



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 Open Source



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 \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

I	Rappels d'électricité	1
1	Introduction générale	2
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
2	Vademecum d'électricité	3
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
II	Aspects technologiques	19
3	Welcome to the real world !	20
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 OPA	39
4.3.1	Amplificateurs	40
4.3.2	Circuits opérationnels	40
4.3.3	Comparateurs	41
4.4	L'AOP \mathbb{R}	42
4.4.1	Imperfections statiques	42
4.4.2	Comportement fréquentiel	44
4.4.4	Dimensionnement d'un montage à ampli-op	45

5	Diodes et applications	46
5.1	Introduction	46
5.2	La diode à jonction PN (idéale)	46
5.2.1	Caractéristique d’une diode idéale	47
5.3	Résoudre un circuit à diodes	47
5.3.1	Méthode canonique	47
5.4	Diodes et polarisation	48
5.4.1	Rendre une diode bloquante	48
5.4.2	Rendre une diode passante	48
5.5	Principaux circuits à diodes	49
5.5.1	Redresseur simple alternance	49
5.5.2	Sélecteur de maximum/minimum	49
5.5.3	Redresseur double alternance	49
5.5.4	Limiteur de tension (écrêteur)	50
5.5.5	Ecrêteur polarisé	51
5.5.6	Détecteur de crête	51
6	Fonctionnement interne	52
6.1	Physique des semi-conducteurs	52
6.1.1	Solides conducteurs : courant électrique	52
6.1.2	Cristal de Si (pur)	52
6.1.3	Dopage	53
6.2	Jonction PN et diode	54
6.2.1	Jonction PN	54
6.2.2	Jonction PN polarisée	55
6.2.3	Caractéristique réelle d’une diode	55
7	Les transistors	56
7.1	Le transistor : généralités	56
7.2	Le transistor MOS utilisé en amplification	56
7.2.1	Transistor MOS : propriétés de base	56
7.2.2	Transistor MOS : structure interne	57
7.2.3	Étage amplificateur à transistor MOS : principe	57
7.2.4	Étage amplificateur à transistor MOS : calcul	59
IV	Électronique numérique	60
10	Introduction à l’électronique numérique	61

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 courant¹) qui servent à établir des connexions, un dipôle est simplement un élément en possédant deux.

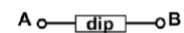


FIGURE 2.1 – Dipôle

Nœud, branche et maille

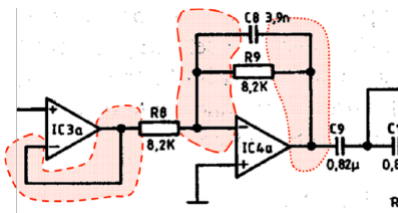


FIGURE 2.2 – Nœud

un parcours fermé constitue une **maille**.

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

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

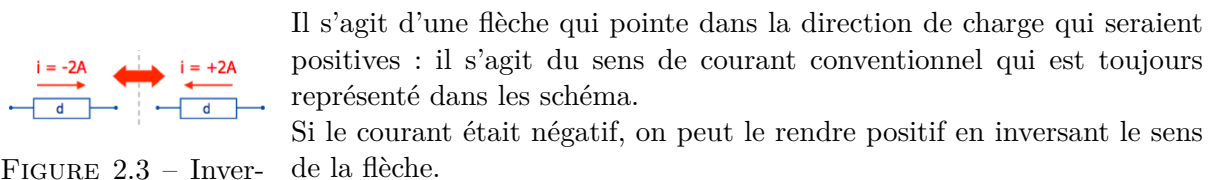


FIGURE 2.3 – Inversion du sens

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.

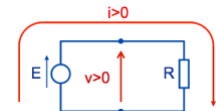


FIGURE 2.5 –
Conv. générateur

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.²

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

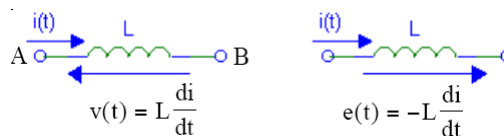


FIGURE 2.6 – Inductance/Lenz

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} .

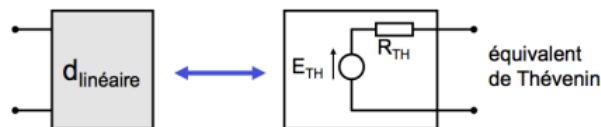


FIGURE 2.7 – Illustration du théorème de Thévenin

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 .

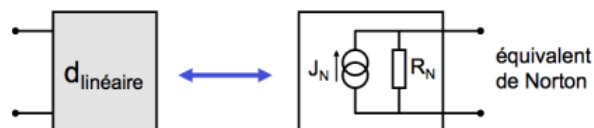


FIGURE 2.8 – Illustration du théorème de Norton

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 500Ω 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.

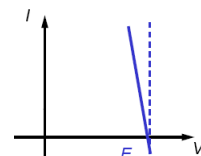


FIGURE 2.9 – Influence de la résistance de sortie

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

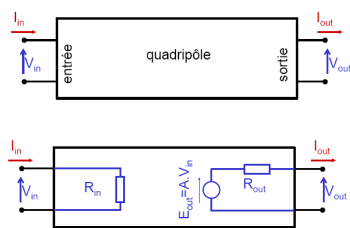


FIGURE 2.10 – Equivalent de Thévenin d'un quadripôle

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)⁴. 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".⁵ 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 :

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

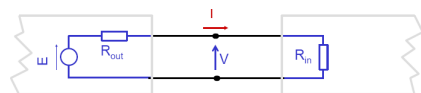


FIGURE 2.11 – Adaptation d'impédance en tension

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

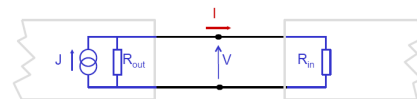
Reprenons le cas de figure précédent si ce n'est que l'appareil en amont se comporte comme une **source de courant**. La sortie de l'appareil en amont est décrite par un équivalent de *Norton*. Calculons le courant reçu par l'appareil en aval :

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

Le courant dans l'appareil en aval 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.

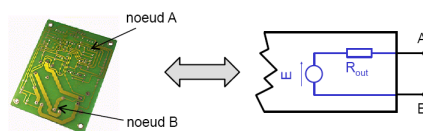


FIGURE 2.13 – Application de l'équivalent de Thévenin

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 $100k\Omega$).

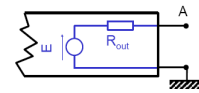


FIGURE 2.14 – Impédance de nœuds

Connexion d'un voltmètre

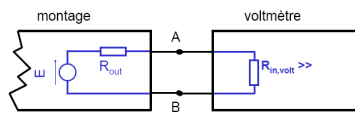


FIGURE 2.15 – Cas du voltmètre

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*⁶.

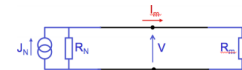


FIGURE 2.16 – Cas de l'ampèremètre

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.

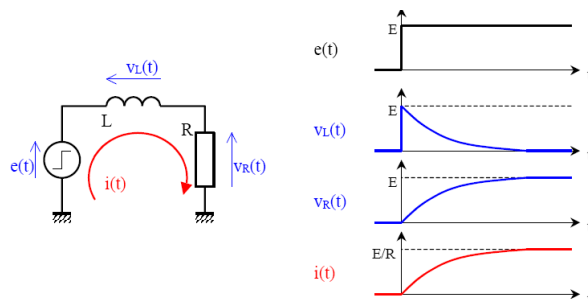


FIGURE 2.17 – Résolution circuit RC

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)

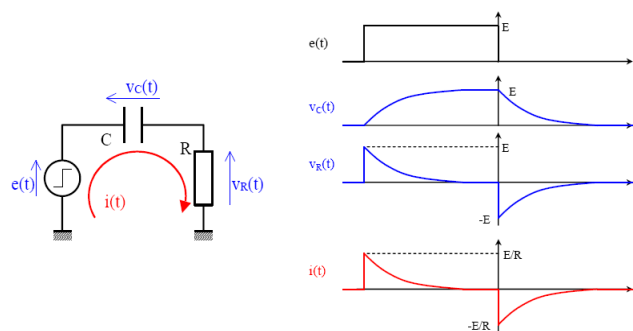


FIGURE 2.18 – Résolution circuit RLC en tension inverse

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
τ	63
3τ	95
5τ	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 phase⁷.

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*¹ (CEM).

3.2 Résistances

3.2.1 Résistances ordinaires

Propriété d'une résistance réelle

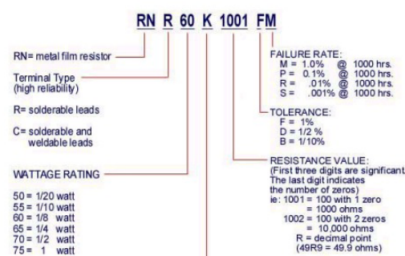


FIGURE 3.1 – Data-sheet d'une résistance

Il existe deux grands procédés de fabrication : les résistances à fil bobiné et les résistance 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 vue 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 résistance 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 résistance².

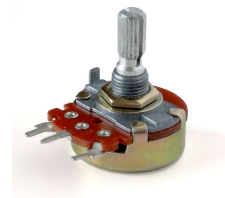


FIGURE 3.2 – Potentiomètre

3.2.4 Autres types de résistance

Thermistance

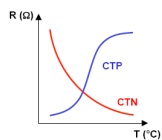


FIGURE 3.3 –

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 μF). 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-ci possèdent un sens électrique (**risque d'explosion** si monté à l'envers !). Ils supportent une tension DC³ ainsi qu'une faible composante AC⁴. 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 (pics⁵) 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 importantes⁶.

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.*⁷

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).

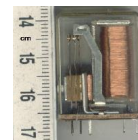


FIGURE 3.6
– Relais

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

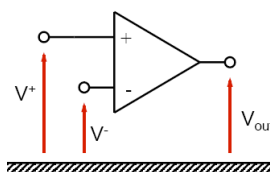


FIGURE 4.2 – Représentation schématique d'un AOP

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*.¹

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 facteur² 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 :

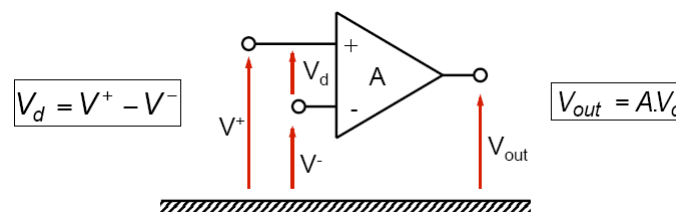


FIGURE 4.3 – Schéma de synthèse

Tensions et bornes d'alimentation

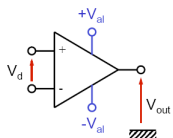


FIGURE 4.4 – Alimentation

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.

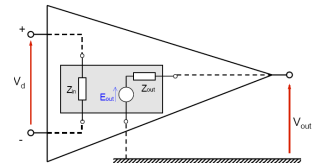


FIGURE 4.5 – E.
Thévenin

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 .

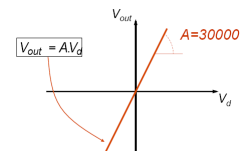


FIGURE 4.6 –
Caractéristique
AOP
supplémentaire, à

Caractéristique : zone linéaire

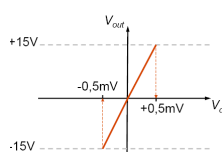


FIGURE 4.7 –
Zone linéaire

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.

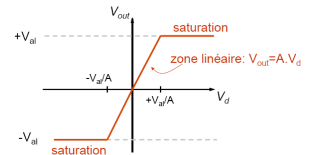


FIGURE 4.8 – Saturation

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*.³

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**.

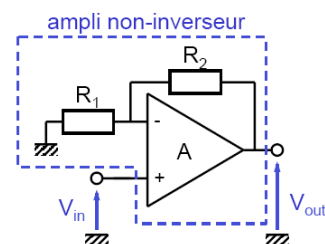


FIGURE 4.9 – Schéma non-inverseur

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* défini⁴ :

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

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.

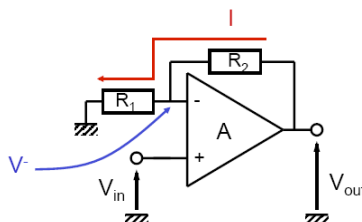
Considérons les deux relations fondamentales de départ, ré-écrite sous une seule identité :

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

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).

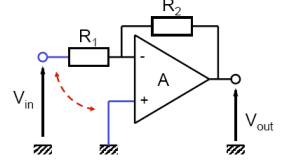


FIGURE 4.11 – Schéma inverseur

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 à 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.

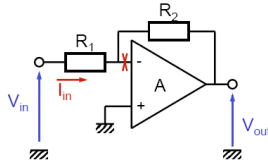


FIGURE 4.12 – Calcul de Z

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 classique⁵.

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 nulle 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 0V (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)

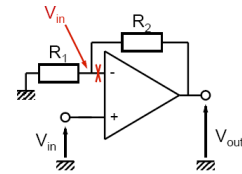


FIGURE 4.13 – AOP N-I

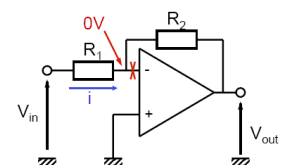


FIGURE 4.14 – AOP I.

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 ≈ 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}

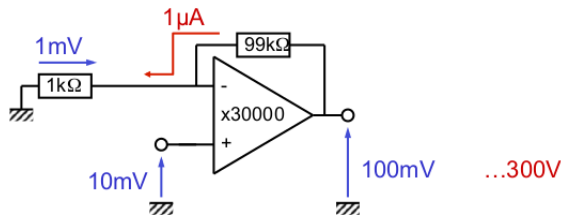


FIGURE 4.15

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 résistif⁶ ; 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* $A_0(j\omega)$.

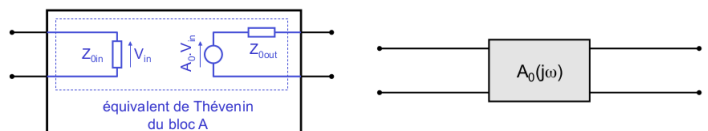


FIGURE 4.16

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.

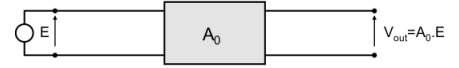
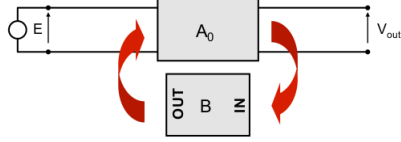


FIGURE 4.17

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 .

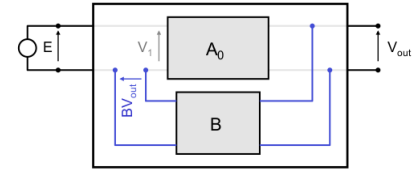


FIGURE 4.19

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.)⁷. 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

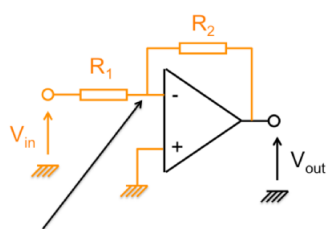
- *Rétroaction négative*
 - Diminution du gain, la rétroaction s'oppose aux perturbation du signal d'entrée, système stable
- *Rétroaction positive*
 - Augmentation du gain, la rétroaction amplifie les perturbations du signal d'entrée, système instable

4.3 Montages à OPA

La grande diversité des fonctions proposés par les montages à OPA réside dans la rétroaction. De tels montages agissent sur des grandeurs analogiques, même si ils peuvent véhiculé une information logique ou numérique. Regroupons ici, les diverses fonctions remplies par la bête en trois catégories.

7. Si $A_0 > 0$

4.3.1 Amplificateurs



Il utilise une **masse virtuelle**

FIGURE 4.20 – AOP en montage inverseur

L'amplificateur non-inverseur amplifie un signal, dont le gain est

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (4.40)$$

si l'on considère le même schéma que précédemment. Le montage amplificateur fait de même, mais avec un gain en rétroaction de

$$A = -\frac{R_2}{R_1} \quad (4.41)$$

L'intérêt du montage inverseur réside dans la présence d'une masse virtuelle à l'entrée inverseuse impliquant que la ddp sur R_1 soit V_{in} et celle sur R_2 soit $-V_{out}$.

Ces deux montages permettent aussi la conversion tension \rightarrow tension. En effet, le courant dans $R_2 \propto V_1/R_1$: il est indépendant de R_2 . Si l'on considère que la grandeur de sortie I_{out} , le courant traversant R_2 , en considérant R_2 comme charge on a bien un convertisseur tension/courant.

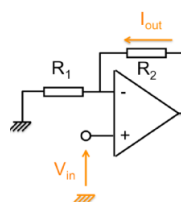


FIGURE 4.21 – Tension/-courant

Le convertisseur courant \rightarrow tension assure aussi la conversion inverse. En injectant du courant dans R_2 ($Z_{entree} = \infty$), la tension de sortie, V_{out} , doit forcément être \propto au courant I_{in} .

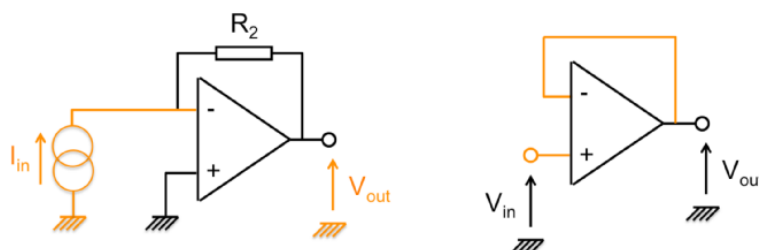


FIGURE 4.22 – Convertisseur courant/tension à droite, suiveur à gauche

Il existe aussi le "suiveur", un montage particulier non-inverseur d'un gain $A = 1$. Son avantage est de ne pas modifier le signal et son utilité est de pouvoir résoudre des soucis d'adaptation d'impédance en tension.

4.3.2 Circuits opérationnels

On utilise ici l'OPA pour faire des opérations mathématique, d'où son joli nom *opérationnel*. Commençons par l'intégration : il faut tout d'abord remplacer l'impédance de rétroaction Z_2 par une capacité qui réalise cette fonction "intégration" : la tension à ses bornes est directement lié à la tension d'entrée du montage V_{in} . On peut ainsi convertir une onde carrée en onde triangulaire !

$$V_{C_2} = \frac{Q}{C} \quad \text{avec} \quad Q = \int I \, dt = \int \frac{R_1}{V_{in}} \, dt \quad (4.42)$$

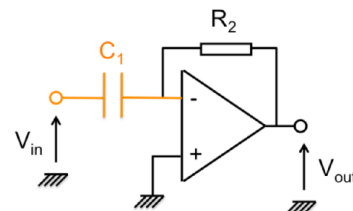


FIGURE 4.23 – Dérivation

Pour la dérivation, il faut permuter les impédances. Cela se "voit" directement en calculant la tension de sortie

$$V_{out} = -R_2 C_1 \left(\frac{dV_{in}}{dt} \right) \quad (4.43)$$

On peut également créer un sommateur de N tensions avec un circuit inverseur. Par la loi des nœuds, le courant dans l'impédance R_R est la somme des courants parcourant les différentes impédances R_i . Cette somme peut être pondérée en jouant sur la valeurs de R_i . On peut également trouver la tension moyenne ou une amplification simultanée en réglant R_R .

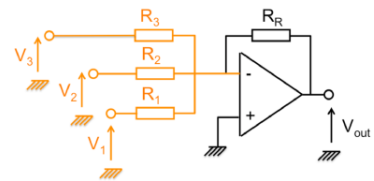


FIGURE 4.24 – Sommateur

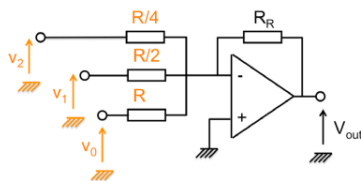


FIGURE 4.25 – Analogique/- Numérique

Une autre fonction fondamentale est le convertisseur numérique/ analogique en utilisant le principe du sommateur : on divise chacune des résistances d'entrée par un multiple de 2. Chacune des tension d'entrées est binaire : 0 ou 1 V. Ci-contre, un cas à trois bits (3 tensions) formant un mot binaire. La tension de sortie ne peut prendre que huit valeurs différentes.⁸

$$V = \dots + 2^2 v_2 + 2^1 v_1 + 2^0 v_0 \quad (4.44)$$

4.3.3 Comparateurs

Le but est de comparer une tension d'entrée V_{in} par rapport à un seuil V_{Th} et envoyer une information binaire (+10V ou -10V) si oui ou non, cette tension est supérieur au seuil.

L'idée est d'exploiter le fait que l'AOP sature dès qu'il sort de sa zone linéaire, zone très étroite ($< 1 \text{ mV}$). Si la tension s'écarte du seuil l'AOP sort de sa zone linéaire et sature à la tension d'alimentation correspondante.

⚠ Ce montage ne comporte pas de rétroaction et ne respecte pas le zéro virtuel ! On peut le voir comme un convertisseur A/N à un bit de sortie.

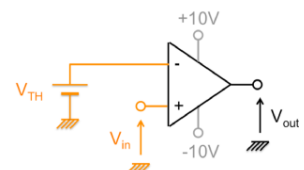


FIGURE 4.26 – Comparateur

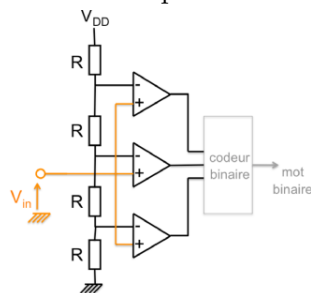


FIGURE 4.27 – Flash

Si l'entrée est bruitée, notre comparateur pourrait indiquer une fausse information et perturber l'appareil en aval. Créer une hystérèse⁹ permet d'éviter ces oscillations : c'est le *trigger de Schmitt*. L'idée est de créer deux seuils différents, selon que V_{in} croît ou décroît. On introduit une hystérèse en ajoutant une instabilité via une rétroaction **positive**. La borne V_+ est celle avec laquelle va être comparé V_{in} .

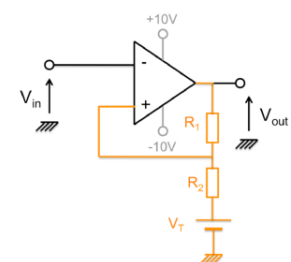


FIGURE 4.28 – Schmitt

8. ??

9. Cycle dans la caractéristique du composant.

La rétroaction positive modifie V_+ dès que le seuil est franchi dans un sens pour qu'une légère variation ne la fasse pas "rebasculer" dans l'autre sens.

Bien sûr, il existe d'autres montages : ampli d'isolation, filtres actifs, isolateurs, ... Ce qu'il faut retenir est que tout est dans la rétroaction !

4.4 L'AOP R

4.4.1 Imperfections statiques

Les variations de fréquences peuvent un peu tout foutre en l'air. Le terme *statique* désigne les basses fréquences, dont le continu. Nous allons ici étudier les différentes imperfections.

L'offset

Il s'agit d'un décalage en tension de la caractéristique de transfert : une tension continue vient s'ajouter au signal. Pour l'AOP, cela se manifeste par un décalage horizontal de la caractéristique de transfert, qui ne passe plus par l'origine : la sortie n'est plus nulle si la tension appliquée l'est. Comme cette tension "s'ajoute", la caractéristique se retrouve bien translatée vers la gauche. Parfois, celui-ci est tellement grand que même une tension différentielle nulle fait saturer notre bête ! Pour le compenser, on peut ajouter à V_d une tension d'entrée correctrice (qu'il faut souvent réajuster, l'offset étant fonction de T).

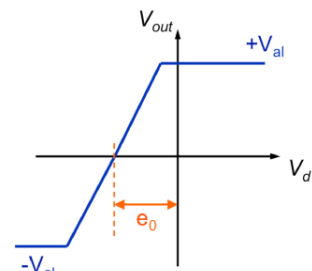


FIGURE 4.29 – Offset

Courants d'entrée

Les entrées de l'AOP bouffent ou vomissent un léger courant, pas forcément identique¹⁰. Les datasheet reprennent souvent deux paramètres

1. Courant de polarisation (i_{bias}) ; moyenne des courants d'entrée.
2. Courant de décalage (i_{offset}) ; différence des courants d'entrée.

⚠ Cette notion n'a **rien** avoir avec celle d'impédance d'entrée : ici cela traduit le fait que l'AOP, même sans tension, consomme un courant supplémentaire. Ces tensions viennent de la consommation de transistors bipolaires, constituants de l'AOP.

Modélisation des imperfections

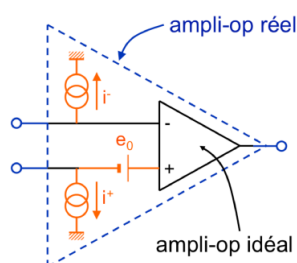


FIGURE 4.30 – AOP R

On considère le schéma d'un AOP idéal auquel on ajoute deux sources de courant et une source de tension. Pour tenir compte de ces différents effets, on applique la superposition : on annule les sources de tension par un court circuit et les sources de courant par un circuit ouvert. Pour appliquer ce principe, il faut faire l'hypothèse que l'AOP ne sature pas.

On peut remarquer que lorsqu'on annule la tension d'entrée V_{in} , les schémas inverseurs et non-inverseurs sont identiques.

10. On les note souvent i^+ et i^- en fonction de l'entrée

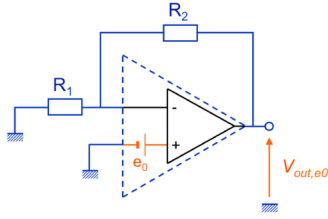


FIGURE 4.31

Commençons par l'offset e_0 seul : on ouvre i^- et i^+ et on court-circuite V_{in} . Après résolution, on trouve

$$V_{out,e_0} = A_{non-inv} * e_0 \quad (4.45)$$

Ce résultat est valable quelque soit le montage, même inverseur !

Considérons maintenant les courants d'entrées. Le souci est que ces courants circulent forcément, et ils le font dans les résistances ce qui crée une perte de tension. L'effet est donc indirect : un offset. Ceci est illustré ci-dessous (droite) par l'application d'une tension V_{in} sur deux résistances R^\pm .

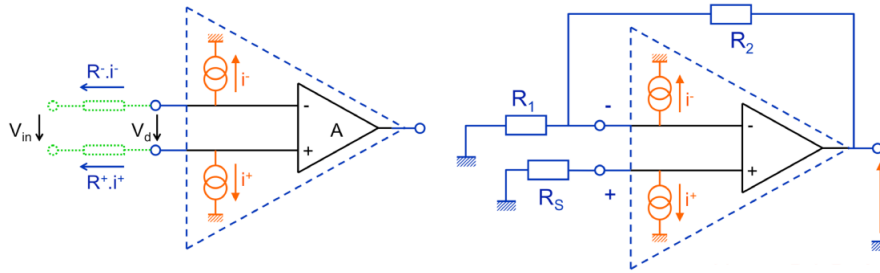


FIGURE 4.32

Forcément, nous avons

$$V_d = V_{in} + (R^- i^-) - (R^+ i^+) \quad (4.46)$$

Si les deux résistances ou les courants ne sont pas identiques, la tension est bien modifiée. Au sens de Thévenin, il s'agit de résistance d'entrée que l'on nomme ici *résistance de source*. Appliquons maintenant le principe de superposition. Il faut commencer par voir quels sont les R de notre circuit :

- Entrée inverseuse : i^- peut circuler via R_1 et/ou R_2 .
- Entrée non-inverseuse : on a pour l'instant juste la masse, V_{in} étant court-circuitée. Cependant, la source de tension n'est pas parfaite et contient une résistance R_S que l'on désigne *résistance de sortie*.

La résolution du circuit ci-dessus (droite) donne

$$V_{out_{i_{pol}}} = R_2 i^- - R_S A_{non-inv} \cdot i^+ \quad (4.47)$$

⚠ Ici on ne peut pas considérer qu'aucun courant rentre dans l'AOP \mathbb{R} ! Mais cette hypothèse reste valable pour l'AOP idéal.

On applique maintenant notre précieux théorème en sommant tout :

$$V_{out} = A_{non-inv} * V_{in} + A_{non-inv} * e_0 + R_2 i^- - R_S A_{non-inv} \cdot i^+ \quad (4.48)$$

Ce résultat n'est valable que si l'AOP ne sature **pas**. ⚠ Pour un montage inverseur, seul le premier terme de gain change ! Les deux autres sont identiques, les calculs étant valables pour les deux montages.

Question d'examen : On donne un gain, courant, fréquence, ... et on donne quelques AOP. Il faut choisir lequel est le plus adapté et pourquoi (si on peut négliger quelque chose, ...).

Imperfections statiques : plus loin !

On peut évidemment tenir compte d'autres imperfections comme par exemple tenir compte de Z_d et Z_{out} . On peut faire encore mieux en considérant la tension en mode commun ; la moyenne des deux signaux. Même si on l'a négligé, deux choses en dépendent

1. La tension de sortie. L'idéal est d'avoir un *taux de réjection en mode commun* (CMRR) le plus grand possible car cela signifie que cet effet est petit.
2. L'impédance d'entrée. Elle traduit le fait que l'AOP dépend aussi de cette tension en mode commun qu'on lui applique.

4.4.2 Comportement fréquentiel

Fonction de transfert d'un RC passe-bas

Il s'agit d'un circuit à un pôle étudié en long et en large au premier labo. Sa fonction de transfert est la suivante

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (4.49)$$

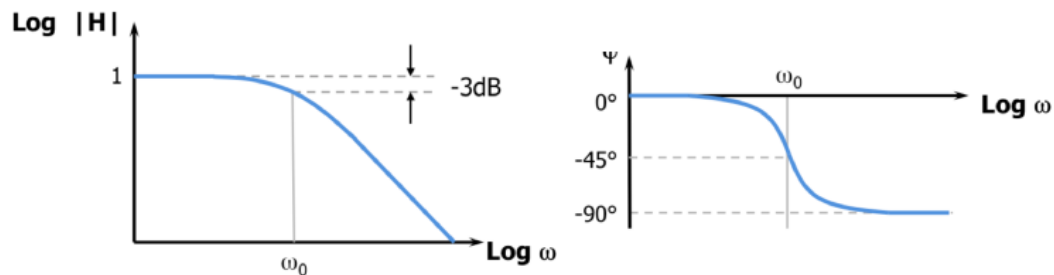


FIGURE 4.33 – Fonction de transfert d'un RC passe-bas

En première approximation, l'AOP réel est un circuit à un pôle. Un AOP réel comporte une impédance de sortie non-nulle et des capacités parasite. On obtient alors un "montage" constitué d'un AOP idéal de gain A_0 avec une résistance et une capacité. La seule différence avec le circuit RC est le gain A_0 : l'asymptote horizontale de $\log |H|$ vaudra dès lors A_0 et non plus 1. L'AOP agit ainsi comme un filtre passe-bas : au delà d'une certaine fréquence le gain diminue jusqu'à devenir nul.

Quel est l'effet de la rétroaction sur la fonction de transfert ? Soit un montage non-inverseur. Pour calculer la fonction de transfert, on applique les formules générales de la rétroaction :

- Bloc A : L'AOP à un pôle. Fonction de transfert : $A(j\omega) = A_0 / (1 + j\omega RC)$.
- Bloc B : La rétroaction. Fonction de transfert¹¹ : $B(j\omega) = -R_1 / (R_1 + R_2)$.

Comme vu précédemment, la fonction de transfert du bloc A avec une rétroaction devient

$$A_R(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 - A(j\omega) \cdot B(j\omega)} \quad (4.50)$$

En première approximation, le gain est divisé par $1 - A_0 B$ et la pulsation de coupure (et donc sa bande passante) est multipliée par ce même facteur. La fonction de transfert voit donc son gain descendre et le graphique de la phase se voit translaté vers la droite.

11. Voir plus haut, déjà étudié.

Produit "gain * bande passante"

On vient de le voir, une rétroaction augmente la bande passante. Comme un même facteur intervient dans deux cas, on peut dire que le produit suivant, le produit "gain * bande passante" est constant

$$A'_0\omega'_0 = A_0\omega_0 \quad (4.51)$$

Cela signifie qu'il n'est pas possible d'avoir à la fois un gain élevé et une bande passante élevée mais aussi que ce produit, constant, est une caractéristique intrinsèque de l'AOP.

Pour l'info, on peut aussi modéliser l'AOP comme ayant trois pôles.

4.4.4 Dimensionnement d'un montage à ampli-op

Il faut suivre ces quelques étapes! Rajoutons qu'il est important de savoir dimensionner un AOP en tant qu'ingénieur!

1. Établir le cahier des charges
2. Calculer le nombre d'étages (via le produit gain * bande passante)
3. Choisir le type d'étages (impédances et phase)
4. Calculer les tensions de décalage en sortie (offset et courants d'entrée)

Chapitre 5

Diodes et applications

5.1 Introduction

La diode est le plus simple des semi-conducteurs. Leur utilisation principale consiste à redresser une tension : par exemple, changer une tension alternative en une tension intégralement positive. En plus de redresser, on peut également écrêter une tension c'est-à-dire lui imposer une limitation

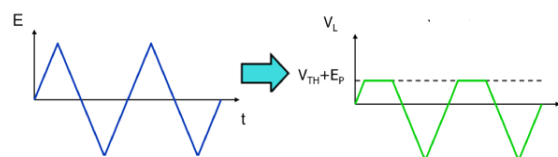


FIGURE 5.1 – Écrêtage

5.2 La diode à jonction PN (idéale)

La diode possède deux bornes :

1. La borne côté triangle A : l'anode
2. La borne côté barre K : la cathode



FIGURE 5.2

La diode possède donc un sens, on ne peut pas switch les deux côtés ! Il faut retenir que la cathode émet des électrons, le courant va bien de l'anode à la cathode (le courant allant en sens inverse). Compte tenu de ces deux bornes, on peut lister une des trois propriétés principales de la diode :

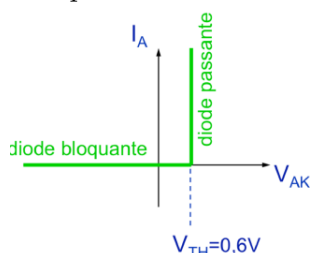


FIGURE 5.3

1. Elle n'admet de courant que $A \rightarrow K$
2. Elle ne peut que consommer de l'énergie : dipôle passif¹
3. Elle ne possède que deux états : *passante* (le courant passe) et *bloquante*. C'est saladé tout, ou rien.

Compte-tenu de cette troisième propriété, la caractéristique (I, V) d'une diode forme un angle droit. Cet angle droit s'observe pour V_{TH} , la tension de seuil (souvent 0.6V) qui représente le passage de l'état bloquant à passant.

1. Flèche de tension opposée au courant.

5.2.1 Caractéristique d'une diode idéale

Diode passante

La caractéristique nous montre que le courant est positif et que la ddp sur la diode vaut $V_{TH} = 0.6 \text{ V}$. On peut résumer ceci mathématiquement en

$$\begin{cases} V_{AK} = 0.6 \text{ V} \\ I_A > 0 \end{cases} \quad (5.1)$$

On remarque qu'une diode passant peut être assimilée à une source de tension idéale à valeur V_{TH} . En effet, sa caractéristique est une droite verticale et elle impose une ddp mais pas le courant.

Si dans un circuit, les tensions sont bien plus élevée que V_{TH} on peut la remplacer par $V_{TH} \approx 0$ soit un court-circuit !

Diode bloquante

La caractéristique nous montre que le courant est nul et que la ddp sur la diode est inférieure à 0.6 V . Mathématiquement :

$$\begin{cases} V_{AK} < 0.6 \text{ V} \\ I_A = 0 \end{cases} \quad (5.2)$$

On peut, avec un raisonnement semblable, associer une diode bloquante à un circuit ouvert : il impose un courant nul, mais pas la ddp. Notons cependant que la ddp peut être supérieure à V_{TH} pour le circuit ouvert.

Il faut bien garder à l'esprit que la diode est un composant **non-** linéaire, sa caractéristique n'étant pas une droite mais deux demi-droite. En résumé express, la diode (idéale) est un composant semi-conducteur, à deux bornes, non symétrique, passif, à deux états et non-linéaire.

5.3 Résoudre un circuit à diodes

⚠ Ne surtout pas confondre potentiel (par exemple, sur une des bornes de la diode (V_A, V_K)) avec une ddp (tension sur la diode ($V_{AK} = V_A - V_K$)). C'est bien V_{AK} qui figure sur la caractéristique, ne mélangeons pas tout !

5.3.1 Méthode canonique

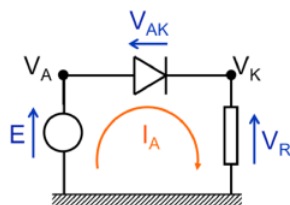


FIGURE 5.4

La première chose à faire est définir les signes des tension et des courants. Il y a alors trois inconnues (V_{AK}, V_R, I_A) et il nous faut autant d'équations :

1. Loi des mailles $E = V_{AK} + V_R$
2. Loi de la résistance $V_R = RI_A$
3. Loi de la diode

La souci est qu'il n'est pas possible d'écrire la *loi de la diode* en une seule équation à cause de son comportement tout/rien. Pour s'en sortir, il faut suivre un raisonnement par **hypothèse** : commencer par un *si*.

Cela consiste à : poser une hypothèse, raisonner comme si elle était vraie et vérifier ensuite si le résultat est compatible avec l'hypothèse.

Dans notre cas, supposons que la diode est passante : je peux la remplacer par une source de tension et résoudre le circuit². Comme par hypothèse $V_{AK} = 0.6 \text{ V}$, si $I_A > 0$ c'est en principe bon (vérifiez quand même l'autre cas!). On aurait pu également prendre la seconde hypothèse : remplacer la diode par un circuit ouvert. Si $V_{AK} < 0.6 \text{ V}$ alors ce serait bon.

On remarque que le test de l'hypothèse se fait avec l'inégalité. Pour des exemples de calcul, voir p. 20–23.

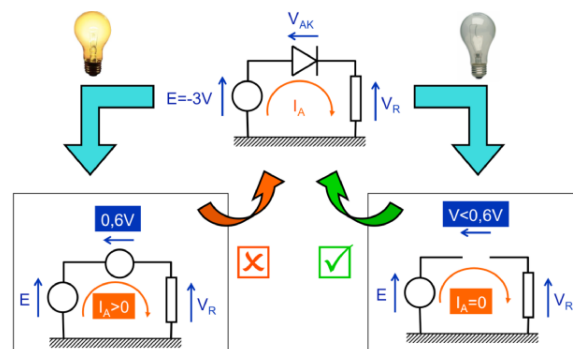


FIGURE 5.5

Une résolution graphique est également possible : il faut dessiner, sur le même graphique, la caractéristique de la diode et celle du circuit extérieur. En fonction du point d'intersection, on peut déterminer l'état de la diode. Ceci n'est faisable que pour des circuits extérieurs simples! △ En synthèse, il faut bien raisonner par hypothèses et surtout ne **pas** utiliser la superposition!

5.4 Diodes et polarisation

Polariser un élément, c'est l'amener dans une certaine situation électrique via un circuit extérieur (souvent avec des sources continues). C'est intéressant pour la diode, car cela permet de contrôler son état.

Avant tout, un peu de vocabulaire : une diode est en polarisation *directe* ou *indirecte* suivant le signe de V_{AK} . Si cette ddp est positive, la polarisation est dite *directe* et *inverse* dans le cas contraire.

5.4.1 Rendre une diode bloquante

Il suffit de faire quelque chose que toi, oui toi, fait très bien : rien. En effet, si la diode n'est connectée à rien elle est spontanément bloquante. Elle reste bloquante tant qu'on lui impose une tension inférieure à 0.6 V .

5.4.2 Rendre une diode passante

Pour se faire, il ne faut **surtout pas** lui appliquer directement une fem ($\geq 0.6 \text{ V}$). Deux cas possibles :

1. Si la fem vaut V_{TH} , les caractéristiques se superposent et aucun point de fonctionnement n'est défini : I_A indéterminé.
2. Si la fem est supérieure à V_{TH} les caractéristiques ne se croisent pas : $I_A = \infty$.

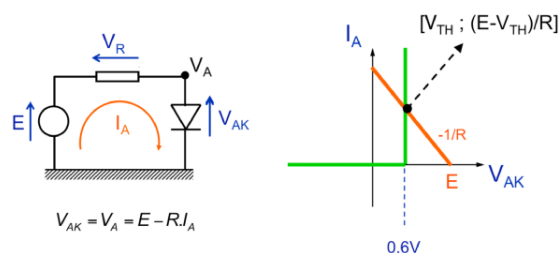


FIGURE 5.6

Pour régler le problème, il faut utiliser une *résistance de limitation de courant* : on lui tape une résistance en série. Cela va incliner la caractéristique du circuit extérieur et donner lieu à un point d'intersection donnant lieu à un courant non-infini : $I = (E - V_{TH})/R$. Dans la pratique, le dimensionnement se fait via R . Il est également possible de rendre une diode passante avec une source de courant connectée dans le **bon** sens.

2. Conseil : redessiner le circuit

5.5 Principaux circuits à diodes

5.5.1 Redresseur simple alternance

Il s'agit du circuit à diode le plus simple : une source de tension, une diode et une résistance. La résolution du circuit donne lieu (si la source de tension est un paramètre) à deux cas :

- Diode passante si $E > V_{TH}$
- Diode bloquante si $E < V_{TH}$

Si l'on applique une tension alternative, seules les valeurs positives de E (à V_{TH} près) passeront et les autres seront bloquées.

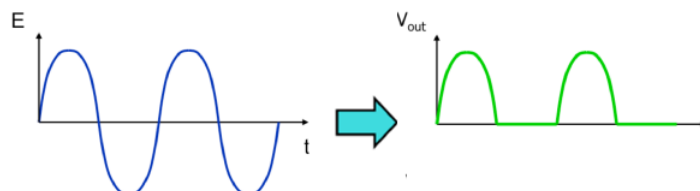


FIGURE 5.7

5.5.2 Sélecteur de maximum/minimum

Il faut appliquer la méthode vue, pour quatre cas possibles : chacune des deux diodes peut être dans les deux états. Supposons $E_1 > E_2 > 0$ et calculons V_{out} . Soit D_1 , D_2 , nos deux diodes.

Si D_1 est passante, $V_K = E_1 - 0.6 V$.

- Si D_2 est passante, $V_K = E_2 - 0.6 V$ ce qui est impossible : les deux ne peuvent pas être passantes.
- Si D_2 est bloquante, on peut la modéliser par un circuit ouvert : le courant dans D_1 est positif, elle peut donc être passante. La ddp sur D_2 vaut $V_{A2} - V_K < 0.6 V$ c'est bon !

La situation D_1 passante et D_2 bloquante est bonne. On peut faire un même raisonnement dans le cas inverse pour en venir à la conclusion que $V_{out} = \max(E_1, E_2)$.

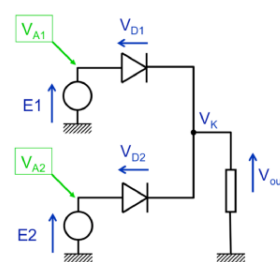


FIGURE 5.8

5.5.3 Redresseur double alternance

Schéma à deux diodes

Il transforme *toutes* les alternances (positives et négatives) de la tension d'entrée en alternances positives de la tension de sortie. On peut le réaliser avec deux diodes, mais il faut alors deux sources de courant identiques.

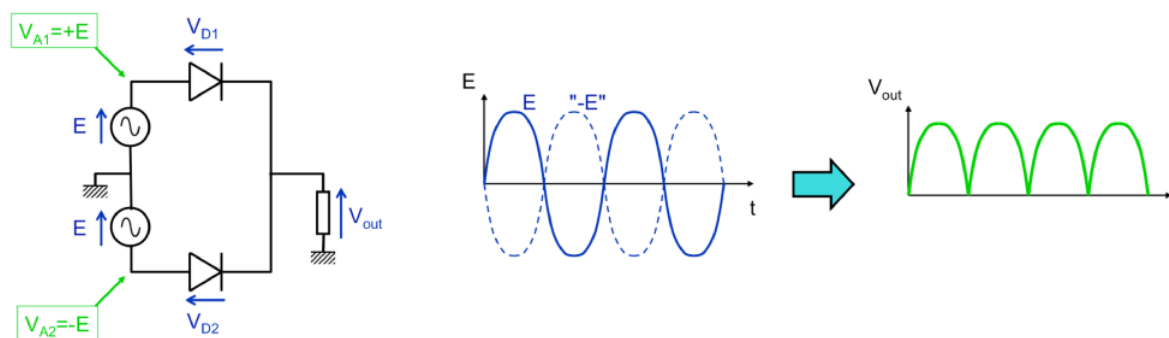


FIGURE 5.9

On peut raisonner de façon semblable au secteur vu précédemment ou utiliser un raisonnement alternatif :

- L'anode de D_1 est au potentiel $V_{A1} = 0 + E$ (sinusoïdale continue)(0 vient de la masse)
- L'anode de D_2 est au potentiel $V_{A2} = 0 - E = -E$ (sinusoïdale discontinue)(sens de la flèche cause le -)

Il s'agit en fait d'un sélecteur de maximum avec deux sources opposées l'une de l'autre : seule l'alternance positive est sélectionnée.

Pont à quatre diodes

Il est possible de faire de même avec une seule source, mais cela nécessite quatre diodes.

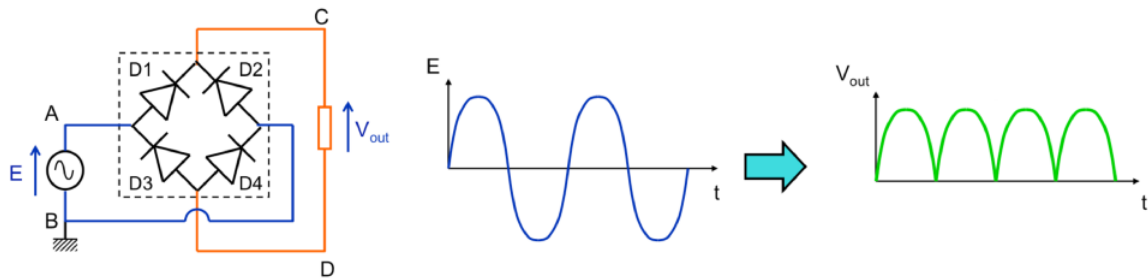


FIGURE 5.10 – Remarquez le "sens" des diodes (pour sélectionner le minimum)

En se basant sur les propriétés du sélecteur, on peut dire que :

1. Si $E > 0 \rightarrow V_A > V_B$
 - D_1/D_2 prends le max, c'est à dire $V_C = V_A$.
 - D_3/D_4 prends le min, c'est à dire $V_D = V_B$.
 - $V_{out} = V - C - V_D = V_A - V_B = E$
2. Si $E < 0 \rightarrow V_A < V_B$
 - D_1/D_2 prends le max, c'est à dire $V_C = V_B$.
 - D_3/D_4 prends le min, c'est à dire $V_D = V_A$.
 - $V_{out} = V - C - V_D = V_B - V_A = -E > 0$

5.5.4 Limiteur de tension (écrêteur)

Ceci est fortement utiliser pour protéger une composante. Pour être rigoureux, il faudrait faire un raisonnement par hypothèses. On peut gagner du temps en remarquant que si on "oublie" la diode, on trouve un diviseur résistif.

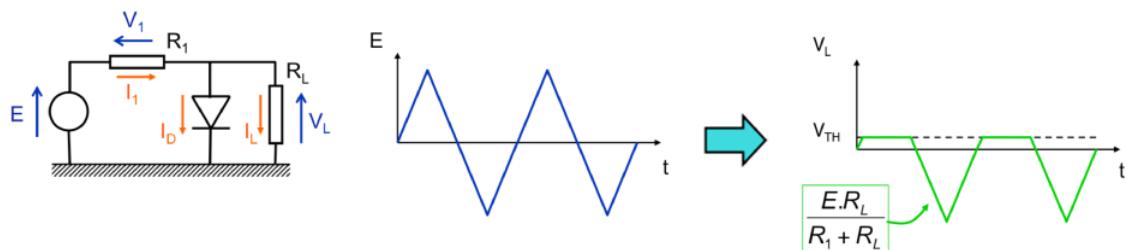


FIGURE 5.11

Si la diode est passante $V_L = V_{AK} = 0.6 \text{ V}$.

- Le courant dans R_L vaut $I_L = 0.6/R_L$
- Le courant dans R_1 vaut $I_1 = (E - 0.6)/R_1$

- Le courant dans D est la différence entre les deux : $I_D = I_1 - I_L$.
- $I_D > 0 \Rightarrow E.R_L(R_1 + R_L) > V_{TH}$

Si la diode est bloquante

- Diviseur résistif $V_{out} = E.R_L(R_1 + R_L)$
- Valable que si la ddp sur la diode $< V_{TH}$: $E.R_L(R_1 + R_L) < V_{TH}$

On peut vérifier (ça se sent directement intuitivement, la tension aux bornes d'une diode ne pouvant dépasser V_{TH}) que la tension sur la charge (R_L) ne dépasse jamais V_{TH} .

5.5.5 Ecrêteur polarisé

Le montage précédent ne permet que de protéger à hauteur de V_{TH} . Si on veut une autre valeur, il suffit de rajouter une source de tension continue en série avec la diode et le tour est joué !

5.5.6 Détecteur de crête

Chapitre 6

Fonctionnement interne

Introduction

La composé principal des composants électronique est le silicium car celui-ci est un semi-conducteur, un corps aux propriétés entre celle d'un bon conducteur et d'un isolant. Quel est l'itnérêt de travailler avec un mauvais conducteur/isolant ? Car on parvient à modifier la conductivité de manière électrique : on peut imposer la valeur d'un courant et créer nos fameux circuits.

6.1 Physique des semi-conducteurs

6.1.1 Solides conducteurs : courant électrique

Considérons une température non nulle de 300K. Si l'on applique pas de courant, l'agitation thermique cause un mouvement aléatoire comme on aurait pour un gaz¹ : $I_{net} = 0$.

Par contre, l'application d'une ddp crée un champ électrique attirant les électrons dans une direction : le mouvement est toujours désordonné mais il existe une direction préférentielle et donc $I_{net} > 0$.

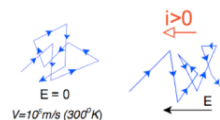


FIGURE 6.1

6.1.2 Cristal de Si (pur)

Intéressons nous à ce fameux cristal, qui possède une structure atomique différente : moins de couches électroniques 4 e^- de valence au lieu d'un et une charge de cœur (cœur : noyau + couches internes) plus grande. Il est alors possible de les arranger comme les métaux en complétant la couche périphérique pour avoir huit électrons \rightarrow 8 liaisons covalentes.

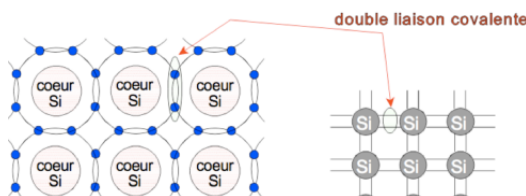


FIGURE 6.2

Les métaux n'utilisent **pas** la liaison covalente, consistant en la mise en commun d'un électron de deux atomes. Comme *Si* possède 4 e^- périphérique il peut se lier à 4 atomes voisins pour avoir une couche périphérique de 8 e^- .

Tous les électrons de valences sont tous "utilisés"/"bloqués" par les liaisons covalentes mais

1. Les mouvements individuels s'annulent.

ils sont aussi plus "liés" que dans un atome de métal car le *Si* possède moins de couche : l'attraction du noyau est plus forte. De plus le cœur est plus chargé : encore plus d'attraction.

Tout ceci montre que l'énergie de liaison est bien plus forte que dans un métaux, il en résulte une faible conductivité.

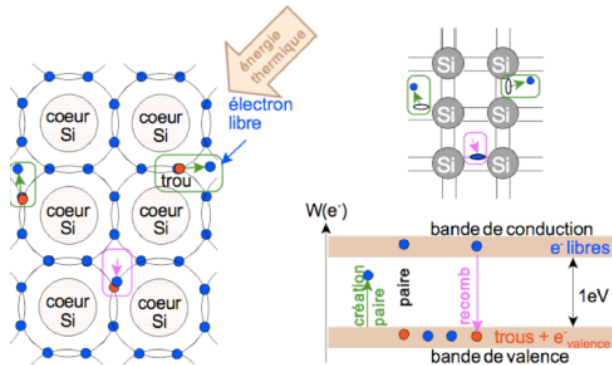


FIGURE 6.3

tron de valence d'une liaison adjacente, il laisse à son tour un nouveau trou : le déplacement de l' e^- provoque le déplacement d'un trou, une charge positive susceptible de se déplacer².

La seconde grande différence est que si un électron se fait arracher (pour devenir une charge libre dans la bande de conduction), il laisse un "trou" à sa place, soit un défaut d'électron ; par rapport à l'atome neutre, c'est une charge positive. La libération d'un électron crée automatiquement une paire électron/trou : tous deux peuvent se déplacer pour former du courant. On parle de recombinaison électron-trou quand un électron vient combler un trou. Si un trou est comblé par un élec-

6.1.3 Dopage

La différence entre un semi-conducteur et un bon conducteur est que sa conductivité est bien plus faible et qu'il possède deux types de charges. Le *dopage*, c'est ajouter volontairement des impuretés (atomes étrangers) pour augmenter grandement la conductivité du matériau.

Atome donneur/accepteur

Le but est d'introduire un atome pentavalent à la place d'un atome de silicium : un électron de valence ne participe pas aux liaisons covalentes et est quasiment libre au point de participer à la conduction. Il s'agit donc d'un atome donneur. L'inverse est également faisable en introduisant un atome trivalent : un quasi-trou (car son énergie est très proche de celle d'un électron de valence) sera créé et il peut participer à la conduction. On parle alors d'atome accepteur.

Il existe alors deux types de dopages :

1. Semi-conducteur **intrinsèque** : propriétés dépendent uniquement de ses caractéristiques propres (Si pur, Si dopé à haute température, ...)
2. Semi-conducteur **extrinsèque** : propriété dépendent essentiellement du dopant (type P ou N).

Dopage par atome donneurs

L'introduction des donneurs donne un véritable "réservoir d'électrons" facilement libéré par agitation thermique : un très petit nombre de donneurs joue énormément sur la conductivité. On observe également une diminution du nombre de trous. Le produit des densités $p * n$ est constant. Avec un tel dopage, il y a environ $2 * 10^8$ fois plus d' e^- que de trous. Les e^- sont majoritaires et les trous minoritaires.

2. Un électron possède une mobilité triple qu'un trou, et donc un courant bien plus important.

Effet de la température

Le produit des densité de charges mobiles $n * p$ ne dépend **que** de la température et grandit fortement avec elle

$$pn \propto T^3 e^{-\frac{W_G}{kT}} \quad (6.1)$$

On remarque alors qu'au delà d'une certaine température (500K), $n > N_a, N_d$ la densité de dopant : le Si redevient intrinsèque et on ne parle plus de type p et n car toutes les propriétés acquises par le dopage sont perdues (en effet, il y a suffisamment d'énergie thermique que pour faire passer les électrons de valence dans la bande de conduction). Cependant, attention à la surchauffe !

Synthèse (atomes donneurs)

Une faible quantité de dopage modifie à mort la composition des porteurs mobiles : la densité des électrons devient celle des donneurs, ils deviennent majoritaire et les trous minoritaires. On parle de semi-conducteurs de **type n** car les charges négatives sont minoritaires.

Synthèse (atomes accepteurs)

Les conclusions sont inversées : trous majoritaires, électron minoritaire. On parle de semi-conducteurs de **type p**.

6.2 Jonction PN et diode

6.2.1 Jonction PN

La jonction PN est la frontière entre deux blocs de semi-conducteurs accolés : un de type P et un de type N (réalisé par un dopage sélectif du Si). C'est la frontière entre les deux zones, aux propriétés particulières, qui est à la base même de l'électronique. Par exemple, la diode est une jonction PN aux extrémités métallisées.

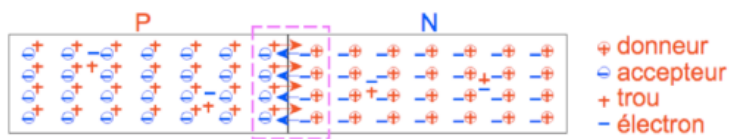


FIGURE 6.4

Si on connecte les jonctions P et N, à la frontière (jonction) les porteurs majoritaires vont se recombiner et l'électro-neutralité n'est localement plus assurée car il n'y a plus de charges mobiles pour compenser les charges fixes : la région P se charge négativement et la région N positivement. Un champ électrique va donc se créer (par la présence des charges fixes !), repoussant les porteurs majoritaires et attirant les minoritaires.

Cette zone, appauvrie en charges mobiles, est la **zone de charge d'espace**. Elle ne contient plus que des charges fixes créant un champ repoussant les porteurs majoritaires. On peut associer ce champ à une barrière de potentiel empêchant les porteurs majoritaires à traverser la frontière entre les deux blocs.

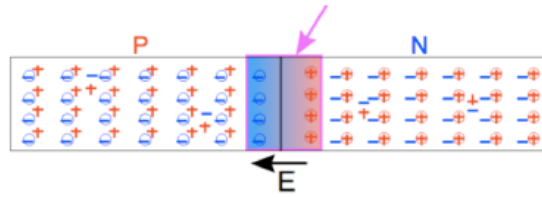


FIGURE 6.5

Nous avons créé un composant bloquant le passage du courant : diode à l'état bloquant. Trouvons un moyen de la débloquent : c'est la polarisation.

6.2.2 Jonction PN polarisée

Polarisation inverse (en sens bloquant)

On applique une tension **positive** du côté **N**. Le potentiel du côté N est plus positif que celui du côté P. Ceci éloigne les porteurs majoritaires de la jonction qui devient plus grande. Le pouvoir bloquant de la diode est renforcé par une polarisation négative.

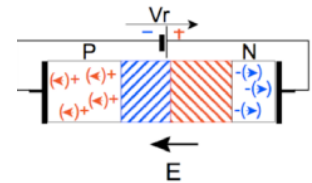


FIGURE 6.6

Polarisation directe

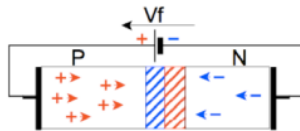


FIGURE 6.7

On applique une tension **positive** du côté **P**. Il y a donc une tendance à repousser les porteurs majoritaires vers la jonction et réduire la zone de charge d'espace. A un certain moment, la barrière devient plus faible à tel point que les porteurs majoritaires ont assez d'énergie pour passer outre celle-ci : la diode devient passante. Les électrons et les trous se recombinent à la jonction, permettant au courant de circuler.

6.2.3 Caractéristique réelle d'une diode

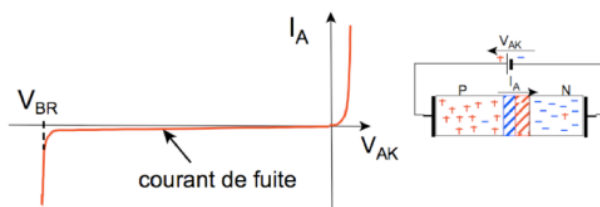


FIGURE 6.8

peu nombreux. Cela va générer des paires électrons/trous dans la jonction et provoquer un courant de surface qui n'est rien d'autre que le courant de fuite.

Le coude de la caractéristique réelle d'une diode correspond au moment où le potentiel peut être contrôlé par le champ extérieur : les porteurs peuvent passer et le courant augmente. Considérons maintenant la polarisation en inverse. Les porteurs ayant assez d'énergie pour franchir la barrière sont rares : s'ils passent ils sont

La bonne nouvelle est que l'on peut maintenant expliquer l'avalanche. En polarisation inverse, les charges qui passent sont responsables d'un courant de fuite. Ces charges ont un parcours chaotique et plus la tension est élevée plus ces charges vont vite et créent des collisions rapides. L'avalanche résulte de deux collisions trop violentes :

1. Les collisions chauffent les atomes du cristal (destruction de la diode)
2. Si tension inverse très importante, un électron accéléré peut arracher un électron de valence et créer une paire électron-trou qui va lui aussi arracher. . Il en résulte une augmentation du courant inverse de la diode, diode incapable de supporter ça.

Chapitre 7

Les transistors

7.1 Le transistor : généralités

Il s'agit d'un élément pouvant être utilisé en *amplification* (électronique analogique, AOP, ...) ou en *commutation* (base de l'électronique numérique). On les regroupe en deux familles : les transistors *bipolaires* et à *effet de champ*. Cette dernière famille est la plus utilisée aujourd'hui : dans ce chapitre, nous étudierons le NMOS à enrichissement, transistor à effet de champ.

7.2 Le transistor MOS utilisé en amplification

7.2.1 Transistor MOS : propriétés de base

Introduction

Le transistor possède trois bornes ; les trois bornes du NMOS se nomment le *drain* (D), la *source* (S) et la grille (G). Qui dit trois bornes dit plusieurs modes de connexion : souvent la source est utilisée comme référence de tension par rapport à la grille et au drain, c'est une **source commune**, source que l'on connecte à la masse.

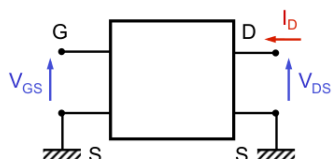


FIGURE 7.2

Dans un tel montage, on applique au transistor la tension V_{GS} (signal d'entrée) et en récupère la tension V_{DS} (signal de sortie). Sous cette disposition, on peut associer le transistor à un quadripôle (ou la source est commune à l'entrée et à la sortie, étant reliée à la masse).¹

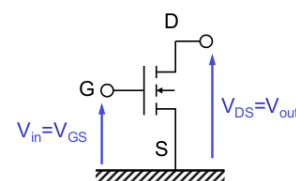


FIGURE 7.1

Caractéristique de sortie

On s'intéresse ici à la courbe décrivant le comportement du transistor dans le plan (I_D, V_{DS}) . Soit I_D le courant de drain, c'est-à-dire le courant traversant le transistor du drain vers la source. Au début, lorsque les signaux sont faibles, la caractéristique comporte une zone dite *zone ohmique* : on associe le comportement à celui d'une résistance (droite) non-linéaire (s'incurve).

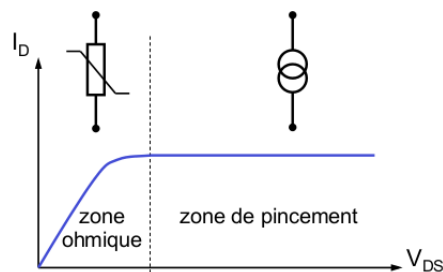


FIGURE 7.3

1. On considère un courant (entrant par convention) à la sortie et aucun courant à l'entrée (cf. plus tard)

Pour de plus grandes valeurs de V_{DS} , la caractéristique est horizontale : on associe le comportement de cette zone, dite *zone de pincement* à celui d'une source de courant. Le transistor fonctionne alors comme une **source de courant** si la tension V_{DS} qu'on lui applique est suffisante.

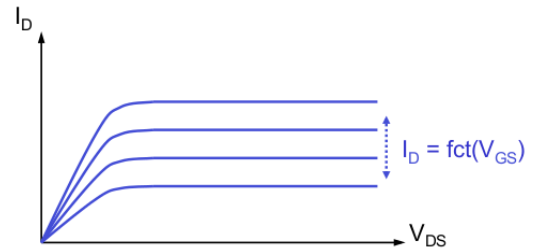


FIGURE 7.4

Il ne faut pas oublier que la valeur du courant de drain I_D dépend de V_{GS} appliquée au transistor (dépendance non-linéaire) : la caractéristique de sortie est un réseau de courbe dont une seule n'est vraie qu'à un instant donné ! Si on demande la caractéristique d'un MOS à l'examen, il faut bien donner le réseau de courbes ².

Caractéristique de transfert

Cette caractéristique représente la dépendance entre I_D et V_{GS} . On place la grandeur de sortie en ordonnée (I_D) et la grandeur d'entrée en abscisse (V_{GS}). La relation est non-linéaire, représentée ci-contre uniquement avec pincement (la représentation est d'ailleurs un peu faussée, il faudrait légèrement traduire la courbe vers la droite).

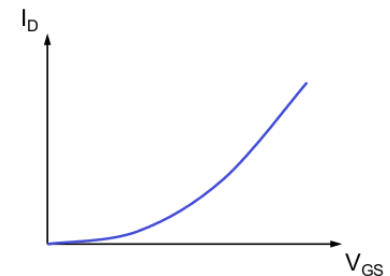


FIGURE 7.5

Caractéristique de transfert : transconductance

On appelle la pente de la caractéristique de transfert la transconductance :

$$g_m = \left. \frac{\delta I_D}{\delta V_{GS}} \right|_Q \quad (7.1)$$

Elle varie en fonction du point Q considéré et son unité s'exprime en Ω^{-1} . Il s'agit du facteur multiplicatif entre l'entrée et la sortie que l'on ne peut appeler gain car l'entrée et la sortie ne sont pas du même type (tension et courant).

7.2.2 Transistor MOS : structure interne

Voir chapitre 6.

7.2.3 Étage amplificateur à transistor MOS : principe

Étage amplificateur

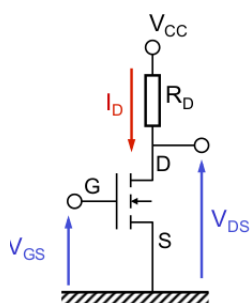


FIGURE 7.6

On vient de voir que le transistor agit comme une source de **courant** commandée en **tension**. Pour faire une source de **tension** commandée en **tension** il suffit de rajouter une résistance ! On peut alors parler de gain. Ci-contre, l'**étage amplificateur à source commune** : schéma de base pour l'amplification.

On peut voir V_{CC} comme une source externe d'énergie utilisable par le transistor, celui-ci va la "doser" : le transistor est un élément actif qui contrôle un signal d'énergie élevée par un signal plus faible. On suppose ici un montage à vide, sans charge : le courant dans la résistance est le même que celui traversant le transistor entre D et S (I_D).

2. ⚠ Ne pas confondre V_{DS} et V_{GS} !

Étage amplificateur : résolution graphique

La question est : que vaut V_{DS} ? La résolution graphique est préférable, l'analytique étant lourde à cause de la non-linéarité du composant : on va tout tracer dans le même graphique. La résistance impose

$$V = R_D \cdot I_D \quad (7.2)$$

On peut donc écrire la chute de tension sur R_D :

$$V_{DS} = V_{CC} - R_D \cdot I_D \quad (7.3)$$

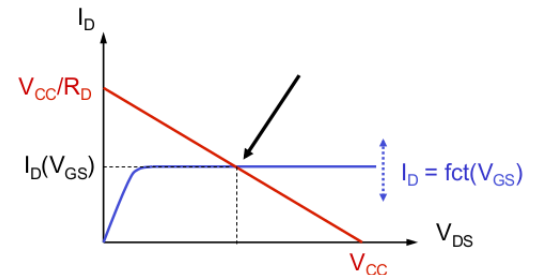


FIGURE 7.7

On peut alors obtenir une droite nommée *droite de charge*. L'intersection de cette droite avec la caractéristique de sortie nous donne le point de fonctionnement **à un moment donné**. Cependant, n'oublions pas que nous avons un "réseau" de courbes : l'intersection n'est pas fixe, elle dépend de la tension d'entrée du montage (soit la valeur de la tension de grille V_{GS}).

Étage amplificateur : interprétation

Lorsqu'on augmente V_{GS} le transistor consomme de plus en plus de courant I_D : la caractéristique de sortie se translate vers le haut. Forcément, la chute de tension sur R_D augmente et V_{DS} diminue (à cause d'une chute plus importante dans la résistance).

Étage amplificateur : difficultés

Peut-on parler d'amplification (V_{GS} par rapport à V_{DS}) ? Ahah, non. Trois raisons :

1. Le gain en tension est négatif (on vient de voir qu'augmenter V_{GS} diminue V_{DS})
2. L'amplification est non linéaire (caractéristique de transfert du transistor)
3. Pas d'amplification si $V_{GS} < 0$ (structure interne)

Polarisation

Le troisième problème est gênant, car énormément de signaux sont alternatifs : il faut décaler V_{GS} pour que toutes ses valeurs soient positives en lui rajoutant une composante continue. Le signal d'entrée possède alors une composante V_{GSQ} soit une tension continue (moyenne

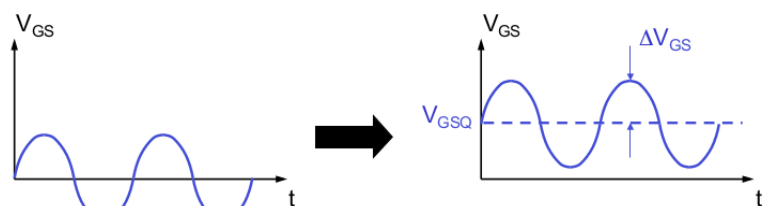


FIGURE 7.8

du signal V_{GS}) et une composante alternative portant l'information utile ΔV_{GS} . La présence de ce terme continu s'étend alors aux autres grandeurs électriques : $I_D = I_{DQ} + \Delta I_D$ et $V_{DS} = V_{DSQ} + \Delta V_{DS}$. Cette composante continue est la **polarisation** : elle ne porte aucune information utile et sert juste à placer le transistor dans une certaine condition électrique³

3. Le point de polarisation est le point correspondant aux valeurs moyennes des signaux électriques.

Petites signaux

L'amplification étant non-linéaire⁴, l'amplification l'est donc également : distorsions. Pour régler ce problème, on linéarise le système avec l'utilisation de faibles signaux afin d'assimiler la courbe à sa tangente. Pour le problème du gain négatif, ça n'en est pas vraiment un. Au pire, il faut juste rajouter un second étage pour ré-inverser le tout.

Étage amplificateur : interprétation

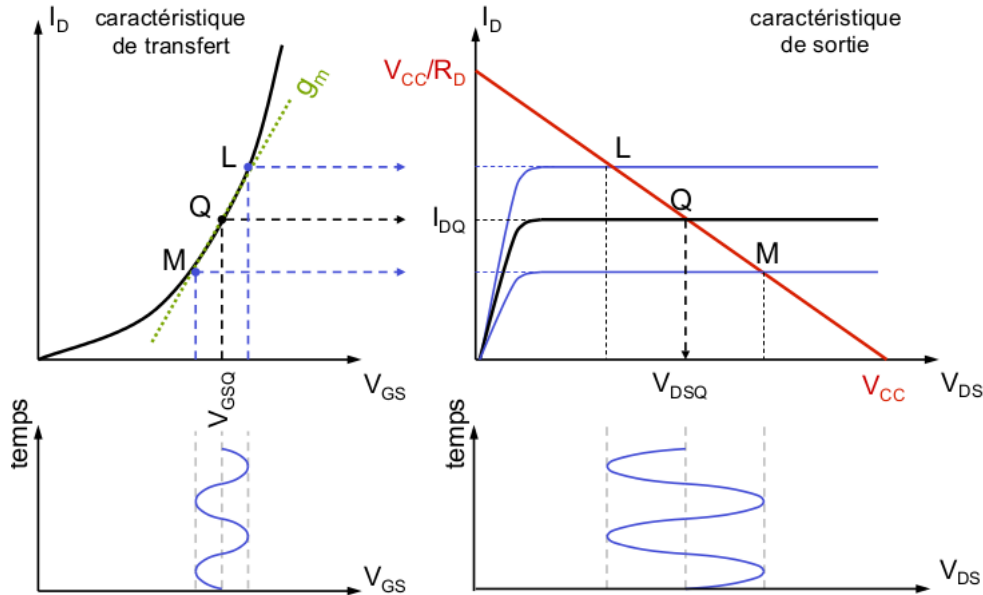


FIGURE 7.9

Considérons que notre fonction d'entrée (bas-gauche) soit un sinus placé au milieu de son axe par une polarisation d'entrée. Nous pouvons reporter l'amplitude d'oscillation sur le graphique du dessus (haut-gauche), les abscisses correspondant. Même si les oscillations sont petites, la droite est très forte est les variations seront importantes. En reportant I_D (haut-droite) et en suivant un raisonnement similaire on retrouve la tension de sortie (composante alternative), amplifiée négativement.

7.2.4 Étage amplificateur à transistor MOS : calcul

Introduction

Il faut séparer la polarisation et les petits signaux (composante alternative à amplifier) :

- Polarisation ; grandeurs continues (DC)
- Petits signaux ; grandeurs alternatives (AC)

Que vaut dès lors notre gain ? Les calculs sont assez simples et repris dans les slides 53-45 (△examen).

$$A_{AC} = \frac{\delta V_{DS}}{\delta V_{GS}} = -g_m R_D \quad (7.4)$$

4. La caractéristique de transfert est non linéaire.

Quatrième partie

Électronique numérique

Chapitre 10

Introduction à l'électronique numérique