

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
D'ORAN MOHAMED BOUDIAF



جامعة العلوم والتكنولوجيا بهران محمد
بوضيف

FACULTÉ DE GÉNIE ELECTRIQUE

كلية الهندسة الكهربائية

DÉPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

قسم الإلكترونيك

Cours

Electronique Fondamentale 1

2^{ème} année ELECTRONIQUE Licence

Cours préparé par :

Mme LEKHAL-MAZOUZ.N

Semestre : S3

UEF 2.1.2

Matière 1 : Electronique fondamentale 1 (VHS: 45h00, Cours : 1h30, TD : 1h30)

Objectif de l'enseignement :

Expliquer le calcul, l'analyse et l'interprétation des circuits électroniques. Connaître les propriétés, les modèles électriques et les caractéristiques des composants électroniques : diodes, transistors bipolaires et amplificateurs opérationnels.

Connaissances préalables recommandées

Notions de physique des matériaux et d'électricité fondamentale.

Contenu de la matière :

Chapitre 1 – Régime continu et Théorèmes fondamentaux : 3 semaines

Définitions (dipôle, branche, nœud, maille), générateurs de tension et de courant (idéal, réel), relations tension-courant (R, L, C), diviseur de tension, diviseur de courant.

Théorèmes fondamentaux : superposition, Thévenin, Norton, Millmann, Kennelly, Equivalence entre Thévenin et Norton, Théorème du transfert maximal de puissance.

Chapitre 2 - Quadripôles passifs : 3 semaines

Représentation d'un réseau passif par un quadripôle. Matrices d'un quadripôle, associations de quadripôles. Grandeurs caractérisant le comportement d'un quadripôle dans un montage (impédance d'entrée et de sortie, gain en tension et en courant), application à l'adaptation.

Filtres passifs (passe-bas, passe-haut, ...), Diagramme de

Bode, Courbe de gain, Courbe de phase, Fréquence de coupure, Bande passante.

Chapitre 3 - Diodes : 3 semaines

3.1 Rappels élémentaires sur la physique des semi-conducteurs : Définition et structure atomique d'un semi-conducteur. Si cristallin, Si polycristallin, Notion de dopage, Semi-conducteurs N et P, Bandes d'énergie, Jonction PN, Barrière de potentiel.

3.2 Théorie de la diode : Constitution et fonctionnement d'une diode, polarisations directe et inverse, caractéristique courant-tension, régime statique et variable.

Résistance différentielle (ou dynamique), Schéma équivalent.

3.3 Les applications des diodes : Redressement simple et double alternance. Stabilisation de la tension par la diode Zener. Ecrêtage. Multiplicateur de tension. Autres types de diodes : Varicap, DEL, Photodiode.

Chapitre 4 - Transistors bipolaires : 3 semaines

4.1 Transistors bipolaires : Effet transistor, modes de fonctionnement (blocage, saturation, ...), réseau de caractéristiques statiques, polarisations, droite de charge, point de repos, ...

4.2 Etude des trois montages fondamentaux : EC, BC, CC, schéma équivalent, gain en tension, gain en décibels, bande passante, gain en courant, impédances d'entrée et de sortie,

...

4.3 Etude d'amplificateurs à plusieurs étages BF en régime statique et en régime dynamique, condensateurs de liaisons, condensateurs de découplage.

4.4 Autres utilisations du transistor : Montage Darlington, transistor en commutation, ...

Chapitre 5 - Les amplificateurs opérationnels : 3 semaines

Principe, Schéma équivalent, Ampli-op idéal, contre-réaction, caractéristiques de l'ampliop, Montages de base de l'amplificateur opérationnel : inverseur, non inverseur, sommateur, soustracteur, comparateur, suiveur, dérivateur, intégrateur, logarithmique, exponentiel, ...

Mode d'évaluation : Contrôle continu : 40 % ; Examen final : 60 %.

Références bibliographiques:

(Selon la disponibilité de la documentation au niveau de l'établissement, Sites internet...etc.)

1. A. Malvino, Principe d'Electronique, 6ème Edition Dunod, 2002.
2. T. Floyd, Electronique Composants et Systèmes d'Application, 5ème Edition, Dunod, 2000.
3. F. Milsant, Cours d'électronique (et problèmes), Tomes 1 à 5, Eyrolles.
4. M. Kaufman, Electronique : Les composants, Tome 1, McGraw-Hill, 1982.
5. P. Horowitz, Traité de l'électronique Analogique et Numérique, Tomes 1 et 2, Publitronic-Elektor, 1996.
6. M. Ouhruche, Circuits électriques, Presses internationale Polytechnique, 2009.
7. Neffati, Electricité générale, Dunod, 2004
8. D. Dixneuf, Principes des circuits électriques, Dunod, 2007
9. Y. Hamada, Circuits électroniques, OPU, 1993.
10. I. Jelinski, Toute l'Electronique en Exercices, Vuibert, 2000.

Chapitre 2 - Quadripôles passifs

Chapitre 2 - Quadripôles passifs

- 2.1 La Représentation d'un réseau passif par un quadripôle
- 2.2 Les Matrices d'un quadripôle
- 2.3 Les associations de quadripôles
- 2.4 Les Grandeurs caractérisant le comportement d'un quadripôle dans un montage
- 2.5 Les Filtres passifs
- 2.6 Le Diagramme de Bode

2.1 La Représentation d'un réseau passif par un quadripôle

Le quadripôle est un élément à quatre bornes, deux bornes sont dites d'entrées les deux autres bornes sont dites de sorties. Il est fréquent qu'une borne d'entrée soit reliée à la borne de sortie. Il est également possible de décomposer un dispositif électronique complexe en un ensemble de modules qui sont des quadripôles. [2]

Un quadripôle est par définition un réseau qui comporte quatre bornes de liaisons avec les circuits extérieurs. Il s'agit souvent d'un ensemble d'éléments permettant de traiter des signaux ou de transférer de l'énergie fournie par un générateur pour les restituer sous une forme quelconque à une charge extérieure. Les échanges avec l'extérieur se font au travers de deux bornes utilisées comme bornes d'entrée (côté générateur) et vers deux autres bornes utilisées comme sortie (côté charge). Considérons le quadripôle suivant de la figure 2.1, où I_1 et V_1 désignent les grandeurs d'entrée et I_2 et V_2 celles de sortie. Cette représentation avec des courants qui entrent dans le quadripôle présente l'avantage de rendre symétriques l'entrée et la sortie. Elle est souvent adoptée par les électroniciens. [1]

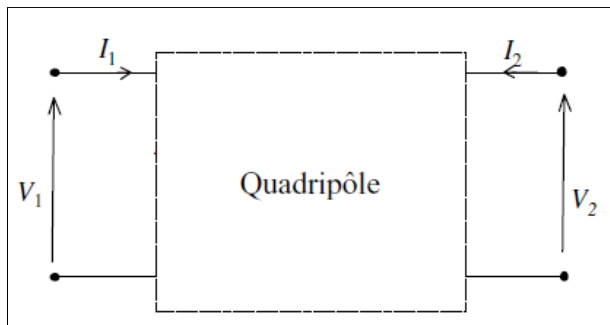


Figure 2.1 : Représentation d'un quadripôle.

En les complétant d'une part avec l'équation courant-tension du générateur branché à l'entrée et de l'équation courant-tension de la charge en sortie, nous disposons du nombre nécessaire et suffisant (quatre) d'équations pour déterminer les quatre variables : I_1 , I_2 , V_1 et V_2 .

Pour généraliser l'étude des quadripôles, nous supposons les conditions suivantes :

- Les circuits du quadripôle sont linéaires, ou bien nous admettons la linéarité autour du point de fonctionnement considéré (cas du transistor par exemple).
- Les conditions initiales aux bornes des capacités et dans les inductances doivent être nulles. Nous nous limitons au régime périodique sinusoïdal établi, appelé régime harmonique.
- Les circuits internes au quadripôle ne doivent comporter que des sources contrôlées de tensions ou des sources contrôlées de courants.

2.2 Les Matrices d'un quadripôle [1]

2.2.1 Matrice impédance

Les équations caractéristiques d'un quadripôle composé uniquement d'éléments linéaires et de

sources dépendantes peuvent se mettre sous la forme générale :

$$V_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 \quad (2.1)$$

$$V_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 \quad (2.2)$$

Ce qui s'écrit encore en utilisant la notation matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad \text{OU BIEN} \quad \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = [Z] \times \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Où $[Z]$ est la *matrice impédance* du quadripôle. Les coefficients de cette matrice s'appellent les *paramètres Z* en circuit ouvert, puisqu'ils peuvent être mesurés en ouvrant successivement les circuits d'entrée et de sortie. Ils se définissent comme suit :

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad \text{Est appelée impédance d'entrée en circuit ouvert (sortie à vide) ;}$$

$$Z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad \text{Est appelée impédance de transfert inverse en circuit ouvert ;}$$

$$Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad \text{Est appelée impédance de transfert (direct) en circuit ouvert ;}$$

$$Z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad \text{Est appelée impédance de sortie en circuit ouvert.}$$

Tout quadripôle, défini par les équations précédentes peut donc être représenté par un quadripôle équivalent dont les éléments s'expriment directement en fonction des impédances Z_{ij} précédemment définies. Le schéma de ce quadripôle équivalent est donné à la figure 2.2.

Le générateur de tension ($Z_{12}I_2$) est contrôlé par la grandeur de sortie I_2 , et le générateur de tension ($Z_{21}I_1$) est contrôlé par la grandeur d'entrée I_1 . Il s'agit bien de générateurs contrôlés qui ne doivent pas être remplacés par un court-circuit lorsque nous cherchons les résistances internes des générateurs de Thévenin équivalents et des générateurs de Norton équivalents.

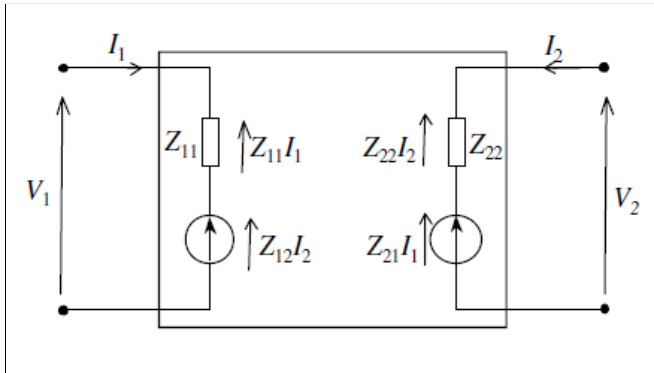


Figure 2.2 : Quadripôle utilisant le modèle de la matrice en Z.

Exemple : Nous déterminons les paramètres Z du quadripôle de la figure 2.3.

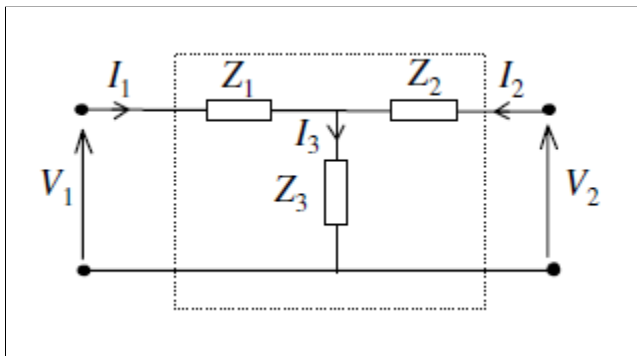


Figure 2.3 : Quadripôle en T.

Nous appliquons la loi de Kirchhoff aux deux mailles de la figure 2.3.

$$V_1 = Z_1 I_1 + Z_3 I_3 = Z_1 I_1 + Z_3 (I_1 + I_2) = (Z_1 + Z_3) I_1 + Z_3 I_2$$

$$V_2 = Z_2 I_2 + Z_3 I_3 = Z_2 I_2 + Z_3 (I_1 + I_2) = Z_3 I_1 + (Z_2 + Z_3) I_2$$

Nous trouvons : $Z_{11} = Z_1 + Z_3$, $Z_{22} = Z_2 + Z_3$ et $Z_{12} = Z_{21} = Z_3$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_1 + Z_3 & Z_3 \\ Z_3 & Z_2 + Z_3 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

2.2.2 Matrice admittance

Si nous exprimons par exemple les courants I_1 et I_2 en fonction des tensions V_1 et V_2 , nous obtenons des coefficients homogènes à des admittances.

$$I_1 = Y_{11} V_1 + Y_{12} V_2 \quad (2.5)$$

$$I_2 = Y_{21} V_1 + Y_{22} V_2 \quad (2.6)$$

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad \text{OU BIEN} \quad \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = [Y] \times \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Où $[Y]$ représente la matrice admittance du quadripôle.

Le modèle d'un quadripôle utilisant les paramètres Y est celui donné à la figure 2.4.

En comparant les équations de la matrice impédance et de la matrice admittance, nous obtenons :

$$[Z] = [Y^{-1}] \quad \text{et} \quad [Y] = [Z^{-1}] \quad (2.8)$$

Il s'agit de deux concepts duaux.

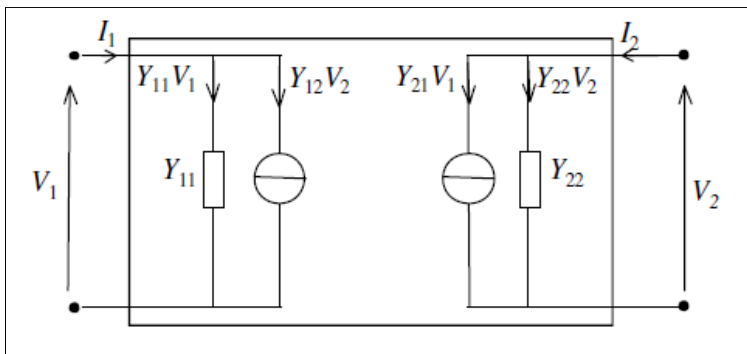


Figure 2.4 : Quadripôle utilisant le modèle de la matrice en Y .

Exemple : Prenons le quadripôle en π de la figure 4.5 et appliquons les lois de Kirchhoff aux nœuds d'entrée et de sortie, nous obtenons :

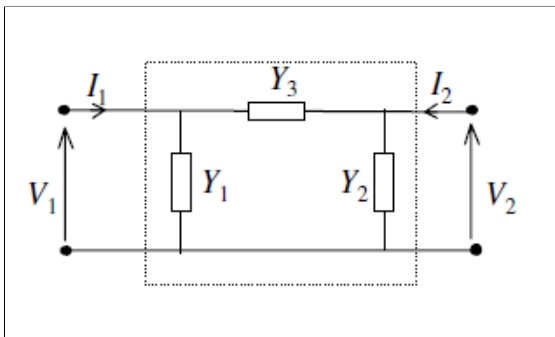


Figure 2.5 : Quadripôle en π .

$$I_1 = V_1 Y_1 + (V_1 - V_2) Y_3 = (Y_1 + Y_3) V_1 - Y_3 V_2$$

$$I_2 = V_2 Y_2 + (V_2 - V_1) Y_3 = -Y_3 V_1 + (Y_2 + Y_3) V_2$$

Nous trouvons par identification :

$$Y_{11} = Y_1 + Y_3, Y_{22} = Y_2 + Y_3 \text{ et } Y_{12} = Y_{21} = -Y_3$$

La matrice admittance devient :

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_1+Y_3 & -Y_3 \\ -Y_3 & Y_2+Y_3 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

2.2.3 Matrice de transfert [2]

Si les deux grandeurs indépendantes sont relatives aux mêmes accès, la matrice est appelée matrice de transfert (également appelée *matrice chaîne*). Deux cas se présentent ou bien V_2 et I_2 sont des fonctions de V_1 et I_1 , ou vice versa :

$$V_1 = T_{11} V_2 + T_{12} I_2 = A V_2 - B I_2 \quad (2.10)$$

$$I_1 = T_{21} V_2 + T_{22} I_2 = C V_2 - D I_2 \quad (2.11)$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \text{ OU BIEN } \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = [T] \times \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Où $[T]$ représente la *matrice de transfert* du quadripôle.

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2 = 0}$$

$$B = - \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2 = 0}$$

$$C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2 = 0}$$

$$D = - \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2 = 0}$$

A et D : sont des nombres.

B et C : sont des impédances.

2.2.4 Matrice hybride [h]

En électronique, les tripôles actifs comme par exemple le transistor sont fréquemment transformés en quadripôle en choisissant l'une des bornes comme référence de potentiel. Ils sont mieux caractérisés si nous utilisons les paramètres (hybrides) h .

Dans ce cas, nous exprimons V_1 et I_2 en fonction de I_1 et V_2 ce qui donne :

$$V_1 = h_{11} I_1 + h_{12} V_2 \quad (2.13)$$

$$I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} V_2 \quad (2.14)$$

Soit en utilisant la notation matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \text{ OU BIEN } \begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = [H] \times \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Où $[h]$ est la matrice hybride du quadripôle. Son intérêt apparaît lors de l'étude du transistor.

h_{11} est l'impédance d'entrée avec une sortie en court-circuit, h_{12} représente le rapport de transfert inverse en tension en circuit ouvert, h_{21} est l'amplification en courant avec une sortie en court-circuit et h_{22} est l'admittance de sortie lorsque la charge est déconnectée (circuit ouvert).

Le modèle d'un quadripôle utilisant les paramètres h est celui donné à la figure 2.

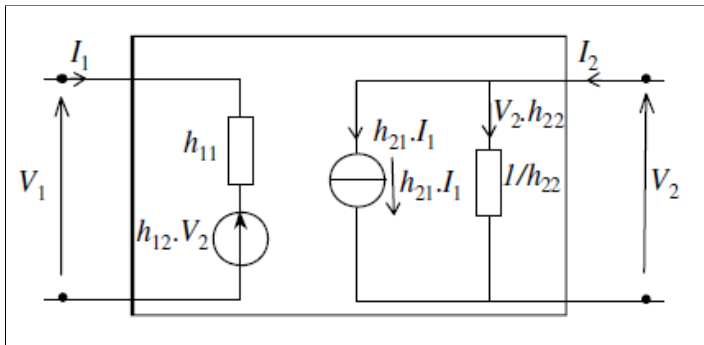


Figure 2.6 : Quadripôle utilisant le modèle de la matrice hybride h .

2.3 Les associations de quadripôles

2.3.1 Association en série de deux quadripôles

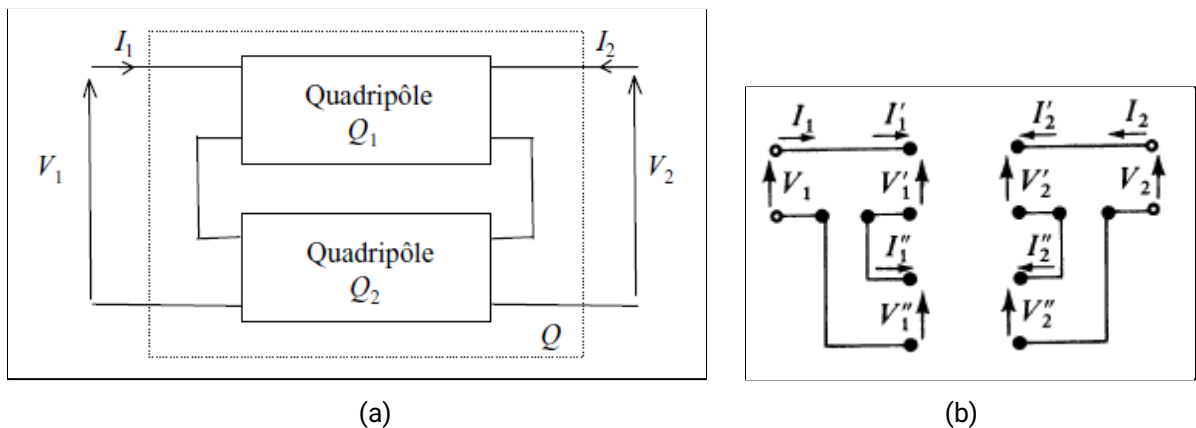


Figure 2.7 : a) Association en série de deux quadripôles, b) Mise en série.

Soit le quadripôle Q_1 :

$$\begin{bmatrix} V'_1 \\ V'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I'_1 \\ I'_2 \end{bmatrix} \quad \text{OU BIEN} \quad \begin{bmatrix} V'_1 \\ V'_2 \end{bmatrix} = [Z1] \times \begin{bmatrix} I'_1 \\ I'_2 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Soit le quadripôle Q_2 :

$$\begin{bmatrix} V''_1 \\ V''_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I''_1 \\ I''_2 \end{bmatrix} \quad \text{OU BIEN} \quad \begin{bmatrix} V''_1 \\ V''_2 \end{bmatrix} = [Z2] \times \begin{bmatrix} I''_1 \\ I''_2 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Puisque $I_1 = I'_1 = I''_1$ et $I_2 = I'_2 = I''_2$

Et : $V_1 = V'_1 + V''_1$, $V_2 = V'_2 + V''_2$

Alors :

$$[Z] = [Z1] + [Z2] \quad (2.18)$$

Une association en série de deux quadripôles Q_1 et Q_2 dont les paramètres sont en circuit ouvert conserve les courants I_1 et I_2 . La matrice Z du quadripôle noté Q équivalent à la mise en série de Q_1 et de Q_2 possède une matrice Z donnée par : $Z = Z1 + Z2$. Nous retrouvons ainsi la loi d'association des impédances en série de façon matricielle.

2.3.2 Association en parallèle de deux quadripôles

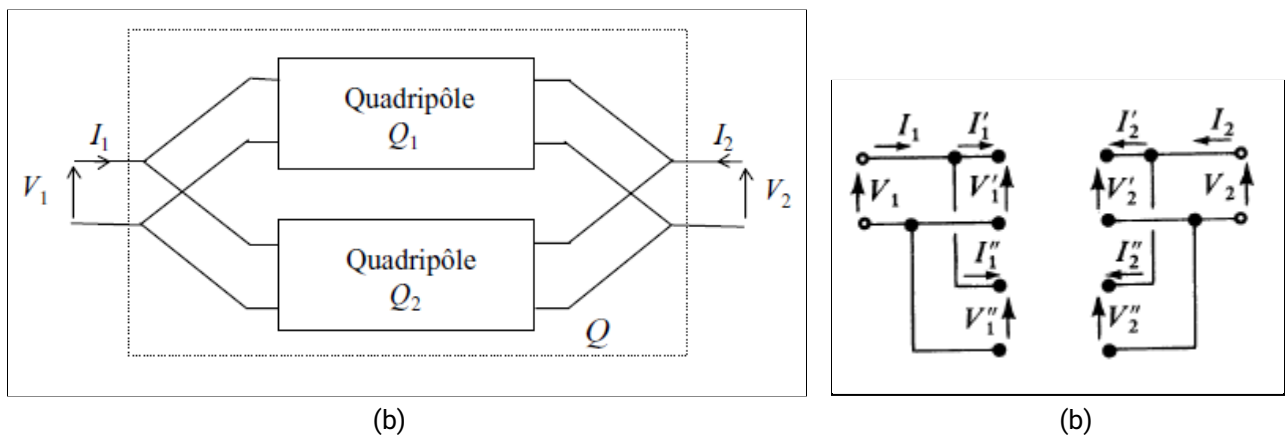


Figure 2.8 : a) Association en parallèle de deux quadripôles, b) Mise en parallèle.

Soit le quadripôle Q_1 :

$$\begin{bmatrix} I'_1 \\ I'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V'_1 \\ V'_2 \end{bmatrix} \quad \text{OU BIEN} \quad \begin{bmatrix} I'_1 \\ I'_2 \end{bmatrix} = [Y1] \times \begin{bmatrix} V'_1 \\ V'_2 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Soit le quadripôle Q_2 :

$$\begin{bmatrix} I''_1 \\ I''_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V''_1 \\ V''_2 \end{bmatrix} \quad \text{OU BIEN} \quad \begin{bmatrix} I''_1 \\ I''_2 \end{bmatrix} = [Y2] \times \begin{bmatrix} V''_1 \\ V''_2 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Puisque $I_1 = I'_1 + I''_1$ et $I_2 = I'_2 + I''_2$

Et : $V_1 = V'_1 = V''_1$, $V_2 = V'_2 = V''_2$

Alors :

$$[Y] = [Y1] + [Y2] \quad (2.21)$$

Dans le cas de l'association en parallèle de deux quadripôles $Q1$ et de $Q2$, les tensions sont communes aux deux quadripôles, nous utilisons donc les matrices admittances. Les paramètres Y s'obtiennent simplement en ajoutant terme à terme les paramètres Y de chaque quadripôle : $Y = Y1 + Y2$.

2.3.3 Association en cascade de deux quadripôles

Dans le cas d'une mise en cascade de deux quadripôles $Q1$ et $Q2$, l'utilisation des paramètres de transfert devient particulièrement avantageuse :

Soit le quadripôle $Q1$:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = [T_1] \times \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}$$

Soit le quadripôle $Q2$:

$$\begin{bmatrix} V'_1 \\ I'_1 \end{bmatrix} = [T_2] \times \begin{bmatrix} V'_2 \\ -I'_2 \end{bmatrix}$$

Puisque $-I_2 = I'_1$ Et : $V_2 = V'_1$ nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = [T_1] \times \left([T_2] \times \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \right)$$

Alors :

$$[T] = [T1] \times [T2] \quad (2.22)$$

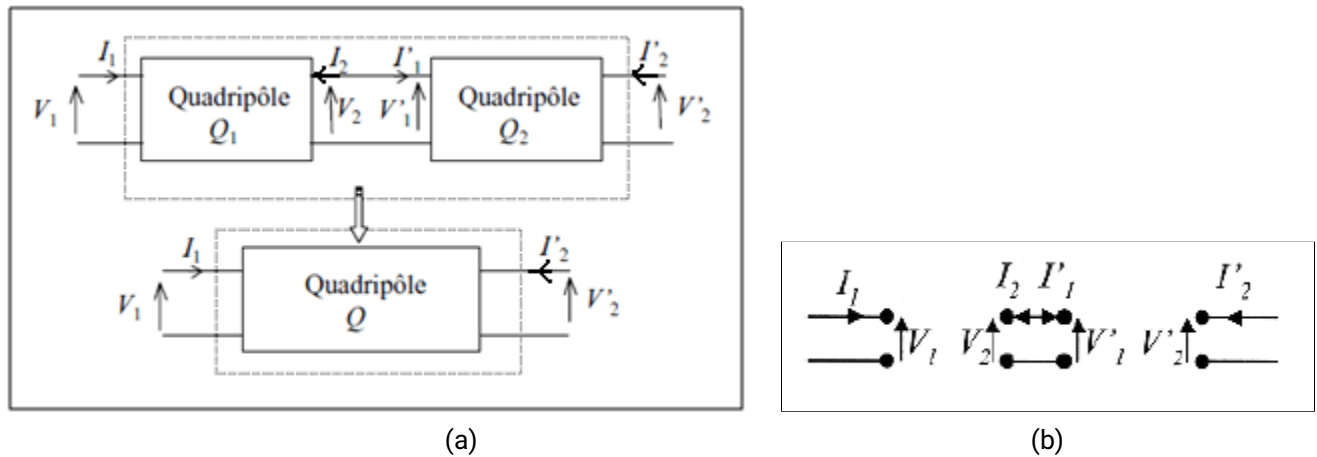


Figure 2.9 : a) Association en cascade de deux quadripôles. b) Mise en cascade.

Le quadripôle équivalent est défini par sa matrice $[T]$ telle que : $[T] = [T_1] \times [T_2]$.

2.4 Les Grandeurs caractérisant le comportement d'un quadripôle dans un montage

Les quadripôles électriques sont utilisés pour réaliser une fonction particulière : amplification, filtrage... De ce fait, les quadripôles sont chargés soit par une vraie impédance de charge, soit par un circuit électrique qui se comporte vis-à-vis du quadripôle comme une impédance de charge.

2.4.1 Caractéristiques d'un quadripôle en charge

Caractériser un quadripôle, c'est déterminer les quatre valeurs I_1 , I_2 , V_1 et V_2 qui régissent son fonctionnement. Quatre équations sont nécessaires alors que le quadripôle lui-même n'en fournit que deux. Les deux autres sont obtenues en prenant en compte le circuit d'entrée (une équation) et le circuit de sortie (une équation).

En effet aux deux bornes d'entrée est connecté un dipôle source qui excite le quadripôle et qui comporte en général un générateur. Aux deux bornes de sortie, nous branchons un dipôle de charge ou d'utilisation noté Z_U .

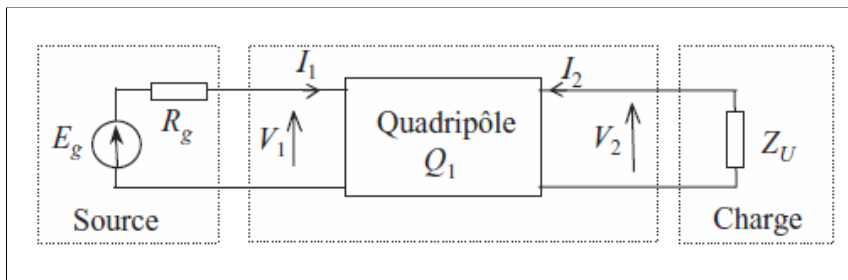


Figure 2.10 : Quadripôle en charge attaqué par une source réelle.

Si par exemple nous définissons le quadripôle par ses paramètres Z , les quatre équations qui permettent de déterminer complètement l'état du réseau sont :

$$V_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2$$

$$V_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2$$

$$E_g = V_1 + R_g I_1 \text{ et } V_2 = -Z_U I_2$$

Or, pour étudier le transfert d'énergie d'une part de la source vers le quadripôle et d'autre part du quadripôle vers la charge, il est plus intéressant de calculer les impédances d'entrée et de sortie du quadripôle non plus en court-circuit ou en circuit ouvert (comme les fournissent les paramètres Z ou Y) mais dans le cas réel qui consiste à connecter le quadripôle aux dipôles de source et de charge.

2.4.2 Impédances d'entrée et de sortie [1]

2.4.2.1 l'impédance d'entrée

L'impédance que présente le quadripôle vis-à-vis de la source est appelée : impédance d'entrée Z_e . Des équations précédentes il vient : en remplaçons dans les équations (2.1) et (2.2).

$$-Z_U I_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2, \text{ ce qui donne : } I_2 = \frac{-Z_{21} I_1}{Z_{22} + Z_U}$$

En reportant cette valeur dans la première équation, il vient :

$$Z_e = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} - \frac{Z_{12} Z_{21}}{Z_{22} + Z_U} \quad (2.23)$$

2.4.2.2 l'impédance de sortie

Vis-à-vis de la charge, le quadripôle attaqué par le dipôle source (générateur) se comporte comme un dipôle modélisé par son générateur de Thévenin équivalent.

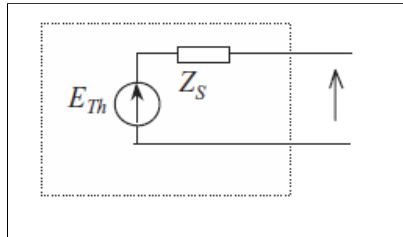


Figure 2.11 : Modèle de Thévenin en sortie du quadripôle.

Le modèle équivalent de Thévenin fait apparaître un générateur E_{TH} en série avec une impédance appelée *impédance de sortie* Z_s . Pour calculer cette impédance il faut passiver la source qui attaque le quadripôle en entrée, ce qui revient à court-circuiter la source de tension sans annuler sa propre résistance interne. Nous calculons ensuite l'impédance que voit un générateur placé en sortie lorsque l'impédance de charge Z_U est débranchée :

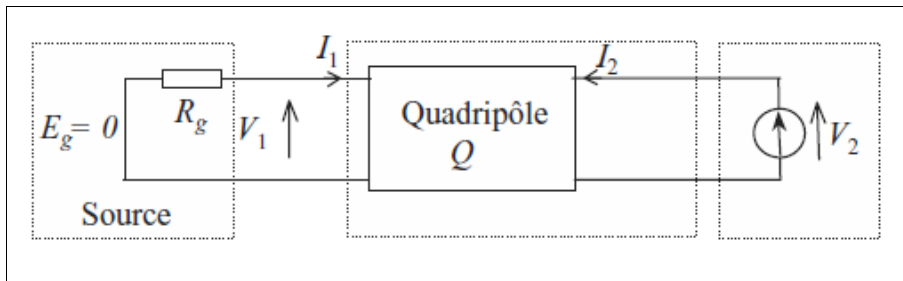


Figure 2.12 : Méthode de calcul de Z_s .

En se basant sur les deux équations (2.1) et (2.2), L'impédance de sortie Z_s vaut alors :

$$Z_s = \frac{V_2}{I_2} = Z_{22} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{11} + R_g} \quad (2.24)$$

2.4.2.3 le gain en tension

En se basant sur les deux équations (2.10) et (2.11) de la matrice de transfert :

$$V_2 = -Z_U I_2, \text{ ce qui donne : } V_1 = \frac{AZ_U + B}{Z_U} V_1$$

En reportant cette valeur dans la première équation, il vient :

$$A_v = \frac{V_2}{V_1} = \frac{Z_U}{AZ_U + B} \quad (2.25)$$

2.4.2.3 le gain en courant

En se basant sur les deux équations (2.10) et (2.11) de la matrice de transfert :

Le gain en courant vaut alors :

$$A_i = \frac{I_2}{I_1} = \frac{-1}{CZ_U + D} \quad (2.26)$$

2.4.2.5 le gain en puissance

Le gain en puissance vaut alors :

$$A_p = \frac{P_2}{P_1} = \frac{V_2 I_2}{V_1 I_1} = A_v \cdot A_i \quad (2.27)$$

2.5 Les Filtres passifs

- Filtre passe-bas du deuxième ordre LC

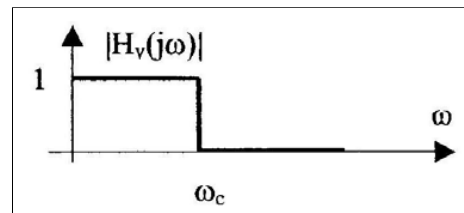
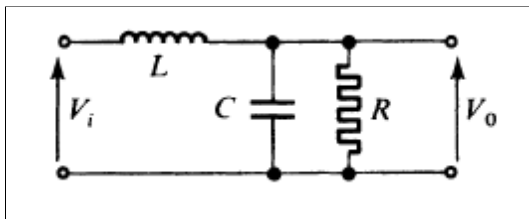


Figure 2.13

- Filtre passe-haut du deuxième ordre LC

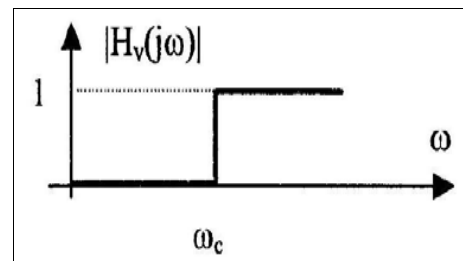
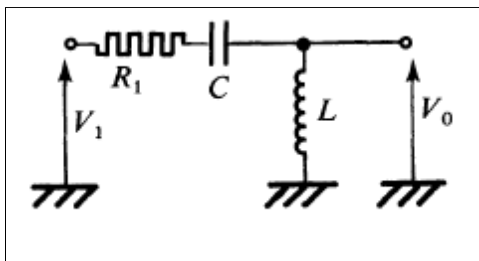


Figure 2.14

- Filtre passe-bande à résistance-capacité

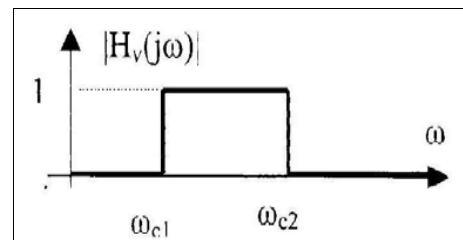
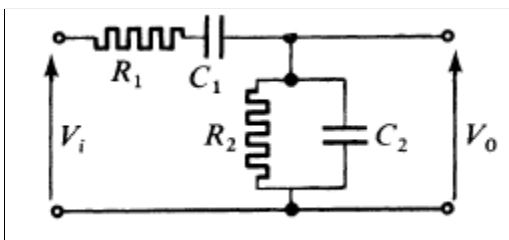


Figure 2.15

- Filtre coupe-bande à faible atténuation

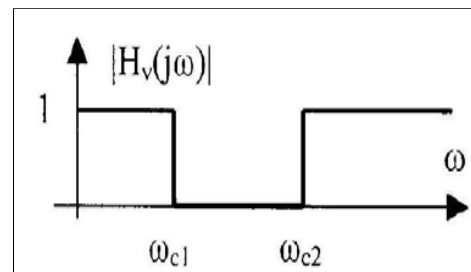
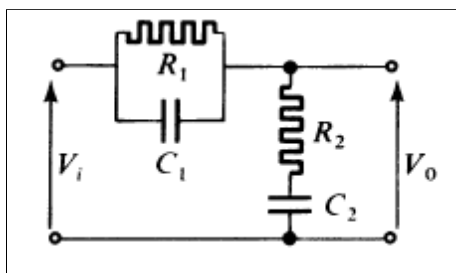


Figure 2.16

- Filtre coupe-bande à forte atténuation Double T

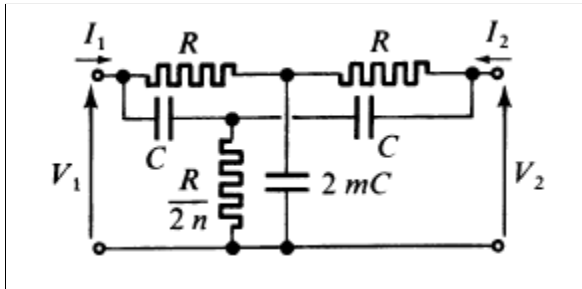


Figure 2.17

- Filtre déphaseur, passe-tout

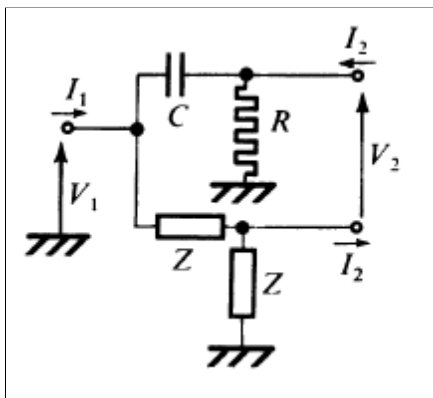


Figure 2.18

2.6 Fonction de transfert [1]

2.6.1 Étude en fonction de la fréquence

Soit un réseau linéaire excité par une entrée sinusoïdale de pulsation ω . L'entrée notée $e(t)$ qui peut être un courant ou une tension, provoque une réponse forcée (régime permanent établi) du réseau. Nous notons $s(t)$ cette réponse.

$$e(t) = E \sin(\omega t) \text{ et } s(t) = S \sin(\omega t + \varphi) \quad (2.28)$$

Compte tenu des deux grandeurs électriques habituelles, nous pouvons définir quatre transmittances ou fonctions de transfert : $V_2/V_1; I_2/I_1; I_2/V_1; V_2/I_1$ qui représentent respectivement : l'amplification en tension, l'amplification en courant, la trans-admittance et la trans-impédance. D'une façon générale ces fonctions de transfert s'écrivent sous forme complexe :

$$H(j\omega) = a(\omega) + jb(\omega) \quad (2.29)$$

Où $\omega = 2\pi f$ est la pulsation des signaux électriques et f leur fréquence.
Les fonctions de transfert s'écrivent également sous une autre forme équivalente :

$$H(j\omega) = A(\omega) e^{j\varphi} = A(\omega) [\cos(\varphi) + j \sin(\varphi)] \quad (2.30)$$

Avec: $A(\omega) = \sqrt{a^2 + b^2}$ et $\tan \varphi = b/a$

$A(\omega)$ est appelé le module de la fonction de transfert et $\varphi(\omega)$ est l'argument ou déphasage de la sortie par rapport à l'entrée.

Ainsi, l'étude du module et de l'argument de la fonction de transfert donnera des informations utiles pour prévoir la réponse du système dans d'autres conditions d'excitation. Nous verrons ultérieurement les modalités précises de représentation de ces quantités.

Il existe deux diagrammes différents pour représenter l'évolution de $H(j\omega)$ en fonction de la pulsation (ou la fréquence) :

- le *diagramme de Nyquist* qui en est une représentation polaire ;
- le *diagramme de Bode* qui est une représentation paramétrique de H .

Même si la représentation de Nyquist est intéressante, surtout pour les problèmes de stabilité, nous nous limiterons à étudier la représentation de Bode universellement connue.

2.6.2 Le Diagramme de Bode [1]

La représentation de Bode consiste à tracer séparément d'une part, la variation du module et d'autre part, la variation de l'argument de la fonction de transfert d'un système en fonction de la fréquence (ou de la pulsation). Mais il convient de remarquer que si très naturellement nous choisissons d'exprimer $\varphi(\omega)$ en radians (ou en degrés), nous préférons utiliser des logarithmes pour représenter le module de $H(j\omega)$. Nous adoptons aussi, pour le module et pour la phase, des unités en $\log(\omega)$ en abscisses

a) Échelles logarithmiques

➤ Axe des x

Dans le cas où les variations relatives de l'une des grandeurs sont très importantes, les échelles linéaires présentent un inconvénient d'ordre pratique. En effet, il est impossible de connaître avec précision l'allure de la courbe aux faibles valeurs. L'échelle logarithmique permet de réaliser une *décompression* de l'origine et une *compression* de l'infini. En échelle logarithmique, tous les intervalles correspondant à une variation dans un rapport de dix ont une même valeur. Ces intervalles sont des *décades*.

Ce cas est souvent rencontré par exemple en étudiant la réponse d'un filtre ou d'un amplificateur en fonction de la fréquence. Cette fréquence peut varier dans de grandes proportions. Si nous prenons par exemple le cas des fréquences audibles, le nombre de décades sera de trois, puisque la fréquence varie de 20 Hz à 20 000 Hz (le nombre de décades peut être beaucoup plus important dans d'autres cas). Nous remarquons que

sur l'échelle logarithmique, nous ne pouvons pas atteindre l'origine qui est repoussée à $-\infty$.

➤ Axe des y

L'amplitude est le plus souvent un produit de facteur correspondant à plusieurs étages ; la représentation logarithmique permet de remplacer les produits d'amplitude par leurs sommes algébriques. Nous utilisons souvent une unité noté le décibel (dB). La définition du décibel découle directement du rapport de la puissance délivrée en sortie P_2 sur la puissance injectée en entrée P_1 .

$$\frac{P_2}{P_1} \text{ (dB)} = 10 \log \left(\frac{P_2}{P_1} \right) \quad (2.31)$$

Si par exemple $P_2/P_1 = 100$, nous trouvons : $10 \log \left(\frac{P_2}{P_1} \right) = 10 \log (100) = 20 \text{ dB}$

En électricité, les puissances considérées sont souvent les puissances actives dissipées dans des résistances, et provenant de l'application à ces résistances de certaines tensions, ou de la circulation dans ces résistances de certains courants

b) Diagrammes universels de Bode

La simplification précédente n'est valable que si les deux résistances d'entrée et de charge sont identiques : $R_1 = R_2 = R$. C'est le cas par exemple en téléphonie avec une résistance de 600 Ω .

Mais il est souvent indispensable de considérer le gain en tension lorsque l'impédance d'entrée d'un quadripôle (transistor à effet de champ, filtre actif...) est infinie : le gain en puissance n'a plus de sens. En électricité et en électronique, même si le quadripôle n'est pas adapté en impédance en sortie et en entrée, nous utilisons toujours la dernière définition pour calculer le module de la fonction de transfert.

En utilisant la même expression précédente, nous exprimons toujours le gain en tension G , exprimé en dB :

$$G \text{ (dB)} = 20 \log (A(\omega)) = 20 \log \left(\frac{V_2}{V_1} \right) \quad (2.32)$$

c) Avantage de la notion de décibel

Nous démontrons que toute fonction de transfert $H(j\omega)$ peut toujours se décomposer en un produit de fonctions du premier ou du second degré en $j\omega$ à coefficient réel. Ceci revient à mettre en cascade plusieurs quadripôles élémentaires :

$$H(j\omega) = H_1(j\omega) \cdot H_2(j\omega) \cdot H_3(j\omega) \cdot \dots \cdot H_n(j\omega) \quad (2.33)$$

Ce qui s'écrit en utilisant la forme exponentielle :

$$H(j\omega) = [A_1(j\omega)e^{j\varphi_1}] \cdot [A_2(j\omega)e^{j\varphi_2}] \dots [A_n(j\omega)e^{j\varphi_n}] = [A_1(j\omega) \cdot A_2(j\omega) \dots A_n(j\omega)] e^{j(\varphi_1 + \varphi_2 + \dots + \varphi_n)} = A(j\omega)e^{j\varphi} \quad (2.34)$$

Nous pouvons déduire le gain en décibel :

$$G \text{ (dB)} = 20 \log (|A(j\omega)|) = 20 \log (|A_1(j\omega)|) + 20 \log (|A_2(j\omega)|) + \dots + 20 \log (|A_n(j\omega)|) \quad (2.35)$$

$$G \text{ (dB)} = G_1 + G_2 + \dots G_n \quad (2.36)$$

Afin d'obtenir un diagramme simple à construire, nous utilisons l'échelle logarithmique pour transformer le produit en somme. Le diagramme de Bode s'obtient alors facilement par addition des diagrammes élémentaires de G_i et de φ_i

Un nombre positif de décibels correspond à un gain effectif avec une tension de sortie supérieure à la tension d'entrée. Un nombre négatif de décibels correspond à une atténuation ou un affaiblissement.

2.6.3 Principales fonctions élémentaires [1]

Le nombre de diagrammes élémentaires pouvant apparaître pour $H(j\omega)$ étant très réduit, étudions chacune de ces fonctions de transfert.

a) Diagrammes de Bode d'une fonction constante $H(j\omega) = K$

Le gain vaut : $G_{dB} = 20 \log(K)$ et l'argument $\varphi = 0$ pour des valeurs de $K > 0$ ou bien $\varphi = \pm\pi$ pour des valeurs de $K < 0$. Par convention, nous prenons dans ce dernier cas : $\varphi = -\pi$

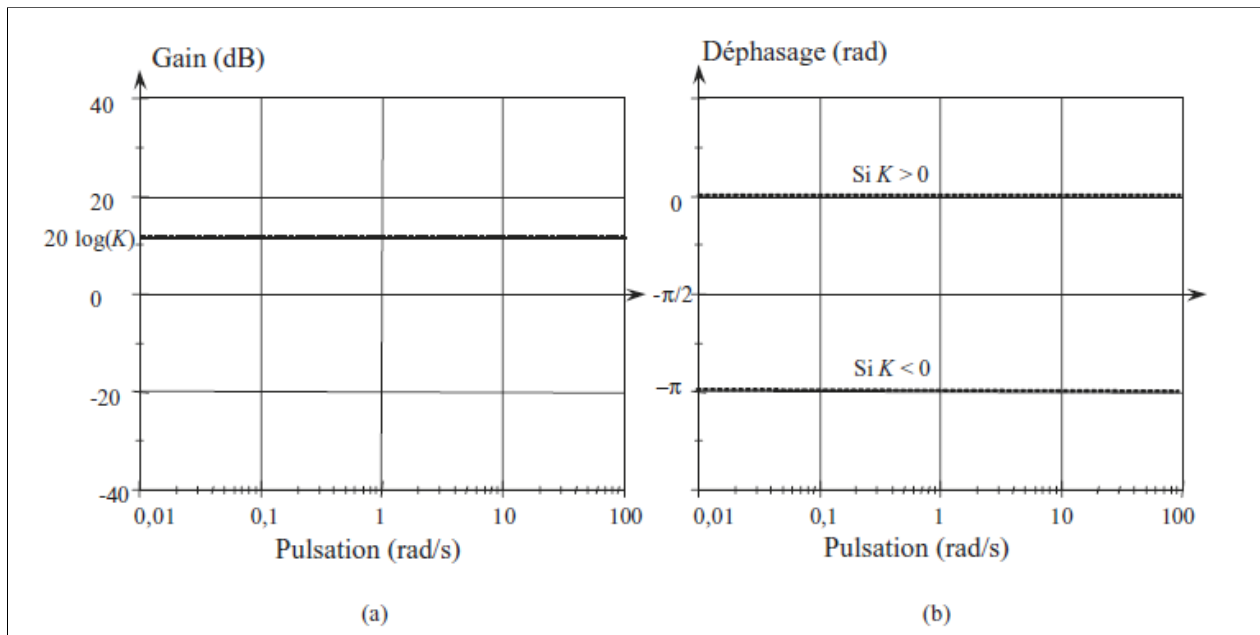


Figure 2.19 : Courbes de Bode de la fonction $H(j\omega) = K$.

b) Diagrammes de Bode d'une fonction $H(j\omega) = j\omega/\omega_0 = jx$

La fonction de transfert, sous la forme d'un imaginaire pur est simple à étudier :

$$G \text{ (dB)} = 20 \log (A(\omega)) = 20 \log \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) = 20 \log (\omega) - 20 \log (\omega_0)$$

Le déphasage reste toujours : $\varphi = \pi/2$

Nous pouvons tracer les courbes de Bode en fonction du logarithme de la pulsation (ou de la fréquence), mais nous pouvons aussi normaliser l'axe des abscisses en prenant une pulsation (ou une fréquence) normalisée appelée aussi pulsation réduite et notée $x = \omega/\omega_0$. Rappelons que, dans ce cas, dans la mesure où un choix a été effectué, l'origine des abscisses n'apparaît pas puisqu'elle est rejetée à « $-\infty$ ».

Pour calculer la pente de la droite, nous prenons deux pulsations v et $v_- = 10 v$ qui sont dans un rapport égal à 10. Autrement dit, nous avons une variation d'une décade sur l'axe des x . La variation du gain pour une décade nous donne directement l'ordre de la fonction :

- une pente de +20 dB par décade est une pente +1 ;
- une pente de -20 dB par décade est une pente -1 ;
- une pente de $+n \times 20$ dB/décade est une pente $+n$;
- une pente de $-n \times 20$ dB/décade par décade est une pente $-n$.

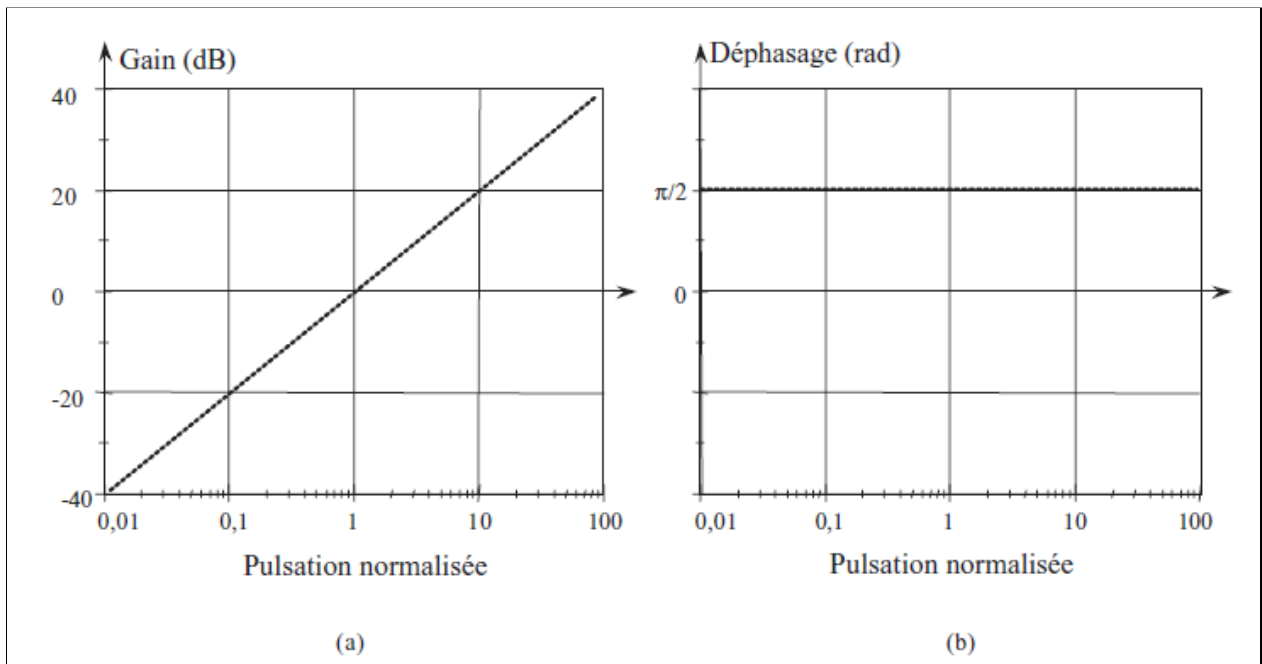


Figure 2.20 : Courbes de Bode de la fonction $H(j\omega) = jX$.

c) Diagrammes de Bode d'une fonction $H(j\omega) = 1 + j\omega/\omega_0 = 1 + jx$

La fonction de transfert s'écrit sous la forme : $a + jb$. Nous calculons l'amplification et le déphasage en fonction de la pulsation.

L'amplification $A(\omega)$ qui représente le module de la fonction de transfert est :

$$A(\omega) = |H(j\omega)| = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

La représentation graphique du gain en dB en fonction de $\log(\omega)$ ou $\log(f)$ présente deux asymptotes distinctes :

– Si $\omega \ll \omega_0$, l'amplification est : $A(\omega \ll \omega_0) \approx 1$, soit : $G(\text{dB}) = 0$.

La courbe du gain est une droite horizontale qui coïncide avec l'axe des x , nous disons qu'il s'agit d'une asymptote horizontale. Le déphasage reste toujours égal à zéro : $\varphi = 0$.

– Si $\omega \gg \omega_0$ l'amplification est : $A(\omega \gg \omega_0) \approx \omega / \omega_0$ soit :

$$G(\text{dB}) = 20 \log(A(\omega)) = 20 \log\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) = 20 \log(\omega) - 20 \log(\omega_0)$$

Le déphasage reste toujours : $\varphi = \pi/2$

L'asymptote du gain donne une variation de +20 dB lorsque la pulsion varie dans un rapport égal à une décade. Il s'agit d'une pente +1.

Les diagrammes (courbes) limités aux asymptotes, représentés à la figure 4.19 en pointillés sont appelés *diagrammes (ou courbes) asymptotiques* de Bode.

Pour tracer les courbes réelles du module ou de la phase, il serait préférable de commencer toujours par mettre les diagrammes asymptotiques, puis effectuer les tracés en corrigeant les valeurs. Les écarts entre les courbes réelles et les diagrammes asymptotes sont donnés pour quelques valeurs particulières dans le tableau 2.1.

Tableau 2.1 Différences entre courbes asymptotiques et valeurs réelles

Valeur de ω	$0,2\omega_0$	$0,5\omega_0$	ω_0	$2\omega_0$	$5\omega_0$
Gain réel – gain asymptotique	0,17	1	3	1	0,17
Erreur de phase en degré	–11	–26	45	26	11

Pour $\omega = \omega_0$, le gain réel est toujours de 3 dB. La pulsation $\omega = \omega_0$ est appelée souvent pulsation de coupure ou pulsation caractéristique, nous disons aussi pulsation de cassure.

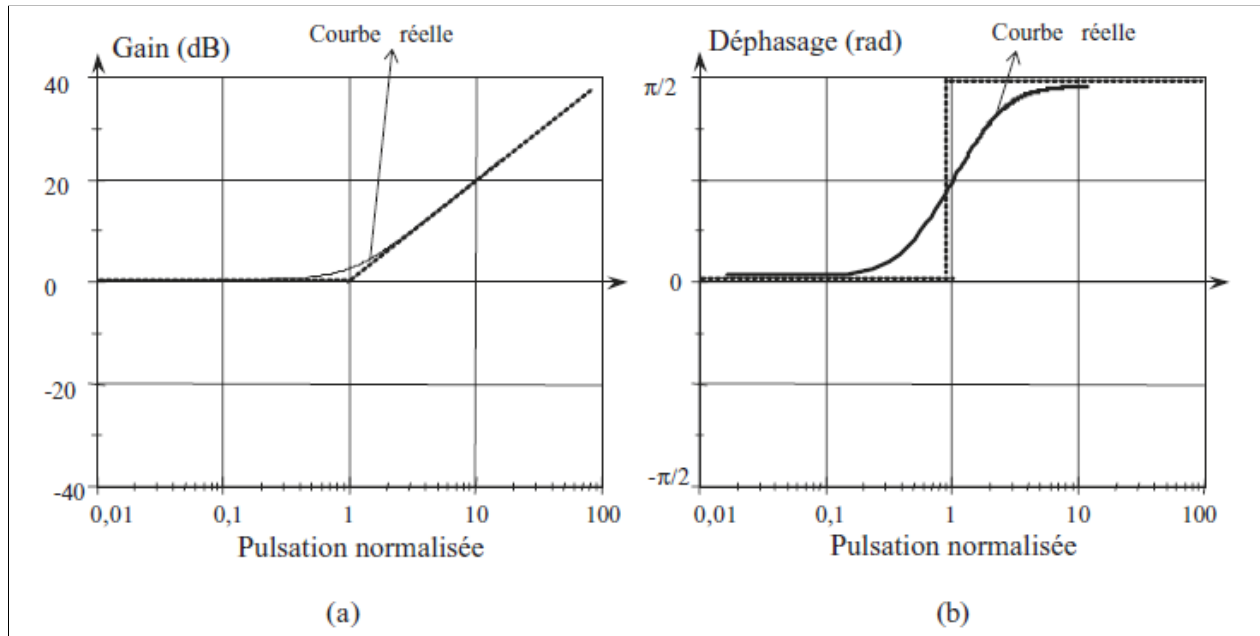


Figure 2.21 : a) Courbe réelle et courbe asymptotique du gain, b) courbe réelle et courbe asymptotique de la phase.

➤ Régime critique

Ce cas, qui correspond à un polynôme de second ordre à deux racines identiques, présente peu d'intérêt.

➤ Régime apériodique

Le discriminant est positif, le polynôme possède deux racines réelles. Il est donc possible de le décomposer en deux facteurs de premier ordre.

$$H(j\omega) = K \frac{1}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_1}\right)} \frac{1}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_2}\right)}$$

Le système revient à la mise en cascade de deux fonctions simples du premier ordre. Les tracés asymptotiques se construisent en ajoutant les tracés des deux fonctions construits séparément. Nous remarquons que : $\omega_1 \omega_2 = \omega_0^2$ et que, pour $\omega = \omega_0$, le déphasage est de $-\pi/2$. La pulsation de coupure notée ω_c est toujours inférieure à ω_2 . ω_1 et ω_2 , étant deux pulsations de cassures. Les tracés de la courbe du gain et du déphasage en fonction de la fréquence (figure 2.22) sont faits dans le cas suivant : $\omega_1 = 10 \text{ rad/s}$, $\omega_2 = 100 \text{ rad/s}$ et $K = 10$.

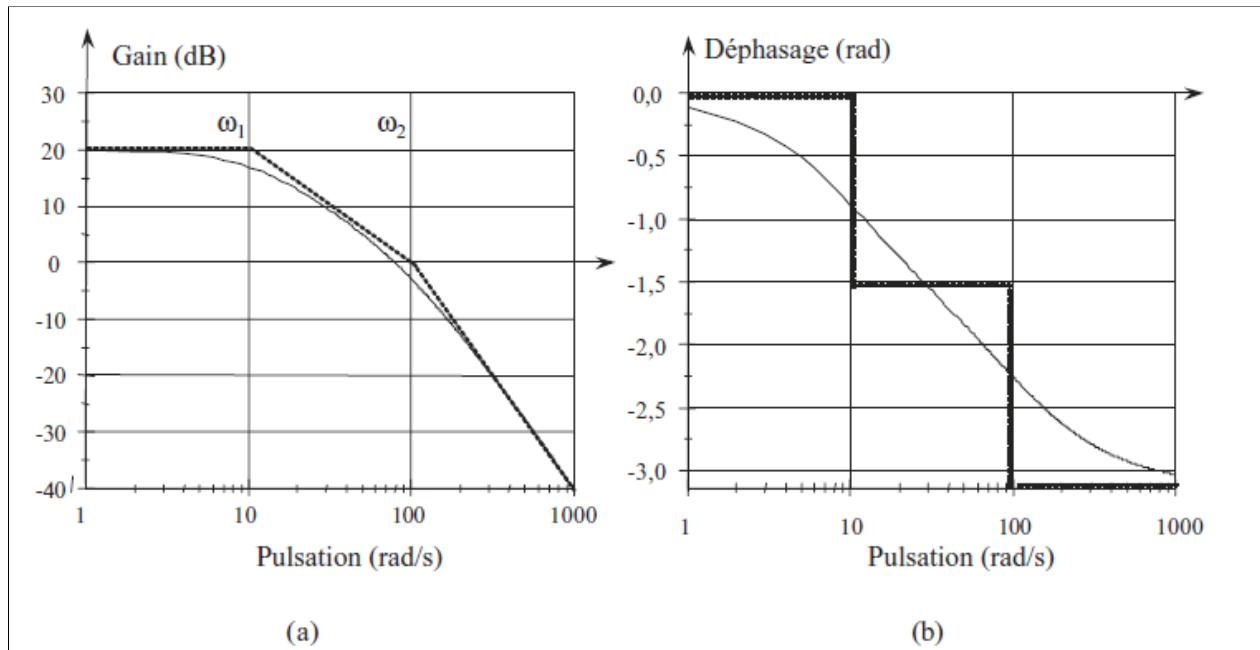


Figure 2.22 : Courbes de Bode et tracés asymptotiques d'un filtre passe-bas d'ordre 2 dans le cas : $m > 1$.