

Cours Magistraux

olivier.gallot-lavallee@grenoble.cnrs.fr
<http://lut-tice.ujf-grenoble.fr/tice-espaces/MPH/EP-gallotLava/>

Electronique 1

(SP2 11-12)

Sommaire

Sommaire	2
Chapitre 1. Quadripôle, fonction de transfert, filtre et diagramme de Bode (2h)	5
1.1. Définition d'un quadripôle.....	5
1.2. Modèles équivalents et identification des paramètres d'un quadripôle.....	6
1.2.1. Modèle équivalent en Z simplifié et identification des paramètres du quadripôle ..	7
1.2.2. Association de quadripôles.....	8
1.3. Fonction de transfert d'un quadripôle.....	8
1.3.1. Définition de la fonction de transfert	8
1.3.2. Formes explicites de la fonction de transfert	9
1.3.3. Forme canonique de la fonction de transfert.....	9
1.3.3.1. Définitions des paramètres caractéristiques	10
1.3.4. Exemple de calcul d'une fonction de transfert d'un circuit RC.....	11
1.4. Le filtre (électronique)	12
1.4.1. Notion de filtrage	12
1.4.2. Classification des filtres	12
1.5. Diagramme de Bode.....	13
1.5.1. Définition du diagramme de Bode	13
1.5.2. Exemple de diagramme de Bode d'une fonction de transfert d'un circuit RC	14
1.5.3. Méthode de tracé du diagramme de Bode (diagramme asymptotique).....	15
1.5.3.1. Résumé de la méthode.....	15
1.5.3.2. Application de la méthode au cas du circuit RC de la Figure 8.....	15
1.5.4. Diagrammes de Bode des fonctions de transferts élémentaires	17
1.5.4.1. Fonction dérivateur pur	17
1.5.4.2. Fonction intégrateur pur	17
1.5.4.3. Fonction passe bas du 1 ^{er} ordre	17
1.5.4.4. Fonction passe haut du 1 ^{er} ordre.....	18
1.5.4.5. Fonction passe bas du 2 ^{ième} ordre	18
1.5.4.6. Fonction passe haut du 2 ^{ième} ordre	19
1.5.4.7. Quelques règles de calculs	20
1.6. Quiz sur les outils d'analyse appliqués à l'électronique	21
Chapitre 2. Diodes à semi-conducteur et montages usuels (2h)	22
2.1. Semi-conducteurs	22
2.1.1. Description d'un semi-conducteur intrinsèque	22
2.1.2. Description d'un semi-conducteur extrinsèque de type n.....	23
2.1.3. Description d'un semi-conducteur extrinsèque de type p.....	24
2.1.4. La jonction pn.....	25
2.2. Caractéristiques électriques de la jonction pn: La diode.....	26
2.3. Modèles électriques simplifiés de la diode bipolaire	29
2.4. Méthodes d'étude de circuits à base de diodes (basées sur le 1 ^{er} et 2 ^{ième} modèle).....	29
2.4.1. Détermination de l'état d'une diode	29
2.4.2. Détermination de l'état d'un réseau de diodes à cathodes ou anodes communes ..	29
2.4.3. Détermination de l'état d'une diode dans un circuit complexe.....	30
2.5. Montages usuels à base de diodes	30
2.5.1. Redressement double alternance (cf TD et TP)	30
2.5.2. Démodulation AM.....	31
2.5.3. Anti-retour	32
2.5.4. Ecrêteur	32
2.5.5. Protection de contact	32

- 2.6. Diodes spéciales et applications 32
 - 2.6.1. Diode Zener (cf TP) 32
 - 2.6.2. Diode Electroluminescente 33
 - 2.6.3. Photo Diode..... 34
 - 2.6.4. Diode Schottky 34
 - 2.6.5. Les diodes Varicap (ou varactor): diodes à capacité variable 34
 - 2.6.6. Les diodes PIN (P-Isolant-N)..... 35
 - 2.6.7. Listing des différents types de diodes produites en 2007..... 35
- 2.7. Quiz sur les Diodes 35
- Chapitre 3. Transistors à jonction (bipolaires) et montages usuels (+variantes) (2h)..... 37
 - 3.1. La jonction npn (ou pnp)..... 37
 - 3.2. Caractéristiques électriques de la jonction npn: l'effet transistor..... 37
 - 3.2.1. Caractéristiques en mode F 38
 - 3.2.2. Caractéristiques en mode R 39
 - 3.3. Zones de fonctionnement du transistor 40
 - 3.4. Montages usuels à base de transistors 42
 - 3.4.1. Montages élémentaires du transistor 42
 - 3.4.2. Montage d'amplification..... 44
 - 3.4.3. Montage de commutation (blocage-saturation)..... 45
 - 3.5. Caractéristiques techniques 46
 - 3.5.1. Principaux paramètres électriques d'un transistor 46
 - 3.5.2. Diversité de boîtiers et normes..... 47
 - 3.6. Autres types de transistors..... 47
 - 3.6.1. Transistors à effet de champ..... 47
 - 3.6.2. Transistors à Effet de Champ et à jonction Bipolaire 49
 - 3.6.3. Transistors particuliers 49
 - 3.7. Quiz sur les Transistors 49
- Chapitre 4. Amplificateurs Opérationnels et montages usuels (2h)..... 51
 - 4.1. Historique de l'amplificateur opérationnel 51
 - 4.2. Présentation de l'ampli-op (Rappels)..... 51
 - 4.2.1. Technologie du LM 741 51
 - 4.2.2. Représentations symboliques 52
 - 4.2.3. Caractéristique entrée-sortie..... 53
 - 4.2.4. Modèle équivalent de l'ampli-op 53
 - 4.3. L'approximation de l'ampli-op idéal 54
 - 4.3.1. Modèle équivalent de l'ampli-op idéal..... 54
 - 4.3.2. L'ampli-op idéal en contre-réaction: montages fondamentaux..... 55
 - 4.3.2.1. Montages non inverseurs (Noninverting amplifieur)..... 56
 - 4.3.2.2. Montage suiveur (unity gain follower)..... 56
 - 4.3.2.3. Montage inverseur (inverting amplifieur)..... 57
 - 4.3.2.4. Montage additionneur (adder)..... 57
 - 4.3.3. Filtres actifs à base d'ampli-op idéaux 58
 - 4.3.3.1. Filtre passe-bas du 1^{er} ordre (ou filtre à 20 dB/déc = 6 dB/octave) 58
 - 4.3.3.2. Filtre passe-haut du 1^{er} ordre (ou filtre à 20 dB/déc = 6 dB/octave)..... 59
 - 4.3.4. L'ampli-op idéal en régime non linéaire: montages fondamentaux..... 59
 - 4.3.4.1. Comparateurs à zéro..... 59
 - 4.3.4.2. Comparateurs à référence non nulle..... 60
 - 4.3.4.3. Comparateurs à hystérésis: Trigger de Schmitt..... 61
- 4.4. Quiz sur les AOPs 63

- Annexe: Tableau de correspondance entre les divers paramètres du quadripôle..... 64
- Annexe: Valeurs efficaces et moyennes de signaux périodiques standards..... 65

- Annexe: Théorème de Millmann et méthode des noeuds 66
- Résumé..... 67
- Bibliographie..... 67

Chapitre 1. Quadripôle, fonction de transfert, filtre et diagramme de Bode (2h)

1.1. Définition d'un quadripôle

Il peut être parfois utile de modéliser un composant ou un circuit (ensemble de composants) sous la forme de boîtes noires, dont on ne connaîtrait que les paramètres d'entrée/sortie. On peut ainsi définir le quadripôle (Figure 1) comme étant un composant à deux entrées et deux sorties, permettant le transfert d'énergie entre deux dipôles (Le concept du quadripôle a été introduit dans les années 20 par le mathématicien allemand Franz Breisig).

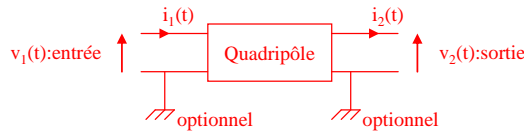


Figure 1: Représentation d'un quadripôle (avec une convention générateur en sortie)

Le quadripôle peut être défini par quatre grandeurs électriques: une tension d'entrée $v_1(t)$, un courant d'entrée $i_1(t)$, une tension de sortie $v_2(t)$ et un courant de sortie $i_2(t)$. Les deux tensions $v_1(t)$ et $v_2(t)$ sont mesurées par rapport à des bornes de référence: une borne de référence à l'entrée et une borne de référence en sortie. Dans la plupart des cas, ces deux bornes de référence n'en forment qu'une seule et constituent la masse du circuit (le potentiel de référence). L'entrée d'un quadripôle est alimentée par un circuit amont (eg. un générateur), tandis que la sortie du quadripôle alimente un circuit aval (eg. une charge). Ces circuits amont et aval peuvent également être des quadripôles. Voici (Figure 2) quelques exemples de circuits électriques que l'on peut appeler à des quadripôles.

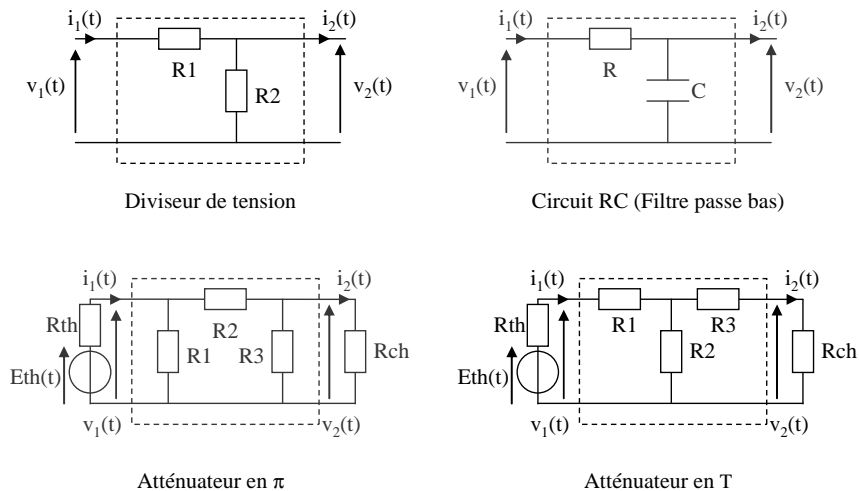


Figure 2: Exemples de circuits électriques apparentés à des quadripôles.

1.2. Modèles équivalents et identification des paramètres d'un quadripôle

Les tensions et les courants aux bornes du quadripôle sont liés par des relations linéaires ne dépendant que du quadripôle. Ces relations peuvent évidemment s'écrire de plusieurs façons en exprimant deux des grandeurs complexes V_1 , V_2 , I_1 et I_2 en fonction des deux autres. Les coefficients obtenus dans chaque cas sont appelés paramètres du quadripôle. Nous allons distinguer les différents types de paramètres (Éq. 1, Éq. 2, Éq. 3 et Éq. 4).

Éq. 1: Paramètres Y (admittance) ou en court-circuit

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ -I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

Éq. 2: Paramètres Z (impédance) ou en circuit ouvert

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ -I_2 \end{bmatrix}$$

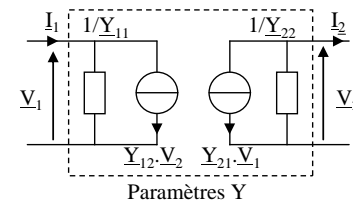
Éq. 3: Paramètres H (hybrides)

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ -I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

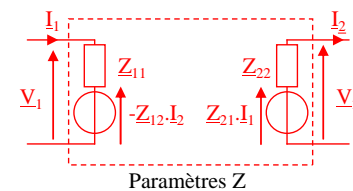
Éq. 4: Paramètres C (chaîne) ou matrice de transfert

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

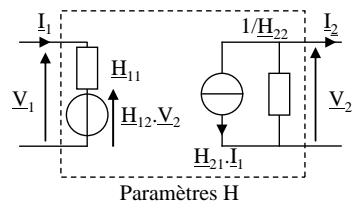
Il est souvent commode de remplacer le quadripôle par un système électrique équivalent, construit à partir de l'un des jeux de paramètres précédemment définis. Selon le jeu de paramètres utilisé, on obtiendra l'un des schémas électriques équivalents ou modèles électriques équivalents de la Figure 3.



$Y_{11} = I_1/V_1$ lorsque $V_2 = 0$ sortie en court-circuit
 $Y_{21} = I_2/V_1$ lorsque $V_2 = 0$
 $Y_{12} = I_1/V_2$ lorsque $V_1 = 0$ entrée en court-circuit
 $Y_{22} = I_2/V_2$ lorsque $V_1 = 0$



$Z_{11} = V_1/I_1$ lorsque $I_2 = 0$ sortie en circuit ouvert
 $Z_{21} = V_2/I_1$ lorsque $I_2 = 0$
 $Z_{12} = V_1/I_2$ lorsque $I_1 = 0$ entrée en circuit ouvert
 $Z_{22} = V_2/I_2$ lorsque $I_1 = 0$



$H_{11} = \frac{V_1}{I_1}$ lorsque $V_2 = 0$ sortie en court-circuit
 $H_{21} = \frac{I_2}{I_1}$ lorsque $V_2 = 0$
 $H_{12} = \frac{V_1}{V_2}$ lorsque $I_1 = 0$ entrée en circuit ouvert
 $H_{22} = \frac{I_2}{V_2}$ lorsque $I_1 = 0$

Figure 3: Différentes représentations d'un quadripôle par des modèles à deux sources liées et méthodes d'identification des paramètres.

Dans la cadre de l'électronique appliquée aux mesures physiques, on est souvent amené à calculer ou mesurer l'impédance équivalente d'entrée d'un circuit (eg. d'un circuit d'amplification d'un signal capteur) ainsi que le générateurs équivalent de Thévenin de sortie. Le modèle en Z est vraisemblablement le plus adapté à cette pratique.

1.2.1. Modèle équivalent en Z simplifié et identification des paramètres du quadripôle

Dans la plupart des cas, la source de tension qui compose le générateur de Thévenin d'entrée du modèle en Z est nulle. Nous serons donc fréquemment amenés à utiliser le modèle en Z simplifié et illustré par la Figure 4. On retrouve en entrée l'impédance Z_{11} que l'on notera Z_e (impédance d'entrée Éq. 5 ou Éq. 6) et en sortie l'impédance Z_{22} que l'on notera Z_s (impédance de sortie Éq. 8, Éq. 9 et Éq. 10) en série avec un générateur de Thévenin tel que $V_{s0} = Z_{21} \cdot I_1$ (Éq. 7).

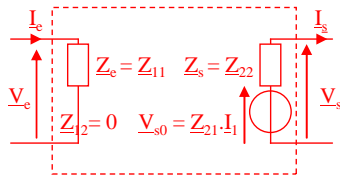


Figure 4: Modèle équivalent en Z simplifié d'un quadripôle

Éq. 5: Identification de l'impédance d'entrée

$$Z_e = \frac{V_e}{I_e} \Big|_{I_1=0}$$

Éq. 6: Identification de l'impédance d'entrée (en charge)

$$Z_{e, ch} = \frac{V_e}{I_e}$$

Éq. 7: Identification de la tension du générateur de Thévenin de sortie

$$V_{s0} = \frac{V_s}{I_s} \Big|_{I_1=0}$$

Éq. 8: Identification de l'impédance de sortie (1^{er} méthode)

$$Z_s = \frac{V_s}{I_s} \Big|_{I_1=0}$$

Éq. 9: Identification de l'impédance de sortie (2nd méthode)

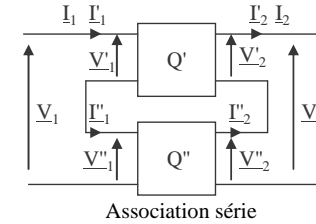
$$Z_s = \frac{V_{s0}}{I_s} \Big|_{V_s=0}$$

Éq. 10: Identification de l'impédance de sortie (3^{ème} méthode)

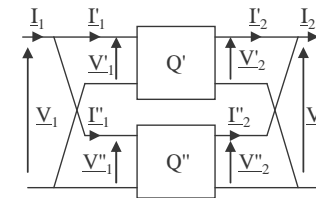
$$Z_s = Z_{ch} \text{ quand } V_s = \frac{V_{s0}}{2}$$

1.2.2. Association de quadripôles

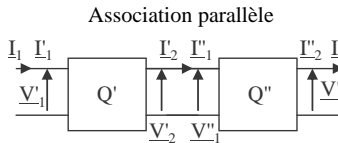
Voici résumé (Figure 5) les principales topologies d'association de quadripôle.



$$\begin{aligned}
 I_1 &= I_1' = I_1'' \\
 I_2 &= I_2' = I_2'' \\
 V_1 &= V_1' + V_1'' \\
 V_2 &= V_2' + V_2'' \\
 [Z] &= [Z'] + [Z'']
 \end{aligned}$$



$$\begin{aligned}
 V_1 &= V_1' = V_1'' \\
 V_2 &= V_2' = V_2'' \\
 I_1 &= I_1' + I_1'' \\
 I_2 &= I_2' + I_2'' \\
 [Y] &= [Y'] + [Y'']
 \end{aligned}$$



$$\begin{aligned}
 V_1' &= V_2 \\
 I_2' &= I_1'' \\
 [C] &= [C'] [C'']
 \end{aligned}$$

Association cascade

Figure 5: Association de quadripôles et loi remarquables.

1.3. Fonction de transfert d'un quadripôle

1.3.1. Définition de la fonction de transfert

Les fonctions électroniques traitent les signaux électriques dans un vaste champ de fréquence, de zéro à plusieurs dizaines de giga hertz. Pour caractériser la fonction opérée par la structure électronique sur le signal, il faut un paramètre qui permette de prévoir précisément un signal d'entrée ou de sortie "versus" un autre signal d'entrée ou de sortie et ce quelque soit la fréquence: on appelle cela la fonction de transfert du quadripôle. On peut ainsi définir six rapports de transfert entre les grandeurs de sortie et celles de l'entrée d'un quadripôle que l'on exprime sous forme complexe (Éq. 11, Éq. 12, Éq. 13, Éq. 14, Éq. 15 et Éq. 16).

Éq. 11: Gain en tension $F_v = \frac{V_s}{V_e}$

Éq. 12: Gain en courant $F_i = \frac{I_s}{I_e}$

Éq. 13: Trans-admittance $Y_T = \frac{I_s}{V_e}$

Éq. 14: Trans-impédance $Z_T = \frac{V_s}{I_e}$

Éq. 15: Admittance d'entrée $Y_e = \frac{I_e}{V_e}$

Éq. 16: Impédance d'entrée $Z_e = \frac{V_e}{I_e}$

Dans le cadre de ce cours on utilisera essentiellement le gain complexe en tension qu'on notera simplement Fonction de Transfert H dépendante de la pulsation $\omega=2\pi f$ du signal.

Éq. 17: Fonction de transfert (en tension)

$$\underline{H} = \frac{V_s}{V_e} \text{ ou encore } H(j\omega) = \frac{V_s}{V_e}$$

Cette fonction de transfert dépend forcément des composants qui constituent le quadripôle (résistances, capacités, inductances, transistors, ampli-op, etc...).

Au-delà du domaine physique de l'électronique, on utilise également cette fonction dans l'analyse des systèmes continus SISO (single-input single-output), en traitement du signal, en théorie des communications et en automatique. En mathématique on parle de transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle... vous découvrirez bientôt l'indispensable concept de la transformée de Fourier.

1.3.2. Formes explicites de la fonction de transfert

L'étude du module $H(\omega)$ (Éq. 22) et de l'argument $\varphi(\omega)$ (Éq. 23) de la fonction de transfert donne des informations utiles pour prévoir le comportement d'un quadripôle. En particulier, il s'agit de prévoir l'amplitude et la phase de la sortie en fonction de la pulsation (donc la fréquence) et/ou de l'amplitude et/ou de la phase de l'entrée. Voici un rappel des différentes formes d'écriture des nombres complexes dont fait partie la fonction de transfert \underline{H} (Éq. 18, Éq. 19, Éq. 20 et Éq. 21).

Éq. 18: FT de forme classique

$$H(j\omega) = \frac{V_s}{V_e}$$

Éq. 19: FT de forme exponentiel (Euler)

$$H(j\omega) = |H(j\omega)| e^{j\varphi}$$

Éq. 20: FT de forme trigonométrique

$$H(j\omega) = |H(j\omega)| (\cos \varphi + j \sin \varphi)$$

Éq. 21: FT de forme complexe algébrique

$$H(j\omega) = a(\omega) + j b(\omega)$$

Éq. 22: Module de la fonction de transfert

$$|H(j\omega)| = \sqrt{a^2(\omega) + b^2(\omega)}$$

Éq. 23: Déphasage de la tension Vs par rapport Ve

$$\varphi = \arg(H(j\omega)) = \arctan\left(\frac{b(\omega)}{a(\omega)}\right)$$

1.3.3. Forme canonique de la fonction de transfert

Pour des raisons de commodités les fonctions de transfert seront exprimées sous la forme canonique suivante (Éq. 24):

Éq. 24: Ecriture générale d'une fonction de transfert, forme canonique

$$H(p) = \frac{V_s}{V_e} = \alpha \cdot p^q \cdot \frac{\prod_{k=1}^K \left(1 + 2\xi_k \frac{p}{\omega_k} + \left(\frac{p}{\omega_k}\right)^2\right) \prod_{l=1}^L \left(1 + \frac{p}{\omega_l}\right)}{\prod_{m=1}^M \left(1 + 2\xi_m \frac{p}{\omega_m} + \left(\frac{p}{\omega_m}\right)^2\right) \prod_{n=1}^N \left(1 + \frac{p}{\omega_n}\right)}$$

$$\text{où } \alpha, \xi_k, \xi_m \in \mathbb{R}; \omega_k, \omega_m, \omega_l, \omega_n \in \mathbb{R}^*; q \in \mathbb{Z}; p = j\omega \in \mathbb{C}$$

On remarque que le module de $H(j\omega)$ est égal à la somme des modules des termes élémentaires en raison du logarithme. Il en va de même pour la phase, cette fois en raison de la fonction argument, nous verrons un peu plus loin en quoi cela nous est utile.

1.3.3.1. Définitions des paramètres caractéristiques

On appelle pulsation de coupure ω_c d'une fonction de transfert $H(j\omega)$ du premier ordre (p à la puissance 1), la pulsation pour laquelle le gain H_{db} est tel que (Éq. 25) :

Éq. 25: Définition de la pulsation de coupure d'une fonction de transfert du 1^{er} ordre

$$|H(j\omega_c)|_{db} = 20 \log(|H(j\omega)|_{\max} / \sqrt{2}) = H_{db} \max - 3_{db}$$

(cf Application Numérique de l'Éq. 43)

On appelle fréquence de coupure d'une fonction de transfert $H(j\omega)$ du premier ordre, la fréquence associée à la pulsation de coupure ω_c tel que (Éq. 26) :

Éq. 26: Définition de la fréquence de coupure

$$f_c = \omega_c / 2\pi$$

On appelle bande passante BP d'une fonction de transfert $H(j\omega)$, la gamme des fréquences pour lesquelles le gain de la fonction de transfert est compris entre son maximum et -3db relatif

On appelle constante de temps τ d'une fonction de transfert $H(j\omega)$ du premier ordre, l'inverse de la pulsation de coupure ω_c tel que (Éq. 27):

Éq. 27: Définition de la constante de temps d'une fonction de transfert du 1^{er} ordre

$$\tau = 1 / \omega_c \Leftrightarrow \tau = 1 / 2\pi f_c$$

On appelle gain statique H_0 d'une fonction de transfert $H(j\omega)$, le gain lorsque la pulsation tend vers 0 (Éq. 28):

Éq. 28: Définition du gain statique

$$|H(j\omega)|_{\omega \rightarrow 0} = |H(p)|_{p \rightarrow 0} = H_0$$

On appelle facteur de mérite ou produit gain-bande d'une fonction de transfert $H(j\omega)$ de type passe bas, le produit caractéristique tel que (Éq. 28):

Éq. 29: Définition du facteur de mérite

$$F = H_0 \cdot f_c = |H(j \cdot 2\pi f)|_{f=1} \cdot f$$

Ces paramètres caractéristiques peuvent être aisément identifiés sur la base d'une fonction de transfert écrite sous forme canonique (Éq. 30) :

Éq. 30: Rappel des principaux paramètres d'une fonction de transfert

$$H(p) = \frac{V_s}{V_e} = \alpha \cdot p^q \cdot \frac{\prod_{k=1}^K \left(1 + 2\xi_k \frac{p}{\omega_k} + \left(\frac{p}{\omega_k} \right)^2 \right) \prod_{l=1}^L \left(1 + \frac{p}{\omega_l} \right)}{\prod_{m=1}^M \left(1 + 2\xi_m \frac{p}{\omega_m} + \left(\frac{p}{\omega_m} \right)^2 \right) \prod_{n=1}^N \left(1 + \frac{p}{\omega_n} \right)}$$

Annotations: Gain statique (α), Coefficient d'amortissement (ξ), Pulsations de coupures (ω), Pulsations propres (ω).

1.3.4. Exemple de calcul d'une fonction de transfert d'un circuit RC

Soit le quadripôle (Figure 6) excité par une entrée sinusoïdale: $v_e(t)$ (Éq. 31) que l'on peut aussi écrire sous forme complexe: \underline{V}_e (Éq. 32)

Éq. 31: Forme temporelle $v_e(t) = E_0 \cdot \cos(\omega t)$

Éq. 32: Forme complexe $v_e(t) = \Re[\underline{V}_e \cdot e^{j\omega t}]$ avec $\underline{V}_e = E_0 \cdot e^{j\varphi} = E_0$ car $\varphi = 0$

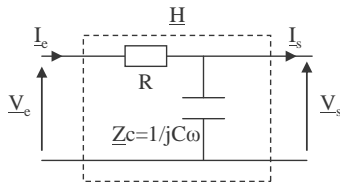


Figure 6: Circuit RC

Par application des lois d'électrocinétiques classiques (ici la méthode du pont diviseur de tension est particulièrement appropriée) on obtient la relation entre les tensions \underline{V}_e et \underline{V}_s (Éq. 33).

Éq. 33: Pont diviseur de tension $\underline{V}_s = \underline{V}_e \cdot \frac{Z_C}{R + Z_C}$

Dés lors il nous est aisé de mettre cette relation sous la forme d'une fonction de transfert de gain en tension (Éq. 34).

Éq. 34: Fonction de transfert $\underline{H} = \frac{\underline{V}_s}{\underline{V}_e} = \frac{Z_C}{R + Z_C} \Leftrightarrow H(j\omega) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 + jRC\omega}$

où $\omega_n = \frac{1}{RC}$ et $\alpha = 1$

1.4. Le filtre (électronique)

1.4.1. Notion de filtrage

Un filtre est un quadripôle qui modifie (ou filtre) certaines parties d'un signal d'entrée dans le domaine temps et dans le domaine fréquence. D'après la théorie de Fourier, tout signal réel peut être considéré comme composé d'une somme de signaux sinusoïdaux (en nombre infini si nécessaire) à des fréquences différentes; le rôle du filtre est de modifier la phase et l'amplitude de ces composantes. Un filtre est caractérisé par sa fonction de transfert. On parle aussi de réponse fréquentielle ou encore de transformée de Laplace de la réponse impulsionnelle.

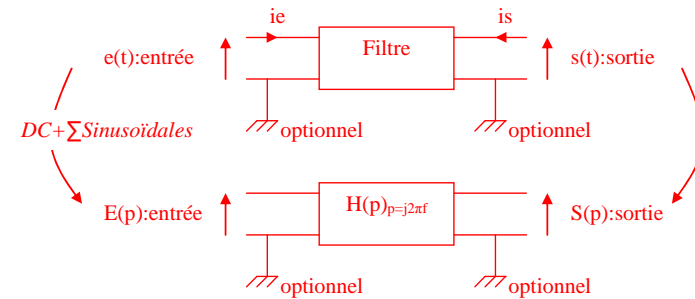
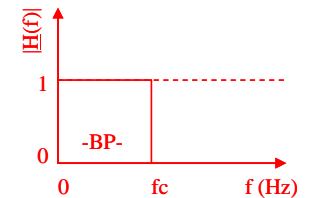


Figure 7: Représentation d'un filtre dans l'espace des fréquences

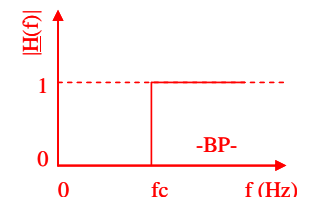
1.4.2. Classification des filtres

On peut classer les filtres à partir de la représentation de leur gain en fonction de la fréquence. Les filtres les plus courants sont de l'un des cinq types suivants : passe-bas, passe-haut, passe-bande, réjecteur de bande et enfin passe tout.

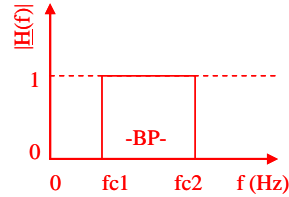
Un filtre passe-bas laisse passer toutes les fréquences entre la fréquence nulle et la fréquence de coupure f_c et atténue toutes les fréquences supérieures à celle-ci. Avec un filtre passe-bas, les fréquences comprises entre la fréquence nulle et f_c forment la bande passante du filtre (BP). Il est très utilisé en audio, pour atténuer les aigues.



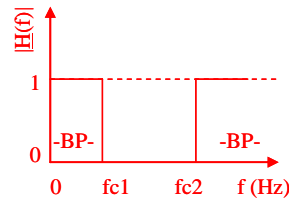
Un filtre passe-haut atténue toutes les fréquences entre la fréquence nulle et la fréquence de coupure f_c et laisse passer toutes les fréquences supérieures à celle-ci. Avec un filtre passe-haut, les fréquences comprises entre la fréquence de coupure f_c et la fréquence infinie forment la bande passante du filtre. Il est très utilisé en audio, pour atténuer les graves.



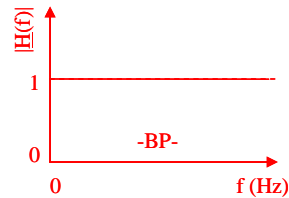
Un filtre passe-bande laisse passer les fréquences comprises entre la fréquence de coupure inférieure f_{c1} et la fréquence de coupure supérieure f_{c2} . La bande passante (appelée encore ici largeur de bande) comporte toutes les fréquences comprises entre f_{c1} et f_{c2} . Il est très utilisé dans les récepteurs radio pour isoler le signal que l'on désire capter.



Un filtre réjecteur de bande, aussi appelé filtre trappe, cloche ou coupe-bande, laisse passer les fréquences entre la fréquence nulle et la fréquence de coupure inférieure f_{c1} ainsi que les fréquences entre la fréquence de coupure supérieure f_{c2} et la fréquence infinie. La bande de fréquences atténuées ou "coupées" se situe donc entre f_{c1} et f_{c2} . Il est très utilisé pour supprimer le signal parasite du secteur (50 Hz).



Un filtre passe tout laisse passer toutes les fréquences entre 0 et l'infini. Il n'y a aucune atténuation pour aucune fréquence, mais il provoque un déphasage par rapport au signal d'entrée.



Techniquement, un filtre peut être réalisé de différentes manières : passive, active ou numérique...

Les filtres passifs sont réalisés avec des résistances, des inductances et des condensateurs. Ils sont généralement utilisés au-dessus de 1 MHz, leur gain maximum est égal à 1 (on dit qu'ils n'ont pas de gain en puissance).

Les filtres actifs sont réalisés avec des résistances, des condensateurs et des ampli-op. Contrairement à leurs homologues passifs, les filtres actifs possèdent un gain. Ils remplissent donc deux fonctions: filtrage et amplification des signaux dans la bande passante. Les filtres actifs sont généralement utilisés à des fréquences inférieures au MHz.

1.5. Diagramme de Bode

1.5.1. Définition du diagramme de Bode

Le diagramme de Bode est une représentation graphique d'une fonction complexe (eg. la fonction de transfert $H(j\omega)$) utile à l'étude des filtres. Cette représentation comprend deux grandeurs tracées en fonction de la pulsation (ou fréquence) que l'on appelle parfois spectres:

Le gain (ou l'amplitude) $|H|$ en db, donné par la formule: $H_{db} = 20 \log |H(j\omega)|$;

La phase ϕ en degré, donnée par la formule: $\phi = \arg (H(j\omega))$;

L'échelle des pulsations est logarithmique et est exprimée en rad/s.

1.5.2. Exemple de diagramme de Bode d'une fonction de transfert d'un circuit RC

On rappelle dans l'Éq. 35 la fonction de transfert du circuit RC de la Figure 8. Le diagramme de Bode qui permet de représenter graphiquement les caractéristiques fréquentielles de ce circuit est ainsi obtenu en traçant d'une part le gain $H_{db} = 20 \log |H(j\omega)| = -10 \log [1 + (RC\omega)^2]$ et d'autre part la phase $\phi = \arg (H(j\omega)) = -\arctg (RC\omega)$, en fonction de la pulsation ω dans une échelle logarithmique (Figure 9).

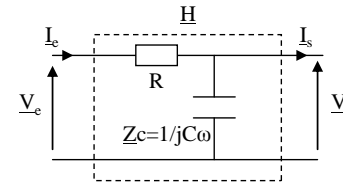


Figure 8: Circuit RC

Éq. 35: Fonction de transfert
$$\underline{H} = \frac{V_s}{V_c} = \frac{Z_c}{R + Z_c} \Leftrightarrow H(j\omega) = \frac{V_s}{V_c} = \frac{1}{1 + jRC\omega}$$

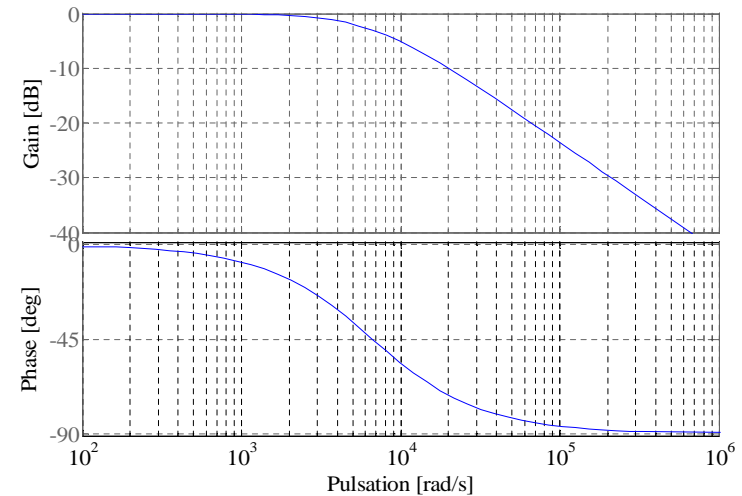


Figure 9: Diagramme de Bode d'un circuit RC=150 μ s

Ces représentations logarithmiques ont de multiples intérêts: elles permettent entre autres des tracés sur des étendues d'amplitude et de fréquence importantes et révèlent des comportements quadratiques sous forme de droites affines comme l'illustre la Figure 10.

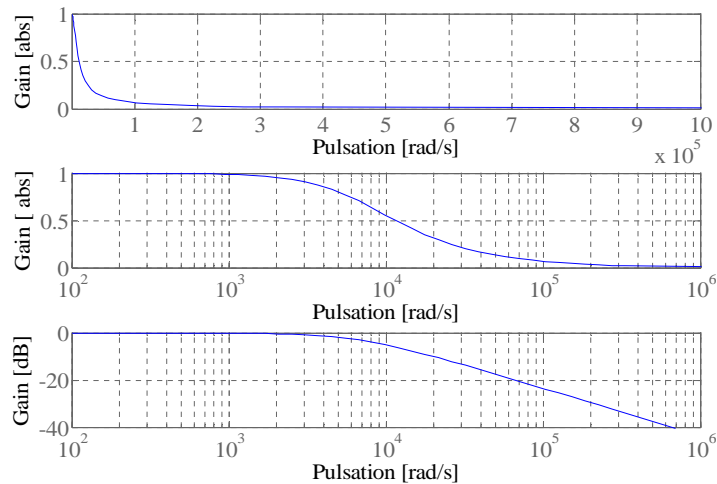


Figure 10: Illustration de l'utilité de l'échelle logarithmique dans la représentation graphique d'une fonction de transfert sur des étendues d'amplitude et de fréquence importantes

1.5.3. Méthode de tracé du diagramme de Bode (diagramme asymptotique)

Pour réaliser le diagramme de Bode il faut faire une **étude préalable de la fonction $H(j\omega)$** , en d'autres termes il s'agit de **rechercher les directions asymptotiques de $H(j\omega)$** .

1.5.3.1. Résumé de la méthode

- (1) Mise sous forme canonique de la fonction de transfert
- (2) Approximation de la fonction de transfert: $\omega \rightarrow 0$;
- (3) Approximation de la fonction de transfert: $\omega \rightarrow \infty$;
- (4) Ecriture des équations du Gain H_{db} et de la phase φ correspondants
- (5) Calcul du gain et de la phase au point particulier ω tel que p/ω_c (k_{im} ou n) = j
- (6) Tracé des asymptotes, du point particulier et de fonction réel à main levée

1.5.3.2. Application de la méthode au cas du circuit RC de la Figure 8

(1) Mise sous forme canonique de la fonction de transfert (Éq. 36):

Éq. 36: Fonction de transfert du circuit RC sous forme canonique $H(p) = \frac{1}{1 + RC \cdot p}$

(2) Approximation de la fonction de transfert $\omega \rightarrow 0$ (Éq. 37)

Éq. 37: Approximation de la Fonction de transfert $q\omega \rightarrow 0$ $H(p)_{p \rightarrow 0} \approx 1$

(3) Approximation de la fonction de transfert $\omega \rightarrow \infty$ (Éq. 38)

Éq. 38: Approximation de la Fonction de transfert $q\omega \rightarrow \infty$ $H(p)_{p \rightarrow \infty} \approx \frac{1}{RC \cdot p}$

(4) Ecriture des équations du Gain H_{db} et de la phase φ correspondants

Éq. 39: Gain $q\omega \rightarrow 0$ $H_{db} \approx 20 \cdot \log(1) = 0$

Éq. 40: Gain $q\omega \rightarrow \infty$ $H_{db} \approx 20 \cdot \log\left(\frac{1}{RC \cdot \omega}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{1}{RC}\right) - 20 \cdot \log(\omega)$

Ce qui correspond à une fonction affine (dans un repère où les abscisses sont en échelle logarithmique) de pente $-20_{db}/\text{décades}$ et passant par $H_{db}=0$ en $\omega = 1/RC$.

Éq. 41: Phase $q\omega \rightarrow 0$ $\varphi \approx \arg(1) = 0^\circ$

Éq. 42: Phase $q\omega \rightarrow \infty$ $\varphi \approx \arg\left(\frac{1}{j \cdot RC \cdot \omega}\right) = -90^\circ$

(5) Calcul du gain et de la phase au point particulier

Éq. 43: Gain $q\omega = \omega_c = 1/RC$ $H_{db} = 20 \cdot \log\left(\frac{1}{\sqrt{1+1}}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) = -3_{db}$

Éq. 44: Phase $q\omega = \omega_c = 1/RC$ $\varphi = \arg\left(\frac{1}{1+j}\right) = -\arctg(1) = -45^\circ$

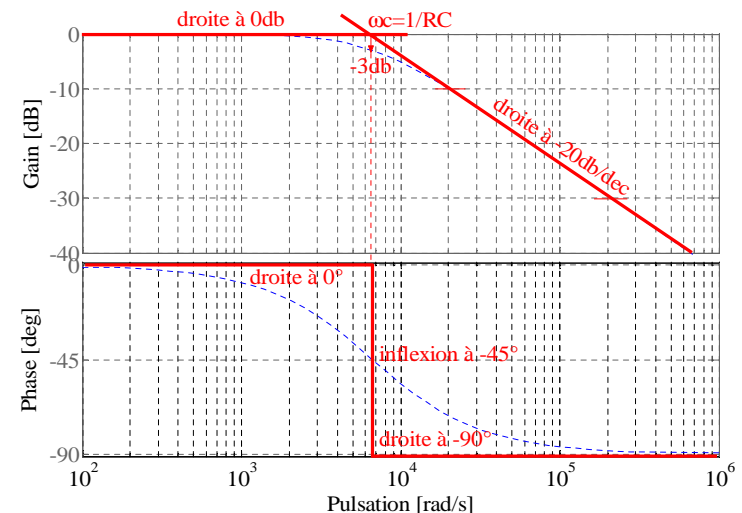


Figure 11: (6) Diagramme asymptotique superposée au digramme de Bode d'un circuit RC=150 μs

Sur le tracé du gain, la courbe réelle se situe à 3 dB du tracé asymptotique pour $\omega = \omega_c$ et se rapproche à 1 dB pour $\omega = \omega_c/2$ et $2 \omega_c$. Le tracé asymptotique est souvent suffisant pour caractériser la réponse du quadripôle. L'observation du tracé du gain permet de caractériser la réponse du quadripôle vis à vis de la pulsation des signaux. Dans l'exemple ci-dessus (**Figure 11**) il s'agit d'un "filtre passe bas" dont la bande passante s'étend de 0 à ω_c . La pulsation particulière ω_c sera plus souvent désignée comme pulsation de coupure marquant le fréquence seuil à partir de laquelle l'atténuation dépasse les 1/√2 ou les -3db équivalents.

1.5.4. Diagrammes de Bode des fonctions de transferts élémentaires

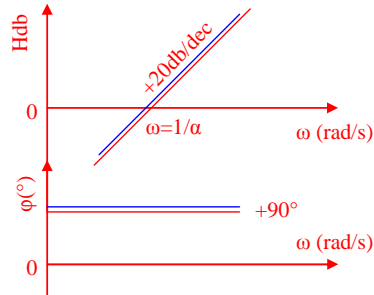
1.5.4.1. Fonction dérivateur pur

Éq. 45: Fonction dérivateur pur $H(p) = \alpha \cdot p$

$H_{db} = 20 \cdot \log(\alpha \cdot \omega) = 20 \cdot \log(\alpha) + 20 \log(\omega)$

$H_{db \omega=1/\alpha} = 0db$

$\varphi = \arg(\alpha \cdot j\omega) = +90^\circ$



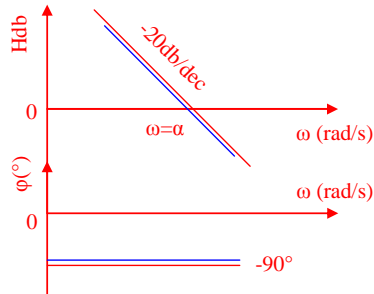
1.5.4.2. Fonction intégrateur pur

Éq. 46: Fonction intégrateur pur $H(p) = \alpha \cdot \frac{1}{p}$

$H_{db} = 20 \cdot \log(\frac{\alpha}{\omega}) = 20 \cdot \log(\alpha) - 20 \log(\omega)$

$H_{db \omega=\alpha} = 0db$

$\varphi = \arg(\frac{\alpha}{j\omega}) = -90^\circ$



1.5.4.3. Fonction passe bas du 1^{er} ordre

Éq. 47: Fonction passe bas 1^{er} ordre $H(p) = \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_c}}$

$H_{db \omega \rightarrow 0} = 20 \cdot \log(1) = 0db$

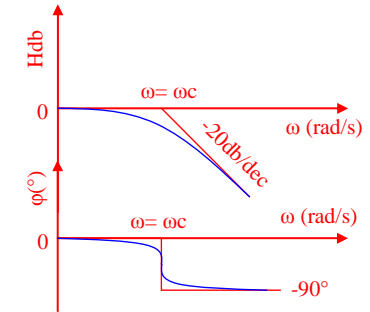
$H_{db \omega = \omega_c} = -3db$

$H_{db \omega \rightarrow \infty} = 20 \cdot \log(\frac{1}{\omega}) = 20 \cdot \log(\omega_c) - 20 \log(\omega)$

$\varphi_{\omega \rightarrow 0} = \arg(1) = 0^\circ$

$\varphi_{\omega = \omega_c} = \arg(\frac{1}{1 + j}) = -45^\circ$

$\varphi_{\omega \rightarrow \infty} = \arg(\frac{1}{j\omega}) = -90^\circ$



1.5.4.4. Fonction passe haut du 1^{er} ordre

Éq. 48: Fonction passe haut 1^{er} ordre $H(p) = \frac{p}{\omega_c + \frac{p}{\omega_c}}$

$H_{db \omega \rightarrow 0} = 20 \cdot \log(\frac{\omega}{\omega_c}) = 20 \cdot \log(\omega) + 20 \cdot \log(\frac{1}{\omega_c})$

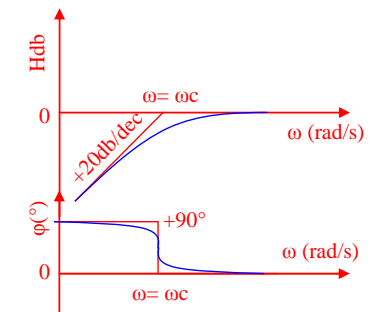
$H_{db \omega = \omega_c} = -3db$

$H_{db \omega \rightarrow \infty} = 20 \cdot \log(1) = 0db$

$\varphi_{\omega \rightarrow 0} = \arg(j \frac{\omega}{\omega_c}) = +90^\circ$

$\varphi_{\omega = \omega_c} = \arg(\frac{j}{1 + j}) = -45^\circ$

$\varphi_{\omega \rightarrow \infty} = \arg(1) = 0^\circ$



1.5.4.5. Fonction passe bas du 2^{ème} ordre

Éq. 49: Fonction passe bas 2^{ème} ordre $H(p) = \frac{1}{1 + 2\xi \frac{p}{\omega_0} + \left(\frac{p}{\omega_0}\right)^2}$

$H_{db \omega \rightarrow 0} = 20 \cdot \log(1) = 0db$

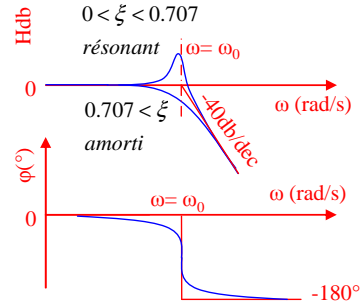
$H_{db \omega = \omega_c} = 20 \cdot \log\left(\frac{1}{2\xi}\right)$

$H_{db \omega \rightarrow \infty} = 20 \cdot \log\left(\frac{1}{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}\right) = 40 \cdot \log(\omega_0) - 40 \log(\omega)$

$\varphi_{\omega \rightarrow 0} = \arg(1) = 0^\circ$

$\varphi_{\omega = \omega_c} = \arg\left(\frac{1}{2\xi \cdot j}\right) = -90^\circ$

$\varphi_{\omega \rightarrow \infty} = \arg\left(-\frac{1}{\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}\right) = -180^\circ$



1.5.4.6. Fonction passe haut du 2^{ème} ordre

Éq. 50: Fonction passe haut 2^{ème} ordre $H(p) = \frac{\left(\frac{p}{\omega_0}\right)^2}{1 + 2\xi \frac{p}{\omega_0} + \left(\frac{p}{\omega_0}\right)^2}$

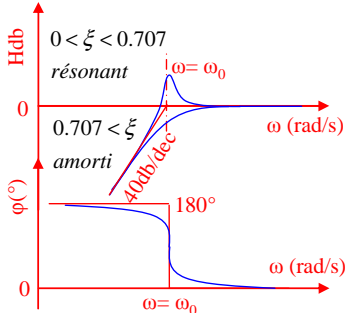
$H_{db \omega \rightarrow 0} = 20 \cdot \log\left(\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right) = 40 \log(\omega) - 40 \log(\omega_0)$

$H_{db \omega = \omega_c} = 20 \cdot \log\left(\frac{1}{2\xi}\right)$

$H_{db \omega \rightarrow \infty} = 20 \cdot \log(1) = 0db$

$\varphi_{\omega \rightarrow 0} = \arg\left(-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right) = 180^\circ$

$\varphi_{\omega = \omega_c} = \arg\left(\frac{-1}{2\xi \cdot j}\right) = 90^\circ$ $\varphi_{\omega \rightarrow \infty} = \arg(1) = 0^\circ$



1.5.4.7. Quelques règles de calculs

La plupart des fonctions de transfert $H(j\omega)$ peuvent se décomposer en un produit de fonctions élémentaires du premier ou du second degré. Cela revient à mettre en cascade plusieurs quadripôles élémentaires.

En échelle logarithmique, le gain total est alors la somme des gains élémentaires (exprimé en dB) et l'argument total est la somme des arguments élémentaires (Éq. 51)

Éq. 51: Règle de calcul de gain et de phase de fonctions complexes à partir de fonctions élémentaires

$$H(j\omega) = H_1(j\omega) \cdot H_2(j\omega) \dots H_n(j\omega)$$

$$\Leftrightarrow H(j\omega) = |H_1| e^{j\varphi_1(\omega)} |H_2| e^{j\varphi_2(\omega)} \dots |H_n| e^{j\varphi_n(\omega)}$$

$$\Leftrightarrow H(j\omega) = |H_1| |H_2| \dots |H_n| e^{j\varphi_1} e^{j\varphi_2} \dots e^{j\varphi_n} = |H| e^{j\varphi}$$

avec $|H| = \prod_{k=1}^n |H_k|$ et $\varphi = \sum_{k=1}^n \varphi_k$

$$|H|_{dB} = 20 \log|H| = |H_1|_{dB} + |H_2|_{dB} \dots + |H_n|_{dB}$$

Le diagramme de Bode de la fonction transfert (eg. Éq. 48) peut ainsi s'obtenir par addition des diagrammes élémentaires (Éq. 45 et Éq. 47) (Figure 12).

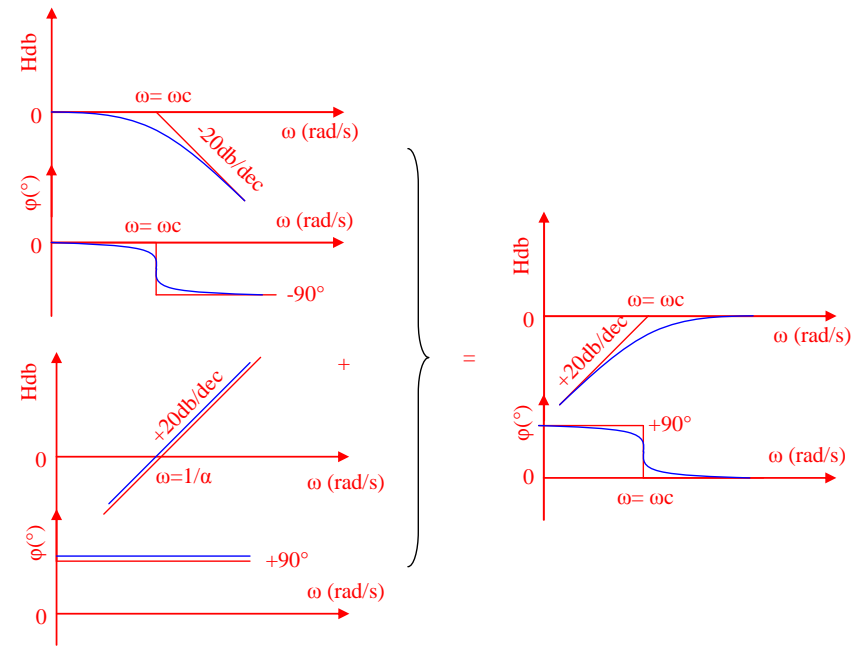


Figure 12: Construction d'un diagramme à partir de diagrammes de fonctions élémentaires

1.6. Quiz sur les outils d'analyse appliqués à l'électronique

- Qu'est ce qu'un quadripôle ?
- A quoi sert ce formalisme ?
- Quel est le modèle équivalent d'un quadripôle paramétré en Z ?
- Comment identifie-t-on les paramètres du modèle en Z simplifié ?
- Quelles sont les trois principales formes d'association des quadripôles ?
- Qu'est ce qu'une fonction de transfert ?
- Qu'est ce qu'une fonction de transfert de type gain en tension ?
- Quelle est la forme canonique la plus universelle des fonctions de transfert ?
- A quoi sert ce formalisme ?
- Qu'est ce que la pulsation de coupure (sous entendu d'une FT du 1^{er} ordre) ?
- Qu'est ce que la fréquence de coupure (sous entendu d'une FT du 1^{er} ordre) ?
- Qu'est ce que la bande passante ?
- Qu'est ce que la constante de temps (sous entendu d'une FT du 1^{er} ordre) ?
- Qu'est ce que le gain statique ?
- Qu'est ce que le facteur de mérite ?
- Qu'elle est la fonction de transfert d'un circuit RC (entrée sur RC et sortie sur C) ?
- Quels sont les paramètres d'identification à la forme canonique de cette FT ?
- Qu'est ce qui caractérise un filtre actif ?
- Qu'est ce qui caractérise un filtre passif ?
- Quelles sont les 5 principales classes de filtre ?
- Qu'est ce qu'un diagramme de Bode ?
- Quel est l'intérêt de cette représentation ?
- Quelle est la méthode du tracé du diagramme de Bode asymptotique ?
- Quel est le diagramme de Bode asymptotique et réel (à main levée) du circuit RC (entrée sur RC et sortie sur C) ?
- Quels sont les diagrammes asymptotiques des 6 principales FT élémentaires ?
- Quelle est la règle de construction du diagramme d'un produit de FT ?

Chapitre 2. Diodes à semi-conducteur et montages usuels (2h)

2.1. Semi-conducteurs

Cette section, essentiellement descriptive, a pour objet de donner au lecteur des modèles simples de semi-conducteurs intrinsèques et extrinsèques de type n ou de type p. La connaissance de ces modèles permet, par la suite, de rendre compte du comportement des dispositifs à semi-conducteurs tels que diode, transistor bipolaire, transistors à effet de champ, etc...

Dans les matériaux isolants, les atomes ne possèdent pas d'électrons libres (leur orbite de valence contient 8 électrons fortement liés au noyau et ne peuvent se libérer pour se trouver dans la bande d'énergie de conduction. Par conséquent, ces matériaux ne peuvent pas véhiculer de courants.

Nous allons voir dans le paragraphe suivant que certains matériaux tels que le silicium (silicon en anglais) ou le germanium sont des mauvais conducteurs à la température ambiante. En d'autres termes, les courants véhiculés sont trop faibles pour qu'ils soient d'une quelconque utilité. Ces matériaux ne sont donc pas des bons isolants, ni des bons conducteurs, ils sont donc "des semi-conducteurs".

2.1.1. Description d'un semi-conducteur intrinsèque

Un cristal de semi-conducteur intrinsèque est un solide dont les noyaux atomiques sont disposés aux nœuds d'un réseau géométrique régulier. La cohésion de cet édifice est assurée par les liens de valence qui résultent de la mise en commun de deux électrons appartenant chacun à deux atomes voisins de la maille cristalline. Les atomes de semi-conducteur sont tétravalents et le cristal peut être représenté par le réseau de la Figure 13:

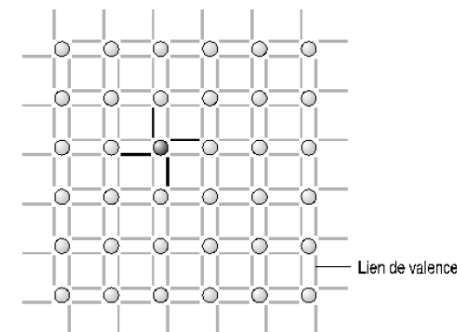


Figure 13: Semi-conducteur intrinsèque

L'électron qui possède une énergie suffisante peut quitter la liaison de valence pour devenir un électron libre. Il laisse derrière lui un trou qui peut être assimilé à une charge libre positive; en effet, l'électron quittant la liaison de valence à laquelle il appartenait démasque une charge positive du noyau correspondant. Le trou peut être occupé par un autre électron de valence qui laisse, à son tour, un trou derrière lui: tout se passe comme si le trou s'était déplacé, ce qui lui vaut la qualification de charge libre. La création d'une paire électron libre - trou est appelée génération alors qu'on donne le nom de recombinaison au mécanisme inverse.

La température est une mesure de l'énergie cinétique moyenne des électrons dans le solide. On comprend dès lors que la concentration des électrons libres et des trous dépende très fortement de la température. A titre d'exemple, le silicium dont le nombre volumique d'atomes est de $5.10^{22} \text{ cm}^{-3}$, présente à 300K (27° C) un nombre volumique d'électrons libres et de trous de $1,5.10^{10} \text{ cm}^{-3}$, soit une paire électron libre - trou pour $3,3.10^{12}$ atomes. Le nombre volumique des atomes dans le germanium est de $4,4.10^{22} \text{ cm}^{-3}$. A 300K, le nombre volumique des électrons libres et des trous est $2,5.10^{13} \text{ cm}^{-3}$, soit une paire électron libre - trou pour $1,8.10^9$ atomes.

2.1.2. Description d'un semi-conducteur extrinsèque de type n

Un semi-conducteur dans lequel on aurait substitué à quelques atomes tétravalents des atomes pentavalents est dit extrinsèque de type n (Figure 14)

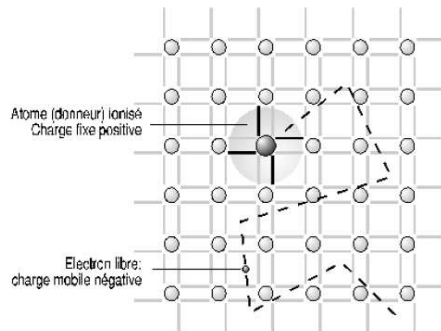


Figure 14: Semi-conducteur de type n

Quatre électrons de la couche périphérique de l'atome pentavalent prennent part aux liens de valence alors que le cinquième, sans attache, est libre de se mouvoir dans le cristal. L'électron libre ainsi créé neutralise la charge positive, solidaire du réseau cristallin, qu'est l'atome pentavalent ionisé.

Le dopage est l'action qui consiste à rendre un semi-conducteur extrinsèque. Par extension, ce terme qualifie également l'existence d'une concentration d'atomes étrangers: on parle de dopage de type n. On donne le nom d'impuretés aux atomes étrangers introduits dans la maille cristalline. Dans le cas d'un semi-conducteur extrinsèque de type n, les impuretés sont appelées donneurs car chacune d'entre elles donne un électron libre.

Les dopages courants sont d'environ 10^{16} à 10^{18} atomes cm^{-3} . On peut admettre que le nombre volumique des électrons libres est égal au nombre volumique des impuretés et que le nombre volumique des trous (charges libres positives) est négligeable. Etant données ces considérations, on établit le modèle de semi-conducteur représenté par la Figure 15 dans lequel n'apparaissent que les charges essentielles, à savoir: les électrons libres et les donneurs ionisés. Les charges fixes sont entourées d'un cercle.

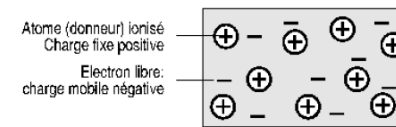


Figure 15: Semi-conducteur de type n (modèle)

2.1.3. Description d'un semi-conducteur extrinsèque de type p

Si l'on introduit des atomes trivalents dans le réseau cristallin du semi-conducteur, les trois électrons de la couche périphérique de l'impureté prennent part aux liens de valence, laissant une place libre. Ce trou peut être occupé par un électron d'un autre lien de valence qui laisse, à son tour, un trou derrière lui. L'atome trivalent est alors ionisé et sa charge négative est neutralisée par le trou (Figure 16). Le semi-conducteur est alors extrinsèque de type p.

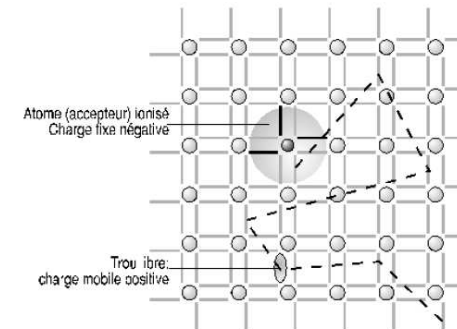


Figure 16: Semi-conducteur de type p

Les impuretés, dans un semi-conducteur extrinsèque de type p sont appelées accepteurs au vu de leur propriété d'accepter un électron situé dans un lien de valence.

On peut faire les mêmes considérations qu'au paragraphe précédent concernant le nombre volumique des trous: il est approximativement égal au nombre volumique des impuretés. Le nombre volumique des électrons libres est alors considéré comme négligeable. Il s'ensuit un modèle, représenté par la Figure 17, dans lequel n'apparaissent que les charges prépondérantes: les trous et les accepteurs ionisés.

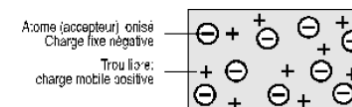


Figure 17: Semi-conducteur de type p (modèle)

Il faut remarquer que le semi-conducteur extrinsèque, type p ou type n, est globalement neutre. On peut le comparer à un réseau géométrique dont certains noeuds sont chargés et dans lequel stagne un gaz de charges mobiles qui neutralise les charges fixes du réseau. On élargit, par la suite, la notion de semi-conducteur de type n à un semi-conducteur

dont le nombre volumique des donneurs l'emporte sur celui des accepteurs et celle de semi-conducteur de type p à un semi-conducteur dans lequel le nombre volumique des accepteurs est prépondérant.

2.1.4. La jonction pn

Soit le semi-conducteur à dopage non uniforme de la **Figure 18** qui présente une région p à nombre volumique d'atomes accepteurs constant suivie immédiatement d'une région n à nombre volumique inférieur de donneurs constant également. La surface de transition entre les deux régions est appelée jonction pn abrupte. Du fait de la continuité du réseau cristallin, les gaz de trous de la région p et d'électrons de la région n ont tendance à uniformiser leur concentration dans tout le volume à disposition. Cependant, **la diffusion des trous vers la région n et des électrons libres vers la région p provoque un déséquilibre électrique si bien que, dans la zone proche de la jonction, la neutralité électrique n'est plus satisfaite.** On trouve, dans la région p, des atomes accepteurs et des électrons, soit une charge locale négative, et dans la région n, des atomes donneurs et des trous, soit une charge locale positive. **Il s'est donc créé un dipôle aux abords de la jonction et, conjointement, un champ électrique. Une fois l'équilibre atteint, ce champ électrique est tel qu'il s'oppose à tout déplacement global de charges libres.**

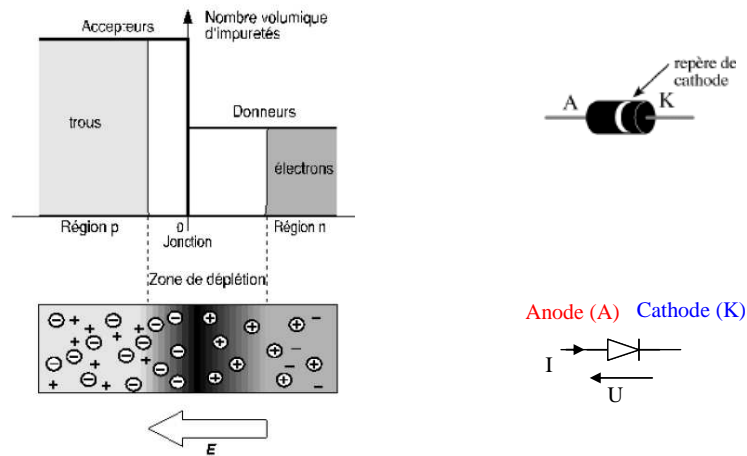


Figure 18: Structure et symbole d'une diode à jonction pn

La région dans laquelle la neutralité n'est pas satisfaite est appelée zone de déplétion ou zone de charge spatiale alors que les autres régions sont dites régions neutres. **Le champ électrique interne créé par le dipôle est nommé champ de rétention de la diffusion** car il s'oppose à toute diffusion des charges mobiles.

Généralement, la concentration des charges mobiles dans la zone de charge spatiale est négligeable vis-à-vis du nombre volumique des charges fixes. On idéalise cet état de fait et l'on admet qu'il n'y a pas de charge mobile dans la zone de déplétion (**Figure 18**).

Il existe, entre la région p et la région n, une barrière de potentiel énergétique pour les charges mobiles (**Figure 19**). L'existence de cette barrière se traduit par une différence de potentiel électrique liée au champ de rétention de la diffusion. **L'existence de la barrière de potentiel est mise en évidence par le travail $W_p = q \cdot U_{AK}$ qu'il faut fournir pour faire passer un trou de la région neutre p à la région neutre n ou pour faire passer un électron en sens contraire.** Pour une jonction pn au silicium avec un dopage $NA = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ dans la région p et un dopage $ND = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ dans la région n, la hauteur de la barrière de potentiel à 300 K (27°C) à l'équilibre vaut 872 mV. La hauteur de la barrière de potentiel à l'équilibre est telle que les trous qui sont dans la région p ont une énergie moyenne qui n'est juste pas suffisante pour leur permettre de passer la barrière de potentiel. Il en va de même pour les électrons qui se trouvent dans la région n.

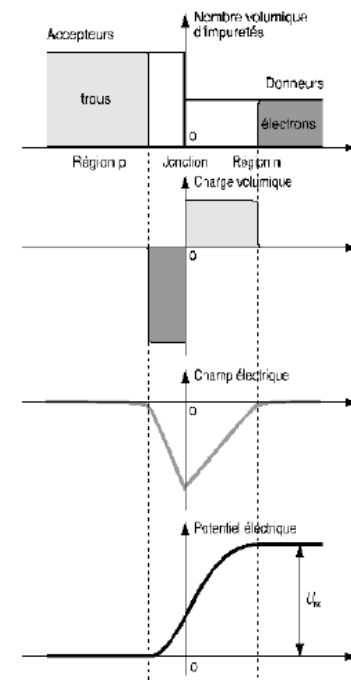


Figure 19: Grandeurs spécifiques dans une jonction pn

2.2. Caractéristiques électriques de la jonction pn: La diode

Si l'on applique une tension U négative à la jonction (U^- en p et U^+ en n), cette tension se reporte presque entièrement à la zone de déplétion qui présente une résistivité très grande vu la quasi-absence de charges mobiles. Ainsi cette tension U négative (**Figure 20**, **Figure 21**) renforce le champ de rétention de la diffusion et augmente, par conséquent, la hauteur de la barrière de potentiel, de telle sorte "qu'aucune" charge libre ne traverse la zone de charge spatiale. **La jonction pn est à la base du composant que l'on appelle: diode. Le coté de la diode dopée p est appelé anode et le coté dopée n est appelé cathode.**

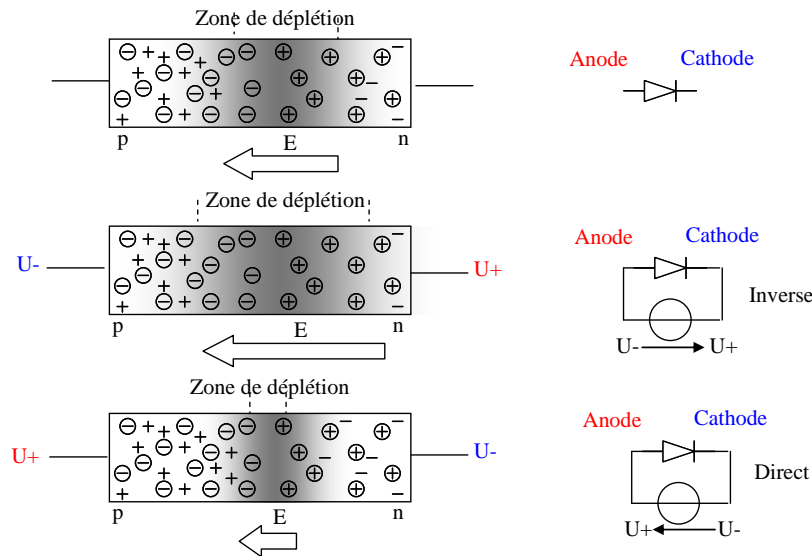


Figure 20: Polarisation de la jonction: modèle physique

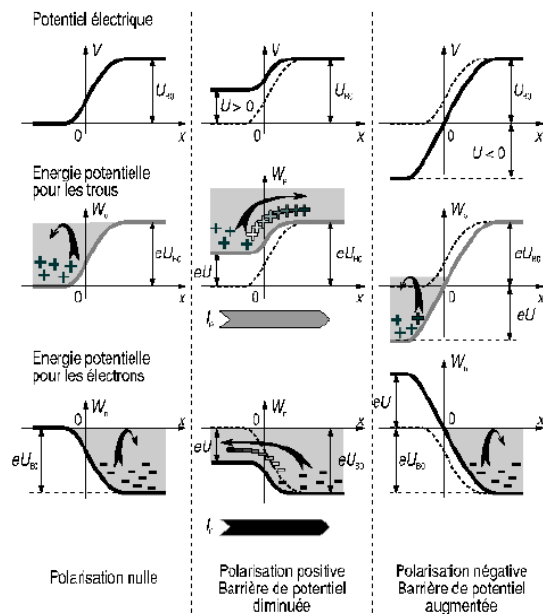


Figure 21: Polarisation de la jonction: modèle énergétique

Au contraire, si l'on applique une tension U positive ($U+$ en p et $U-$ en n), le champ électrique de rétention de la diffusion est diminué et les charges mobiles qui ont une énergie supérieure à celle que représente la hauteur de la barrière de potentiel peuvent traverser la zone de charge spatiale. Il est utile, ici, de se rappeler que l'énergie moyenne des charges mobiles est liée à la notion de température et qu'à température donnée, cette énergie est constante.

L'application d'une tension qui diminue la hauteur de la barrière de potentiel par rapport à l'équilibre est appelée polarisation directe par opposition à la polarisation inverse qui augmente la hauteur de la barrière de potentiel par rapport à l'équilibre.

Une polarisation directe permet le passage d'un courant électrique dans la jonction alors qu'une polarisation inverse l'empêche. Cette loi est traduite par les relations (Éq. 52) et représentée par la Figure 22.

Éq. 52: Expression du courant électrique d'un jonction pn en fonction de la polarisation

$$I_p = I_{sp} \left[\exp\left(\frac{U}{nU_T}\right) - 1 \right] \quad I_n = I_{sn} \left[\exp\left(\frac{U}{nU_T}\right) - 1 \right]$$

$$\Rightarrow I = I_p + I_n = I_s \left[\exp\left(\frac{U}{nU_T}\right) - 1 \right] \text{ avec } I_s = I_{sp} + I_{sn}$$

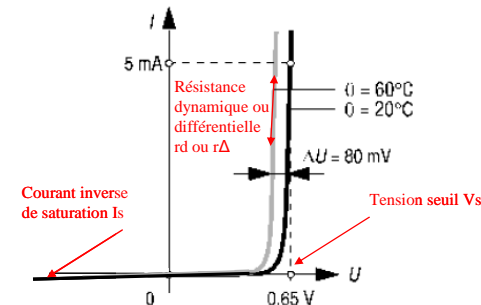


Figure 22: Caractéristique électrique de la jonction pn

Le courant I_s est appelé courant inverse de saturation; c'est la valeur asymptotique du courant I en polarisation inverse. Pour une jonction au Si, il est de l'ordre de grandeur de 10^{-12} à 10^{-15} A de telle sorte qu'on peut généralement le considérer comme nul en polarisation inverse. On appelle tension thermodynamique la tension U_T (Éq. 53) où k est la constante de Boltzmann, T la température absolue et e la charge de l'électron. A 25°C , $U_T = 25\text{mV}$. Le facteur n est appelé coefficient d'émission. Il est voisin de 1 dans les jonctions de transistors au Si et dans les diodes au Ge. Il est compris entre 1 et 2 dans le cas de diodes au Si.

Éq. 53: Tension thermodynamique (Boltzmann)

$$U_T = \frac{kT}{e}$$

2.3. Modèles électriques simplifiés de la diode bipolaire

Dans la plupart des modèles utilisés, le courant de saturation inverse est considéré comme nul. La diode est donc simplifiée en un composant unidirectionnel en courant permettant le passage du courant uniquement de l'anode vers la cathode. Voici représenté ci-dessous les principaux modèles électriques de la diode (Figure 23).

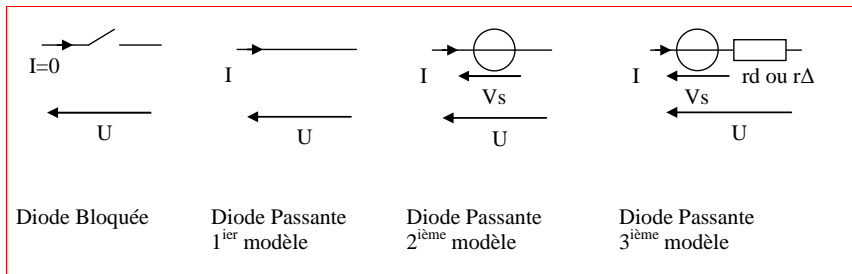
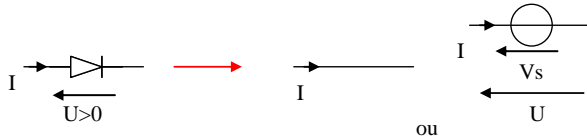


Figure 23: Modèles électriques de la diode bipolaire

2.4. Méthodes d'étude de circuits à base de diodes (basées sur le 1^{er} et 2^{ème} modèle)

2.4.1. Détermination de l'état d'une diode

La diode devient passante si la tension à ses bornes $U (V_A - V_K)$ est positive ou $>V_s$.



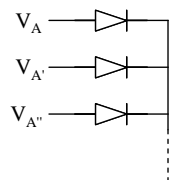
La diode devient bloquée si le courant qui la traverse $I (de_A \text{ à } K)$ est nul ou $<V_s$.



2.4.2. Détermination de l'état d'un réseau de diodes à cathodes ou anodes communes

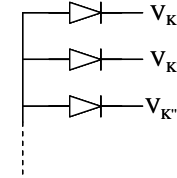
Dans un montage de diodes à cathodes communes, c'est la diode dont le potentiel d'anode est le plus haut qui devient l'unique diode passante.

Montage à cathodes communes



Dans un montage de diodes à anodes communes, c'est la diode dont le potentiel de cathode est le plus bas qui devient l'unique diode passante.

Montage à anodes communes



2.4.3. Détermination de l'état d'une diode dans un circuit complexe

Dans un circuit donné, la ou les diode(s) est ou sont forcément dans l'un des deux états. Lors de l'étude de certains circuits, il est parfois impossible d'établir l'état d'une diode en vertu des règles précédentes. Une dernière méthode consiste donc à supposer l'un des deux états puis à vérifier que les conditions associées sont vérifiées. Si elles ne le sont pas, alors la diode est dans l'autre état.

2.5. Montages usuels à base de diodes

2.5.1. Redressement double alternance (cf TD et TP)

Les diodes sont largement utilisées dans les circuits de conversion d'une tension alternative en tension continue. Le redressement est la première étape de cette conversion. A l'issue de l'étape de redressement, on obtient une tension, dite redressée, de valeur moyenne non nulle. Le pont de Graëtz (Figure 24) est l'un des montages de redressement les plus répandus. On trouve ce montage dans beaucoup d'appareils électroménagers: chaîne HiFi, ordinateur, etc.... Les petits boîtiers noirs qui délivrent une tension entre 5 et 12 V continue et que l'on branche directement sur le secteur 220 V contiennent entre autre un pont de diode (les autres éléments étant le transformateur et le condensateur de lissage).

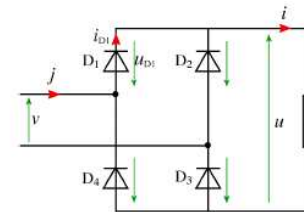


Figure 24: Pont de Graëtz (pont de redressement double alternance à 4 diodes)

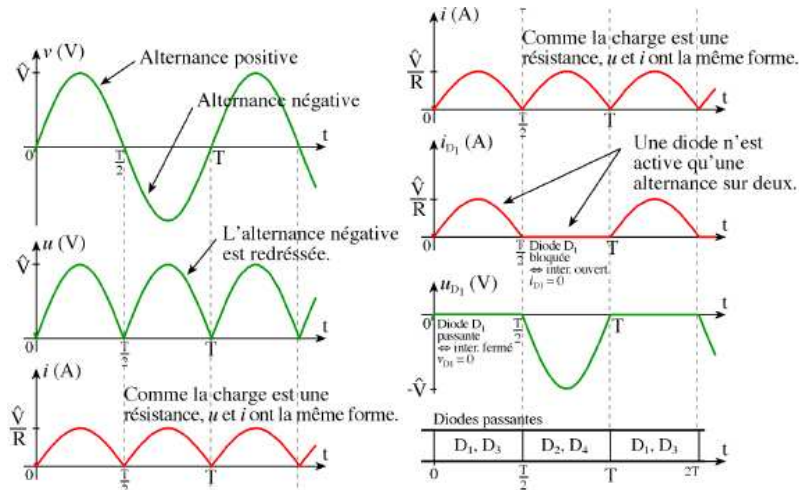


Figure 25: Oscillogrammes d'un redressement par pont de Graëtz

2.5.2. Démodulation AM

Le signal sonore à transmettre a une fréquence comprise entre 20 Hz (basses) et 10 kHz (aigus). Si le signal était transmis directement par voie électromagnétique: la portée serait très faible; il y a en général plusieurs émetteurs au voisinage du récepteur. Le récepteur capterait en même temps les signaux d'un autre émetteur sans pouvoir les séparer. Pour résoudre ces problèmes, on utilise une onde électromagnétique de haute fréquence qui transporte le signal sonore: c'est la porteuse. Il suffit, alors, de n'accorder le récepteur que sur la porteuse du signal pour ne plus être gêné par les autres émissions (autre porteuse).

La diode va supprimer les tensions négatives de l'onde puis le condensateur et la résistance vont récupérer la crête de l'onde, enfin le filtre passe haut va supprimer les plus basses fréquences ainsi que la tension continue ajoutée à la partie modulation (Figure 26).

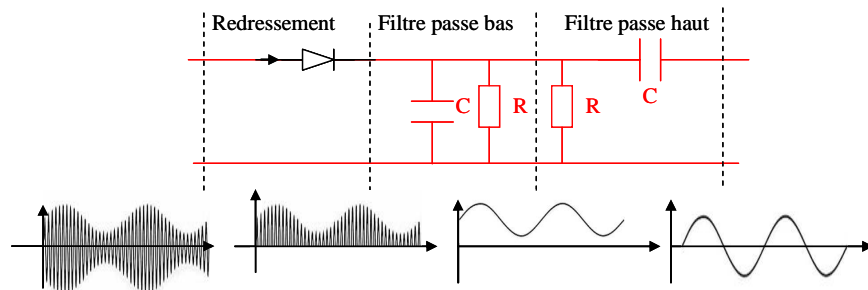


Figure 26: Démodulateur radio de type AM (diode de redressement mono-alternance)

2.5.3. Anti-retour

Les diodes peuvent servir de détrompeur dans un circuit où la polarité est indispensable au bon fonctionnement en empêchant la circulation du courant dans le mauvais sens. Par exemple, en cas de coupure de l'alimentation principale un accumulateur de sauvegarde prend le relais grâce à la diode et alimente la charge (Figure 27).

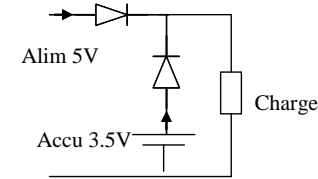


Figure 27: Anti-retour (fonction logique ou)

2.5.4. Ecrêteur

Un circuit dont la tension d'entrée doit impérativement rester en dessous d'une valeur seuil V_s , peut être protégé par un jeu de diodes montées en antiparallèle. En cas de dépassement de la tension seuil V_s , l'une des deux diodes se mettra alors à conduire et assurera ainsi une protection du circuit aval (Figure 28).

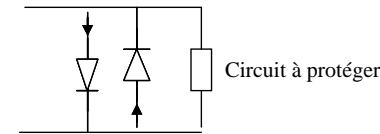


Figure 28: Ecrêteur (protection de circuit)

2.5.5. Protection de contact

L'ouverture d'un circuit inductif pose le problème du courant de rupture qui dégrade les contacts à cause de la création d'un arc entre eux-ci. La diode montée en parallèle sur la bobine permet la dissipation de l'énergie emmagasinée dans celle-ci et protège ainsi le contact.

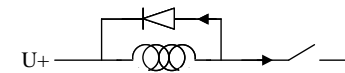


Figure 29: Protection de contact

2.6. Diodes spéciales et applications

2.6.1. Diode Zener (cf TP)

Si l'on diminue l'épaisseur de la jonction pn et que l'on renforce le dopage, on obtient des diodes dont le courant inverse peut devenir très important au delà d'une valeur de tension inverse V_z dite tension coude ou tension Zener. Ces diodes Zener ont donc pratiquement les mêmes caractéristiques qu'une diode normale, sauf qu'elles sont optimisées par la technologie pour fonctionner dans leur région inverse (Figure 30).

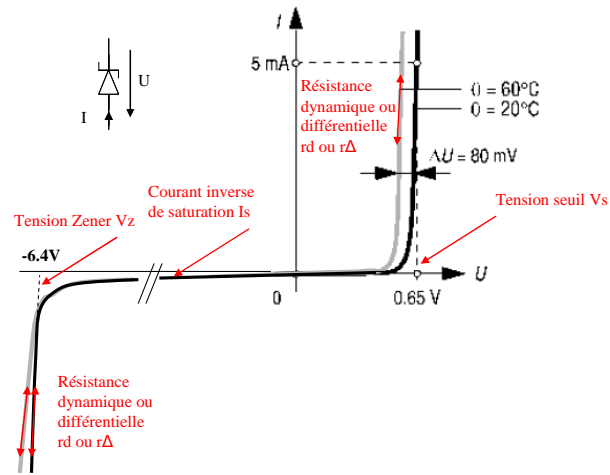


Figure 30: Caractéristique électrique et symbole d'une diode Zener 6.4V

Une des principales applications de la diode Zener est la limitation de tension. Elle peut dans une certaine limite maintenir la tension constante quelque soit le courant qui la traverse (Figure 31).

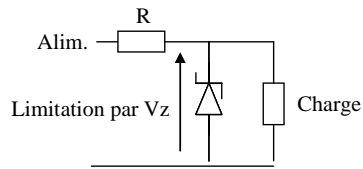


Figure 31: Limiteur de tension

2.6.2. Diode Electroluminescente

Ces diodes peuvent émettre de la lumière quand elles sont polarisées en direct. La longueur d'onde de la lumière émise dépend du semi-conducteur utilisé dans la fabrication de la diode (ie. Gap) et quelques fois de la tension appliquée sur la diode et/ou du courant. On distingue généralement: les diodes infrarouges qui émettent dans l'infrarouge (longueur d'onde autour de $1\mu\text{m}$) et les diodes qui émettent de la lumière visible; lumière rouge, vert, bleue). Les diodes émettant dans le visible sont largement utilisées dans les afficheurs numériques des instruments de mesure ou des appareils domestiques: afficheur à 7 segments; conversion d'un signal électrique en signal optique pour transmission par fibre optique par exemple; télécommandes infrarouges. L'efficacité lumineuse des DEL blanches de dernière génération (limitée théoriquement à 300lm/W) est supérieure à celle des lampes à incandescence mais aussi à celle des lampes fluocompactes ou encore de certains modèles de lampes à décharge. Le spectre de la lumière émise est presque intégralement contenu dans le domaine du visible (les longueurs d'onde sont comprises entre 400 nm et 700 nm). Contrairement aux lampes à incandescence et aux lampes à décharge, les DEL n'émettent quasiment pas d'infrarouge. (Figure 32).

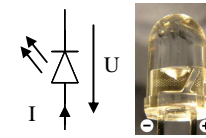


Figure 32: Symbole d'une diode électroluminescente

2.6.3. Photo Diode

Cette diode doit être polarisée en inverse. Elle fournit un courant inverse I (attention au sens) qui dépend de l'éclairement. Cette diode réalise la fonction inverse d'une LED. Ses applications majeures concernent son utilisation comme capteur de lumière : conversion d'un signal optique, fourni par une fibre optique par exemple, en signal électrique; récepteur des télécommandes infrarouges.

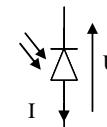


Figure 33: Symbole d'une photo-diode

2.6.4. Diode Schottky

Dans les diodes Schottky, la jonction p n est remplacée par la jonction d'un métal avec un semi-conducteur peu dopé (de type n car porteurs plus mobiles). Si le métal (anode) est positif par rapport à la zone n (cathode) la jonction est conductrice. Cette diode ne fait intervenir qu'un seul type de porteur. Cette diode (Figure 34) fonctionne comme une diode classique, mais elle présente deux avantages : une tension de seuil V_s faible ($V_s = 0.3\text{V}$); un temps de commutation (passage de l'état passant à l'état bloquée et inversement) très faible (de l'ordre de 10ns) et elle présente une capacité beaucoup plus faible. On l'appelle parfois "diodes rapide". Elle est souvent utilisée dans les applications où le temps de commutation de la diode est critique comme dans les applications hautes fréquences (à partir de 1 MHz).

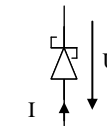


Figure 34: Symbole d'une diode Schottky

2.6.5. Les diodes Varicap (ou varactor): diodes à capacité variable

Polarisée en inverse, la diode varicap (Figure 35) est équivalente à une capacité C dont la valeur est variable en fonction de la tension inverse appliquée. Grâce à ce type de diode, on peut réaliser une capacité variable commandée par une tension. Avec la technologie actuelle, la valeur de la capacité ne peut dépasser quelques 100 pF (pico farad = 10^{-12}F). Ces diodes sont utilisées à hautes fréquences (à partir de 100 MHz). On l'utilise par exemple pour régler la fréquence de résonance d'un capteur (circuit RLC) de signaux radiofréquences de

l'IRM (Imagerie par Résonance Magnétique) en agissant sur la tension de commande. Les capteurs de la dernière génération sont équipés de ce type de diode.

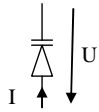


Figure 35: Symbole d'une diode Varicap

2.6.6. Les diodes PIN (P-Isolant-N)

Une diode PIN (Positive intrinsic negative diode en anglais) est une diode constituée d'une zone non-dopée, dite intrinsèque I, intercalée entre 2 zones dopées p et n. Une diode PIN (Figure 36) polarisée dans le sens direct (passante) offre une impédance dynamique (vis à vis des signaux variables) extrêmement faible. Polarisée dans le sens inverse (bloquée) elle offre une très grande impédance et surtout une très faible capacité (Elle se comporte comme un condensateur de très faible valeur, quelques picofarads, voire bien moins encore suivant les modèles). Pour des fréquences supérieures à 1MHz, la diode PIN peut fonctionner comme interrupteur dont l'ouverture et la fermeture sont commandées par un courant continu. Ce sont des diodes de commutation rapide utilisées pour les signaux de hautes fréquences comme par exemple: pour commuter l'antenne tour à tour sur la partie émetteur puis sur la partie récepteur d'un émetteur-récepteur.

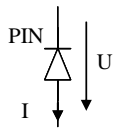


Figure 36: Symbole d'une diode PIN

2.6.7. Listing des différents types de diodes produites en 2007

Voici une liste quasi-exhaustives des types de diodes produites en 2007 : diode de Fleming; diode électroluminescente; diode Gunn; diode laser; diode Schottky; diode transil; diode PIN; diode varicap; diode Zener; diode à effet tunnel; photodiode; diode à vide (Tube électronique); diode à vapeur de mercure (Tube électronique); DIAC...

2.7. Quiz sur les Diodes

- Qu'est ce qu'un semi-conducteur intrinsèque ?
- Qu'est ce qu'un semi-conducteur extrinsèque de type n ?
- Qu'est ce qu'un semi-conducteur extrinsèque de type p ?
- Que ce passe t'il lorsque l'on forme un jonction pn ?
- Quelle est dans ce cas la distribution des charges, du champ et du potentiel électrique ?
- Quel est le symbole de la diode ?

- Quelles sont les distributions de charge, de potentiel, d'énergie et de courant en fonction de la polarisation appliquée à la jonction pn ?
- Quelle est l'expression et la caractéristique électrique d'une jonction pn (ie. d'une diode) ?
- Quels sont les 4 principaux modèles électriques d'une diode ?
- Quels sont les méthodes permettant de déterminer l'état d'une ou de plusieurs diodes ?
- Quelles est l'oscillogramme complet d'un redressement double alternance (chronogramme des diodes, courants d'entrée et de sortie, tensions d'entrée et de sortie) ?
- Comment fonctionne une démodulation AM à base de diode ?
- Quel est le principe du montage anti-retour ?
- Quel est le principe du montage écréteur ?
- Quel est le principe du montage protection de contact ?
- Quelle est la caractéristique électrique d'une diode Zener ?
- Quel peut être son application ?
- Quel est le principe et le symbole d'une diode électroluminescente ?
- Quel est le principe et le symbole d'une photo-diode ?
- Quel est le principe et le symbole d'une diode Schottky ?
- Quel est le principe et le symbole d'une diode Varicap ?
- Quel est le principe et le symbole d'une diode PIN ?

Chapitre 3. Transistors à jonction (bipolaires) et montages usuels (+variantes) (2h)

Le transistor (inventé en 1948 par les physiciens américains John Bardeen, Walter Houser Brattain et William Shockley) a remplacé, pratiquement partout, le tube électronique. **Le transistor bipolaire est l'un des dispositifs à semi-conducteur les plus utilisés à l'heure actuelle dans les rôles d'amplificateur et d'interrupteur.** C'est celui dont les processus de fabrication ont été les premiers à être dominés industriellement.

3.1. La jonction npn (ou pnp)

Le transistor bipolaire (Bipolar Junction Transistor) est un **dispositif à semi-conducteur formé par l'association de deux jonctions pn placées en opposition** (transistor npn ou pnp) (**Figure 37**). Un transistor comprend 3 éléments: l'**Émetteur E** qui émet les porteurs (électrons si n+ ou trous si p+); le **Collecteur C** qui recueille les électrons et la **Base B** qui contrôle le passage des électrons entre E et C (nous détaillons cet aspect dans le paragraphe suivant). Sur certains types de boîtiers encapsulant le composant, un ergot détrompeur permet d'identifier l'émetteur.

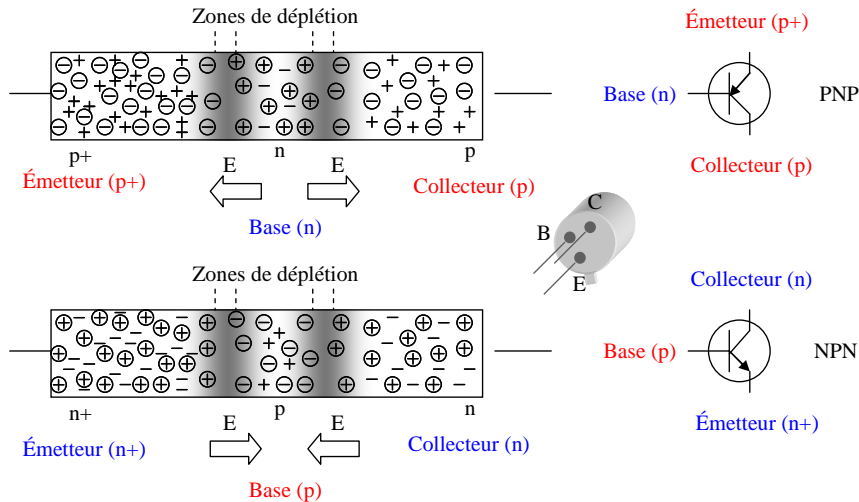


Figure 37: Structures et symboles des transistors à jonction pnp et npn

3.2. Caractéristiques électriques de la jonction npn: l'effet transistor

Le principe de superposition s'applique aux charges injectées par la jonction BE et aux charges injectées par la jonction BC, nous allons donc étudier séparément l'effet de chaque jonction.

La "Figure 38" (gauche) montre les barrières de potentiel énergétique pour les électrons et pour les trous. Au repos, elles sont telles que ni les électrons de l'émetteur, ni les électrons du collecteur, ni les trous de la base ne peuvent les franchir.

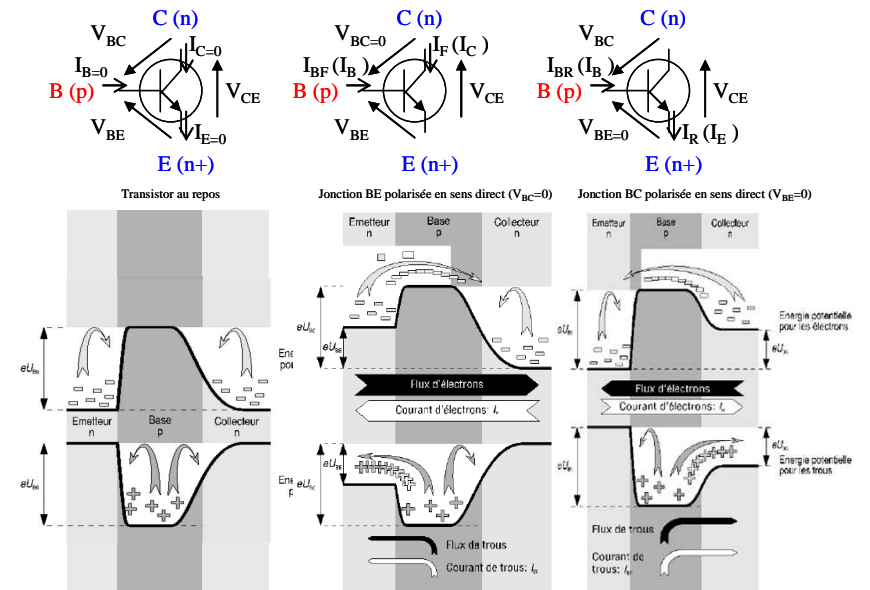


Figure 38: Polarisation de la jonction npn: modèle énergétique (repos, mode F et mode R)

3.2.1. Caractéristiques en mode F

Le mode F (Forward: progressif) est un mode particulier de fonctionnement du transistor dans lequel la tension de la jonction BC est maintenue à zéro. A la **Figure 38 (centre)** on a représenté les barrières de potentiel pour les électrons et les trous dans le transistor en mode F. Si la jonction BE est polarisée en sens direct, la barrière de potentiel de la jonction BE est diminuée. **Les électrons de l'émetteur diffusent dans la base; comme celle-ci est courte, ces électrons sont rapidement happés par le puit de potentiel que représente le collecteur.** Le flux d'électrons allant de l'émetteur au collecteur en transitant par la base se traduit par un courant I_F , qui n'est rien d'autre que le courant de la jonction BE et qui répond à l'expression (**Éq. 54, Figure 39**).

Éq. 54: Expression du courant I_F (I_C électrons jonction BE)

$$I_F = I_s \left(\exp \frac{U_{BE}}{U_T} - 1 \right) \cong I_s \exp \frac{U_{BE}}{U_T}$$

Les trous injectés de la base dans l'émetteur sont responsables du courant I_{BF} et obéissent également à la loi de la jonction. On peut ainsi écrire (**Éq. 55, Figure 39**).

Éq. 55: Expression du courant I_{BF} (I_B trous jonction BE)

$$I_{BF} = I_{sF} \left(\exp \frac{U_{BE}}{U_T} - 1 \right) \cong I_{sF} \exp \frac{U_{BE}}{U_T}$$

Le rapport β_F entre le courant de collecteur et le courant de base est constant; on l'appelle gain de courant en mode F. On peut également affirmer que le courant de collecteur du transistor, en mode F, est commandé par le courant de base (Éq. 56, Figure 39).

Éq. 56: Expression du gain en courant (I_{BF} ou I_B commande I_F ou I_C)

$$\beta_F = \frac{I_F}{I_{BF}} = \frac{I_c}{I_{sF}}$$

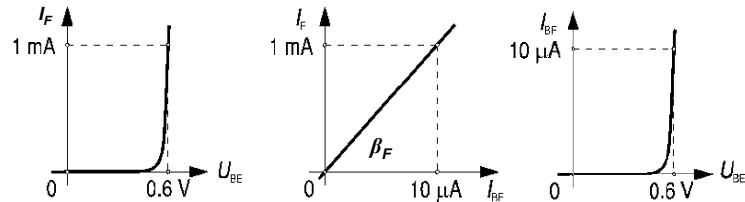


Figure 39: Caractéristiques de transfert et d'entrée en mode F

3.2.2. Caractéristiques en mode R

Tout comme le mode F, le mode R (Reverse: inverse) désigne un fonctionnement particulier du transistor. En mode R, c'est la tension de la jonction BE que l'on maintient nulle. Les barrières de potentiel pour les électrons et pour les trous prennent alors les allures décrites à la Figure 38 (droite).

Si la jonction BC est polarisée en sens direct, sa barrière de potentiel est diminuée. Les électrons du collecteur diffusent dans la base et sont happés par le puits de potentiel que représente alors l'émetteur. Le flux d'électrons allant du collecteur à l'émetteur en transitant par la base se traduit par un courant I_R , qui n'est rien d'autre que le courant d'électrons de la jonction BC et qui répond à l'expression (Éq. 57, Figure 40)

Éq. 57: Expression du courant I_R (I_E électrons jonction BC)

$$I_R = I_s \left(\exp \frac{U_{BC}}{U_T} - 1 \right) \cong I_s \exp \frac{U_{BC}}{U_T}$$

Les trous injectés de la base dans le collecteur sont responsables du courant I_{BR} et obéissent également à la loi de la jonction. On peut ainsi écrire (Éq. 58, Figure 40).

Éq. 58: Expression du courant I_{BR} (I_B trous jonction BC)

$$I_{ER} = I_{sR} \left(\exp \frac{U_{BC}}{U_T} - 1 \right) \cong I_{sR} \exp \frac{U_{BC}}{U_T}$$

Le rapport β_R entre le courant de collecteur et le courant de base est constant; on l'appelle gain de courant en mode R. On peut également affirmer que le courant d'émetteur du transistor, en mode R, est commandé par le courant de base (Éq. 59, Figure 40).

Éq. 59: Expression du gain en courant (I_{BR} ou I_B commande I_R ou I_E)

$$\beta_R = \frac{I_R}{I_{BR}} = \frac{I_e}{I_{sR}}$$

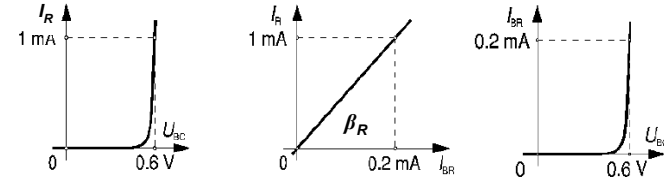


Figure 40: Caractéristiques de transfert et d'entrée en mode R

Le gain de courant inverse β_R , du fait de la technologie, est plus petit que le gain de courant β_F ; dans un transistor discret de petite puissance il peut être compris entre 1 et 10 alors qu'il devient beaucoup plus petit que l'unité dans les transistors intégrés.

Ces mêmes principes physiques s'appliquent au cas d'un transistor PNP en considérant le flux de trous (majoritaire dans l'émetteur). Les sens des différents courants sont inversés par rapport au cas du transistor NPN.

3.3. Zones de fonctionnement du transistor

Après avoir étudié séparément l'effet de chaque jonction, le modèle complet du transistor peut être obtenu par la simple superposition des modes F et R: il s'agit du modèle de Ebers et Moll (Figure 41). Le transistor peut être représenté par une source de courant, placée entre collecteur et émetteur, dont une composante est commandée par la jonction BE et l'autre par la jonction BC; le comportement des deux jonctions est simulé par les diodes D_{BE} (anode placée à la base et cathode placée à l'émetteur) et D_{BC} (anode placée à la base et cathode placée au collecteur).

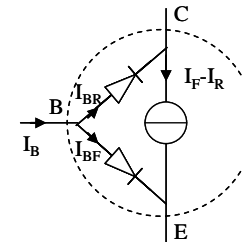


Figure 41: Modèle complet du transistor npn dit d'Ebers et Moll

Le transistor est bloqué lorsque ses deux jonctions sont en polarisation inverse (Figure 42). Aucun courant ne circule dans un transistor bloqué puisque ses deux jonctions sont polarisées en sens inverse. Le transistor se comporte comme un circuit ouvert de telle sorte que le collecteur est isolé de l'émetteur.

Le transistor est en fonctionnement normal direct (F) lorsque la jonction de commande BE est en polarisation directe et que la jonction BC est en polarisation inverse (Figure 42). Les barrières de potentiel du transistor en fonctionnement normal direct sont représentées à la Figure 38. La jonction BE détermine le débit des électrons. La jonction BC, polarisée en sens inverse, n'influence d'aucune manière le débit des électrons. On peut donc dire que, dans ce cas de fonctionnement, le courant de collecteur est indépendant de la tension U_{BC} (≤ 0) et que les seules grandeurs à prendre en considération sont celles qui apparaissent dans les expressions (Éq. 54, Éq. 55, Éq. 56). Le modèle du transistor se ramène au modèle Ebers et Moll (EM) en mode F (Figure 38 centre). Par ailleurs, comme le gain de courant β_F est très grand, en général, il est loisible de négliger I_B vis-à-vis de I_C ou de I_E en fonctionnement normal direct. On admet l'égalité entre le courant de collecteur et le courant d'émetteur.

Le transistor est en fonctionnement normal inverse (R) lorsque la jonction de commande BE est en polarisation inverse et que la jonction BC est en polarisation directe (Figure 42). La jonction BC détermine l'injection des électrons dans la base puis dans l'émetteur, indépendamment de la jonction BE. Les électrons de l'émetteur ne peuvent franchir la barrière de potentiel qui a pour siège la jonction BE; il n'y aura par conséquent aucune influence de la tension U_{BE} sur le débit des électrons. On a représenté les barrières de potentiel du fonctionnement normal inverse Figure 38 droite. Dans ce cas de fonctionnement, le courant d'émetteur est indépendant de la tension U_{BE} (≤ 0) et les seules grandeurs qui entrent en jeu sont celles qui apparaissent dans les relations (Éq. 57, Éq. 58, Éq. 59). Le modèle du transistor se ramène au modèle EM en mode R (Figure 38 droite)

Le transistor est saturé lorsque ses deux jonctions sont en polarisation directe (F+R) (Figure 42). En saturation, les deux jonctions du transistor conduisent: c'est donc le modèle EM complet qu'il faut utiliser pour décrire ce cas de fonctionnement. Il est intéressant de remarquer que le courant qui circule du collecteur à l'émetteur est inférieur au courant qui circulerait seul si l'une des deux jonctions était polarisée en sens direct sous même tension.

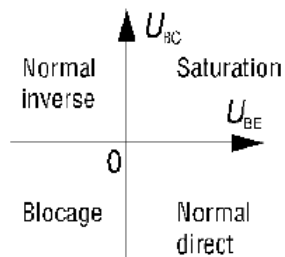


Figure 42: Zones de fonctionnements du transistor

Le modèle EM permet de représenter les caractéristiques de sortie $I_C = f(U_{CE})$ d'un transistor lorsqu'on prend comme paramètre la tension U_{BE} (Figure 43). Pour U_{BE} constant, le courant I_F est constant. Dès que $U_{CE} < U_{BE}$, la jonction BC se polarise en sens direct, le transistor entre en saturation et un courant $I_R (1 + 1/\beta_R)$ se soustrait au courant de collecteur I_F . Figure 43, on a représenté la caractéristique de transfert $I_F = f(U_{BE})$ et les caractéristiques de sortie pour différentes valeurs de U_{BE} . En fonctionnement normal direct, on remarque le comportement du transistor en source de courant commandée.

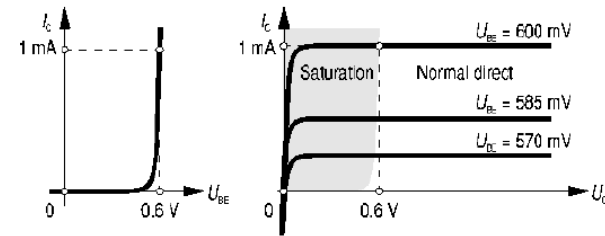


Figure 43: Illustration de deux modes de fonctionnement sur une caractéristique de transfert et de sortie

3.4. Montages usuels à base de transistors

3.4.1. Montages élémentaires du transistor

Rappelons en préambule que les relations fondamentales que l'on peut utiliser pour déterminer les paramètres caractéristiques d'un transistor sont les suivantes (Éq. 60).

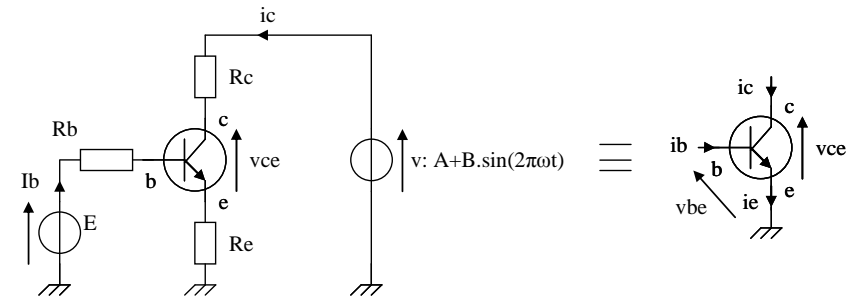
Éq. 60: Equations fondamentales pour calculer les paramètres d'un transistor en statique

$$I_C = \beta \cdot I_B \text{ (F) et } I_E = \beta \cdot I_B \text{ (R)}$$

$$I_E = I_C + I_B$$

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$$

Dans les montages à émetteur commun (EC), l'émetteur est commun entre l'entrée et la sortie du montage (Figure 44).



Eg: $I_E = 6.06 \text{ mA}$; $I_B = 60 \mu\text{A}$; $I_C = 6.00 \text{ mA}$; $V_{CE} = 10 \text{ V}$; $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$; Gain en courant du montage (β): $I_C/I_B = 6.00 \text{ mA}/60 \mu\text{A} = 100$ (Normal Direct)

Figure 44: Montage à émetteur commun (EC) et Applications Numériques

Le montage à émetteur commun de la Figure 44 (gauche) permet d'obtenir le réseau de caractéristique statique du transistor (Figure 45).

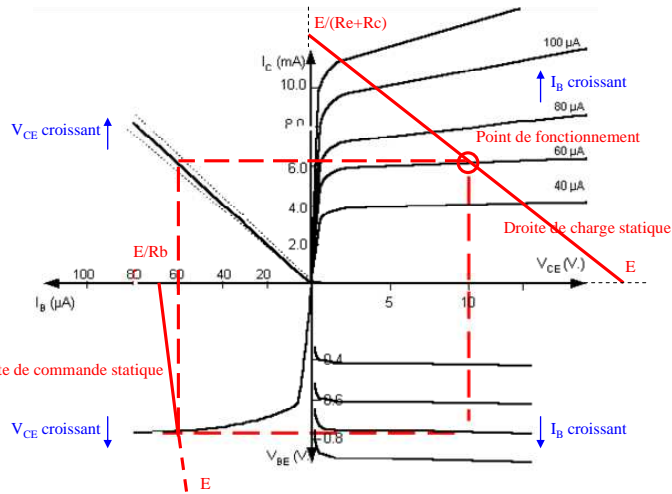
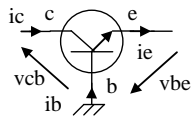


Figure 45: Caractéristique statique du transistor (montage à émetteur commun)

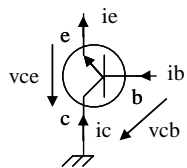
Dans les montages à Base Commune (BC), la base est commune entre l'entrée et la sortie du montage (Figure 46).



Eg: $I_E = 6 \text{ mA}$; $I_B = 0.6 \text{ mA}$; $I_C = 6.06 \text{ mA}$; $V_{CB} = -0.7 \text{ V}$; $V_{BE} = -9.3 \text{ V}$; Gain en courant du montage : $I_E/I_C = 6 \text{ mA}/6.06 \text{ mA} = 0.99$ (Normal Inverse)

Figure 46: Montage à base commune (BC) et Applications Numériques

Dans les montages à collecteur commun (CC), le collecteur est commun entre l'entrée et la sortie du montage (Figure 47).



Eg: $I_E = 6.06 \text{ mA}$; $I_B = 60 \mu\text{A}$; $I_C = 6.00 \text{ mA}$; $V_{CE} = 10 \text{ V}$; $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$; Gain en courant du montage : $I_E/I_B = 6.06 \text{ mA}/60 \mu\text{A} = 101$ (Normal Direct)

Figure 47: Montage à collecteur commun (CC) et Applications Numériques

3.4.2. Montage d'amplification

Voici représenté Figure 48 un des montages d'amplification linéaire les plus connus. Une partie du circuit est dédiée à la polarisation du transistor. On cherche en général à placer ce point de fonctionnement autour des valeurs de $I_{C0} = I_C \text{ saturation} / 2$ et $V_{CE0} = V_{CE} \text{ blocage} / 2$, ceci afin de travailler dans la plus large plage d'amplification du transistor. On parle alors d'amplification en classe A (Figure 49). L'autre partie du circuit est dédiée au convoyage du "petit signal e" jusqu'à l'entrée du transistor et à la récupération en sortie du "signal amplifié s". Les petits signaux sont découplés des grandeurs continues grâce aux différentes capacités de découplage placées dans le circuit.

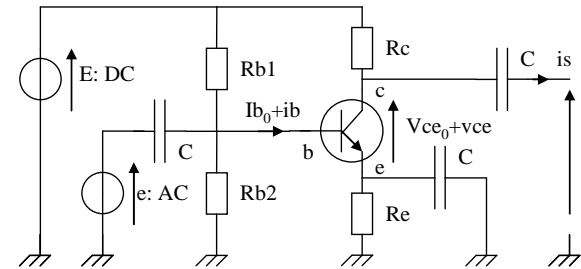


Figure 48: Montage amplificateur (EC)

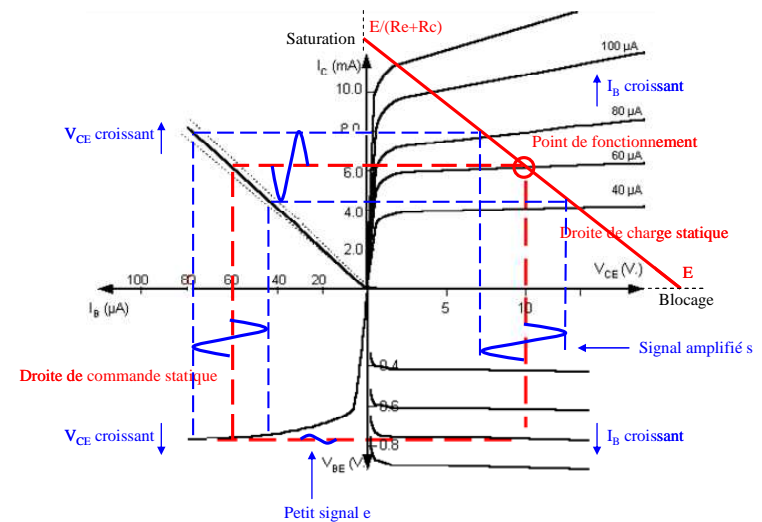


Figure 49: Représentation du principe d'amplification du signal d'entrée d'un montage amplificateur (EC) à l'aide de la caractéristique statique du transistor

La Figure 49 illustre avec les caractéristiques du transistor l'effet amplificateur. En effet, la variation de la tension vbe (= e) autour de la tension V_{be0} , entraîne une variation du courant de collecteur autour de sa valeur de repos. Compte tenu de la droite de charge

dynamique, on obtient des variations de la tension v_{ce} (= s) de part et d'autre de sa valeur de repos. La tension sinusoïdale de sortie s est donc en opposition de phase et d'amplitude beaucoup plus grande que celle de e .

Pour éviter toute distorsion de signal de sortie, on doit appliquer en entrée des "petits signaux". On appelle "petits signaux" des accroissements assez petits pour que les caractéristiques d'entrée puissent être assimilées à leur tangente au point de repos. On obtient ainsi des relations linéaires entre v_{be} , i_b et i_c . Dans tous les cas, la tension de sortie s ne peut pas dépasser les deux limites qui correspondent au blocage et à la saturation du transistor.

Le transistor vu par les "petits signaux" peut être modélisé par le quadripôle suivant (en H simplifié) (Figure 50).

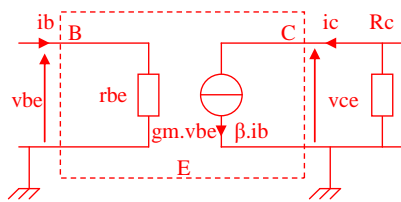


Figure 50: Schéma équivalent "petit signaux" du transistor (modèle simplifié)

Les paramètres du modèle sont identifiables en vertu des relations suivantes (Éq. 61, Éq. 62, Éq. 63).

Éq. 61: Conductance de transfert petits signaux du transistor

$$g_m = \left. \frac{dI_c}{dV_{be}} \right|_{I_{c0}} = \frac{I_s \exp \frac{V_{be0}}{U_T}}{U_T} = \frac{I_{c0}}{U_T}$$

Éq. 62: Gain en courant petits signaux du transistor (identique au gain statique)

$$\beta = \left. \frac{dI_c}{dI_b} \right|_{I_{c0}}$$

Éq. 63: Résistance d'entrée petits signaux du transistor (ou résistance dynamique de la jonction be)

$$r_{be} = \left. \frac{dV_{be}}{dI_b} \right|_{I_{c0}} = \beta \left. \frac{dV_{be}}{dI_c} \right|_{I_{c0}} = \frac{\beta}{g_m} = \beta \frac{U_T}{I_{c0}}$$

3.4.3. Montage de commutation (blocage-saturation)

Voici représenté Figure 51, un montage à base d'un transistor (EC) fonctionnant en commutation. Ce montage permet de réaliser la sacro-sainte fonction logique: "inverseur".

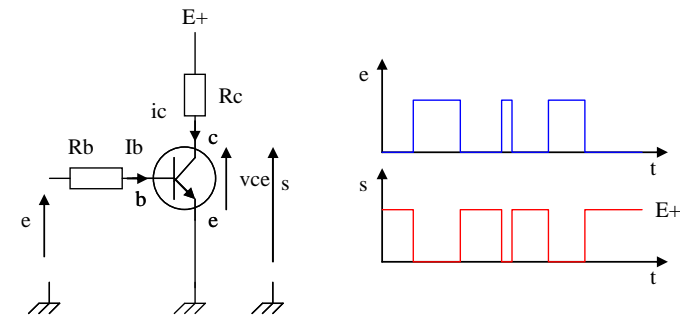


Figure 51: Montage inverseur (EC) et oscillogramme de e et s

Si la tension d'entrée e est nulle ou faible, aucun courant ne circule dans la base et par conséquent dans le collecteur. La tension de sortie du montage est au niveau de celle de l'alimentation. On parle de blocage. Point de fonctionnement: en bas à droite (Figure 49).

Si la tension d'entrée e est suffisamment grande ou maximum, un courant de base circule et commande un courant de collecteur maximum. Dans ce cas dit de saturation, la tension de sortie est pratiquement nulle. Point de fonctionnement: en haut à gauche (Figure 49).

3.5. Caractéristiques techniques

3.5.1. Principaux paramètres électriques d'un transistor

Les tensions de polarisation V_{be} est généralement compris entre 0,65V (pour des I_c de quelques mA) et 1V (pour les transistors de puissance parcourus par un I_c important, pe. 1A). Les courants de base ou de commande sont de l'ordre de la dizaine de μA . Par ailleurs, les gain en courant β de transistors de même type présentent une grande dispersion. Cela oblige les constructeurs à indiquer des classes de gain. Si l'on prend par exemple un transistor très répandu comme le BC107, le gain en courant varie de 110 à 460. Le constructeur teste alors les transistors après fabrication et ajoute une lettre après le numéro, pour indiquer la classe de gain A, B, C.

Les transistors pour l'amplification de petits signaux ne dissipent que quelques dizaines ou centaines de milliwatts. Les transistors moyenne puissance supportent quelques watts ; les transistors de puissance, utilisés par exemple dans les amplificateurs audio de puissance ou dans les alimentations stabilisées peuvent supporter, à condition d'être placés sur un refroidisseur adéquat, plus de 100W.

La gamme de fréquence : transistors pour fréquences basses (fonctionnent correctement jusqu'à quelques MHz), moyennes (jusqu'à quelques dizaines de MHz), hautes (jusqu'à quelques GHz), encore plus hautes (fréquences maximales d'oscillation de plusieurs centaines de GHz)

La fréquence de transition f_T , caractéristique de sa vitesse de fonctionnement (produit gain-bande accessible) ; plus le transistor est capable d'atteindre une transconductance élevée pour une capacité faible, plus la fréquence de transition est grande ; grâce aux progrès

technologiques, on atteint ainsi de nos jours des FT de plusieurs dizaines de gigahertz. **Les transistors bipolaires sont en cela supérieurs aux transistors à effet de champ.**

La tension d'Early V_{EA} , d'autant plus grande que le transistor se comporte comme une source idéale de courant ; la résistance émetteur-collecteur correspond au ratio entre la tension d'Early et le courant collecteur.

La transconductance (gain tension-courant), directement liée au courant collecteur (en première approximation, elle vaut $g_m = I_c/U_T$ où on a la tension thermique $U_T = kT/e$ qui est de 26mV à température ambiante). Bien sûr, chaque transistor étant prévu pour fonctionner correctement dans une certaine plage de courant, il est inutile d'augmenter le courant au delà d'une certaine limite pour accroître le gain.

3.5.2. Diversité de boîtiers et normes

Les valeurs des transistors sont inscrits dessus sous forme de codes, il existe une multitude de transistors sous de nombreuses formes ou " boîtier " désignant le type d'encapsulation d'un transistor et enfin il y a des brochages différents pour un même boîtier (Figure 52). Au fil des ans, les fabricants ont commercialisé probablement plus de 100 000 transistors portant des noms distincts. Devant la prolifération des codes maisons quelques normes ont été créées afin de standardiser le marché...

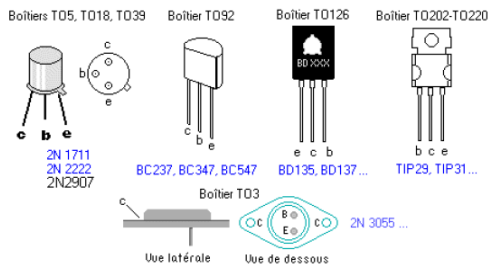


Figure 52: Diversité de boîtiers encapsulant des transistors à jonction (bipolaires)

3.6. Autres types de transistors

3.6.1. Transistors à effet de champ

Un Transistor à Effet de Champ (TEC) est un composant à 3 broches : la Grille, le Drain et la Source. Le passage du courant à travers un canal continu reliant la source au drain est en fait contrôlé par le champ créé par une troisième électrode, la grille située sur le canal. La commande du transistor se fait par l'application d'une tension V_{GS} positive dans le cas d'un type p, négative dans le cas d'un type n. Les caractéristiques de sortie sont liées au rapport tension/courant admissible entre le drain et la source. Ce rapport est représenté par une résistance équivalente $R_{DS} = R_{DS\ ON}$ lorsque le transistor est passant (l'image d'un robinet ou plus électriquement d'une résistance variable commandée par la tension V_{GS} peut être utile). Les transistors à effet de champ sont facilement miniaturisables et permettent des amplifications élevées.

Le transistor à effet de champ à jonction (depuis 1952)(Figure 53): Il est aussi appelé JFET (Junction Field Effect Transistor). Un transistor de ce type présente une grille reliée au substrat (Figure 54). Dans le cas d'un canal dopé N, le substrat et la grille sont fortement

dopés p+ et physiquement reliés au canal. Le drain et la source sont des flôts très fortement dopés n+ dans le canal, de part et d'autre de la grille. Dans le cas d'un canal dopé p, les dopages de chaque partie sont inversés, ainsi que les tensions de fonctionnement. Les caractéristiques électriques d'un JFET sont représentées (Figure 55).

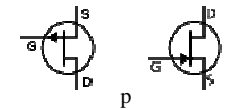


Figure 53: Symbole d'un JFET

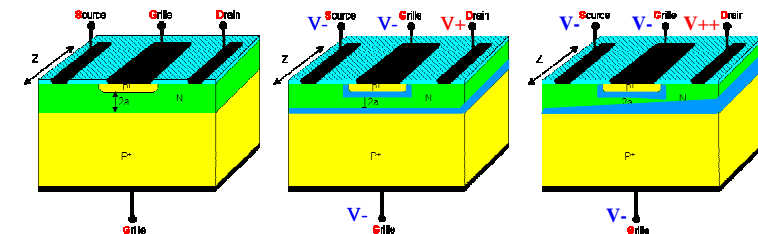


Figure 54: Structure et principe d'un JFET (Plus V_{DS} augmente et plus la zone de déplétion s'élargit = le robinet se referme... ceci explique la caractéristique saturée de $I_D = f(V_{DS})$ à $V_{GS} = 0$)

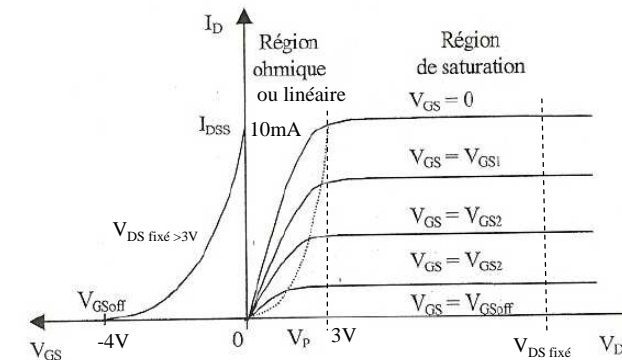


Figure 55: Caractéristiques d'un JFET

Le transistor à effet de champ à grille isolée (Figure 56) : connu dans son principe depuis 1930, sa fabrication n'a été dominée qu'à partir des années 60. La grille est une mince couche d'aluminium séparée par un isolant du canal. Il est aussi appelé MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor). Grâce à une géométrie simple et une consommation pouvant être très faible, c'est le composant élémentaire de tous les circuits intégrés à très grande échelle (VLSI).

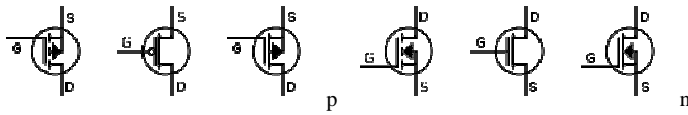


Figure 56: Symboles d'un MOSFET

3.6.2. Transistors à Effet de Champ et à jonction Bipolaire

Le transistor bipolaire à grille isolée ou IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) (Figure 57): à côté de ces transistors dits bipolaires, il existe un autre type de transistors dits transistors à effet de champ (TEC ou FET Field Effect Transistor).

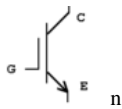


Figure 57: Symbole d'un IGBT

3.6.3. Transistors particuliers

Citons enfin quelques transistors particuliers tels que: les transistors unijonction, les transistors Darlington, les phototransistors et les photocoupleurs...

3.7. Quiz sur les Transistors

- Quelles sont les structures (représentation physique) et symboles des transistors à jonction npn et pnp ?
- Quelles sont les distributions d'énergie et de courants en fonction de la polarisation appliquée (npn) ?
- Quelles sont les caractéristiques électriques en mode direct (F) ?
- Quelles sont les caractéristiques électriques en mode inverse (R) ?
- Quel est le modèle équivalent statique du transistor dit d'Ebers et Moll ?
- Quelles sont les 4 modes de fonctionnement d'un transistor ?
- Quelle est la caractéristique $I_c = f(U_{be}) = f(U_{ce})$?
- Quels sont les modes saturé, normal direct et bloqué correspondants ?
- Quelle est la relation fondamentale entre I_c , I_b et I_e ?
- Quelle est la relation fondamentale entre I_c et I_b (en mode F) ou I_e et I_b (en mode R) ?
- Quelle est la relation fondamentale entre V_{ce} , V_{cb} et V_{be} ?
- Qu'est ce que des montages à EC, BC et CC ?
- Quelle est la caractéristique statique complète d'un transistor monté en EC ?

- Quel est le principe et la caractéristique électrique d'un montage amplificateur (EC) ?
- Quel est le modèle équivalent dynamique simplifié (ou petits signaux) du transistor ?
- Quelles sont les relations qui permettent d'en identifier les principaux paramètres ?
- Quels sont les ordres de grandeurs caractéristiques d'un transistor (P , V_{be} , I_c , I_b etc...) ?
- Quel est le principe et le symbole d'un transistor à effet de champ dopé n (JFET n) ?
- Quelles sont les caractéristiques $I_d = f(V_{gs})$ et V_{ds} du JFET ?

Chapitre 4. Amplificateurs Opérationnels et montages usuels (2h)

4.1. Historique de l'amplificateur opérationnel

Les essais esquissés de réalisation d'ampli-op remontent au début du 20^{ème} siècle. Le développement de ces dispositifs, basés initialement sur l'utilisation de tubes à vide, connût une révolution suite à l'invention majeure de la contre-réaction dont la théorie et les principes de base furent élaborés en 1927 par Harold Black (jeune ingénieur chez Bell Labs). D'autres avancées dans ce domaine commencèrent avant la deuxième guerre mondiale et se poursuivirent pendant et après celle-ci.

L'amplificateur opérationnel (operational amplifier) appelé ainsi pour la première fois en 1947, doit son nom au fait qu'il peut être utilisé pour effectuer des opérations mathématiques. Il fut d'ailleurs à la base des calculateurs analogiques et des ordinateurs de la première génération.

Après l'invention du transistor en 1947 par John Bardeen, Walter Brattain et William Schockley (Nobel de Physique 1956) travaillant pour le compte de Bell Labs, les ampli-op de la 1ère génération cédèrent place à la 2^{ème} génération basée sur l'utilisation de transistors.

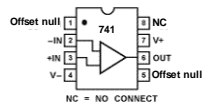
Deux ans plus tard, l'invention du circuit intégré (CI) en 1958 par Jack Kilby travaillant pour le compte de Texas Instruments (Prix Nobel de Physique 2000) marqua un tournant dans l'histoire du développement de l'ampli-op.

En 1965, Fairchild Semiconductor présenta sur le marché le μ A709, le premier ampli-op en CI largement répandu. Malgré son succès, cet ampli-op présentait de nombreux défauts. Vint ensuite le μ A741. Son prix relativement faible et son utilisation facile lui valurent un énorme succès. Les fabricants de semi-conducteurs se lancèrent alors dans la course pour produire des ampli-op de performances comparables au μ A741 : Motorola fabriqua le MC1741, National Semiconductor le LM741 et Texas Instruments le SN72741. Tous ces ampli-op sont équivalents et possèdent donc les mêmes spécifications techniques. Par soucis de simplification, la plupart des électroniciens laissent tomber les préfixes et appellent tous ces ampli-op, des «741».

4.2. Présentation de l'ampli-op (Rappels)

4.2.1. Technologie du LM 741

La plupart des ampli-op se présentent sous la forme d'un circuit intégré (CI) à 8 broches (Figure 58)



- (+IN) ou (u): Entrée non inverseuse
- (-IN) ou (v): Entrée inverseuse
- (OUT) ou (s): Sortie
- (V+) ou (+Vcc): Alimentation symétrique positive
- (V-) ou (-Vcc): Alimentation symétrique négative
- (Offset null) : Annulation de la tension de décalage d'entrée
- (NC) : Non connectée

Figure 58: Schéma de câblage du LM741 de National Semiconductor

Le circuit interne du LM741 (Figure 59) comporte une vingtaine de transistors bipolaires, une dizaine de résistances et une capacité (30pF) dite de compensation.

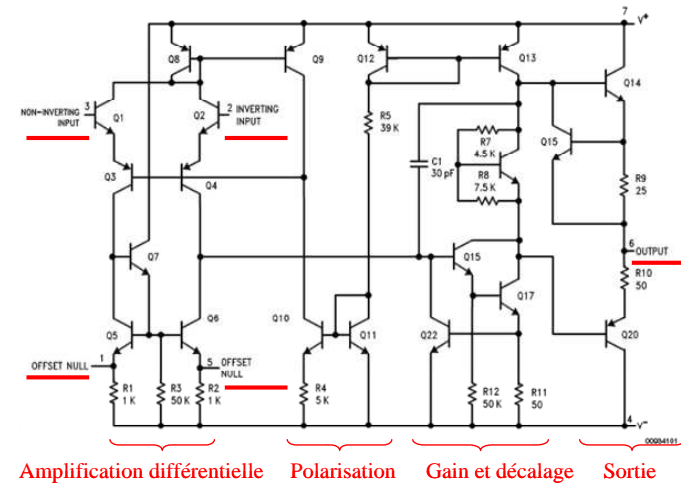


Figure 59: Circuit interne du LM741

Quelque soit la complexité du circuit interne de l'ampli-op, le premier étage est un amplificateur différentiel (effectuant la différence entre les deux tensions d'entrée), suivi ensuite d'autres étages permettant d'accroître les performances du système (gain, impédances, linéarité, etc...).

Le 741 est un standard d'ampli-op à usage général et à faible coût (quelques dizaines de centimes d'euro/pièce). La majorité des montages à base ampli-op peut être réalisée avec un 741. Le concepteur fait appel à d'autres ampli-op seulement lorsqu'il s'agit d'accroître certaines performances.

4.2.2. Représentations symboliques

Dans tous les schémas électroniques, on représente l'ampli-op par un symbole graphique. On peut utiliser indifféremment l'un des ces schémas de la Figure 60.

Schéma complet

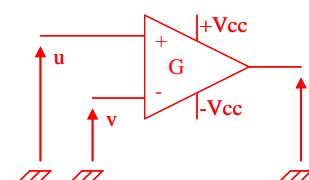


Schéma intermédiaire

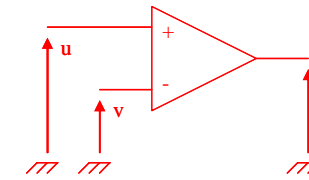


Schéma épuré

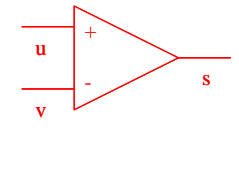


Figure 60: Exemples de représentations symboliques de l'ampli-op

4.2.3. Caractéristique entrée-sortie

L'ampli-op en régime linéaire est caractérisé par l'Éq. 64.

Éq. 64: Equation fondamentale de l'ampli-op (régime linéaire)

$$s = G_0(u - v) \quad \forall |u - v| < V_{sat} / G_0$$

G_0 : Gain en boucle ouverte de l'ordre 10^5 (ou open-loop gain); V_{sat} : Tension de saturation déterminée par V_{cc} ;

L'ampli-op en régime saturé est caractérisé par l'Éq. 65.

Éq. 65: Equation fondamentale de l'ampli-op (régime saturé)

$$s = +V_{sat} \cong +V_{cc} - 1 \quad \forall u - v > V_{sat} / G_0 \quad \text{et} \quad s = -V_{sat} \cong -V_{cc} + 1 \quad \forall u - v < -V_{sat} / G_0$$

Mais on caractérise généralement l'ampli-op par la représentation graphique suivante (Figure 61) qui a le mérite de synthétiser les deux relations.

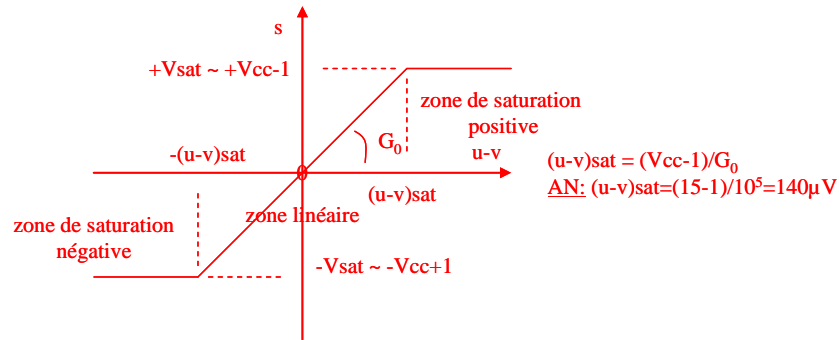
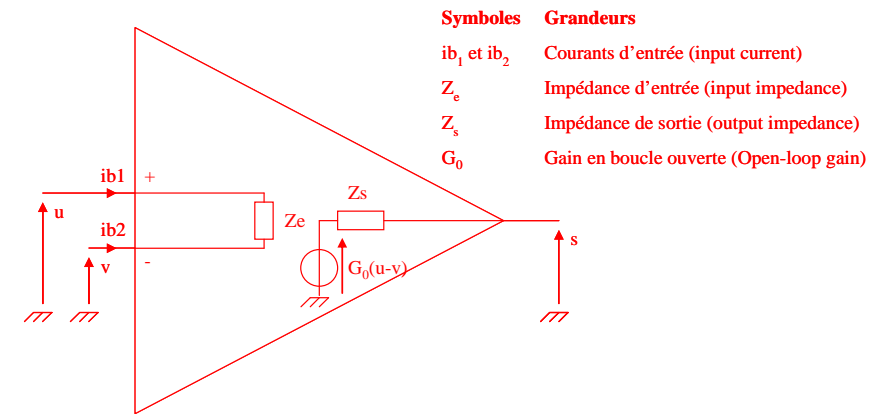


Figure 61: Caractéristique de l'ampli-op

L'ampli-op en boucle ouverte (sans contre-réaction) n'est jamais utilisé comme amplificateur linéaire. En effet le gain étant élevé, il suffit d'une très faible tension différentielle ($u-v$) (du bruit par exemple) pour causer la saturation de la sortie. Ce même gain est très mal défini et varie avec la température et les tensions d'alimentation. Ceci rend ainsi la sortie peu stable ... nous allons voir plus loin comment l'ampli-op est exploité.

4.2.4. Modèle équivalent de l'ampli-op

Vue de l'entrée, l'ampli-op est équivalent à une impédance d'entrée Z_e . Vu de sa sortie, il peut être représenté par un générateur équivalent de Thévenin. Ce dernier est donc une source réelle de tension de force électromotrice $G_0(u-v)$ et d'impédance interne (impédance de sortie dans ce cas) Z_s (Figure 62).



Symboles	Grandeurs
ib_1 et ib_2	Courants d'entrée (input current)
Z_e	Impédance d'entrée (input impedance)
Z_s	Impédance de sortie (output impedance)
G_0	Gain en boucle ouverte (Open-loop gain)

Figure 62: 1er Modèle équivalent de l'ampl

4.3. L'approximation de l'ampli-op idéal

L'ampli-op actuel est tellement proche de la perfection que l'approximation de l'ampli-op idéal reste valable dans de nombreuses applications.

4.3.1. Modèle équivalent de l'ampli-op idéal

Le modèle équivalent de l'ampli-op idéal (Figure 63, Figure 64) montre qu'il est toujours saturé car le gain en boucle ouverte est infini (excepté pour $(u-v)=0$ mais alors il n'y a rien à amplifier). L'ampli-op idéal en boucle ouverte ne peut, bien évidemment, pas être utilisé comme amplificateur.

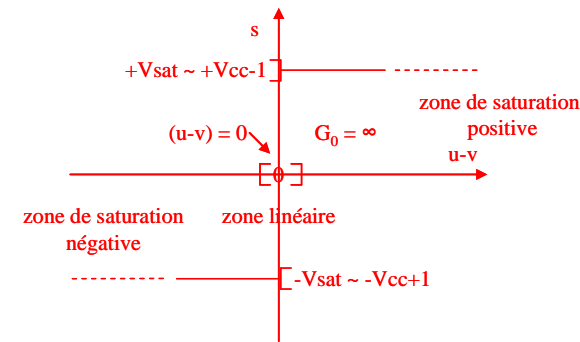


Figure 63: Caractéristiques du modèle équivalent de l'ampli-op idéal

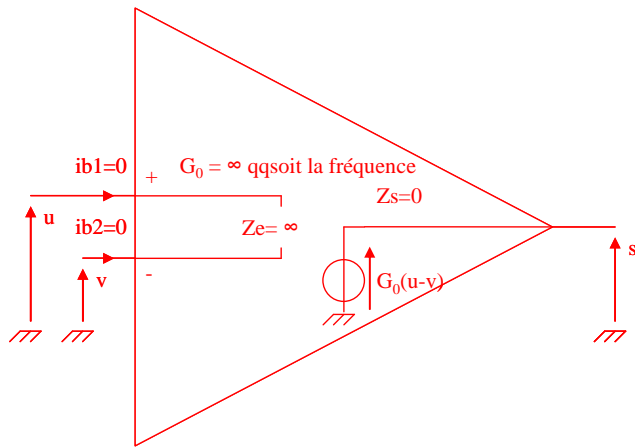


Figure 64: Modèle équivalent de l'ampli-op idéal

On fait donc appel à la contre-réaction pour diminuer le gain du montage...

4.3.2. L'ampli-op idéal en contre-réaction: montages fondamentaux

En 1927, Harold Black se rend au travail dans son laboratoire de Bell Labs. Relaxé dans son transbordeur, il note quelques équations au sujet d'une nouvelle conception. Ce jeune ingénieur électronicien avait un problème à résoudre; les lignes téléphoniques ne cessant de s'étendre sur des distances très longues, nécessitaient l'utilisation d'amplificateurs pour compenser l'atténuation du signal de parole dans les câbles de transmission. Le défi était de concevoir des amplificateurs avec un gain très élevé et très stable. En effet, pour des applications telles que la téléphonie, la tolérance sur la valeur souhaitée du gain doit être très faible. Beaucoup de tentatives furent ébauchées pour développer des ampli-op stables en terme de gain d'amplification. Cependant, même avec un ajustement minutieux du gain en usine, les variations et les dérives de celui-ci devenaient incontrôlables dans les conditions réelles d'utilisation. L'instabilité du gain était essentiellement due aux variations de la température et des alimentations des lignes téléphoniques. Imaginons donc une communication téléphonique où la voix de votre interlocuteur change incessamment: voix peu audible lorsque le gain diminue et déformée lorsque le gain est trop grand à cause de la saturation de l'ampli! C'est une situation, selon toute évidence, très peu agréable.

Dans sa nouvelle conception, Harold Black part de l'idée que les dérives des composants passifs (résistances par exemple) sont beaucoup moins importantes que celles des composants actifs et que le problème serait résolu si l'on pouvait rendre le gain de l'amplificateur dépendant seulement des composants passifs extérieurs.

La solution proposée par H. Black est de construire un amplificateur avec un gain beaucoup plus élevé que ne le nécessite l'application. Ensuite, un taux ou une "partie" de la tension de sortie est "prélevée" (à l'aide d'un diviseur de tension par exemple) et réinjectée à l'entrée inverseuse de l'ampli de telle sorte que le gain du montage (ampli et composants passifs externes) soit largement dépendant de éléments externes et très peu dépendant du gain de l'ampli lui-même. On parle donc de contre-réaction ou réaction négative. Le gain ainsi

réalisé est défini avec précision et il est beaucoup moins sensible aux variations de la température ou des alimentations.

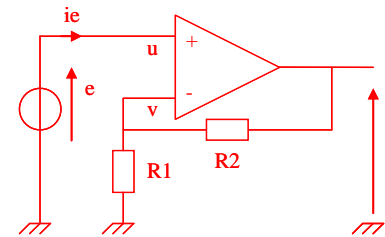
Black affine son idée de contre-réaction et dépose une demande de brevet. L'office de brevets rejette sa demande en qualifiant son concept de "nouvelle absurdité sur le mouvement perpétuel"...

Actuellement, tous les ampli-op dans leur fonction d'amplification sont conçus pour être utilisés en contre-réaction. Outre, son gain stable, on verra qu'un ampli-op "contre-réactionné" possède une bande passante plus large et une moindre distorsion.

4.3.2.1. Montages non inverseurs (Noninverting amplifier)

Dans un montage non inverseur (Figure 8) à base d'ampli-op, le signal d'entrée (signal à amplifier) attaque l'entrée non inverseuse. On réinjecte à l'entrée inverseuse une fraction de la tension de sortie grâce au pont diviseur constitué par les résistances R1 et R2.

On cherche à établir l'expression du gain statique noté A0 et de l'impédance d'entrée du montage notée Ze'.



Éq. 66: Gain statique et Impédance d'entrée du montage non-inverseur

$$A_0 = s/e = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$Z_{e'} = e/ie = Z_e = \infty$$

Figure 65: Montage non inverseur "haute impédance d'entrée"

Éq. 67: Démo (non-inverseur)

Hypothèse: $|u - v| < V_{sat} / G_0$ (ie. régime linéaire) $\Rightarrow (u - v) = s/G_0 = s/\infty = 0 \Rightarrow u = v = e$ (1)

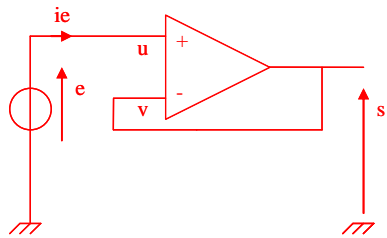
Millman: $v = \frac{\frac{e}{Z_e} + \frac{0}{R_1} + \frac{s}{R_2}}{1/Z_e + 1/R_1 + 1/R_2} \Rightarrow v = \frac{s/R_2}{1/R_1 + 1/R_2} = \frac{s.R_1.R_2}{(R_1 + R_2).R_2} = \frac{s.R_1}{(R_1 + R_2)}$ (2)

(1) et (2) $\Rightarrow s/e = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

ie = 0 car $Z_e = \infty \Rightarrow Z_{e'} = e/ie = \infty$

4.3.2.2. Montage suiveur (unity gain follower)

On peut astucieusement déduire ses caractéristiques à partir de celles du montage inverseur en imposant R1 = infinity et R2 = 0 (Figure 66).



Éq. 68: Gain statique et Impédance d'entrée du montage suiveur

$$A_o = s/e = 1$$

$$Z_e' = e/i_e = Z_e = \infty$$

Figure 66: Montage suiveur "haute impédance d'entrée"

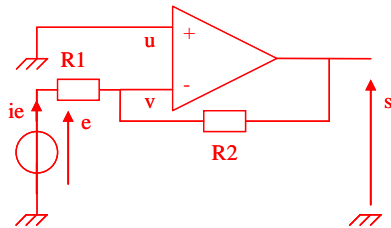
Éq. 69: Démo (suiveur)

Hypothèse : $|u - v| < V_{sat} / G_o$ (ie. régime linéaire) $\Rightarrow (u - v) = s/G_o = s/\infty = 0 \Rightarrow u = v = e$ (1)

$s = v = e \Rightarrow s/e = 1$

$i_e = 0$ car $Z_e = \infty \Rightarrow Z_e' = e/i_e = \infty$

4.3.2.3. Montage inverseur (inverting amplifier)



Éq. 70: Gain statique et Impédance d'entrée du montage inverseur

$$A_o = s/e = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$Z_e' = R_1$$

Figure 67: Montage inverseur "impédance d'entrée réglable"

Éq. 71: Démo (inverseur)

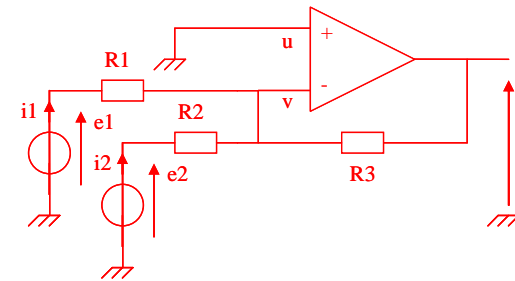
Hypothèse : $|u - v| < V_{sat} / G_o$ (ie. régime linéaire) $\Rightarrow (u - v) = s/G_o = s/\infty = 0 \Rightarrow u = v = 0$ (1)

Millman : $v = \frac{\frac{e}{R_1} + \frac{s}{R_2}}{1/R_1 + 1/R_2}$ (2)

(1) et (2) $\Rightarrow 0 = \frac{e}{R_1} + \frac{s}{R_2} \Rightarrow s/e = -\frac{R_2}{R_1}$

$i_e = e/R_1 \Rightarrow Z_e' = e/i_e = e.R_1/e = R_1$

4.3.2.4. Montage additionneur (adder)



Éq. 72: Gain statique et Impédance d'entrée du montage additionneur

$$s = -R_3 \left(\frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} \right)$$

si $R_1 = R_2$ alors

$$A_o = s/(e_1 + e_2) = -\frac{R_3}{R_1}$$

$$Z_{e1}' = R_1 \text{ et } Z_{e2}' = R_2$$

Figure 68: Montage additionneur "opération fondamentale"

Éq. 73: Démo (additionneur)

Hypothèse : $|u - v| < V_{sat} / G_o$ (ie. régime linéaire) $\Rightarrow (u - v) = s/G_o = s/\infty = 0 \Rightarrow u = v = 0$ (1)

Millman : $v = \frac{\frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} + \frac{s}{R_3}}{1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3}$ (2)

(1) et (2) $\Rightarrow 0 = \frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} + \frac{s}{R_3} \Rightarrow s = -R_3 \left(\frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} \right)$ si $R_2 = R_1$ alors $s/e = -\frac{R_3}{R_1} (e_1 + e_2)$

$i_1 = e_1/R_1 \Rightarrow Z_{e1}' = e_1/i_1 = e_1.R_1/e_1 = R_1$ et $i_2 = e_2/R_2 \Rightarrow Z_{e2}' = e_2/i_2 = e_2.R_2/e_2 = R_2$

4.3.3. Filtrés actifs à base d'ampli-op idéaux

4.3.3.1. Filtre passe-bas du 1^{er} ordre (ou filtre à 20 dB/déc = 6 dB/octave)

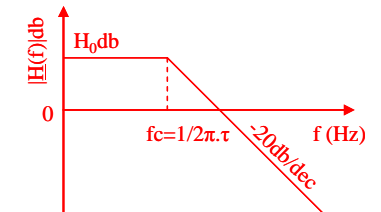
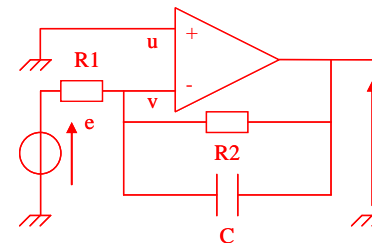


Figure 69: Montage passe bas et représentation asymptotique du gain

Éq. 74: Fonction de transfert du montage (passe-bas du 1^{er} ordre)

$$H(p) = H_0 \frac{1}{1 + \tau.p} \text{ avec : } H_0 = -R2/R1 ; \tau = R2.C ; fc = 1/2\pi.\tau$$

Éq. 75: Démo (cf TD)

4.3.3.2. Filtre passe-haut du 1^{er} ordre (ou filtre à 20 dB/déc = 6 dB/octave)

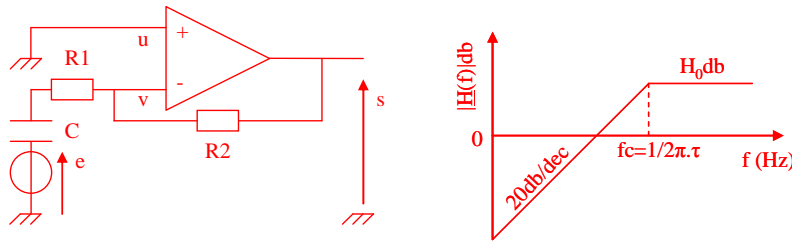


Figure 70: Montage passe bas et représentation asymptotique du gain

Éq. 76: Fonction de transfert du montage (passe-haut du 1^{er} ordre)

$$H(p) = H_0 \frac{\tau.p}{1 + \tau.p} \text{ avec : } H_0 = -R2/R1 ; \tau = R1.C ; fc = 1/2\pi.\tau$$

Les filtres du 1^{er} ordre atténuent les fréquences situées en dehors de la bande passante par 20 dB/déc mais dans beaucoup d'applications, ces performances peuvent être considérées comme insuffisantes. On fait donc appel à des filtres d'ordres plus élevés qui atténuent d'avantage les signaux dont les fréquences n'appartiennent pas à la bande passante. L'objectif est d'essayer de se rapprocher au maximum de la réponse idéale d'un filtre.

4.3.4. L'ampli-op idéal en régime non linéaire: montages fondamentaux

Lorsque les deux entrées de l'ampli-op ne sont plus identiques, il ne fonctionne plus en mode linéaire, mais en commutation (mode non-linéaire). Conséquence: la sortie se trouve soit dans un état haut proche de +Vcc ou plus exactement +Vsat, soit dans un état bas: -Vsat.

Dans une chaîne de mesure, les comparateurs de signaux peuvent être utilisés pour comparer un signal analogique à un autre. Selon le résultat de la comparaison, la sortie peut prendre deux états différents. Cette opération a donc pour effet de simplifier l'information issue par exemple d'un capteur de luminosité en une information binaire (nuit/jour), il s'agit d'une opération TOR (Tout Ou Rien).

4.3.4.1. Comparateurs à zéro

On considère le montage de la Figure 71 où l'on suppose que le gain d'ampli-op est infini, alors la sortie s est déterminée par l'Éq. 77.

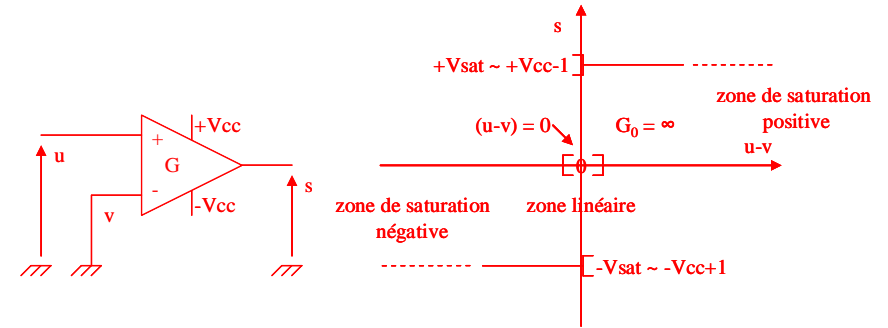


Figure 71: Comparateurs à zéro et représentation idéale de la sortie

Éq. 77: Equations du comparateur à zéro

$$\begin{aligned} \text{si } u - v > 0 &\Rightarrow u > 0 \Rightarrow s = +V_{sat} \cong +V_{cc} - 1 \\ \text{si } u - v < 0 &\Rightarrow u < 0 \Rightarrow s = -V_{sat} \cong -V_{cc} + 1 \end{aligned}$$

Dans le cas du comparateur à zéro, le point de déclenchement (appelé aussi seuil de référence) est le zéro. La tension fixée en v (en l'occurrence zéro volt) constitue donc la valeur de référence qui détermine le basculement de la sortie d'un état à l'autre.

4.3.4.2. Comparateurs à référence non nulle

L'idée est la suivante: on fixe une tension de référence Vref sur une entrée de l'ampli-op que l'on compare avec le signal présenté sur l'autre entrée (dont on ne connaît pas, a priori, la tension). De deux choses l'une: la tension du signal est supérieure ou inférieure Vref. Selon la configuration du montage, on aura en sortie de l'ampli-op un état haut ou un état bas (Equation 46). Si le signal est présenté sur l'entrée u (la référence étant fixée sur v), on dit que le comparateur est non inverseur (Figure 38 et 39). Si le signal est présenté sur l'entrée v (la référence étant fixée sur u), on dit que le comparateur est inverseur.

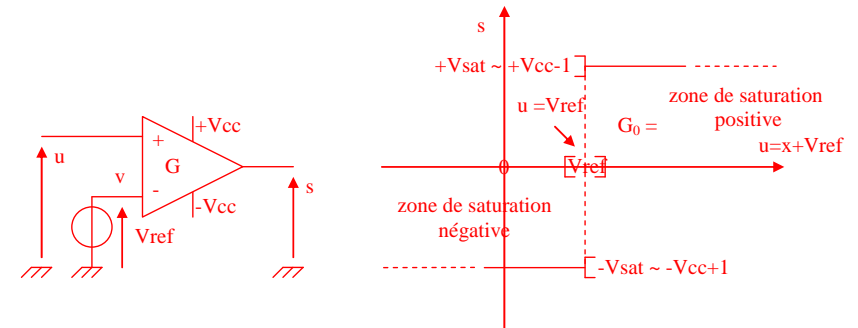


Figure 72: Comparateurs à Vref et représentation idéale de la sortie

Éq. 78: Equation du comparateur à Vref

$$\begin{aligned} \text{si } u - V_{ref} > 0 &\Rightarrow u > V_{ref} \Rightarrow s = +V_{sat} \cong +V_{cc} - 1 \\ \text{si } u - V_{ref} < 0 &\Rightarrow u < V_{ref} \Rightarrow s = -V_{sat} \cong -V_{cc} + 1 \end{aligned}$$

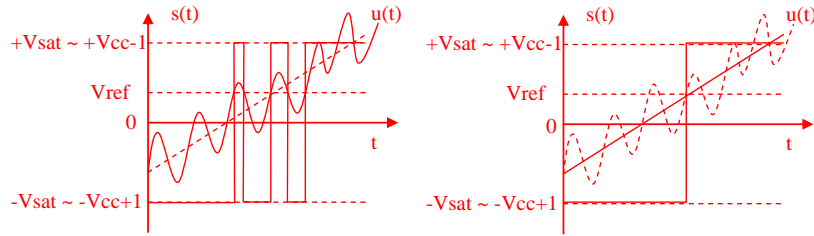


Figure 73: Mise en évidence de l'instabilité de la sortie s(t) dû au bruitage sur u(t)

4.3.4.3. Comparateurs à hystérésis: Trigger de Schmitt

Les comparateurs décrits précédemment sont particulièrement instables dans le cas où le signal d'entrée est parasité par du bruit. Ce bruit peut provoquer des basculements indésirables de la sortie lorsque l'entrée est proche du point de déclenchement (Figure 39).

La solution standard du problème lié au bruit consiste à utiliser un comparateur à hystérésis. Le trigger de Schmitt (appelé aussi bascule de Schmitt) est un comparateur à hystérésis où une réaction positive est appliquée sur l'entrée non-inverseuse de l'ampli-op (Figure 40 et 41). Le signal d'entrée quant à lui est appliqué sur l'entrée inverseuse. Dans ce cas, le Trigger de Schmitt est un comparateur inverseur à deux seuils $+a.V_{sat}$ et $-a.V_{sat}$ dont le comportement est résumé par l'équation 47. Il existe un équivalent non-inverseur du Trigger de Schmitt où une contre-réaction est appliquée sur l'entrée inverseuse de l'ampli-op et le signal d'entrée est appliqué sur l'entrée non-inverseuse (Figure 42 et Equation 48).

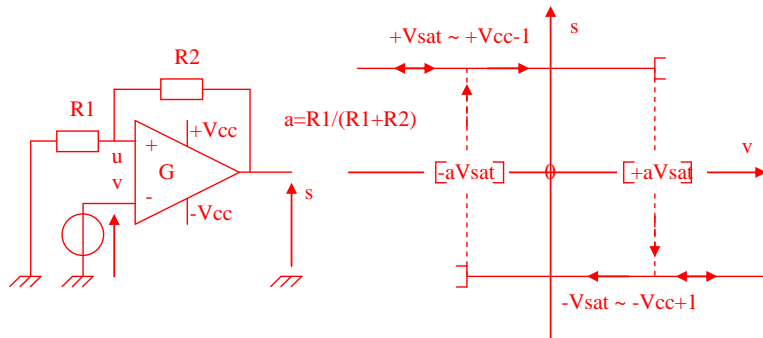


Figure 74: Comparateurs à hystérésis inverseurs et représentation idéale de la sortie

Éq. 79: Equations du comparateurs à hystérésis

$$\begin{aligned} \text{Millman : } u &= \frac{\frac{0}{R1} + \frac{s}{R2}}{1/R1 + 1/R2} = s \cdot \frac{R1}{R1 + R2} = s \cdot a \text{ avec } a = \frac{R1}{R1 + R2} \\ \text{Si } s &= +V_{sat} \cong +V_{cc} - 1 \Rightarrow u - v > 0 \Rightarrow v < +a.V_{sat} \\ \text{Si } s &= -V_{sat} \cong -V_{cc} + 1 \Rightarrow u - v < 0 \Rightarrow v > -a.V_{sat} \end{aligned}$$

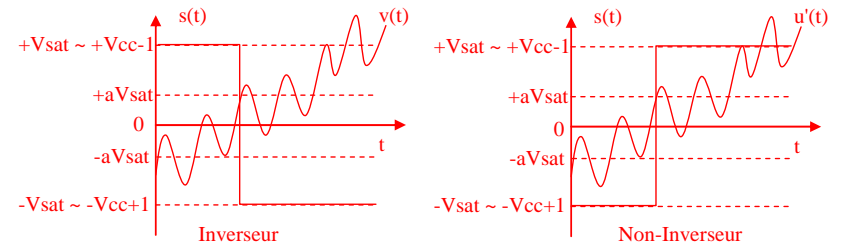


Figure 75: Mise en évidence de la stabilisation de la sortie s(t) malgré le bruitage sur u(t)

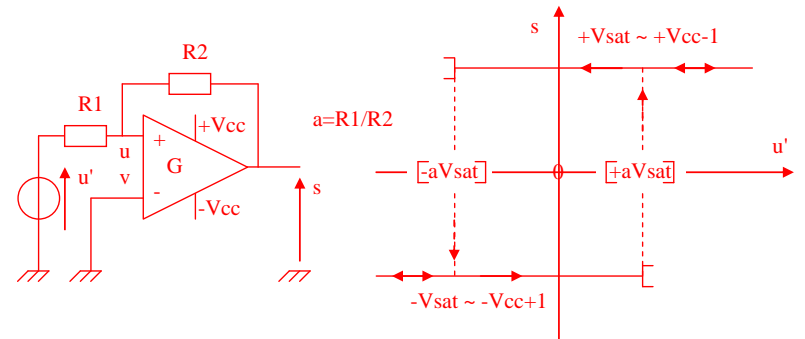


Figure 76: Comparateurs à hystérésis non-inverseur et représentation idéale de la sortie

Éq. 80: Figure 42: Equations du comparateurs à hystérésis non-inverseur

$$\begin{aligned} \text{Millman : } u &= \frac{\frac{u'}{R1} + \frac{s}{R2}}{1/R1 + 1/R2} = (u'.R2 + s.R1)/(R1 + R2) \\ \text{Si } s &= +V_{sat} \cong +V_{cc} - 1 \Rightarrow u - v > 0 \Rightarrow u > 0 \Rightarrow u' > -a.V_{sat} \text{ avec } a = \frac{R1}{R2} \\ \text{Si } s &= -V_{sat} \cong -V_{cc} + 1 \Rightarrow u - v < 0 \Rightarrow u < 0 \Rightarrow u' < +a.V_{sat} \text{ avec } a = \frac{R1}{R2} \end{aligned}$$

4.4. Quiz sur les AOPs

- Quels sont les trois principaux étages qui constituent un AOP ?
- Quelles sont les trois principales représentations symbolique d'un AOP ?
- Quels sont les deux régimes de fonctionnement d'un AOP ?
- Quels sont les caractéristiques entré/sortie des AOPs et leur représentation graphique ?
- Quel est le modèle équivalent d'un AOP ?
- Quels sont les caractéristiques entré/sortie des AOPs idéaux et leur représentation graphique ?
- Quel est le modèle équivalent d'un AOP idéal ?
- Quel est le principe et la conséquence d'une contre-réaction ?
- Quel est la théorème de Millman ?
- Quel est le théorème des nœuds ?
- Quel est le schéma et la caractéristique d'un amplificateur non-inverseur ?
- Quel est le schéma et la caractéristique d'un suiveur ?
- Quel est le schéma et la caractéristique d'un amplificateur inverseur ?
- Quel est le schéma et la caractéristique d'un additionneur ?
- Quel est le schéma et la caractéristique d'un passe bas actif du 1^{er} ordre ?
- Quel est le schéma et la caractéristique d'un passe haut actif du 1^{er} ordre ?
- Quel est le schéma et la caractéristique d'un comparateur à zéro ?
- Quel est le schéma et la caractéristique d'un comparateur à référence non nulle ?
- Quel est le schéma et la caractéristique d'un comparateur à hystérésis inverseur ?
- Quel est le schéma et la caractéristique d'un comparateur à hystérésis non-inverseur ?
- Comment distingue-t-on un montage inverseur d'un montage non-inverseur ?
- Comment distingue-t-on un montage disposé à fonctionner en régime linéaire d'un montage disposé à fonctionner en régime saturé ?
- Pourquoi appel t'on ce composant un AOP ?
- Pourquoi ce composant est le compagnon idéal de la mesure physique ?

Annexe: Tableau de correspondance entre les divers paramètres du quadripôle

Tableau 1 – Correspondance entre les divers paramètres du quadripôle										
	z		y		A C	B D	H	G		
z	Z_{11}	Z_{12}	$\frac{Y_{22}}{\Delta Y}$	$-\frac{Y_{12}}{\Delta Y}$	$\frac{A}{C}$	$\frac{AD-BC}{C}$	$\frac{\Delta H}{H_{22}}$	$\frac{H_{12}}{H_{22}}$	$\frac{1}{G_{11}}$	$\frac{G_{12}}{G_{11}}$
	Z_{21}	Z_{22}	$-\frac{Y_{21}}{\Delta Y}$	$\frac{Y_{11}}{\Delta Y}$	$\frac{1}{C}$	$\frac{D}{C}$	$-\frac{H_{21}}{H_{22}}$	$\frac{1}{H_{22}}$	$\frac{G_{21}}{G_{11}}$	$\frac{\Delta G}{G_{11}}$
y	$\frac{Z_{22}}{\Delta Z}$	$-\frac{Z_{12}}{\Delta Z}$	Y_{11}	Y_{12}	$\frac{D}{B}$	$-\frac{(AD-BC)}{B}$	$\frac{1}{H_{11}}$	$-\frac{H_{12}}{H_{11}}$	$\frac{\Delta G}{G_{22}}$	$\frac{G_{12}}{G_{22}}$
	$-\frac{Z_{21}}{\Delta Z}$	$\frac{Z_{11}}{\Delta Z}$	Y_{21}	Y_{22}	$-\frac{1}{B}$	$\frac{A}{B}$	$\frac{H_{21}}{H_{11}}$	$\frac{\Delta H}{H_{11}}$	$-\frac{G_{21}}{G_{22}}$	$\frac{1}{G_{22}}$
A	$\frac{Z_{11}}{Z_{21}}$	$\frac{\Delta Z}{Z_{21}}$	$-\frac{Y_{22}}{Y_{21}}$	$-\frac{1}{Y_{21}}$	A	B	$-\frac{\Delta H}{H_{21}}$	$-\frac{H_{11}}{H_{21}}$	$\frac{1}{G_{21}}$	$\frac{G_{22}}{G_{21}}$
B	$\frac{Z_{12}}{Z_{21}}$	$\frac{\Delta Z}{Z_{21}}$	$-\frac{Y_{12}}{Y_{21}}$	$-\frac{1}{Y_{21}}$	C	D	$-\frac{H_{22}}{H_{21}}$	$-\frac{1}{H_{21}}$	$\frac{G_{11}}{G_{21}}$	$\frac{\Delta G}{G_{21}}$
C	$\frac{1}{Z_{21}}$	$\frac{Z_{22}}{Z_{21}}$	$-\frac{\Delta Y}{Y_{21}}$	$-\frac{Y_{11}}{Y_{21}}$	C	D	$-\frac{H_{22}}{H_{21}}$	$-\frac{1}{H_{21}}$	$\frac{G_{11}}{G_{21}}$	$\frac{\Delta G}{G_{21}}$
D	$\frac{Z_{12}}{Z_{21}}$	$\frac{Z_{22}}{Z_{21}}$	$-\frac{Y_{12}}{Y_{21}}$	$-\frac{1}{Y_{21}}$	$\frac{B}{D}$	$\frac{AD-BC}{D}$	H_{11}	H_{12}	$\frac{G_{22}}{\Delta G}$	$-\frac{G_{12}}{\Delta G}$
H	$\frac{\Delta Z}{Z_{22}}$	$\frac{1}{Z_{22}}$	$\frac{Y_{21}}{Y_{11}}$	$\frac{\Delta Y}{Y_{11}}$	$-\frac{1}{D}$	$\frac{C}{D}$	H_{21}	H_{22}	$-\frac{G_{21}}{\Delta G}$	$\frac{G_{11}}{\Delta G}$
G	$\frac{1}{Z_{11}}$	$-\frac{Z_{12}}{Z_{11}}$	$\frac{\Delta Y}{Y_{22}}$	$\frac{Y_{12}}{Y_{22}}$	$\frac{C}{A}$	$-\frac{(AD-BC)}{A}$	$\frac{H_{22}}{\Delta H}$	$-\frac{H_{12}}{\Delta H}$	G_{11}	G_{12}
	$\frac{Z_{21}}{Z_{11}}$	$\frac{\Delta Z}{Z_{11}}$	$-\frac{Y_{21}}{Y_{22}}$	$\frac{1}{Y_{22}}$	$\frac{1}{A}$	$\frac{B}{A}$	$-\frac{H_{21}}{\Delta H}$	$\frac{H_{11}}{\Delta H}$	G_{21}	G_{22}

Nb: $\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \equiv \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{bmatrix} = C$

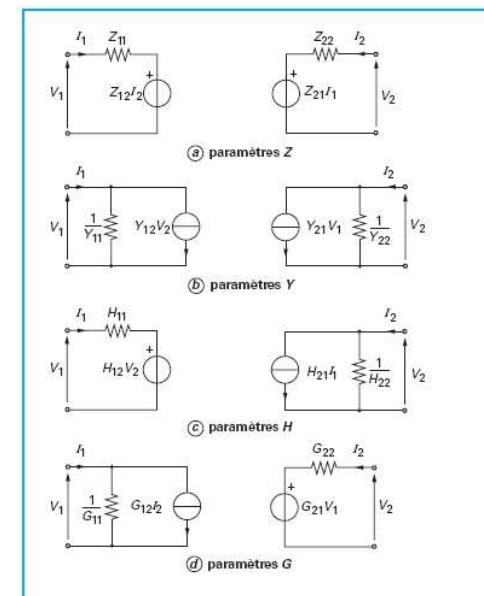


Figure 4 – Représentation d'un quadripôle par un modèle à deux sources liées

Annexe: Valeurs efficaces et moyennes de signaux périodiques standards

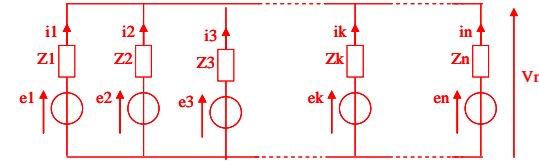
Tension observée à l'oscilloscope en DC	Caractéristiques du signal	Avec un voltmètre numérique CAN à valeur moyenne en \approx	Avec un voltmètre numérique TRMS (affichage en \approx et/ou en \neq)	Tension observée à l'oscilloscope en AC
	$V_m = V_{eff} = V$	$V_{affichée} = 0$	$V_{affichée} = 0$ en \approx $V_{affichée} = V$ en \neq	
	$V_m = 0$ $V_{eff} = \frac{V_M}{\sqrt{2}}$	$V_{mesurée} = \frac{2V_M}{\pi}$ $V_{affichée} = \frac{V_M}{\sqrt{2}}$	$V_{affichée} = \frac{V_M}{\sqrt{2}}$	
	$V_m = \frac{V_M}{\pi}$ $V_{eff} = \frac{V_M}{2}$	L'appareil mesure la valeur moyenne du signal filtré et redressé puis affiche	$V_{affichée} = -$ en \approx $V_{affichée} = \frac{V_M}{2}$ en \neq	
	$V_m = \frac{2V_M}{\pi}$ $V_{eff} = \frac{2V_M}{\sqrt{2}}$	1,11 * VMSR dans les deux cas ; mesure non significative.	$V_{affichée} = -$ en \approx $V_{affichée} = \frac{V_M}{\sqrt{2}}$ en \neq	
	$V_m = 0$ $V_{eff} = V_M$	$V_{mesurée} = V_M$ $V_{affichée} = \frac{\pi V_M}{2\sqrt{2}}$	$V_{affichée} = V_M$	
	$V_m = 0$ $V_{eff} = \frac{V_M}{\sqrt{3}}$	$V_{mesurée} = \frac{V_M}{2}$ $V_{affichée} = \frac{\pi V_M}{4\sqrt{2}}$	$V_{affichée} = \frac{V_M}{\sqrt{3}}$	
	$V_{eff} = \sqrt{V_m^2 + \left(\frac{V_M - V_m}{\sqrt{2}}\right)^2}$	$V_{affichée} = \left(\frac{V_M - V_m}{\sqrt{2}}\right)$	$V_{affichée} = \left(\frac{V_M - V_m}{\sqrt{2}}\right)$ en \approx $V_{affichée} = \sqrt{V_m^2 + \left(\frac{V_M - V_m}{\sqrt{2}}\right)^2}$ en \neq	
	$V_{eff} = \sqrt{V_m^2 + (V_M - V_m)^2}$	$V_{mesurée} = V_M - V_m$ $V_{affichée} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} (V_M - V_m)$	$V_{affichée} = V_M - V_m$ en \approx $V_{affichée} = \sqrt{V_m^2 + (V_M - V_m)^2}$ en \neq	

Extrait du cahier de TP Physique de G. PALLUEL (2007- IUT MPH - UJF)

Annexe: Théorème de Millman et méthode des nœuds

Millman:

Dans un réseau électrique de branches en parallèle, comprenant chacune un générateur de tension parfait en série avec un élément linéaire, la tension aux bornes des branches est égale à la somme des forces électromotrices respectivement multipliées par l'admittance de la branche, le tout divisé par la somme des admittances. (Le théorème de Millman est ainsi nommé en l'honneur de l'électronicien russe Jacob Millman).



$$V_m = \frac{\sum_{k=1}^N E_k \cdot Y_k}{\sum_{k=1}^N Y_k} = \frac{\sum_{k=1}^N \frac{E_k}{Z_k}}{\sum_{k=1}^N \frac{1}{Z_k}}$$

Démo:

Pour chaque branche, le courant se déduit de la loi d'ohm de la manière suivante:

$$I_k = Y_k \times (V_m - E_k) \text{ D'après la loi des nœuds (ie loi de Kirchhoff en courant)}$$

$$\sum_{k=1}^N I_k = 0 \quad \sum_{k=1}^N Y_k \times (V_m - E_k) = 0 \quad \sum_{k=1}^N Y_k \times V_m = \sum_{k=1}^N Y_k \times E_k$$

$$\Rightarrow V_m = \frac{\sum_{k=1}^N E_k \cdot Y_k}{\sum_{k=1}^N Y_k} = \frac{\sum_{k=1}^N \frac{E_k}{Z_k}}{\sum_{k=1}^N \frac{1}{Z_k}}$$

Ce théorème permet parfois de gagner quelques lignes de calcul. Il est assez bien approprié au calcul de gain d'ampli-op.

Méthode des nœuds:

Dans un réseau électrique formé de n branches en parallèle, la somme des courants par branches est nulle (loi des nœuds):

$$\sum_{k=1}^N I_k = 0$$

or, pour chaque branche, le courant se déduit de la loi d'ohm de la manière suivante:

$$I_k = Y_k \times (V_m - E_k)$$

$$\Rightarrow \sum_{k=1}^N Y_k \times (V_m - E_k) = 0$$

"Équation aux nœuds"

Résumé

Nous apprenons dans la première partie de ce cours à utiliser les modèles d'électrocinétique élémentaires utiles à l'analyse de la plupart des montages électriques. Nous étendons notamment l'usage des modèles de Thévenin et Northon au modèle des Quadripôles et nous apprenons à déterminer les impédances d'entrée et de sortie de montages plus ou moins complexes. En fin de cette première partie nous nous initierons à l'analyse fréquentielle des montages électriques en introduisant le concept de Fonction de Transfert (FT) et des outils de représentations tels que le Diagramme de Bode. Dans la suite du cours, nous décrirons les principales caractéristiques des composants actifs telles que la Diode, les Transistors à Effet de Champ (TEC) et BiPolaire (TBP) et l'Amplificateur OPérationnel (AOP). Nous verrons à chaque fois les montages élémentaires emblématiques de ces composants actifs (Redressement, Amplification, Commutation, Filtrage actifs). A l'issu de ce cours nous devrions connaître les fonctions électroniques de bases et leurs caractéristiques.

Mots clefs: Modèles d'électrocinétique (Quadripôles, Thévenin, Northon, Impédance d'entrée, Impédance de sortie, Fonction de Transfert, Diagramme de Bode); Composants passifs (R,L,C); Composants actifs (Diodes, Transistors Bipolaires et à Effet de Champ, AOP); Montages usuels (Redressement, Amplification, Commutation, Filtres passifs, Filtres actifs).

Bibliographie

- [1] A. Asfour, Notes de cours en formation initiale, UJF-IUT1 dpt Mesures Physiques
- [2] Millman & A. Grabel, Microelectronics, 2nd Ed McCreaw-Hill International
- [3] A.P. Malvino, Principes d'électronique, 6e Ed Dunod Sciences Sup
- [4] J-M Escané, Circuits électriques linéaires - Quadripôles, Techniques de l'Ingénieur
- [5] <http://lsiwww.epfl.ch/LSI2001/teaching/physiciens/lecon10/lec10.html>, Cours d'électronique pour ingénieurs physiciens, Ecole polytechnique fédérale de Lausanne