont nuls
2. La ddp sur la capa vaut  $E$  (capa chargée)

### En $t_0$ (court terme)

Juste après l'échelon négatif  $-E$

1. La source de tension prend la valeur nulle !  $e(t_0^+) = 0$
2. La ddp de la capa ne peut pas varier directement : elle vaut encore  $+E$
3. En conséquence, la tension de la résistance vaut  $-E$
4. Le courant vaut donc  $-E/R$

### En $t = \infty$ (long terme)

1. Le courant est nul dans la capacité (loi long terme)
2. La tension est nulle dans la résistance à cause de (1)
3. comme  $v_R$  et  $e(t)$  sont nulles,  $v_C$  l'est aussi (capacité complètement déchargée)

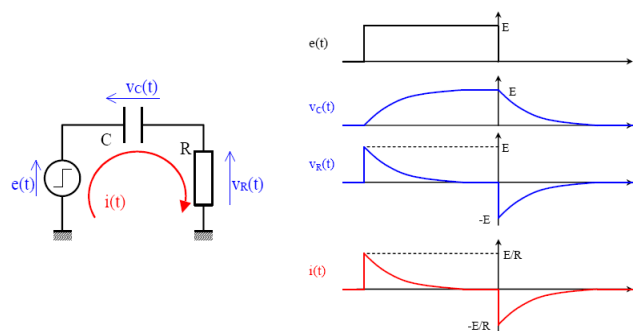


FIGURE 2.18 – Résolution circuit RLC en tension inverse

### Constante de temps et fréquence de coupure (circuit du 1er ordre)

La durée de la charge et décharge de la capacité dépend de la constante de charge :  $\tau = RC$ .

Temps écoulé depuis l'échelon	Pourcentage de la (dé)charge réalisé
$\tau$	63
$3\tau$	95
$5\tau$	99

On dira également que

- $v_C(t)$  est un filtre passe-bas de  $e(t)$
- $v_R(t)$  est un filtre passe-haut de  $e(t)$

La limite entre les fréquences hautes et basses est donnée par la fréquence de coupure définie par

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\tau} \quad (2.18)$$

## 2.4.2 Analyse temporelle du circuit RL

### Résolution analytique complète

Si l'on attend suffisamment longtemps, par la loi *long terme*  $V = 0$  sur la self et  $I = cste$  (pas forcément nul).

On peut résoudre ce circuit analytiquement (syllabus page 212, slide 54- 57)

### Résolution rapide

Même raisonnement que pour le circuit RC (page 212 pour le RL)

### Constante de temps et fréquence de coupure

Les résultats ci-dessus nous apprennent que

- La tension  $v_L(t)$  ne comporte que les hautes fréquences du signal  $e(t)$  : filtre passe-haut
- La tension  $v_R(t)$  ne comporte que les basses fréquences

## 2.4.3 Analyse temporelle du circuit RL (source sinusoïdale)

Au lieu d'avoir  $e(t) = cste$ , on a  $e(t) = V_m \cos(\omega t + \alpha)$

$$Ri + L \frac{di}{dt} = e(t) \quad (2.19)$$

Il suffit après de résoudre l'équation différentielle comme au cours d'Analyse I.

## 2.4.4 Circuit RLC avec précharge

La capacité a été préalablement chargée avec une tension  $v_0$  et à l'instant  $t = 0$  on ferme l'interrupteur. L'équation du circuit est donc :

$$v_0 - \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i(t) dt = L \frac{di}{dt} + Ri(t) \quad (2.20)$$

## 2.4.5 Fonctions de transfert

### Plan de Bode

La fonction de transfert  $H(j\omega)$  est le rapport des phaseurs d'entrée et de sortie. C'est l'"opération" réalisée par le circuit. Elle se présente généralement :

$$H(j\omega) = A(\omega)e^{j\phi(\omega)} \quad (2.21)$$

où  $A(\omega)$  est l'amplitude et  $\phi(\omega)$  la phase<sup>7</sup>.

Les fonctions de transferts sont représentées dans le *plan de Bode* :

**Gain** : Graphique bilogarithmique ( $\log[A(\omega)] = f(\log(\omega))$ )

**Phase** : Graphique semi-logarithmique ( $\phi(\omega) = f(\log(\omega))$ )

---

7. Attention,  $H(j\omega)$  n'est **pas** un phaseur !

## Décibels

C'est une unité adimensionnelle pour exprimer un rapport, comme par exemple le rapport de tension ou de courant :

$$X[dB] = 20 \log(X) \quad (2.22)$$

Plus utile encore, le rapport de puissances :

$$X(dB) = 10 \log(X) \quad (2.23)$$

Son intérêt se trouve dans le fait que les équipement électroniques sont composés de modules successifs, il suffira dès lors d'additionner des décibels de chaque module.

Deuxième partie

**Aspects technologiques**

## Chapitre 3

# Welcome to the real world !

### 3.1 Signaux analogiques

#### 3.1.1 Perturbations et imperfections

Un signal analogique n'est pas si idéal que ça, plusieurs formes de perturbations peuvent se manifester comme le bruit, c'est à dire une variation aléatoire du signal autour de sa moyenne mais encore de l'offset, des pics, oscillation, ...

L'origine de ces perturbations vient de l'imperfection des composants. On en distingue trois types :

1. Sources de bruit
2. Dipôles parasites
3. Couplages parasites

Ainsi un bout de fil générera un bruit thermique, typique aux métaux.

#### 3.1.2 Rapport signal/bruit

Afin de caractériser ce bruit, on a défini le *signal-to-noise ration* :

$$SNR = 20 \log \left( \frac{V_{eff}(\text{signal utile} + \text{perturbation})}{V_{eff}(\text{perturbations})} \right) \quad (3.1)$$

Celui-ci est exprimé en **dB** et doit être le plus élevé possible pour que les perturbations soient les plus négligeables possibles.

#### 3.1.3 Bruit

Le bruit possède deux propriétés : la variation aléatoire du signal et l'origine interne du composant (processus physique fondamental). La conséquence du bruit est le "*plancher*" *fondamental*. Celui-ci dénote le fait que le bruit ne peut être totalement éliminé et fixe une limite stricte à la précision de l'information.

#### 3.1.4 Dipôles parasites

*Des dipôles parasites sont des phénomènes physiques non désirés mais inévitables*, des effets secondaires qui sont modélisables sous la forme d'un dipôle électrique (comme une résistance accompagnant une self).

Les conséquences de ces dipôles parasites se font ressentir dans une limitation de vitesse de



réponse (variation d'énergie dans les composants réactifs), des oscillations parasites (résonance du circuit LC ou encore des chutes de tension (résistives ou inductives)).

### 3.1.5 Couplages

Par définition "*Coupage = parasites*". C'est la pollution d'un signal utile par un signal extérieur. A la différence du bruit, son caractère n'est pas forcément aléatoire et son origine est externe au composant.

Il existe plusieurs types de couplages :

**Galvanique** ; par un conducteur commun

**Inductif** ; par un champ magnétique (f.e.m. induite (Lenz))

**Capacitif** ; par un champ électrique

**Radiatif** ; par une onde EM

### 3.1.6 Conclusion

Du à la complexité du monde réel, il faudra parfois approfondir le modèle pour tenir compte d'effets du deuxième ordre et faire de la *compatibilité électromagnétique*<sup>1</sup> (CEM).

## 3.2 Résistances

### 3.2.1 Résistances ordinaires

#### Propriété d'une résistance réelle

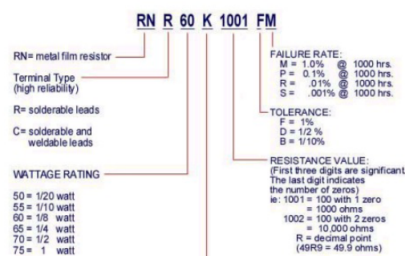


FIGURE 3.1 – Data-sheet d'une résistance

Il existe deux grands procédés de fabrication : les résistances à fil bobiné et les résistances au carbone.

Il est important de savoir que la résistance n'a pas pour seule propriété sa valeur ohmique, dictée par la loi d'Ohm  $V = RI$ . On retiendra ses limites d'utilisations :

- Limite de puissance
- Limite de tension
- Limite de température

Au delà de ces limites, il faut également noter des écarts par rapport à la loi idéale, notamment la **tolérance** (précision sur  $R$ ) et le coefficient de température ( $R = f(T)$ ).

#### Valeurs disponibles

Afin de s'y retrouver, elles sont organisées en séries mais l'important est que l'on peut obtenir n'importe quelle valeur par mise en série et en parallèle. Le marquage de la résistance permet d'obtenir d'avantage d'informations sur celle-ci.

#### Utilisation d'une résistance

Avec une unique résistance, on retrouve les propriétés vues en électricité : conversion courant-tension, limitation du courant, ... On peut également "découpler" des nœuds (permet que deux nœuds reliés soient à des potentiels différents) mais aussi de fixer le potentiel par défaut d'un nœud avec des résistances de pull-up et de pull-down.

1. Problèmes de câblages, blindages, ...

### 3.2.2 Résistances de puissance

Le but d'une résistance de puissance est de dissiper une certaine puissance en pertes joules.

### 3.2.3 Ajustables et potentiomètres

Il s'agit de résistances variables, fonction de la position. Elles se composent de trois bornes et suivent une loi de variation. Leur ajustement peut par exemple se faire par tournevis.

Le *potentiomètre* (ou *potar*) est un type de résistance variable à trois bornes, dont une est reliée à un curseur se déplaçant sur une piste résistante terminée par les deux autres bornes. Ce système permet de recueillir, entre la borne reliée au curseur et une des deux autres bornes, une tension qui dépend de la position du curseur et de la tension à laquelle est soumise la résistance<sup>2</sup>.

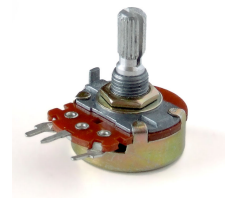


FIGURE 3.2 – Potentiomètre

### 3.2.4 Autres types de résistance

#### Thermistance

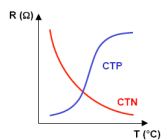


FIGURE 3.3 – Thermistance

La *thermistance*, une résistance qui dépend de la température, faite en matériau semiconducteur. Son comportement est fortement non linéaire. Il en existe deux types :

1. CTN - capteur de température de faible précision
2. CTP - pour la protection

#### Photorésistance

Celle-ci se base sur le principe *LDR* - *light dependent resistor*. La résistance est fonction de l'éclairement ; elle est munie d'un capteur.

## 3.3 Condensateurs

### 3.3.1 Deux types de condensateurs

La fonction  $Q = CV$  définit la notion de *capacité* qui n'est pas à confondre avec le composant réel : le *condensateur*. Il en existe plus de vingt types différents, mais seulement deux familles :

1. Polarisés
2. Non polarisés

### 3.3.2 Condensateurs non polarisés

Ceux-ci n'ont pas de "sens" électrique préférable et sont généralement de "faible" valeur (du  $pF$  au  $\mu F$ ). Les "classiques" sont les condensateurs céramiques et ceux à films plastiques.

On les définit par leur capacité  $C$ , leur tension de service (50 à 400 V) et leur précision (maximum 10%).



FIGURE 3.4 – Condensateur céramique

---

2. Source : Wikipédia

### 3.3.3 Condensateurs polarisés



FIGURE 3.5 – Condensateurs polarisés

Ceux si possèdent un sens électrique (**risque d'explosion** si monté à l'envers !). Ils supportent une tension DC<sup>3</sup> ainsi qu'une faible composante AC<sup>4</sup>. Son "sens" d'utilisation se discerne par une "bague".

Son principal avantage est de pouvoir stocker une énergie plus importante (coefficient de capacité de  $1\mu F$  à quelques  $mF$ ) mais au prix d'une précision médiocre (au mieux 20%) et d'un encombrement non négligeable. Ceux-ci sont généralement de type électrochimique ( $Al$ ) ou au tantale.

### 3.3.4 Utilisations des condensateurs

Rappelons que l'impédance d'un condensateur varie en fonction de la fréquence ("infinie" en continu et faible à HF). Il permet de "*séparer*" le continu de l'alternatif. Plusieurs utilisations sont possible :

**Condensateur de liaison** ; entre deux étages d'un montage, laisse passer l'alternatif (signal) mais bloque le continu( polarisation)

**Condensateur de découplage** ; "court-circuite" un élément de polarisation en HF

**Filtrage, réserve énergie, conversion charge-courant, ...**

Dans les circuits digitaux, on utilise des inductances pour de longues pistes en HF. Ces selfs causent des chutes de tension inductive (pics<sup>5</sup>) qui peuvent être absorbées par des condensateurs.

On utilisera les condensateurs non-polarisés comme "réserve locale" près des circuits (bon comportement en HF mais peu d'énergie) et préférera les polarisés (mauvais comportement HF mais beaucoup d'énergie) à l'entrée de montage pour compenser des variations lentes, mais importantes<sup>6</sup>.

### 3.3.5 Autres types de condensateurs

Il existe également des condensateurs variables mais également des "supercapacités" de l'ordre du farad !

## 3.4 Autres composants

### 3.4.1 Relais

*Un **relais** électromagnétique est un organe électrique permettant de dissocier la partie puissance de la partie commande : Il permet l'ouverture/fermeture d'un circuit électrique par un second circuit complètement isolé (isolation galvanique) et pouvant avoir des propriétés différentes.*<sup>7</sup>

---

3. Continue

4. Alternative

5. A cause des commutations

6. A CLARIFIER

7. Source : Wikipédia

Le principe est donc celui d'un interrupteur commandable électroniquement, basé sur un électroaimant (l'interrupteur mécanique étant trop lent).

Son utilisation d'interface entre niveaux de puissances différents permet de commander une grosse puissance au moyen d'une petite (TWSS).

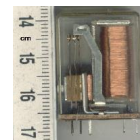


FIGURE 3.6  
– Relais

### 3.5 Circuits imprimés

Un circuit imprimé (PCB - *Printed circuit board*) est un support permettant de relier électriquement un ensemble de composants électroniques. Il ne faut **pas** le confondre avec un circuit intégré.

Ces plaques, recouvertes de substrats isolants sont munies de couches conductrices par gravure chimiques.

### 3.6 Types de composants

#### Composants classiques >< SMD

Les composants **classiques** traversent le substrat et la soudure se fait du côté opposé au composant. Les composants à **montage de surface** utilisent le SMD (*Surface mount device*), un collage et soudure du même côté du PCB. Cela permet des composants très miniaturisés mais bonne chance pour les réparations.

#### Composants discrets >< intégrés

Les composants **discrets** ne réalisent qu'une fonction élémentaire unique (R, L, C, diode, transistor, ...) alors que les composants **intégrés** comportent généralement une "puce" composée de beaucoup de transistors et ayant des fonctions plus ou moins complexes (AOP, microprocesseur, ...).

Troisième partie

Électronique analogique

## Chapitre 4

# L'amplificateur opérationnel

### 4.0 Pourquoi amplifier

L'amplification est omniprésente en électronique analogique. On la réalise avec l'*amplificateur opérationnel* (composant) bien que le *transistor* soit également fondamentalement un amplificateur. Trois des  $6 * 10^{34}$  raisons d'amplifier sont par exemple :

1. Signaux très faibles
2. Réglage de niveau
3. Amplification en amont d'un convertisseur analogique/numérique (CAN)

Dans une table de mixage analogique, le signal initial étant relativement faible (venant par exemple d'un micro), les *pré-amplis* servent à augmenter son niveau vis-à-vis des parasites. Ensuite, dans chaque voie, des *amplis* servent à régler le niveau des signaux (pour le mixage).

### 4.1 Ampli-op : propriétés de base

#### 4.1.1 Qu'est ce qu'un ampli-op ?

Un ampli-op se présente le plus classiquement sous forme d'un circuit intégré à huit "pattes". Il s'agit d'un composant à **deux** bornes d'entrée et **une** borne de sortie. Conventionnellement, en électronique analogique, le triangle est son symbole.



FIGURE 4.1  
– AOP

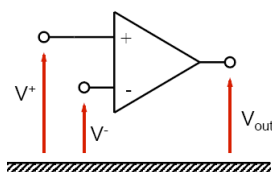


FIGURE 4.2 – Représentation schématique d'un AOP

Les deux bornes sont respectivement notée "+" et "-" et correspondent respectivement à l'*entrée inverseuse* et à l'*entrée non-inverseuse*.

#### Tension d'entrée et de sortie

Chacune des *entrées* reçoit un signal de tension mesurée par rapport à la masse :  $V^+$  et  $V^-$ . Même topo pour la tension de sortie  $V_{out}$ .

La fonction d'un AOP est d'amplifier la **différence**  $V_d$  des tensions présentes à ses bornes. Il s'agit de la *tension d'entrée différentielle*.<sup>1</sup>

### Loi fondamentale et gain

Cette fonction d'amplification se traduit mathématiquement par la loi :

$$V_{out} = A.V_d \quad (4.1)$$

où  $A$  est le gain de l'AOP, c'est à dire le facteur<sup>2</sup> d'amplification de son entrée différentielle et sa sortie.

Quelques remarque importantes sont à considérer :

- Le gain  $A$  est toujours très élevé : 30,000 à 100,000  $\rightarrow$  il sera considéré infini.
- Un tel gain n'a de sens que si le signal d'entrée est très faible : c'est le cas pour  $V_d$  ( $\ll 1 \text{ mV}$ ).
- $V_d$  et  $V_{out}$  sont de signes quelconques.

Le schéma ci-dessous récapitule les concepts précédents et les deux relations à retenir :

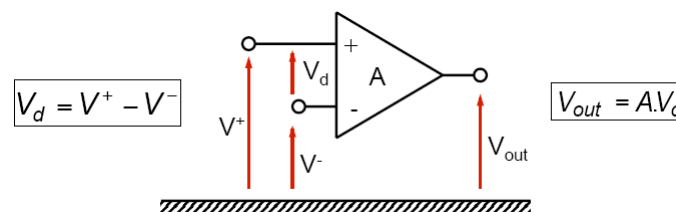


FIGURE 4.3 – Schéma de synthèse

### Tensions et bornes d'alimentation

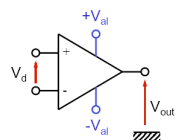


FIGURE 4.4 – Alimentation

Afin d'amplifier le signal, l'AOP doit être lui même alimenté en énergie : il possède en plus de ses bornes d'entrée et de sortie des bornes d'alimentations  $+V_{al}$  et  $-V_{al}$ .

Ces tensions à fournir sont le plus souvent symétriques et valent typiquement  $+12\text{V}/-12\text{V}$  ou  $+15\text{V}/-15\text{V}$ . L'AOP est donc un composé *actif*.

Un *quadripôle actif* est défini par le fait qu'un signal de puissance élevée (sortie) est contrôlé par un signal de puissance plus faible (entrée), ce qui est typiquement le cas de notre AOP.

#### PROPRIÉTÉ

La tension de sortie ne peut pas sortir de la gamme fixée par ces tensions d'alimentations.

$$-V_{al} \leq V_{out} \leq V_{al} \quad (4.2)$$

1. On retrouve la notion de tension différentielle vue au cours *Électricité : ELEC-H-200* signifiant ici qu'aucune des deux bornes n'est la masse.

2. Sans dimension.

### 4.1.2 Impédances d'entrée et de sortie

#### Équivalent de Thévenin

Pour modéliser l'équivalent de Thévenin, il faut tenir compte de deux particularités de l'AOP :

1. L'impédance d'entrée  $Z_{in}$  est différentielle
2. Au contraire, la source  $E_{out}$  est référencée à la masse.

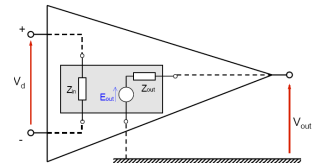


FIGURE 4.5 – E. Thévenin

#### Valeur des impédances

L'impédance d'entrée (différentielle) d'un AOP est **très élevée** ( $> 10 M\Omega$ ).

Cela a pour conséquence que le courant signalant entre la borne "+" et "-" est très faible. On considérera cette impédance comme infinie.

L'impédance de sortie est **très faible** ( $\approx 1 \Omega$ ). On fera souvent l'approximation que celle-ci est nulle. En résumé : 1. Impédance d'entrée (très) élevée et 2. Impédance de sortie (très) faible.

Un AOP convient donc, à priori, pour une *adaptation d'impédance en tension*. Pour rappel :

#### PROPRIÉTÉ

Lorsqu'on désire transmettre un signal de tension, l'impédance de sortie doit être faible devant l'impédance d'entrée.

#### Source commandée

Il reste à définir la source commandée  $E_{out}$  de l'équivalent de Thévenin.

Pour rappel :

#### PROPRIÉTÉ

La source commandée fait le "lien" entre l'entrée et la sortie de l'équivalent de Thévenin et modélise ainsi la "fonction" de l'AOP.

Soit la loi fondamentale  $V_{out} = A.V_d$ . En négligeant  $Z_{out}$  (supposée nulle), on peut assimiler  $V_{out}$  à  $E_{out}$ . On a donc :

$$E_{out} = A.V_{in} = A.V_d \quad (4.3)$$

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

#### Caractéristiques de transfert

Un AOP possède plusieurs caractéristiques, mais nous nous intéressons ici à la *caractéristique de transfert* c'est à dire le rapport entre la tension d'entrée  $V_d$  et la tension de sortie  $V_{out}$ . Cette relation est déjà connue comme la loi fondamentale de l'AOP, loi qui se traduit par une droite de pente  $A$ .

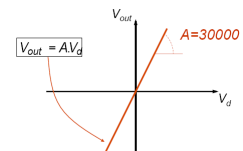


FIGURE 4.6 – Caractéristique AOP supplémentaire, à

#### Caractéristique : zone linéaire

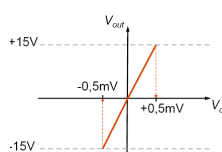


FIGURE 4.7 – Zone linéaire

Il ne faut pas oublier de tenir compte d'un phénomène supplémentaire, à savoir :

$$-V_{al} \leq V_{out} \leq +V_{al} \quad (4.4)$$

Ces limites se traduisent pas des horizontales dans le plan de la caractéristique. Seule la zone entre ces horizontales est accessible : il s'agit de la **zone**



linéaire.

Les limites de cette zone sont simples à calculer, il s'agit des points de sortie pour lesquels  $V_d = +V_{al}/A$  et  $-V_{al}/A$ . La grande valeur de  $A$  a pour conséquence que la zone linéaire est très étroite sur l'axe horizontal.

### Caractéristique : saturation

Si la tension d'entrée est au-dessus de  $+V_{al}/A$ , la tension de sortie est limitée à la valeur  $+V_{al}$  : l'AOP ne peut aller plus haut que sa propre tension d'alimentation positive (et pareil pour la tension négative). Dans ces deux cas, lorsque l'on sort de la zone linéaire on dit que l'AOP **sature**. **Attention !** Dans les zones de saturations, la loi fondamentale n'est plus vérifiée : il n'y a plus d'amplification.

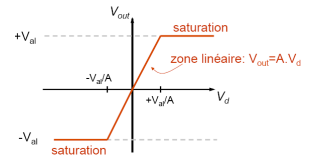


FIGURE 4.8 – Saturation

### Principe du zéro virtuel

Il s'agit d'une propriété générale de tous les AOP, propriété directement liée à la caractéristique de ce dernier. Cette propriété fondamentale permet de faire gagner beaucoup de temps et s'énonce :

#### PROPRIÉTÉ

PRINCIPE DU ZÉRO VIRTUEL : Tant qu'un amplificateur opérationnel **ne sature pas**, sa tension différentielle d'entrée est virtuellement nulle.

Il est important de ne considérer cette théorie seulement si l'AOP est en zone linéaire (**erreur classique !**). Une tension différentielle virtuellement nulle signifie que  $V_d$  est tellement faible que l'on peut la négliger devant les autres tensions (souvent,  $V_d \ll 1 \text{ mV}$ ). Négliger  $V_d$  signifie l'approximation :

$$V_d = 0 \text{ V} \quad (4.5)$$

C'est cette approximation que l'on appelle *zéro virtuel*.<sup>3</sup>

### Principe du zéro virtuel : remarques

Quelques remarques sont à prendre en compte :

1. Compte tenu de la définition de  $V_d$ , le zéro virtuel revient encore à faire l'approximation :

$$V^+ = V^- \quad (4.6)$$

2. La grande valeur de  $A$  justifie ce principe. En effet, dans la zone linéaire  $V_d$  est négligeable ce qui est évident au moment de tracer la caractéristique de transfert.
3. Le principe ne garantit **pas** que l'AOP est dans la zone linéaire.
4. Si l'on suit le principe, la tension d'entrée est nulle, or c'est elle que l'on veut amplifier... Problem ? No ! Le zéro virtuel fait **simultanément** deux approximations :
  - (a)  $V_d = 0 \text{ V}$
  - (b)  $A = \infty$

La loi fondamentale devient une "forme indéterminée" et la valeur n'est pas forcément nulle ; pas de contradictions.

5. Si l'on fait une des deux approximation du point précédent sans faire l'autre, on est foutu.

---

3. Zéro car  $V_d$  est nulle, virtuel pour rappeler l'approximation.

## 4.2 Deux montages amplificateurs

### 4.2.1 Ampli non-inverseur

Un montage amplificateur inverseur est un ampli-op auquel on a ajouté deux résistances  $R_1$  et  $R_2$  dans le but de "contrôler" le gain.

#### Montage >< composant

Il est fondamental de faire la différence entre "deux" niveau du schéma : l'AOP qui est le composant et le montage construit sur base de cet AOP. C'est l'ensemble complet que l'on appelle *amplificateur non-inverseur*. Son signal d'entrée est  $V_{in}$ , son signal de sortie  $V_{out}$ . Ces deux tensions sont référencées à la masse, elle sont donc **non-différentielles**.

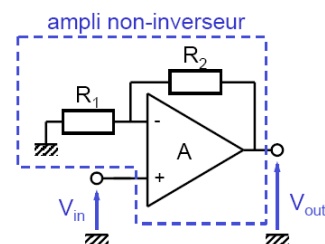


FIGURE 4.9 – Schéma non-inverseur

Sur la figure du schéma non-inverseur, la résistance  $R_2$  placée entre la sortie de l'AOP et son entrée inverseuse : elle est en **rétroaction**.

#### Calcul du gain $A_{\text{non\_inv}}$

Nous allons chercher à calculer le *gain du montage* défini<sup>4</sup> :

$$A_{\text{non\_inv}} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (4.7)$$

Pour calculer ce gain, il faut choisir le modèle d'AOP que l'on utilise dans les calculs. Faisons les hypothèses suivantes et démontrons une expression du gain :

- Le gain  $A$  est fini (élevé, mais pas infini).
- Son impédance d'entrée  $Z_d$  est infinie.
- Son impédance de sortie est nulle.

*Démonstration.*

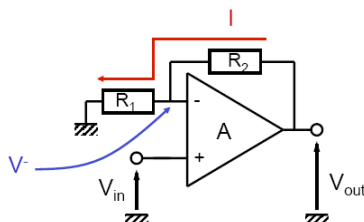
Considérons les deux relations fondamentales de départ, ré-écrite sous une seule identité :

$$\begin{cases} V_{out} = A \cdot V_d \\ V_d = V^+ - V^- \end{cases} \Rightarrow V_{out} = A \cdot (V^+ - V^-) \quad (4.8)$$

Essayons d'éliminer  $V^+$  et  $V^-$  au profit de  $V_{in}$  et  $V_{out}$  qui sont les variables à garder en finale. Comme  $V_{in}$  est directement appliquée à l'entrée "+", on peut écrire :

$$V^+ = V_{in} \quad (4.9)$$

On peut calculer  $V^-$  par la méthodes des courants de branche, mais les propriétés de l'AOP permettent d'aller un peu plus vite. Posons qu'il existe un courant  $I$  traversant  $R_2$ . Lorsque ce courant quitte  $R_2$ , il ne peut rentrer dans l'AOP car l'impédance de celui-ci est infinie :  $I$  doit donc passer en totalité dans la résistance  $R_1$ .



4.  $A_{\text{non\_inv}}$  est le gain "à vide", on suppose qu'aucune charge n'est connectée à la sortie du montage.

FIGURE 4.10 – Schéma pour le calcul de  $V^-$

En appliquant la loi d'Ohm sur chacune des résistances, on peut éliminer  $I$  pour obtenir notre troisième équation :

$$\begin{cases} V^- &= R_1 I \\ V_{out} - V^- &= R_2 I \\ \rightarrow V_{out} &= (R_1 + R_2) I \end{cases} \Rightarrow V^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{out} \quad (4.10)$$

Notons que ce résultat aurait pu être immédiat par application du diviseur résistif, sous l'hypothèse que  $Z_d = \infty$ .

En combinant nos trois équations obtenues, on trouve l'équation

$$V_{out} = A \left( V_{in} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{out} \right) \quad (4.11)$$

qu'il suffit de réarranger pour obtenir le gain recherché :

$$A_{\text{non\_inv}} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A(R_1 + R_2)}{AR_1 + R_1 + R_2} \quad (4.12)$$

La valeur élevée de  $A$  permet de négliger  $R_1$  et  $R_2$  par rapport à  $AR_1$ . On trouve finalement le gain de notre AOP :

PROPRIÉTÉ

$$A_{\text{non\_inv}} \approx 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

□

### Amplificateur non-inverseur : remarques

Si ce montage est dit "non-inverseur", c'est parce que son gain est positif. On remarque également que le gain de l'AOP ( $A$ ) n'est pas dans l'expression de  $A_{\text{non\_inv}} \rightarrow$  le gain du montage ne dépend pas du gain de l'AOP mais uniquement des valeurs des deux résistances. Les deux sous-sections précédentes sont consacrées à deux de ses propriétés.

### Montage non-inverseur à gain variable

Régler le gain peut être fondamental, comme par exemple pour régler le volume de votre amplificateur audio. Pour se faire, il suffit de remplacer une des deux résistances (le plus souvent  $R_2$ , car étant au numérateur elle donne une variation linéaire du gain) par un *potentiomètre*. Pour rappel :

PROPRIÉTÉ

Un potentiomètre est une résistance variable dont l'utilisateur règle la valeur via un curseur mécanique.

## 4.2.2 Ampli inverseur

Ce montage à base d'un AOP est quasi-identique au non-inverseur à une exception près : le rôle de la masse et de l'entrée  $V_{in}$  ont été permuté :

- $V_{in}$  est maintenant connectée à  $R_1$
- L'entrée "+" est maintenant mise à la masse

Notons cependant que  $R_2$  est toujours montée en rétroaction (entre l'entrée et la sortie) et que  $R_1$  et  $R_2$  forment toujours un diviseur résistif (un peu particulier, car aucune des extrémités n'est à la masse).

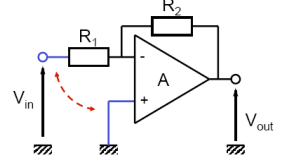


FIGURE 4.11 – Schéma inverseur

### Calcul du gain $A_{inv}$

En utilisant la méthode de calcul classique du point précédent (même hypothèses et démarches de calcul), on trouve que le gain à vide vaut :

PROPRIÉTÉ

$$A_{inv} \approx -\frac{R_2}{R_1} \quad (4.13)$$

*Démonstration.*

Afin de calculer la réponse en fréquence de ce circuit, il faut tout d'abord modéliser l'amplificateur opérationnel par un élément d'impédance d'entrée infinie, d'impédance de sortie nulle et de tension de sortie :

$$V_{out} = A(V^+ - V^-) \quad (4.14)$$

où  $A$  est le gain propre à l'amplificateur, très élevé, mais fini. Le gain à vide du montage étant :

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (4.15)$$

Deux autres équations sont encore nécessaires pour arriver à calculer le gain de notre amplificateur inverseur. Premièrement, nous savons que la borne positive est directement connectée à la masse. Deuxièmement, en utilisant la loi des mailles et en supposant qu'un même courant  $I$  circule dans les résistances  $R_1$  et  $R_2$  (l'amplificateur possédant une impédance d'entrée infinie). Nous obtenons dès lors :

$$\begin{cases} V^+ = 0 \\ V_{in} + R_1 I + R_2 I = V_{out} \end{cases} \quad (4.16)$$

Sachant que  $V^- = V_{in} + R_1 I$ , nous obtenons l'équation :

$$V^- = V_{in} + R_1 \frac{V_{out} - V_{in}}{R_1 + R_2} \quad (4.17)$$

Nous pouvons désormais exprimer  $V_{out}$  en fonction de  $V_{in}$  :

$$V_{out} = -A \left( \frac{V_{in}(R_1 + R_2) + R_1 V_{out} - R_1 V_{in}}{R_1 + R_2} \right) = -\frac{R_2 V_{in} + R_1 V_{out}}{R_1 + R_2} \quad (4.18)$$

Ou encore, après ré-arrangement :

$$(AR_1 + R_1 + R_2)V_{out} = -AR_2 V_{in} \quad (4.19)$$

En supposant que  $AR_1$  est beaucoup plus grand que  $R_1 + R_2$ , nous pouvons exprimer le gain de notre amplificateur inverseur :

$$G = -\frac{AR_2}{AR_1 + R_1 + R_2} \approx -\frac{R_2}{R_1} \quad (4.20)$$

□

### **Amplificateur inverseur : remarques**

Si ce montage est dit "inverseur" c'est parce que son gain est négatif. Comme pour le non-inverseur, le gain  $A$  a également disparu de l'expression de  $A_{inv}$ . Comme avant, le gain peut être rendu variable à l'aide d'un potentiomètre si ce n'est qu'ici le gain minimal est nul !

## Impédance d'entrée : calcul

Calculons l'impédance d'entrée du montage inverseur.

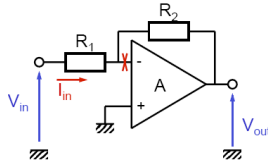


FIGURE 4.12 – Calcul de  $Z$

Le courant  $I_{in}$  circulant n'est autre que celui circulant dans  $R_1$ , mais également celui circulant dans  $R_2$  (l'impédance de l'AOP étant infinie). On peut donc écrire que ce courant vaut (loi d'Ohm sur l'ensemble des deux résistances) :

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} \big|_{I_{out}=0} \quad (4.21)$$

$$I_{in} = \frac{V_{in} - V_{out}}{R_1 + R_2} \quad (4.22)$$

Par définition de l'AOP inverseur,  $V_{out}$  vaut :

$$V_{out} = A_{inv} \cdot V_{in} = -\frac{R_2}{R_1} V_{in} \quad (4.23)$$

En combinant les deux équations fraîchement trouvées, on trouve la valeur de  $I_{in}$

$$I_{in} = \frac{V_{in} + \frac{R_2}{R_1} V_{in}}{R_1 + R_2} = \frac{V_{in}}{R_1} \quad (4.24)$$

L'impédance d'entrée vaut dès lors :

$$Z_{in} = R_1 \quad (4.25)$$

Il ne faut surtout pas conclure que l'impédance d'entrée du **montage** c'est "l'impédance qui se trouve à l'entrée du montage", résultat totalement faux dans le cas général ! Il faut dire que  $Z_{in}$  à la même valeur que  $R_1$  (sans l'être).

Cette impédance d'entrée est donc relativement faible (on pouvait s'attendre à ce qu'elle soit très élevée au vu de l'analyse du non-inverseur) doit être vue comme un inconvénient du montage inverseur.

## Méthode de calcul classique

La méthode de résolution que nous avons utilisé tout au long du chapitre permet de résoudre tout circuit AOP avec rétroaction. Elle permet de calculer le gain à vide mais aussi de calculer l'impédance d'entrée sous hypothèses que l'impédance d'entrée d'un AOP soit aussi high que Buzz.

### 4.2.3 Calcul rapide par le principe du zéro virtuel

Le principe du zéro virtuel énoncé précédemment permet d'effectuer un calcul beaucoup plus rapide qu'avec la méthode classique<sup>5</sup>.

5. Cela implique qu'on suppose  $A = \infty$  dès le départ.

## Calcul du gain de l'AOP non-inverseur

Commençons par poser nos différentes hypothèses sur l'AOP : impédance différentielle  $Z_d$  infinie, impédance de sortie null et l'on a un zéro virtuel (gain de l'AOP infini et  $V_d = 0$ ).

La "loi" n'est **plus** à utiliser ici ! De plus utiliser  $A$  peut poser problème (comme supposé infini). A la place, ayant un zéro virtuel, on peut écrire  $V^+ = V^- \rightarrow$  cette équation nous servira de "première équation".

Notre système d'équation est ainsi :

$$\begin{cases} V^+ = V^- \\ V^+ = V_{in} \\ V^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{out} \end{cases} \quad (4.26)$$

En vertu de la première équation, on peut immédiatement évaluer les deux équations de droite et trouver directement le gain du montage

$$A_{noninv} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (4.27)$$

Ce qui est bien le même que celui obtenu avec la méthode classique.

C'est bien beau, mais on peut encore faire mieux en raisonnant "directement sur le schéma" tout en limitant les développements mathématiques :

1. Dans l'hypothèse du zéro virtuel,  $V^- = V^+$
2. Or  $V^+$  vaut  $V_{in}$ , ceux-ci étant en connexion directe
3. Donc,  $V^-$  vaut  $V_{in}$
4. Par ailleurs,  $R_1$  et  $R_2$  forment un diviseur résistif (car aucun courant ne passe dans l'AOP ( $Z_d = \infty$ ))
5. Pour ce diviseur résistif, on peut donc écrire

$$V_{in} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{out} \quad (4.28)$$

Dont on déduit directement le gain

$$A_{noninv} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (4.29)$$

En terme de rapidité, on ne peut faire mieux ! Mais : il faut bien maîtriser les concepts de la théorie et les appliquer au bon moment !

## Calcul du gain de l'AOP inverseur

Travaillons directement sur le schéma :

1. Dans l'hypothèse du zéro virtuel,  $V^- = V^+$
2. Or  $V^+$  vaut 0V : connexion directe à la masse
3. Donc  $V^-$  vaut 0 V (on parle de "masse virtuelle")
4. Par ailleurs,  $R_1$  et  $R_2$  forment un diviseur résistif (car aucun courant ne passe dans l'AOP ( $Z_d = \infty$ )) (non "classique" car on a 0V au milieu des deux résistances)(j'aime les parenthèses)

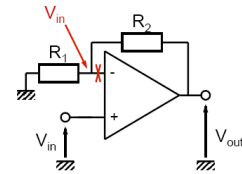


FIGURE 4.13 – AOP N-I

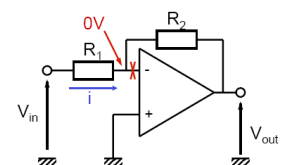


FIGURE 4.14 – AOP I.

5. Le courant dans  $R_1$  est facile à trouver :

$$I = V_{in} / R_1 \quad (4.30)$$

En effet, comme l'extrémité droite de  $R_1$  est (virtuellement à la masse, la ddp sur  $R_1$  vaut bien  $V_{in} - 0V = V_{in}$ .

6. Comme ce même courant passe dans  $R_2$ , on peut écrire :  $0V - V_{out} = R_2 I$ . On trouve finalement

$$V_{out} = -R_2 I = -R_2 \left( \frac{V_{in}}{R_1} \right) \quad (4.31)$$

ou encore

$$A_{inv} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (4.32)$$

#### 4.2.4 Analyse de la rétroaction

Les deux montages vu précédemment comportent tous deux une résistance  $R_2$  en rétroaction. Clarifier le fonctionnement de cette rétroaction peut répondre à un certains nombres de questions : pourquoi amplifier  $V_d$  et pas  $V_{in}$ , que justifie l'hypothèse du zéro virtuel ?

##### Analyse de la rétroaction : principe

Au cours de notre raisonnement, nous adopterons deux règles :

1. Raisonner strictement en termes de "cause" et d'"effet"
2. L'AOP régit avec un certain délai : raisonnons plus vite que lui ; supposons que la tension de sortie de l'AOP ne peut subir de discontinuité (échelon)

Ce dernier points signifie que la tension de sortie ne peut pas varier instantanément. Nous allons considérer le cas d'un AOP non-inverseur de gain  $\approx 100$ ,  $R_1 = 1k\Omega$ ,  $R_2 = 99k\Omega$  et le gain de l'AOP : 30000.

##### Echelon sur $V_{in}$

Appliquons un échelon de  $10mV$  sur  $V_{in}$ . Dans l'immédiat,  $V^-$  reste à  $0V$  (pas de raison pour que ça change). Par contre,  $V_d$  est instantanément modifié :  $V_d = V^+ - V^- = 10mV$ . Notre *première conséquence* de l'augmentation de  $V_{in}$  est celle de  $V_d$ .

##### Conséquence de l'échelon $V_{out}$

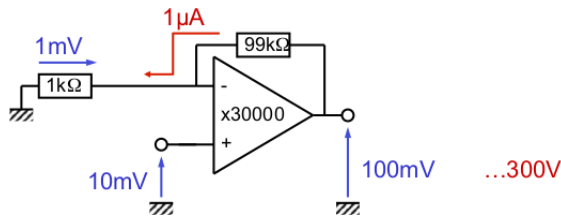


FIGURE 4.15

A priori, la tension de sortie devrait être de  $300V$ , mais ce n'est pas réaliste car l'AOP exploserait mais il se passe quelque chose : on considère que la sortie croît linéairement et on analyse le moment où  $V_{out} = 100mV$ .

Comme  $V_{out} \neq 0$ , du courant circule entre les deux  $R$ . Si rien ne rentre dans l'AOP (impédance d'entrée infinie) ce courant vaut

$$I = \frac{100mV}{100k\Omega} = 1\mu A \quad (4.33)$$

Ce courant crée sur  $R_1$  une chute de tension de  $1k\Omega * 1\mu A = 1mV$ . Or, cette chute n'est autre que  $V^-$  qui vaut donc  $1mV$ .



### Conséquence de l'échelon : remarques

$R_1$  et  $R_2$  forment un diviseur résistif<sup>6</sup> ; ici,  $V^-$  sera toujours 100 fois plus faible que  $V_{out}$ .

### Conséquence de l'échelon : analyse

Au final,  $V^-$  a bien été modifié mais pas directement par  $V_{in}$ . Or, si  $V^-$  change,  $V_d$  également et vaut  $9mV$ . La rétroaction réagit en sens inverse : augmenter  $V^+$  fait diminuer  $V_d$  via une augmentation de  $V^-$ . Un "cycle" s'est formé.

### Phase de "convergence"

On répète le cycle plusieurs fois, mais quand s'arrêter ? On s'arrête quand la tension de sortie de l'AOP vaut exactement  $3000 \cdot V_d$ . C'est cohérent, car à force de "boucler" il apparaissait clairement que  $V_d \rightarrow 0$ .

### Situation finale : remarques

Au final,  $V_{out}$  vaut bien 100 fois  $V_{in}$ . De plus, la sortie de l'AOP n'a jamais saturé : ceci justifie le zéro virtuel. Théorie encore appuyée car  $V_d$  est bien extrêmement faible,  $V^+ \approx V^-$ . On se doute bien qu'en réalité, ce phénomène est très rapide. Nos équations ne nous informent donc que sur l'état d'équilibre final du système.

### Conclusion

- *A quoi sert la rétroaction par  $R_2$  ?*  
Assure que  $V^-$  "poursuit  $V^+$ ", assurant le zéro virtuel. Qualitativement, c'est elle qui fixe le gain.
- *A quoi sert l'AOP ?*  
Il assure que  $V_{out}$  augmente quand  $V_d$  augmente.

### Notion de "rétroaction négative"

La rétroaction ci-dessus est dite "négative" car elle contrecarre toute variation de  $V_d$ . Si les variations de  $V_d$  étaient amplifiées, on parlerait de *rétroaction positive*.

### 4.2.5 Compléments sur la rétroaction

Les deux montages vu comportent tous deux une rétroaction, on va ici tenter de généraliser cette notion.

#### Montage A

Considérons un montage A de gain  $A_0$  que l'on définit par son équivalent de Thévenin : impédance d'entrée  $Z_{0in}$ , de sortie  $Z_{0out}$  et de gain  $A_0$ . Pour simplifier, on va considérer que  $A_0 \in \mathbb{R}$  et plus généralement, le gain est une *fonction de transfert*  $A_0(j\omega)$ .

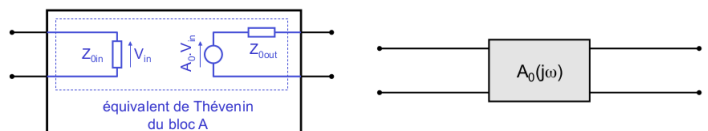


FIGURE 4.16

6. l'hypothèse  $Z_{in} = \infty$  est indispensable pour avoir le même courant dans les deux résistances.

### 4.2.6 Gain en boucle ouverte

Appliquer un signal  $E$  au bloc  $A$  multiplie le signal par  $A_0$ . Rebaptisons  $A_0$  le gain en boucle ouverte.

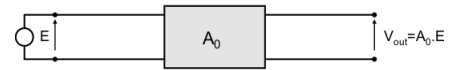
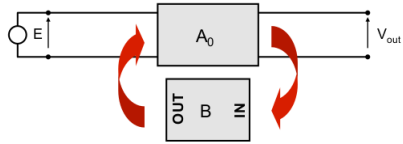


FIGURE 4.17

#### La rétroaction : définition



Appliquer une rétroaction sur  $A$ , c'est prendre sa grandeur de sortie pour la réinjecter, après passage dans un bloc  $B$ , à l'entrée du bloc  $A$  (où  $B$  est défini par  $B(j\omega)$ ). Appliquer une rétroaction, c'est former une boucle fermée.

On a ainsi créé un nouveau montage aux propriétés différentes du bloc  $A$  seul : le gain de montage est le *gain en boucle fermée*,  $A_R$ , différent du *gain en boucle ouverte* en l'absence de rétroaction.

#### Montage avec rétroaction

On va maintenant calculer les propriétés de ce nouveau montage, avec Thévenin. A droite du schéma ci-contre, on prélève la tension de sortie du bloc  $A_0$  ( $V_{out}$ ) et ) droite, on réinjecte la tension de sortie du bloc  $B$  ( $B.V_{out}$ ) **en série** avec la tension de source  $E$ .

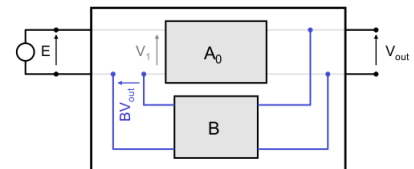


FIGURE 4.19

#### Rétroaction de tension : calcul du gain $A_R$

Le gain en boucle fermée  $A_R$  est défini comme

$$A_R = \left. \frac{V_{out}}{E} \right|_{I_{out}=0} \quad (4.34)$$

On a d'une part  $V_{out} = A_0 * V_1$  et d'autre part  $V_1 = E + B.V_{out}$ . En combinant ces deux réactions :

$$\left. \begin{array}{l} V_{out} = A_0.V_1 \\ V_1 = E + B.V_{out} \end{array} \right\} \Rightarrow V_{out} = A_0(E + B.V_{out}) \Rightarrow A_R = \frac{V_{out}}{E} = \frac{A_0}{1 - A_0B} \quad (4.35)$$

#### Rétroaction de tension : impédances

Comment les impédances d'entrées et de sorties sont-elles influencées par l'ajout d'une rétroaction ? On peut montrer que

$$\begin{aligned} Z_{R_{in}} &= (1 - A_0B)Z_{0_{in}} \\ Z_{R_{out}} &= \frac{Z_{0_{out}}}{1 - A_0B} \end{aligned} \quad (4.36)$$

On remarque que le facteur  $1 - A_0.B$  apparaît un peu partout. L'effet d'une rétroaction sur à travers un bloc  $B$  consiste à :

- Diviser le gain par  $1 - A_0B$
- Diviser l'impédance de sortie par  $1 - A_0B$
- Multiplier l'impédance d'entrée par  $1 - A_0B$

### Rétroaction négative

Quand  $B < 0$ , la rétroaction est dite *négative* (C.S.)<sup>7</sup>. Les propriétés d'une telle rétroaction sont de diminuer le gain, mais augmenter les impédances pour une adaptation en tension.

### Rétroaction négative : ampli non-inverseur

Ce montage est un cas particulier de rétroaction négative. Pour un tel montage, nous avons

$$V_{out} = A \left( V_{in} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{out} \right) \quad (4.37)$$

Connaissant l'équation générale de la rétroaction de tension  $A_0(E + B.V_{out})$ , on peut identifier :

$$\begin{cases} A_0 &= A \\ B &= -\frac{R_1}{R_1 + R_2} \end{cases} \quad (4.38)$$

Et donc

$$A_R = \frac{A_0}{1 - A_0 B} = \frac{A(R_1 + R_2)}{AR_1 + R_1 + R_2} \quad (4.39)$$

### Forte rétroaction négative

Lorsque  $1 \ll A_0 \cdot |B|$ , la rétroaction est dite fortement négative :  $1 - A_0 B = A_0 |B|$ . Les propriétés sont identiques au cas de la rétroaction négative.

Le montage non-inverseur correspond à une forte rétroaction négative :  $B < 0$  et  $1 \ll A_0 \cdot |B|$  car  $A$  très élevé. En appliquant directement la formule du gain en boucle fermée, on retrouve bien le gain de l'ampli non-inverseur.

### Rétroaction positive : définition intuitive

- *Rétroaction négative*
  - Diminution du gain, la rétroaction s'oppose aux perturbation du signal d'entrée, système stable
- *Rétroaction positive*
  - Augmentation du gain, la rétroaction amplifie les perturbations du signal d'entrée, système instable

## 4.3 Montages à OPA

## 4.4 Ampli-op : propriétés avancées

---

7. Si  $A_0 > 0$