

Université Pierre et Marie Curie  
Paris VI

# Licence de Sciences et Technologies

## Mentions Physique et Électronique

**Chaîne de Mesures et  
Capteurs  
LP398**  
Notes en cours de rédaction

### **Avertissement**

Ce document très incomplet est diffusé dans une version provisoire ; certains chapitres ne sont pas encore rédigés. Ce texte n'est donc pas représentatif de l'équilibre entre les différents chapitres présentés dans le cours oral. Dans ce contexte, je vous remercie par avance de me signaler les erreurs aussi bien que les formulations obscures. Vos commentaires et suggestions seront les bienvenus.

# Table des matières

## Table des matières

ii

<b>1</b>	<b>Circuits linéaires</b>	<b>1</b>
1.1	Circuits linéaires en régime statique	1
1.1.1	Dipôle – caractéristique – loi d’Ohm	1
1.1.2	Lois de Kirchhoff	2
1.1.2.1	Loi des nœuds	2
1.1.2.2	Loi des mailles	2
1.1.3	Impédance équivalente et diviseurs	2
1.1.3.1	Association série – diviseur de tension	2
1.1.3.2	Association parallèle – diviseur de courant	3
1.1.4	Sources continues	3
1.1.4.1	Sources parfaites	3
1.1.4.2	Sources réelles	4
1.2	Théorèmes de Thévenin et de Norton	5
1.2.1	Détermination des éléments des schémas équivalents de Thévenin et Norton	6
1.2.1.1	Essai à vide	6
1.2.1.2	Essai en court-circuit	6
1.2.1.3	Extinction des sources indépendantes	6
1.2.1.4	Exemple 1	6
1.2.1.5	Exemple 2	7
1.2.1.6	Cas particuliers	7
1.3	Circuits linéaires en régime sinusoïdal permanent	8
1.3.1	Amplitude complexe	8
1.3.2	Intégration et dérivation	8
1.3.3	Loi d’Ohm–impédance et admittance complexes	8
1.3.3.1	Résistances parfaites	8
1.3.3.2	Self-inductances parfaites	9
1.3.3.3	Condensateurs parfaits	9
1.3.3.4	Associations d’impédances complexes	9
1.3.3.5	Exemples d’application	9
1.3.3.5.1	Diviseur de tension	9
1.3.3.5.2	Circuits résonnants <i>R-L-C</i>	10
1.4	Autres théorèmes	10
1.4.1	Théorème de Millmann	10
1.4.2	Principe de superposition	11
1.4.2.1	Exemple	11
1.5	Sources commandées	11
1.5.1	Définition – usage	11
1.5.2	Les quatre types de sources commandées	12
1.5.3	Méthodes d’étude des circuits avec sources commandées	12
1.5.4	Circuits à S.C. équivalents à une impédance	12
1.5.4.1	Impédance simple : deux formes	12
1.5.4.2	Multiplicateur d’impédance à SVCV	13
1.5.4.3	Diviseur d’impédance à SICI	13
1.5.5	Exemples de circuits actifs à S.C.	13
1.5.5.1	Exemple élémentaire à SICV	13

1.5.5.2	Exemple de circuit à SVCV	14
<b>2</b>	<b>Filtres</b>	<b>15</b>
2.1	Utilité des filtres	15
2.2	Échelle logarithmique et décibels	15
2.3	Différents types de filtres	16
2.4	Filtres passifs analogiques	18
2.5	Filtres actifs analogiques et filtres numériques	20
<b>3</b>	<b>Amplificateur opérationnel</b>	<b>21</b>
3.1	A.O. en boucle ouverte	21
3.1.1	Introduction – représentation	21
3.1.2	Caractéristiques de l'A.O. — A.O. idéal	22
3.1.2.1	Saturation	22
3.1.2.2	A.O. idéal	22
3.1.3	Comparateurs	23
3.1.3.1	Comparateur à seuil nul	23
3.1.3.2	Comparateurs à seuil quelconque	23
3.1.4	Bande passante de l'A.O. seul	23
3.1.5	Le phénomène de triangulation : le slew rate	24
3.2	A.O. en linéaire	25
3.2.1	Ampli. non inverseur	25
3.2.1.1	Analyse détaillée d'un exemple	25
3.2.1.2	Effet de la limitation en fréquence du gain de l'A.O.	26
3.2.1.3	Analyse rapide pour un A.O. idéal	26
3.2.2	Le suiveur	27
3.2.3	L'amplificateur inverseur	27
3.2.4	Autres fonctions	28
3.2.4.1	Sommation pondérée	28
3.2.4.2	Différence pondérée	28
3.2.4.3	Intégrateur actif	28
3.2.4.4	Étude temporelle	28
3.2.4.4.1	Intégrateur non-compensé :	29
3.2.4.4.2	Intégrateur compensé :	29
3.2.4.5	Étude en régime sinusoïdal permanent	29
3.2.4.5.1	Intégrateur non-compensé (sans $R'$ ) :	29
3.2.4.5.2	Intégrateur compensé (avec $R'$ ) :	29
3.2.4.6	Différentiateur actif	30
3.2.4.7	Filtres actifs	30
3.2.4.8	Convertisseur courant-tension	31
3.2.4.9	Convertisseur tension-courant	31
3.3	Triggers	31
3.3.1	Trigger inverseur	32
3.3.1.1	Stabilité des points de fonctionnement :	32
3.3.1.2	Définition des seuils dans le cas d'un A.O. idéal	33
3.3.1.3	Hystérésis	33
3.3.2	Trigger non-inverseur	33
3.3.3	Triggers à seuils non symétriques	34
3.4	Oscillateurs non-sinusoïdaux	34
3.4.1	Multivibrateur astable	34
3.4.2	Générateur de triangles	35
3.5	Montages utilisant des dipôles non linéaires	36
3.5.1	Redresseur sans seuil	36
3.5.2	Fonctions logarithme et exponentielle	36

<b>4</b>	<b>Capteurs et conditionneurs</b>	<b>37</b>
4.1	Introduction–Exemples	37
4.1.1	Terminologie	37
4.1.2	Exemples de capteurs actifs	37
4.1.3	Exemples de capteurs passifs	37
4.1.3.1	Effets de géométrie	38
4.1.3.2	Effets des propriétés électromagnétiques des matériaux	38
4.1.4	Notion de corps d'épreuve	38
4.2	Caractéristiques de la chaîne de mesure	38
4.2.1	Caractéristiques du capteur	38
4.2.2	Erreurs de mesure	39
4.2.2.1	Erreurs déterministes systématiques	39
4.2.2.2	Erreurs aléatoires	39
4.2.2.3	Précision d'un capteur	39
4.2.3	Grandeurs d'influence sur la chaîne de mesure	39
4.3	Capteurs de température	40
4.3.1	Introduction : bilan thermique	40
4.3.1.1	Solution à l'équilibre	40
4.3.1.2	Constante de temps	40
4.3.1.3	Analogie avec les circuits électriques	40
4.3.2	Principes physiques et capteurs de température	41
4.3.2.1	Thermocouples	41
4.3.2.2	Thermométrie à diodes et transistors	41
4.3.3	Thermométrie résistive	41
4.3.3.1	Résistances métalliques	41
4.3.3.2	Thermistances à semi-conducteurs	42
4.3.3.3	Linéarisation amont en thermométrie résistive	42
4.3.3.3.1	Linéarisation parallèle des thermistances	42
4.3.3.3.2	Linéarisation série des thermistances métalliques	43
4.4	Conditionneurs pour capteurs résistifs	43
4.4.1	Montages de base, sensibilité	44
4.4.1.1	Source de courant	44
4.4.1.2	Montage potentiométrique	44
4.4.1.3	Montage à alimentations symétriques	44
4.4.1.4	Montages en pont de Wheatstone	45
4.4.1.4.1	Montage à un capteur en quart de pont	45
4.4.1.4.2	Montage à deux capteurs en demi-pont	45
4.4.1.4.3	Montage à quatre capteurs en pont complet	45
4.4.1.5	Linéarisation aval : montage à pont actif	46
4.4.2	Compensation des grandeurs d'influence	46
4.4.2.1	Influence des fils de liaison dans les montages à ponts	46
4.5	Capteurs de déformation	47
4.5.1	Élasticité	47
4.5.2	Principe des jauges extensométriques	48
4.5.3	Caractéristiques des jauges extensométriques	48
<b>5</b>	<b>Diodes et applications</b>	<b>49</b>
5.1	Diodes à jonction	49
5.1.1	Structure et caractéristique statique	49
5.1.1.1	Semi-conducteur	49
5.1.1.2	Jonction P–N	49
5.1.1.3	Caractéristique statique de la diode	50
5.1.2	Modélisations statiques de la diode	50
5.1.2.1	Diode idéale sans seuil	50
5.1.2.2	Diode idéale avec seuil	50
5.1.2.3	Diode idéale avec seuil et résistance série	51
5.1.2.4	Équation approchée de la caractéristique (hors claquage)	51
5.2	Polarisation des dipôles	51

5.2.1	Polarisation d'un dipôle passif	51
5.2.1.0.1	Cas de la diode :	52
5.2.2	Association de dipôles non linéaires	52
5.2.2.1	Association diode sans seuil et résistance	52
5.2.2.2	Association de deux diodes avec seuil	53
5.3	Dipôles non linéaires en régime variable	53
5.3.1	Utilisation des diodes en grands signaux	54
5.3.1.1	Redresseur mono-alternance passif	54
5.3.1.1.1	Remarque :	55
5.3.1.2	Redresseur mono-alternance actif	55
5.3.1.3	Limiteurs à diode	56
5.3.2	Dipôles non linéaires en petits signaux	56
5.3.2.1	Résistance différentielle d'un dipôle	57
5.3.2.2	Résistance différentielle de la diode	57
5.3.2.3	Méthode pratique d'étude des dipôles en petits signaux	57
5.3.2.3.1	Remarque :	58
5.3.3	Exemple : atténuateur à diode	58
5.3.3.1	Conclusion	59
5.4	Thermométrie à diodes	59
5.4.1	Principe de la thermométrie à diodes	59
5.4.2	Exemple de montage de thermométrie à diode	59
5.5	Autres diodes : diodes Zener	60
5.5.1	Caractéristique	60
5.5.2	Applications des diodes Zener	60
5.6	Composants opto-électroniques	61
5.6.1	Diodes électroluminescentes : DEL	61
5.6.1.1	Description des DEL	61
5.6.1.2	Circuits à DEL	61
5.6.2	Photodiodes et photopiles	61
5.6.2.1	Caractéristiques et modes de fonctionnement	61
5.6.2.2	Mode photoconducteur	62
5.6.2.3	Mode photovoltaïque	63
5.6.3	Autres photodétecteurs	64
5.6.3.1	Phototransistors	64
5.6.3.2	Photomultiplicateurs	64
5.6.3.3	Photorésistances	64
	<b>Index</b>	<b>65</b>

*Notes provisoires LP398*

# Chapitre 1

## Méthodes de base d'étude des circuits linéaires

### 1.1 Circuits linéaires en régime statique

Pour simplifier la présentation, on considère dans un premier temps seulement le régime *statique* ou continu, dans lequel les grandeurs électriques (courant, tension, ...) sont indépendantes du temps. Mais une grande partie des lois présentées restent valables pour les régimes dépendant du temps, notamment le régime sinusoïdal permanent (voir 1.3, avec les amplitudes et impédances complexes).

#### 1.1.1 Dipôle – caractéristique – loi d'Ohm

Un *dipôle* est un circuit électrique accessible par deux bornes A et B à partir desquelles sont définis :

- le courant  $I$  entrant par A ;
- la tension (différence de potentiel : ddp)  $V = V_{AB} = V_A - V_B$  aux bornes du dipôle.

Noter la convention *récepteur* dans laquelle le courant entre dans le dipôle par son pôle + : le dipôle consomme de l'énergie quand  $P = VI > 0$ .

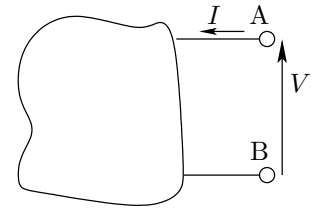


FIGURE 1.1 – Dipôle

La *caractéristique statique* du dipôle est la représentation  $I = f(V)$  du courant continu dans le dipôle en fonction de la tension  $V$  à ses bornes.

Le dipôle est qualifié de *linéaire* si sa caractéristique statique est une droite.

Le dipôle est dit *passif* si sa caractéristique passe par l'origine.

**Exemple :** une *résistance* est un dipôle linéaire passif. Elle suit la loi d'Ohm :

$V = RI$  où  $R$  est la résistance en Ohm ( $\Omega$ ) ou  $I = GV$  où  $G = 1/R$  est la conductance en Siemens (S)

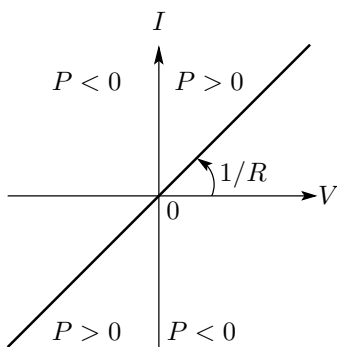


FIGURE 1.2 – Caractéristique d'une résistance  $R$  :  $V = RI$  ou  $I = GV$  où  $G$  est la conductance.

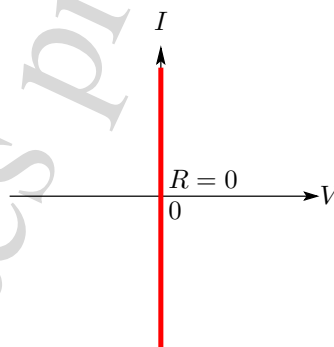


FIGURE 1.3 – Caractéristique d'un court-circuit :  
 $V = 0 \quad \forall I \quad \iff$   
 $R = 0 \quad \iff \quad G = \infty$

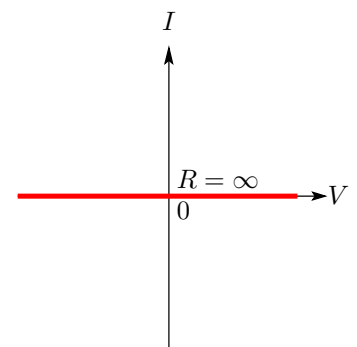


FIGURE 1.4 – Caractéristique d'un circuit ouvert :  
 $I = 0 \quad \forall V \quad \iff$   
 $G = 0 \quad \iff \quad R = \infty$

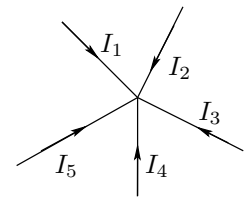
### 1.1.2 Lois de Kirchhoff

#### 1.1.2.1 Loi des nœuds

La somme algébrique des courants arrivant sur un nœud est nulle.

$$\sum_k I_k = 0$$

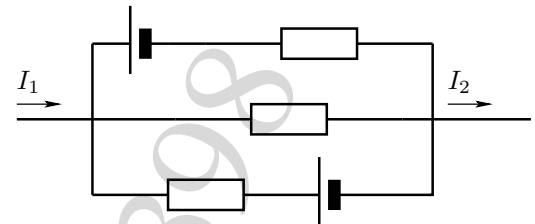
FIGURE 1.5 – Loi des nœuds



**N-B :** la masse est un nœud électrique particulier qui n'est pas toujours représenté explicitement comme un nœud du graphe.

FIGURE 1.6 – Application de la loi des nœuds

Sans calculer les courants dans les branches en parallèle, on peut affirmer que  $I_1 = I_2$ .

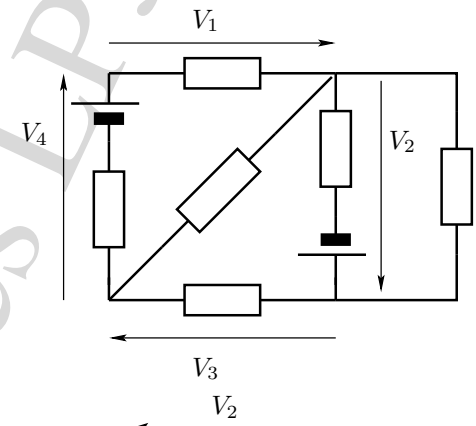


#### 1.1.2.2 Loi des mailles

La somme algébrique des différences de potentiel orientées dans une maille est nulle :

$$\sum_k V_k = 0$$

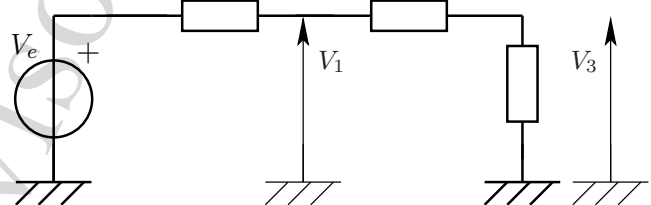
FIGURE 1.7 – Loi des mailles :  $V_1 + V_2 + V_3 + V_4 = 0$



**N-B :** la maille peut se refermer via la masse du circuit.

FIGURE 1.8 – Loi des mailles avec la masse

$$V_1 = V_2 + V_3$$



### 1.1.3 Impédance équivalente et diviseurs

#### 1.1.3.1 Association série – diviseur de tension

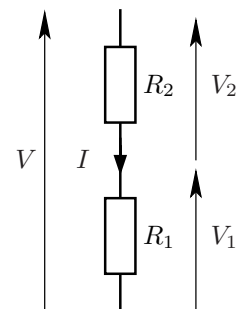
Le courant  $I$  est commun aux dipôles en série  $\Rightarrow$  l'éliminer dans l'expression des tensions.

$$\frac{V_1}{R_1} = \frac{V_2}{R_2} = \frac{V_1 + V_2}{R_1 + R_2} = I = \frac{V}{R_{\text{equiv.}}}$$

On en déduit

$$R_{\text{equiv.}} = R_1 + R_2 \quad \text{et} \quad \frac{V_1}{V} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

FIGURE 1.9 – Diviseur de tension



**NB1 :** Si  $R_1 \gg R_2$ ,  $R_{\text{equiv.}} \approx R_1$  : en série, c'est la plus grande résistance qui l'emporte.

**NB2 :** si une des résistances en série devient un circuit ouvert, la résistance équivalente tend vers l'infini.



**Généralisation :** Dans le cas de  $n$  résistances en série,

$$R_{\text{équiv.}} = \sum_k R_k \quad \text{et} \quad V_i = \frac{R_i}{\sum_k R_k} V$$

**1.1.3.2 Association parallèle – diviseur de courant**

La tension  $V$  est commune aux dipôles en parallèle  $\Rightarrow$  l'éliminer dans l'expression des courants.

$$R_1 I_1 = V = R_2 I_2 = \quad \text{et} \quad I = I_1 + I_2 = Y_1 V + Y_2 V = (Y_1 + Y_2) V$$

On en déduit

$$Y_{\text{équiv.}} = Y_1 + Y_2 \quad \text{et} \quad \frac{I_1}{I} = \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2}$$

Dans le cas de **deux** branches en parallèle, on peut écrire le diviseur de courant en termes de résistances, en plaçant au numérateur la résistance de la branche **opposée** à celle dont on calcule le courant :

$$\frac{I_1}{I} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{et} \quad R_{\text{équiv.}} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

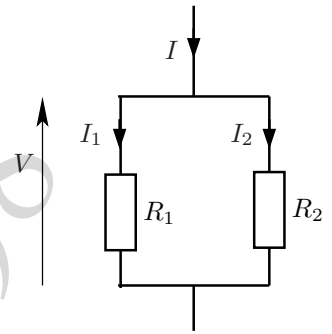


FIGURE 1.10 – Diviseur de courant

**NB1 :** Si  $R_1 \gg R_2$ ,  $R_{\text{équiv.}} \approx R_2$  : en parallèle, c'est la plus petite résistance qui l'emporte.

**NB2 :** si une des résistances en parallèle devient un court-circuit, la résistance équivalente tend vers zéro.

**Généralisation :** Dans le cas de  $n$  résistances en parallèle,

$$Y_{\text{équiv.}} = \sum_k Y_k \quad \text{et} \quad I_i = \frac{Y_i}{\sum_k Y_k} I$$

L'expression du diviseur de courant en termes de résistances devient rapidement très complexe<sup>1</sup> quand le nombre de branches est supérieur à deux. Il est donc conseillé de travailler avec les admittances.

**1.1.4 Sources continues**

La convention générateur est employée pour les sources qui sont des dipôles actifs :  $I$  et  $V$  dans le même sens dans le dipôle.

**1.1.4.1 Sources parfaites**

Source de tension idéale

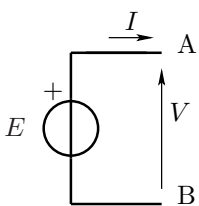


FIGURE 1.11 – Source de tension idéale : impose la tension  $V = E \quad \forall I$

Source de courant idéale

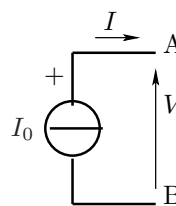


FIGURE 1.12 – Source de courant idéale : impose le courant  $I = I_0 \quad \forall V$

1. Par exemple pour trois branches,

$$\frac{I_1}{I} = \frac{R_2 R_3}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1}$$

$I_1$  s'annule dès que l'une des résistances ( $R_2$  ou  $R_3$ ) des autres branches s'annule.

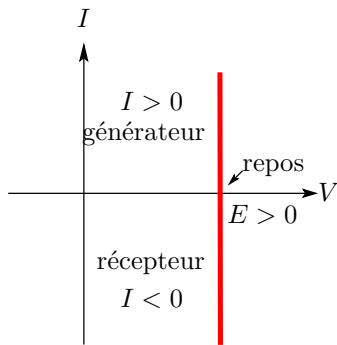


FIGURE 1.13 – Caractéristique d’une source de tension continue idéale

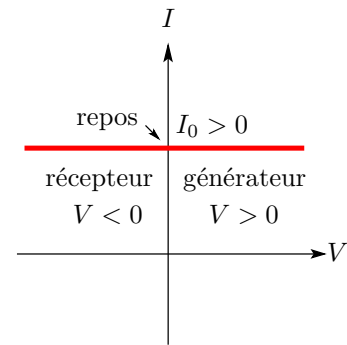


FIGURE 1.14 – Caractéristique d’une source de courant continue idéale

La puissance fournie est positive dans le premier quadrant seulement. Elle s’annule lorsque :  
 $I = 0$  pour la source de tension, donc quand elle est en circuit ouvert.

$V = 0$  pour la source de courant, donc quand elle est en court-circuit.

**Extinction :** éteindre une source idéale indépendante, c’est annuler le paramètre qu’elle impose. Éteindre une source de tension idéale, c’est la transformer en court-circuit.

Éteindre une source de courant idéale, c’est la transformer en circuit ouvert.

Dans les deux cas, on translate la caractéristique pour la faire passer par l’origine : on rend le dipôle passif.

1.1.4.2 Sources réelles

En pratique, la quantité que cherche à imposer une source tend à diminuer au fur et à mesure que la puissance fournie augmente. Dans le cadre des sources linéaires, l’imperfection de la source se modélise par une résistance interne, petite ( $r$ ) ou grande ( $R$ ) selon le type de source. On obtient les schémas suivants :

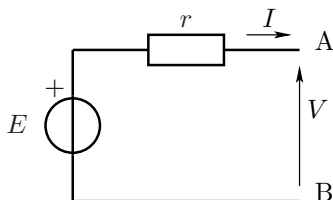


FIGURE 1.15 – Source de tension réelle : tend à imposer la tension  $V = E - rI$ ; devient idéale si  $r \rightarrow 0$ .

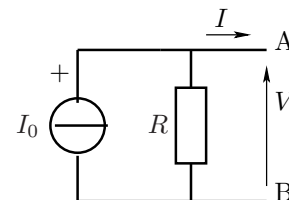


FIGURE 1.16 – Source de courant réelle : tend à imposer le courant  $I = I_0 - V/R$ ; devient idéale si  $R \rightarrow \infty$ .

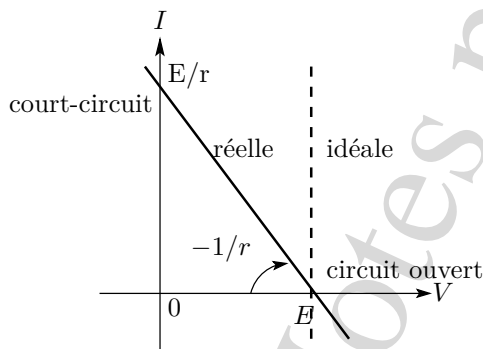


FIGURE 1.17 – Caractéristique d’une source de tension réelle : l’imperfection est liée à  $r$  supposée faible.

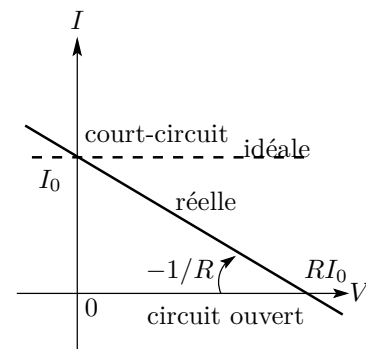


FIGURE 1.18 – Caractéristique d’une source de courant réelle : l’imperfection est liée à  $R$  supposée grande.

## 1.2 Représentation des dipôles linéaires : théorèmes de Thévenin et de Norton

Le comportement d'un dipôle **linéaire** peut être représenté, **vis à vis de l'extérieur**, par un schéma équivalent à deux éléments :

- série : schéma de Thévenin ;
- parallèle : schéma de Norton.

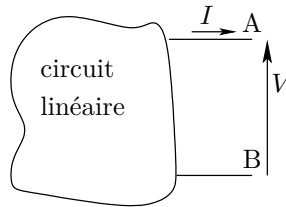


FIGURE 1.19 – Dipôle linéaire : noter la convention *générateur* pour le courant.

Série : schéma de Thévenin

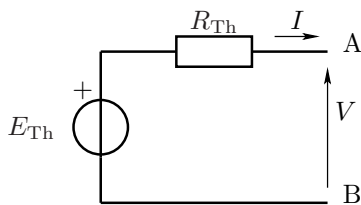


FIGURE 1.20 – Série : schéma de Thévenin

Parallèle : schéma de Norton

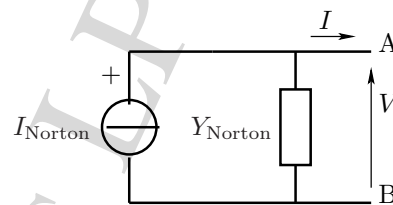


FIGURE 1.21 – Parallèle : schéma de Norton

Équation linéaire associée

$$V = E_{Th} - R_{Th}I$$

$$I = I_{Norton} - Y_{Norton}V$$

Équivalence entre les deux schémas

$$E_{Th} = R_{Th}I_{Norton} \quad \text{et} \quad R_{Th}Y_{Norton} = 1$$

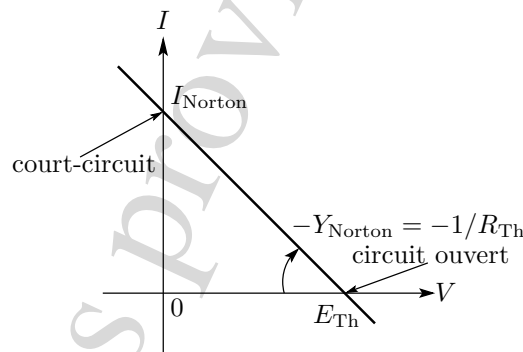


FIGURE 1.22 – Caractéristique statique du dipôle

**N.-B. 1 :** Les sources idéales n'admettent qu'une représentation :

- source de tension :  $R_{Th} = 0 \Rightarrow Y_{Norton} = \infty$  Droite verticale. Thévenin seulement.
- source de courant :  $Y_{Norton} = 0 \Rightarrow R_{Th} = \infty$  Droite horizontale. Norton seulement.

**N.-B. 2 :** Si  $E_{Th}$  et  $I_{Norton}$  sont positifs, les dipôles fonctionnent en générateur pour les points du premier quadrant ( $0 \leq V \leq E_{Th}$  ou  $0 \leq I \leq I_{Norton}$ ) et en récepteur dans les quadrants II et IV.

### 1.2.1 Détermination des éléments des schémas équivalents de Thévenin et Norton

#### 1.2.1.1 Essai à vide

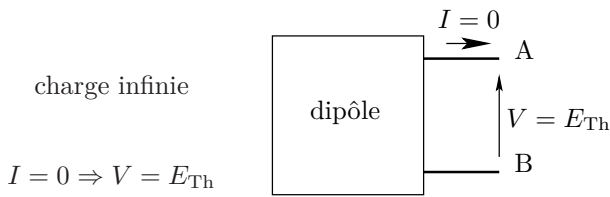


FIGURE 1.23 – Essai à vide

#### 1.2.1.2 Essai en court-circuit

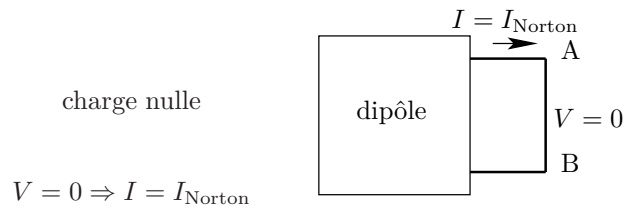


FIGURE 1.24 – Essai en court-circuit

#### 1.2.1.3 Extinction des sources indépendantes

En éteignant toutes les sources **indépendantes** présentes dans le circuit, on le rend passif. En changeant la convention de courant, maintenant orienté entrant dans le dipôle, on peut évaluer sa résistance comme si on la mesurait (en continu) avec un ohmmètre (qui comporte bien un générateur).

$$R_{Th} = \left( \frac{V}{I'} \right)_{\text{sources indépendantes éteintes}}$$

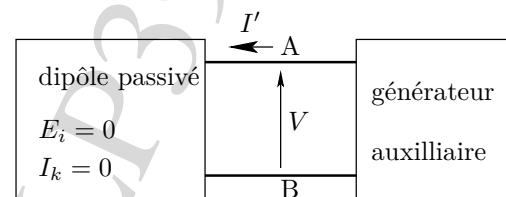


FIGURE 1.25 – Extinction des sources indépendantes

**Conclusion :** Les schémas équivalents ne comportent que 2 paramètres libres alors qu’une infinité d’essais est envisageable en choisissant différentes valeurs pour la charge (dont les éléments du schéma équivalent ne dépendent pas). Traditionnellement, on choisit les essais simplifiant les calculs, donc avec une charge infinie ou nulle<sup>2</sup>, sachant que l’on peut déterminer directement l’impédance de Thévenin ou l’admittance de Norton par l’extinction des sources indépendantes. Selon les circuits, on peut choisir parmi les trois essais ci-dessus, les deux qui présentent les calculs les plus simples. Le troisième essai permet alors une vérification.

#### 1.2.1.4 Exemple 1

— essai à vide :  $I = 0$  donc  $I_0$  circule dans  $R$

$$V = RI_0 = E_{Th}$$

— essai en court-circuit :  $V = 0$  donc  $R$  et  $\rho$  en //

diviseur de courant 
$$I_{Norton} = I_0 \frac{R}{R + \rho}$$

— extinction de la source de courant  $I_0$  :  $\Rightarrow$  circuit ouvert

$$R_{Th} = R + \rho$$

Vérification :

$$\frac{E_{Th}}{I_{Norton}} = R + \rho$$

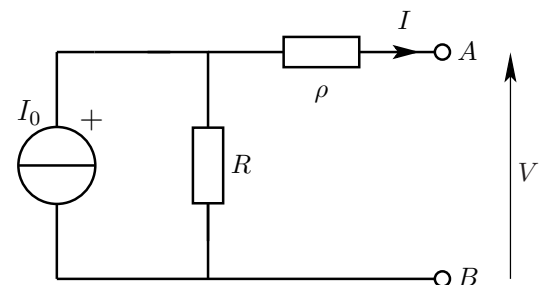


FIGURE 1.26 – Exemple 1 avec une source : recherche du schéma équivalent de Thévenin vu entre A et B

2. Expérimentalement, on ne réalisera jamais un circuit ouvert parfait à cause de la résistance du voltmètre mesurant la tension à vide, ni un vrai court-circuit parfait à cause de la résistance de l’ampèremètre mesurant le courant de court-circuit.

1.2.1.5 Exemple 2

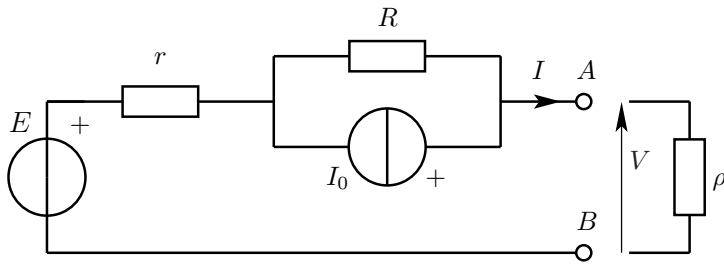
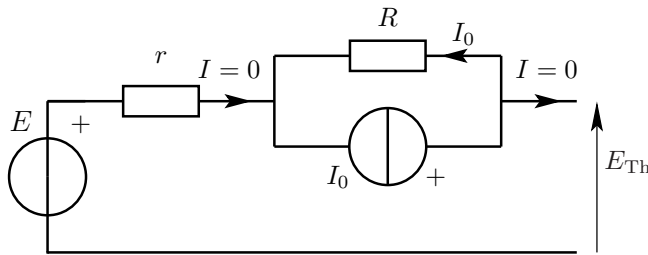


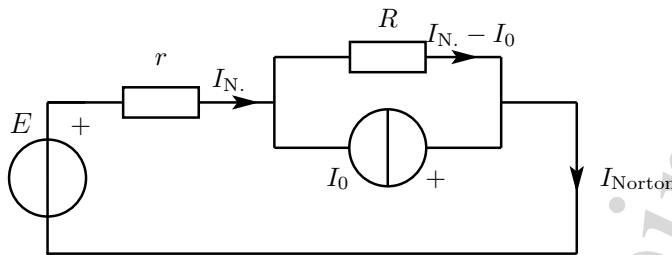
FIGURE 1.27 – Exemple 2 avec deux sources indépendantes : recherche du schéma de Thévenin vu entre A et B par rho

essai à vide



$$E_{Th} = E + RI_0$$

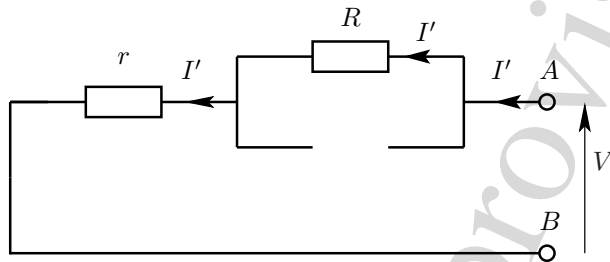
essai en court-circuit



$$E = rI_{Norton} + R(I_{Norton} - I_0)$$

$$\Rightarrow I_{Norton} = \frac{E + RI_0}{R + r}$$

extinction des sources indépendantes



$E \Rightarrow$  court circuit  
 $I_0 \Rightarrow$  circuit ouvert

$$R_{Th} = R + r$$

Vérification :

$$\frac{E_{Th}}{I_{Norton}} = R + r$$

1.2.1.6 Cas particuliers

Quand on prend le schéma équivalent de Thévenin d'une source de tension idéale  $E_0$  en parallèle avec une résistance  $R$ , on fait « disparaître » la résistance ! En effet, la source de tension impose la tension à ses bornes, quelle que soit l'impédance placée en parallèle. Du point de vue de l'extérieur, tout se passe comme si la résistance disparaissait. Mais ne pas croire qu'elle n'influe pas sur la source initiale  $E_0$ , qui doit fournir le courant que la résistance  $R$  consomme.

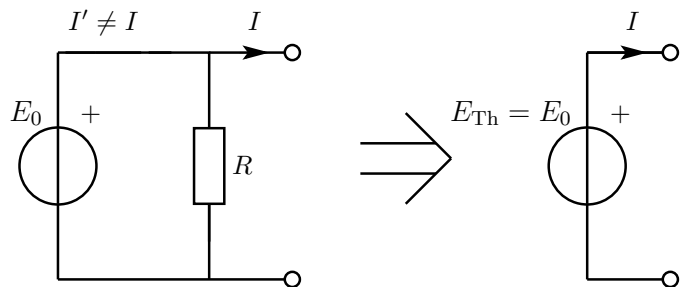


FIGURE 1.28 – Schéma de Thévenin particulier

Quand on prend le schéma équivalent de Norton d'une source de courant idéale  $I_0$  en série avec une résistance  $R$ , on fait « disparaître » la résistance ! En effet, la source de courant impose le courant à ses bornes, quelle que soit l'impédance placée en série. Du point de vue de l'extérieur, tout se passe comme si la résistance disparaissait. Mais ne pas croire qu'elle n'influe pas sur la source initiale  $I_0$ , qui doit fournir la puissance dissipée par la résistance  $R$ .

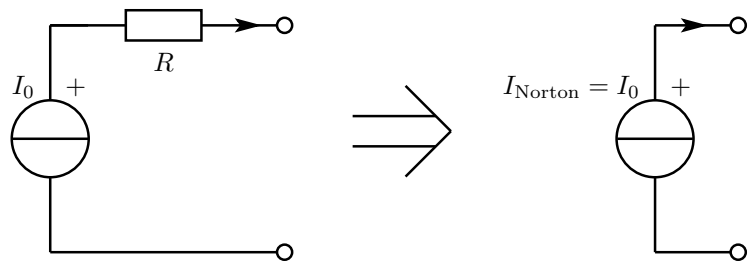


FIGURE 1.29 – Schéma de Norton particulier

## 1.3 Circuits linéaires en régime sinusoïdal permanent – Amplitude et impédances complexes

### 1.3.1 Amplitude complexe

$$v(t) = V \cos(\omega t + \varphi) = \Re \left( V e^{j(\omega t + \varphi)} \right) = \Re \left( V e^{j\varphi} e^{j\omega t} \right)$$

$$\boxed{v(t) = \Re \left( \underline{V} e^{j\omega t} \right)}$$

$\underline{V} = V e^{j\varphi}$  est l'**amplitude complexe** de la tension sinusoïdale  $v(t)$ . Les courants peuvent être représentés de la même façon en régime sinusoïdal permanent.

**N.B. :** la puissance instantanée comporte une composante continue et une partie sinusoïdale, mais à la pulsation  $2\omega$  ; elle ne peut donc pas être représentée par une amplitude complexe.

### 1.3.2 Intégration et dérivation

La dérivation d'une fonction sinusoïdale du temps se traduit par une multiplication par  $j\omega$  dans le domaine des amplitudes complexes.

$$v(t) = \Re \left( \underline{V} e^{j\omega t} \right) = V \cos(\omega t + \varphi)$$

$$\frac{dv}{dt} = -V\omega \sin(\omega t + \varphi) = V\omega \cos(\omega t + \varphi + \pi/2) = \Re \left( V\omega e^{j(\omega t + \varphi + \pi/2)} \right) = \Re \left( jV\omega e^{j(\omega t + \varphi)} \right) = \Re \left( j\omega \underline{V} e^{j\omega t} \right)$$

$$\boxed{\frac{d}{dt} \iff \times j\omega}$$

De même, l'intégration d'une fonction sinusoïdale du temps se traduit par une division par  $j\omega$  dans le domaine des amplitudes complexes.

$$\boxed{\int_0^t dt' \iff \times \frac{1}{j\omega}}$$

### 1.3.3 Loi d'Ohm–impédance et admittance complexes

$$\text{impédance complexe } Z = \frac{\underline{V}}{\underline{I}} \quad \text{admittance complexe } Y = \frac{\underline{I}}{\underline{V}}$$

#### 1.3.3.1 Résistances parfaites

Aux bornes d'une résistance pure, courant et tensions sont en phase. La loi temporelle  $v(t) = Ri(t)$  (avec  $R > 0$ ) ou  $i(t) = Gv(t)$  (où  $G = 1/R > 0$  est la conductance) se traduit en amplitudes complexes par  $\underline{V} = R\underline{I}$  ou  $\underline{I} = G\underline{V}$ . L'impédance complexe d'une résistance pure est donc réelle  $Z_R = R$  ainsi que son admittance  $Y_R = G = 1/R$ .

### 1.3.3.2 Self-inductances parfaites

Aux bornes d'une self-inductance parfaite,  $v(t) = L \frac{di}{dt}$ , donc  $\underline{V}_L = jL\omega \underline{I}_L$ . L'impédance complexe d'une self-inductance parfaite est imaginaire pure :

$$\boxed{Z_L = jL\omega} \quad \text{et} \quad Y_L = \frac{1}{jL\omega}.$$

Une self se comporte comme un vrai court-circuit en continu, et tend vers un circuit ouvert à très haute fréquence.

### 1.3.3.3 Condensateurs parfaits

Aux bornes d'un condensateur parfait de capacité  $C$ ,  $i(t) = C \frac{dv}{dt}$ , donc  $\underline{I}_C = jC\omega \underline{V}_C$ . L'impédance complexe d'un condensateur parfait est imaginaire pure :

$$Z_C = \frac{1}{jC\omega} \quad \text{et} \quad \boxed{Y_C = jC\omega}.$$

Une capacité se comporte comme un vrai circuit ouvert en continu, et tend vers un court-circuit à très haute fréquence : une capacité de liaison placée en série entre deux parties de circuit permet de laisser passer le courant alternatif mais pas le continu.

### 1.3.3.4 Associations d'impédances complexes

Les lois d'association des résistances se généralisent aux impédances complexes de même que les notions de diviseurs de tension et de courant :

- En association série, les impédances s'ajoutent :  $Z = \sum_k Z_k$   
En particulier, la self-inductance équivalente à plusieurs selfs *en série* est la somme de leurs inductances :  $L = \sum_k L_k$ . En revanche si  $C_1$  et  $C_2$  sont en série,  $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ .
- En association parallèle, les admittances s'ajoutent :  $Y = \sum_k Y_k$   
En particulier, la capacité équivalente à plusieurs condensateurs *en parallèle* est la somme de leurs capacités :  $C = \sum_k C_k$ . En revanche si  $L_1$  et  $L_2$  sont en parallèle,  $L = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}$ .

**N.-B. :** Ne pas oublier que l'impédance complexe dépend de la fréquence et donc que si le circuit comporte plusieurs générateurs de fréquences différentes, il faut traiter séparément ces fréquences et utiliser (si le circuit est linéaire) le principe de superposition (*cf.* 1.4.2) pour calculer les courants et tensions composites.

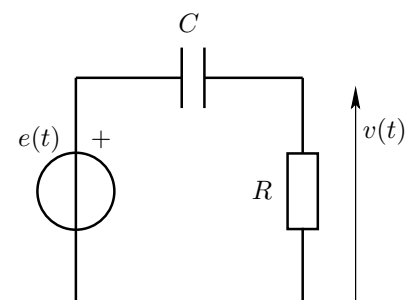
### 1.3.3.5 Exemples d'application

#### 1.3.3.5.1 Diviseur de tension

$$e(t) = E \cos \omega t$$

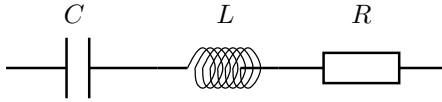
$$\frac{\underline{V}}{\underline{E}} = \frac{R}{R + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega}$$

FIGURE 1.30 – Diviseur de tension sinusoïdal



1.3.3.5.2 Circuits résonnants *R-L-C*

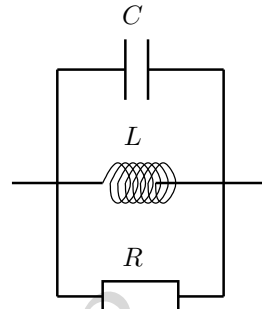
Circuit résonnant série



$$Z = R + j \left( L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)$$

$|Z|$  minimale si  $LC\omega^2 = 1$ .

Circuit résonnant parallèle



$$Y = \frac{1}{R} + jC\omega + \frac{1}{jL\omega}$$

$|Y|$  minimale (circuit bouchon) si  $LC\omega^2 = 1$ .

1.4 Autres théorèmes

1.4.1 Théorème de Millmann

Association de  $n$  dipôles linéaires en parallèle représentés chacun par :

- leur schéma équivalent de Thévenin ( $e_k, Z_k$ ) pour les branches actives ;
- leur impédance équivalente  $Z_k$  pour les branches passives ;

Orienter tous les courants et toutes les sources de tension dans le même sens et écrire la loi des nœuds.

$$\sum_k I_k = 0 \quad \text{où} \quad V_{AB} = E_k - Z_k I_k$$

donc  $I_k = Y_k(E_k - V_{AB})$

$$V_{AB} = \frac{\sum_k Y_k E_k}{\sum_k Y_k} = \frac{\sum_k \frac{E_k}{Z_k}}{\sum_k \frac{1}{Z_k}}$$

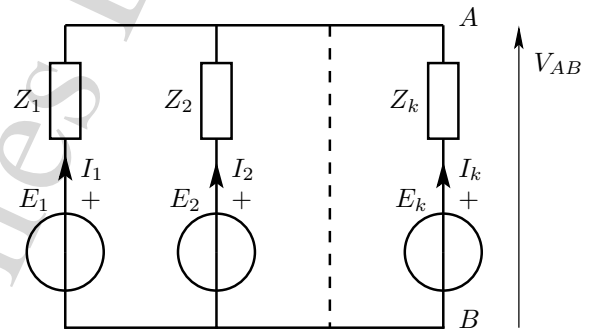


FIGURE 1.31 – Théorème de Millmann

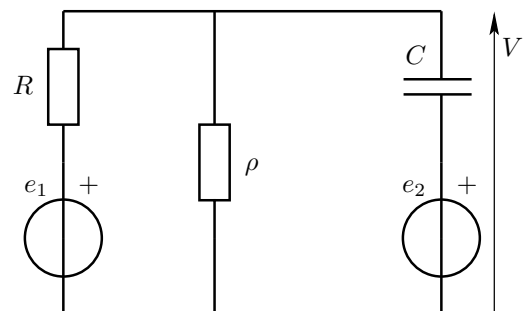
**N.-B. 1 :** S'il existe des branches passives, le numérateur comporte moins de termes que le dénominateur.

**N.-B. 2 :** L'utilisation des impédances complexes repose sur l'hypothèse que toutes les sources sont à la même fréquence dès lors que l'une des impédances n'est pas réelle : dans le cas contraire, il faut faire appel au théorème de superposition (cf. 1.4.2).

FIGURE 1.32 – Exemple d'application du théorème de Millmann

avec  $e_1(t) = \Re(E_1 e^{j\omega t})$   $e_2(t) = \Re(E_2 e^{j\omega t})$

$$V = \frac{\frac{E_1}{R} + jC\omega E_2}{\frac{1}{R} + \frac{1}{\rho} + jC\omega}$$





### 1.4.2 Principe de superposition

Dès que l'on travaille avec des sources à plusieurs fréquences et en particulier avec du continu et une source sinusoïdale, pour lesquels les éléments passifs non résistifs ne présentent pas la même impédance complexe, on ne peut pas traiter globalement les différentes fréquences.

Si le circuit est linéaire, on peut calculer les contributions de chacune des sources en éteignant toutes les autres, puis faire la somme de leurs contributions : c'est le principe de superposition. Ce principe est bien entendu applicable aux circuits linéaires comportant plusieurs sources de même fréquence.

Ainsi, on peut étudier les circuits linéaires en régime périodique non sinusoïdal : il suffit de décomposer en série de Fourier courants et tensions, d'utiliser les impédances associées à chaque harmonique pour calculer sa contribution et d'appliquer le principe de superposition pour sommer les contributions de toutes les harmoniques.

#### 1.4.2.1 Exemple

FIGURE 1.33 – Utilisation du principe de superposition

$$e_1(t) = \Re \left( \underline{E}_1 e^{j\omega_1 t} \right) \quad \omega_1 = 2\pi f_1$$

$$e_2(t) = \Re \left( \underline{E}_2 e^{j\omega_2 t} \right) \quad \omega_2 = 2\pi f_2$$

Avec des sources à deux fréquences différentes (sinon, on peut utiliser le théorème de Millmann), on recherche la tension  $V$  aux bornes de  $Z$ .

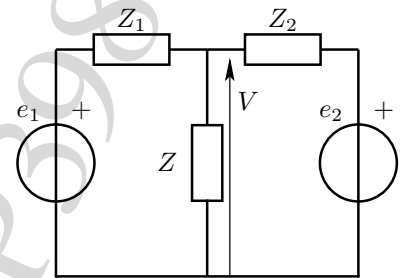


FIGURE 1.34 – Contribution de  $e_1$  à la fréquence  $f_1$

$e_2$  est remplacée par un court-circuit.

$$\underline{V}_1 = \underline{E}_1 \frac{Z(f_1) // Z_2(f_1)}{Z_1(f_1) + Z(f_1) // Z_2(f_1)}$$

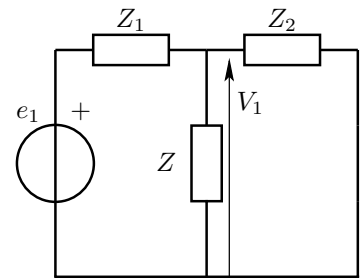
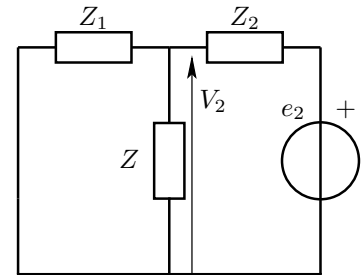


FIGURE 1.35 – Contribution de  $e_2$  à la fréquence  $f_2$

$e_1$  est remplacée par un court-circuit.

$$\underline{V}_2 = \underline{E}_2 \frac{Z(f_2) // Z_1(f_2)}{Z_2(f_2) + Z(f_2) // Z_1(f_2)}$$



Application du principe de superposition dans le domaine temporel

$$v(t) = v_1(t) + v_2(t)$$

## 1.5 Sources commandées

### 1.5.1 Définition – usage

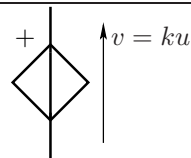
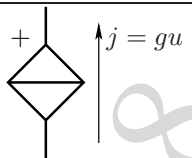
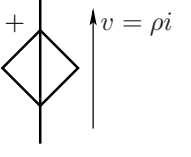
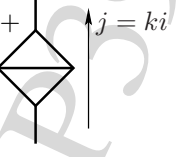
Pour représenter des dispositifs électroniques **actifs** au niveau des composants (transistors, amplificateurs opérationnels, ...) ou des systèmes (étage amplificateur par exemple), dans lesquels une tension ou un courant dépend uniquement d'un autre paramètre (courant ou tension) du circuit, on introduit la notion de **source dépendante, liée ou commandée** par ce paramètre.

Les sources commandées sont représentées comme les sources réelles, mais avec un losange à la place du cercle.

**N.-B. :** On n'étudiera ici que les dépendances linéaires.

### 1.5.2 Les quatre types de sources commandées

Suivant la nature (courant ou tension) de la source et du paramètre de commande, on distingue quatre types de sources commandées caractérisées par une constante de type résistance, conductance, gain en tension ou gain en courant.

Paramètre de commande	Source de tension $v$	Source de courant $j$
tension $u$	 SVCV $k$ gain en tension	 SICV $g$ conductance
courant $i$	 SVCI $\rho$ résistance	 SICI $k$ gain en courant

### 1.5.3 Méthodes d'étude des circuits avec sources commandées

**Principe** Le paramètre de commande de la source commandée prend diverses valeurs suivant les essais auxquels on soumet le circuit : il faut alors **éliminer** ce paramètre (qui est une *variable muette*) pour exprimer le résultat final en fonction des sources indépendantes et des impédances des dipôles passifs. En particulier, dans l'application des théorèmes de Thévenin ou Norton, il est prudent de modifier la notation indiquant la valeur du paramètre de commande à chaque essai.

La méthode de calcul de  $R_{Th}$  en rendant passif le circuit est applicable à condition de **n'éteindre que les sources indépendantes** (et de calculer les sources commandées).

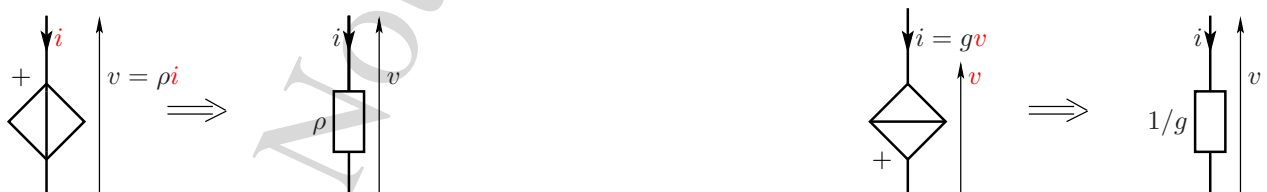
**N.-B. 1 :** Une source commandée linéairement ne s'éteint que quand son paramètre de commande s'annule.

**N.-B. 2 :** Dans les transformations de schéma, ne pas modifier (ou laisser disparaître) la définition d'un paramètre de commande d'une source liée.

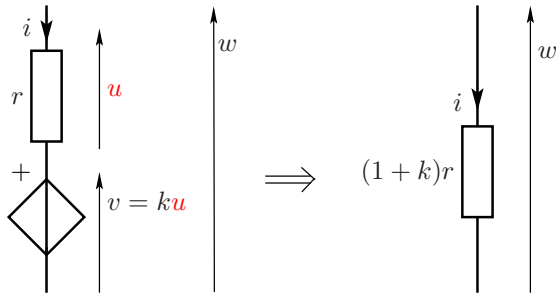
### 1.5.4 Circuits à sources commandées équivalents à une impédance

#### 1.5.4.1 Impédance simple : deux formes

Une source de tension commandée par le courant qui la traverse ou une source de courant commandée par la tension à ses bornes est équivalente à une résistance... qui peut être négative suivant l'orientation des courant et tension.



1.5.4.2 Multiplicateur d'impédance à SVCV



$$w = u + ku$$

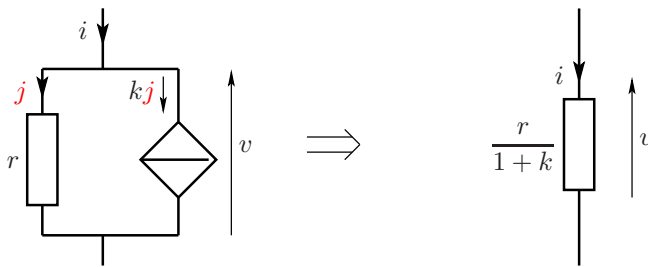
puis éliminer  $u$  avec :

$$u = ri$$

$$w = (1 + k)ri$$

d'où une résistance apparente de  $(1 + k)r$ .

1.5.4.3 Diviseur d'impédance à SICI



$$i = j + kj$$

$$v = rj$$

éliminer  $j$

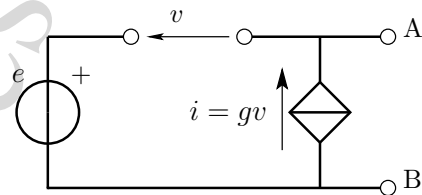
$$i = (1 + k)v/r$$

d'où une résistance apparente de  $\frac{r}{1 + k}$ .

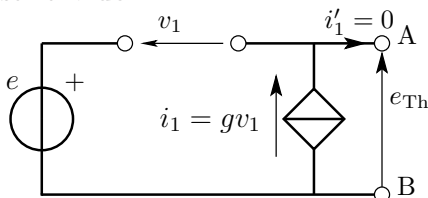
1.5.5 Exemples de circuits actifs à sources commandées

1.5.5.1 Exemple élémentaire à SICV

On cherche à déterminer les schémas de Thévenin et de Norton entre les bornes A et B du circuit ci-contre qui comporte une source indépendante  $e$  et une source de courant commandée en tension  $i = gv$ .



Essai à vide

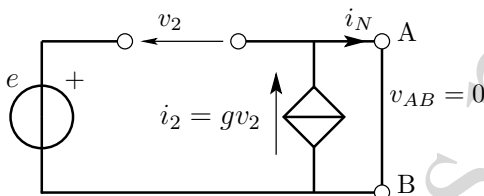


$$i'_1 = i_1 = gv_1 = 0 \Rightarrow v_1 = 0$$

Ce qui élimine  $v_1$ , donc :

$$e_{Th} = e - v_1 \text{ et } e_{Th} = e$$

Essai en court-circuit

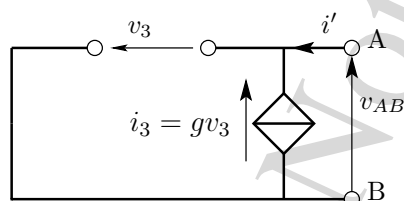


$$i_N = i_2 = gv_2$$

Éliminer  $v_2$  :

$$v_2 = e \text{ donc } i_N = ge$$

Extinction des sources indépendantes



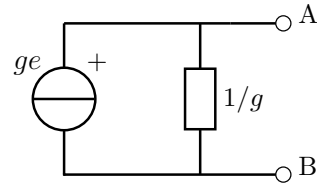
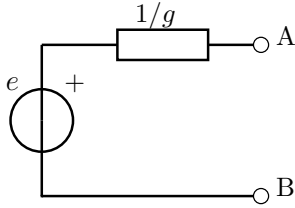
La seule source indépendante est la source de tension  $e$ ; elle s'éteint en court-circuit. Alors,

$$v_{AB} = -v_3$$

Donc

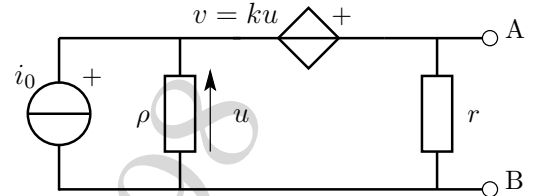
$$Z_{Th} = \frac{V_{AB}}{I'} = \frac{-V_3}{-gV_3} = \frac{1}{g}$$

**Conclusion**

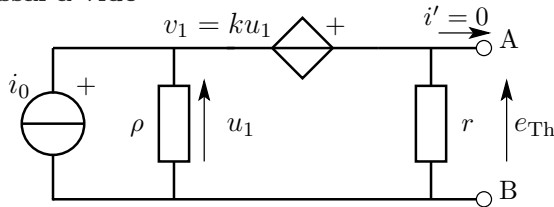


**1.5.5.2 Exemple de circuit à SVCV**

On cherche à déterminer les schémas de Thévenin et de Norton entre les bornes A et B du circuit ci-contre qui comporte une source de courant indépendante  $i_0$  et une source de tension commandée en tension  $v = ku$ .



**Essai à vide**

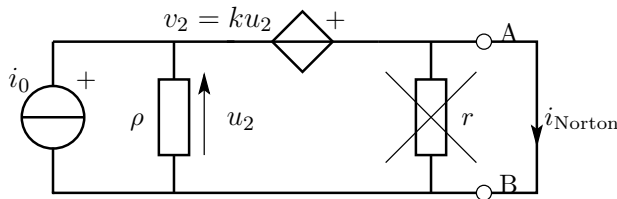


$e_{Th} = u_1 + ku_1$  reste à éliminer  $u_1$  :

$i_0 = \frac{u_1}{\rho} + \frac{e_{Th}}{r} = u_1 \left( \frac{1}{\rho} + \frac{1+k}{r} \right)$

$e_{Th} = (1+k) \left( \rho \parallel \frac{r}{1+k} \right) i_0$  donc  $e_{Th} = [(1+k)\rho \parallel r] i_0$

**Essai en court-circuit**



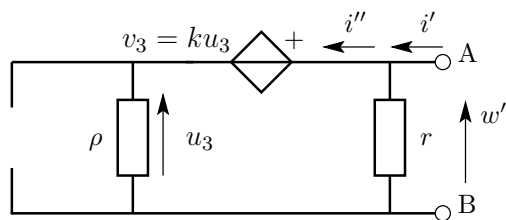
$i_{Norton} = i_0 - u_2/\rho$  reste à éliminer  $u_2$  :

$u_2 = -v_2 \Rightarrow u_2(1+k) = 0$

$\Rightarrow u_2 = v_2 = 0$  donc  $i_{Norton} = i_0$

donc  $R_{Th} = \frac{e_{Th}}{i_{Norton}} = r \parallel (1+k)\rho$

**Extinction des sources indépendantes**



La seule source indépendante est la source de courant  $i_0$  ; elle s'éteint en circuit ouvert. Alors,

$w' = u + ku$

Donc

$R_{Th} = \frac{W'}{I'} = r \parallel \frac{W'}{I'} = r \parallel (1+k)\rho$

Remarque : ne pas éteindre la source dépendante  $v = ku$ , ce qui donnerait  $R_{Th} = r \parallel \rho$ .

**Conclusion**

Schéma équivalent de Thévenin

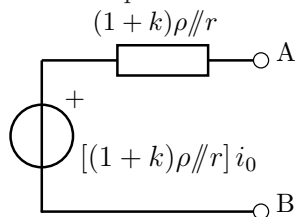
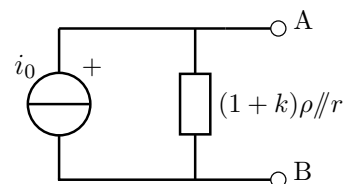


Schéma équivalent de Norton



**CHAPITRE 2 - INTRODUCTION AUX FILTRES**  
**RESUMÉ DE COURS (UE LP398)**

**1. Utilité des filtres**

En électronique, un filtre est un circuit qui permet de sélectionner des signaux ayant une certaine fréquence et d’atténuer les autres. Un exemple de la vie courante est le filtre radio qui sélectionne le signal dont la fréquence correspond à la station que l’on souhaite écouter et atténue suffisamment les autres.

**2. Rappels sur l’échelle logarithmique et les décibels**

*a) Échelle logarithmique*

Pour une échelle linéaire, la distance entre deux points est proportionnelle à la différence des valeurs de ces deux points. Pour une échelle logarithmique, la distance entre deux points est proportionnelle au logarithme du rapport des valeurs de ces deux points. Par exemple, Fig.1a, la distance est la même entre 200 Hz et 400 Hz qu’entre 600 Hz et 800 Hz alors que Fig.1b la distance est la même entre 1 Hz et 10 Hz qu’entre 10 Hz et 100 Hz.

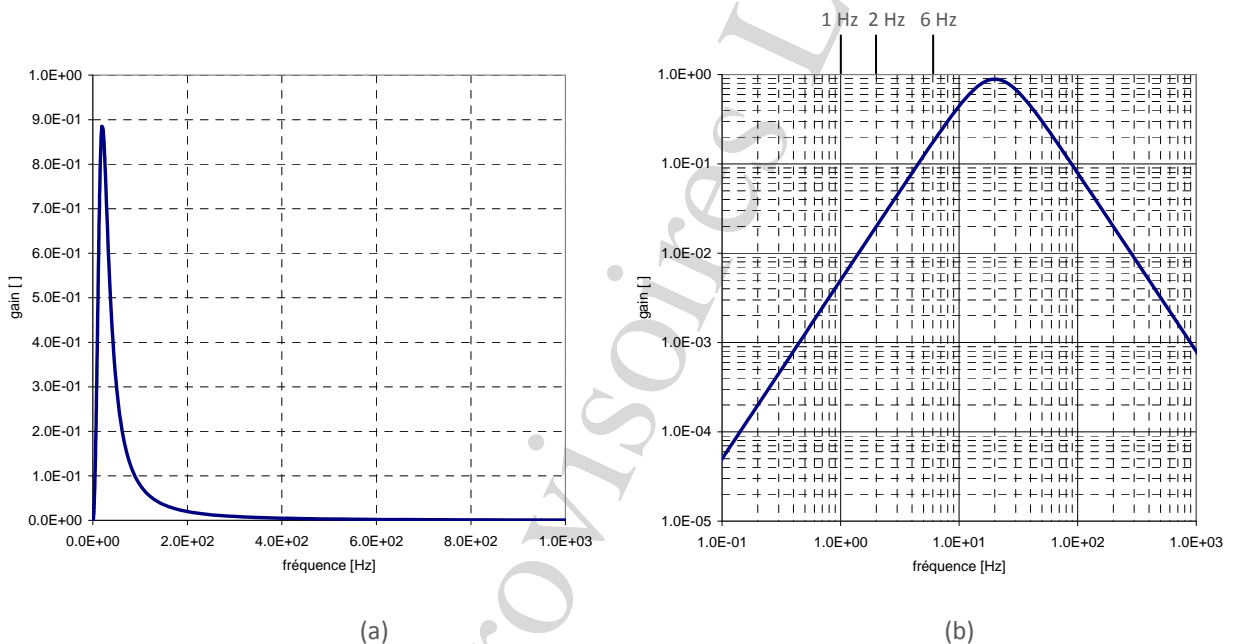


Fig.1- Représentation d’une même fonction en

a) échelle linéaire sur les deux axes, b) échelle logarithmique sur les deux axes (log-log)

Notons qu’en conséquence il n’existe pas de zéro sur un axe gradué avec une échelle logarithmique. L’utilisation d’une échelle logarithmique est particulièrement adaptée quand la gamme de valeurs est étendue (variation de plusieurs ordres de grandeur) : cela permet en effet, contrairement à l’échelle linéaire, de donner une importance identique aux faibles valeurs par rapport aux fortes comme le présente l’exemple ci-dessus où une même fonction  $G(f)$  est tracée sur les deux types de graphiques (Fig.1). Une autre utilité est de montrer graphiquement qu’un phénomène varie exponentiellement. En effet, si  $y = Ae^{ax}$  alors la représentation de  $y$  en fonction de  $x$  avec une échelle logarithmique en ordonnée et linéaire en abscisse (diagramme semi-logarithmique) revient à tracer  $\log_{10}(y)$  en fonction de  $x$  : ainsi, on obtient une droite (cf. le TP1 sur la caractérisation d’une diode). De même, si  $y = Ax^n$

alors la représentation de  $y$  en fonction de  $x$  avec une échelle logarithmique en ordonnée et en abscisse (diagramme « log-log ») revient à tracer  $\log_{10}(y)$  en fonction de  $\log_{10}(x)$  : ainsi, on obtient une droite (de pente positive si  $n > 0$  et négative si  $n < 0$ ).

b) *Bel (B) et décibel (dB)*

Le logarithme décimal ( $\log_{10}$ ) d'un rapport de puissance s'exprime en Bel. Par exemple, si à l'entrée d'une ligne de transmission la puissance est de 2 W et à la sortie de 0,5 W, on dira que la ligne atténue le signal de  $\log_{10}(2/0,5)$  Bels soit 0,6 B. Le décibel (dB) est plus largement utilisé avec  $10 \text{ dB} \equiv 1 \text{ B}$ . Soit :  $G = 10\log_{10}(P_1/P_2)$  en dB. Dans l'exemple précédent, l'atténuation est de 6 dB.

Si ce ne sont plus des rapports de puissance qui sont en jeu mais de tension ou de courant alors le rapport des tensions (ou des courants) en dB vaut  $20\log_{10}(U_1/U_2)$  (ou  $20\log_{10}(I_1/I_2)$ ). En effet, la puissance est proportionnelle à la tension au carré. Ainsi, à résistance constante :  $10\log_{10}(P_1/P_2) = 10\log_{10}(U_1^2/U_2^2) = 20\log_{10}(U_1/U_2)$ .

Dans la suite de ce chapitre, ce sont des rapports de tension qui seront étudiés. **En résumé, le rapport  $G_V$  des tensions  $U_1$  sur  $U_2$  s'exprime en dB ainsi :**

$$G_{VdB} = 20\log_{10}(U_1/U_2) \text{ [dB]}.$$

Quelques correspondances pour des gains en tension sont données dans le Tableau 1 :

$G_V$	1/100	1/10	0,2	1/2	$1/2^{1/2}$	1	$2^{1/2}$	2	5	10	100
$G_{VdB}$	-40 dB	-20 dB	-14 dB	-6 dB	-3 dB	0 dB	3 dB	6 dB	14 dB	20 dB	40 dB

Tab.1 – Correspondance entre  $G_V$  et  $G_{VdB}$ .

L'utilisation des dB est particulièrement intéressante pour étudier des phénomènes où un paramètre varie de plusieurs ordres de grandeur : cela permet de manipuler des nombres « raisonnables ». Par exemple, pour un rapport variant de  $10^{-2}$  à  $10^6$ , l'équivalent en dB est compris entre -40 dB et 120 dB. De plus, il est fréquent en électronique que dans une chaîne de mesure des rapports de puissance ou de tension (gain) se multiplient :

circuit A :  $G_A = U_2/U_1$ , circuit B :  $G_B = U_3/U_2$ , circuit A suivi du B :  $G_T = U_3/U_1 = (U_3/U_2) \cdot (U_2/U_1) = G_A G_B$ .

En exprimant les gains en dB, il suffit alors d'ajouter  $G_{AdB}$  et  $G_{BdB}$  pour trouver  $G_{TdB}$ . Notons tracer un rapport  $R$  sur une échelle logarithmique est équivalent à tracer ce rapport  $R$  en dB sur une échelle linéaire (cf. le double axe des ordonnées Fig.2). L'intérêt de l'échelle log sur l'échelle linéaire graduée en dB est l'absence de calcul logarithmique (avantage moins crucial depuis l'arrivée des calculatrices).

3. Différents types de filtres et leurs caractéristiques

a) *Fonction de transfert*

Etant donnée la fonction même d'un filtre, l'étude de celui-ci se fait généralement dans le domaine fréquentiel (cf. Chapitre 1) : pour un signal d'entrée sinusoïdal donné, on étudie comment varie le signal de sortie. Pour cela, la fonction de transfert  $H(j\omega)$  est utilisée : **H est le rapport de l'amplitude complexe de la tension en sortie du filtre sur l'amplitude complexe de la tension en entrée du filtre.** H est caractérisée par son module (appelé généralement le gain G, même pour  $G < 1$ ) et son argument  $\phi$  (déphasage du signal de sortie par rapport à celui d'entrée). L'étude fréquentielle faite, il est très simple alors de repasser au domaine temporel. Si  $v_e = A\cos\omega t$  et que la fonction de transfert  $H = Ge^{j\phi}$  :

$$\tilde{v}_e = A ; \tilde{v}_s = H\tilde{v}_e = Ge^{j\phi}\tilde{v}_e ; v_s = Re(\tilde{v}_s e^{j\omega t}) = Re(AGe^{j\phi} e^{j\omega t}) = AG\cos(\omega t + \phi)$$

Par exemple, pour un signal d'entrée  $v_e = 2\cos(2\pi \cdot 10\,000t)$  [V] et pour  $G(10\text{ kHz}) = 0,1$  et  $\phi(10\text{ kHz}) = +90^\circ$  ( $v_s$  en avance sur  $v_e$ ) alors  $v_s = 0,2\cos(2\pi \cdot 10\,000t + \pi/2)$  (l'amplitude est divisée par 10 et la sortie est déphasée de  $90^\circ$  par rapport à l'entrée). Pour un signal d'entrée  $v_e$  périodique non-sinusoidal et si le système est linéaire, il faut décomposer  $v_e$  en une somme de sinusoides (série de Fourier) et appliquer à chaque terme de la somme la fonction de transfert  $H$ . Par exemple, si  $v_e = A\cos(\omega_1t) + B\cos(\omega_2t) + \dots$  alors  $v_s = G(\omega_1)A\cos(\omega_1t + \phi(\omega_1)) + G(\omega_2)B\cos(\omega_2t + \phi(\omega_2)) + \dots$ . NB : pour les signaux non périodiques, il faut utiliser la transformée de Fourier.

b) Représentation de la fonction de transfert sur un diagramme de Bode

Le diagramme de Bode est un moyen synthétique et visuel de présenter les caractéristiques d'un filtre. Y sont représentées les variations en fréquence du module et de l'argument de la fonction de transfert d'un système. L'axe des abscisses est en échelle logarithmique, l'axe des ordonnées est linéaire pour l'argument (en degré ou en radian) et logarithmique pour le module (sans unité : rapport de tension). Notons que si le gain est en dB, alors l'échelle des ordonnées est linéaire (cf. Fig.2).

c) Différents types de filtres

L'allure des gains des trois principaux types de filtres que nous rencontrerons sont présentés Fig.2.

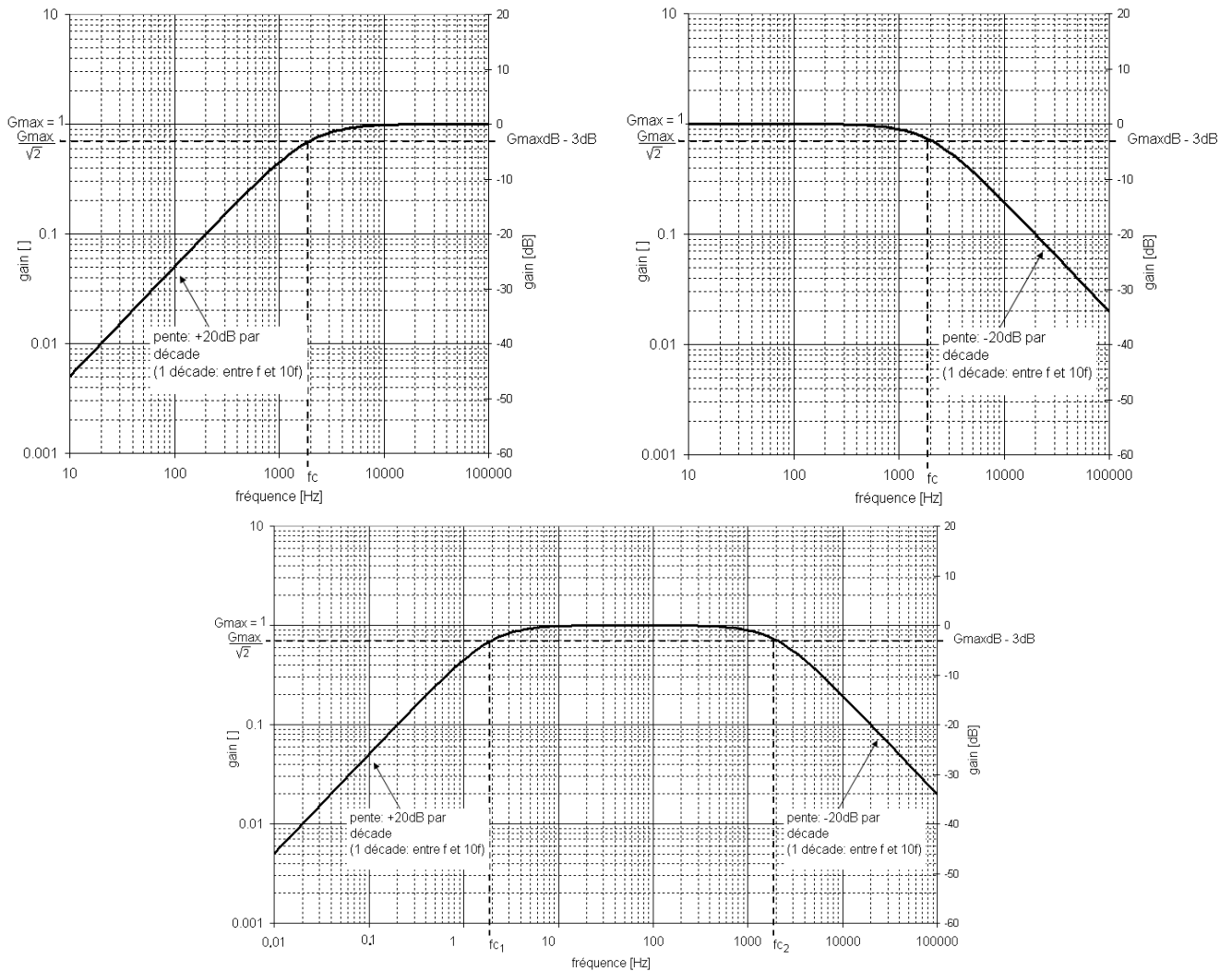


Fig.2 - Diagrammes de Bode (gain) de filtres a) passe-haut, b) passe-bas, c) passe-bande (large-bande)

$f_c$  est la **fréquence de coupure à -3 dB** : par définition le gain est à cette fréquence égal au gain maximum divisé par  $2^{1/2}$  (i.e.  $G(f_c) = G_{MAX}/2^{1/2}$  ou encore  $G_{dB}(f_c) = G_{MAXdB} - 3dB$  car  $20\log_{10}(1/2^{1/2}) \approx -3$ ). **La bande passante du filtre** est l'intervalle de fréquence dans lequel le gain est compris entre  $G_{MAXdB}$  et  $G_{MAXdB} - 3 dB$  : dans cette bande, les signaux de sortie sont peu atténués.

Le filtre passe-bas laisse passer les signaux d'entrée ayant une fréquence inférieure à  $f_c$  ( $G(f < f_c/10) \approx 1$  et donc  $|v_s| \approx |v_e|$ ,  $G(f < f_c) > 0,7$ ) et bloque les autres signaux ( $G(f > 10f_c) < 1/10$  et donc  $|v_s| < |v_e|/10$ ,  $G(f > f_c) < 0,7$ ). Le même raisonnement peut être tenu pour le filtre passe-haut.

Pour le filtre passe-bande, les signaux d'entrée ayant une fréquence comprise entre  $f_{c1}$  et  $f_{c2}$  sont peu atténués ( $G > 0,7$ ), les autres sont atténués ( $G < 0,7$ ). La fréquence où le gain est maximum est la **fréquence centrale**  $f_0$  du filtre passe-bande. La bande-passante est comprise entre  $f_{c1}$  et  $f_{c2}$ .

La pente du gain est aussi un paramètre important : plus celle-ci est importante, meilleure sera la sélection de certaines fréquences. Par exemple, pour un filtre radio (filtre passe-bande : Fig.2c) : si on souhaite recevoir correctement la station émettant des ondes autour de 93,5 MHz, il faut non seulement que la fréquence centrale du filtre soit égale à 93,5 MHz ( $G_{MAX} = G(93,5 \text{ MHz})$ ) mais aussi que les signaux provenant des stations émettant à des fréquences proches (93,1 et 93,9 MHz) soient suffisamment atténués (par exemple  $G(93,1 \text{ MHz}) < G_{MAX}/10$ ) : il est donc nécessaire que les pentes soient suffisamment fortes.

Notons que connaissant le cahier des charges du filtre (fréquence centrale, bande-passante, atténuation dans la bande-passante et hors bande-passante, etc.), il existe des méthodes pour synthétiser un filtre.

#### 4. Filtres passifs analogiques

Les filtres dits « passifs » n'utilisent que des composants passifs (c'est-à-dire à la fois un composant qui consomme de l'énergie et n'en produit pas et où il n'y a pas de gain en puissance) comme des résistances, des condensateurs et des bobines. Analogique, par opposition à numérique, se dit de signaux dont l'information est représentée par une grandeur physique (un courant, une tension, etc.), grandeur qui peut prendre une infinité de valeurs continues. Au contraire, en numérique, les valeurs sont discrètes.

*Exemple d'un filtre du 1<sup>er</sup> ordre*

Soit le circuit de la Fig.3.  $v_e$  est la tension d'entrée du circuit,  $v_s$  celle de sortie. Pour étudier la réponse en fréquence de ce circuit, nous cherchons l'expression de sa fonction de transfert  $H$ ,  $v_e$  étant alors un signal sinusoïdal.

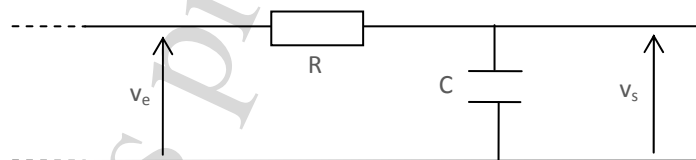


Fig.3 – Filtre passe-bas

Comme  $v_e$  est sinusoïdal, le condensateur de capacité  $C$  a une impédance équivalente  $Z_C = 1/jC\omega$  où  $\omega$  est la pulsation de  $v_e$ . En appliquant la formule du diviseur de tension :

$$v_s = v_e Z_C / (Z_C + R) \text{ soit } H = 1 / (1 + j\tau\omega) \text{ avec } \tau = RC.$$



Notons que le filtre est dit du « 1<sup>er</sup> ordre » car dans l’expression de  $H, \omega$  (ou  $f$  puisque  $\omega = 2\pi f$ ) est à la puissance 1 (l’équation différentielle relative à ce circuit est du 1<sup>er</sup> ordre). Un filtre du 2<sup>ème</sup> ordre aurait une pente en  $1/f^2$  ou en  $f^2$  (équation différentielle du 2<sup>ème</sup> ordre).

Connaissant  $H$ , on peut alors pour un signal sinusoïdal en entrée trouver l’expression complexe du signal de sortie puis son expression dans le domaine temporel (cf. §3a). Généralement, il est intéressant de représenter  $H$  sur un diagramme de Bode, les caractéristiques principales  $y$  sont en effet résumées. Une étude asymptotique permet de simplifier le tracé de  $G = |H| = 1/(1 + \tau^2\omega^2)^{1/2}$  :

- Recherche de l’asymptote basse fréquence ( $f \rightarrow 0$ ) :  $Asy.BF = 1$  (droite horizontale).
- Recherche de l’asymptote haute fréquence ( $f \rightarrow \infty$ ) :  $Asy.HF = 1/(2\pi\tau f)$  (poser que  $Asy.HF$  tend vers zéro n’aide pas au tracé sur le diagramme de Bode puisque l’échelle étant logarithmique, il n’y a pas de zéro). En échelle log-log c’est l’équation d’une droite puisque  $\log(Asy.HF) = \log_{10}(1) - \log_{10}(2\pi\tau f) = -\log_{10}(2\pi\tau f)$ . Il suffit donc pour tracer l’asymptote haute fréquence de trouver 2 de ses points ou un point et sa pente. Un point simple à placer est en  $f = 1/2\pi\tau$  où  $Asy.HF = 1$ . La pente de l’asymptote est de  $-20$  dB par décade, c’est-à-dire une chute d’un facteur 10 du gain quand la fréquence est multipliée par 10 (une décade : entre  $f$  et  $10f$ ). En effet :

$A f_1 Asy.HF(f_1) \approx 1/(2\pi\tau f_1)$  et à  $10f_1 Asy.HF(10f_1) = 1/(2\pi\tau \cdot 10f_1) = Asy.HF(f_1)/10$ .

En dB :  $Asy.HF_{dB}(10f_1) = 20\log_{10}(Asy.HF(f_1)/10) = Asy.HF_{dB}(f_1) - 20$  dB et donc une chute de 20 dB par décade.

- Point d’intersection des 2 asymptotes: Il faut résoudre  $Asy.BF(f) = Asy.HF(f)$ . La solution est ici évidente :  $f = 1/2\pi\tau$ .
- $G$  au point d’intersection :  $G(1/2\pi\tau) = 1/2^{1/2}$  ou encore  $G_{dB}(1/2\pi\tau) = 20\log_{10}(1/2^{1/2}) = -3$  dB.

La fréquence de coupure  $-3$  dB est déterminée en résolvant  $G(f_c) = G_{MAX}/2^{1/2}$  ou encore  $G_{dB}(f_c) = G_{MAXdB} - 3$  dB. Ici,  $G_{MAX} = 1$  ou  $G_{MAXdB} = 0$  dB. Il faut donc résoudre :  $1/(1 + (2\pi\tau f_c)^2)^{1/2} = 1/2^{1/2} \rightarrow f_c = 1/2\pi\tau$  (c’est donc aussi dans cette exemple le point d’intersection des asymptotes). La bande passante de ce filtre est  $[0 ; f_c]$  soit  $[0 ; 1/2\pi\tau]$ .

Pour le déphasage  $\phi$  de  $v_s$  par rapport à  $v_e$ , il faut tracer l’argument de  $H$  :

$\phi = Arg(H) = \arg(1/(1 + j\tau\omega)) = \arg(1) - \arg(1 + j\tau\omega) = 0 - \arctg(\tau\omega/1)$  en prenant la valeur d’ $\arctg(\tau\omega/1)$  comprise entre  $0$  et  $90^\circ$  puisque  $1 > 0$  et  $\tau\omega > 0$ .

$\phi(0) = 0, \phi(f_c) = -45^\circ$  et  $\phi(f \rightarrow \infty) = -90^\circ$ .

Le diagramme de Bode de la fonction de transfert de ce filtre est tracé en phase Fig.4 et en gain Fig.2b pour  $f_c = 1/2\pi\tau = 2$  kHz.

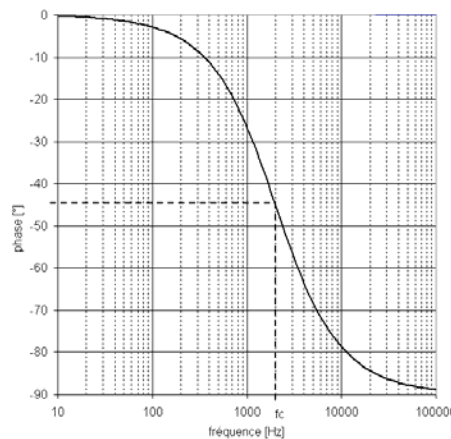


Fig.4 - Diagramme de Bode en phase du circuit de la Fig.3

En temporel, les tensions de sortie pour une tension d’entrée sinusoïdale de 4 V d’amplitude crête à crête ( $v_e = A\cos(2\pi ft)$  [V] avec  $A = 2$  V) sont données ci-dessous pour une fréquence de 200 Hz  $\ll f_c$  (Fig.5a) et pour une fréquence de 20 kHz  $\gg f_c$  (Fig.5b) ( $v_s = A |H(f)| \cos(2\pi ft + \phi(f))$ ).

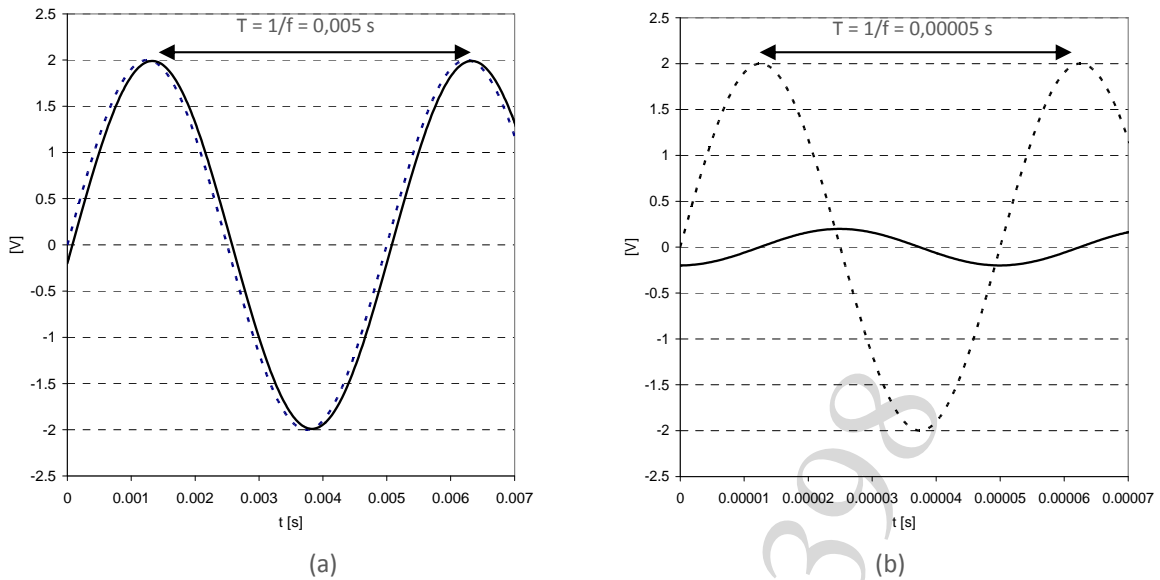


Fig.5 – Tension d’entrée (trait pointillé) et de sortie (trait plein) pour le filtre de la Fig.3

a) fréquence : 200 Hz, b) fréquence : 20 kHz

Le signal d’entrée à 200 Hz se retrouve quasiment inchangé en sortie alors que celui à 20 kHz est atténué d’un facteur 10 et en retard de 90° : le filtre laisse seulement passer les signaux ayant une fréquence très inférieure à la fréquence de coupure (2 kHz).

### 5. Filtres actifs analogiques et filtres numériques

Les filtres analogiques dits « actifs » utilisent des composants passifs et actifs (par exemple un AOP qui consomme de l’énergie continue pour amplifier un signal d’entrée par exemple sinusoïdal, cf. Ch.3). L’intérêt de ces filtres est entre autre d’ajouter à la fonction filtrage la fonction amplification dans le même circuit (cf. TD AOP, Partie 2).

Parmi les filtres autres qu’analogiques, il existe les filtres numériques : le signal à traiter est, s’il est analogique, préalablement transformé en un signal numérique grâce à un Convertisseur Analogique Numérique (CAN). Les avantages sont entre autre la miniaturisation et la souplesse lors de la synthèse du filtre où il s’agit de programmer et non de placer des composants : cela permet ainsi par exemple de changer plus facilement les caractéristiques du filtre (reprogrammation contre changement des valeurs de composants) et d’obtenir des caractéristiques hors de portée de l’analogique (filtre très sélectif par exemple). En micro-électronique, les filtres numériques sont très largement prépondérants.

# Chapitre 3

## Amplificateur opérationnel

L'amplificateur opérationnel est étudié d'abord sans réaction de la sortie sur l'entrée (« boucle ouverte »), puis avec une réaction négative (contre-réaction pour les fonctions linéaires), ensuite avec une réaction positive (pour les fonctions non-linéaires telles que les comparateurs), et enfin avec plusieurs réactions (positive et négative) pour constituer un oscillateur. On termine par les montages à A.O. comportant un dipôle non-linéaire.

### 3.1 L'amplificateur opérationnel en boucle ouverte

#### 3.1.1 Introduction – représentation

Un *amplificateur opérationnel* (A.O.) est un circuit *actif* complexe comportant plusieurs transistors, des résistances, des capacités, des diodes, ... intégré dans un boîtier monolithique et dont le comportement peut être modélisé par un *amplificateur de tension presque idéal* de gain très élevé, de très grande impédance d'entrée et de très faible impédance de sortie. Ce circuit comporte au minimum 5 bornes :

- $V_{cc}^+$  et  $V_{cc}^-$  les deux bornes d'alimentation continue qui fournissent l'énergie nécessaire à l'amplification de l'information ; ces bornes ne sont pas toujours mentionnées dans les schémas, mais elles sont essentielles au fonctionnement de l'A.O.
- trois bornes de signal :
  - $V_+$  l'entrée non inverseuse signalée par le symbole + ;
  - $V_-$  l'entrée inverseuse signalée par le symbole - ;
  - $V_s$  la sortie.

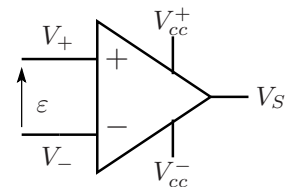


FIGURE 3.1 – Bornes de l'amplificateur opérationnel

Sur certains A.O., des bornes supplémentaires permettent l'ajustement des paramètres pour que le comportement de l'A.O. se rapproche de celui d'un A.O. idéal.

La *tension différentielle* d'entrée  $\varepsilon = V_+ - V_-$  permet de définir le gain en tension  $A_v = V_s/\varepsilon$  de l'A.O.

Remarque : les signes  $\pm$  à l'entrée n'indiquent pas des polarités mais seulement le signe du gain en tension associé à chaque entrée.

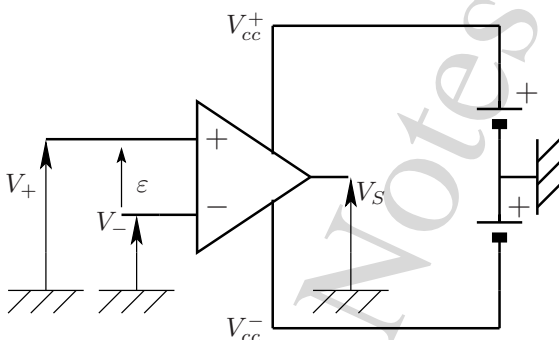


FIGURE 3.2 – L'amplificateur opérationnel et ses alimentations  $V_{cc}^+$  et  $V_{cc}^-$  avec la référence de potentiel à la masse.

Remarque : ne pas écrire la loi des nœuds sans faire intervenir les alimentations continues.

$$i_+ + i_- + i_s + i_{V_{cc}^+} + i_{V_{cc}^-} = 0 \quad \text{mais} \quad i_+ + i_- + i_s \neq 0$$

Les caractéristiques de l'A.O. imposent  $i_+ \approx i_- \approx 0$  donc  $i_s \approx -i_{V_{cc}^+} - i_{V_{cc}^-}$ , c'est à dire que le courant de sortie est fourni par les alimentations.

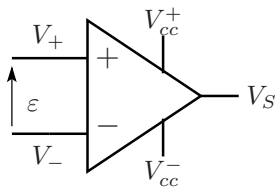


FIGURE 3.3 – Les 5 bornes de l’amplificateur opérationnel

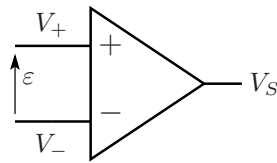


FIGURE 3.4 – Représentation de l’A.O. sans les alimentations continues

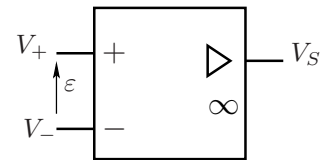


FIGURE 3.5 – Représentation normalisée de l’A.O. idéal

### 3.1.2 Caractéristiques de l’A.O. — A.O. idéal

Dans le domaine linéaire et en mode différentiel (c’est-à-dire en considérant que la tension d’entrée est la tension différentielle  $\epsilon$ ), l’A.O. peut être représenté comme un amplificateur de tension presque idéal à S.V.C.V. (source de tension commandée en tension, cf. 1.5.2).

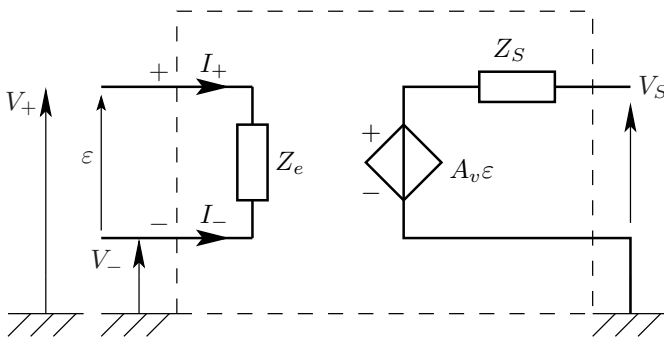


FIGURE 3.6 – Représentation de l’A.O. linéaire comme source de tension commandée en tension (S.V.C.V.).

en entrée  $Z_e \rightarrow \infty$  donc

$$I_+ = I_- = 0 \quad (3.1)$$

en sortie  $Z_s \rightarrow 0$

Le gain en tension différentiel de la source commandée est défini par :

$$A_v = \frac{V_s}{\epsilon} = \frac{V_s}{V_+ - V_-} \quad (3.2)$$

#### 3.1.2.1 Limitation de la tension de sortie : saturation

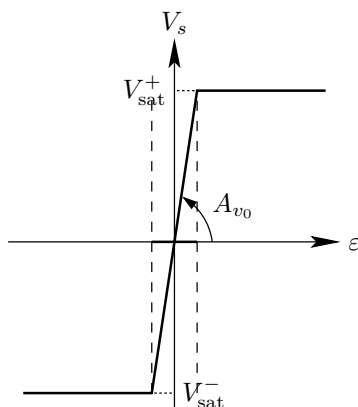


FIGURE 3.7 – Caractéristique statique de transfert en tension

La première limitation de l’A.O. est que sa tension de sortie est comprise entre deux niveaux appelés niveaux de saturation :

$$V_{\text{sat}}^- \leq V_s \leq V_{\text{sat}}^+$$

Les niveaux de saturation  $V_{\text{sat}}^\pm$  sont proches des tensions d’alimentations mais de valeur absolue inférieure en général :  $V_{\text{sat}}^- \approx V_{\text{cc}}^-$  et  $V_{\text{sat}}^+ \approx V_{\text{cc}}^+$  (certains A.O., qualifiés de *rail to rail*, présentent des tensions de saturation confondues avec les tensions d’alimentation, en particulier dans le cas de faibles tensions d’alimentation).

Le domaine de linéarité est donc très limité en ce qui concerne la tension d’entrée :

$$\frac{V_{\text{sat}}^-}{A_{V_0}} \leq \epsilon \leq \frac{V_{\text{sat}}^+}{A_{V_0}}$$

Ordres de grandeur :  $A_{V_0} \approx 200\,000$  pour le TL082.  $V_{\text{sat}}^\pm \approx V_{\text{cc}}^\pm \approx 10\text{ V}$   
 $\Rightarrow |\epsilon| \leq 0,05\text{ mV}$ .

#### 3.1.2.2 A.O. idéal ou parfait

$$Z_e \rightarrow \infty \quad Z_s \rightarrow 0 \quad A_v \rightarrow \infty$$

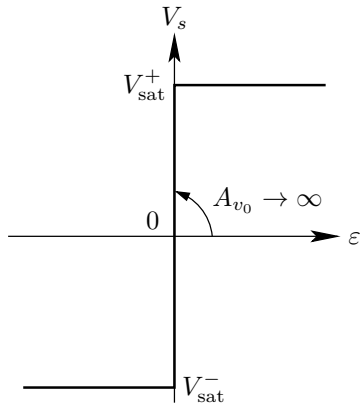


FIGURE 3.8 – Caractéristique statique de transfert en tension d’un A.O. idéal

Conséquence du gain infini : dans le domaine linéaire, la tension différentielle d’entrée est nulle.

Trois domaines de fonctionnement :

$$\varepsilon < 0 \Rightarrow V_s = V_{sat}^- \approx V_{cc}^-$$

$$V_{sat}^- < V_s < V_{sat}^+ \Rightarrow \varepsilon = 0$$

$$\varepsilon > 0 \Rightarrow V_s = V_{sat}^+ \approx V_{cc}^+$$

### 3.1.3 Application de l’A.O. en boucle ouverte : les comparateurs

#### 3.1.3.1 Comparateur à seuil nul

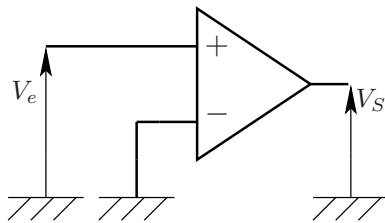


FIGURE 3.9 – Comparateur non inverseur à seuil nul

$$V_s = \begin{cases} V_{sat}^+ & \text{si } V_e > 0 \\ V_{sat}^- & \text{si } V_e < 0 \end{cases}$$

$$Z_e = \infty$$

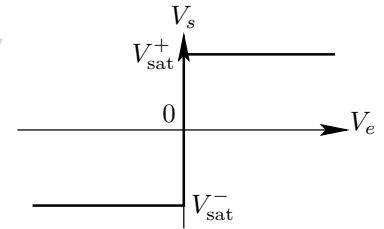


FIGURE 3.10 – Fonction de transfert d’un comparateur non inverseur à seuil nul

#### 3.1.3.2 Comparateurs à seuil quelconque

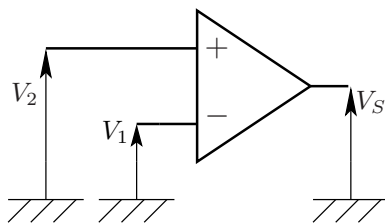


FIGURE 3.11 – Comparateur à seuil quelconque : une tension fixe est appliquée sur une entrée et le signal d’entrée sur l’autre

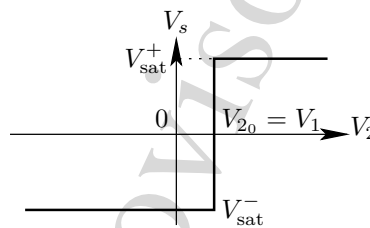


FIGURE 3.12 – Fonction de transfert  $V_s = f(V_2)$  d’un comparateur non inverseur à seuil  $V_1$  quelconque

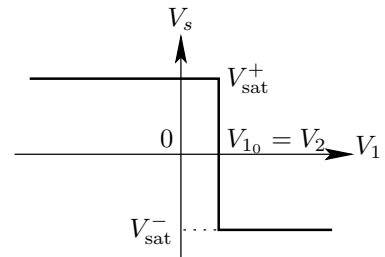


FIGURE 3.13 – Fonction de transfert  $V_s = f(V_1)$  d’un comparateur inverseur à seuil  $V_2$  quelconque

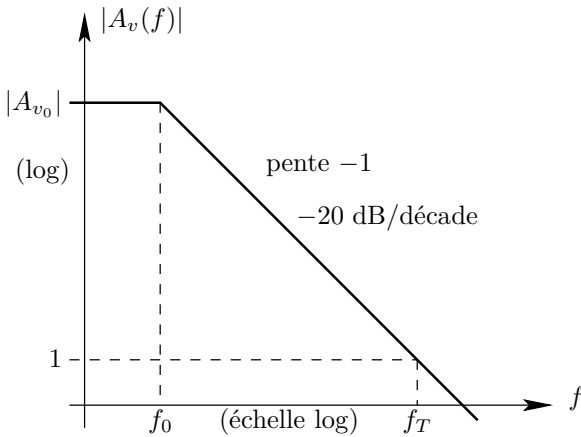
N.-B. : ces montages comparateurs sans réaction sont sensibles aux parasites et on leur préfère souvent des comparateurs à hystérésis (cf. 3.3, p. 31).

#### 3.1.4 Bande passante de l’A.O. seul

Les imperfections de l’A.O. se manifestent aussi quand la fréquence augmente. Non seulement le gain de l’A.O. en boucle ouverte n’est pas infini, mais la réponse de l’A.O. aux variations de la tension d’entrée n’est pas instantanée. On peut modéliser ces imperfections en représentant l’A.O. comme un circuit du premier ordre.

$$v_s(t) + \tau \frac{dv_s}{dt} = A_{V_0} \varepsilon$$

Le gain en boucle ouverte de l'A.O.  $A_v = V_s/\varepsilon$  dépend donc de la fréquence. Le gain statique  $A_{V_0} = A_v(f = 0)$  de l'A.O. est très élevé, mais le gain chute dès que l'on sort des très basses fréquences.



En régime sinusoïdal permanent :

$$A_v(f) = \frac{A_{V_0}}{1 + j\omega\tau} = \frac{A_{V_0}}{1 + jf/f_0}$$

où  $f_0 = \frac{1}{2\pi\tau}$  est la fréquence de coupure en boucle ouverte.

Si  $f \gg f_0$ ,  $A_v(f) \approx -jA_{V_0}f_0/f$ .

La fréquence de transition  $f_T$  est définie par  $|A_v(f_T)| = 1$ .

Comme  $f_T \gg f_0$ ,  $f_T = A_{V_0}f_0$ .

FIGURE 3.14 – Bande passante d'un A.O. en boucle ouverte (échelles log-log)

On caractérise les performances du gain d'un A.O. par le produit gain  $\times$  bande  $A_{V_0}f_0 = f_T$ . Par exemple, pour le TL082,  $f_0 \approx 15$  Hz ( $\tau \approx 10$  ms),  $A_{V_0} \approx 200\,000$  donc  $A_{V_0}f_0 = 3$  MHz.

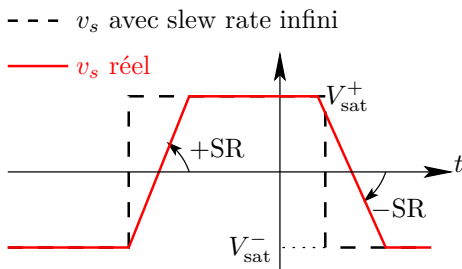
**Conclusion** En boucle ouverte, l'A.O. est très lent, mais a beaucoup de gain.

### 3.1.5 Le phénomène de triangulation : le slew rate

Une autre imperfection de l'A.O. est la limitation de la vitesse de variation de la tension de sortie qui se manifeste dans le cas de transitions rapides en particulier en comparateur. À cause de non-linéarités internes, la pente maximale de la tension de sortie est limitée en valeur absolue par le *slew rate* SR :

$$\left| \frac{dv_s}{dt} \right| \leq \text{SR}$$

Le slew rate, de l'ordre du V/ $\mu$ s pour certains A.O., peut atteindre maintenant plusieurs fois 1000 V/ $\mu$ s pour des A.O. rapides. Sans même tenir compte de la bande passante finie, l'A.O. soumis à discontinuités de tension différentielle d'entrée devrait répondre par des discontinuités de tension de sortie ; la limitation due au *slew rate* produit au contraire des tensions de sortie à pente fixe  $\pm$ SR, phénomène nommé triangulation.



En comparateur, le temps de montée minimal est donné par

$$(V_{\text{sat}}^+ - V_{\text{sat}}^-)/\text{SR}$$

Donc si la période des signaux est assez faible, la tension de sortie peut devenir triangulaire. Expérimentalement, la pente limitée par le slew rate est facile à mettre en évidence car elle ne dépend pas de la fréquence ni de l'amplitude des signaux d'entrée.

FIGURE 3.15 – Phénomène de triangulation (slew rate) pour un signal d'entrée carré

**Mesure du slew rate avec entrée sinusoïdale :** Dans le cas de fonctionnement en linéaire, par exemple en sinusoïdal, la pente maximale est obtenue lors du passage à zéro : la déformation due au slew-rate est alors difficile à repérer car la sinusoïde est proche d'une droite au voisinage du zéro qui est un point d'inflexion. Par ailleurs, dans un montage amplificateur, utilisé en dehors de la bande passante, l'amplitude du signal de sortie est inversement proportionnelle à la fréquence (filtre du premier ordre), donc la pente maximale devient indépendante de la fréquence : il faut agir sur l'amplitude pour observer le phénomène de triangulation.

### 3.2 Amplificateur opérationnel en contre-réaction : fonctionnement linéaire

#### 3.2.1 L'amplificateur non inverseur

##### 3.2.1.1 Analyse détaillée d'un exemple

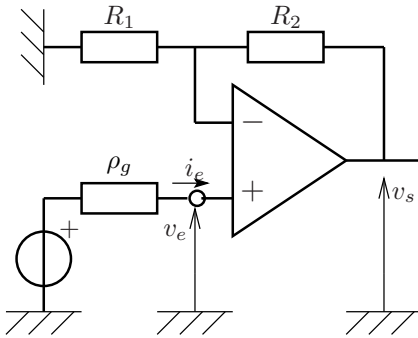


FIGURE 3.16 – Amplificateur non inverseur

$$V_+ = V_e \quad I_- = 0 \Rightarrow V_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s = k V_s \quad \text{où } 0 < k < 1.$$

Équation de réaction  $\varepsilon = V_+ - V_- = V_e - k V_s \Rightarrow \frac{d\varepsilon}{dV_s} = -k < 0$   
 donc réaction négative.

La réaction impose une **relation linéaire** entre la tension différentielle d'entrée et la tension de sortie,

$$V_s = \frac{V_e - \varepsilon}{k}$$

qui se traduit dans le plan  $(\varepsilon, V_s)$  par une droite de pente  $-1/k$  négative paramétrée par la tension d'entrée  $V_e$ . Les points de fonctionnement possibles sont situés à l'intersection entre cette droite et la caractéristique de transfert en tension de l'A.O.

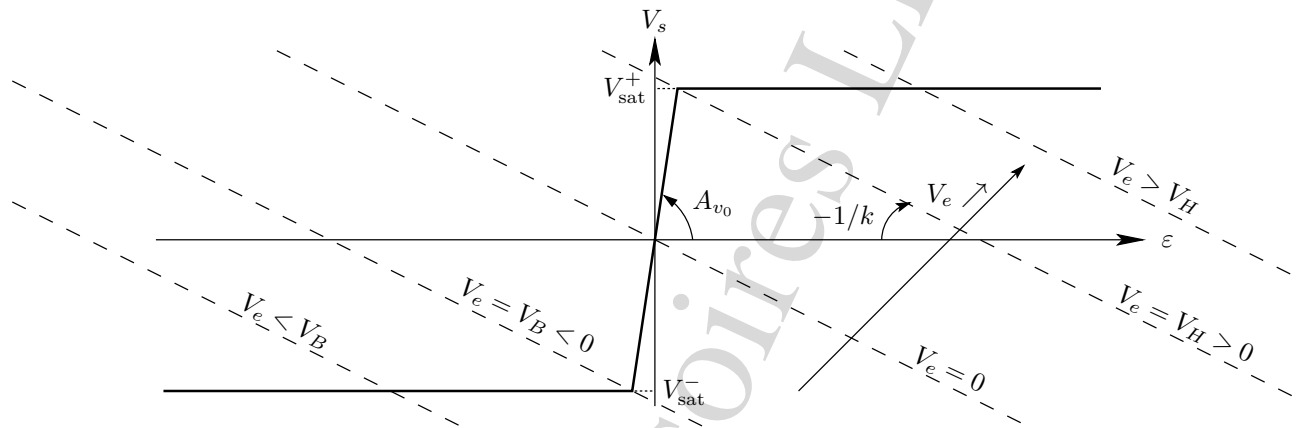


FIGURE 3.17 – Réseau de réaction de l'amplificateur non inverseur

Un seul point de fonctionnement possible quel que soit  $V_e$  :

- $V_e < V_B \Rightarrow V_s = V_{\text{sat}}^- < 0$  saturé
- $V_B < V_e < V_H \Rightarrow V_s = A_v \varepsilon < 0$  non saturé, linéaire
- $V_e > V_H \Rightarrow V_s = V_{\text{sat}}^+ > 0$  saturé

**Stabilité des points de fonctionnement :** supposer  $\Delta V_s$  d'origine externe (alimentation par exemple) ; le circuit de réaction réagit par  $\Delta \varepsilon = -k \Delta V_s$ .

- Si l'A.O. est dans le domaine linéaire, il amplifie la perturbation en valeur absolue mais  $\Delta V_s' = A_v \Delta \varepsilon = -k A_v \Delta V_s$  est de signe opposé, ce qui impose un retour à l'équilibre. Le point est donc stable.
- Si l'A.O. est dans le domaine saturé, la tension de sortie ne dépend plus de la tension d'entrée  $\Delta V_s' = 0$  et la perturbation n'est pas amplifiée. Le point est aussi stable.

**Conclusion** Dans les trois cas, le point d'intersection est stable.

Si on suppose que la tension de sortie calculée en régime linéaire est dans l'intervalle  $]V_{\text{sat}}^-; V_{\text{sat}}^+[$ , alors  $V_s = A_v \varepsilon = A_v (V_e - k V_s)$ .

$$\boxed{\frac{V_s}{V_e} = \frac{A_v}{1 + k A_v}}$$

est le gain en boucle fermée

Si  $kA_v \gg 1$ ,  $\frac{V_s}{V_e} \approx \frac{1}{k} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$  est indépendant de  $A_v$ .

En pratique, on fait le calcul approché dans l'hypothèse linéaire et on vérifie ensuite que la tension calculée n'atteint pas les limites de saturation :

$$V_{\text{sat}}^- < V_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_e < V_{\text{sat}}^+$$

ce qui définit les limites de linéarité en termes de tension d'entrée.

$$V_B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{\text{sat}}^- < V_e < \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{\text{sat}}^+ = V_H$$

### 3.2.1.2 Effet de la limitation en fréquence du gain de l'A.O.

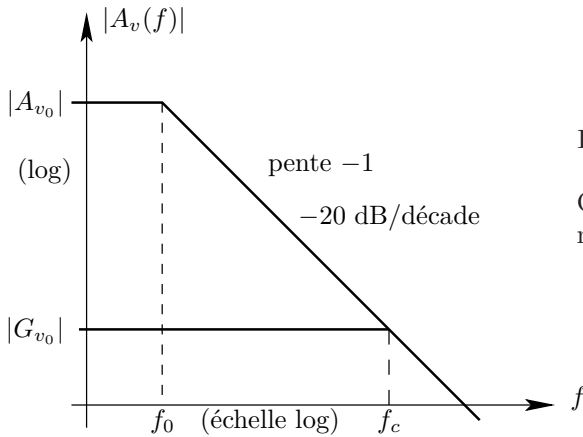


FIGURE 3.18 – Bande passante de l'amplificateur non-inverseur

On suppose que l'A.O. se comporte comme un système du premier ordre de gain

$$A_v(f) = \frac{A_{V_0}}{1 + jf/f_0}$$

Le gain du montage amplificateur non inverseur s'écrit

$$G_v(f) = \frac{A_v(f)}{1 + kA_v(f)} = \frac{1}{k + \frac{1}{A_v(f)}} = \frac{1}{k + \frac{1 + jf/f_0}{A_{V_0}}} = \frac{G_{V_0}}{1 + j \frac{G_{V_0} f}{A_{V_0} f_0}}$$

Si on définit  $f_c = A_{V_0} f_0 / G_{V_0}$ , le gain du montage est celui d'un système du premier ordre :

$$G_v(f) = \frac{G_{V_0}}{1 + jf/f_c}$$

On remarque que le **produit gain×bande est conservé** entre l'A.O. seul et le montage utilisant l'A.O. en contre-réaction.

$$A_{V_0} f_0 = G_{V_0} f_c$$

La contre-réaction a permis d'augmenter la bande passante au prix d'une diminution du gain.

### 3.2.1.3 Analyse rapide pour un A.O. idéal

$V_+ = V_e \quad I_- = 0 \Rightarrow V_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s$  donc  $\frac{d\varepsilon}{dV_s} = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} < 0$  donc réaction négative, donc linéaire tant que la tension de sortie calculée vérifie :  $V_{\text{sat}}^- < V_s < V_{\text{sat}}^+$ .

Or  $V_s = A_v \varepsilon$  avec  $A_v \rightarrow \infty$  et  $V_s$  fini, donc  $\varepsilon = 0$ .

$$V_+ = V_- \quad V_e = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s \Rightarrow \boxed{\frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

Autres propriétés du montage amplificateur non-inverseur :

- Impédance d'entrée du montage :  $Z_e = V_e / I_e = \infty$  car  $I_+ = 0$ .
- Impédance de sortie du montage :  $Z_s = 0$  car la sortie se fait directement sur la source de tension commandée de l'A.O.

Dans le cas où l'A.O. n'est pas idéal, l'impédance d'entrée du montage  $Z_e$  vaut  $(1 + kA_v) Z_e^{A.O.}$  et son impédance de sortie  $Z_s$  vaut  $Z_s^{A.O.} / (1 + kA_v)$ .



### 3.2.2 Le suiveur

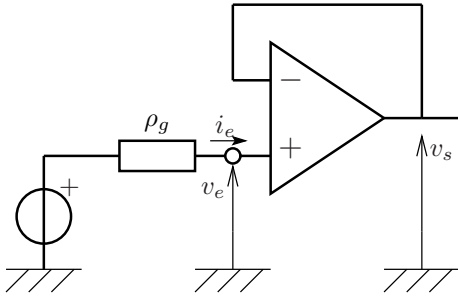


FIGURE 3.19 – Amplificateur suiveur

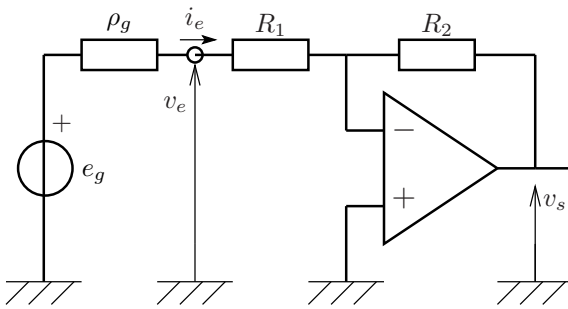
Réaction négative car  $\varepsilon = V_e - V_s$ , donc si l'A.O. est idéal,  $\varepsilon = 0$ .

$$V_e = V_+ = V_- = V_s \quad \text{donc} \quad \boxed{V_s = V_e}$$

Intérêt : adaptateur d'impédance

- Impédance d'entrée du montage :  $Z_e = \infty$ .
- Impédance de sortie du montage :  $Z_s = 0$ .

### 3.2.3 L'amplificateur inverseur



$$I_- = 0 \quad \text{donc} \quad \frac{V_e - V_-}{R_1} = \frac{V_- - V_s}{R_2}$$

On peut aussi utiliser Millmann :

$$V_- = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_e + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s$$

de plus  $V_+ = 0$ , donc  $\frac{d\varepsilon}{dV_s} < 0$

FIGURE 3.20 – Amplificateur inverseur

La réaction est négative et, si l'A.O. est idéal, à faible niveau,  $V_+ = V_-$  d'où

$$\boxed{\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1}}$$

Impédances du montage :

- Impédance d'entrée  $Z_e = V_e/I_e = R_1 \neq \infty$  (c'est un inconvénient de ce montage)
- Impédance de sortie du montage :  $Z_s = 0$

#### Conclusion

- Les propriétés des montages à réaction négative sont indépendantes du gain de l'A.O. pourvu qu'il soit assez grand.
- La méthode d'étude consiste à écrire  $I_+ = I_- = 0$ , puis  $V_s = A_v(V_+ - V_-)$  tant que  $V_{\text{sat}}^- < V_s < V_{\text{sat}}^+$  (c'est à dire hors saturation). Si de plus l'AO est parfait  $A_v \rightarrow \infty$  implique  $V_+ = V_-$ .

### 3.2.4 Autres fonctions en réaction négative

#### 3.2.4.1 Sommation pondérée

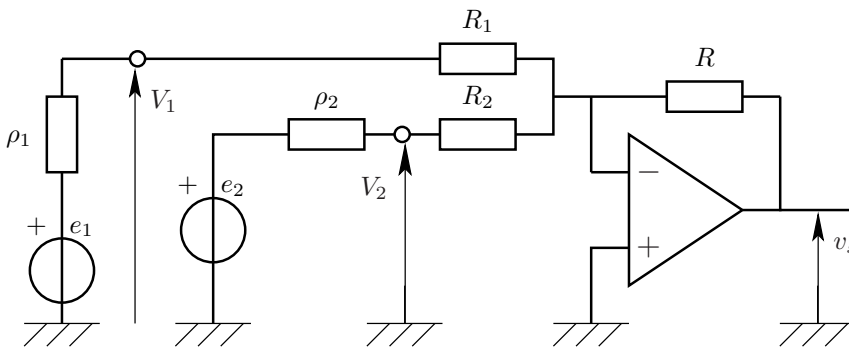


FIGURE 3.21 – Sommation pondérée

R assure la réaction négative, donc  $V_- = V_+ = 0$ . Or  $I = I_1 + I_2$

$$\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} = -\frac{V_s}{R}$$

$$V_s = -\left(\frac{R}{R_1}V_1 + \frac{R}{R_2}V_2\right)$$

#### 3.2.4.2 Différence pondérée

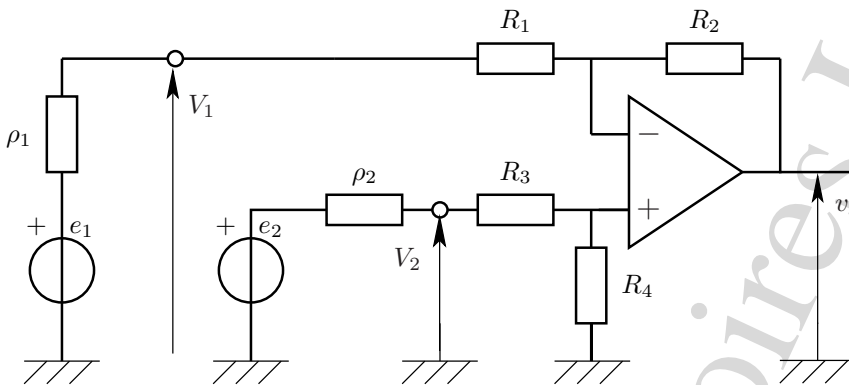


FIGURE 3.22 – Différence pondérée

$R_2$  assure la réaction négative, donc  $V_- = V_+$ .

$$I_- = 0 \Rightarrow \frac{V_1 - V_-}{R_1} = \frac{V_- - V_s}{R_2}$$

$$V_s = -\frac{R_2}{R_1}V_1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)V_-$$

Si on ajoute le diviseur résistif  $R_3$ - $R_4$ ,  $V_s = -\frac{R_2}{R_1}V_1 + \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3 + R_4}V_2$

Dans le cas où toutes les résistances sont égales,  $V_s = V_2 - V_1$ .

#### 3.2.4.3 Intégrateur actif

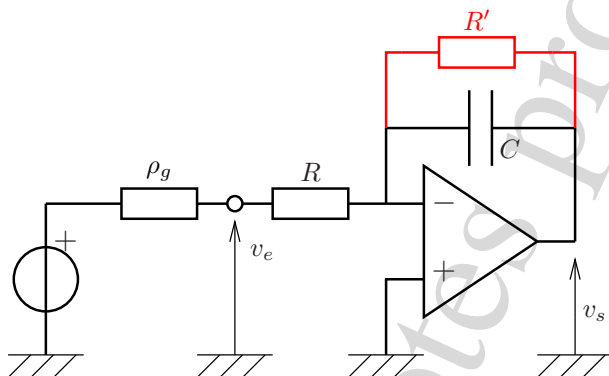


FIGURE 3.23 – Intégrateur actif

- non compensé (sans  $R'$ )
- compensé (avec  $R'$ )

C assure la contre-réaction, sauf pour le continu, pour lequel il se comporte en circuit ouvert.

#### 3.2.4.4 Étude temporelle

On suppose l'A.O. idéal pour simplifier.

**3.2.4.4.1 Intégrateur non-compensé :** Admettons que  $\varepsilon = 0$ ,  $V_+ = 0 \Rightarrow V_- = 0$ . Or  $I_- = 0$ , donc le courant est le même dans  $R$  et dans  $C$  :

$$\frac{v_e}{R} = -C \frac{dv_s}{dt}$$

Si on pose  $\tau = RC$ ,  $v_e(t) = -\tau \frac{dv_s}{dt}$  donc

$$v_s(t) = -\frac{1}{\tau} \int_0^t v_e(t') dt' + v_s(0)$$

N.B. : noter que l'intégrateur est **inverseur**.

S'il existe la moindre composante continue dans  $v_e$ , ou une imperfection de l'A.O. du type  $I_- \neq 0$  par exemple, l'intégration de cette composante va produire en sortie une rampe qui amènera l'A.O. en saturation. Ce montage est donc **inutilisable** tel quel et pour assurer une contre-réaction aussi en continu, on place en parallèle avec  $C$  une résistance  $R'$  de grande valeur. C'est le montage intégrateur compensé.

**3.2.4.4.2 Intégrateur compensé :** alors  $i_R = i_C + i'_R$  et, en admettant que  $\varepsilon = 0$ ,

$$\frac{v_e}{R} = -C \frac{dv_s}{dt} - \frac{v_s}{R'}$$

$$v_e = -\tau \frac{dv_s}{dt} - \frac{R}{R'} v_s$$

**3.2.4.5 Étude en régime sinusoïdal permanent**

On peut alors étudier le montage en utilisant les amplitudes et les impédances complexes.

**3.2.4.5.1 Intégrateur non-compensé (sans  $R'$ ) :**

$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{1/jC\omega}{R} = \frac{j}{\omega\tau} = \frac{jf_0}{f} \quad \text{où} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

dont le module donne une pente  $-1$  en log-log, mais tend vers l'infini pour  $\omega \rightarrow 0$  (en fait, limité par le gain fini  $A_{v_0}$  de l'A.O.).

**3.2.4.5.2 Intégrateur compensé (avec  $R'$ ) :**

$$\frac{V_e}{R} = -Y V_s = -\left(\frac{1}{R'} + jC\omega\right) V_s \Rightarrow \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R'/R}{1 + jR'C\omega}$$

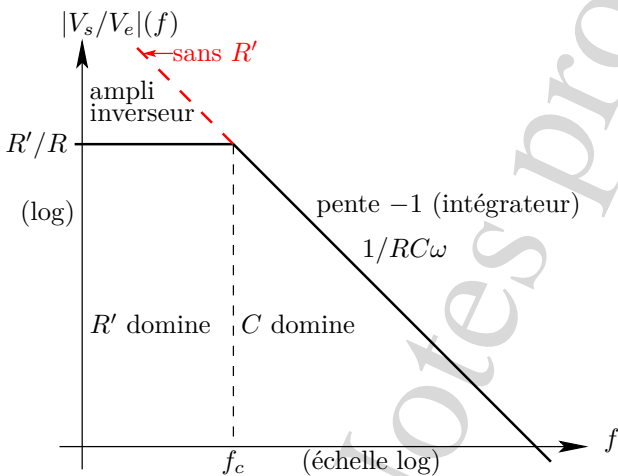


FIGURE 3.24 – Fonction de transfert de l'intégrateur actif non-compensé (sans  $R'$ ) et compensé (avec  $R'$ )

Si on note  $f_c = \frac{1}{2\pi R'C}$  la fréquence de coupure, les comportements asymptotiques sont :

$f \ll f_c$	$\frac{V_s}{V_e} \approx -\frac{R'}{R}$	amplificateur inverseur
$f \gg f_c$	$\frac{V_s}{V_e} \approx \frac{jf_0}{f}$	intégrateur inverseur

La fonction de transfert a la même allure que celle de l'intégrateur passif, mais l'intégrateur passif est non inverseur et de gain très faible dans le domaine où il intègre.

3.2.4.6 Différentiateur actif

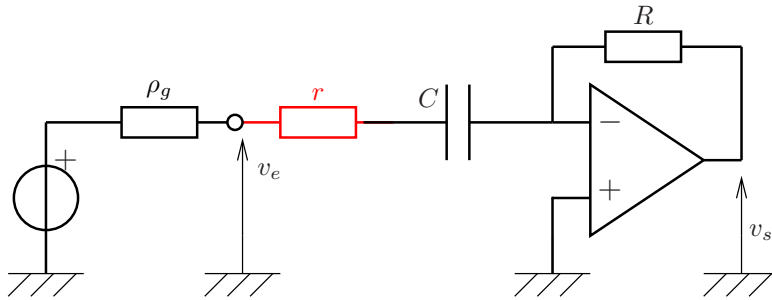


FIGURE 3.25 – Différentiateur actif

- non compensé (sans  $r$ , soit  $r = 0$ )
- compensé (avec  $r$ )

$R$  assure la réaction négative; donc si l'AO est parfait,  $V_- = V_+ = 0$ . Dans le cas non compensé, si  $\tau = RC$  :

$$-C \frac{dv_e}{dt} = \frac{v_s}{R} \text{ soit } v_s = -\tau \frac{dv_e}{dt}$$

En régime sinusoïdal permanent,  $\frac{V_s}{V_e} = -j\omega\tau$ .

Mais alors la fonction de transfert devrait tendre vers l'infini en très haute fréquence : pour limiter le gain HF, on place une petite résistance  $r$  en série avec  $C$ , ce qui donne le différentiateur compensé. Alors

$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{jRC\omega}{1 + jrC\omega}$$

Si on note  $f_c = \frac{1}{2\pi rC}$  la fréquence de coupure, les comportements asymptotiques sont :

$f \ll f_c$	$\frac{V_s}{V_e} \approx -jRC\omega$	différentiateur inverseur
$f \gg f_c$	$\frac{V_s}{V_e} \approx -\frac{R}{r}$	amplificateur inverseur

La fonction de transfert a la même allure que celle du dérivateur passif, mais le dérivateur passif est non inverseur et de gain très faible dans le domaine où il dérive.

3.2.4.7 Filtres actifs

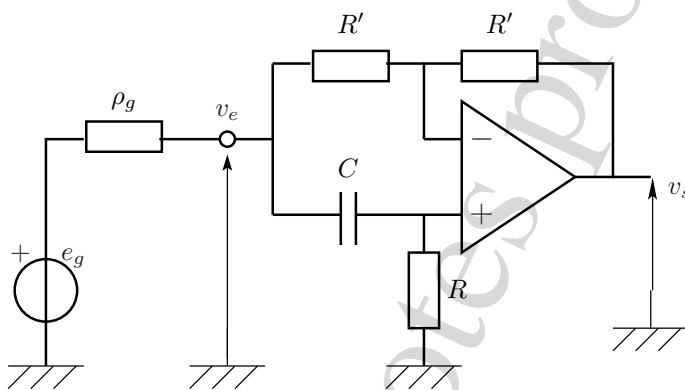


FIGURE 3.26 – Déphaseur actif

$R'$  assure la contre-réaction, donc  $V_+ = V_-$ . En régime sinusoïdal permanent,

$$V_+ = \frac{R}{R + 1/jC\omega} V_e = \frac{jX}{1 + jX} V_e \text{ où } X = RC\omega$$

$$V_- = \frac{V_e + V_s}{2}$$

Finalement

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{-1 + jX}{1 + jX}$$

dont le module est 1 (passe-tout) et l'argument

$$\phi = 2 \arctan(1/X)$$

3.2.4.8 Convertisseur courant-tension

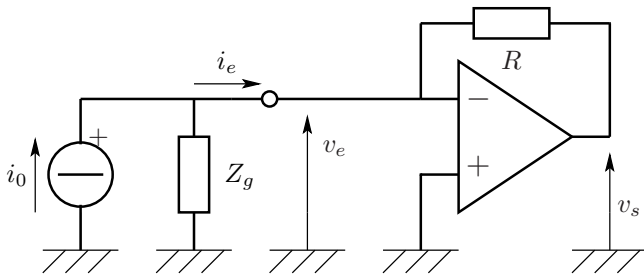


FIGURE 3.27 – Convertisseur courant-tension

$R$  assure une contre-réaction donc  $\varepsilon = 0$ ,  $V_- = V_+ = 0$ . Ainsi la source de courant est court-circuitée (elle ne fournit plus de puissance et l'influence de son impédance interne n'est plus perçue).  
 $I_{Z_g} = 0 \Rightarrow I_R = I_0 \Rightarrow V_s = -RI_0$ .

Applications : détecteurs photoélectriques (photodiodes par exemple) où  $I_0$  est proportionnel à un flux optique. On ajoute parfois une capacité  $C$  en parallèle avec  $R$  pour constituer un passe-bas du premier ordre afin de réduire le bruit haute fréquence.

3.2.4.9 Convertisseur tension-courant

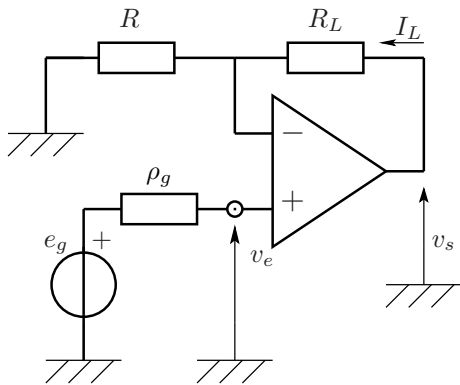


FIGURE 3.28 – Convertisseur tension-courant à charge flottante

La charge  $R_L$  assure la réaction négative, donc  $V_- = V_+ = V_e$ . Comme  $I_- = 0$ ,  $I_L = I_R = V_-/R = V_e/R$ , et ce indépendamment de la charge  $R_L$ .  
 Il faut cependant éviter la saturation de l'A.O. si la charge  $R_L$  est élevée. L'inconvénient de ce montage est qu'aucune des bornes de la charge n'est à la masse, d'où le qualificatif de charge flottante. Il existe un montage de conversion tension-courant avec la charge à la masse (cf. fig. 3.29), mais il nécessite quatre résistances et comporte deux réactions (positive et négative).

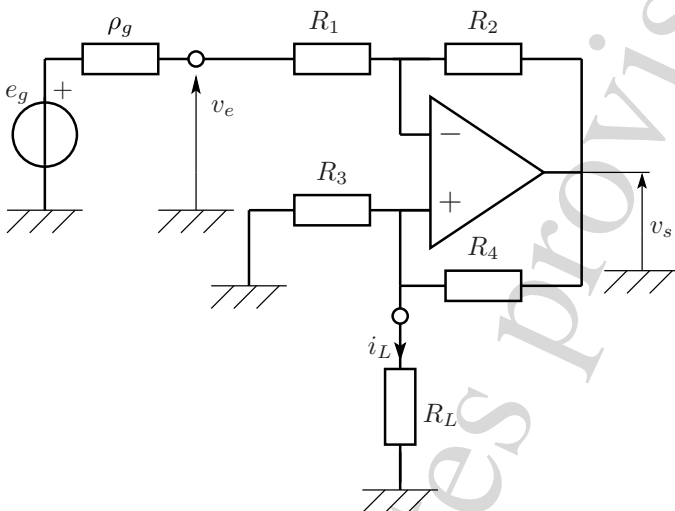


FIGURE 3.29 – Convertisseur tension-courant à charge à la masse

$R_2$  assure la réaction négative, mais  $R_4$  provoque une réaction positive. On montre que le courant  $i_L$  dans la charge  $R_L$  est proportionnel à la tension d'entrée  $V_e$  si les résistances vérifient  $R_2/R_1 = R_4/R_3$ .

3.3 A.O. en réaction positive : triggers ou comparateurs à hystérésis

**Remarque :** dans les montages à réaction positive, il est rare que l'on ait  $\varepsilon = 0$ . En particulier, dans les triggers,  $\varepsilon$  ne s'annule que de façon très fugitive, lors du basculement de la tension de sortie.

3.3.1 Trigger inverseur

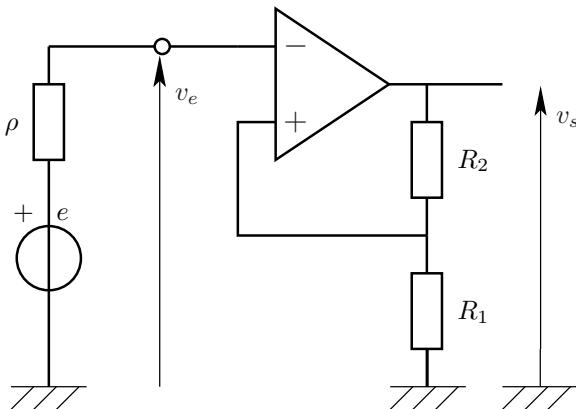


FIGURE 3.30 – Trigger inverseur

$$V_- = V_e \quad I_+ = 0 \Rightarrow V_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s = kV_s \quad \text{où} \\ 0 < k < 1.$$

$$\text{Équation de réaction } \varepsilon = V_+ - V_- = kV_s - V_e \Rightarrow \\ \frac{d\varepsilon}{dV_s} = k > 0 \text{ donc réaction positive.}$$

La réaction impose une **relation linéaire** entre la tension différentielle d'entrée et la tension de sortie,

$$V_s = \frac{V_e + \varepsilon}{k}$$

qui se traduit dans le plan  $(\varepsilon, V_s)$  par une droite de pente  $1/k$  positive paramétrée par la tension d'entrée  $V_e$ .

Les points de fonctionnement possibles sont situés à l'intersection entre cette droite et la caractéristique de transfert en tension de l'A.O.

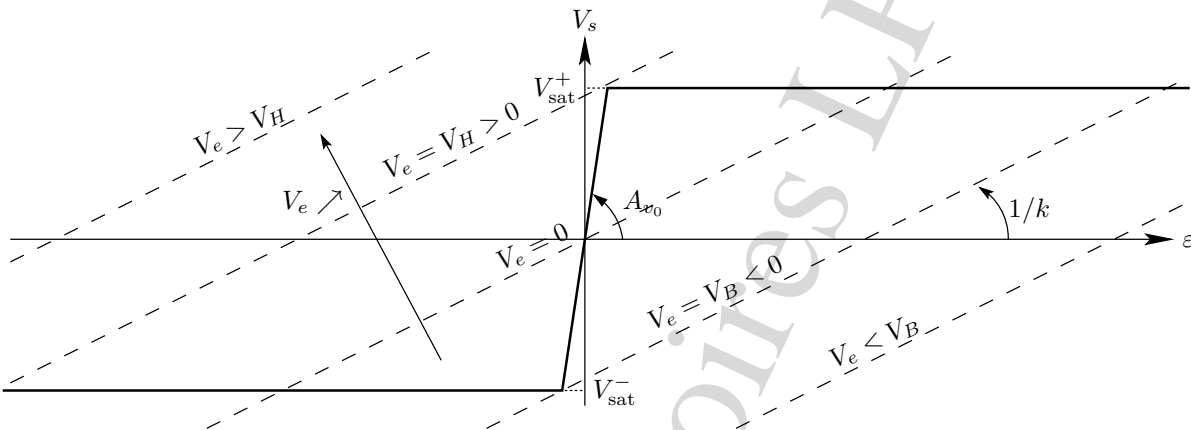


FIGURE 3.31 – Réseau de réaction du trigger inverseur

Nombre de points de fonctionnement possibles en fonction de  $V_e$  :

- $V_e < V_B \Rightarrow V_s = V_{sat}^+ > 0$  un seul point saturé
- $V_B < V_e < V_H$  trois points : deux saturés, un dans le domaine linéaire
- $V_e > V_H \Rightarrow V_s = V_{sat}^- < 0$  un seul point saturé

3.3.1.1 Stabilité des points de fonctionnement :

Supposer  $\Delta V_s$  d'origine externe (alimentation par exemple) ; le circuit de réaction réagit par  $\Delta \varepsilon = k \Delta V_s$ .

- Si l'A.O. est dans le domaine linéaire, il amplifie la perturbation initiale car  $\Delta V_s' = A_v \Delta \varepsilon = k A_v \Delta V_s$  est de même signe que  $\Delta V_s$ . Le point est donc instable.
- Si l'A.O. est dans le domaine saturé, la tension de sortie ne dépend plus de la tension différentielle d'entrée  $\Delta V_s' = 0$  et la perturbation n'est pas amplifiée. Le point est stable.

Finalement, les seuls points stables sont les points où l'A.O. est saturé.

$V_e < V_B$	$V_s = V_{sat}^+$	une solution stable
$V_B < V_e < V_H$	$V_s = V_{sat}^\pm$	deux solutions stables $\Rightarrow$ système à mémoire
$V_e > V_H$	$V_s = V_{sat}^-$	une solution stable

3.3.1.2 Définition des seuils dans le cas d'un A.O. idéal

$V_B$	$\varepsilon = 0$ et $V_s = V_{sat}^-$	$\Rightarrow$	$V_B = V_e = kV_{sat}^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}^-$
$V_H$	$\varepsilon = 0$ et $V_s = V_{sat}^+$	$\Rightarrow$	$V_H = V_e = kV_{sat}^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}^+$

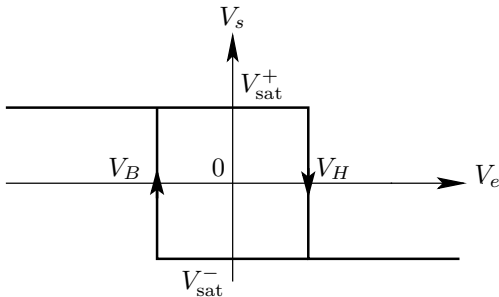


FIGURE 3.32 – Fonction de transfert du trigger inverseur

Ne pas croire que  $V_e < V_H$  implique  $V_s = V_{sat}^+$ . En particulier, si  $V_B < V_e < V_H$ , c'est la mémoire du circuit (hystérésis) et non la valeur instantanée de  $V_e$  qui détermine  $V_s$ .

3.3.1.3 Hystérésis

- Supposons  $V_s = V_{sat}^+$  : cela implique  $V_e < V_H$ . Cet état se maintient si  $V_e$  varie tant que  $\varepsilon > 0$  c'est à dire tant que  $V_e < V_H$  où  $V_s$  bascule vers  $V_{sat}^-$ .
- Supposons  $V_s = V_{sat}^-$  : cela implique  $V_e > V_B$ . Cet état se maintient si  $V_e$  varie tant que  $\varepsilon < 0$  c'est à dire tant que  $V_e > V_B$  où  $V_s$  bascule vers  $V_{sat}^+$ .

**Applications** Comparateur avec jeu permettant une certaine immunité au bruit.

Comme l'entrée se fait directement sur la borne  $V_-$ , ce montage présente une impédance d'entrée infinie. Si les seuils ne dépendent que du rapport des résistances, le courant de sortie de l'AO est limité par la somme des résistances  $I_S = V_{sat}^\pm / (R_1 + R_2)$ .

3.3.2 Trigger non-inverseur

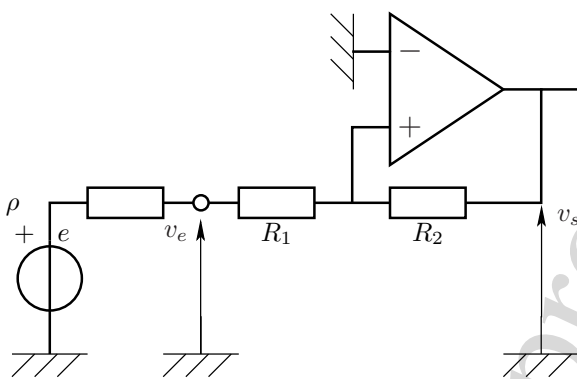


FIGURE 3.33 – Trigger non-inverseur

$$I_+ = 0 \text{ donc } \frac{V_e - V_+}{R_1} = \frac{V_+ - V_s}{R_2}$$

On peut aussi utiliser Millmann :

$$V_+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_e + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s$$

de plus  $V_- = 0$ , donc  $\frac{d\varepsilon}{dV_s} > 0$  et la réaction est positive.

On peut montrer que les seuls points de fonctionnement **stables** sont en saturation  $V_s = V_{sat}^\pm$ .

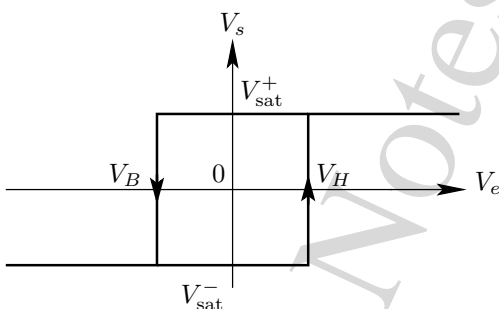


FIGURE 3.34 – Fonction de transfert du trigger non-inverseur

Seuils :

$V_H = -\frac{R_1}{R_2} V_{sat}^-$	positif
$V_B = -\frac{R_1}{R_2} V_{sat}^+$	négatif

Par rapport au trigger inverseur, ce montage présente l'inconvénient d'une impédance d'entrée non infinie.

### 3.3.3 Triggers à seuils non symétriques

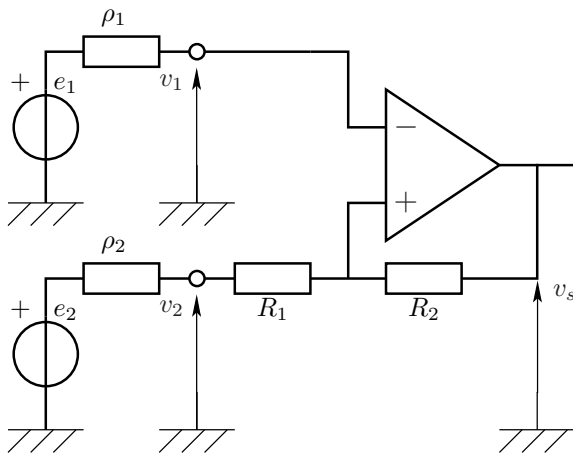


FIGURE 3.35 – Trigger à seuils non symétriques

Ce montage, inspiré des triggers précédents, peut être vu :

- comme un trigger inverseur si l'entrée est  $v_1$  et  $v_2$  est fixe,
- ou comme un trigger non-inverseur si l'entrée est  $v_2$  et  $v_1$  est fixe.

## 3.4 Combinaison de réactions positive et négative : oscillateurs non-sinusoidaux

### 3.4.1 Multivibrateur astable

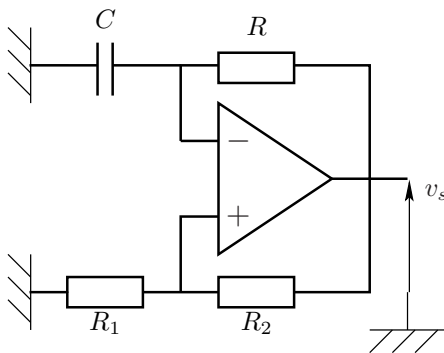


FIGURE 3.36 – Multivibrateur astable

#### Principe

- une réaction positive **instantanée**  
 $\Rightarrow V_s$  saturé  $\varepsilon \neq 0$ .
- une réaction négative via  $R$  **différée** (par la capacité) qui tend à ramener  $\varepsilon$  vers 0 et fait alors basculer la sortie.

Le système est alors astable et  $V_s$  bascule périodiquement entre  $V_{sat}^+$  et  $V_{sat}^-$ .

$R_2$  assure la réaction positive et  $R_1$ - $R_2$  constituent un montage de type trigger inverseur.  $R$  et  $C$  permettent la réaction négative différée.  $V_-$  ne peut pas présenter de discontinuité, car c'est la ddp aux bornes d'une capacité.

$$I_- = 0 \Rightarrow C \frac{dV_-}{dt} = \frac{V_s - V_-}{R}$$

$$V_- + \tau \frac{dV_-}{dt} = V_s \quad \text{où} \quad \tau = RC$$

La capacité se charge alternativement sous  $V_{sat}^+$  et  $V_{sat}^-$  à travers  $R$  avec continuité de  $V_-$  aux instants de basculement de  $V_s$ .

**Charge de durée  $T_-$  sous  $V_{sat}^-$**  partant de  $V_H$  et jusqu'à  $V_B$

$$V_B = V_{sat}^- (1 - \exp(-T_-/\tau)) + V_H \exp(-T_-/\tau)$$

$$T_- = \tau \ln \left( \frac{-V_{sat}^- + V_H}{-V_{sat}^- + V_B} \right)$$



Charge de durée  $T_+$  sous  $V_{\text{sat}}^+$  partant de  $V_B$  et jusqu'à  $V_H$

$$V_H = V_{\text{sat}}^+ (1 - \exp(-T_+/\tau)) + V_B \exp(-T_+/\tau)$$

$$T_+ = \tau \ln \left( \frac{V_{\text{sat}}^+ - V_B}{V_{\text{sat}}^+ - V_H} \right)$$

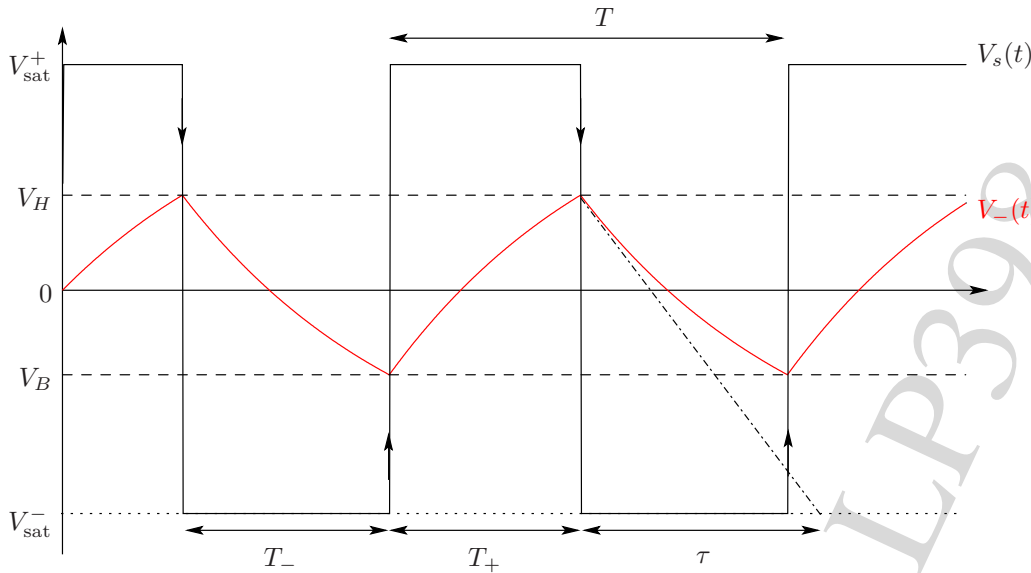


FIGURE 3.37 – Tensions dans le multivibrateur astable : on suppose ici que la capacité n'est pas chargée à l'instant initial et que la tension de sortie initiale est  $V_{\text{sat}}^+$ . On observe une phase transitoire de charge de 0 vers  $V_{\text{sat}}^+$  jusqu'à  $V_H$ , puis un régime périodique de période  $T = T_+ + T_-$ .

Dans le cas où les tensions de saturation sont opposées (on peut prendre  $V_{\text{sat}}^\pm = \pm E$  pour simplifier), les deux phases ont même durée et :

$$T = 2T_+ = 2T_- = 2RC \ln \left( 1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$$

Si  $R_1 \ll R_2$ , le signal  $V_-(t)$  est quasi triangulaire et  $T \approx 4RCR_1/R_2$ .

### 3.4.2 Générateur de triangles

Dans le multivibrateur astable, on ne peut obtenir des triangles qu'à très bas niveau, quand le circuit  $RC$  fonctionne en intégrateur passif. Si on utilise un second amplificateur opérationnel, on peut mettre en cascade un intégrateur actif non compensé avec le trigger non inverseur de façon à produire de vrais triangles en  $v_s$ . Si on reboucle  $v_s$  sur  $v_e$  (pointillés sur fig. 3.38), on réalise un générateur de signaux triangulaires en  $v_s$  et carrés en  $v_1$ . En effet, comme  $v_1 = V_{\text{sat}}^\pm$ , la capacité  $C$  se charge à courant  $V_{\text{sat}}^\pm/R$  constant et  $v_s$  évolue entre  $V_B$  et  $V_H$ .

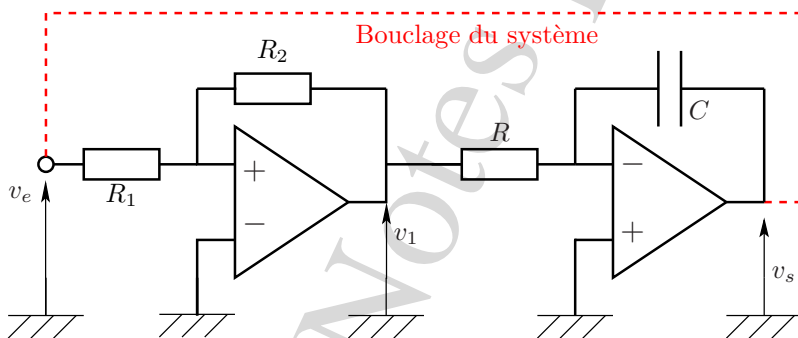


FIGURE 3.38 – Générateur de signaux triangulaires  
 $v_1 = -RC \frac{dv_s}{dt}$  où  $v_1 = V_{\text{sat}}^\pm$ .  
 Si on suppose  $V_{\text{sat}}^\pm = \pm E$ , la période est donnée par  $T = 4RC \frac{R_1}{R_2}$ .

### 3.5 Montages utilisant des dipôles non linéaires

#### 3.5.1 Redresseur sans seuil

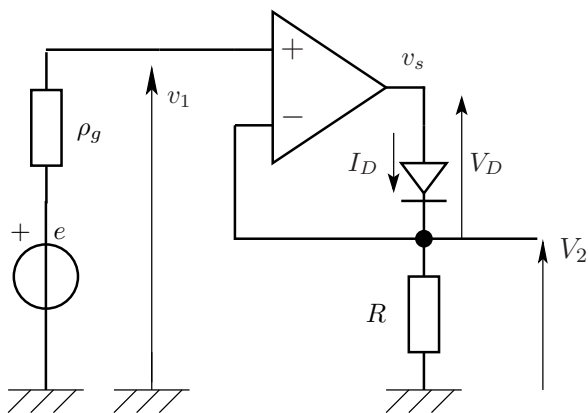


FIGURE 3.39 – Redresseur sans seuil monoalternance

- Quand  $V_1 > 0$ , la diode conduit et assure une réaction négative sur l'A.O. : alors  $V_2 = V_1$  et  $V_s = V_1 + V_D \approx V_1 + 0,7 \text{ V}$ .
- Quand  $V_1 < 0$ , la diode est bloquée et laisse l'A.O. en boucle ouverte : il sature alors à  $V_{\text{sat}}^-$  et  $V_2 = 0$ . Pour éviter que le blocage de la diode ne sature l'AO, on place une autre diode en limiteur entre la sortie de l'AO et la masse. Quand la tension de sortie de l'AO descend en dessous du seuil ( $-0,7 \text{ V}$ ) de cette diode, elle conduit et  $V_s$  est limité vers le bas à  $-0,7 \text{ V}$ .

Pour une étude détaillée de ce montage, voir 5.3.1.2, page 55, dans le chapitre diodes.

#### 3.5.2 Fonctions logarithme et exponentielle

Ces fonctions utilisent la caractéristique exponentielle de la diode en direct et une résistance  $R$  parcourue par le même courant. Suivant que l'on place la diode ou la résistance dans la branche de contre-réaction, la tension de sortie est une fonction logarithme ou exponentielle de la tension d'entrée.

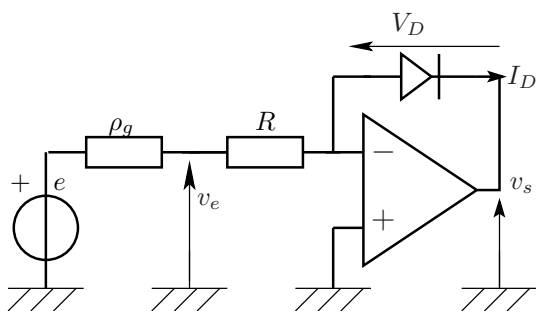


FIGURE 3.40 – Fonction logarithme

Si la diode conduit ( $i_D > 0$ ), elle assure la réaction négative. Avec un AO parfait,  $V_- = V_+ = 0$ , donc  $v_e = RI_D$  et  $v_s = -V_D$ . Si la caractéristique de la diode est exponentielle,  $I_D = I_0 \exp(V_D/V_T)$ , on en déduit

$$v_s = -V_T \log\left(\frac{v_e}{RI_0}\right)$$

La condition pour assurer la contre-réaction est finalement  $v_e > 0$ .

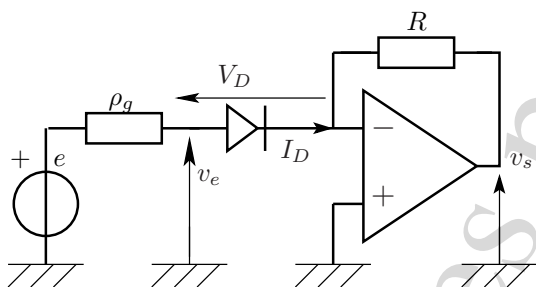


FIGURE 3.41 – Fonction exponentielle

La résistance  $R$  assure la réaction négative. Avec un AO parfait,  $V_- = V_+ = 0$ , donc  $v_e = V_D$  et  $v_s = -RI_D$ . Si la caractéristique de la diode est exponentielle,  $I_D = I_0 \exp(V_D/V_T)$ , on en déduit

$$v_s = -RI_0 \exp(v_e/V_T)$$

Ce montage ne fonctionne ainsi que si la diode est dans son domaine conducteur.

# Chapitre 4

## Capteurs et conditionneurs

### 4.1 Introduction—Exemples

#### 4.1.1 Terminologie

Le *mesurande*  $m$  est la grandeur physique à mesurer, par exemple un déplacement, une vitesse, une pression, une température, une déformation, un flux optique...

Le *capteur* (*sensor*) est le premier élément de la chaîne de mesure : il traduit l'action du mesurande en une grandeur électrique  $s = f(m)$  où la caractéristique  $f$  est déterminée par les lois physiques du capteur (c'est un transducteur particulier).

Côté sortie, le capteur se présente, du point de vue électrique :

- soit comme un générateur :  $s$  est un courant, une tension ou une charge ; le capteur est dit *actif* et délivre directement un signal électrique ;
- soit comme une impédance :  $s$  est une résistance, une self ou une capacité ; le capteur est dit *passif* et une source extérieure est nécessaire pour obtenir un signal électrique ; l'ensemble capteur passif et circuit *conditionneur* se comporte comme une source électrique réelle.

#### 4.1.2 Exemples de capteurs actifs

Les capteurs actifs sont généralement des convertisseurs d'énergie (mécanique, thermique, radiative, ...) en énergie électrique<sup>1</sup>. Citons quelques principes physiques invoqués :

- effet thermoélectrique (Seebeck) : la force électromotrice (ddp) du thermocouple est la somme des effets de la soudure entre les deux métaux (effet Peltier) et du gradient de température dans le métal (effet Thomson).
- effet piézoélectrique : polarisation électrique de certains matériaux causée par une contrainte mécanique.
- induction électromagnétique : ddp produite par la variation du flux causée par le déplacement d'un conducteur par rapport à un champ magnétique (loi de Lenz).
- effet photoélectrique : photovoltaïque (photopiles) ou photoconducteur (photodiodes), voir 5.6.2, p. 61.
- effet Hall (le capteur n'est pas un convertisseur d'énergie dans ce cas) : dans un matériau soumis à un champ magnétique  $\vec{B}$  et parcouru par un courant, un champ  $\vec{E}_H = -\vec{v} \wedge \vec{B}$  apparaît perpendiculairement au courant et à  $\vec{B}$  pour annuler la force de Lorentz, créant une ddp de Hall entre les deux faces du conducteur. C'est un exemple de mesure sans contact.

#### 4.1.3 Exemples de capteurs passifs

L'impédance d'un capteur passif peut dépendre de la géométrie du capteur et des propriétés électriques des matériaux qui le constituent :

- la résistance d'un conducteur filiforme dépend de sa section  $S$ , de sa longueur  $l$  et de la résistivité  $\rho$  du matériau :  $R = \rho l / S$
- la capacité d'un condensateur plan dépend de la distance  $e$  entre les conducteurs, de leur surface  $S$  en regard et de la permittivité diélectrique de l'isolant :  $C = \epsilon S / e$

---

1. Ces conversions peuvent souvent être utilisées en sens inverse pour commander électriquement des modifications mécaniques ou thermodynamiques : refroidissement à effet Peltier, actionneurs piézoélectriques, moteurs électriques...

- la self-inductance d'un solénoïde dépend de sa section  $S$ , du nombre  $N$  d'enroulements, de la longueur  $l$  et de la perméabilité magnétique  $\mu$  du noyau :  $L = \mu N^2 S / l$

#### 4.1.3.1 Effets de géométrie

La géométrie du capteur peut dépendre de la position d'un élément mobile : par exemple, la position d'un curseur sur un potentiomètre, le niveau d'un fluide dans un réservoir dont les parois constituent les armatures d'un condensateur, ou la position du noyau mobile d'une inductance.

Cette géométrie peut aussi être simplement modifiée par les déformations induites par les forces appliquées ou les changements de paramètres thermodynamiques (dilatation notamment).

#### 4.1.3.2 Effets des propriétés électromagnétiques des matériaux

Les propriétés électromagnétiques des matériaux sont fonction de paramètres environnementaux, comme la température, la pression, l'humidité, le flux optique incident,... En choisissant de façon adéquate le matériau et la géométrie pour optimiser la sensibilité, chacune de ses influences peut servir de principe à la constitution d'un capteur passif.

Exemples :

- la température influe sur la résistivité  $\Rightarrow$  thermistances métalliques ou à semi-conducteurs ;
- le flux optique peut modifier la résistivité de certains semi-conducteurs  $\Rightarrow$  photorésistances ;
- les contraintes mécaniques modifient la résistance du matériau auquel elles sont appliquées  $\Rightarrow$  jauges extensométriques (ou jauges de contraintes) ;
- l'humidité influe sur la résistivité de certains polymères conducteurs  $\Rightarrow$  hygromètres résistifs (sensibles à la température) ;
- l'humidité influe sur la constante diélectrique de certains polymères  $\Rightarrow$  hygromètres capacitifs (moins sensibles à la température que les résistifs).

#### 4.1.4 Notion de corps d'épreuve

Il est parfois plus facile de mesurer l'effet d'un mesurande primaire  $m_1$  sur un transducteur appelé **corps d'épreuve** qui le traduit en mesurande secondaire  $m_2$  auquel est sensible le capteur. Par exemple, pour évaluer une force (mesurande primaire), on peut l'appliquer à une barre en flexion ; elle produit alors une déformation (mesurande secondaire) qui peut être mesurée par une jauge de contrainte. Une pression acoustique appliquée à une membrane provoque son déplacement qui peut être mesuré par un capteur de position : c'est le principe du microphone électrodynamique. On peut déterminer une accélération en mesurant son effet sur une masse sismique maintenue par une force de rappel : il suffit alors de mesurer l'allongement du ressort.

## 4.2 Caractéristiques de la chaîne de mesure

### 4.2.1 Caractéristiques du capteur

La **caractéristique** d'un capteur est la relation  $s = f(m)$  entre mesurande et grandeur électrique déterminée par les lois physiques du capteur. Le relevé de la loi  $s = f(m)$  constitue l'**étalonnage** du capteur.

L'**étendue de mesure** est l'intervalle  $[m_1, m_2]$  de valeurs du mesurande à l'intérieur duquel la relation  $s = f(m)$  est exploitable (en particulier monotone) pour évaluer  $m$ .

On définit la **sensibilité** du capteur  $S = \frac{ds}{dm}$ . Lorsque le mesurande n'est pas fonction du temps, le capteur délivre un signal continu et on parle de sensibilité statique,  $S_0$ . Si le mesurande est fonction du temps, on caractérise le capteur par sa **sensibilité dynamique** qui dépend de la fréquence. Le capteur est **linéaire** si  $S$  est indépendante du mesurande  $m$ . En statique, la caractéristique d'un capteur linéaire est une droite. Dans le cas non-linéaire, l'**erreur de linéarité** est l'écart entre la caractéristique réelle et son approximation linéaire.

En dynamique, le capteur peut être modélisé en première approximation par un système du premier ordre régi par l'équation différentielle :

$$s(t) + \tau \frac{ds}{dt} = S_0 m(t)$$

Il est linéaire si  $S_0$  et  $\tau$  sont indépendants de  $m$ . Sa fonction de transfert s'écrit alors :

$$S(f) = \frac{S_0}{1 + 2\pi j f \tau}$$

Il se comporte alors comme un passe-bas du premier ordre de bande passante  $[0, 1/(2\pi\tau)]$ . Mais on rencontre aussi des capteurs se comportant comme des systèmes du second ordre (autorisant alors des résonances).

## 4.2.2 Erreurs de mesure

### 4.2.2.1 Erreurs déterministes systématiques

Les erreurs déterministes sont des décalages, de signe en général connu, qui provoquent un biais dans les mesures. Elles peuvent être partiellement compensées... tant qu'elles restent faibles.

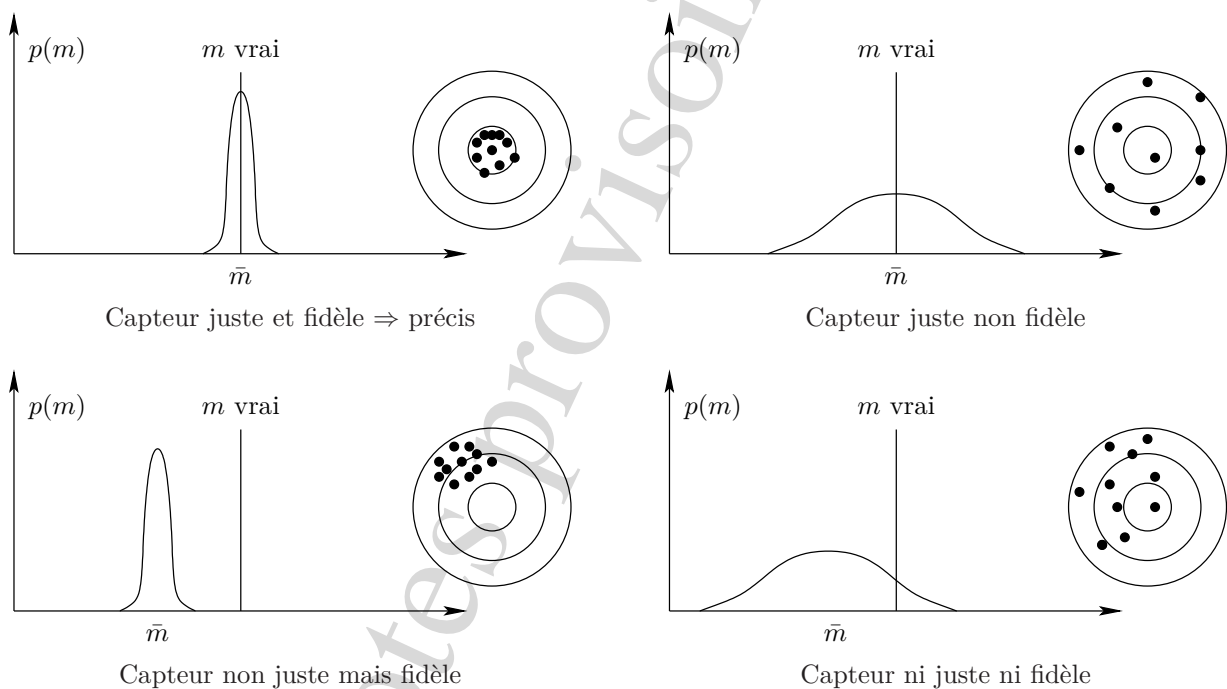
- erreur d'étalonnage (notamment en cas de vieillissement du capteur) ;
- erreur de rapidité si la constante de temps de la chaîne de mesure est trop grande par rapport par exemple à la période du signal ;
- erreur de  *finesse*  : elle caractérise la perturbation systématique induite par le capteur et ses liaisons sur le système physique (on parle aussi de la discrétion du capteur) ; elle dépend du capteur et de son couplage avec le milieu et présente des aspects statiques et dynamiques (inertie du capteur).
  - la finesse d'un voltmètre dépend du rapport  $R_{\text{Voltm.}}/R_{\text{Th}}$  entre sa résistance interne et la résistance de Thévenin du circuit vu par le voltmètre : il est d'autant plus fin que ce rapport est grand ;
  - la finesse d'une thermistance est d'autant meilleure que l'effet Joule d'auto-échauffement est faible, la capacité calorifique de la thermistance faible devant celle du milieu et la conduction thermique des fils de liaison est faible.

La suppression des contacts mécaniques et thermiques permet d'améliorer la finesse d'un capteur : les meilleures finesse sont obtenues par la télédétection (par exemple dans les mesures de vitesse par effet Doppler).

### 4.2.2.2 Erreurs aléatoires

Les erreurs aléatoires dont le signe n'est pas connu a priori contribuent à la dispersion des mesures : erreurs de lecture, erreur de quantification (en numérique), erreurs dues aux signaux parasites et bruits divers, aux fluctuations des sources...

### 4.2.2.3 Précision d'un capteur



## 4.2.3 Grandeurs d'influence sur la chaîne de mesure

Les *grandeurs d'influence* sont les grandeurs parasites susceptibles d'affecter le signal électrique délivré par le capteur indépendamment du mesurande. Il peut s'agir de grandeurs d'influence ambiantes ou de paramètres liés à la chaîne elle-même :

- la température qui modifie à la fois la géométrie et les propriétés physiques du matériau ;
- la pression, les accélérations et vibrations ;
- la lumière ambiante (naturelle et artificielle) ;
- l'humidité ;
- les champs électromagnétiques en général ;
- les fluctuations des alimentations électriques.

Il est possible de réduire des erreurs liées aux grandeurs d'influence :

- en s'en protégeant : isolation thermique, découplage mécanique, filtrage optique ou électronique, blindage magnétique, découplage électrique (via des photocoupleurs par exemple) ;
- en les fixant : enceinte thermostatée, alimentation régulée ;
- en les compensant par une structure différentielle de la chaîne (deux capteurs en opposition tous deux soumis à la même grandeur d'influence, mais dont un seul est sensible au mesurande, voir 4.4.2, p. 46).

## 4.3 Capteurs de température

### 4.3.1 Introduction : bilan thermique

Les transferts de chaleur doivent prendre en compte trois phénomènes : la conduction, la convection et les échanges radiatifs. En introduisant la conductance thermique  $G_{xy}$  (en  $\text{W K}^{-1}$ ) entre deux milieux  $x$  et  $y$ , la puissance transférée du milieu  $x$  vers le milieu  $y$  peut être représentée sous la forme  $P_{x \rightarrow y} = G_{xy}(T_x - T_y)$ . L'échauffement du capteur ( $c$ ) résulte de trois contributions : l'échange avec le milieu ( $x$ ) dont on mesure la température  $T_x$ , l'échange (parasite) avec le milieu ambiant ( $a$ ) à la température  $T_a$  et l'auto-échauffement ( $P_J$ ) par effet Joule dans le cas d'une thermistance. Sa température est régie par l'équation différentielle :

$$MC \frac{dT_c}{dt} = G_{xc}(T_x - T_c) + G_{ac}(T_a - T_c) + P_J \quad (4.1)$$

où  $MC$  est la capacité calorifique du capteur et  $G_{xc}$  et  $G_{ac}$  sont des conductivités thermiques.

#### 4.3.1.1 Solution à l'équilibre

La solution statique s'écrit :

$$T_{c_0} = \frac{G_{xc}T_x + G_{ac}T_a + P_J}{G_{xc} + G_{ac}} \quad (4.2)$$

Si on néglige l'effet Joule, l'erreur systématique est négligeable si le contact thermique du capteur avec le milieu mesuré est plus efficace que son contact avec le milieu ambiant :  $G_{xc} \gg G_{ac}$ .

L'effet Joule est donc responsable d'une erreur de finesse (systématiquement positive) de l'ordre de  $P_J/G_{xc}$  qu'il convient de minimiser.

#### 4.3.1.2 Constante de temps

L'évolution temporelle de la température de la thermistance suit l'équation différentielle du premier ordre (4.1) dont la constante de temps  $\tau$  s'écrit :

$$\tau = \frac{MC}{G_{xc} + G_{ac}} = MC (R_{xc} // R_{ac}) \quad (4.3)$$

où  $R_{xc}$  et  $R_{ac}$  sont les résistances thermiques entre le capteur et le milieu à mesurer ou le milieu ambiant.

La réponse du capteur sera donc d'autant plus rapide que :

- sa capacité calorifique sera faible (on préférera donc des capteurs de petites dimensions) ;
- son couplage thermique au milieu à mesurer sera bon (c'est pourquoi on emploie des pâtes thermiques spécialement conçues pour améliorer la conductance thermique entre la thermistance et un matériau solide, ou on ventile une thermistance mesurant la température d'un gaz pour augmenter la convection).

#### 4.3.1.3 Analogie avec les circuits électriques

Les équations de bilan thermique mettent en évidence une analogie avec celles des circuits électriques, dans laquelle :

- les températures sont les analogues des potentiels électriques ;
- les thermostats sont les analogues des sources de tension électriques ;
- les puissances thermiques correspondent aux courants électriques ;

- les sources de chaleur indépendantes de la température (par exemple la dissipation par effet Joule) sont associées à des sources de courant ;
- les conductances (respectivement les résistances) thermiques correspondent aux conductances (respectivement aux résistances) électriques ;
- la loi de Fourier  $P_{x \rightarrow y} = G_{xy}(T_x - T_y)$  est l’analogie de la loi d’Ohm.

Le schéma électrique associé au bilan thermique de la thermistance (voir équ. 4.1) prend la forme du circuit de la figure 4.1. Par des transformations de type Thévenin → Norton (voir fig.4.2), on met en évidence la température d’équilibre et la constante de temps.

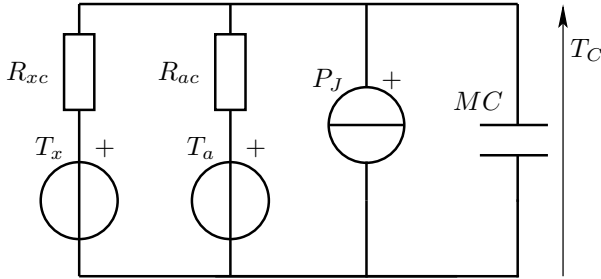


FIGURE 4.1 – Analogie électrique du circuit thermique :  $P_J$  est une source de chaleur donc de courant.

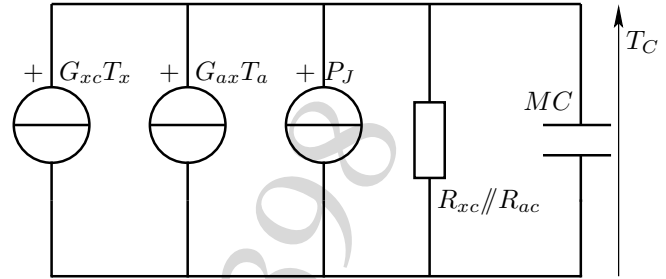


FIGURE 4.2 – Circuit thermique en représentation parallèle : la température d’équilibre correspond à la tension à vide du circuit sans la capacité  $MC$ .

### 4.3.2 Principes physiques et capteurs de température

#### 4.3.2.1 Thermocouples

Un thermocouple est constitué de la jonction de deux matériaux  $A$  et  $B$  permettant de mesurer la différence de température entre la jonction à  $T_1$  et une température de référence  $T_0$ . C’est un capteur actif se comportant comme une source de tension  $e_{AB}^{T_1, T_0}$  de l’ordre de 10 mV qui ne peut débiter qu’un courant extrêmement faible. La mesure de cette ddp s’effectue avec un voltmètre de très grande impédance d’entrée ou, mieux, une méthode d’opposition qui annule le courant. La sensibilité très faible (au maximum 60  $\mu\text{V/K}$ ) permet une grande étendue de mesure. L’auto-échauffement est négligeable, donc c’est un capteur de grande finesse utilisable à très basse température. Mais la détermination de  $T_1$  nécessite de connaître la température de référence  $T_0$  : on peut par exemple la fixer avec un thermostat.

#### 4.3.2.2 Thermométrie à diodes et transistors

Montage à courant constant de sensibilité  $\approx -2,2 \text{ mV/K}$ , voir § 5.4, p. 59.

### 4.3.3 Thermométrie résistive

Une thermistance est une résistance qui dépend de la température. La sensibilité thermique  $s_R(T)$  et le coefficient de température  $\alpha_R(T)$  d’une thermistance  $R(T)$  sont définis respectivement par :

$$s_R(T) = \frac{dR}{dT} \quad \text{et} \quad \alpha_R(T) = \frac{1}{R} \frac{dR}{dT} \quad \text{où } T \text{ est la température absolue en Kelvin.}$$

#### 4.3.3.1 Résistances métalliques

La résistivité du métal est créée par les impuretés et les défauts du réseau, mais aussi par l’agitation thermique, compliquée par la dilatation du réseau. Les thermistances métalliques sont des capteurs linéaires, peu sensibles mais de grande étendue de mesure.

Expression approchée de la résistance d’une thermistance métallique :

$$R(t) = R_0 (1 + At + Bt^2)$$

où  $t$  est la température en degrés **Celsius**,  $A$  est positif et de quelques  $10^{-3} \text{ K}^{-1}$ ,  $B$  modélise la courbure ( $B < 0$  pour le platine et  $B > 0$  pour le nickel).

Leur coefficient de température  $\alpha(t) = \frac{A + 2Bt}{1 + At + Bt^2}$  est de l’ordre de  $4 \times 10^{-3} \text{ K}^{-1}$ .

**4.3.3.2 Thermistances à semi-conducteurs**

La résistivité des semi-conducteurs dépend du nombre de porteurs donc de la température ; elle est élevée, donc une thermistance à semi-conducteur peut être très petite et ainsi présenter une faible inertie thermique. Les thermistances à semi-conducteurs sont des capteurs non-linéaires, très sensibles mais de faible étendue de mesure. On distingue selon le sens de variation de la résistance :

CTN Thermistances à coefficient de température négatif  $\frac{dR}{dT} < 0$

Thermistances à base d'oxydes  
Leur résistance peut être représentée par :

$$R(T) = R_0 \exp \left[ \beta \left( \frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right) \right]$$

où  $\beta$  vaut entre 3000 K et 5000 K,  $T$  est la température absolue, et  $T_0$  est une température absolue de référence.

$$\alpha_T = \frac{1}{R} \frac{dR}{dT} = -\frac{\beta}{T^2} < 0 \quad \alpha_T \sim -4 \times 10^{-2} \text{ K}^{-1}$$

Noter qu'alimenter une CTN en tension peut provoquer un emballement thermique par auto-échauffement : en effet, la puissance dissipée par effet Joule, en  $U^2/R$ , augmente avec la température.

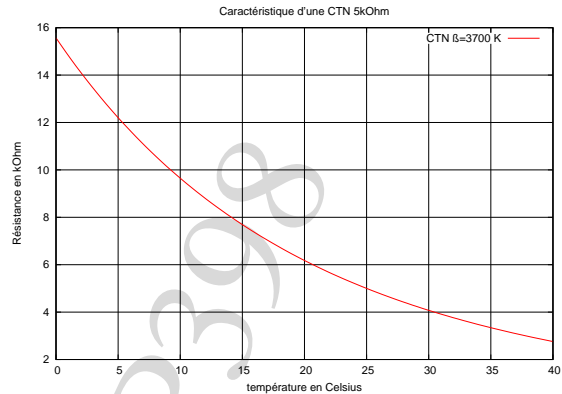


FIGURE 4.3 – CTN de 5 kΩ avec  $\beta = 3700 \text{ K}$

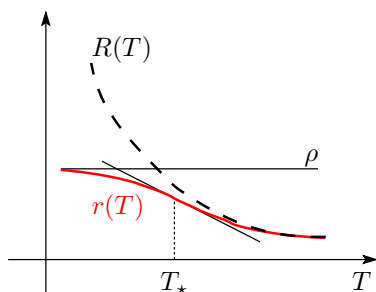
CTP Thermistances à coefficient de température positif  
 $\alpha_T \sim +7 \times 10^{-3} \text{ K}^{-1}$  un peu plus faible que les CTN

**4.3.3.3 Linéarisation amont en thermométrie résistive**

La relation  $R(T)$  résistance-température n'est pas linéaire, mais il est possible en associant une résistance  $\rho$  en série ou en parallèle avec  $R$ , de linéariser localement la dépendance en température de la résistance équivalente au prix d'une perte de sensibilité : il s'agit alors de linéarisation amont<sup>2</sup>.

**4.3.3.3.1 Linéarisation parallèle des thermistances**

On note  $r$  la résistance équivalente à l'association en parallèle d'une résistance fixe  $\rho$  et  $R(T)$  : si une des résistances est très petite devant l'autre, c'est la plus petite qui l'emporte. À très basse température pour une CTN (figure 4.4) et à très haute température pour une CTP (figure 4.5),  $R(T) \rightarrow \infty$ , donc  $r \rightarrow \rho$ . Dans ce domaine où la résistance  $\rho$  joue le rôle prépondérant, la concavité de  $r(T)$  est vers le bas, alors qu'elle est vers le haut dans le domaine où  $\rho \ll R(T)$ . Le changement de concavité se fait quand la dérivée seconde s'annule, donc au point d'inflexion ( $T = T_*$ ). Au voisinage de  $T_*$ , la courbe  $r(T)$  ne comporte plus de terme quadratique ; elle est donc très proche de la tangente locale. La sensibilité de la résistance équivalente  $r$  est bien sûr plus faible en valeur absolue que celle de  $R$ .



Cas où la concavité de  $R(T)$  est vers le haut, c'est-à-dire où la dérivée seconde est positive  $\frac{d^2R}{dT^2} > 0$ . Placer  $\rho$  en parallèle limite la résistance équivalente à  $\rho$  et impose un changement de concavité en  $T_*$ .

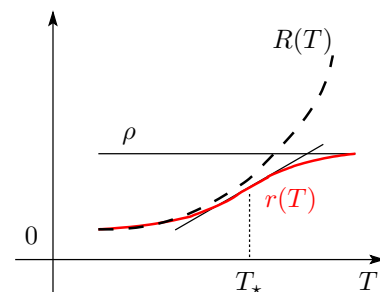


FIGURE 4.4 – Thermistance à semi-conducteur de type CTN ( $\alpha_T < 0$ ) linéarisée en  $T_*$

FIGURE 4.5 – Thermistance à semi-conducteur de type CTP ( $\alpha_T > 0$ ) linéarisée en  $T_*$

2. La linéarisation aval va concerner la relation résistance-tension par exemple, cf. § 4.4.1.5, p. 46.



**Calcul de la résistance fixe  $\rho$  à placer en parallèle**

$$r = \frac{\rho R}{\rho + R} \Rightarrow \frac{dr}{dT} = \frac{\rho^2}{(\rho + R)^2} \frac{dR}{dT}$$

$$\frac{d^2r}{dT^2} = \frac{\rho^2}{(\rho + R)^2} \frac{d^2R}{dT^2} - \frac{2\rho^2}{(\rho + R)^3} \left( \frac{dR}{dT} \right)^2$$

Si  $\rho$  est choisie telle que, pour  $T = T_*$ ,

$$(\rho + R) \frac{d^2R}{dT^2} = 2 \left( \frac{dR}{dT} \right)^2 \quad (4.4)$$

la courbe  $r(T)$  présente un point d'inflexion en  $T_*$ .

$$\alpha_r = \frac{1}{r} \frac{dr}{dT} = \frac{\rho + R}{\rho R} \frac{\rho^2}{(\rho + R)^2} \frac{dR}{dT} = \frac{\rho}{R(\rho + R)} \frac{dR}{dT}$$

$$\frac{\alpha_r}{\alpha_R} = \frac{\rho}{\rho + R} \quad \text{donc le coefficient thermique diminue.}$$

**Cas d'une thermistance à CTN**

$$\frac{dR}{dT} = -\frac{\beta}{T^2} R \quad \text{et} \quad \frac{d^2R}{dT^2} = \frac{\beta}{T^4} R(\beta + 2T)$$

La relation 4.4 s'écrit donc

$$(\rho + R)(\beta + 2T_*) = 2\beta R$$

On en tire :

$$\rho = R(T_*) \frac{\beta - 2T_*}{\beta + 2T_*}$$

La linéarisation est possible si  $T_* < \beta/2 \approx 1500 \text{ K}$  à  $2500 \text{ K}$ .

$$r = R_0 \left( \frac{1}{2} - \frac{T_0}{\beta} \right)$$

**Cas d'une thermistance métallique**

$$B(\rho + R') = R'_0 (A + 2Bt)^2$$

Donc impossible avec du platine car  $B < 0$ , mais possible avec du nickel.

$$\rho = R'_0 \left( \frac{A^2}{B_{Ni}} - 1 \right) \quad \text{donc} \quad \alpha_r/\alpha_R \approx 1$$

La correction est très faible car les thermistances sont beaucoup plus linéaires que les CTN.

**4.3.3.3.2 Linéarisation série des thermistances métalliques**

Pour linéariser des thermistances métalliques, on préfère associer en série deux thermistances de métaux de coefficient  $B$  de signes opposés, par exemple du nickel et du platine.

$$R_{Pt} = R_{Pt}^0 (1 + A_{Pt}t + B_{Pt}t^2)$$

$$R_{Ni} = R_{Ni}^0 (1 + A_{Ni}t + B_{Ni}t^2)$$

$$R = R_{Pt} + R_{Ni} = R_{Pt}^0 + R_{Ni}^0 + (R_{Pt}^0 A_{Pt} + R_{Ni}^0 A_{Ni}) t + (R_{Pt}^0 B_{Pt} + R_{Ni}^0 B_{Ni}) t^2$$

On choisit donc  $R_{Pt}^0 B_{Pt} \approx -R_{Ni}^0 B_{Ni}$ . Sachant que  $B_{Ni}/B_{Pt} \approx -10$ , et qu'il faut choisir des valeurs normalisées, on peut prendre  $R_{Pt}^0 = 1000 \Omega$  et  $R_{Ni}^0 = 100 \Omega$ .

**4.4 Conditionneurs pour capteurs résistifs**

On aborde dans cette section les conditionneurs pour capteurs passifs notamment résistifs comme les thermistances ou les jauges de contraintes. Mais certains montages à pont peuvent être utilisés pour d'autres capteurs passifs en particulier capacitifs, à condition de les alimenter en sinusoïdal et de remplacer les résistances par des impédances complexes.

### 4.4.1 Montages de base, sensibilité

#### 4.4.1.1 Source de courant

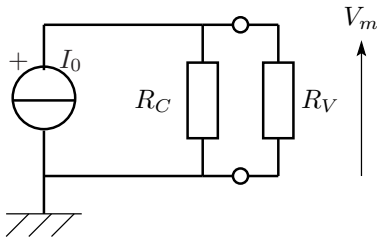


FIGURE 4.6 – Montage à source de courant

Mais les sources de courant sont souvent constituées à partir d'une source de tension associée à une grande résistance, impliquant des courants faibles et donc une faible sensibilité. Par ailleurs, ce montage très simple ne permet pas de compensation vis à vis des grandeurs d'influence. Il sera donc rarement utilisé.

#### 4.4.1.2 Montage potentiométrique

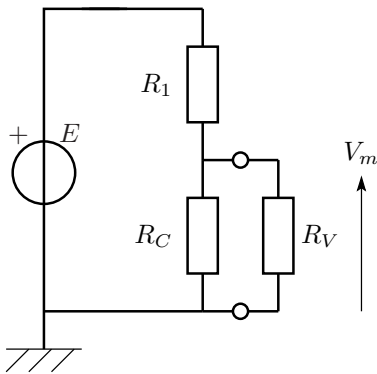


FIGURE 4.7 – Montage potentiométrique

La tension de sortie au repos ne peut pas être nulle dans le montage potentiométrique : pour annuler  $V_m$  lorsque  $R_C = R_{C_0}$ , plusieurs solutions sont envisageables : l'utilisation de deux sources symétriques, l'emploi d'un soustracteur et les montages à pont de Wheatstone.

#### 4.4.1.3 Montage à alimentations symétriques

Dans le montage potentiométrique, on remplace la source  $E$  par deux sources opposées  $\pm E$  montées en série avec la masse entre les deux. La tension de sortie est alors :

$$V_m = \frac{R_C - R_1}{R_C + R_1} E$$

qui s'annule pour  $R_C = R_{C_0}$  si on choisit  $R_1 = R_{C_0}$ . En alternatif, on peut produire les deux tensions opposées par un transformateur à point milieu : dans ce cas les fluctuations des deux sources sont liées et s'éliminent au premier ordre dans la tension de sortie  $V_m$ .

Supposer la source courant idéale, sinon intégrer  $R_{\text{Norton}}$  à la résistance du voltmètre.

$$V_m = (R_C // R_V) I_0 \approx R_C I_0 \quad \text{si } R_V \gg R_C$$

Sensibilité résistive :

$$S = \frac{dV_m}{dR_C} = I_0 = \text{constante}$$

Si  $R_V$  et  $R_{\text{Norton}}$  sont négligeables, le conditionneur est linéaire <sup>a</sup>.

<sup>a</sup>. Cela n'implique pas forcément que l'ensemble de la chaîne soit linéaire : il faudrait pour cela que la résistance du capteur présente aussi une dépendance linéaire en fonction du mesurande.

On suppose pour simplifier que la source de tension est idéale.

$$V_m = \frac{R_C // R_V}{R_1 + R_C // R_V} E$$

$$\text{si } R_V \gg R_C \quad V_m = \frac{R_C}{R_1 + R_C} E$$

Le conditionneur est non-linéaire ; la sensibilité dépend du point de fonctionnement :

$$S_1 = \frac{dV_m}{dR_C} = \frac{R_1}{(R_1 + R_C)^2} E$$

À  $R_C$  fixée, la sensibilité maximale est obtenue en choisissant  $R_1$  telle que

$$\frac{dS_1}{dR_1} = 0 \quad \text{soit} \quad R_1 = R_C$$

Alors

$$S_1^{\text{max}} = \frac{E}{4R_C}$$

#### 4.4.1.4 Montages en pont de Wheatstone

##### 4.4.1.4.1 Montage à un capteur en quart de pont

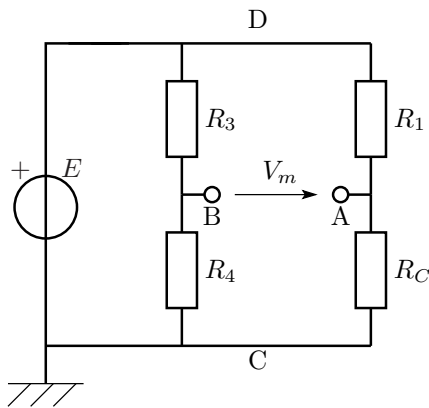


FIGURE 4.8 – Quart de pont à 1 capteur

Il s'agit de deux montages potentiométriques dont un de référence (sans capteur) connectés en différentiel.

$$V_m = \left( \frac{R_C}{R_1 + R_C} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) E \quad (4.5)$$

On choisit les résistances pour équilibrer le pont  $V_m = 0$  lorsque  $R_C = R_{C_0}$  :  $R_1 R_4 = R_3 R_{C_0}$ .

La sensibilité est celle du montage potentiométrique précédent (cf. § 4.4.1.2, p.44). Le conditionneur reste non-linéaire. On peut choisir  $R_1 = R_{C_0}$  pour maximiser la sensibilité en  $R_{C_0}$  ; alors  $R_3 = R_4$  et

$$S_1^{\max} = \frac{E}{4R_{C_0}}$$

**4.4.1.4.2 Montage à deux capteurs en demi-pont** Si on peut disposer de deux capteurs identiques, il est possible de doubler la sensibilité en insérant un capteur dans chaque branche du pont, de façon à cumuler les déséquilibres : on obtient le montage dit « demi-pont ».

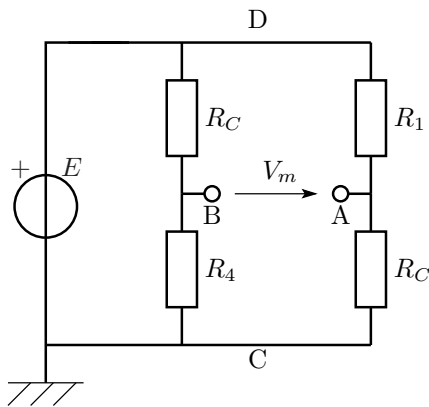


FIGURE 4.9 – Demi-pont à 2 capteurs

$$V_m = \left( \frac{R_C}{R_1 + R_C} - \frac{R_4}{R_C + R_4} \right) E \quad (4.6)$$

La sensibilité s'exprime :

$$S_2 = \frac{dV_m}{dR_C} = \left( \frac{R_1}{(R_1 + R_C)^2} + \frac{R_4}{(R_4 + R_C)^2} \right) E$$

Si le pont est équilibré en  $R_C = R_{C_0}$ ,  $R_1 = R_4 = R_{C_0}$ . Alors

$$S_2 = \frac{2R_{C_0}}{(R_{C_0} + R_C)^2} E$$

dépend de  $R_C$  et vaut  $S_2(R_{C_0}) = E/2R_{C_0}$ .

**4.4.1.4.3 Montage à quatre capteurs en pont complet** Enfin, s'il est possible de disposer de capteurs résistifs  $R_C^+$  et  $R_C^-$  dont les sensibilités au mesurande sont opposées<sup>3</sup>, on peut encore doubler la sensibilité en plaçant deux capteurs en opposition (*push-pull*) par branche : on obtient alors le pont dit « complet ».

3. Ce n'est pas le cas en thermométrie, mais c'est parfois possible dans les mesures de déformation à jauges extensométriques de même type soumises à des déformations opposées. Placées par exemple sur une poutre en flexion (cf. 4.14, p. 48), la jauge sur la face supérieure (qui s'allonge) et celle sur la face inférieure (qui se rétracte) auront des sensibilités opposées.

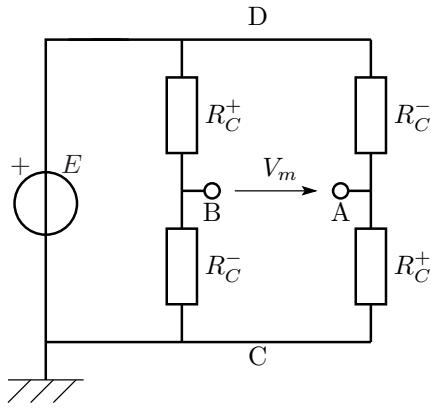


FIGURE 4.10 – Pont complet à quatre capteurs

$$V_m = \left( \frac{R_C^+}{R_C^+ + R_C^-} - \frac{R_C^-}{R_C^- + R_C^+} \right) E \tag{4.7}$$

$$\frac{dR_C^+}{dm} = - \frac{dR_C^-}{dm}$$

La sensibilité résistive au point  $R_{C_0}$  associé à  $m_0$  vaut donc :

$$S_4 = \frac{E}{R_{C_0}}$$

soit 4 fois celle du montage en quart de pont.

Cette structure différentielle présente aussi l'avantage de compenser l'effet de certaines grandeurs d'influence (par exemple la température) qui affecteraient également les deux capteurs  $R_C^+$  et  $R_C^-$ .

#### 4.4.1.5 Linéarisation aval : montage à pont actif

Enfin, notamment si la résistance du capteur varie linéairement avec le mesurande, on peut souhaiter que le conditionneur soit lui aussi linéaire : c'est l'avantage du montage à pont actif.

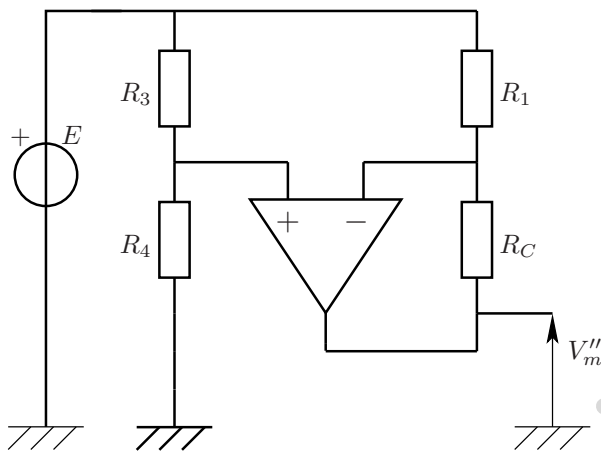


FIGURE 4.11 – Pont actif

La résistance  $R_C$  assure la contre-réaction sur l'AO, qui, sauf saturation, va fonctionner en linéaire.

$$V_+ = \frac{R_4}{R_4 + R_3} E \quad \text{et} \quad \frac{E - V_-}{R_1} = \frac{V_- - V_m}{R_C}$$

On en déduit :

$$V_m = \frac{R_1 R_4 - R_3 R_C}{R_1 (R_3 + R_4)} E \tag{4.8}$$

La sensibilité résistive est donc constante :

$$S_5 = - \frac{R_3}{R_1 (R_3 + R_4)} E$$

Si on choisit les résistances pour annuler la tension de sortie au repos,

$$R_1 R_4 = R_3 R_{C_0}$$

En fixant de plus par exemple  $R_1 = R_3$ , donc  $R_4 = R_{C_0}$ ,

$$S_5 = - \frac{E}{R_1 + R_{C_0}} \quad \text{soit} \quad S_5 = - \frac{E}{2R_{C_0}}$$

c'est à dire celle du demi-pont passif.

### 4.4.2 Compensation des grandeurs d'influence

#### 4.4.2.1 Influence des fils de liaison dans les montages à ponts

Parfois, le capteur est assez éloigné du reste de la chaîne de mesure et les câbles de liaison peuvent alors présenter une résistance  $r_f$  non-négligeable et soumise à l'influence de grandeurs parasites (température par exemple). Dans le montage élémentaire dit à deux fils (cf. Fig. 4.12), chaque résistance  $r_f$  induit une erreur systématique, mais il est possible de compenser cette erreur au prix de câbles supplémentaires avec les montages à trois fils (cf. Fig. 4.13) ou à quatre fils.

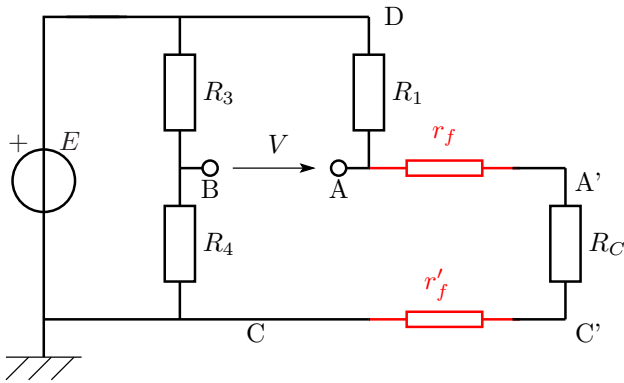


FIGURE 4.12 – Pont à deux fils

Le capteur est situé entre  $A'$  et  $C'$  à distance de la chaîne. Le montage élémentaire dit à deux fils fait intervenir  $r_f$  à l'aller entre  $A$  et  $A'$  et  $r'_f$  au retour entre  $C'$  et  $C$  : on mesure donc  $R_C + r_f + r'_f \approx R_C + 2r_f$  au lieu de  $R_C$ . On commet donc une erreur systématique dans la mesure de  $R_C$ . Cette erreur peut être compensée en interposant 2 fils supplémentaires de résistances proches de  $r_f$  et  $r'_f$ , faisant un aller-retour vers la zone du capteur, entre le point  $C$  et la résistance  $R_4$ .

Dans un conditionneur à pont, il est possible de compenser les résistances des câbles de liaison en les intégrant dans des branches adjacentes du pont, ce qui nécessite des fils supplémentaires car un des noeuds du pont est alors à distance de la chaîne. On utilise des câbles identiques, donc de même résistance, disposés le plus près possible, donc à des températures quasi-identiques, afin de limiter l'influence des grandeurs parasites par compensation. On distingue les montages à trois fils avec un troisième fil côté générateur (cf. Fig. 4.13) de ceux avec un fil côté détecteur.

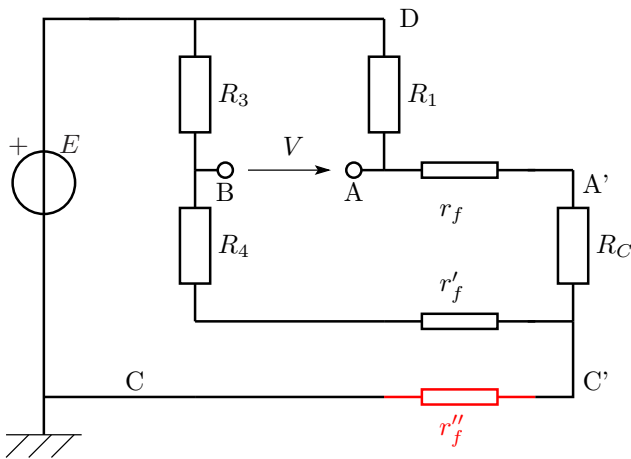


FIGURE 4.13 – Pont à trois fils dont un côté générateur

Le montage à trois fils fait intervenir un fil supplémentaire côté générateur représenté ici par  $r''_f$  : il permet de placer les fils aller et retour vers le capteur  $R_C$  dans deux branches adjacentes du pont, permettant ainsi à  $r_f$  et  $r'_f$  de se compenser. La condition d'équilibre du pont reste en effet  $R_1 R'_4 = R'_C R_3$  où  $R'_4 = R_4 + r'_f$  et  $R'_C = R_C + r_f$ . À condition de choisir  $R_1 = R_3$  et d'assurer  $r'_f = r_f$ , elle s'écrit donc  $R_C = R_4$ . L'inconvénient de  $r''_f$  est d'augmenter la résistance interne de la source de tension, ce qui réduit la sensibilité.

Si on place le troisième fil dans la branche du détecteur, en déportant par exemple le noeud  $A$  à distance, la résistance  $r''_f$  est négligeable, en série, devant celle, en général grande, du détecteur. Mais les tensions parasites induites sur  $r''_f$  ne sont pas compensées et interviennent directement sur la tension mesurée.

## 4.5 Capteurs de déformation

### 4.5.1 Élasticité

Un solide soumis à une contrainte  $F/S$  en  $\text{Nm}^{-2}$  (compression par exemple) se déforme de façon réversible tant que l'on reste dans la limite d'élasticité. Au delà, des phénomènes d'hystérésis peuvent apparaître, puis une fatigue au bout de quelques millions de cycles, voire une rupture si la contrainte est trop forte. La **déformation** selon une direction est définie par :

$$\varepsilon = \frac{\Delta L}{L} \tag{4.9}$$

Dans le domaine élastique, la déformation  $\varepsilon_{\parallel}$  dans le sens de la contrainte est donnée par la loi de Hooke :

$$\varepsilon_{\parallel} = \frac{1}{E} \frac{F}{S} \tag{4.10}$$

où  $E$  est l'élasticité du matériau ou module de Young, de l'ordre de  $10^{11}$  Pa pour les métaux. La contrainte produit aussi une déformation de signe opposé perpendiculairement à sa direction, qui s'exprime :

$$\varepsilon_{\perp} = -\nu \varepsilon_{\parallel} \tag{4.11}$$

où  $\nu$  est le coefficient de Poisson (sans unité), de l'ordre de 0,3.

### 4.5.2 Principe des jauges extensométriques

Une jauge extensométrique est un capteur résistif collé au corps d'épreuve et subissant les mêmes déformations sous l'effet de contraintes. Sa résistance  $R = \rho L/S$  varie sous l'effet des déformations (d'où des variations de  $L$  et  $S$ ) mais aussi de sa résistivité ( $\rho$ ).

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta L}{L} - \frac{\Delta S}{S} + \frac{\Delta \rho}{\rho}$$

Si la jauge est soumise à une contrainte selon la direction de  $L$ , la déformation transverse va modifier sa section de façon identique selon les deux directions  $x$  et  $y$  par exemple :

$$\frac{\Delta x}{x} = \frac{\Delta y}{y} = -\nu \frac{\Delta L}{L} \quad \text{donc} \quad \frac{\Delta S}{S} = -2\nu \frac{\Delta L}{L}$$

L'effet piézorésistif est responsable de la variation de résistivité avec le volume de la jauge :

$$\frac{\Delta \rho}{\rho} = C \frac{\Delta V}{V}$$

où  $C$  est la constante de Bridgman.

- pour les métaux  $C \approx 1$
- pour certains semi-conducteurs,  $C \approx 100$  à  $200$

Alors

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{\Delta S}{S} + \frac{\Delta L}{L} = (1 - 2\nu) \frac{\Delta L}{L}$$

Ainsi :

$$\frac{\Delta R}{R} = \underbrace{[1 + 2\nu]}_{\text{géométrie}} + \underbrace{C(1 - 2\nu)}_{\text{résistivité}} \frac{\Delta L}{L} = K \frac{\Delta L}{L} \tag{4.12}$$

où  $K$  est le **facteur de jauge**.

- pour les métaux,  $K \approx 2$  ;
- pour certains semi-conducteurs,  $K \approx 100$ .

### 4.5.3 Caractéristiques des jauges extensométriques

	métalliques	à semi-conducteurs
facteur de jauge	$K \propto 2$	$K \propto 100$
sensibilité	faible	forte
linéarité	bonne	mauvaise
étendue de mesure	grande	faible
influence de la température	faible	forte
forme	multi-brins pour augmenter la sensibilité	brin unique

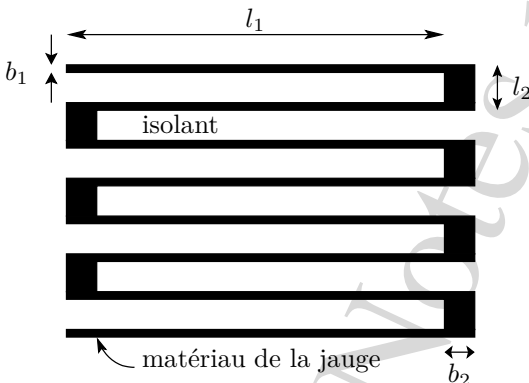


FIGURE 4.15 – Géométrie multi-brins des jauges métalliques

La géométrie des jauges métalliques est conçue pour optimiser la sensibilité à la déformation dans l'axe longitudinal :

- on multiplie le nombre de brins associés en série ;
- on les choisit longs et étroits ( $b_1 \ll l_1$ ) pour augmenter leur résistance ;
- on les relie par des branches perpendiculaires les plus courtes et larges ( $b_2 \gg l_2$ ) possible pour diminuer leur résistance, donc la sensibilité aux déformations orthogonales.

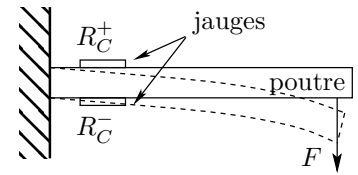


FIGURE 4.14 – Poutre en flexion avec deux jauges en opposition :  $R_C^+$  (extension) et  $R_C^-$  (compression).

# Chapitre 5

## Diodes et applications

### 5.1 Diodes à jonction

#### 5.1.1 Structure et caractéristique statique

##### 5.1.1.1 Semi-conducteur

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

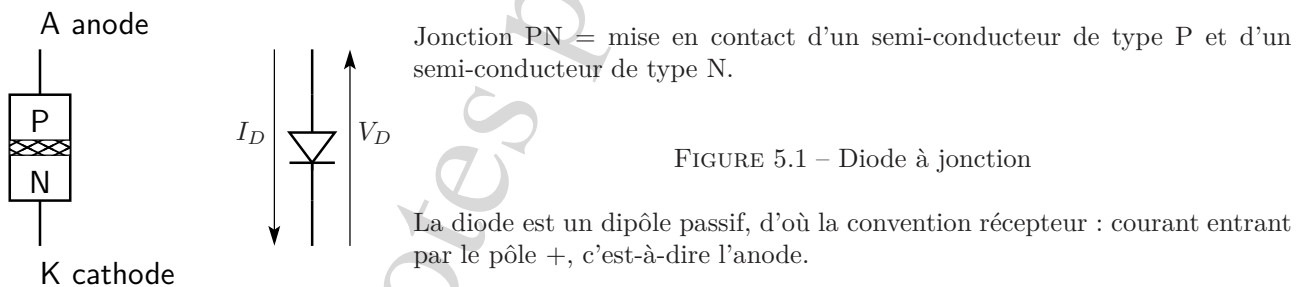
Un semi-conducteur *intrinsèque* conduit très peu à température ambiante, mais sa conductivité augmente avec la température. L'agitation thermique permet le passage d'électrons de la bande de valence à la bande de conduction compte tenu de la faible valeur de la bande interdite qui les sépare. L'emplacement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

Afin d'augmenter la conductivité d'une façon mieux contrôlée, on peut doper les semi-conducteurs en ajoutant des impuretés se comportant :

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

On obtient alors un semi-conducteur *extrinsèque*, porteur de charges majoritaires associées aux impuretés (électrons pour le type N, trous pour le type P). Dans ce semi-conducteur dopé, les porteurs minoritaires restent bien sûr responsables d'une conduction faible qui augmente avec la température.

##### 5.1.1.2 Jonction P-N



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

5.1.1.3 Caractéristique statique de la diode

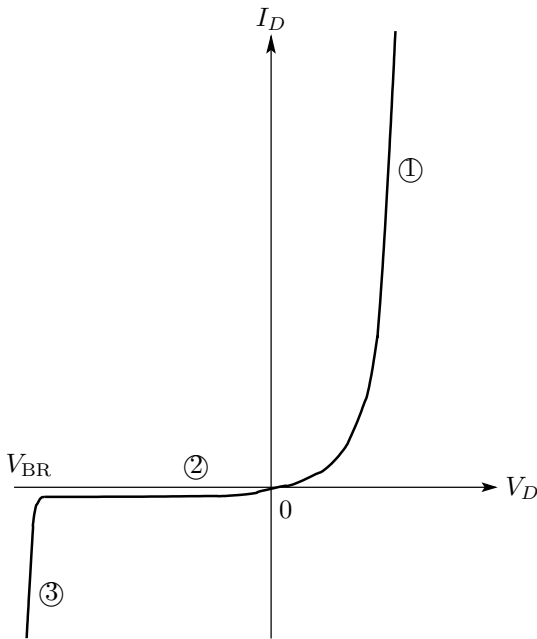


FIGURE 5.2 – Caractéristique statique directe d’une diode à jonction

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

5.1.2 Modélisations statiques de la diode (hors claquage)

5.1.2.1 Diode idéale sans seuil

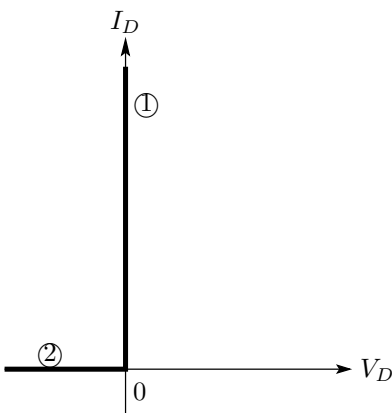
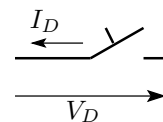


FIGURE 5.3 – Caractéristique d’une diode sans seuil

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

Diode = interrupteur unidirectionnel



5.1.2.2 Diode idéale avec seuil

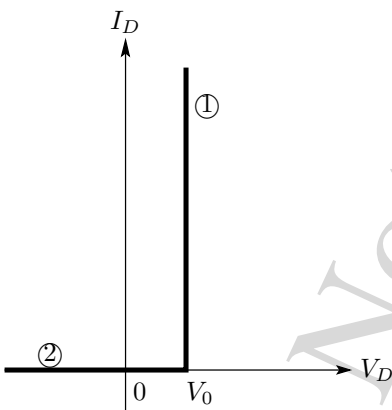
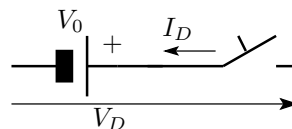


FIGURE 5.4 – Caractéristique d’une diode avec seuil

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

Diode = interrupteur unidirectionnel en série avec source de tension idéale





5.1.2.3 Diode idéale avec seuil et résistance série

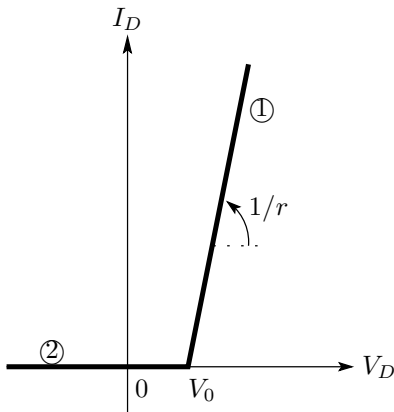
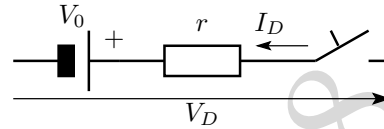


FIGURE 5.5 – Caractéristique d’une diode avec seuil et résistance série

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

Diode = interrupteur unidirectionnel en série avec source de tension réelle



5.1.2.4 Équation approchée de la caractéristique (hors claquage)

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

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

$I_S = CT^3 \exp\left(\frac{-\Delta E}{V_T}\right)$  où  $C$  est une constante,  $T$  la température absolue de la jonction,  
 $\Delta E$  est la largeur de la bande interdite :  $\Delta E \approx 1,12$  V pour le silicium  
 et  $V_T = \eta \frac{kT}{q}$  avec  $k = 1,38 \times 10^{-23}$  JK<sup>-1</sup>  $q = 1,6 \times 10^{-19}$  C  
 $1 \leq \eta \leq 2$  dépend du dopage et de l’ordre de grandeur du courant

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

1. si  $V_D \gg V_T$   $I_D \approx I_S e^{V_D/V_T}$  utilisable en particulier au delà du seuil
2. si  $V_D \ll -V_T$   $I_D \approx -I_S$  courant de saturation inverse indépendant de  $V_D$

5.2 Polarisation des dipôles (exemple des diodes)

5.2.1 Polarisation d’un dipôle passif

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

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

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

Les conventions de signe, liées au caractère actif ou passif des dipôles, sont cohérentes pour cette connexion.



FIGURE 5.6 – Polarisation d’un dipôle passif

La *droite de charge statique*<sup>1</sup> est la représentation de la relation linéaire imposée par le générateur continu aux courant et tension dans le dipôle passif :

$$V = E - RI$$

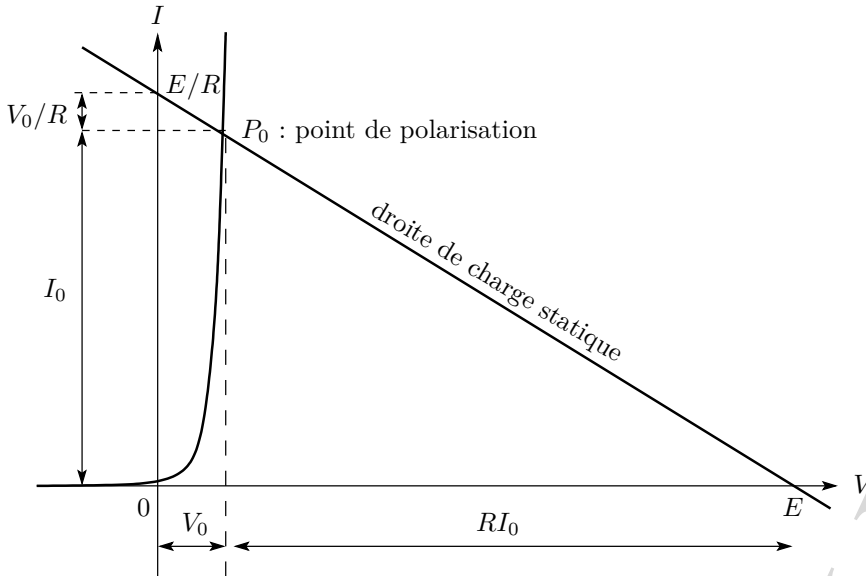


FIGURE 5.7 – Polarisation d’une diode

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

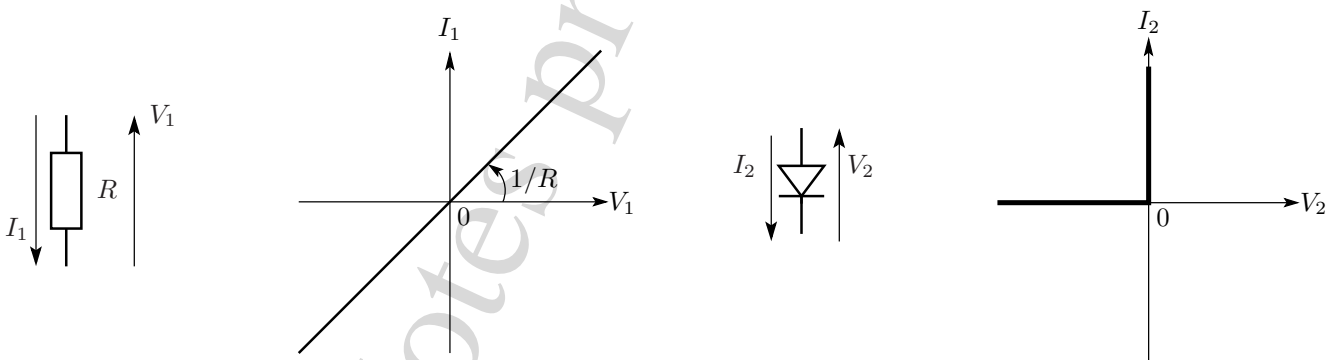
**5.2.1.0.1 Cas de la diode :** éviter la polarisation par source de tension à cause de la croissance exponentielle du courant en fonction de la tension. Préférer alimenter la diode par une source de courant. Alors  $RI_0 \gg V_0$  implique  $I_0 = \frac{E - V_0}{R} \approx \frac{E - 0,7 \text{ V}}{R}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

### 5.2.2 Association de dipôles non linéaires

Dans le cas où le circuit comporte plusieurs dipôles non linéaires associés, il est possible de se ramener à la méthode précédente (voir 5.2.1) en construisant de façon graphique la caractéristique statique de l’association de ces dipôles :

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

#### 5.2.2.1 Association diode sans seuil et résistance



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

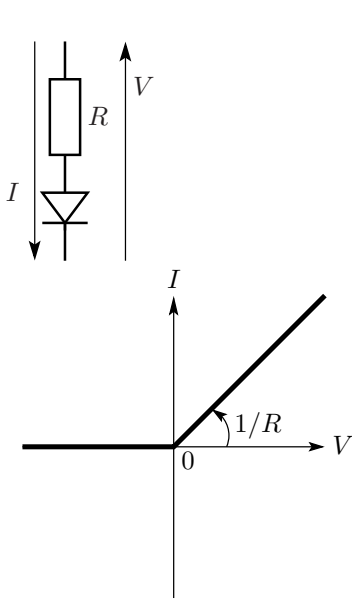


FIGURE 5.8 – Association série

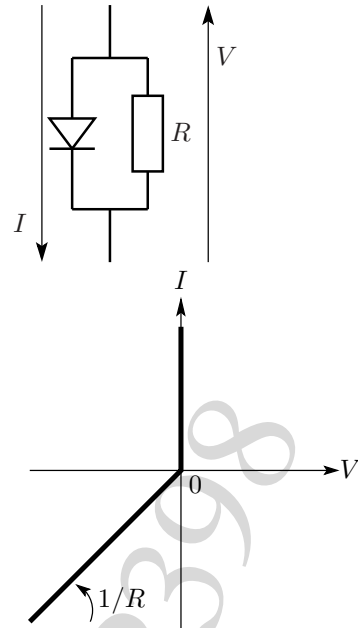


FIGURE 5.9 – Association parallèle

### 5.2.2.2 Association de deux diodes avec seuil

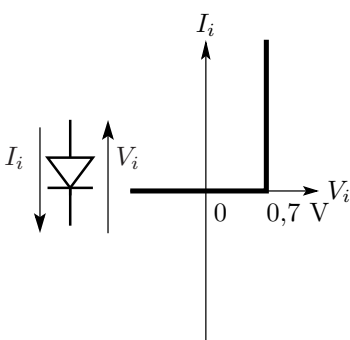


FIGURE 5.10 – Diode avec seuil

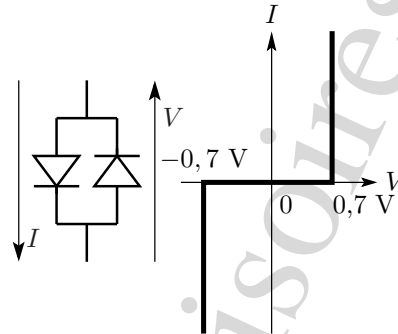


FIGURE 5.11 – Association de deux diodes en parallèle tête-bêche

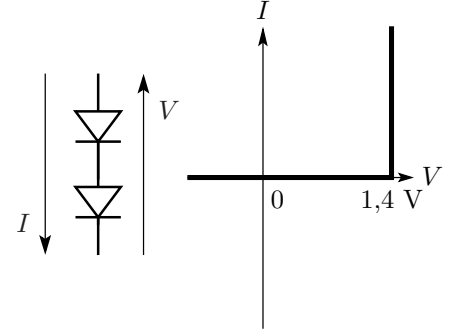


FIGURE 5.12 – Association de deux diodes en série

## 5.3 Dipôles non linéaires en régime variable

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

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

### 5.3.1 Utilisation des diodes en grands signaux

#### 5.3.1.1 Redresseur mono-alternance passif (charge résistive)

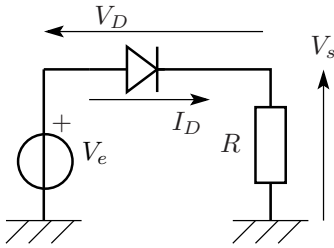


FIGURE 5.13 – Redressement mono-alternance

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

#### Modèle sans seuil

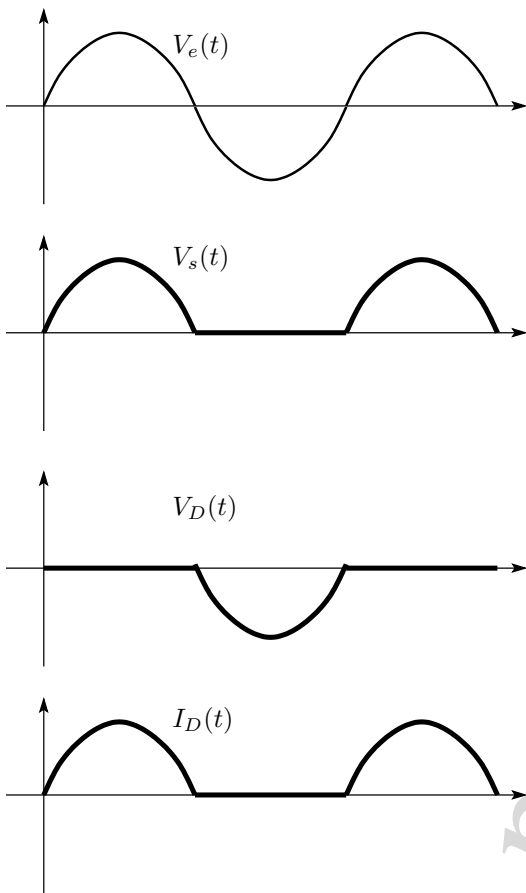


FIGURE 5.14 – Modèle de diode sans seuil

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

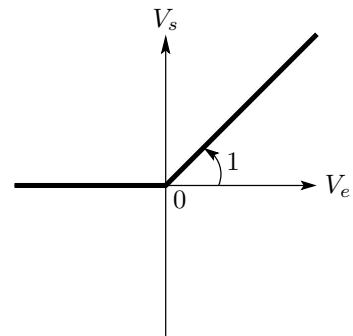
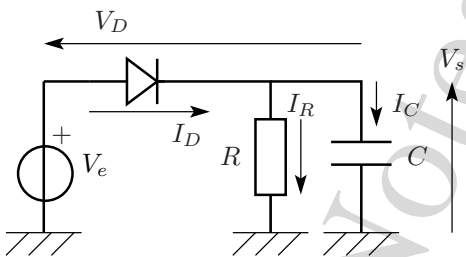


FIGURE 5.15 – Détecteur de crête



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

Modèle avec seuil

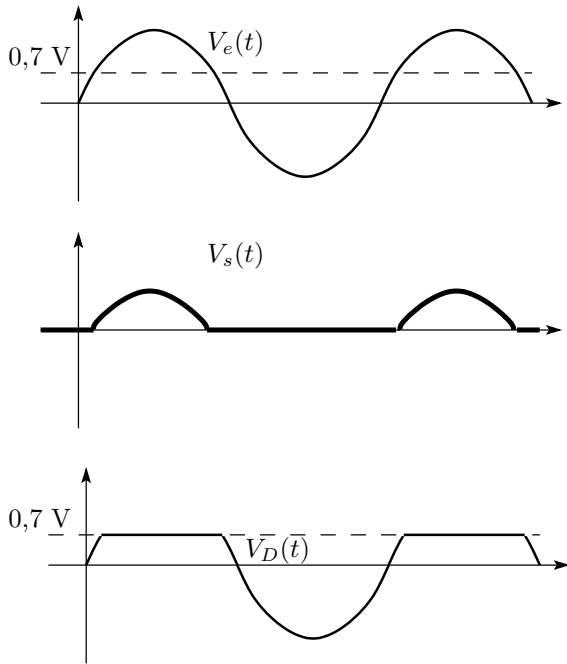
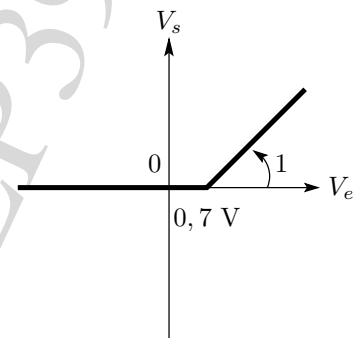


FIGURE 5.16 – Modèle de diode avec seuil

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



Dans le cas où  $V_e$  ne dépasse pas le seuil de la diode, on doit faire appel au redresseur actif sans seuil avec A.O. (cf. 5.3.1.2, p. 55).

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

5.3.1.2 Redresseur mono-alternance actif (charge résistive)

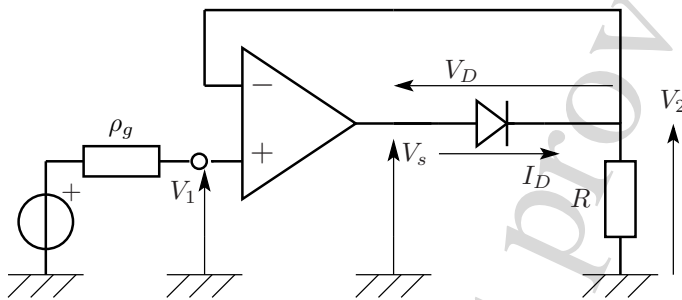


FIGURE 5.17 – Redressement mono-alternance actif

Cas d'un A.O. parfait et d'une diode avec seuil (voir 3.5.1, page 36)

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

$$\varepsilon = V_1 - V_2$$

$$\text{droite de charge de la diode : } V_D = V_s - RI_D$$

— si  $V_s > 0,7 \text{ V}$ , D conduit ( $I_D > 0$ )  $V_D = 0,7 \text{ V} \Rightarrow V_2 = V_s - 0,7 \text{ V} \Rightarrow \varepsilon = V_1 - V_s + 0,7 \text{ V} \Rightarrow \frac{d\varepsilon}{dV_s} < 0 \Rightarrow$  contre réaction  $\Rightarrow \varepsilon = 0 \Rightarrow \boxed{V_2 = V_1} = RI_D \Rightarrow V_1 > 0$

— si  $V_s < 0,7 \text{ V}$ , D est bloquée ( $I_D = 0$ )  $\boxed{V_2 = 0} \Rightarrow \varepsilon = V_1 \Rightarrow$  plus de réaction  $\Rightarrow$  A.O. en comparateur  
On montre simplement qu'alors l'A.O. est saturé en négatif :  $V_s = V_{\text{sat}}^-$ .

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

**Remarque :** Quand la diode est bloquée, il n’y a plus de réaction et la tension de sortie de l’AO est  $V_{\text{sat}}^-$ , car alors  $V_1 = \varepsilon < 0$ . La transition de passante vers bloquée devrait se traduire par une discontinuité de la tension  $V_s$  de sortie de l’AO : mais la vitesse de variation de la tension de sortie de l’AO est limitée par le **slew-rate** (cf. 3.1.5, p. 24) de l’AO. En conséquence, lorsque la réaction se remet en place, l’AO tarde à retrouver la tension de sortie attendue en régime linéaire et le début de conduction est retardé. Pour limiter ces déformations, on interpose souvent une diode en inverse entre la sortie de l’AO et la masse. Cette diode (bloquée quand l’autre conduit) limite la tension de sortie en négatif à  $-0,7 \text{ V}$  et réduit donc la durée de retour vers  $V_s > 0$ .

5.3.1.3 Limiteurs à diode

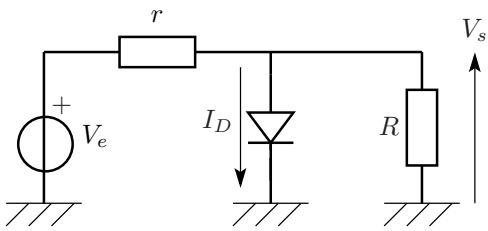


FIGURE 5.18 – Limiteur à diode ( $r \ll R$ )

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

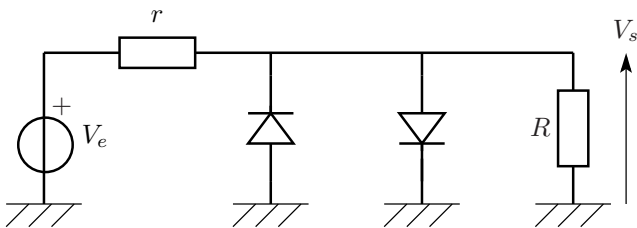


FIGURE 5.19 – Limiteur bidirectionnel à diodes (avec  $r \ll R$  pour éviter trop de pertes)

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

5.3.2 Dipôles non linéaires en petits signaux

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

⇒ dipôle linéarisé localement et composante alternative des signaux peu déformée.

⇒ étude locale avec les méthodes des circuits linéaires.

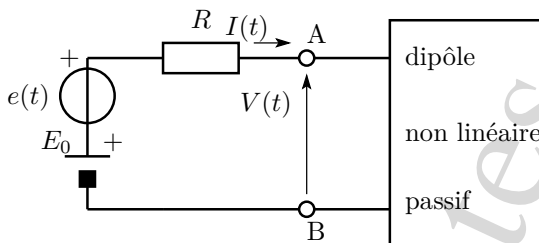


FIGURE 5.20 – Dipôle non-linéaire alimenté en régime de petits-signaux

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

en petits signaux alternatifs. Par exemple, en sinusoïdal,

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

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

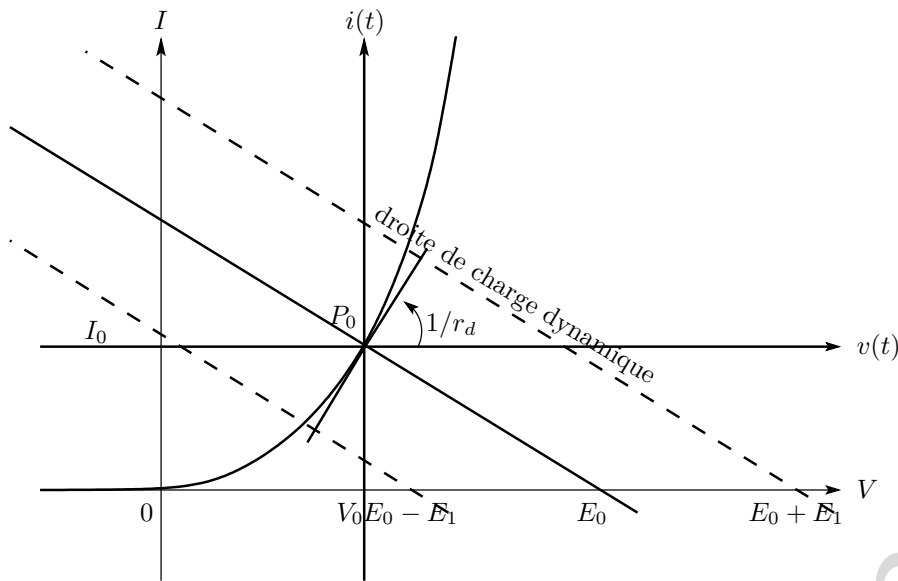


FIGURE 5.21 – Droite de charge dynamique

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

Décomposition de la tension et du courant en :

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

$$\begin{aligned} v(t) &= V(t) - V_0 \\ i(t) &= I(t) - I_0 \end{aligned}$$

### 5.3.2.1 Résistance différentielle d’un dipôle

Linéarisation locale de la caractéristique :  $v(t) = r_d i(t)$  où la résistance différentielle  $r_d$  d’un dipôle au point  $P_0$  est définie par la pente locale de sa caractéristique au point de polarisation  $P_0$ .

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

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

### 5.3.2.2 Résistance différentielle de la diode (dans la partie conductrice)

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

Donc

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

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

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

### 5.3.2.3 Méthode pratique d’étude des dipôles non linéaires en petits signaux

1. En continu :

- éteindre les sources alternatives
- remplacer les capacités par des circuits ouverts (les selfs par des courts circuits)
- $\rightarrow$  point de polarisation statique  $P_0(V_0, I_0)$
- $\rightarrow$  la pente locale de la caractéristique donne  $r_d(P_0)$ .

2. En alternatif :
  - éteindre les sources continues (de tension → court-circuit, de courant → circuit ouvert)
  - en petits signaux, remplacer le dipôle non-linéaire par sa résistance différentielle (plus généralement son schéma alternatif petits signaux)
3. Faire la somme des composantes continue et alternative.

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

**5.3.3 Exemple : atténuateur à diode**

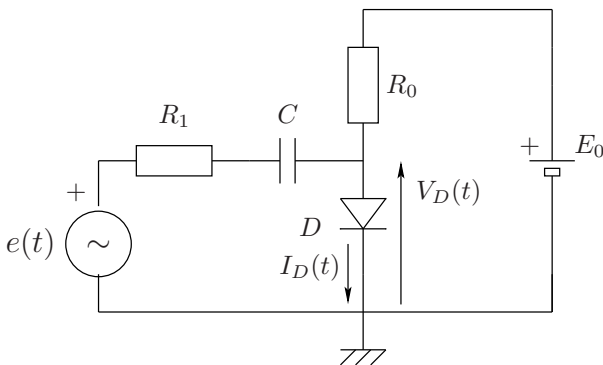


FIGURE 5.22 – Atténuateur à diode

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

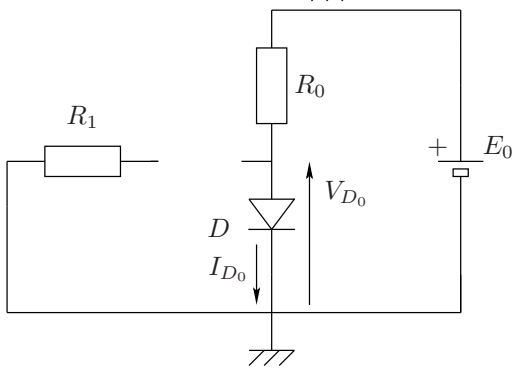


FIGURE 5.23 – Schéma équivalent de l'atténuateur à diode en continu

En continu, on éteint la source alternative  $e(t)$  qui se transforme en court-circuit. La capacité  $C$  se comporte en circuit ouvert, ce qui isole la branche  $R_1$  de la diode. Le point de polarisation peut être déterminé graphiquement, ou par le calcul en supposant  $V_{D_0} \approx 0,7 \text{ V}$ , soit  $I_{D_0} \approx (E_0 - 0,7 \text{ V})/R_0$ . La résistance différentielle en ce point,  $r_d = \frac{V_T}{I_{D_0}}$  est en général très faible devant  $R_0$  car  $E \gg V_T$ .

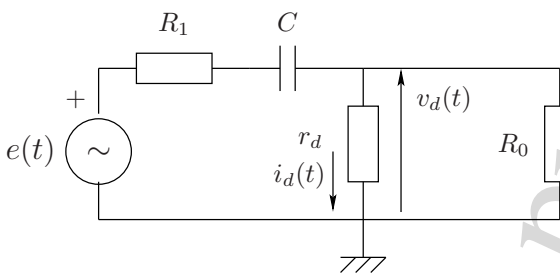


FIGURE 5.24 – Schéma équivalent de l'atténuateur à diode en petits signaux alternatifs

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

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

Si de plus <sup>2</sup>,  $\frac{1}{C\omega} \ll r_d + R_1$   $\frac{v}{\varepsilon} = \frac{r_d}{r_d + R_1}$

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

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



### 5.3.3.1 Conclusion

Tension et courant totaux dans la diode :

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

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

## 5.4 Thermométrie à diodes

### 5.4.1 Principe de la thermométrie à diodes

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

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

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

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

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

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

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

### 5.4.2 Exemple de montage de thermométrie à diode

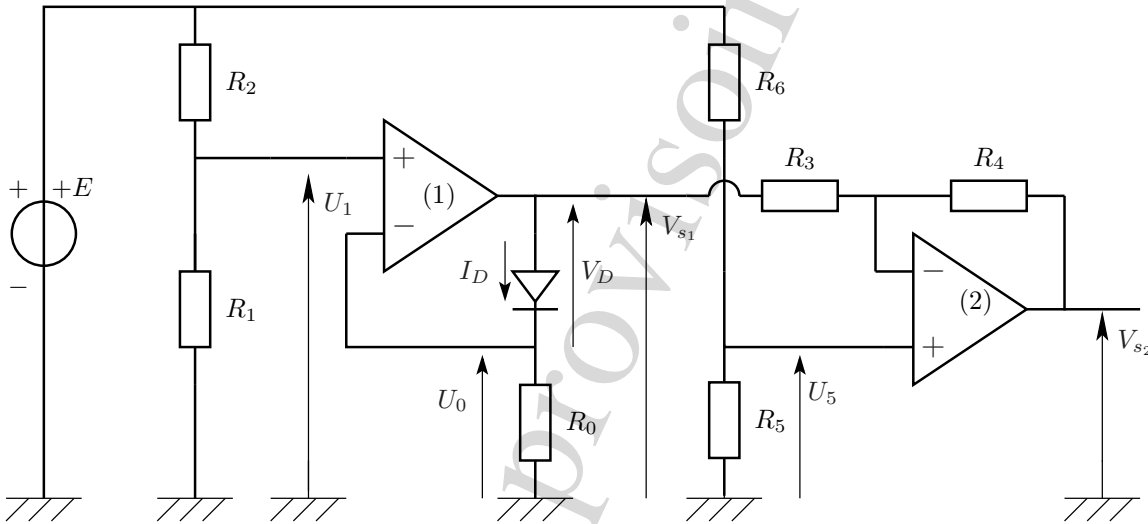


FIGURE 5.25 – Thermométrie à diode

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

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

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

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

## 5.5 Autres diodes : diodes Zener

### 5.5.1 Caractéristique

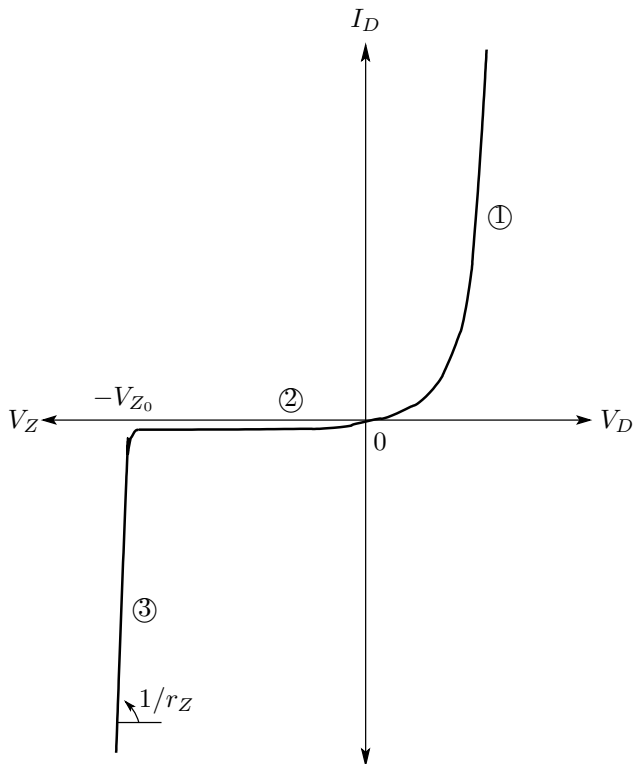


FIGURE 5.26 – Caractéristique statique directe d’une diode Zener

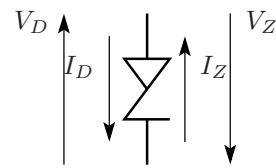


FIGURE 5.27 – Symbole d’une diode Zener

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

#### Modélisation

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

### 5.5.2 Applications des diodes Zener

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

#### Limiteurs

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

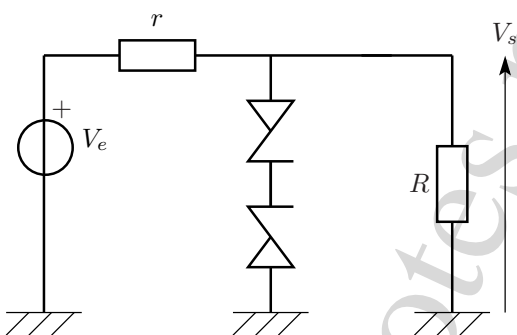


FIGURE 5.28 – Limiteur bidirectionnel à diodes Zener ( $r \ll R$ )

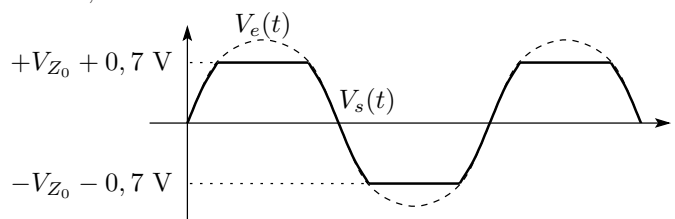


FIGURE 5.29 – Tensions d’entrée et de sortie du limiteur bidirectionnel

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

## 5.6 Composants opto-électroniques

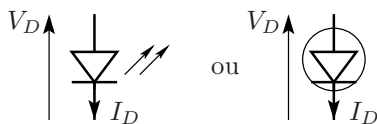
### 5.6.1 Diodes électroluminescentes : DEL (*Light Emitting Diodes* ou LED)

#### 5.6.1.1 Description des DEL

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

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

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



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

$$\Phi_e = KI_D \quad \text{où } K \text{ s'exprime en W/A} \quad (5.1)$$

FIGURE 5.30 – Représentations d'une diode DEL

#### 5.6.1.2 Circuits à DEL

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

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

Les associations de DEL peuvent être étudiées graphiquement ou en approximant les caractéristiques par des segments de droites. On peut par exemple associer en parallèle tête-bêche deux DEL de couleurs différentes qui s'allument suivant la polarité du signal appliqué<sup>3</sup>.

## 5.6.2 Photodiodes et photopiles

### 5.6.2.1 Caractéristiques et modes de fonctionnement

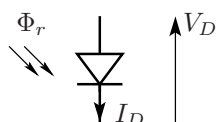
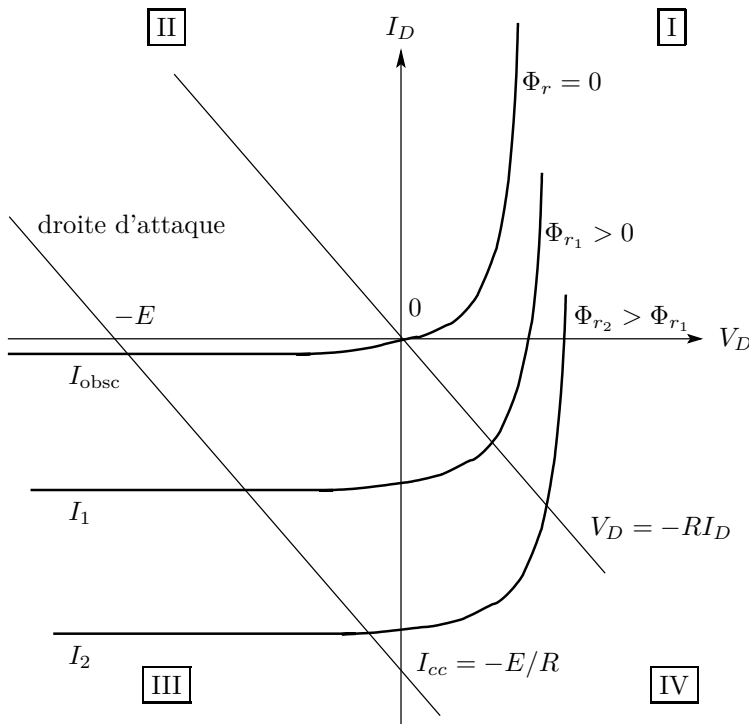


FIGURE 5.31 – Symbole d'une photodiode

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

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



Distinguer les trois domaines de fonctionnement :

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

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

$$I_R = I_{\text{obs}}(T) + K'\Phi_r \quad (5.2)$$

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

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

FIGURE 5.32 – Caractéristique statique d’une photodiode

5.6.2.2 Mode photoconducteur

Polarisation

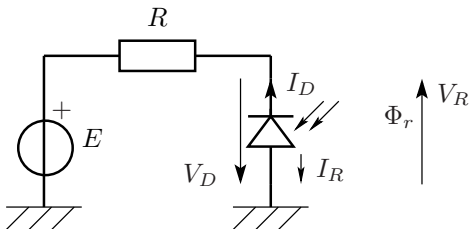
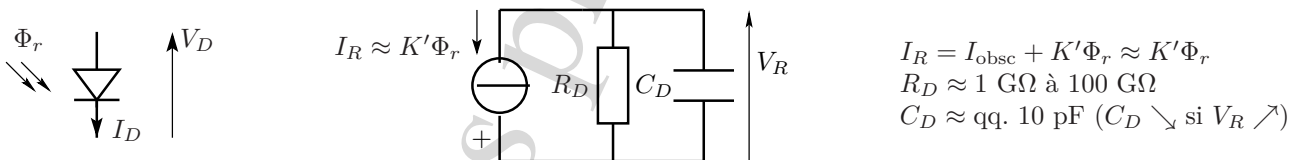


FIGURE 5.33 – Polarisation d’une photodiode

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

Modélisation

La photodiode, dans le quadrant III, peut être modélisée comme une source de courant<sup>4</sup> fonction du flux optique reçu  $\Phi_r$ , représentée par son schéma de Norton.



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

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

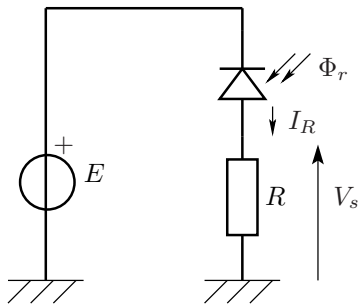
$$C_D \approx \text{qq. } 10 \text{ pF} \quad (C_D \searrow \text{ si } V_R \nearrow)$$

FIGURE 5.34 – Modélisation d’une photodiode

Conditionneur à résistance série

Le montage de polarisation (voir Fig. 5.33) peut, en fait, servir de conditionneur pour délivrer une tension proportionnelle au flux reçu.

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



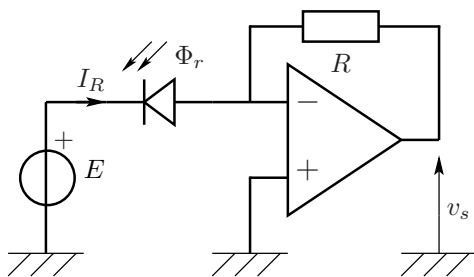
$$V_s = RI_R \approx RK'\Phi_r \quad \text{sensibilité : } \frac{dV_s}{d\Phi_r} = K'R$$

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

FIGURE 5.35 – Conditionneur de photodiode à résistance série

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

**Conditionneur à convertisseur courant-tension**

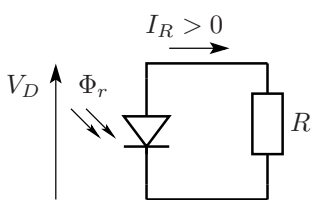


Comme  $V_- = V_+ = 0$ , la photodiode est polarisée sous  $-E$ . Alors  $V_s = -RI_R = -RK'\Phi_r$ . L'avantage de ce montage est qu'en alternatif, la ddp est nulle<sup>a</sup> aux bornes de la photodiode, donc ses imperfections ( $R_D$  et  $C_D$ ) n'ont plus d'influence et le courant alternatif dans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

FIGURE 5.36 – Conditionneur de photodiode à convertisseur courant-tension actif

<sup>a</sup>. Ce n'est plus exact si l'AO n'est pas idéal.

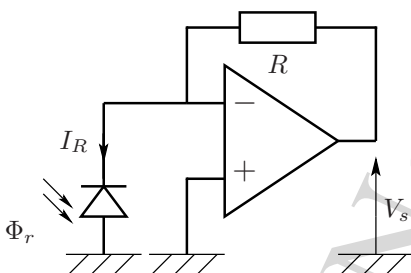
**5.6.2.3 Mode photovoltaïque**



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

FIGURE 5.37 – Photodiode en mode photovoltaïque

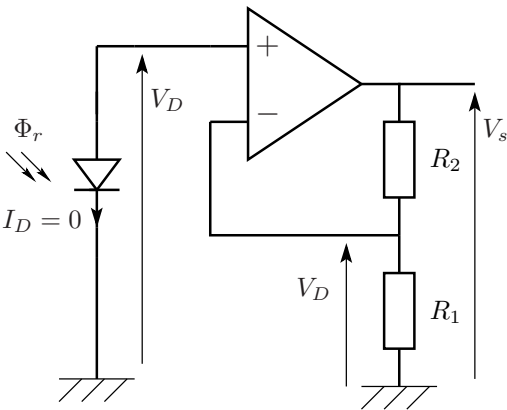
**Montage en court-circuit**



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

FIGURE 5.38 – Photodiode en court-circuit

**Montage en circuit ouvert**



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

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

peut s'écrire :

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

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

FIGURE 5.39 – Photodiode en circuit ouvert

**5.6.3 Autres photodétecteurs**

**5.6.3.1 Phototransistors**

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

**5.6.3.2 Photomultiplicateurs**

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

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

**5.6.3.3 Photorésistances**

Les **photorésistances** (en anglais *Light Dependant Resistors*, *LDR*) sont les analogues pour le flux lumineux des résistances à coefficient de température négatif (CTN). L'absorption d'énergie radiative libère dans le semi-conducteur des électrons responsables d'une conduction qui croît avec la puissance absorbée. Quand cette conduction est dominante, la résistance  $R$  d'une photorésistance suit une loi approximative en puissance (négative) du flux énergétique absorbé  $\Phi$  :

$$R \propto \Phi^{-\alpha} \quad \text{où } \alpha \text{ est de l'ordre de } 1$$

Quand l'éclairement est très faible, il faut tenir compte d'une conduction résiduelle non radiative que l'on peut modéliser par une résistance d'obscurité très grande  $R_{\text{obs}}$ . Le courant d'obscurité et le photocourant s'ajoutant, le schéma électrique de la photorésistance associe ces deux résistances en parallèle :  $R' = R // R_{\text{obs}}$ .

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

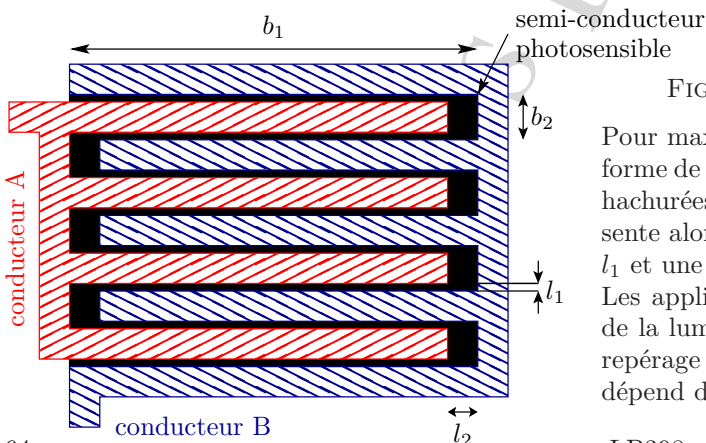


FIGURE 5.40 – Géométrie d'une photorésistance

Pour maximiser la photoconduction, on prend souvent une forme de peigne interdigité pour les deux conducteurs (zones hachurées) ; la géométrie de la surface sensible (en noir) présente alors un rapport  $l/s$  petit grâce à une petite distance  $l_1$  et une grande section de contact proportionnelle à  $b_1$ . Les applications des photorésistances vont de la détection de la lumière ambiante pour les commandes d'éclairage au repérage des déplacements d'objets opaques (la résistance dépend de la surface exposée au flux lumineux).

# Index

## – A –

addition	28
admittance complexe	8
amplificateur	
inverseur	27
non inverseur	25
opérationnel	21
idéal	22
représentation	21
suiveur	27
amplitude complexe	8
association parallèle	3
association série	2

## – B –

bande passante	16, 23
boucle ouverte	21, 55
Bridgman	<i>voir</i> constante de Bridgman

## – C –

capacité	9, 37
capteur	37
actif	37
passif	37
coefficient de Poisson	47
comparateurs	23
conditionneur	37, 43
conductance	8
conductivité	49
constante de Bridgman	48
contrainte	47
contre-réaction	<i>voir</i> réaction négative
convertisseur	
courant-tension	31, 63
tension-courant	31
corps d'épreuve	38
coupe-bande	16
courant d'obscurité	63
CTN	42, 64
CTP	42

## – D –

décibel	15
déformation	47
DEL	<i>voir</i> diode électroluminescente
dérivation	8
diagramme de Bode	15
différentiateur	

actif	30
passif	16, 30
différence	28
diode	36, 49
à jonction	49
avec seuil	50, 51
caractéristique	50
électroluminescente	61
en grands signaux	54
équation de la	51
limiteur à	36, 56, 60
redressement à	54
redressement actif	55
sans seuil	50
Zener	60
dipôle	1
linéaire	1
non linéaire	36
association de	52
en petits signaux	56
en régime variable	53
passif	1
diviseur	
de courant	3
de tension	2
droite de charge	
dynamique	56
statique	51

## – E –

effet	
Hall	37
Peltier	37
Seebeck	37
Thomson	37
élasticité	47
erreur de linéarité	38
étalonnage	38
étendue de mesure	38
exponentielle	36

## – F –

fils de liaison	46
filtre	16
actif	30
finesse	39, 39, 41
fonctionnement linéaire	25

– G –	
générateur .....	3
de triangles .....	35
grands signaux .....	54
– H –	
Hall .....	<i>voir</i> effet Hall
Hooke .....	<i>voir</i> loi de Hooke
hystérésis .....	31, 33
– I –	
impédance complexe .....	8
inductance .....	9
induction .....	37
intégrateur .....	28
intégration .....	8
– J –	
jauge extensométrique .....	48
jonction P–N .....	49
– L –	
LDR .....	<i>voir</i> photorésistance
LED .....	<i>voir</i> diode électroluminescente
limiteur .....	36, 56, 60
linéarisation	
amont .....	42
aval .....	46
locale .....	53, 56
logarithme .....	15, 36, 64
loi d'Ohm .....	1, 8
loi de Hooke .....	47
loi des mailles .....	2
loi des nœuds .....	2
lois de Kirchhoff .....	2
– M –	
mesurande .....	37
module de Young .....	47
multivibrateur astable .....	34
– N –	
Norton .....	<i>voir</i> schéma de Norton
– O –	
Ohm	
loi .....	<i>voir</i> loi d'Ohm
unité .....	1
opto-électronique .....	61
oscillateurs .....	34
– P –	
passe-bande .....	16
passe-bas .....	16, 39
passe-haut .....	16
passe-tout .....	30
Peltier .....	<i>voir</i> effet Peltier
perméabilité .....	38
permittivité .....	37
petits signaux .....	53, 57, 58
photocathode .....	64
photoconducteur .....	62
photodiode .....	61, 62
photoélectrique .....	37
photomultiplicateur .....	64
photopile .....	61
photorésistance .....	64
phototransistor .....	64
photovoltaïque .....	63
piézoélectrique .....	37
piézorésistif .....	48
Poisson .....	<i>voir</i> coefficient de Poisson
polarisation .....	51
pont	
actif .....	46
complet .....	45
demi .....	45
quart de .....	45
potentiométrique .....	44
– R –	
réaction	
négative .....	25, 55
positive .....	31
régime statique .....	1
résistance différentielle .....	57
résistivité .....	37, 49
– S –	
saturation .....	22, 26, 36
schéma	
de Norton .....	5, 12-14, 51, 62
de Thévenin .....	5, 12-14, 51, 58
Seebeck .....	<i>voir</i> effet Seebeck
semi-conducteur .....	38, 42, 48, 49
sensibilité .....	38
seuil .....	33
Siemens	
unité .....	1
slew rate .....	24, 36, 56
sommation .....	28
source	
commandée .....	11-14, 22
de courant .....	3, 4-6, 8, 31
de tension .....	3, 4, 5, 7, 22
indépendante .....	6
soustraction .....	28
suiveur .....	<i>voir</i> amplificateur suiveur
– T –	
température .....	38, 40-43, 59
tension différentielle .....	21
théorème	
de Millmann .....	10
de superposition .....	11
thermistance .....	38, 41-43
thermoélectrique .....	37
Thévenin .....	<i>voir</i> schéma de Thévenin
Thomson .....	<i>voir</i> effet Thomson



transducteur .....	37
trigger	
asymétrique .....	34
de Schmitt .....	32
inverseur .....	32
non-inverseur .....	33
– <b>Y</b> –	
Young .....	<i>voir</i> module de Young
– <b>Z</b> –	
Zener .....	<i>voir</i> diode Zener

Notes provisoires LP398