

# **ELECTRONIQUE ANALOGIQUE**

## Amplificateur Opérationnel et Applications

**Franck Luthon**

Franck.Luthon@univ-pau.fr

**Département de Génie Industriel  
IUT, 2 Allée du Parc Montaury,  
64600 Anglet, France**

<https://www.iutbayonne.univ-pau.fr/~luthon/ENA1.pdf><sup>1</sup>

1. Ce document peut être reproduit sous réserve d'en citer la source.



# Table des matières

<b>I</b>	<b>Cours en présentiel</b>	<b>7</b>
<b>1</b>	<b>CM1 - Introduction</b>	<b>9</b>
1.1	Objectifs et compétences . . . . .	9
1.2	Contenu . . . . .	9
1.3	Positionnement . . . . .	10
1.4	Système linéaire vs. Non-linéaire . . . . .	10
1.5	Fonction Amplification . . . . .	12
1.5.1	Petits signaux vs. Energie . . . . .	12
1.5.2	Composants électroniques . . . . .	12
1.6	Quadripôle . . . . .	12
1.6.1	Définitions . . . . .	12
1.6.2	Modèle linéaire équivalent . . . . .	13
1.6.3	Impédances d'entrée, de sortie et caractéristique . . . . .	14
1.6.4	Matrice des Admittances . . . . .	14
1.6.5	Méthodes de mesure . . . . .	15
1.6.5.1	Mesures de Gain et Phase . . . . .	15
1.6.5.2	Mesures de $Z_e$ et $Z_s$ . . . . .	15
1.7	Résumé du chapitre : schéma d'un ampli linéaire . . . . .	15
<b>2</b>	<b>CM2 - L'Amplificateur Opérationnel : Montages linéaires</b>	<b>17</b>
2.1	Le Composant AOP . . . . .	17
2.1.1	Courbes caractéristiques . . . . .	17
2.1.2	Paramètres caractéristiques . . . . .	18
2.1.3	AOP idéal . . . . .	18
2.2	Montages linéaires à AOP . . . . .	19
2.2.1	Montage linéaire général . . . . .	19
2.2.2	Montages amplificateurs . . . . .	20
2.2.3	Montage suiveur (haute impédance) . . . . .	20
2.2.4	Autres montages linéaires . . . . .	20
2.2.5	Applications . . . . .	21
2.3	Principe de la Rétroaction . . . . .	22
<b>3</b>	<b>CM3 - Comparateurs Analogiques</b>	<b>23</b>
3.1	Introduction . . . . .	23
3.2	Comparateur simple . . . . .	23
3.3	Comparateur à hystérésis . . . . .	23
3.3.1	Comparateur Inverseur . . . . .	24
3.3.2	Comparateur Non-inverseur . . . . .	24
3.3.3	Comparateur à fenêtre . . . . .	25
3.3.4	Relaxateurs, Monostables etc. . . . .	25

<b>4</b>	<b>CM4 - Oscillateurs</b>	<b>27</b>
4.1	Système bouclé à Réaction positive . . . . .	27
4.2	Oscillateur sinusoïdal . . . . .	28
4.2.1	Principe de l'ampli sélectif . . . . .	28
4.2.2	Pont de Wien . . . . .	29
4.2.3	Résistance Négative . . . . .	30
4.2.3.1	Principe . . . . .	30
4.2.3.2	Dipôle actif . . . . .	30
4.2.3.3	Schéma synoptique équivalent . . . . .	31
4.3	Oscillateur à relaxation . . . . .	31
<b>5</b>	<b>CM5 - Filtres Actifs</b>	<b>33</b>
5.1	Principe des Filtres Actifs . . . . .	33
5.2	Notion de Gabarit . . . . .	33
5.3	Filtres les plus usuels . . . . .	34
5.4	Filtrage par quadripôle actif . . . . .	36
5.4.1	Exemple introductif : Filtre passe-bande simple . . . . .	36
5.4.2	Généralisation : Filtres actifs du second ordre . . . . .	36
5.4.3	Filtre passe-bas . . . . .	37
5.4.4	Filtre passe-bande . . . . .	37
5.4.5	Annexe . . . . .	38
<b>6</b>	<b>TD - Travaux Dirigés</b>	<b>41</b>
6.1	TD1 Opérations arithmétiques . . . . .	41
6.1.1	Ampli inverseur avec gain de 100 . . . . .	41
6.1.2	Opération à trouver . . . . .	41
6.1.3	Calcul de $A + 2B - 3C$ . . . . .	41
6.1.4	Autres combinaisons d'opérations . . . . .	41
6.2	TD2 Intégrateur . . . . .	42
6.2.1	Principe . . . . .	42
6.2.2	Influence de la tension d'offset et du courant de polarisation . . . . .	42
6.2.3	Remèdes . . . . .	42
6.3	TD3 Comparateur . . . . .	43
6.3.1	Rétroaction positive ou négative . . . . .	43
6.3.2	Comparateur à hystérésis . . . . .	43
6.3.3	Echantillonneur-bloqueur . . . . .	44
6.3.4	Etude d'un comparateur à double seuil . . . . .	44
6.4	TD4 Oscillateur quasi-sinusoïdal de Colpitts . . . . .	45
6.5	TD5 Filtre actif passe-haut : fréquence de coupure, bande passante . . . . .	45
6.6	TD6 Filtre actif universel . . . . .	46
6.7	Filtres actifs de Sallen-Key . . . . .	46
6.7.1	Passe-bas de Sallen-Key . . . . .	47
6.7.1.1	Réponse . . . . .	47
6.7.2	Passe-haut de Sallen-Key . . . . .	48
6.7.2.1	Réponse . . . . .	48
6.7.3	Passe-bande de Sallen-Key . . . . .	48
6.7.3.1	Réponse . . . . .	49
6.8	Caractéristiques d'un Amplificateur . . . . .	49
6.8.1	Bande Passante . . . . .	49
6.8.2	Distorsion Harmonique . . . . .	50

<b>7</b>	<b>Contrôle des Connaissances</b>	<b>51</b>
7.1	Sujet 2014 (2h) : Filtre déphaseur . . . . .	51
7.2	Sujet 2015 (2h) : Filtre actif . . . . .	52
7.3	Sujet 2016 (2h) : Comparateur . . . . .	53
7.4	Sujet 2017 (2h) : Filtre actif . . . . .	55
7.5	Sujet 2018 (2h) : Filtre actif . . . . .	56
7.6	Sujet 2019 (2h) : Impédances actives . . . . .	57
7.7	Sujet 2020 (2h) : Circuits Sommateurs . . . . .	59
<b>8</b>	<b>TP1 : Caractéristiques d'AOP - Circuits linéaires de base : ampli, suiveur</b>	<b>61</b>
8.1	Présentation de l'Amplificateur Opérationnel (AOP) . . . . .	61
8.1.1	Description . . . . .	61
8.1.2	Modèle équivalent d'un AOP . . . . .	62
8.1.2.1	Cas de l'AOP idéal (ou parfait) . . . . .	62
8.1.2.2	Cas de l'AOP réel (TL081 ou ua741) . . . . .	62
8.2	Montages Utilisant l'AOP en Régime Linéaire . . . . .	62
8.2.1	Montage amplificateur inverseur . . . . .	62
8.2.1.1	Etude expérimentale en régime continu . . . . .	62
8.2.1.2	Etude expérimentale en régime variable triangulaire à l'aide de l'oscilloscope . . . . .	63
8.2.1.3	Etude expérimentale en régime variable sinusoïdal à l'aide de l'oscilloscope . . . . .	64
8.2.2	Montage amplificateur non inverseur . . . . .	64
8.2.2.1	Etude expérimentale en régime continu. . . . .	64
8.2.2.2	Etude expérimentale en régime variable . . . . .	65
8.2.3	Montage suiveur de tension . . . . .	65
8.2.3.1	Etude théorique (Fig. 8.6) . . . . .	65
8.2.3.2	Utilité du montage suiveur de tension . . . . .	66
8.2.3.3	Mesure du Slew-Rate . . . . .	66
<b>9</b>	<b>TP2 : Intégrateur - Dérivateur - Sommateur - Soustracteur - Comparateur</b>	<b>67</b>
9.1	Montage dérivateur inverseur . . . . .	67
9.2	Montage intégrateur inverseur . . . . .	68
9.3	Montage sommateur non inverseur . . . . .	68
9.4	Montage amplificateur de différence . . . . .	69
9.5	Montage comparateur utilisant l'AOP en régime non-linéaire . . . . .	69
<b>10</b>	<b>TP3 : Oscillateur Sinusoïdal - Filtre Actif</b>	<b>71</b>
10.1	Oscillateur à pont de Wien . . . . .	71
10.1.1	Etude théorique . . . . .	71
10.1.1.1	Condition d'oscillation . . . . .	71
10.1.1.2	Analyse de l'oscillateur à pont de Wien . . . . .	71
10.1.2	Manipulation . . . . .	72
10.1.2.1	Etude du pont de Wien seul . . . . .	72
10.1.2.2	Etude de l'amplificateur seul . . . . .	72
10.1.2.3	Etude de l'oscillateur complet . . . . .	72
10.2	Filtre actif de nature inconnue . . . . .	73
10.2.1	Etude théorique . . . . .	73
10.2.2	Manipulation . . . . .	74

<b>II LaboREM : TP à distance</b>	<b>75</b>
<b>11 Prérequis : Filtres Passifs et AOP</b>	<b>77</b>
11.1 Prérequis et Objectifs du TP . . . . .	77
11.2 Rappels : Passe-bas, Passe-haut, Passe-Bande...	77
11.2.1 Filtres du 1er ordre . . . . .	77
11.2.2 Filtres du 2eme ordre . . . . .	78
11.2.3 Courbes Canoniques du 2eme Ordre . . . . .	78
11.3 Prérequis d'Electronique . . . . .	78
11.3.1 Filtre électronique passif RC et RLC . . . . .	78
11.3.2 Amplificateur Opérationnel AOP idéal . . . . .	80
<b>12 Liste des Filtres Précâblés</b>	<b>81</b>
12.1 Filtres Passifs . . . . .	81
12.1.1 Passe-bas passif d'ordre 1 . . . . .	81
12.1.2 Passe-haut passif d'ordre 1 . . . . .	81
12.1.3 Passe-bande passif de Wien . . . . .	81
12.1.4 Réjecteur passif Double Té ponté . . . . .	81
12.1.5 Circuits passifs configurables (via un robot de placement) . . . . .	81
12.2 Filtres Actifs . . . . .	82
12.2.1 Passe-bas Sallen-Key . . . . .	82
12.2.2 Passe-haut Sallen-Key . . . . .	82
12.2.3 Passe-bande Sallen-Key . . . . .	82
12.2.4 Passe-bande actif ordre 2 . . . . .	82
12.2.5 Circuits actifs configurables (via le robot de placement) . . . . .	82
12.3 Courbes expérimentales obtenues . . . . .	82
<b>13 Manipulation à Distance</b>	<b>85</b>
13.1 Expérience 1 - Caractérisation fréquentielle . . . . .	85
13.1.1 Méthodologie d'Etude des fonctions de transfert . . . . .	85
13.1.1.1 Courbes de gain et de phase . . . . .	85
13.1.1.2 Mesures précises des caractéristiques . . . . .	85
13.1.2 Caractérisation rapide . . . . .	85
13.1.3 Etude exhaustive . . . . .	86
13.2 Expérience 2 - Caractérisation Temporelle . . . . .	86
13.2.1 Effets linéaires sur le signal . . . . .	86
13.2.1.1 Atténuation/Amplification . . . . .	86
13.2.1.2 Décalage temporel . . . . .	86
13.2.2 Effet non linéaire : saturation, distorsion harmonique . . . . .	86

Première partie  
Cours en présentiel



# Chapitre 1

## CM1 - Introduction

### 1.1 Objectifs et compétences

- cf. Programme pédagogique national (PPN) du DUT GIM :
- **Fonctions** électroniques de base
  - **Systèmes électroniques analogiques**
  - **Tests de circuits** (appareils de mesure)
  - Compétences : choix, mise en œuvre et analyse

### 1.2 Contenu

- Composant de base : **Amplificateur Opérationnel** (en abrégé Ampli Op ou AOP)
- Fonctions élémentaires : **amplification, filtrage, comparateur, oscillateur**, (mais aussi modulation pour transmission radio-télécom, détecteur, relais etc.)
- Caractéristiques : **amplification, gain, bande passante, distorsion, saturation, impédances d'entrée et de sortie**
- **Mesures automatisées** : par ordinateur, bus GPIB, carte DAQ.  
dont 1 TP à distance (plate-forme LaboREM) : caractérisation de filtres actifs (Fig.1.1)



FIGURE 1.1 – LaboREM : remote laboratory

Détails :

- 2 fonctionnements : **linéaire** (ampli, filtre) vs. **non-linéaire** (comparateur, oscillateur)
- 2 types de **rétroaction** : contre-réaction (dite  $<0$ ) vs. réaction (dite  $>0$ )
- divers **amplis** : inverseur, non inverseur, différentiel
- diverses **opérations** : additionneur, soustracteur, intégrateur, dérivateur, **suiiveur**, (mais aussi ampli logarithmique, exponentiel, multiplieur etc.)
- divers **filtres actifs** : passe-bas, passe-haut, passe-bande, réjecteur, déphaseur.

## 1.3 Positionnement

Schéma d'un système industriel (Fig.1.2)

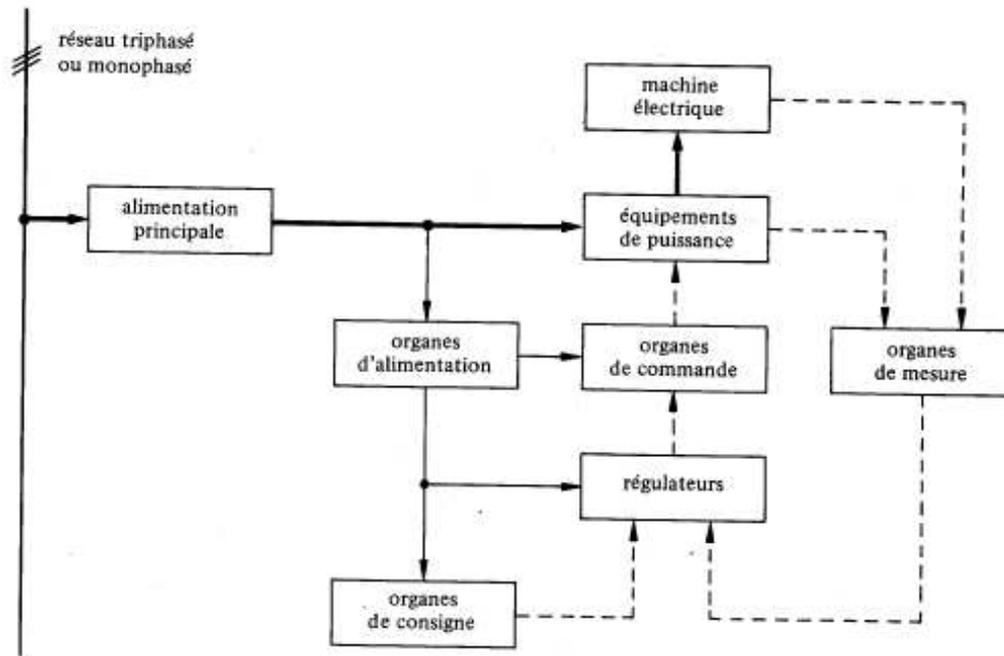


FIGURE 1.2 – Schéma d'une installation

Position par rapport aux autres disciplines :

- Electronique **analogique** ( $V, mA, W$ ) : temps continu ;  $R, L, C$  (ELEC) ; diode, transistor (ENA2)
- Electronique **numérique** (AII) : temps échantillonné, capteur, actionneur, conversion CAN/CNA, convertisseur courant/tension, automates programmables API
- Electronique de **puissance** ( $kV, A, kW$ ) :  $P = UI$  (ETENP) ; convertisseur, redresseur, hâcheur, onduleur, électrotechnique
- **Asservissement** et régulation (AUTO) : correcteurs PID

Intérêts :

- Intérêt de l'électronique (par rapport à l'hydraulique) : plus petit, plus rapide ...
- Intérêt des **Circuits Intégrés** CI (par rapport aux composants discrets) : taille réduite, puissance consommée moindre, meilleure tolérance et qualité
- Intérêt de l'**AOP créé en 1965** (par rapport au transistor) : **composant idéal** ( $Z_e$  infinie) donc simple d'utilisation

## 1.4 Système linéaire vs. Non-linéaire

**Système Linéaire (et invariant dans le temps)** : boîte noire (Fig.1.3).

- régi par une équation différentielle entrée/sortie
- combinaison linéaire conservée (validité du théorème de superposition) :

$$\lambda_1 e_1(t) + \lambda_2 e_2(t) \xrightarrow{\text{superposition}} \lambda_1 s_1(t) + \lambda_2 s_2(t) \quad (1.1)$$

$$e(t - t_0) \longrightarrow s(t - t_0) \quad (1.2)$$

- conserve la fréquence :  $f_0(Hz)$  en entrée  $\xrightarrow{\text{conservation}}$  même  $f_0(Hz)$  en sortie

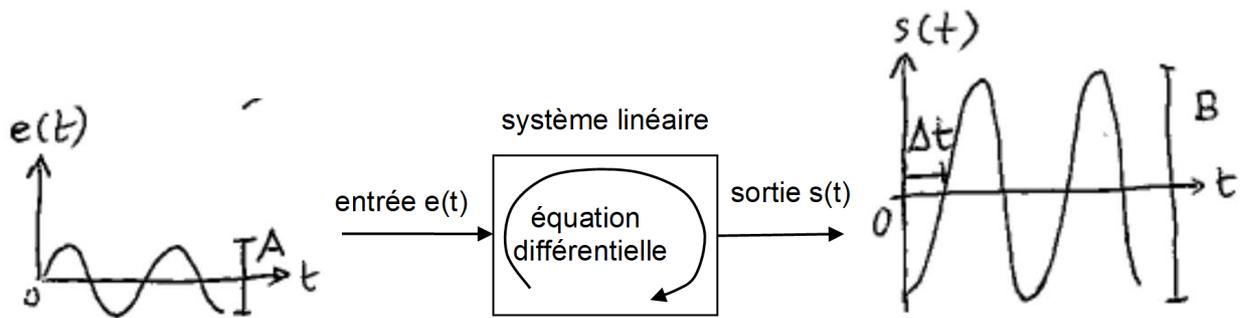


FIGURE 1.3 – Système linéaire

— modifie amplitude et retard => caractérisation par **courbes de Bode** (gain et phase en fonction de la fréquence, cf. Fig.1.4) :

$$G_{dB} = 20 \log_{10} \frac{B}{A} \tag{1.3}$$

$$\Delta\Phi(^{\circ}) = -|\Delta t| \times 360 \times f \tag{1.4}$$

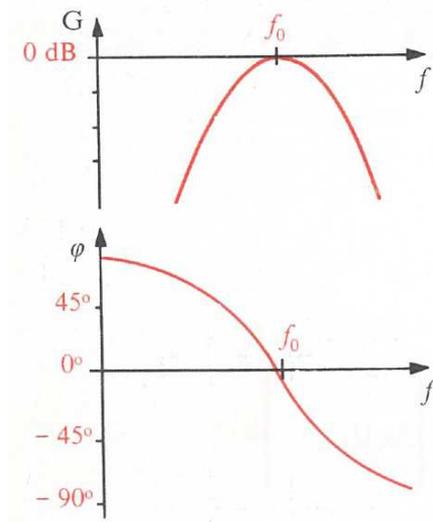


FIGURE 1.4 – Courbes de Bode (cas d'une résonance)

— loi linéaire entre  $U$  et  $I = f(U)$  (cf. loi d'ohm  $U = Z.I$ ) : équation d'une droite

**Système Non-Linéaire :** loi non linéaire  $I = f(U)$  ; saturation, distorsion du signal (Fig.1.5) ; **modifie la fréquence** => analyse spectrale (séries de Fourier, harmoniques  $kf_0$ )

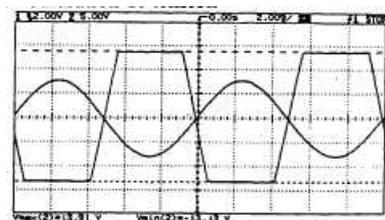


FIGURE 1.5 – Exemple de Distorsion : écrêtage du signal

## 1.5 Fonction Amplification

Différents cas :

- définition de la puissance :  $P = U_s I_s$
- ampli de courant : transistor bipolaire NPN
- ampli de puissance : montage push-pull (1 NPN +1 PNP)
- **ampli de tension** : transistor à effet de champ FET, MOS ( $R_e$  très grande); AOP

### 1.5.1 Petits signaux vs. Energie

On s'intéresse ici à l'**information** (tension  $U$ ) et non pas à l'énergie ( $E = \text{puissance} \times \text{temps}$ ).

Intérêt des AOP pour transfert de tension (et non pas de puissance) : très grande impédance  $Z_e$  (donc courant d'entrée faible voire quasi-nul).

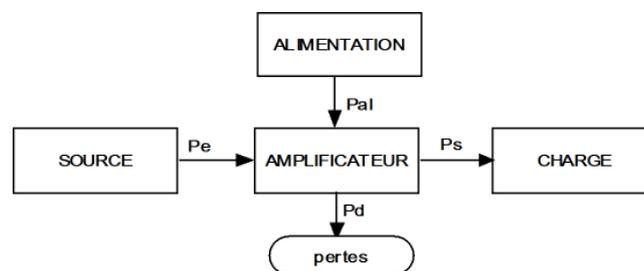


FIGURE 1.6 – Amplification : aspect énergétique (puissance alimentation  $P_{al}$  ; dissipée  $P_d$ )

Le rendement est défini par :  $\eta = \frac{P_s}{P_{al} + P_e} \approx \frac{P_s}{P_{al}}$

### 1.5.2 Composants électroniques

Les R, L, C sont des composants linéaires et passifs.

Les diodes sont des composants non-linéaires et passifs.

Les transistors et AOP sont des composants actifs et **non-linéaires** : on ne peut donc pas appliquer les théorèmes de Thévenin, de Norton et de superposition sans précaution (il faut se restreindre à un domaine de fonctionnement linéaire). Les composants peuvent distordre le signal et modifier la fréquence du signal. Les caractéristiques courant-tension ne sont pas des droites (cf. Fig.2.3).

Définition d'un Composant **Actif** : qui fournit en sortie un signal qui véhicule plus de puissance que le signal qu'il a reçu (ceci grâce à une alimentation extérieure).

## 1.6 Quadripôle

### 1.6.1 Définitions

- **Quadripôle** : circuit ayant deux bornes d'entrée et deux bornes de sortie (ex. Fig.1.7)
- **Passif** :  $\exists$  un schéma équivalent sans générateur de courant ni de tension.
- **Actif** : le schéma équivalent comporte au moins un générateur (de courant ou de tension)
- **Linéaire** : régi par des équations différentielles linéaires (schéma équivalent ne contient que des éléments linéaires)
- **Non-linéaire** : distorsions dont harmoniques

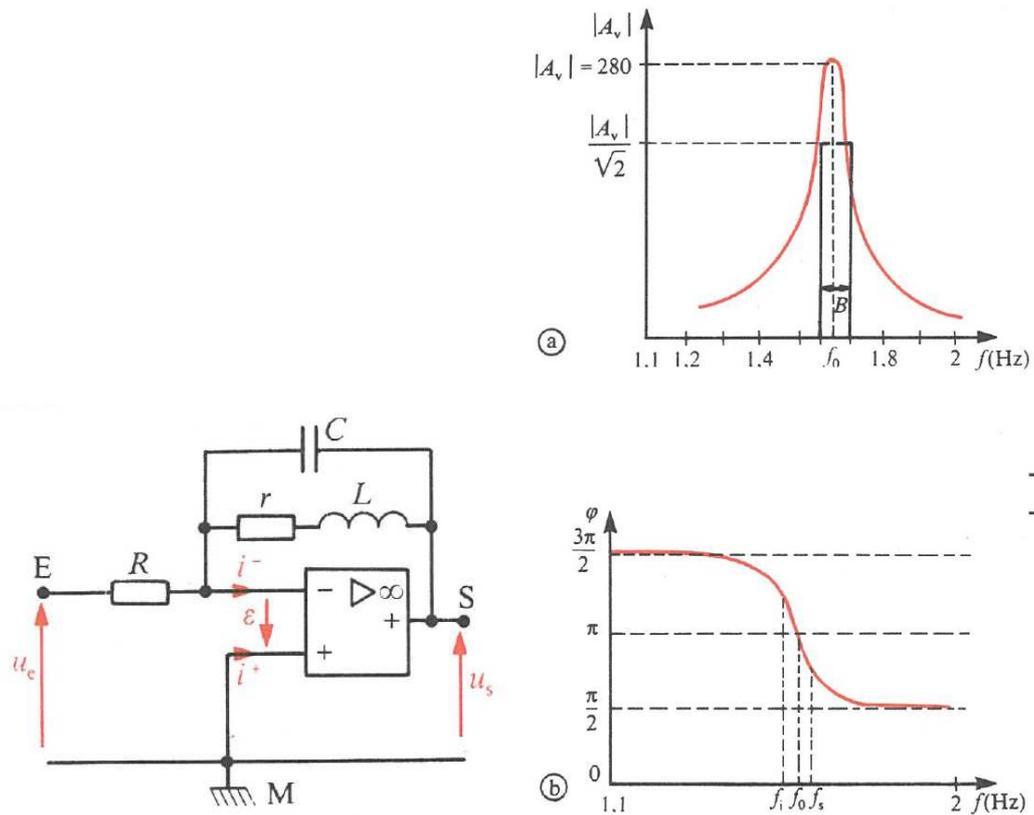


FIGURE 1.7 – Exemple de quadripôle : circuit d’un Filtre sélectif : a) gain ; b) phase

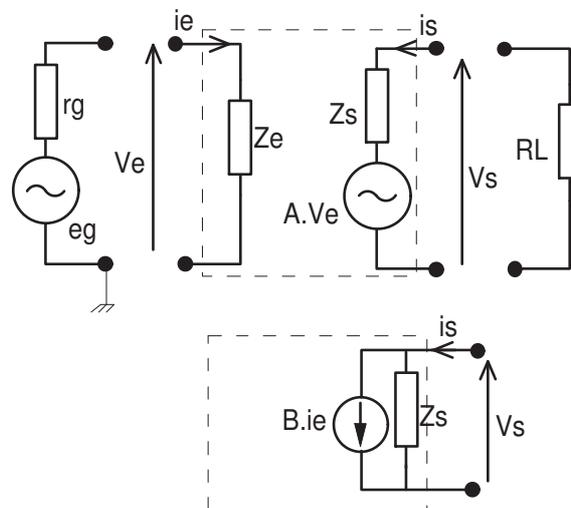


FIGURE 1.8 – Modèle du quadripôle avec sortie en tension ou en courant.

### 1.6.2 Modèle linéaire équivalent

Modèle dit “des petits signaux” : Fig. 1.8.

Impédance d’entrée :  $Z_e = \frac{V_e}{I_e}$  (mesurée avec  $R_L$ )

Impédance de sortie :  $Z_s = \frac{V_s}{I_s}$  (mesurée avec  $e_g = 0$  et sans  $R_L$ )

Gain en tension :  $G = \frac{V_s}{V_e}$  ou Gain en courant :  $G_i = \frac{I_s}{I_e}$

Bande passante à -3dB (toujours par rapport au gain maxi) : atténuation  $\frac{G_{max}}{\sqrt{2}}$  (Fig.1.9).

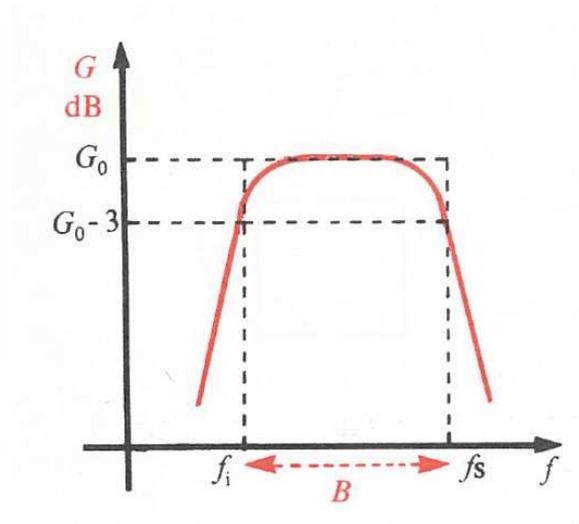


FIGURE 1.9 – Bande passante à -3dB

### 1.6.3 Impédances d'entrée, de sortie et caractéristique

— **Z d'entrée** : vue par l'entrée quand le quadripôle est chargé par  $Z_u$  (Fig. 1.10)

$$Z_e = \frac{U_1}{I_1}$$

—  $Z_u$  est appelée la **charge utile**. On la note aussi  $Z_L$  (pour Load); souvent  $Z_L = R_L$ .

— **Z de sortie** :  $Z$  du générateur de Thévenin équivalent au quadripôle attaqué par un générateur d'impédance  $Z_g$  (Fig. 1.10).

$$Z_s = \frac{U_2}{I_2}$$

— **Z caractéristique** : impédance  $Z_c$  telle que le quadripôle fermé dessus a une impédance d'entrée égale à  $Z_c$  (adaptation d'impédance).

— On peut aussi définir (plus rarement) l'Impédance de **transfert**  $Z_t = \frac{U_2}{I_1}$  et l'Admittance de transfert  $Y_t = \frac{I_2}{U_1}$ .

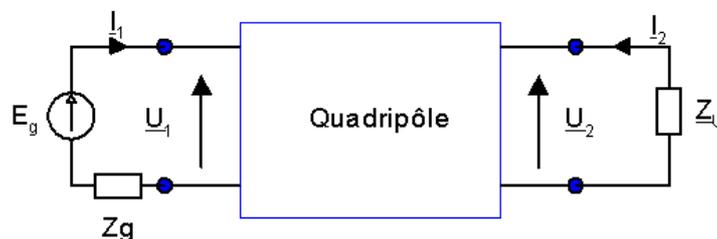


FIGURE 1.10 – Quadripôle

### 1.6.4 Matrice des Admittances

Elle donne  $[I_1, I_2]$  en fonction de  $[U_1, U_2]$  :

$$\begin{cases} I_1 = Y_{11}U_1 + Y_{12}U_2 \\ I_2 = Y_{21}U_1 + Y_{22}U_2 = -Y_L U_2 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$$

Un quadripôle doit être **unilatéral**  $\Rightarrow Y_{12} = 0$  car on ne veut pas que la sortie influe sur l'entrée!

On peut définir aussi une **matrice d'impédances** donnant  $[U_1, U_2]$  en fonction de  $[I_1, I_2]$ , ou une **matrice hybride** donnant  $[U_1, I_2]$  en fonction de  $[I_1, U_2]$  (très utilisé pour le transistor).

### 1.6.5 Méthodes de mesure

#### 1.6.5.1 Mesures de Gain et Phase

Elles se font par mesure directe (voltmètre et oscilloscope). On obtient la fonction de transfert complexe :  $T(j\omega) = G(\omega) \exp j\Phi(\omega)$ , où  $G$  est le gain et  $\Phi$  la phase.

#### 1.6.5.2 Mesures de $Z_e$ et $Z_s$

Elles se font par comparaison (Fig.1.11).

Pour l'impédance d'entrée, on place une résistance externe  $R$  en série avec le générateur et on fait 2 mesures :  $V_g$  aux bornes du générateur et  $V_e$  aux bornes du quadripôle. On obtient :

$$Z_e = R \frac{V_e}{V_g - V_e}$$

Pour l'impédance de sortie, on fait 2 mesures de tension : une mesure à vide  $V_{s1}$  ( $R_L = \infty$  donc  $I_s = 0$ ) et une mesure en charge  $V_{s2}$ . On obtient :

$$Z_s = R_L \frac{V_{s1} - V_{s2}}{V_{s2}}$$

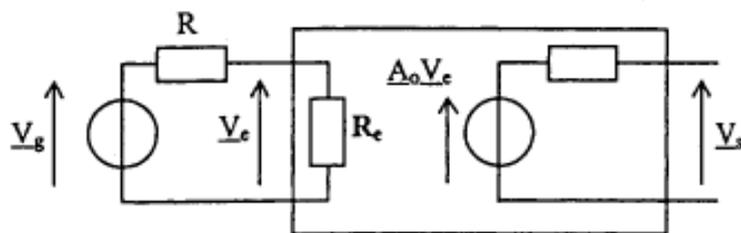


FIGURE 1.11 – Mesures de  $Z_e$  et  $Z_s$

## 1.7 Résumé du chapitre : schéma d'un ampli linéaire

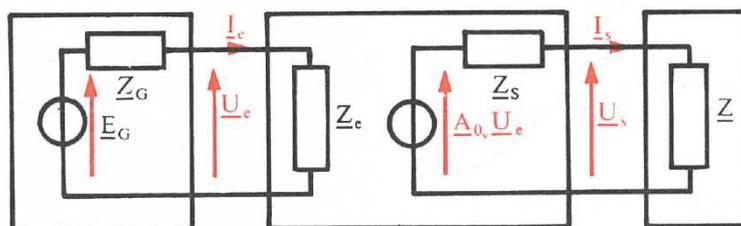


FIGURE 1.12 – Modèle du quadripôle linéaire



# Chapitre 2

## CM2 - L'Amplificateur Opérationnel : Montages linéaires

### 2.1 Le Composant AOP

C'est un circuit intégré à base de transistors (Fig.2.1). L'AOP est un composant actif,

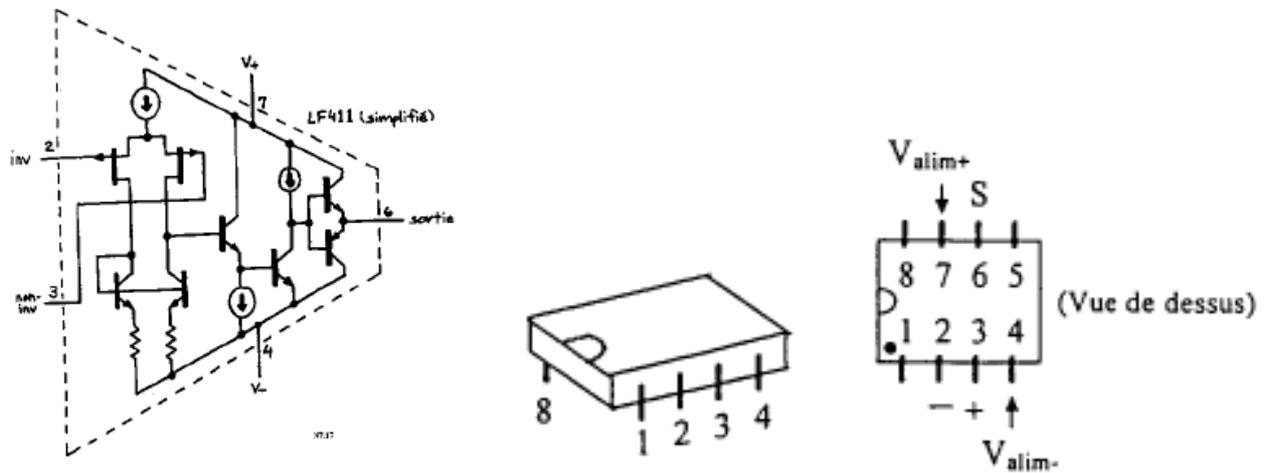


FIGURE 2.1 – a) Circuiterie interne ; b) Boîtier DIP ; c) Brochage type (TL081 ou  $\mu A741$ ) non-linéaire, à 5 bornes dont 2 bornes d'alimentation  $V_{alim}$  typ.  $\pm 15V$  (Fig.2.2).

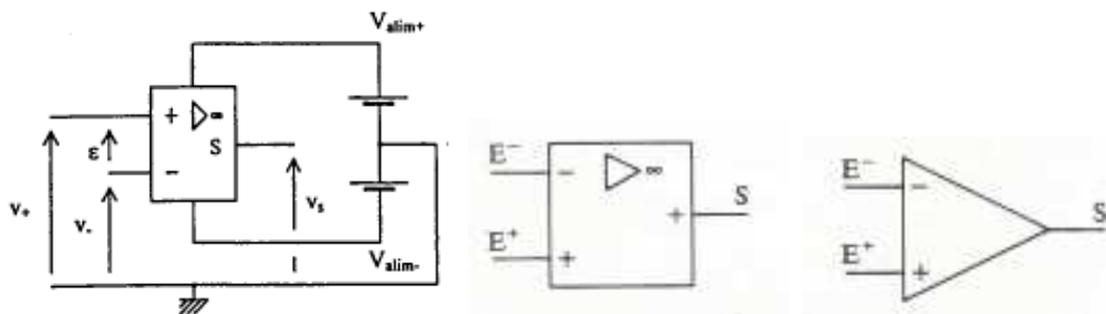


FIGURE 2.2 – a) Schéma de connexion ; b) Symbole français ; c) Symbole anglo-saxon

#### 2.1.1 Courbes caractéristiques

Les caractéristiques d'entrée-sortie sont données Fig.2.3 (réelle et idéalisée). Le domaine de linéarité est noté  $D.L.$

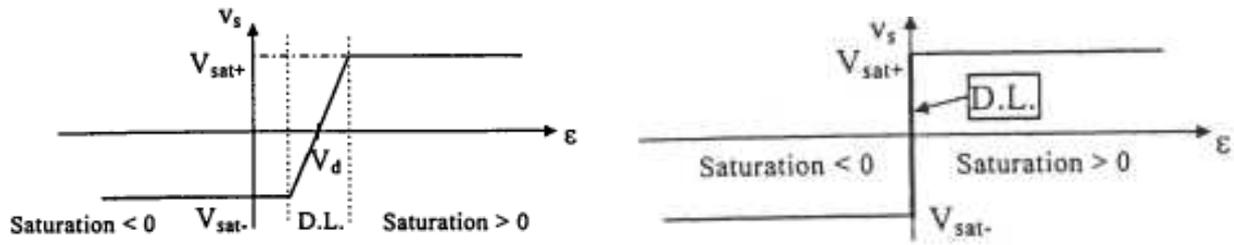


FIGURE 2.3 – Caractéristique de transfert d'un AOP : a) réelle ; b) idéale

## 2.1.2 Paramètres caractéristiques

Un A.O.P. est un amplificateur différentiel à très grand gain  $\mu$ .

$$V_S = \mu(V_+ - V_-) = \mu\varepsilon \quad (2.1)$$

$\mu$  est appelé le gain en boucle ouverte de l'amplificateur.

Les tensions d'alimentation limitent la tension de sortie. L'AOP pourra donc travailler en mode linéaire ou non.

Un AOP réel a les caractéristiques suivantes :

- forte amplification  $\mu > 10^5$  dans la bande passante
- grande impédance d'entrée :  $Z_e > 10^6 \Omega$
- petite impédance de sortie :  $Z_S < 100 \Omega$
- grand produit Gain  $\times$  Bande passante (typ.  $10^7$ )

Gain en tension du Mode différentiel  $\mu$  (Fig.2.4)

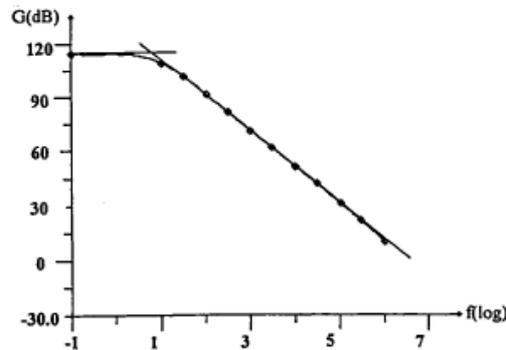


FIGURE 2.4 – Gain en boucle ouverte  $\mu$  en fonction de  $\omega$  :  $\mu = \mu_0 / (1 + j\omega/\omega_0)$

Paramètres complémentaires du modèle réel :

- Amplification du mode commun :  $\mu_{mc}(V_+ + V_-)/2$   
Taux de Réjection du Mode commun TRMC (ou CMRR en anglais) =  $20 \log_{10} \frac{\mu}{\mu_{mc}}$  (typ. 100dB)
- Offset (tension de décalage et courants de polarisation) :  $V_d$ ,  $I_p$  (Fig.2.5)
- Slew-rate (typ.  $20V/\mu s$ ) : limite la vitesse de montée en cas de forte amplitude (Fig.2.6)

## 2.1.3 AOP idéal

Un AOP idéal est un AOP dont :

- l'amplification en tension est infinie.
- les impédances d'entrée sont infinies.

Or la tension de sortie (Eq.2.1) reste finie donc, pour  $\mu = \infty$ , on doit avoir :  $\varepsilon = 0$ . D'où :

$$V_+ - V_- \approx 0 \quad (2.2)$$

$$i_+ = i_- \approx 0 \quad (2.3)$$

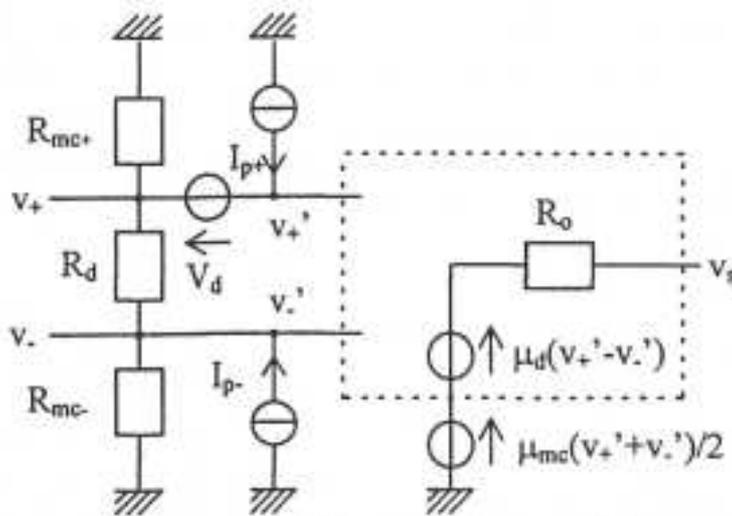


FIGURE 2.5 – Circuit modélisant un AOP réel

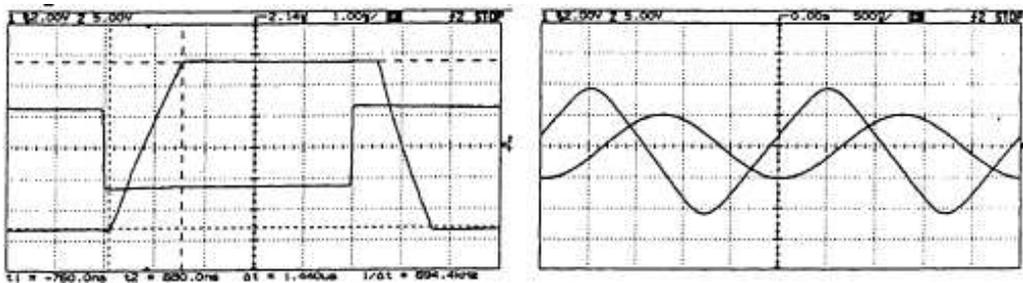


FIGURE 2.6 – Effet limitant du slew-rate

## 2.2 Montages linéaires à AOP

### 2.2.1 Montage linéaire général

Considérons le schéma général de la Fig. 2.7a, où  $Z_1$  et  $Z_2$  sont deux impédances (typ. deux résistances). Supposons que l'AOP est idéal et qu'il n'est pas saturé, donc que :  $i^- \approx 0$  et  $\varepsilon = 0$ .

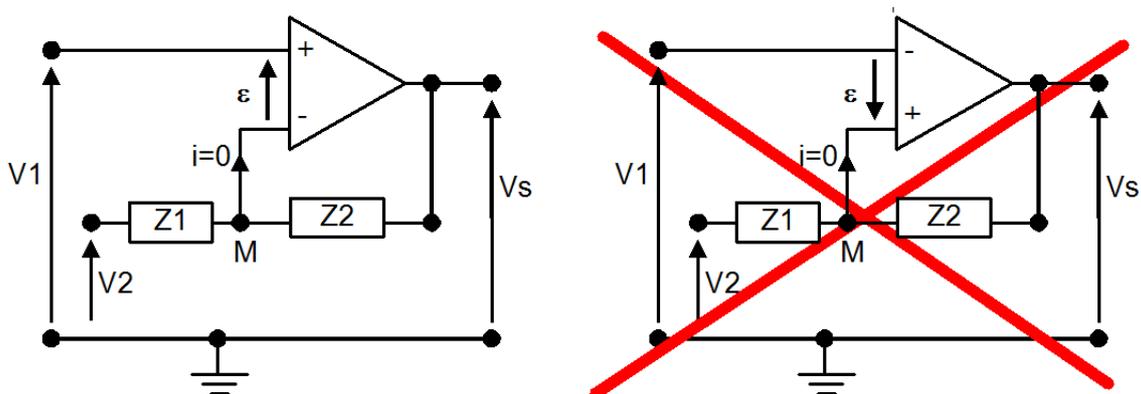


FIGURE 2.7 – a) Montage linéaire général stable ; b) Montage instable

On a alors :

$$\begin{cases} V_M = V_1 - \varepsilon = V_1 \\ V_s - V_M = Z_2 I \\ V_s - V_2 = (Z_1 + Z_2) I \end{cases} \Rightarrow \frac{V_s - V_2}{V_s - V_1} = 1 + \frac{Z_1}{Z_2}$$

D'où la relation générale :  $V_s = \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right) V_1 - \frac{Z_2}{Z_1} V_2$ .

On obtient une relation linéaire entre  $V_s$ ,  $V_1$  et  $V_2$ .  $V_s$  ne dépend pas des caractéristiques de l'AOP. C'est une fonction croissante de  $V_1$  et décroissante de  $V_2$ .

N.B : On vérifie que ce montage est **stable** : si  $\varepsilon \uparrow$ , alors  $V_s \uparrow$  donc  $V_M \uparrow$  d'où  $\varepsilon \downarrow$  et le système s'autorégule (réaction dite négative ou **contre-réaction**).

A contrario, le montage de la Fig. 2.7b est instable, et servira à faire des oscillateurs, des relaxateurs, ou des comparateurs.

## 2.2.2 Montages amplificateurs

Il s'obtiennent comme cas particuliers du modèle général : a)  $V_1 = 0$  ; ou b)  $V_2 = 0$  (Fig.2.8).

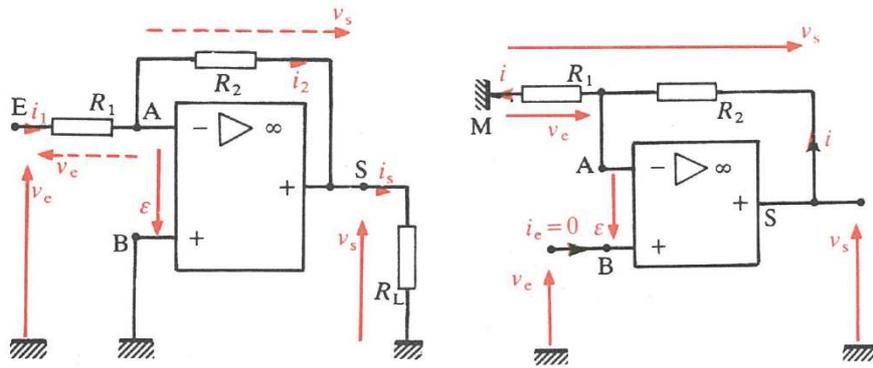


FIGURE 2.8 – Amplificateurs : a) inverseur  $\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1}$  ; b) non-inverseur  $V_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_e$

## 2.2.3 Montage suiveur (haute impédance)

Il s'obtient comme cas particulier du modèle général avec :  $Z_1 = \infty$  et  $Z_2 = 0$  (Fig.2.9)

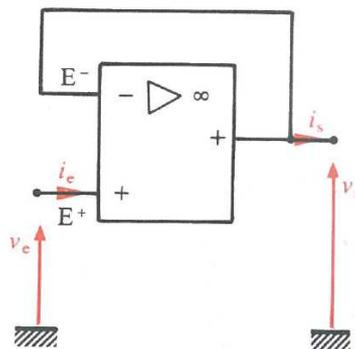


FIGURE 2.9 – Montage suiveur  $V_s = V_e$

## 2.2.4 Autres montages linéaires

1. Cas général des circuits simples (Fig. 2.10a) :  $\frac{V_s}{V_e} = -\frac{Z_2}{Z_1}$
2. Ampli Inverseur (Fig. 2.10b) :  $\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1}$  ; le rapport des résistances détermine le coefficient d'amplification.

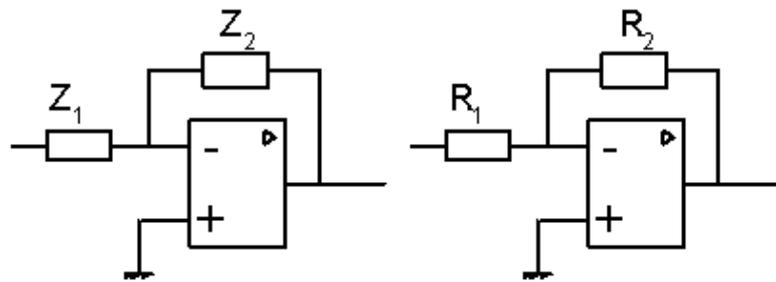


FIGURE 2.10 – a) Cas général (où  $V^+ = 0$ ); b) Ampli inverseur (cas où  $Z = R$ ).

3. Sommateur inverseur (Fig. 2.11a) :  $V_s = -\left(\frac{R}{R_1}V_1 + \frac{R}{R_2}V_2\right)$

4. Intégrateur (Fig. 2.11b) :  $V_s = -\frac{1}{RC} \int V_e(t)dt + V_{s0}$

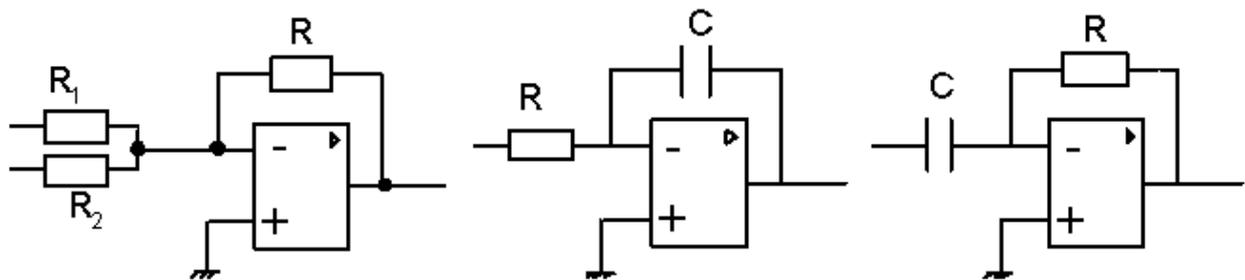


FIGURE 2.11 – a) Sommateur inverseur; b) Intégrateur; c) Dérivateur.

5. Dérivateur (Fig. 2.11c) :  $V_s = -RC \frac{dV_e}{dt}$

6. Conversion tension-courant (Fig. 2.12a) :  $I = -\frac{V_e}{R_1}$ ; on obtient un générateur de courant idéal à travers l'impédance  $Z$ .

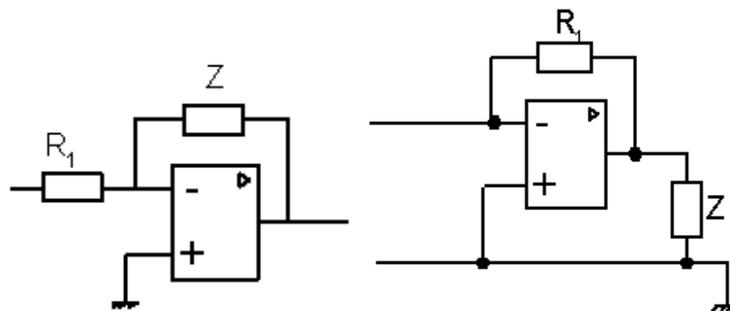


FIGURE 2.12 – Convertisseurs : a) tension-courant; b) courant-tension.

7. Conversion courant-tension (Fig. 2.12b) :  $V_s = R_1 I$ ; on obtient un générateur de tension idéal aux bornes de l'impédance  $Z$ .

### 2.2.5 Applications

Utilité pour l'informatique industrielle (AII) et l'automatique (AUTO) : CAN et CNA [1, 2, 3], capteur et conditionnement de signal [4], régulateur PID [5] etc.

## 2.3 Principe de la Rétroaction

Pour modéliser l'ampli non-inverseur, considérons le système bouclé de la Fig.2.13 où  $A = \mu$  est le gain de l'AOP et  $B = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$  le rapport du pont diviseur de l'ampli non-inverseur.

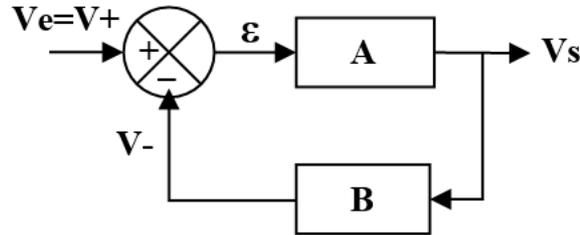


FIGURE 2.13 – Schéma bloc d'un système bouclé

On obtient alors :

$$V_s = \frac{A}{1 + AB} V_+$$

Si l'on suppose  $\mu B \gg 1$  alors

$$V_s \approx \frac{1}{B} V_+ = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_+$$

$V_s$  est donc **indépendant** de  $\mu$ .

Si l'on considère la réponse en fréquence  $\mu = \frac{\mu_0}{1 + j \frac{f}{f_0}}$ , alors on trouve la fonction de transfert en boucle fermée :

$$T = \frac{A'}{1 + j \frac{f}{f'_0}}$$

avec

$$A' = \frac{\mu_0}{1 + \mu_0 B} \approx \frac{1}{B}$$

et

$$f'_0 = f_0(1 + \mu_0 B) \approx f_0 \mu_0 B.$$

On en conclut que : le gain diminue, la bande passante augmente, mais le **produit Gain × Bande Passante reste inchangé**.

C'est le résultat fondamental du rebouclage :  $\mu_0 \times f_0 = A' \times f'_0$ .

Si l'on considère la résistance de sortie  $R_s$  de l'AOP réel, on a en boucle ouverte :  $V_s = AV_e - R_s I_s$  et l'on trouve par rebouclage que l'impédance de sortie est très réduite :

$$R'_s = \frac{R_s}{1 + AB}.$$

Donc on obtient par rebouclage un générateur de tension presque parfait.

# Chapitre 3

## CM3 - Comparateurs Analogiques

### 3.1 Introduction

Un comparateur est un opérateur à 2 entrées dont la sortie ne peut prendre que 2 valeurs distinctes en fonction du signe de la différence des tensions d'entrée :

$$V_s = U_1 \quad \text{si} \quad V_{e1} > V_{e2} \quad (3.1)$$

$$V_s = U_2 \quad \text{si} \quad V_{e1} < V_{e2} \quad (3.2)$$

On peut avoir un comparateur inverseur ou non inverseur. Souvent, une des entrées est une tension de référence fixe :  $V_{ref}$ .

### 3.2 Comparateur simple

Il peut être réalisé par un AOP en boucle ouverte (Fig.3.1) qui fonctionne en saturation sauf aux instants de basculement (cf. courbe caractéristique Fig.2.3b). On peut tout à fait permuter les entrées pour inverser le sens de basculement.

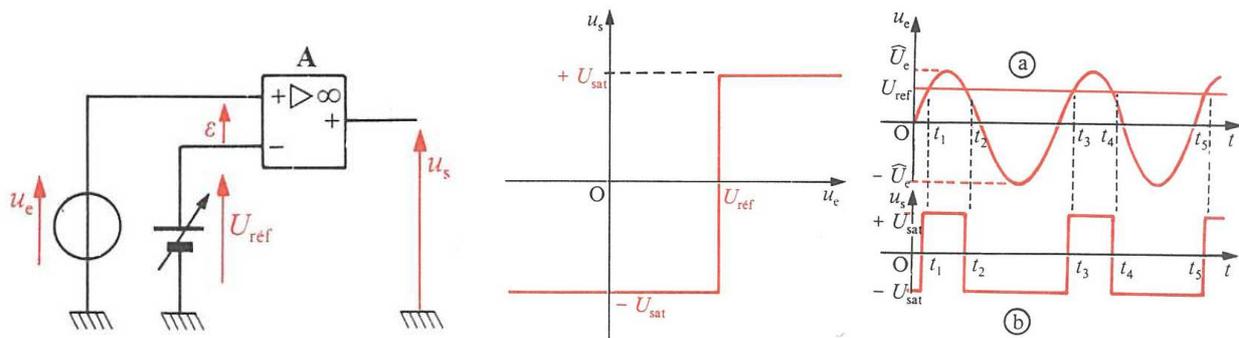


FIGURE 3.1 – Comparateur simple

Les limitations de ce montage de base sont :

- la vitesse de balayage qui triangulise les flancs du signal de sortie (slew-rate)
- le retard d'établissement de la saturation
- la sensibilité au bruit (commutations intempestives).

### 3.3 Comparateur à hystérésis

Pour remédier aux problèmes ci-dessus, on définit des montages ayant 2 seuils de basculement. Ces montages se déduisent des montages amplificateurs (Fig.2.7) en permutant les 2

entrées de l'AOP. On remplace ainsi la contre-réaction (sur entrée inverseuse) par une réaction positive (sur entrée non-inverseuse) ce qui rend l'AOP instable dans son domaine linéaire : il sera donc toujours en saturation haute ou basse, sauf aux instants de basculement.

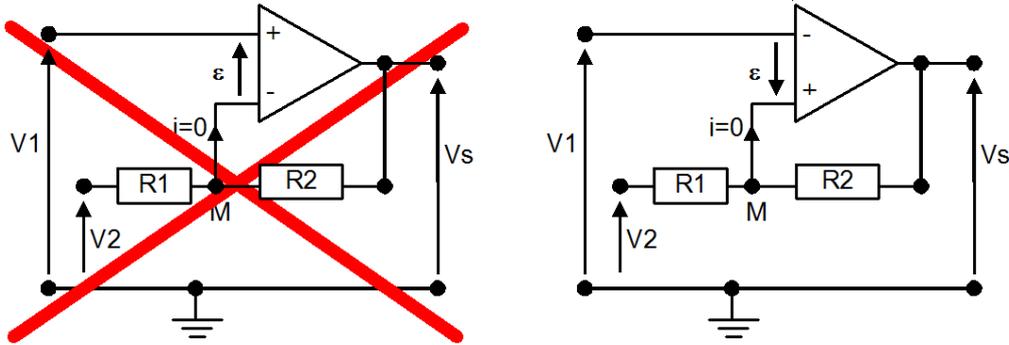


FIGURE 3.2 – a) Montage stable pour ampli b) Montage général instable pour comparateur

### 3.3.1 Comparateur Inverseur

C'est le cas de la Fig.3.2b où l'on prend :  $V_e = V_1$  avec mise à la masse de  $V_2 = 0$ . On obtient alors la Fig.3.3a. Le basculement a lieu quand  $\varepsilon = 0 \iff V_e = \beta V_s$  avec  $\beta = \frac{R_1}{R_1+R_2}$ . Il y a donc 2 seuils selon l'état de la sortie :  $\pm V_0 = \pm \beta V_{sat}$ , d'où un cycle d'hystérésis qui augmente l'immunité au bruit. Notons que si  $|V_e| < V_0$ , l'AOP ne commutera pas et restera dans une des 2 saturations. Lorsqu'on veut décentrer le cycle d'hystérésis, on ajoute une source de tension continue  $E$  en série avec  $R_1$  (Fig.3.3b).

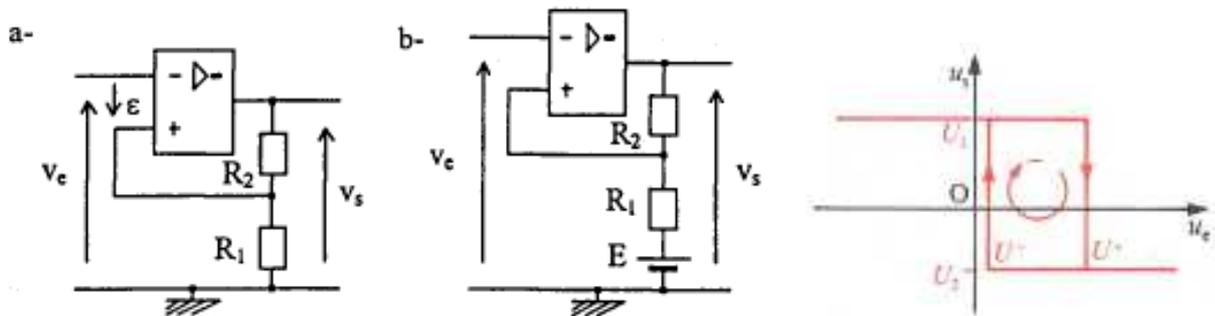


FIGURE 3.3 – Comparateur inverseur : a) centré ; b) décentré ; c) cycle d'hystérésis

### 3.3.2 Comparateur Non-inverseur

Le circuit de la Fig.3.4 donne (Millman appliqué sur l'entrée +) :  $\varepsilon = \frac{R_2}{R_1+R_2} V_e + \frac{R_1}{R_1+R_2} V_s - V_{ref}$ .

D'où les 2 seuils de basculement :  $V_{0\pm} = \alpha V_{ref} \pm \gamma V_{sat}$ , où  $\alpha = \frac{R_1+R_2}{R_2}$  et  $\gamma = R_1/R_2$ . Le cycle d'hystérésis est inversé par rapport au cas précédent (tracé de l'oscillogramme  $V_s = f(V_e)$ ). On définit le centre et la largeur du cycle :  $U_c = \alpha V_{ref}$  et  $\Delta U = 2\gamma V_{sat}$ .

Typ. on prendra  $R_1 = 10k\Omega$ ,  $R_2 = 100k\Omega$ , car  $|V_e| < V_{sat}$  donc il faut  $\gamma < 1$ .

La réponse d'un comparateur à un signal sinusoïdal est un signal rectangulaire.

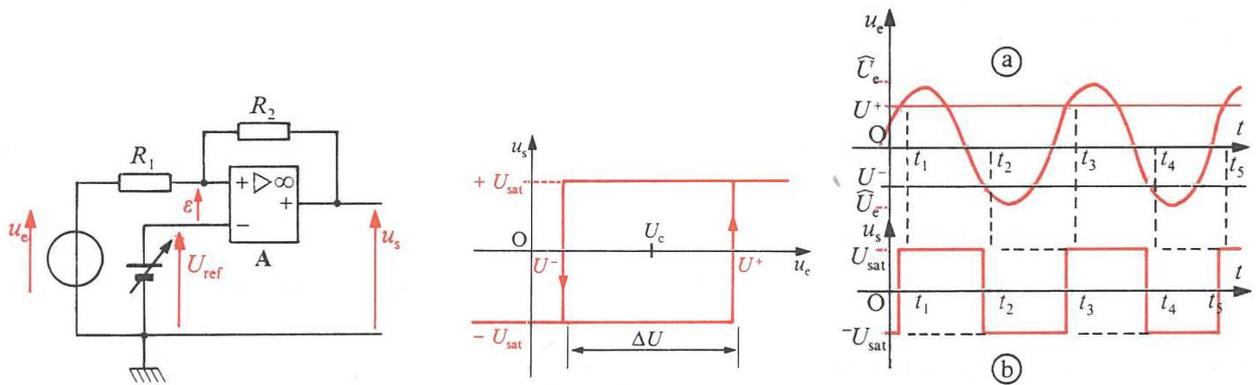


FIGURE 3.4 – Comparateur à hystérésis (non inverseur)

### 3.3.3 Comparateur à fenêtre

On utilise des diodes qui imposent  $0,6V$  entre leurs bornes quand elles sont passantes (Fig.3.5). Les seuils de commutations sont  $V_{inf} - 0,6V$  et  $V_{sup} + 0,6V$ . La sortie prend une valeur haute quand l'entrée est entre les deux seuils ; elle est basse sinon.

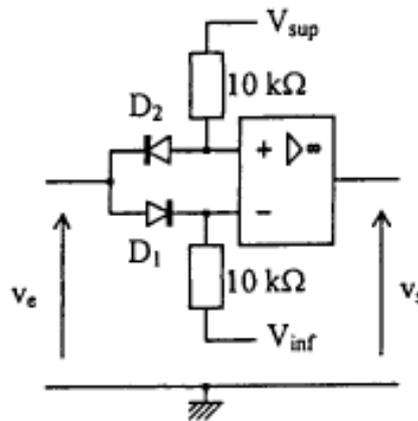


FIGURE 3.5 – Comparateur à fenêtre

### 3.3.4 Relaxateurs, Monostables etc.

Ces comparateurs à hystérésis sont utilisés pour réaliser des oscillateurs à relaxation (cf. usage du LM555 dans ENA2).

Par exemple, un monostable est défini par la Fig.3.6.

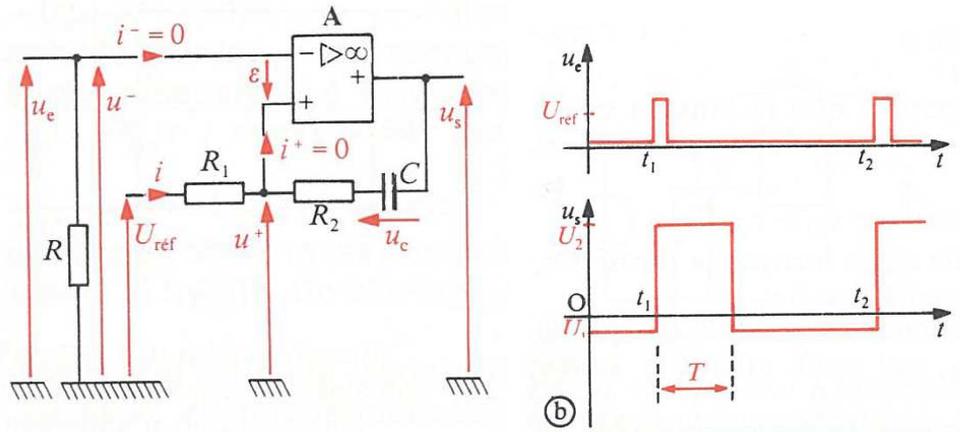


FIGURE 3.6 – Monostable

# Chapitre 4

## CM4 - Oscillateurs

### 4.1 Système bouclé à Réaction positive

Un système bouclé est constitué d'une chaîne directe de transmittance complexe  $A(j\omega)$ , d'une chaîne de retour  $B(j\omega)$  et d'un comparateur (soustracteur) générant  $\varepsilon(t)$  (Fig.4.1). L'interrupteur permet de fonctionner en boucle ouverte ou fermée.

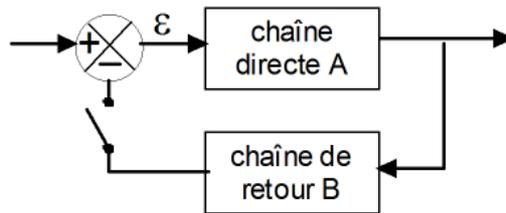


FIGURE 4.1 – Système bouclé.

La fonction de transfert globale en boucle fermée vaut :

$$H = \frac{A}{1 + AB}$$

tandis que la transmittance de la boucle ouverte vaut  $G = AB$ .

Lorsque les transmittances sont complexes, il est difficile de dire si la réaction introduite par la chaîne de retour est  $>0$  ou  $<0$ , car cela dépend de la fréquence considérée.

- La réaction est négative (contre-réaction) pour une fréquence  $f_0$  si :  $|1 + AB| > 1 \Leftrightarrow |H| < |A|$ . On diminue le gain, mais on améliore la stabilité et la linéarité. C'est le cas des amplis dans toute leur gamme de fréquences, et des régulateurs
- La réaction est positive pour une fréquence  $f_0$  si :  $|1 + AB| < 1 \Leftrightarrow |H| > |A|$ . On augmente donc le gain, on rend le système plus franc, plus instable. C'est le cas des comparateurs à hystérésis.
- Dans le cas où l'on peut avoir  $1 + AB \approx 0$  pour des fréquences proches de  $f_0$ , alors le système bouclé peut entrer en auto-oscillations (gain tendant vers l'infini). C'est le cas des oscillateurs pour lesquels on veut la situation :  $\boxed{AB = -1}$ .

Notons que la transmittance  $AB$  peut évoluer en fonction de la fréquence de telle sorte que la réaction introduite par la chaîne de retour peut être négative pour certaines fréquences (basses par exemple) et devenir positive pour d'autres (par exemple hautes fréquences).

Dans le cas d'une réaction positive, il est commode de remplacer le comparateur par un sommateur tout en inversant le signe de  $B$  ; ainsi la condition d'oscillation devient :  $\boxed{AB = 1}$ .

## 4.2 Oscillateur sinusoïdal

### 4.2.1 Principe de l'ampli sélectif

Considérons le schéma de la Fig.4.2 où  $R_2$  est réglable et  $Z$  est une impédance complexe constituée d'un circuit résonnant  $rLC$  parallèle.

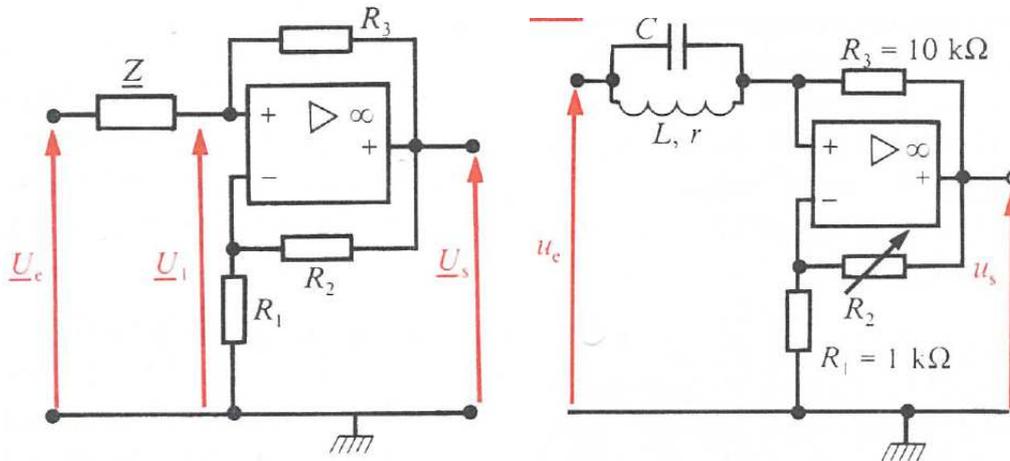


FIGURE 4.2 – Circuit oscillateur.

On reconnaît qu'il met en œuvre une réaction positive car la sortie est reliée à l'entrée non inverseuse. Le montage peut être décomposé en deux sous-ensembles :

- un ampli non-inverseur de coefficient d'amplification constant réel :

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{V_s}{V_-}$$

- un pont diviseur de tension (aucun courant n'entrant sur l'entrée +) donnant la relation :

$$V_+ = \frac{R_3}{Z + R_3} V_e + \frac{Z}{Z + R_3} V_s$$

car on a le même courant qui circule dans  $Z$  et  $R_3$  donc :  $\frac{V^+ - V_e}{Z} = \frac{V_s - V_e}{Z + R_3}$ .

En posant  $B = \frac{Z}{Z + R_3}$ , et si  $\varepsilon = V_+ - V_- \approx 0$ , on obtient le schéma synoptique d'un système bouclé à réaction positive (Fig.4.3).

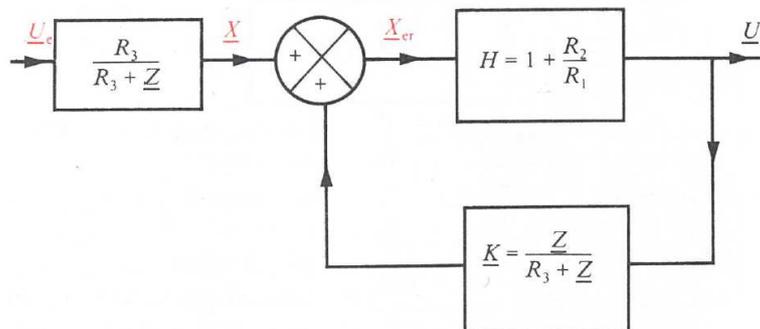


FIGURE 4.3 – Schéma bloc de l'oscillateur.

L'impédance  $Z$  sera réelle (et de module maximal  $|Z(\omega_0)| = R_M$ ) pour une pulsation telle que  $LC\omega_0^2 = 1$ , soit une fréquence :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Pour une entrée sinusoïdale de fréquence réglable et d'amplitude faible, et partant d'une valeur de  $R_2$  faible, on constate que la sortie est sinusoïdale. Si l'on trace le rapport  $V_s/V_e$  en fonction de la fréquence, on constate un maximum autour de  $f_0$ , qui croît quand on augmente  $R_2$  (Fig.4.4).

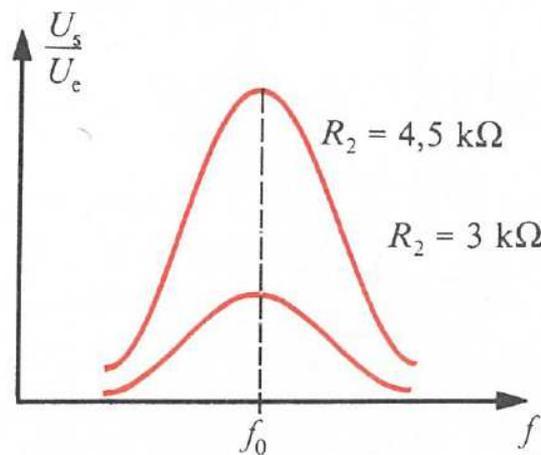


FIGURE 4.4 – Gain autour de la résonance.

A partir d'une certaine valeur de  $R_2$ , la résonance devient très aigüe et le système se met à osciller seul même en l'absence de la tension fournie par le générateur externe ( $V_e = 0$ ) : le système devient un oscillateur auto-entretenu. Cela se produit exactement quand la condition dite de Barkhausen se réalise :  $|AB| = 1$ . On a un ampli sélectif à réaction positive à la limite de l'instabilité, construit à partir d'un ampli non-inverseur stable de gain constant.

Si l'on augmente encore  $R_2$ , alors  $|AB| \gg 1$ , la fréquence des oscillations s'éloigne de  $f_0$  et les oscillations ne sont plus sinusoïdales.

### 4.2.2 Pont de Wien

Le montage à réaction positive de la Fig.4.5 est utilisé pour obtenir des oscillations sinusoïdales. On suppose que  $\varepsilon = V_+ - V_- \approx 0$ .

La chaîne directe est un ampli non-inverseur classique. L'ampli op est supposé parfait.

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{V_s}{V_-}$$

La chaîne de retour est une association série-parallèle de résistances et condensateurs, appelée pont de Wien. On peut montrer que sa transmittance vaut :

$$B = \frac{1}{3 + j \left( RC\omega - \frac{1}{RC\omega} \right)} = \frac{V_+}{V_s}$$

La condition pour que  $B$  soit réel (et maximum) est :

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

et dans ce cas on trouve :  $B(\omega_0) = 1/3$ . La condition limite d'obtention d'oscillations sinusoïdales avec ce montage à réaction positive est :  $AB = 1$ , soit  $A = 1/B$ . Il faut donc ajuster l'amplification de l'étage non inverseur (réglage de  $R_2$ ) pour obtenir :

$$A = \frac{1}{B(\omega_0)} = 3$$

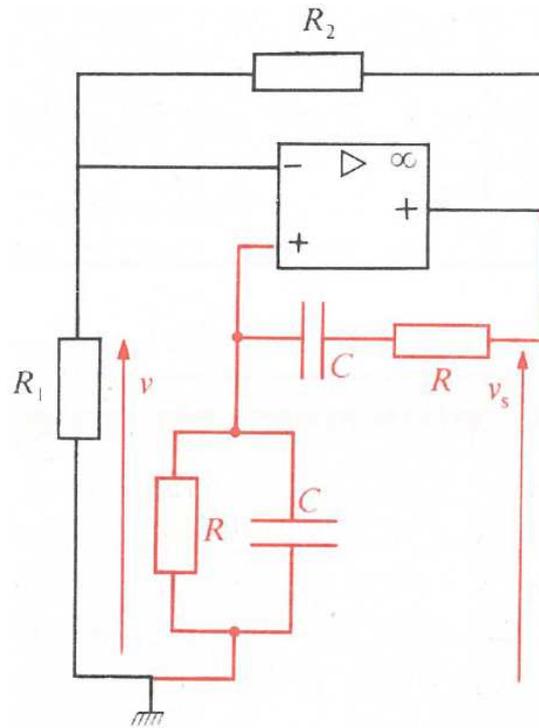


FIGURE 4.5 – Oscillateur à pont de Wien.

### 4.2.3 Résistance Négative

#### 4.2.3.1 Principe

On sait qu'un circuit  $RLC$  peut être le siège d'oscillations amorties, l'amortissement étant dû à la résistance (perte par effet Joule). En y associant un dipôle actif se comportant comme une résistance négative, on peut compenser l'amortissement et obtenir un oscillateur. Le dipôle actif (AOP avec son alimentation) apporte l'énergie nécessaire à l'entretien des oscillations.

#### 4.2.3.2 Dipôle actif

L'AOP du montage Fig.4.6 fonctionne en régime linéaire ( $\varepsilon = V_+ - V_- \approx 0$ ).

Comme on a :  $u = -R_1 i_1$  et  $u_2 \approx u_3 \Leftrightarrow R_2 i_1 \approx R_3 i$ ,

On peut montrer que la résistance d'entrée du dipôle vu entre l'entrée inverseuse et la masse vaut :

$$R_e = \frac{u}{i} = -\frac{R_1 R_3}{R_2} = -R_n$$

Avec la convention récepteur, puisque la caractéristique utile  $u(i)$  est une portion de droite de pente négative, le dipôle est donc équivalent à une résistance négative et il fournit une puissance  $P = -ui = R_n i^2$  comme un générateur. Pour les fortes valeurs de  $|i|$ , on sort du domaine linéaire, et on a des portions de droite à coefficient directeur positif (caractéristique en N).

En entrée du dipôle actif, on place en série une bobine  $L, r$  et un condensateur  $C$ , et l'on fait varier  $R_1 = R_n$  (car  $R_2 = R_3$ ). On constate le phénomène suivant : partant de  $R_1$  petit, on n'a d'abord pas d'oscillation : le dipôle actif ne fournit pas l'énergie suffisante pour compenser les pertes par effet Joule et les oscillations ne peuvent s'établir.

Puis, pour une valeur particulière de  $R_1$ , les oscillations sinusoïdales apparaissent à la fréquence :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

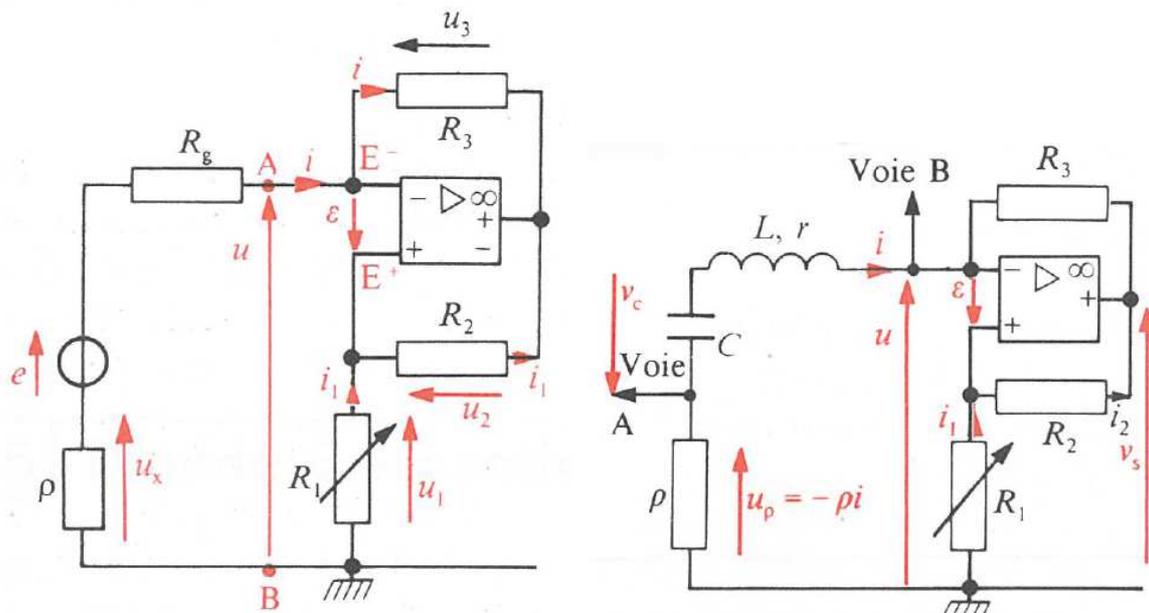


FIGURE 4.6 – Oscillateur à résistance négative.

le dipôle actif fournit la puissance juste nécessaire à compenser les pertes par effet Joule lors de chaque échange d'énergie entre condensateur et bobine.

Enfin, en augmentant encore  $R_1$ , la tension présente des oscillations distordues : le dipôle fournit une puissance supérieure à celle perdue par effet Joule : il y a création d'oscillations non harmoniques (l'AOP ne fonctionne plus dans son mode linéaire).

#### 4.2.3.3 Schéma synoptique équivalent

Le montage précédent est un système bouclé. On peut le considérer comme la superposition de deux montages élémentaires, en notant  $Z$  l'impédance équivalente au  $rLC$  série :

— une chaîne directe de transmittance :

$$A = \frac{V_s}{V_-} = \frac{Z + R_3}{Z}$$

— une chaîne de retour qui est un pont diviseur de tension :

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

Lorsque la boucle est fermée, on retrouve le schéma général d'un oscillateur. Si l'on prend  $R_2 = R_3 = R$ , alors à la résonance  $f_0$ , on a  $Z = R_m$  (résistance minimale) et :

$$AB = \frac{R_m + R}{R_m} \frac{R_1}{R_1 + R}$$

On retrouve les mêmes conclusions que pour l'étude énergétique :

- pour  $R_1 = R_m$  :  $|AB| = 1$  condition d'obtention d'oscillations à la fréquence  $f_0$
- pour  $R_1 > R_m$  :  $|AB| > 1$  : oscillations non sinusoïdales à une fréquence différente
- pour  $R_1 < R_m$  :  $|AB| < 1$  et le système n'oscille pas.

### 4.3 Oscillateur à relaxation

Bascules Monostable, Astable, multivibrateur etc. : voir cours ENA2.

Exemple Fig.4.7 : association d'un pseudo-intégrateur ( $RC$  sur borne inverseuse) et d'un comparateur inverseur à hystérésis ( $R_1, R_2$  sur borne +).

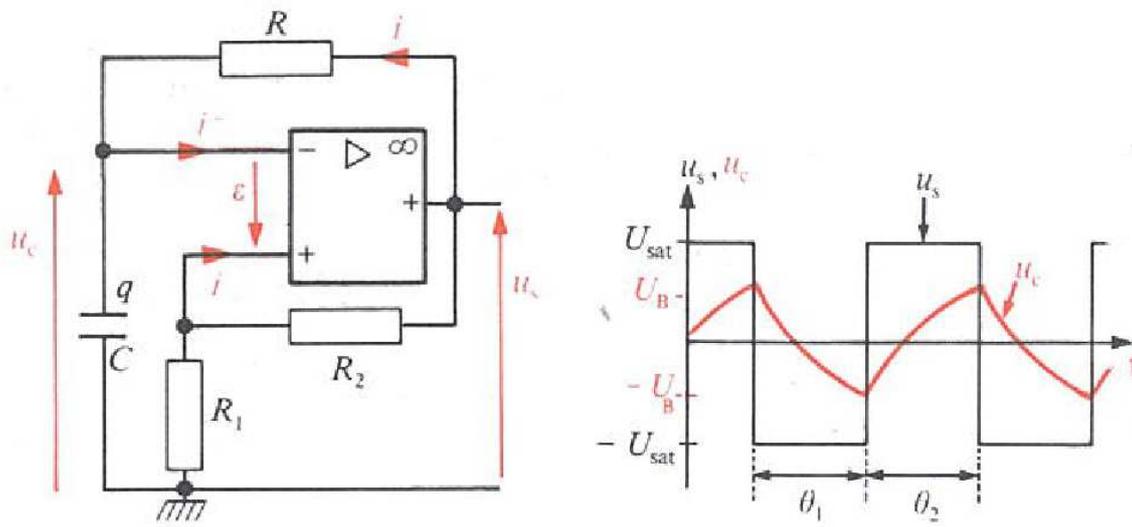


FIGURE 4.7 – Multivibrateur.

# Chapitre 5

## CM5 - Filtres Actifs

### 5.1 Principe des Filtres Actifs

Un filtre actif d'ordre 2 est basé sur un AOP idéal et le choix de 2 quadripôles  $Q$  et  $Q'$  (voir Fig. 5.7) faits de  $R$  et  $C$  uniquement. Alimenté en tension ( $\pm V_{CC}$ ), l'AOP fonctionne en mode linéaire (donc avec un rebouclage de la sortie sur l'entrée  $-$ ). Il permet ainsi, comme un filtre  $LC$  résonnant, une amplification de l'entrée et une réponse pointue, mais sans usage de  $L$ . Ceci est souhaitable car une bobine a des défauts notables : encombrante, chère, non idéale (résistance série, capacité distribuée dans le bobinage), non-linéaire, sensible à l'induction magnétique.

Un autre avantage essentiel résulte de la grande impédance d'entrée de l'AOP, qui permet de solutionner les problèmes de l'adaptation d'impédance.

Une limitation du fonctionnement linéaire résulte des saturations haute et basse liées aux tensions d'alimentation.

Un filtre actif d'ordre  $2n$  s'obtient en cascader  $n$  filtres d'ordre 2.

### 5.2 Notion de Gabarit

Un filtre est caractérisé par son gabarit, qui définit graphiquement : bande passante, bande coupée, pentes, ondulation, atténuation (Fig 5.1).

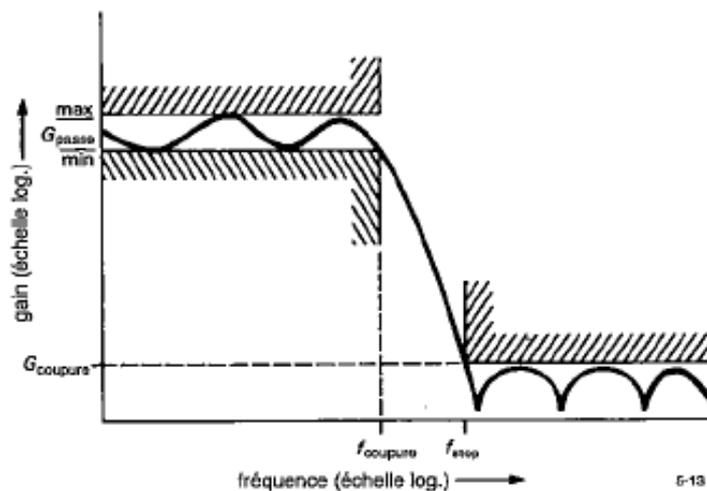


FIGURE 5.1 – Gabarit

### 5.3 Filtres les plus usuels

- Sallen-Key 4Y : un filtre de Sallen-Key passe-bande est représenté Fig. 5.2.

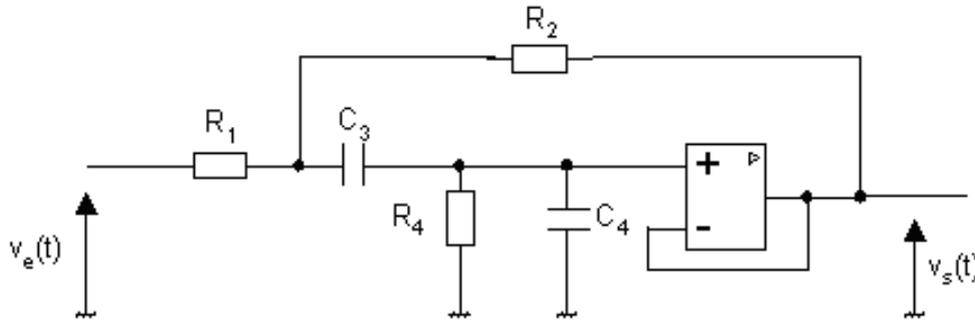


FIGURE 5.2 – Filtre de Sallen-Key : passe-bande du 2e ordre.

Typ. on prend pour les résistances des valeurs de l'ordre de :  $R_i = 10k\Omega$  et pour les condensateurs :  $C_i = 10\mu F/f_0 \Rightarrow C \approx 10nF$  pour  $f_0 = 1kHz$ . En posant  $p = j\omega$ , on trouve :

$$H(p) = \frac{V_s(p)}{V_e(p)} = \frac{A.p}{B.p^2 + C.p + D}$$

$$\text{avec : } \begin{cases} A = R_2.R_4.C_3 \\ B = R_1.R_2.R_4.C_3.C_4 \\ C = (R_1 + R_2)R_4C_4 + (R_1 + R_4)R_2C_3 \\ D = R_1 + R_2 \end{cases}$$

- Rauch [6] : ce sont des filtres multiboucles avec 5Y (Fig. 5.3). On montre (Millman au point  $N$  et loi de l'ampli inverseur) que leur fonction de transfert s'exprime par :

$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{Y_1 Y_2}{Y_2 Y_4 + Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4)}$$

Suivant les valeurs des admittances  $Y_i$  (résistif ou capacitif), on obtient un passe-bas, passe-haut ou passe-bande du 2e ordre.

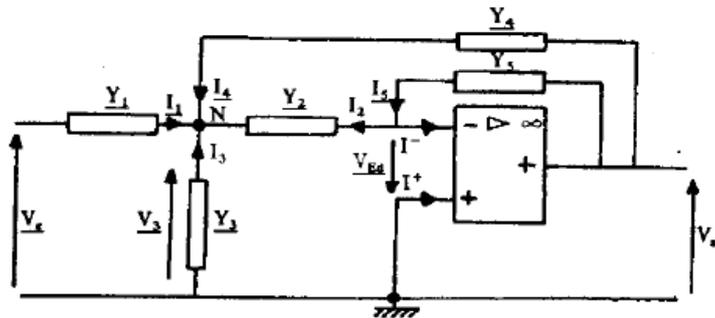


FIGURE 5.3 – Rauch

- Butterworth cf. Fig 5.4 : ce filtre d'ordre  $2n$  donne la bande passante la plus plate

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_c)^{2n}}}$$

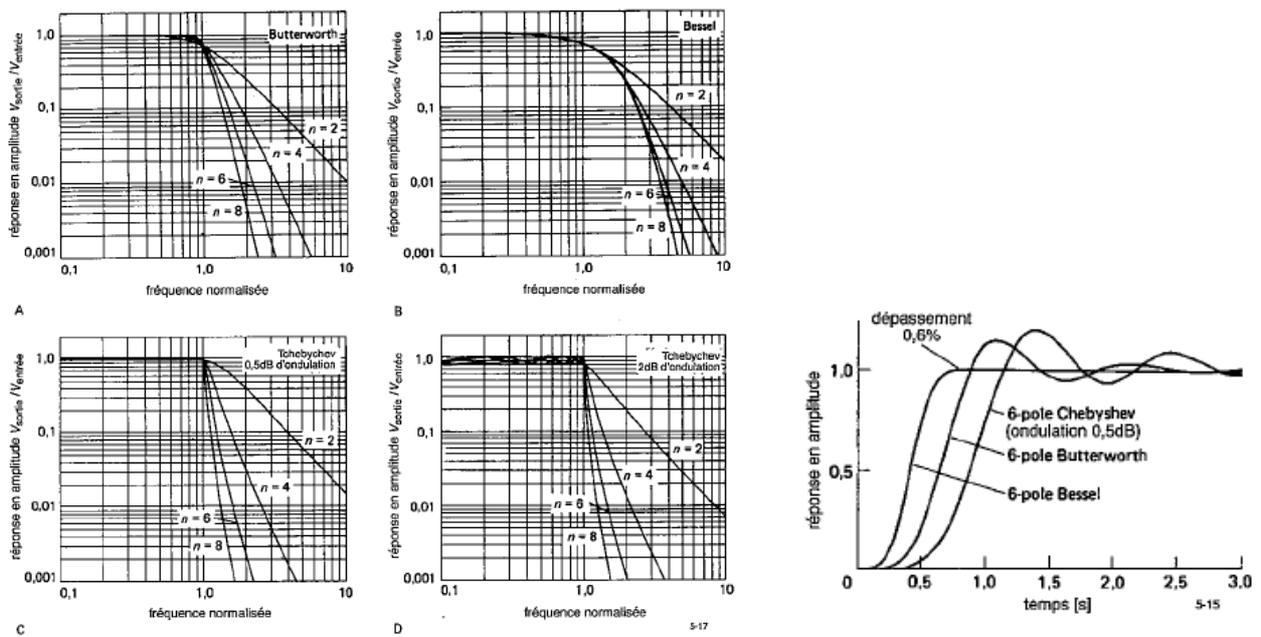


FIGURE 5.4 – Comparaison des filtres Butterworth, Bessel et Tchebychev : a) fonctions de transfert ; b) réponses indicielles

— Tchebychev : donne une pente raide

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 C_n^2(f/f_c)}}$$

où  $\varepsilon$  est une constante et  $C_n$  est le polynôme de Tchebychev.

- Bessel : donne une phase linéaire (retard le plus constant possible).
- Filtre de réjection en Double T ponté (avec 2 AOP), cf. Fig 5.5.

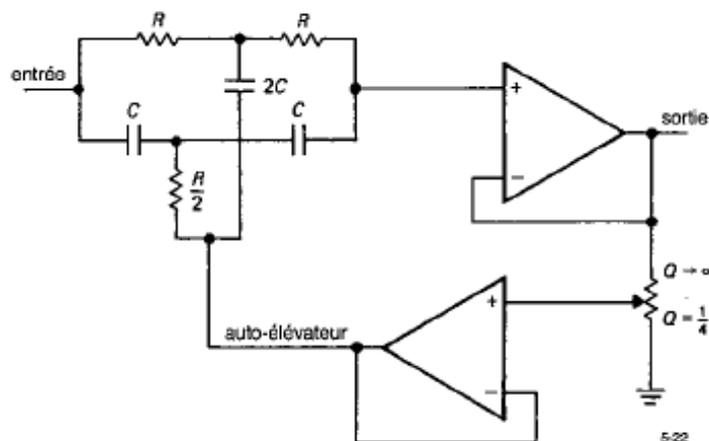


FIGURE 5.5 – Double T ponté

- Il existe d'autres types : filtre programmable à 3 (biquad), voire 4 AOP, filtre à gyrateur (qui simule les inductances), filtre à capacités commutées.

## 5.4 Filtrage par quadripôle actif

### 5.4.1 Exemple introductif : Filtre passe-bande simple

Le filtre actif de la Fig. 5.6 [7] comporte un amplificateur opérationnel idéal et deux dipôles  $D_1 = (R_1, C_1)$  et  $D_2 = (R_2, C_2)$ . En désignant par  $Z_1$  et  $Z_2$  les valeurs complexes des impédances de  $D_1$  et  $D_2$ , on a :

$$I_e = \frac{V_e}{Z_1} = -\frac{V_s}{Z_2} \quad (5.1)$$

$$T = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{-jR_2C_1\omega}{1 + j\omega(R_1C_1 + R_2C_2) - R_1R_2C_1C_2\omega^2} \quad (5.2)$$

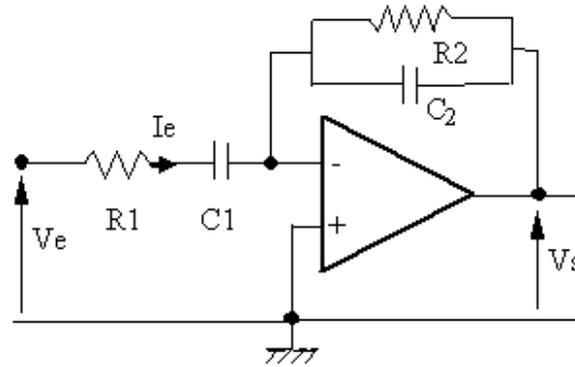


FIGURE 5.6 – Passe-bande actif

### 5.4.2 Généralisation : Filtres actifs du second ordre

On considère la famille des filtres associant quadripôles et amplificateur opérationnel [8]. Le schéma général de cette famille de filtres est donné à la Fig. 5.7.

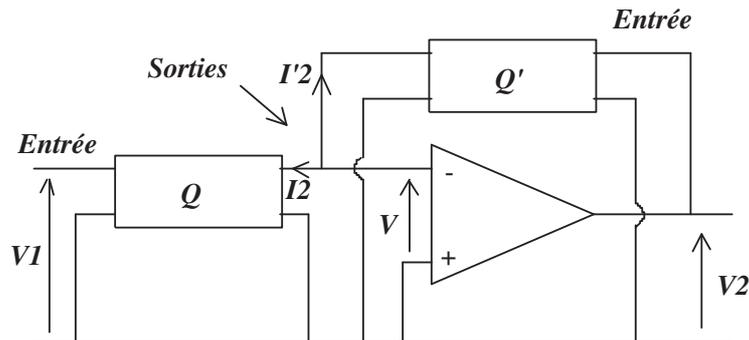


FIGURE 5.7 – Schéma de principe des filtres actifs du second ordre.

Les sorties des deux quadripôles  $Q$  et  $Q'$  sont reliées à l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel. Soient respectivement  $Y_{ij}$  et  $Y'_{ij}$  ( $1 \leq (i, j) \leq 2$ ) les paramètres admittance des deux quadripôles.

$$\text{A partir des équations : } \begin{cases} I'_2 = Y'_{21} \cdot V_2 + Y'_{22} \cdot V \\ I_2 = Y_{21} \cdot V_1 + Y_{22} \cdot V \\ V = 0 \\ I_2 = -I'_2 \end{cases} \text{ , il vient :}$$

$$T = \frac{V_2}{V_1} = -\frac{Y_{21}}{Y'_{21}}$$

Compte tenu de cette relation, et par un choix judicieux des quadripôles Q et Q', il est possible de synthétiser une fonction de transfert.

### 5.4.3 Filtre passe-bas

Le schéma du filtre passe-bas est donné à la Fig. 5.8. On identifie aisément les quadripôles Q et Q'. Les caractéristiques de l'ampli. op. utilisé sont données en annexe 5.4.5 (Fig. 5.11).

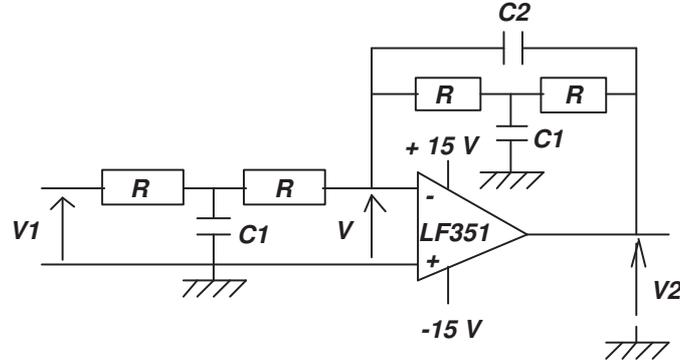


FIGURE 5.8 – Schéma du filtre passe-bas

Un calcul simple donne :  $Y_{21} = \frac{I_2}{V_1} = -\frac{1}{R(2+j\omega RC_1)}$

De même, en constatant que Q' résulte de la mise en parallèle de Q avec  $C_2$ , on obtient :

$$Y'_{21} = Y_{21} - j\omega C_2$$

Soit :  $Y'_{21} = \frac{I'_2}{V_2} = -\frac{1+2j\omega RC_2+(j\omega R\sqrt{C_1 C_2})^2}{R(2+j\omega RC_1)}$

La fonction de transfert du filtre vaut donc :

$$T = -\frac{1}{1 + 2j\omega RC_2 + (j\omega R\sqrt{C_1 C_2})^2}$$

Si l'on pose :  $A = -1$  ;  $\omega_n = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}}$  et :  $\zeta = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$ ,

on obtient :

$$T = \frac{A}{1 + 2j\zeta \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right) + \left(j\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}$$

qui est bien l'expression générique d'un filtre passe-bas du deuxième ordre.

A est le gain du filtre,  $\omega_n$  la pulsation caractéristique et  $\zeta$  le coefficient d'amortissement.

Le facteur de surtension du filtre passe-bas du deuxième ordre vaut :  $Q = \frac{1}{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}}$

On veut :  $\zeta = 0,2$  et  $f_n = 3$  kHz.

On prend :  $R = 10k\Omega$  ;  $C_1 = 22$  nF ;  $C_2 = 1$  nF.

### 5.4.4 Filtre passe-bande

Le schéma du filtre passe-bande est donné à la Fig. 5.9. On identifie aisément les quadripôles Q et Q'.

Un calcul simple donne :  $Y_{21} = \frac{I_2}{V_1} = -\frac{j\omega C}{(1+j\omega 2R_1 C)}$

De même, on montre que :  $Y'_{21} = \frac{I'_2}{V_2} = -\frac{1+2j\omega R_1 C+(j\omega C\sqrt{R_1 R_2})^2}{R_2(1+j\omega 2R_1 C)}$

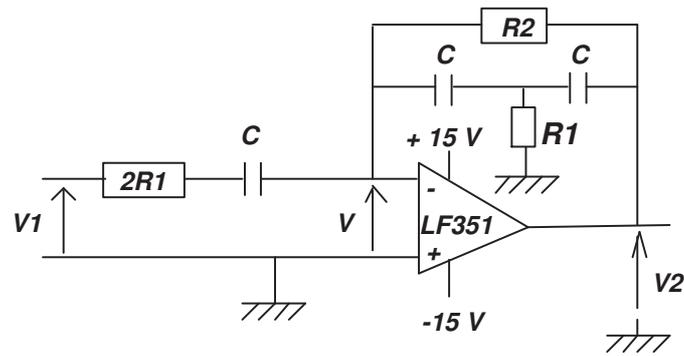


FIGURE 5.9 – Schéma du filtre passe-bande

La fonction de transfert du filtre vaut donc :

$$T = \left( -\frac{R_2}{2R_1} \right) \frac{2j\omega R_1 C}{1 + 2j\omega R_1 C + (j\omega C \sqrt{R_1 R_2})^2}$$

Si l'on pose :  $\omega_n = \frac{1}{C\sqrt{R_1 R_2}}$  ;  $\zeta = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}$  et :  $A = -\frac{R_2}{2R_1} = -\frac{1}{2\zeta^2}$  ,  
on obtient :

$$T = A \frac{2j\zeta \left( \frac{\omega}{\omega_n} \right)}{1 + 2j\zeta \left( \frac{\omega}{\omega_n} \right) + \left( j \frac{\omega}{\omega_n} \right)^2}$$

qui est bien l'expression générique d'un filtre passe-bande du deuxième ordre.

A est le gain du filtre,  $\omega_n$  la pulsation caractéristique et  $\zeta$  le coefficient d'amortissement.

La bande passante à -3 dB du filtre est donnée par :  $\Delta F = 2\zeta f_n$

Si  $f_r$  est la fréquence de résonance, le facteur de qualité vaut :  $Q = \frac{f_r}{\Delta F}$

On veut :  $\zeta = 0,2$  et  $f_n = 5$  kHz.

On prend :  $R_1 = 2,7k\Omega$  ;  $2R_1 = 5,6k\Omega$  ;  $R_2 = 68k\Omega$  ;  $C = 2,2nF$ .

La Fig. 5.10 montre les courbes expérimentales de gain et de phase obtenues pour le passe-bande (en vert) et le passe-bas (en bleu).

### 5.4.5 Annexe

Exemple de fiche de données constructeur (*Data sheet*) d'un ampli op : Fig. 5.11.

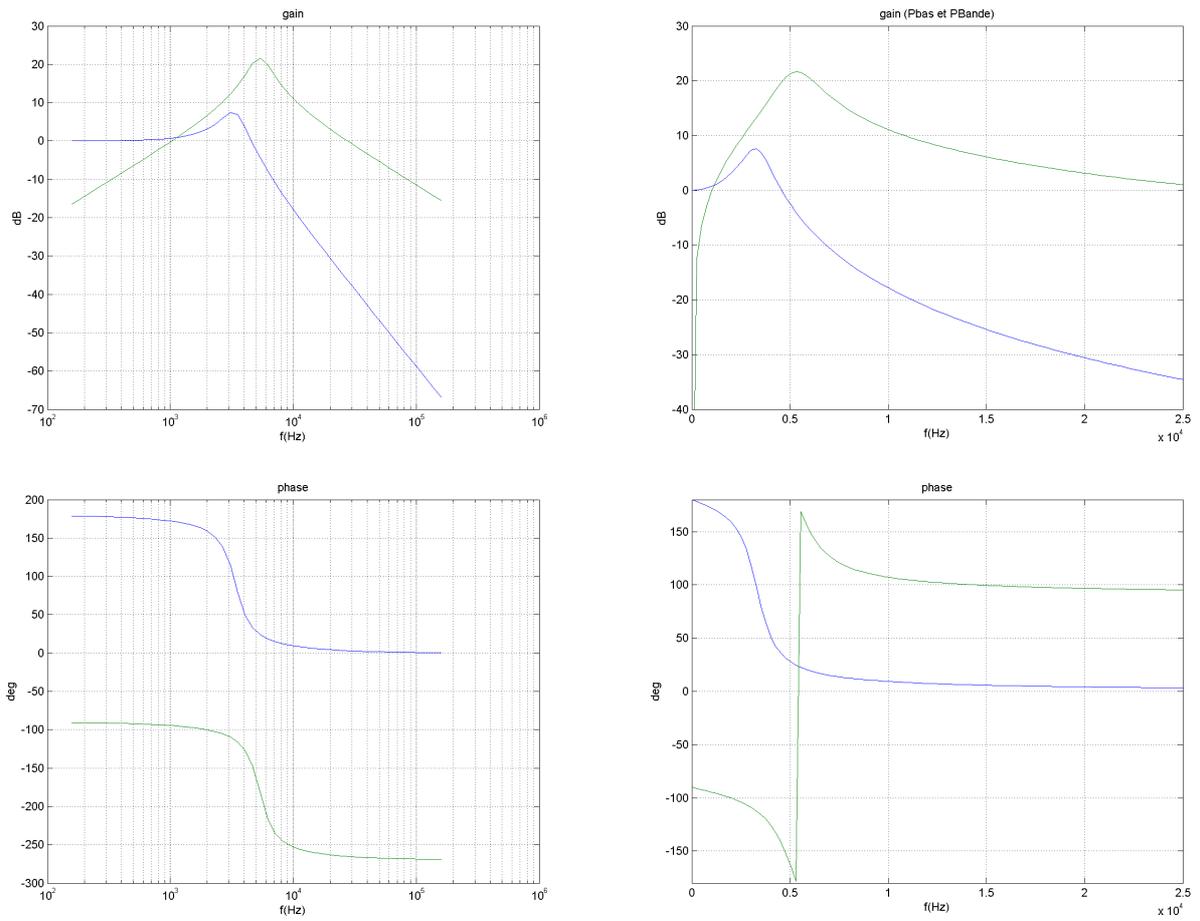
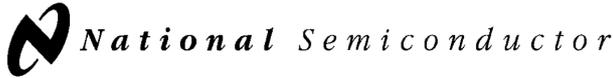


FIGURE 5.10 – Courbes de Bode de passe-bas et passe-bande d'ordre 2 : a) échelle semi-log ; b) échelle linéaire



December 1995

# LF351 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier

## General Description

The LF351 is a low cost high speed JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF351 is pin compatible with the standard LM741 and uses the same offset voltage adjustment circuitry. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM741 designs.

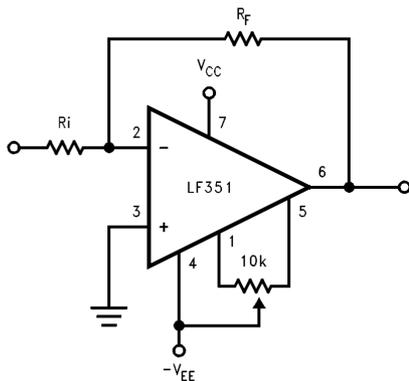
The LF351 may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift, but for applications where these requirements are critical, the LF356 is recommended. If maximum supply

current is important, however, the LF351 is the better choice.

## Features

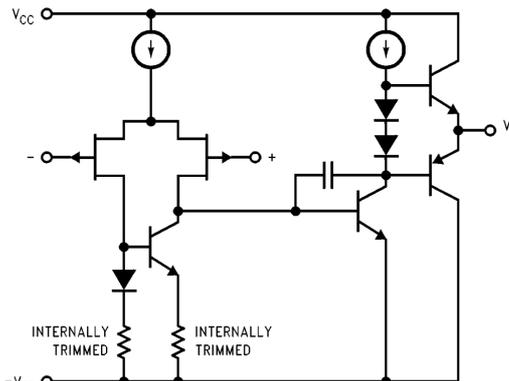
- Internally trimmed offset voltage 10 mV
- Low input bias current 50 pA
- Low input noise voltage 25 nV/√Hz
- Low input noise current 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/μs
- Low supply current 1.8 mA
- High input impedance 10<sup>12</sup>Ω
- Low total harmonic distortion A<sub>V</sub>=10, R<sub>L</sub>=10k, V<sub>O</sub>=20 Vp-p, BW=20 Hz-20 kHz <0.02%
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs

## Typical Connection



TL/H/5648-11

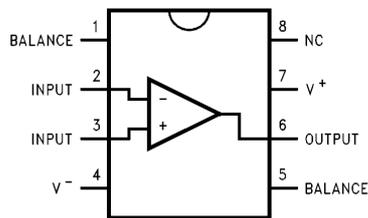
## Simplified Schematic



TL/H/5648-12

## Connection Diagrams

### Dual-In-Line Package



TL/H/5648-13

Order Number LF351M or LF351N  
See NS Package Number M08A or N08E

LF351 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier

FIGURE 5.11 – Datasheet de l'ampli op LF351

# Chapitre 6

## TD - Travaux Dirigés

### 6.1 TD1 Opérations arithmétiques

#### 6.1.1 Ampli inverseur avec gain de 100

Concevoir un ampli inverseur avec un gain de -100 qui sera piloté par une source dont l'impédance de sortie est élevée et aléatoire : de  $100k\Omega$  à  $1M\Omega$ .

#### 6.1.2 Opération à trouver

Quelle est l'opération arithmétique réalisée par le circuit de la Fig.6.1 où :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$$

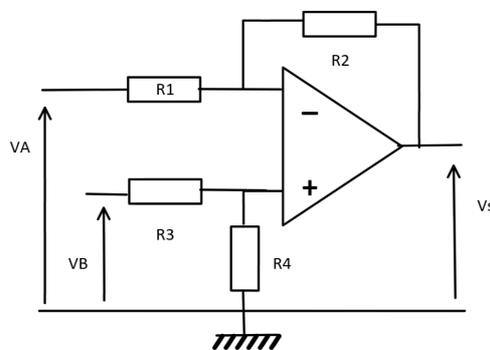


FIGURE 6.1 – Circuit de calcul.

#### 6.1.3 Calcul de $A + 2B - 3C$

Concevoir un circuit qui exécute la somme suivante des tensions d'entrée  $A$ ,  $B$  et  $C$  :

$$V_s = A + 2B - 3C$$

L'impédance de la source est élevée et aléatoire : de  $100k\Omega$  à  $1M\Omega$ . Il faudra donc proposer un circuit adapté à cette situation [9].

#### 6.1.4 Autres combinaisons d'opérations

Réfléchir aux circuits ci-dessous et essayer de deviner les opérations réalisées... avant de faire les calculs pour confirmer.

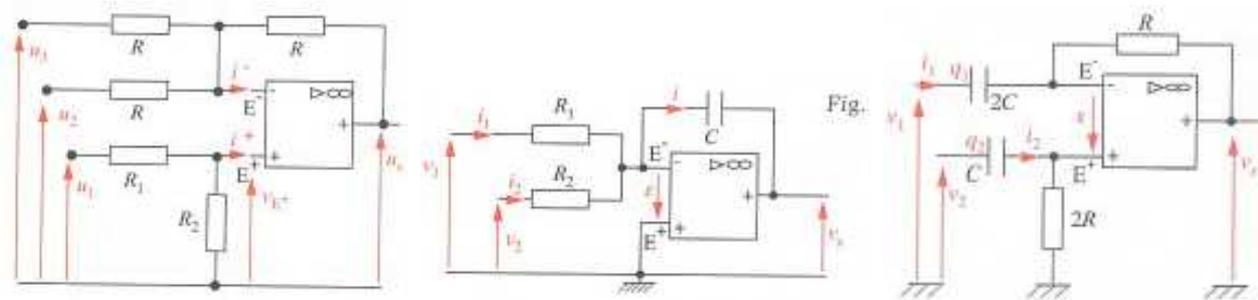


FIGURE 6.2 – Divers opérateurs.

## 6.2 TD2 Intégrateur

### 6.2.1 Principe

Soit le schéma de la Fig. 6.3.

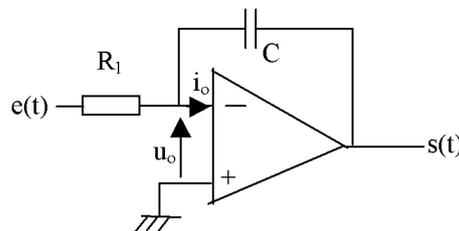


FIGURE 6.3 – Principe d'un intégrateur

1. En supposant l'AOP idéal, exprimer  $s(t)$  en fonction de  $e(t)$ .
2. En déduire la fonction réalisée par ce circuit.

### 6.2.2 Influence de la tension d'offset et du courant de polarisation

1. Si l'on tient compte de la tension d'offset  $u_o$  et du courant de polarisation d'entrée  $i_o$  de l'AOP, que devient l'expression de  $s(t)$ ? On supposera que  $u_o$  et  $i_o$  sont des constantes.
2. En déduire le comportement de la sortie au cours du temps.
3. Peut-on proposer une solution "naïve" pour compenser l'influence de  $u_o$  et  $i_o$ ?

NB : Caractéristiques d'un AOP bas de gamme (type 741) :

- tension de décalage (*offset*) :  $2mV$  typ. ;  $6mV$  max.
- coefficient de température :  $7\mu V/^\circ$
- courant de polarisation d'entrée :  $80nA$  typ. ;  $500nA$  max.

### 6.2.3 Remèdes

Pour remédier à ces défauts de l'AOP, on peut réaliser les montages de la Fig. 6.4. Expliquer le rôle (avantages et inconvénients) :

1. de l'interrupteur commandé (Fig. 6.4.a)
2. de la grande résistance  $R$  (Fig. 6.4.b)
3. du réseau en T de résistances (Fig. 6.4.c).

A.N. :  $C = 1\mu F$  ;  $R_1 = 100k\Omega$  ;  $R = 100R_1$

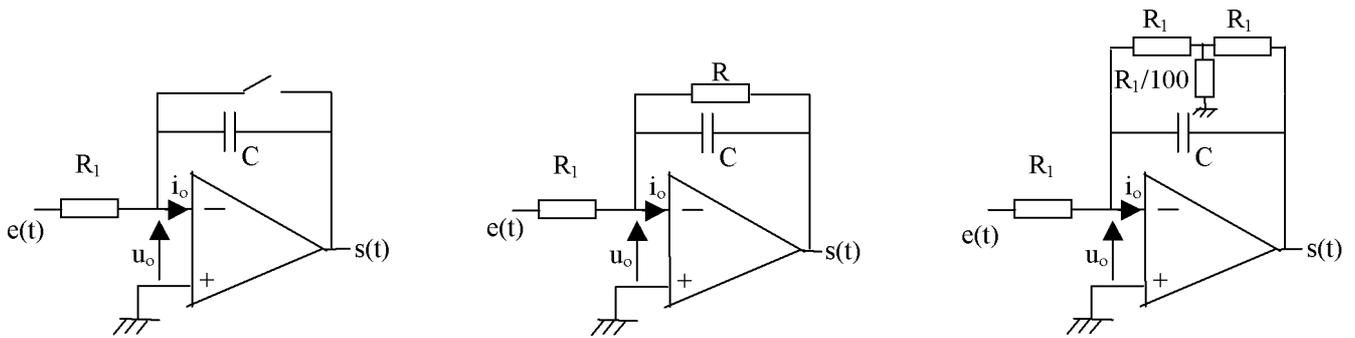


FIGURE 6.4 – a) interrupteur commandé ; b) grande résistance ; c) réseau en T

### 6.3 TD3 Comparateur

#### 6.3.1 Rétroaction positive ou négative

1. Etudier le comportement des deux circuits de la Fig. 6.5 lorsque la tension de sortie augmente (à cause du bruit par exemple).



FIGURE 6.5 – Rétroaction : a) négative ; b) positive

NB : On supposera que les AOP ne sont pas idéaux et qu'ils peuvent fonctionner en mode non-linéaire.

Discussion sur le comportement linéaire ou non-linéaire (applications).

2. Généralisation du cas linéaire pour ampli ou suiveur (Fig. 6.6).

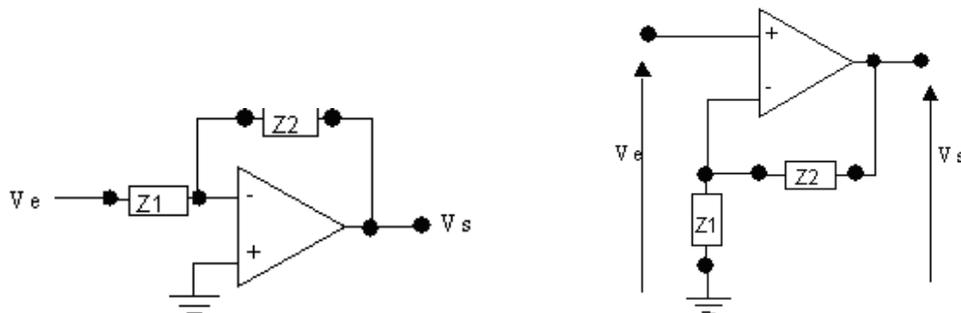


FIGURE 6.6 – Ampli : a) inverseur ; b) non-inverseur

Comparaison des gain  $G$ , déphasage et impédance d'entrée  $Z_e$ .

#### 6.3.2 Comparateur à hystérésis

Cas non-linéaire : soit le circuit de la Fig. 6.7.

L'AOP est alimenté entre  $-V_{cc} = 0$  et  $+V_{cc} = 10V$ .

Etudier le fonctionnement de ce circuit et préciser son intérêt dans le cas de signaux bruités (amplitude de bruit  $\Delta B$ ).

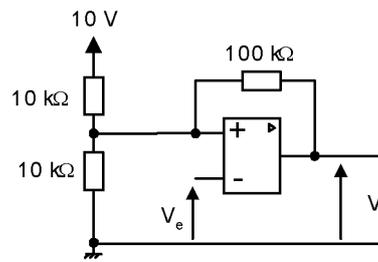


FIGURE 6.7 – Comparateur à hystérésis

### 6.3.3 Echantillonneur-bloqueur

Cas linéaire : soit le circuit de la Fig. 6.8.

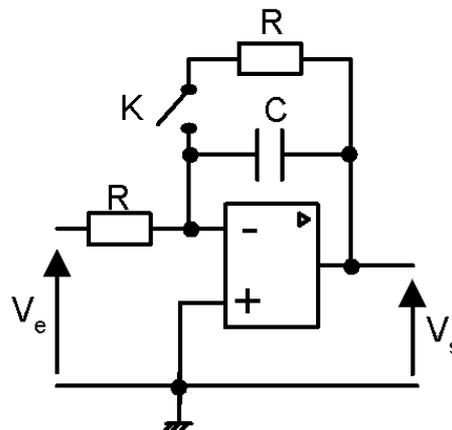


FIGURE 6.8 – Echantillonneur bloqueur

L'interrupteur  $K$  obéit à une variable logique de commande (signal horloge  $CLK$ ) :

- A  $t = 0$ ,  $V_s(0) = 0$  et on ferme  $K$ .
- A  $t = T_e$ , on ouvre  $K$ .
- A  $t = T_e + \theta$  (avec  $\theta \ll T_e$ ), on referme  $K$ , etc.

Expliquer le fonctionnement du circuit lorsque  $V_e$  est une tension constante  $E$ , puis lorsque  $V_e$  est une tension sinusoïdale de période  $T_0$ .

### 6.3.4 Etude d'un comparateur à double seuil

Soit le circuit de la Fig.6.9.

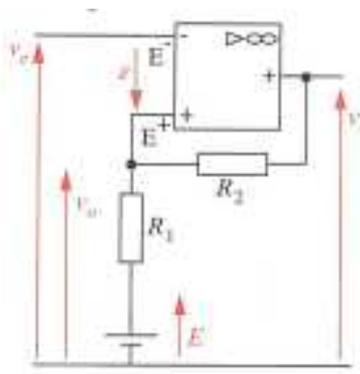


FIGURE 6.9 – Comparateur double seuil

1. Exprimer  $V_0$  en fonction de  $E$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  et  $V_s$ .
2. On prend  $R_1 = 10k\Omega$ ,  $R_2 = 100k\Omega$  et  $E = 4V$ . Calculer les deux valeurs de  $V_0$  correspondant aux 2 valeurs stables de  $V_s$ , qui sont :  $+U_{sat} = 15V$  et  $-U_{sat} = -15V$ .
3. Quelles sont les valeurs particulières de  $V_e$  qui provoquent le basculement de  $V_s$  quand  $V_e$  croît puis décroît ?
4. Représenter la caractéristique de transfert  $V_s = f(V_e)$ .

## 6.4 TD4 Oscillateur quasi-sinusoïdal de Colpitts

Le montage oscillateur de Colpitts de la Fig.6.10 est constitué de :

- un amplificateur non-inverseur à ampli-op idéal, de résistance  $R_1$  fixe et  $R_2$  variable ;
- un réseau (ou filtre) de Colpitts ( $R, C_1, C_2, L$ ) entouré en pointillés. On pose :  $C_e = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ .

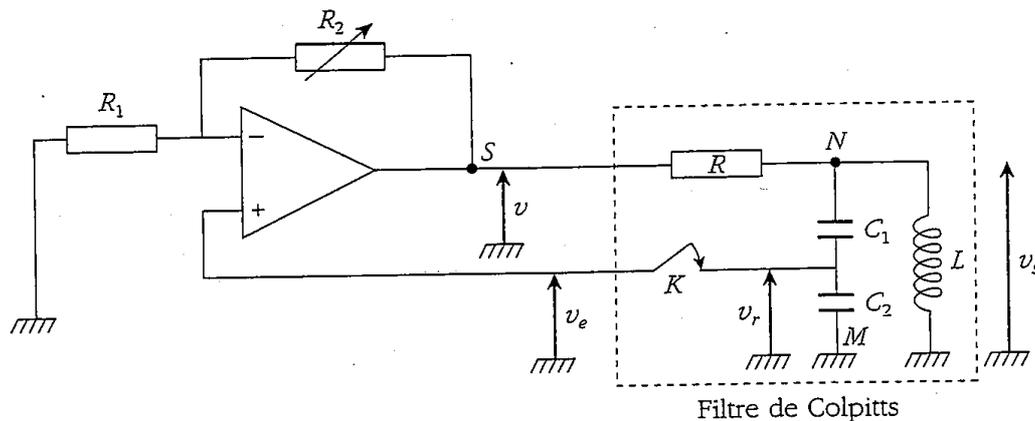


FIGURE 6.10 – Oscillateur de Colpitts.

1. L'interrupteur  $K$  est **ouvert**.  
Exprimer la transmittance complexe  $H_0(j\omega) = v_s/v$  en fonction des éléments  $R, L$  et  $C_e$  du filtre de Colpitts.
2. Exprimer la fonction de transfert complète  $B = v_r/v$  du filtre de Colpitts.
3. En déduire la nature de ce filtre, sa pulsation centrale  $\omega_0$ , son gain maximal  $G_0$  et son facteur de qualité  $Q$ .
4. Exprimer la transmittance en boucle ouverte  $T_0(j\omega) = v_r/v_e$  du montage étudié, en fonction de  $R_1, R_2, L, C_1, C_2$ .
5. L'interrupteur  $K$  est **fermé** ; on se place dans les conditions d'oscillation.  
Exprimer à l'aide des données  $R_1, L, C_1$  et  $C_2$  :  
la fréquence  $f$  du signal quasi sinusoïdal délivré par cet oscillateur ;  
ainsi que la valeur minimale de la résistance variable  $R_2$  qui assure ces oscillations.
6. On donne :  $R = 2k\Omega$ ,  $R_1 = 1k\Omega$ ,  $L = 1mH$ ,  $C_1 = 2.2nF$  et  $C_2 = 100nF$ .  
Calculer la fréquence des signaux obtenus, la valeur théorique de  $R_2$  et le facteur de qualité du filtre de Colpitts.

## 6.5 TD5 Filtre actif passe-haut : fréquence de coupure, bande passante

On réalise le montage de la Fig.6.11 à ampli-op idéal ; on donne  $C_1 = 100nF$  et les résistances  $R_1$  et  $R_2$  sont variables. Ce filtre est alimenté par une tension d'entrée sinusoïdale de fréquence

$f$ .

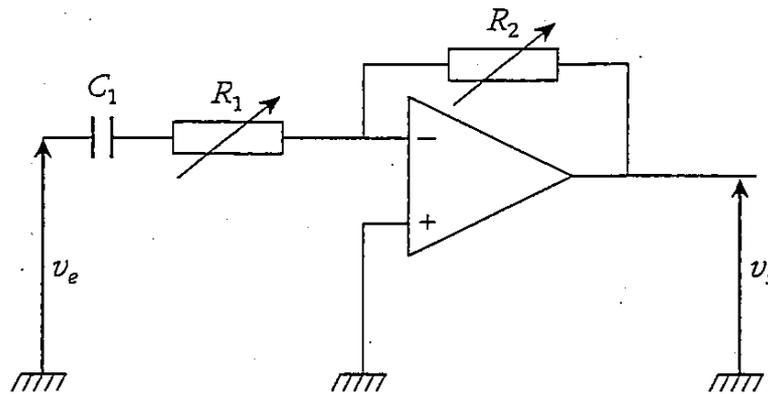


FIGURE 6.11 – Filtre actif passe-haut.

1. Déterminer la fonction de transfert complexe  $H(jf) = v_s/v_e$  du montage, sous la forme :

$$H(jf) = \frac{A_0}{1 - jf_0/f}$$

2. En déduire la nature de ce filtre, sa fréquence de coupure  $f_0$  et son gain  $G$  en bande passante.
3. Calculer le gain  $G(f)$  et le déphasage  $\varphi(f)$  de la tension  $v_s$  par rapport à la tension  $v_e$ . Justifier les résultats obtenus pour les basses fréquences ( $f \ll f_0$ ) et pour les hautes fréquences ( $f \gg f_0$ ).
4. Quelles sont les valeurs des résistances  $R_1$  et  $R_2$  à choisir pour ce montage si l'on désire obtenir un gain en bande passante de +6 dB et une fréquence de coupure de 5kHz ?
5. Calculer le gain  $G$  (en décibels) et le déphasage  $\varphi$  (en degrés) pour les fréquences particulières :  $f = 0, f_0/10, f_0/2, f_0, 2f_0, 10f_0$  et  $\infty$ . Tracer les diagrammes de Bode d'amplitude et de phase de ce filtre.

## 6.6 TD6 Filtre actif universel

La structure est présentée Fig. 6.12.

1. Exprimer les 3 fonctions de transfert  $V_1/V_e$ ,  $V_2/V_e$  et  $V_3/V_e$ .  
On appellera  $\alpha$  le rapport  $R_1/(R_1 + R_2)$  pour alléger les expressions, et on cherchera en premier l'expression de  $V_2$ . On notera  $\omega_0 = 1/RC$  et  $\zeta = 3\alpha/2$ .
2. Définir le type de filtre correspondant à chacune des trois sorties. Tracer les courbes de Bode.

A.N. :  $R = 10k\Omega$ ,  $C = 100nF$  ;  $R_1 = R_2$ .

## 6.7 Filtres actifs de Sallen-Key

Les 3 filtres de Sallen-Key du 2ème ordre sont donnés sur la Fig. 6.13.

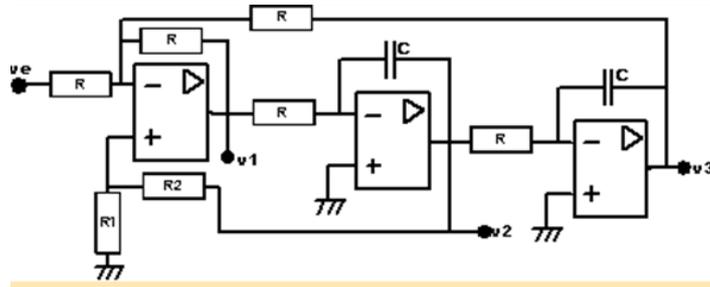


FIGURE 6.12 – Filtre actif universel

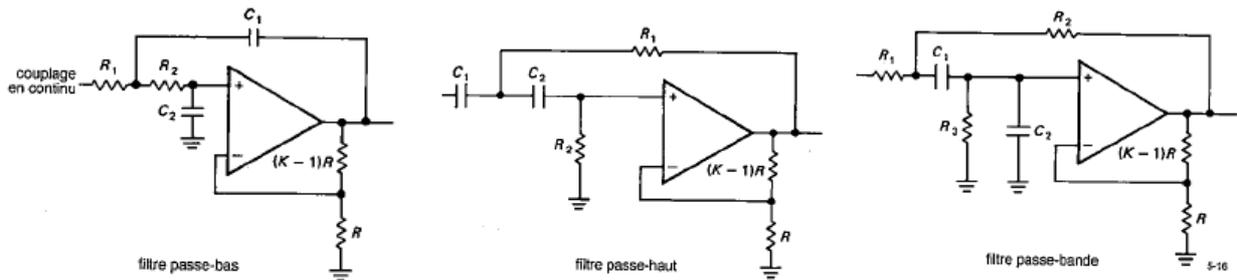


FIGURE 6.13 – Filtres de Sallen-Key du 2e ordre : a) passe-bas ; b) passe-haut ; c) passe-bande.

### 6.7.1 Passe-bas de Sallen-Key

Montrer que la fonction de transfert du filtre passe-bas de Sallen-Key vaut :

$$H(p) = \frac{k}{1 + [(1 - k)R_1C_1 + (R_1 + R_2)C_2]p + R_1R_2C_1C_2p^2}$$

Donner son gain statique, sa constante de temps, sa fréquence propre et son coefficient d'amortissement.

#### 6.7.1.1 Réponse

$$G_0 = k ; \tau = \sqrt{R_1R_2C_1C_2} ; f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1C_1R_2C_2}} ; \zeta = \frac{(1-k)R_1C_1 + (R_1 + R_2)C_2}{2\tau}$$

A.N.  $R_1 = R_2 = 10k\Omega$ ,  $C_i = 10nF$ ,  $k = 2$ ,  $R = 47k\Omega$ .

Voir courbe de gain Fig. 6.14. N.B : Si  $\forall i, R_i = R$  et  $C_i = C$ , alors  $\omega_0 = \frac{1}{RC}$  et  $\zeta = \frac{3-k}{2}$

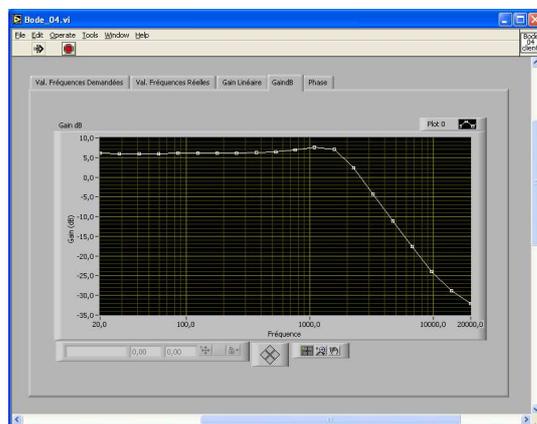


FIGURE 6.14 – Filtres de Sallen-Key du 2e ordre : passe-bas.

## 6.7.2 Passe-haut de Sallen-Key

Montrer que la fonction de transfert du filtre passe-haut de Sallen-Key vaut :

$$H(p) = \frac{kR_1R_2C_1C_2p^2}{1 + [R_1(C_1 + C_2) + R_2C_2(1 - k)]p + R_1R_2C_1C_2p^2}$$

Donner sa fréquence de coupure, son coefficient d'amortissement et son gain en H.F.

### 6.7.2.1 Réponse

Hypothèse AOP idéal ( $i_+ = i_- = 0$ ;  $\varepsilon \approx 0$ ), pont diviseur en sortie, filtre passe-haut en entrée  $R_2C_2$ , nœud de courant en entrée, définition de la fonction de transfert.

4 inconnues ( $V_1, U, V_S, V_e$ ), 4 équations : où  $U = V^-$  et  $V_1$  est le potentiel du nœud d'entrée

$$\frac{V_S}{U} = \frac{kR}{R} = k \quad (6.1)$$

$$\frac{U}{V_1} = \frac{R_2}{R_2 + \frac{1}{C_2p}} \quad (6.2)$$

$$I_e = I_1 + I_2 \Leftrightarrow (V_e - V_1)C_1p = \frac{V_1 - V_S}{R_1} + \frac{V_1}{R_2 + \frac{1}{C_2p}} \quad (6.3)$$

$$H = \frac{V_S}{V_e} \quad (6.4)$$

A.N.  $R_1 = R_2 = 10k\Omega$ ,  $C_i = 10nF$ ,  $k = 2$ ,  $R = 47k\Omega$ . Voir courbe de gain Fig. 6.15.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} = \frac{1}{RC}; \zeta = \frac{\omega_0}{2} [R_1(C_1 + C_2) + R_2C_2(1 - k)] = \frac{3-k}{2}; G_{HF} = k$$

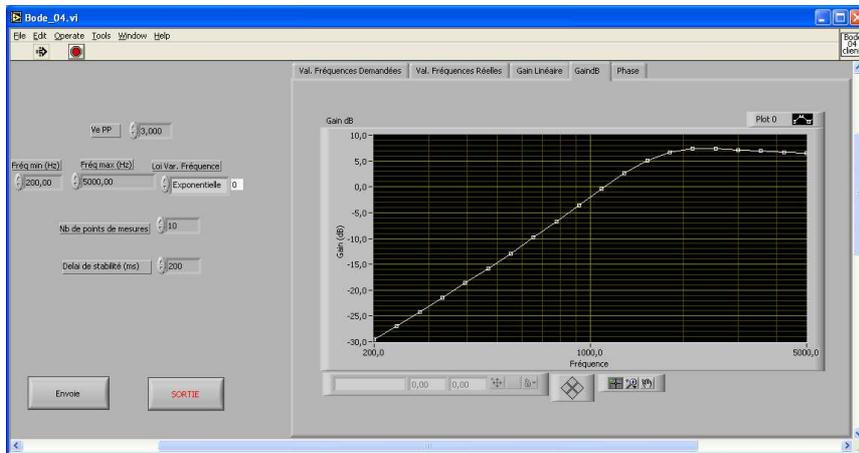


FIGURE 6.15 – Filtre de Sallen-Key du 2e ordre : passe-haut

## 6.7.3 Passe-bande de Sallen-Key

Montrer que la fonction de transfert du filtre passe-bande de Sallen-Key vaut :

$$H(p) = \frac{kR_3C_1p}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \left[ R_3C_1 \left( 1 + \frac{R_1}{R_2}(1 - k) \right) + R_3C_2 \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + R_1C_1 \right] p + R_1R_3C_1C_2p^2}$$

Donner l'expression de  $H$  dans le cas particulier où  $k = 3$  avec des valeurs identiques des  $R_i$  et des  $C_i$ .

Donner sa fréquence de résonance, son amortissement et son gain maxi. En déduire sa bande passante et son facteur de qualité  $Q$ .

### 6.7.3.1 Réponse

$$\omega_0 = \sqrt{2}/(R_i C_i); \zeta = (5 - k)/(2\sqrt{2}); G_{max} = k/(5 - k)$$

A.N.  $R_1 = R_2 = R_3 = R_i = 10k\Omega$ ,  $C_i = 15nF$ ,  $k = 3$ ,  $R = 33k\Omega$ , et on approxime  $(k - 1)R \approx 68k\Omega$ .

Voir courbe de gain Fig. 6.16.

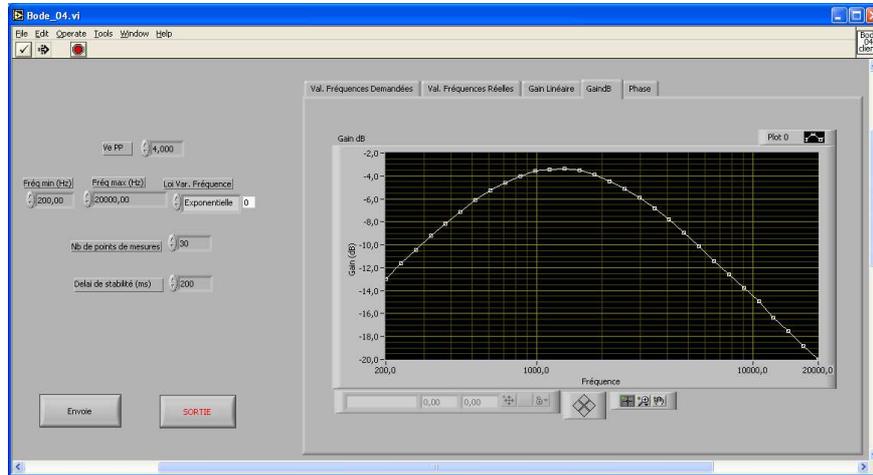


FIGURE 6.16 – Filtre de Sallen-Key du 2e ordre : passe-bande

## 6.8 Caractéristiques d'un Amplificateur

### 6.8.1 Bande Passante

La BP d'un ampli à transistor NPN est limitée :

- en BF, par les capacités de liaison et de découplage (en série avec  $R_e$ ,  $R_s$ ), d'où une fréquence de coupure basse  $f_B$  (filtrage passe-haut)
- en HF par les capacités parasites interélectrodes et de câblage (qui apparaissent en parallèle sur  $R_e$  et  $R_s$ ) d'où une fréquence de coupure haute  $f_H$  (filtrage passe-bas).

NB : S'il est facile de déterminer  $f_B$  à partir des composants du montage (connus), il est moins simple de prévoir  $f_H$  car on ne connaît pas la valeur des capacités parasites. On peut par contre les déduire a posteriori de la courbe de gain obtenue.

1. Déterminer le gain  $A$ ,  $Z_e$  et  $Z_s$  du montage (suiveur+ampli NPN)
2. Donner le schéma équivalent en petits signaux de l'ampli excité par un générateur de tension ( $e_g$ ,  $R_g$ ) et chargé par une résistance  $R_L$
3. Exprimer la fonction de transfert de l'ampli en BF. Montrer qu'elle se met sous la forme :

$$H(\omega) = A_0 \frac{j\frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} \frac{j\frac{\omega}{\omega_1}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_1}}$$

où l'on déterminera  $A$ ,  $\omega_0$  et  $\omega_1$

4. Calculer les fréquences de coupure associées aux passe-haut (capa de liaison en série cf. Fig. 6.17a)
5. Même calcul en HF (capa parasites en // cf. Fig. 6.17b) : démontrer que :

$$H(\omega) = B_0 \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_2}} \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_3}}$$

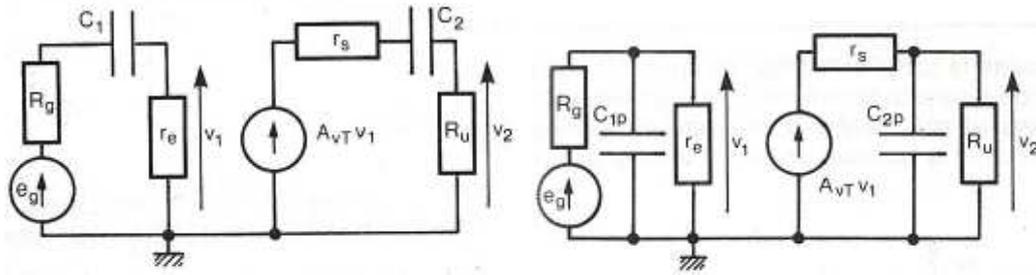


FIGURE 6.17 – Capacités : a) de liaison ; b) parasites.

## 6.8.2 Distorsion Harmonique

La non-linéarité des caractéristiques des composants induit une distorsion du signal, même à faible niveau. En effet, considérons le cas simple d'une diode où le courant direct est donné par :

$$I = I_s [\exp (V_{be} / U) - 1]$$

(en ayant posé  $U = kT/q$ ).

Si la tension appliquée vaut  $V_{be} = A \sin \omega t$  avec  $A \ll U$ , alors on peut développer en série l'exponentielle et montrer que des harmoniques (multiples de  $\omega$ ) sont présents dans le courant.

1. Montrer que

$$I = I_s \left( \frac{A}{U} \sin \omega t - \frac{A^2}{4U^2} \cos 2\omega t - \frac{A^3}{24U^3} \sin 3\omega t \dots \right)$$

2. En déduire l'expression du taux de distorsion harmonique  $D\%$  défini par :

$$D\% = 100 \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1}$$

# Chapitre 7

## Contrôle des Connaissances

### 7.1 Sujet 2014 (2h) : Filtre déphaseur

On considère le circuit de la Fig. 7.1 où les 2 AOP sont supposés idéaux [4].

On prend  $R_2 = 10k\Omega$ ;  $C = 1nF$ ; et  $R_1$  est une résistance variable de  $1k\Omega$  à  $100k\Omega$ .

1. Rappeler d'abord ce que signifie l'idéalité des AOP.
2. En considérant le mode de rebouclage sortie/entrée des 2 AOP, dire *a priori* s'ils fonctionneront plutôt en mode linéaire/non saturé ou plutôt en mode non linéaire/saturé.
3. Exprimer la tension de sortie de l'AOP1 en fonction de la tension d'entrée  $V_R$ .
4. Quel est le type du montage de l'AOP1 ? A quoi sert-il ?
5. Considérons le sous-circuit constitué de  $R_1$  et  $C$ . De quel type de montage s'agit-il ?
6. Exprimer la tension  $V_+$  de l'AOP2 en fonction de  $R_1$ ,  $C$  et de la tension de sortie de l'AOP1.
7. Appliquer la règle de Millman sur l'entrée négative  $V_-$  de l'AOP2, et donner son expression en fonction de  $R_2$ ,  $V'_R$  et de la sortie de l'AOP1.
8. Quelle est la relation entre  $V_+$  et  $V_-$  sur l'AOP2 ?
9. Déduire des questions ci-dessus, la fonction de transfert du circuit complet :

$$T(j\omega) = \frac{V'_R}{V_R}$$

10. Montrer qu'elle se met sous la forme :

$$T(j\omega) = \frac{1 - j\frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}}$$

et exprimer la valeur de la pulsation caractéristique  $\omega_0$ .

11. Calculer le module  $|T|$  de cette fonction de transfert et montrer qu'il est constant quelle que soit la fréquence. Que vaut-il en dB ?
12. Calculer le déphasage de la sortie par rapport à l'entrée en exprimant l'argument  $Arg[T]$ . NB : on rappelle que  $Arg[z_1/z_2] = Arg[z_1] - Arg[z_2]$  et que  $Arg[z = x + jy] = \arctan(y/x)$ .
13. Dessiner sommairement les courbes de Bode du circuit (on pourra raisonner asymptotiquement en considérant uniquement les 3 cas :  $\omega \rightarrow 0$ ,  $\omega = \omega_0$  et  $\omega \rightarrow \infty$ ).
14. Justifier son nom de "filtre déphaseur".

15. On veut régler le déphasage sur  $-\pi/2$  à la fréquence  $f_0 = 100kHz$ , ceci pour réaliser un modulateur d'Armstrong utilisé en modulation de fréquence avec porteuse  $f_p = f_0$ . Comment faut-il choisir  $R_1$  pour obtenir ce résultat ?

NB : On rappelle que  $\tan(\pi/4) = 1$ .

16. Le schéma de principe d'un modulateur d'Armstrong est donné Fig. 7.2, où  $p(t)$  est la porteuse de fréquence  $f_p$  et  $i(t)$  est le signal informatif modulant (p. ex. un signal audio) de fréquence  $f_m < f_p$ . On vient de voir comment réaliser le déphaseur avec des AOP.

Proposer de même 2 schémas de circuits pour réaliser également l'intégrateur et le soustracteur à base d'AOP.

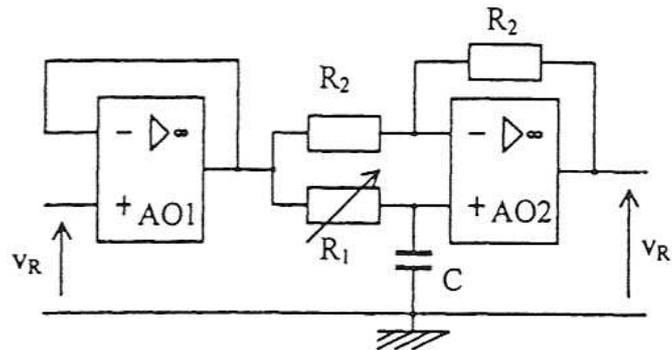


FIGURE 7.1 – Déphaseur.

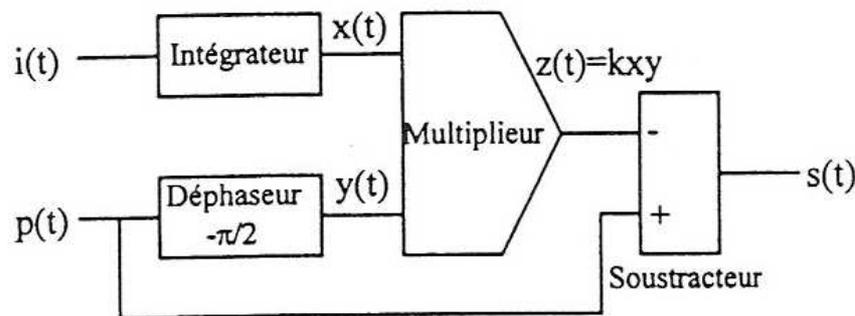


FIGURE 7.2 – Modulateur d'Armstrong.

## 7.2 Sujet 2015 (2h) : Filtre actif

Soit le circuit de la Fig.7.3 [7].

1. Quel est le type de contre-réaction ?  
Que dire de la stabilité ?
2. Quel est le mode de fonctionnement : linéaire ou non ?  
Traduire les conditions d'idéalité de l'AOP par 2 équations fondamentales.
3. Calculer  $Z_1$  et  $Z_2$ .
4. Identifier le type de montage équivalent au circuit.  
En déduire son facteur d'amplification complexe  $A$ .

5. Montrer que la fonction de transfert correspondante  $T(j\omega) = \frac{V_s}{V_e}$  peut s'écrire, en développant le dénominateur :

$$T = \frac{-jRC\omega}{1 + 2jRC\omega - (RC\omega)^2}$$

6. Identifier ce filtre avec une forme canonique connue. Type de filtre ?
7. Quelle est la nature de la fréquence  $f_0$  caractéristique du système : coupure, résonance ou réjection ?
8. Identifier les expressions théoriques de la pulsation propre  $\omega_0$  et de l'amortissement  $\zeta$  en fonction des composants du montage.
9. A.N. Calculer  $\zeta$
10. Calculer le facteur de qualité théorique  $Q = 1/2\zeta$ . Est-il bon ?
11. A.N. On veut  $f_0 = 15kHz$ , régler  $R$  pour cela.
12. Tracer Bode asymptotique : courbe de gain en dB.  
Quel est le comportement en BF, en HF (pentes en dB/décade) ?
13. Tracer la courbe de phase asymptotique en radians  $Arg[T]$
14. Exprimer le module et l'argument de  $T$ .
15. Pour quelle fréquence obtient-on le gain maxi  $|T|_{max}$  ?  
A.N. Calculer la valeur maximale  $|T|_{max}$ .
16. Calculer les fréquences de coupure à -3dB : correspondant à la valeur  $|T|_{max}/\sqrt{2}$  (où  $|T|_{max}$  a été déterminé précédemment)
17. En déduire la bande passante BP à -3dB.  
Puis calculer le facteur de qualité expérimental  $Q = f_0/BP$   
(comparer à la valeur obtenue précédemment).
18. Que vaut l'impédance d'entrée  $Z_e$  de ce circuit ?
19. Est-ce OK pour être attaqué par un générateur de tension de Thévenin de résistance interne  $r_g = 50\Omega$  ? Expliquer.
20. On met  $v_e(t)$  sinusoïdal en entrée :  $f = 15kHz$ ,  $A = 2V$ .  
Dessiner les signaux  $v_e(t)$  et  $v_s(t)$  comme on les observerait avec un oscilloscope (avec échelles et origine temporelle).  
Quelle sera l'amplitude de  $v_s(t)$  ?

## 7.3 Sujet 2016 (2h) : Comparateur

### Etude d'un circuit à AOP

Soit le circuit de la Fig.7.4 comportant un AOP supposé idéal.

1. Quelle est la nature du rebouclage de l'AOP ?  
En déduire le mode de fonctionnement et le type d'applications envisageables.
2. Que vaut l'impédance d'entrée  $Z_e$  d'un AOP idéal ?  
En déduire à la limite la valeur du courant  $i_+$  circulant par la borne + de l'AOP.
3. Appliquer le théorème de Millman à la borne + de l'AOP.  
En déduire l'expression de  $V_0$  en fonction de  $E$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  et  $V_s$ .

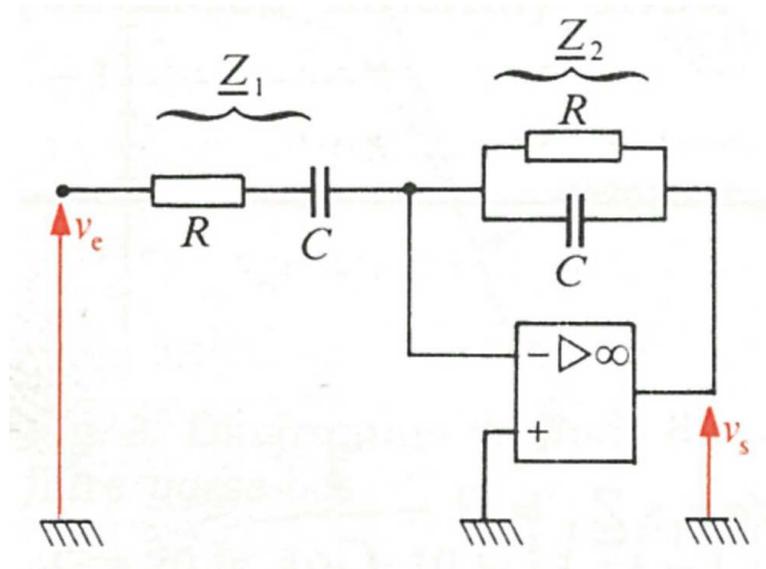


FIGURE 7.3 – Filtre actif.

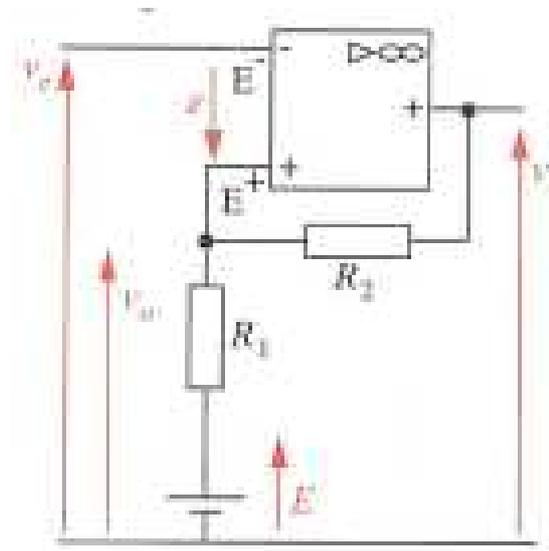


FIGURE 7.4 – Circuit à AOP

4. A.N. : On prend  $R_1 = 10k\Omega$ ,  $R_2 = 100k\Omega$  et  $E = 4V$ . Calculer les deux valeurs de  $V_0$  correspondant aux 2 valeurs stables de  $V_s$ , qui résultent des tensions d'alimentation symétriques de l'AOP :  $+U_{sat} = +15V$  et  $-U_{sat} = -15V$ .
5. Exprimer la tension différentielle  $\varepsilon$  en fonction de  $V_e$  et  $V_0$ .  
Traduire sur  $\varepsilon$  la condition de basculement de la sortie de l'AOP.
6. Quelles sont les valeurs particulières de  $V_e$  qui provoquent le basculement de  $V_s$  quand  $V_e$  varie ?  
On expliquera le fonctionnement du montage quand  $V_e$  croît puis décroît, en partant d'une situation initiale où :  $V_e \leq 0$  et  $V_s = +U_{sat}$ .
7. Dans le cas où le signal temporel d'entrée  $V_e(t)$  est une tension sinusoïdale d'amplitude variant dans la gamme  $[0; 10V]$ , représenter graphiquement l'allure du signal  $V_s(t)$  qu'on obtient en sortie.
8. Représenter la caractéristique de transfert  $V_s = f(V_e)$ .  
Commenter l'allure de la figure obtenue.

9. Comment appelle-t'on les 2 valeurs particulières  $V_{01}$  et  $V_{02}$  calculées à la question 4 ?
10. Conclusion : déduire la fonction et le nom du montage étudié.

## 7.4 Sujet 2017 (2h) : Filtre actif

### Etude d'un filtre actif

Soit le circuit de la Fig. 7.5.

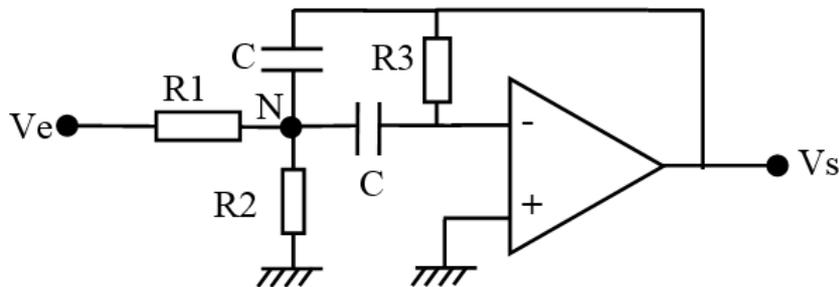


FIGURE 7.5 – Filtre actif

1. Rappeler les règles d'or d'un AOP fonctionnant en mode linéaire. En déduire la valeur de la tension  $V_-$  sur l'entrée inverseuse.
2. Appliquer le théorème de Millman au noeud  $N$ . En déduire l'expression de la tension  $V_N$  en fonction des tensions  $V_e$ ,  $V_s$ , et des composants  $R_1$ ,  $R_2$  et  $C$ .
3. Appliquer le théorème de Millman au noeud de l'entrée inverseuse  $V_-$ . En déduire l'expression de  $V_s$  en fonction de  $V_N$ ,  $R_3$  et  $C$ .
4. En éliminant  $V_N$  des équations ci-dessus, trouver la relation entre  $V_s$  et  $V_e$  ne faisant intervenir que les composants du montage :  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  et  $C$ .
5. Montrer que la fonction de transfert complexe du circuit  $T(j\omega)$  s'exprime :

$$T(j\omega) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{-jR_2R_3C\omega}{(R_1 + R_2) + j2R_1R_2C\omega - R_1R_2R_3C^2\omega^2}$$

6. Diviser le numérateur et le dénominateur de cette fraction par  $R_1 + R_2$ , et utiliser la notation simplificatrice  $R = R_1 // R_2 = \frac{R_1R_2}{R_1+R_2}$  pour réécrire la fraction sous une forme canonique (c-à-d avec un polynôme en  $\omega$  au dénominateur dont le terme constant est égal à 1).
7. Identifier alors ce filtre comme un filtre standard du deuxième ordre, en réécrivant le dénominateur sous la forme classique  $1 + j2\zeta\frac{\omega}{\omega_0} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2$ . Quelle est la nature du filtre ?
8. Déterminer sa pulsation caractéristique  $\omega_0$  (en fonction de  $R$ ,  $R_3$  et  $C$ ).
9. Déterminer son coefficient d'amortissement  $\zeta$  (en fonction de  $R$  et  $R_3$ ).
10. En déduire la bande passante  $\Delta\omega$  du filtre, sachant que :

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{1}{Q} = 2\zeta$$

où  $Q$  s'appelle le facteur de qualité du filtre.

11. Déterminer enfin le facteur d'amplification  $A_0$  qui apparaît au numérateur (fonction de  $R_1$  et  $R_3$ ).

12. A.N : on prend  $C = 10nF$ . Calculer les autres composants du montage pour obtenir : une bande passante  $\Delta f = 100Hz$ , une fréquence caractéristique  $f_0 = 10kHz$  et une amplification  $|A_0| = 10$  (soit un gain de +20dB).
13. Tracer sur papier semi-log les courbes de Bode asymptotiques du filtre : gain (en dB) et phase en fonction de la fréquence.

## 7.5 Sujet 2018 (2h) : Filtre actif

### Etude d'un filtre actif

Soit le circuit à amplificateur opérationnel (AOP) de la Fig. 7.6.

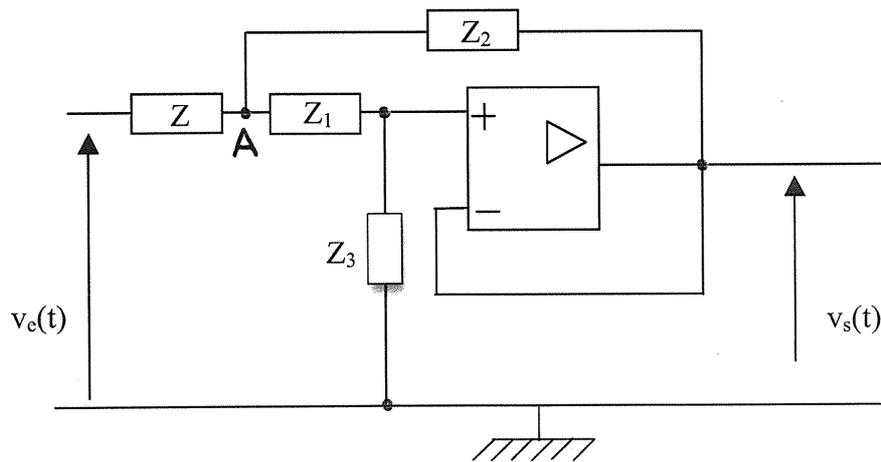


FIGURE 7.6 – Filtre actif

1. Rappeler les deux règles d'or d'un AOP fonctionnant en mode linéaire.
2. En déduire d'une part la tension  $V_+$  sur l'entrée non-inverseuse en fonction de  $V_s$ .
3. En déduire d'autre part la relation qui lie  $V_+$  avec  $V_A$ ,  $Z_1$  et  $Z_3$ .
4. Appliquer le théorème de Millman au noeud A. En déduire l'expression de la tension  $V_A$  en fonction des tensions  $V_e$ ,  $V_s$  et des impédances du montage.
5. En éliminant  $V_A$  des équations ci-dessus, trouver la relation entre  $V_s$  et  $V_e$  ne faisant intervenir que les impédances du montage :  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_3$  et  $Z$ .
6. Montrer que la fonction de transfert complexe du circuit  $T(j\omega)$  peut s'écrire :

$$T(j\omega) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 + \frac{Z_1}{Z_3} \left( 1 + \frac{Z}{Z_1} + \frac{Z}{Z_2} \right)}$$

7.  $Z$  et  $Z_1$  sont des condensateurs de même capacité  $C$  ;  $Z_2$  et  $Z_3$  sont des résistances pures de même valeur  $R$ . Calculer dans ce cas particulier la fonction de transfert de ce filtre.
8. Ecrire la fraction sous une forme canonique (c'est-à-dire avec un polynôme en  $\omega$  au dénominateur dont le terme constant est égal à 1).
9. Identifier ce filtre comme un filtre standard du deuxième ordre, en réécrivant le dénominateur sous la forme classique  $1 + j2\zeta\frac{\omega}{\omega_0} + (j\frac{\omega}{\omega_0})^2$ . Que vaut le numérateur ?
10. Quelle est donc la nature du filtre ?
11. Déterminer sa pulsation caractéristique  $\omega_0$  en fonction de  $R$  et  $C$ .

12. En déduire la bande passante du filtre.
13. Déterminer la valeur de son coefficient d'amortissement  $\zeta$ .
14. A.N : on prend  $C = 22nF$  et  $R = 10k\Omega$ . Calculer  $f_0$  la fréquence de coupure à -3dB.
15. Tracer sur papier semi-log les courbes de Bode asymptotiques du filtre : gain (en dB) et phase en fonction de la fréquence. Préciser les pentes sur la courbe de gain.
16. Connaissant la valeur de  $\zeta$ , peut-on prévoir s'il y aura ou non une surtension sur la courbe de gain ? Justifier la réponse en s'aidant des abaques de référence des systèmes du 2e ordre.

## 7.6 Sujet 2019 (2h) : Impédances actives

### Multiplicateur de capacité

On considère le schéma de circuit à AOP de la Fig. 7.7a, où  $Z$ ,  $Z_0$  et  $Z_1$  sont trois impédances génériques, dont on fixera les valeurs ultérieurement (à partir de la question 9).

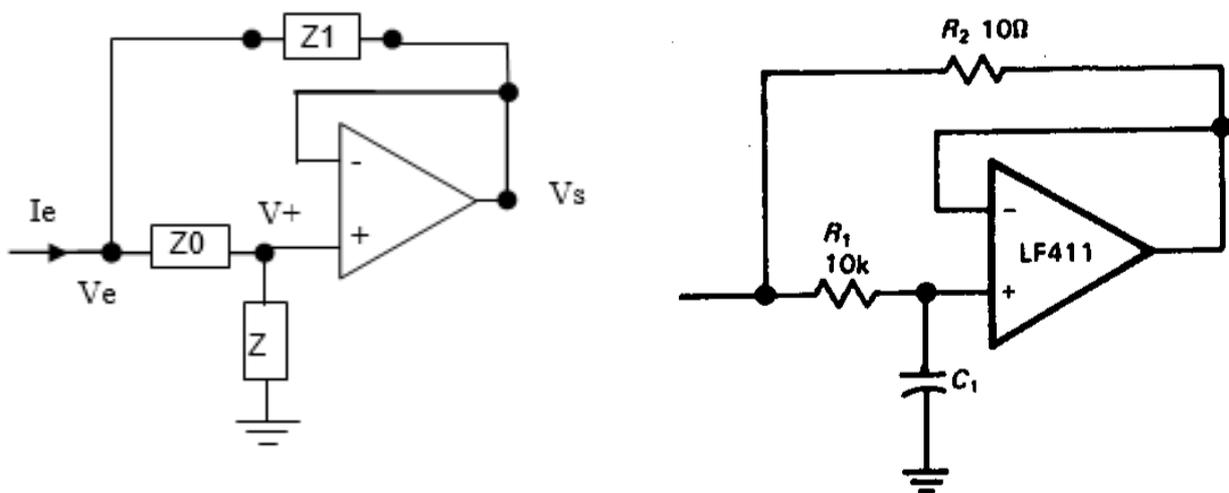


FIGURE 7.7 – a) Schéma générique avec 3 impédances ; b) Multiplicateur de capacité.

1. L'AOP est supposé idéal et il fonctionne en mode linéaire. Rappeler alors ce que vaut la tension différentielle d'entrée  $\varepsilon = V_+ - V_-$ .
2. En déduire le lien entre la tension  $V_+$  sur l'entrée non-inverseuse, et la tension  $V_S$  de sortie de l'ampli op.
3. Rappeler ce que valent les courants entrant dans l'ampli op, notamment le courant  $i_+$  sur l'entrée non-inverseuse.
4. En déduire la relation entre  $V_+$  et la tension d'entrée du circuit  $V_e$ .
5. Donner alors l'expression de  $V_S$  en fonction de  $V_e$ ,  $Z$  et  $Z_0$ .
6. En appliquant la loi des nœuds à l'entrée du circuit, exprimer le courant d'entrée  $I_e$  en fonction de  $V_e$ ,  $V_S$ ,  $Z_0$  et  $Z_1$ .
7. On note  $Z_e = \frac{V_e}{I_e}$  l'impédance équivalente du circuit, vue en entrée. Donner l'expression de  $Z_e$  en fonction de  $Z$ ,  $Z_1$  et  $Z_0$ .
8. Montrer que l'on peut écrire :  $Z_e = \frac{Num}{Z_1 + Z_0}$ , où le numérateur vaut  $Num = Z_1(Z + Z_0)$ .
9. On choisit désormais les composants du circuit selon le schéma de la Fig. 7.7b.  
Identifier les 3 impédances génériques  $Z_0$ ,  $Z_1$  et  $Z$  avec les composants de ce montage.

10. Exprimer alors l'impédance équivalente  $Z_e$  du circuit.
11. En faisant les approximations de rigueur (au millième près) selon les résistances en jeu, en déduire que  $Z_e$  peut se mettre sous la forme :  $Z_e = R_e + \frac{1}{jC_e\omega}$ , où l'on précisera la valeur de la résistance série  $R_e$ .
12. Conclure sur le rôle de ce circuit et sur son nom, en exprimant  $C_e$  en fonction de  $C_1$ , et du rapport  $\frac{Z_0}{Z_1}$ .
13. Commentaires sur la valeur acceptable de  $R_e$  ?
14. Si l'on veut obtenir un condensateur équivalent de capacité  $100\mu F$  à partir d'un condensateur  $C_1 = 10nF$ , comment choisir  $Z_0$  et  $Z_1$  ?

## Inductance active

Le circuit de la Fig. 7.8 est proposé dans l'ouvrage [10] comme une solution pour obtenir une inductance équivalente  $L$  (entre son nœud d'entrée et la masse).

15. Considérant que l'impédance de  $10k\Omega$  en entrée de la borne non-inverseuse ne joue aucun rôle fonctionnel (sauf pour équilibrer l'AOP), identifier la valeur des trois impédances génériques précédentes  $Z_0$ ,  $Z_1$  et  $Z$  dans ce nouveau schéma.
16. Déterminer l'impédance  $Z_e$  équivalente à ce circuit, en appliquant le résultat générique de la question 8, valable ici en négligeant la présence de la résistance de  $10k\Omega$  sur la borne +.
17. On justifiera pourquoi l'impédance de  $10k\Omega$  en entrée de l'AOP est effectivement négligeable, car sans effet dans ce circuit.
18. En supposant que la pulsation de fonctionnement du circuit est telle que  $1 \ll \omega \ll 10^4$ , faire les approximations utiles pour montrer que  $Z_e \approx jL\omega$  où l'on précisera la valeur de l'inductance  $L$  (en Henry) obtenue grâce à ce circuit.
19. Si le circuit est prévu pour fonctionner dans la gamme de fréquences  $[10Hz - 100Hz]$ , peut-on considérer qu'il approxime bien le comportement d'une inductance pure ? Si oui, avec quelle précision relative ? Sinon, dire pourquoi.
20. Conclure sur l'intérêt et le nom donné au circuit de la Fig. 7.8.

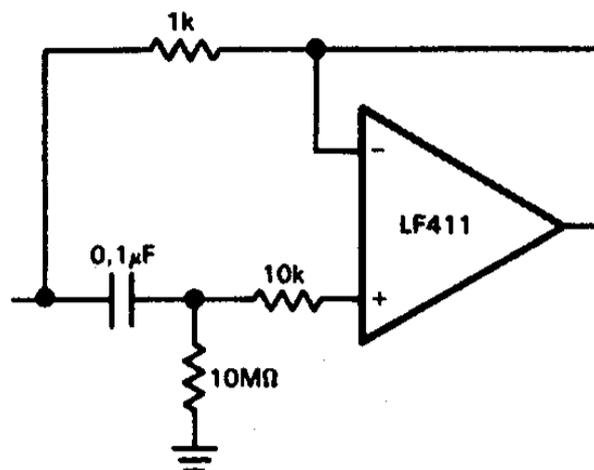


FIGURE 7.8 – Inductance active.

## 7.7 Sujet 2020 (2h) : Circuits Sommateurs

### Circuits de calcul de fonctions mathématiques

On considère les circuits de la Fig. 7.9. On va déterminer les opérations qu'ils réalisent [11].

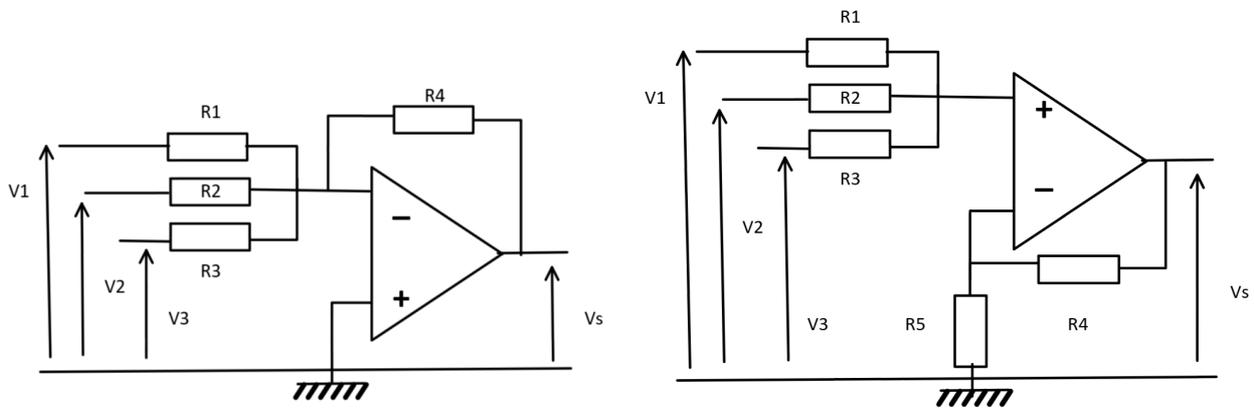


FIGURE 7.9 – a) Circuit 1 ; b) Circuit 2.

1. On s'intéresse d'abord au montage de la Fig. 7.9a. Quel est son mode de fonctionnement : linéaire ou non-linéaire ? Ce circuit est-il intrinsèquement stable ou instable ? Justifier.
2. Peut-on a priori dire si ce circuit est inverseur ou non inverseur ? Justifier la réponse.
3. On suppose que l'AOP est idéal : que sont ses caractéristiques électriques idéales ? Rappeler les 2 règles d'or qui le régissent.  
Que vaut sa tension différentielle d'entrée  $\varepsilon = V_+ - V_-$  ?
4. Appliquer le théorème de Millman sur l'entrée inverseuse pour exprimer  $V_-$ .  
Que vaut d'autre part  $V_+$  ?
5. En déduire l'expression de la tension de sortie  $V_S$  en fonction des tensions d'entrée  $V_1, V_2, V_3$  et des résistances  $R_1, R_2, R_3, R_4$  du montage.
6. On prend  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 10k\Omega$ . Ecrire l'équation donnant  $V_S = f(V_1, V_2, V_3)$ . Quelle est la fonction réalisée ? Quel est donc le nom de ce premier montage ?
7. Si l'on intervertissait juste les 2 bornes d'entrée de l'AOP sur la Fig. 7.9a, c'est-à-dire si c'est la borne inverseuse qu'on met à la masse, au lieu de la borne +, que peut-on dire de ce nouveau circuit ? Serait-il stable ou plutôt instable ? Aurait-il un fonctionnement plutôt linéaire ou plutôt en saturation ? Expliquer.
8. On considère maintenant le 2e montage présenté sur la Fig. 7.9b. Exprimer la sortie  $V_S$  (appliquer Millman en  $V_+$  et pont diviseur de tension en  $V_-$ ). En déduire le rôle de ce circuit et donc son nom, dans le cas où  $R_1 = R_2 = R_3$ , et  $R_4 = 5 \times R_5$ .
9. Concevoir enfin un montage avec 1 seul AOP pour calculer la quantité  $A+2B-(3C+4D)$  où  $A, B, C, D$  sont matérialisées par 4 tensions d'entrée  $V_1, V_2, V_3, V_4$ . Le dessiner.
10. Revenons au 1er circuit de la Fig. 7.9a. On suppose maintenant qu'on a affaire à un AOP réel, donc non idéal : notamment son gain en tension  $\mu$  est grand, mais pas infini ( $\mu = 100000$ ). Exprimer alors  $\varepsilon$  en fonction de  $\mu$  et  $V_S$ . En déduire la nouvelle expression de  $V_S$  (toujours dans le cas de 4 résistances identiques égales à  $10k\Omega$ ). Conclure sur la précision du résultat du calcul obtenu, en comparant au résultat idéal de la question 6.
11. Si l'AOP est alimenté en  $+15V; -15V$ , quelles sont les limites pour un fonctionnement correct du montage 1 ? Expliquer. Conclure sur le rôle des AOP (avantages/inconvénients).

12. Soit le circuit de la Fig. 7.10, où par défaut, la résistance de référence vaut  $R = 10k\Omega$ . Par application du théorème de Millman sur les 2 entrées de l'AOP (qui est supposé idéal), déterminer l'expression de la tension de sortie  $V_S$  en fonction des entrées  $V_1, V_2, V_3$  et  $V_4$ .
13. Conclure sur la fonction réalisée par ce circuit. Peut-on en généraliser l'idée ? Expliquer.

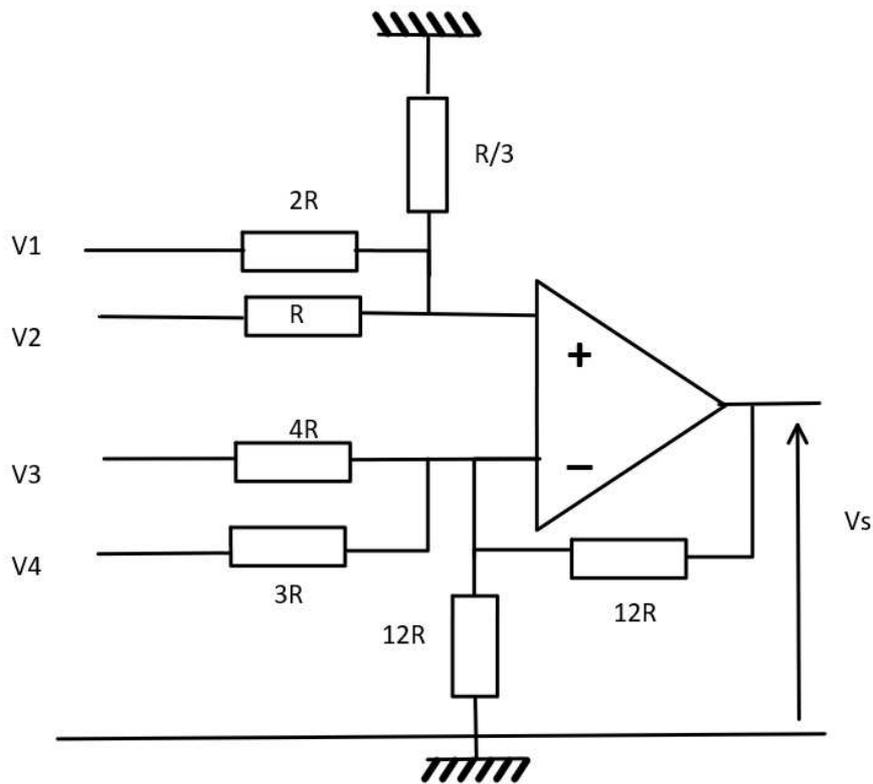


FIGURE 7.10 – Circuit 3.

# Chapitre 8

## TP1 : Caractéristiques d'AOP - Circuits linéaires de base : ampli, suiveur

### 8.1 Présentation de l'Amplificateur Opérationnel (AOP)

#### 8.1.1 Description

L'AOP est un circuit intégré (association d'un grand nombre de résistances, de transistors et de condensateurs) à 8 broches présenté dans un petit boîtier plastique.

Pour fonctionner, l'AOP doit être alimenté par une source de tension continue symétrique. Le point milieu (de potentiel  $V = 0$ ) définit la **référence** ou **masse M** du montage.

Sur les 8 broches de l'AOP, seulement 5 sont utilisées (Fig. 8.1) :

- broche 2 notée  $E^-$  : entrée **inverseuse** ;
- broche 3 notée  $E^+$  : entrée **non inverseuse** ;
- broche 4 notée  $V_P^-$  : reliée à la borne - de l'alimentation (typiquement -15 V) ;
- broche 6 notée S : borne de **sortie** de l'AOP ;
- broche 7 notée  $V_P^+$  : reliée à la borne + de l'alimentation (typiquement +15 V).

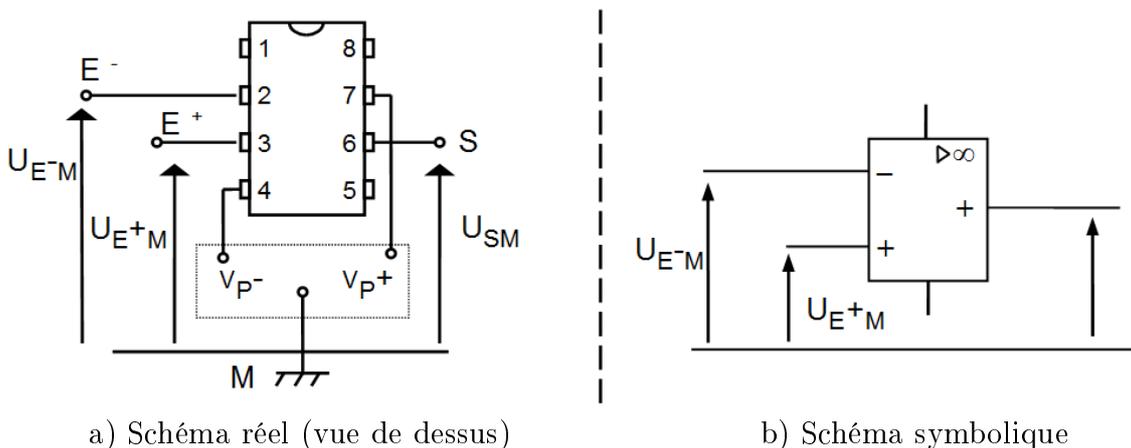


FIGURE 8.1 – Circuit et symbole

#### Remarques :

- La masse n'est reliée à aucune broche de l'AOP (voir schéma réel) ;
- Toute manipulation doit commencer par l'alimentation de l'AOP ;
- La différence entre les tensions  $U_{E^+M}$  et  $U_{E^-M}$  est appelée **tension différentielle d'entrée** et est notée  $\varepsilon$ .

## 8.1.2 Modèle équivalent d'un AOP

### 8.1.2.1 Cas de l'AOP idéal (ou parfait)

- $R_e$  est infinie,  $R_s = 0$  (Fig.8.2)
- L'amplification différentielle en tension définie par  $A_d = \frac{u_s}{\varepsilon}$  est infinie.

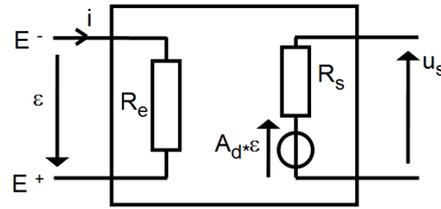


FIGURE 8.2 – Schéma équivalent d'un AOP

### 8.1.2.2 Cas de l'AOP réel (TL081 ou ua741)

Il est caractérisé par :

- $R_e = 10M\Omega$  ;  $R_s \approx 10\Omega$  ;  $A_d = 10^5$  ;
- L'intensité  $i_s$  du courant de sortie ne dépasse pas 30 à 40 mA ;
- On aura toujours :  $-V_{sat} \leq u_s \leq V_{sat}$  ( $V_{sat}$  est appelée tension de saturation ; sa valeur est toujours inférieure à  $V_P^+$ ).

## 8.2 Montages Utilisant l'AOP en Régime Linéaire

### 8.2.1 Montage amplificateur inverseur

L'AOP est un TL 081 (ou ua741) alimenté en +15 V / -15 V (Fig.8.3).

On prendra des valeurs de résistance standards :  $R_1 = 10k\Omega$  ;  $R_2 = 22k\Omega$  puis  $R_2 = 47k\Omega$ , ou bien  $R_1 = 12k\Omega$  ;  $R_2 = 27k\Omega$  puis  $R_2 = 56k\Omega$ .

#### 8.2.1.1 Etude expérimentale en régime continu

$u_e$  est ici une tension continue et réglable (notée  $U_e$ ).

Faire varier  $U_e$ , relever les valeurs de  $U_e$  et de  $U_s$  correspondantes (on utilisera successivement les deux valeurs de  $R_2$ ).

Relever également pour chaque mesure la valeur de la tension différentielle d'entrée  $\varepsilon$ .

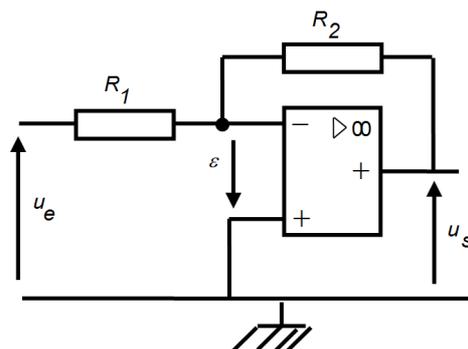


FIGURE 8.3 – Ampli Inverseur

TABLE 8.1 – Tableau de mesures

$U_e(V)$	- 8	-7	-5	-4	-3	-2,5	-2	-1,5	-1	-0,5	0	0,5	1	1,5	2	2,5	3	4	5	7	8	
$U_s(V)$																						
$\varepsilon$																						

Les valeurs données pour  $U_e$  dans le Tab. 8.1 sont indicatives. Les valeurs (de  $U_e$  et de  $U_s$ ) seront celles **lues** sur les multimètres.

Tracer les graphes représentant  $U_s$  en fonction de  $U_e : U_s = f(U_e)$ , pour les deux valeurs de  $R_2$  étudiées.

Faire apparaître les domaines de fonctionnement **linéaire et saturé**.

**Exploitation des résultats**

- Calculer en théorie le facteur d’amplification en tension du circuit.
- Exploiter les courbes afin de trouver expérimentalement le facteur d’amplification et comparer à la valeur théorique.

**8.2.1.2 Etude expérimentale en régime variable triangulaire à l’aide de l’oscilloscope**

$u_e$  est ici une tension triangulaire, symétrique, sans offset, délivrée par un GBF et caractérisée par :  $f = 200 \pm 1 Hz$  ;  $U_{emax} = 1,5V$  (1<sup>er</sup> cas) puis  $U_{emax} = 4,0V$  (2<sup>eme</sup> cas) ;  $R_1 = 10 k\Omega$  et  $R_2 = 47k\Omega$ .

Reprendre le schéma de la Fig.8.3 en représentant le GBF et les branchements de l’oscilloscope de façon à obtenir sur la voie A la tension  $u_e$  et sur la voie B la tension  $u_s$  .

Faire le montage et dessiner sur la Fig. 8.4 les deux oscillogrammes de  $u_e$  et de  $u_s$  .

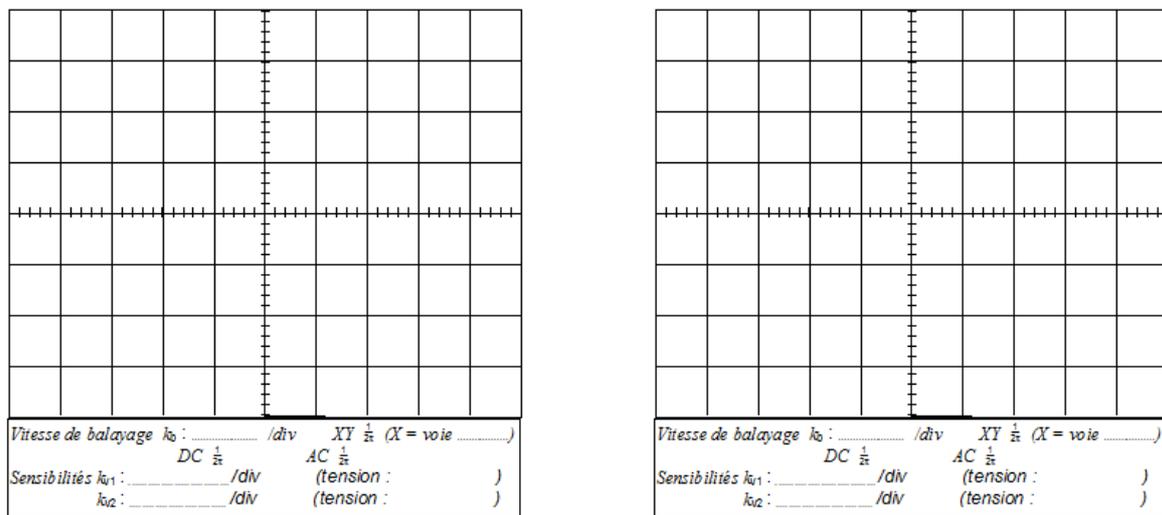


FIGURE 8.4 – a) Premier cas :  $U_{emax} = 1,5V$  ; b) Deuxième cas :  $U_{emax} = 4V$

Penser à relever toutes les informations concernant le déclenchement de l’oscilloscope et les caractéristiques des signaux mesurés.

Questionnaire :

- Dans le cas où il n’y a pas de saturation sur  $u_s$  , mesurer  $U_e$  et  $U_s$  en déduire  $U_s/U_e$  Comparer à la valeur théorique :  $A_v = (-R_2/R_1)$
- Conclusion : retrouve-t-on la relation entre  $U_s$  et  $U_e$  précédente ?

- La tension d'entrée est-elle alternative ou continue ?
- La tension de sortie est-elle alternative ou continue ?
- Les 2 tensions ont-elles même période ?
- Les 2 tensions ont-elles même signe en même temps ?
- Le montage est un montage . . . . . car la tension d'entrée est appliquée sur . . . .
- Le signal de tension de sortie met-il en évidence une saturation ? Si oui pour quelle valeur ?
- A partir de quelle valeur de la tension d'entrée obtient-on la saturation ?
- **Observer la linéarité en mode XY** (faire une copie d'écran).

### 8.2.1.3 Etude expérimentale en régime variable sinusoïdal à l'aide de l'oscilloscope

Réaliser le montage de la Fig. 8.3 en plaçant le générateur de fonctions basse fréquence GBF à l'entrée du circuit. On prendra :  $R_1 = R_2 \approx 10k\Omega$ .

Le générateur délivrera une tension sinusoïdale de fréquence  $f = 1kHz$ .

Fixer une amplitude de quelques V sur le signal d'entrée afin de fonctionner en régime linéaire. Visualiser  $v_e(t)$  et  $v_s(t)$  sur l'écran de l'oscilloscope et mesurer l'amplification en tension.

Les tensions sont-elles déphasées ? Pouvez-vous justifier votre observation en vous reportant à l'expression théorique établie précédemment ?

Dans l'étude théorique, on a supposé que l'amplificateur opérationnel était idéal. Quelle est la limite de cette approximation sur le plan fréquentiel ? Peut-on, ici, la vérifier expérimentalement ?

**Conclusion** : Quelle est la fonction réalisée par ce montage ?

.....

Dans un montage **inverseur**, la tension d'entrée  $u_e$  est injectée sur l'**entrée inverseuse**  $E^-$

Le **gain en amplification**  $G$  (ou encore **coefficient d'amplification**  $A_v$ ) a pour expression :

$$A_v = U_s / U_e = \dots\dots\dots$$

## 8.2.2 Montage amplificateur non inverseur

L'AOP est un TL 081 alimenté en +10 V / -10 V (Fig. 8.5).

On donne  $R_1 = 10k\Omega$ ;  $R_2 = 22k\Omega$

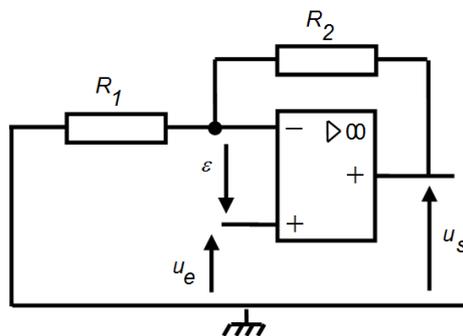


FIGURE 8.5 – Ampli Non-Inverseur

### 8.2.2.1 Etude expérimentale en régime continu.

$U_e$  est ici une tension continue et réglable.

On souhaite tracer la caractéristique de transfert  $U_s = f(U_e)$

Réaliser une étude similaire au paragraphe 8.2.1.1.

Faire apparaître les domaines de fonctionnement linéaire et saturé.

### Exploitation des résultats

- Calculer en théorie le facteur d'amplification en tension du circuit
- Exploiter les courbes afin de trouver expérimentalement le facteur d'amplification et comparer à la valeur théorique.

#### 8.2.2.2 Etude expérimentale en régime variable

$u_e$  est ici une tension sinusoïdale, symétrique, sans offset, délivrée par un GBF et dont la fréquence et l'amplitude seront choisies afin de fonctionner en régime linéaire sans effet du *slew rate*.

Prendre  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$  et  $R_2 = 22 \text{ k}\Omega$ .

On souhaite tracer  $u_e = f(t)$  (voie CH1) et  $u_s = f(t)$  (voie CH2).

Relever les oscillogrammes en donnant toutes les informations nécessaires (sensibilité verticale et horizontale, niveau de déclenchement, couplage DC ou AC, ...)

Questionnaire :

- Dans le cas où il n'y a pas de saturation sur  $u_s$ , mesurer  $U_e$  et  $U_s$  en déduire  $U_s / U_e$
- Comparer à la valeur théorique  $A_v = 1 + R_2 / R_1$
- La tension d'entrée est-elle alternative ou continue ?
- La tension de sortie est-elle alternative ou continue ?
- Les 2 tensions ont-elles même période ?
- Les 2 tensions ont-elles même signe en même temps ?
- Le montage est un montage ... car la tension d'entrée est appliquée sur ...
- Le signal de tension de sortie met-il en évidence une saturation ? Si oui, pour quelle valeur ?
- A partir de quelle valeur de la tension d'entrée obtient-on la saturation ?

**Conclusion** : Quelle est la fonction réalisée par ce montage ?

...

Dans un montage **non inverseur**, la tension d'entrée  $u_e$  est injectée sur l'entrée **non inverseuse**  $E^+$

Le gain en amplification  $G$ , ou encore coefficient d'amplification  $A$ , a pour expression :

$$A = U_s / U_e = \dots$$

### 8.2.3 Montage suiveur de tension

#### 8.2.3.1 Etude théorique (Fig. 8.6)

Exprimer l'amplification en tension  $A_V = u_s / u_e$  :

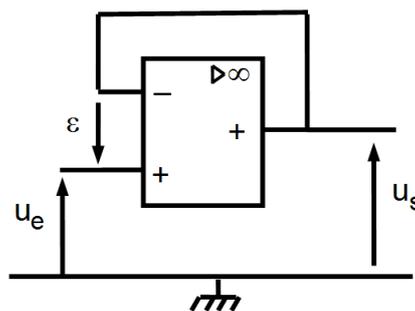


FIGURE 8.6 – Suiveur

### 8.2.3.2 Utilité du montage suiveur de tension

- Réaliser le diviseur de tension suivant (Fig. 8.7a). On prendra :  $U = 10V$  ;  $R_1 = R_2$  et  $R_c = R_1/10$ , avec  $R_1$  au choix de l'ordre de la dizaine de  $k\Omega$ .

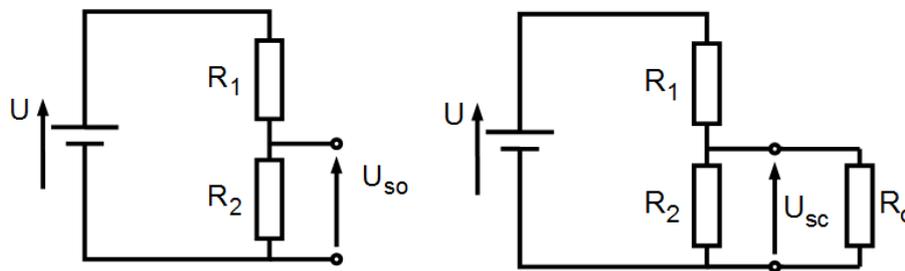


FIGURE 8.7 – a) Pont diviseur de tension à vide ; b) Diviseur chargé par  $R_c$

- Prévoir théoriquement la tension  $U_{so(theorique)}$  : .....
- Contrôler expérimentalement la valeur obtenue pour  $U_{so}$  :  $U_{so(experimental)} = \dots\dots\dots$
- «Charger» le diviseur de tension en ajoutant la résistance de charge  $R_c$  (Fig. 8.7b). Mesurer alors  $U_{sc} = \dots\dots\dots$
- Comparer  $U_{sc}$  et  $U_{so(experimental)}$  : .....

**Conclure sur l'influence de la résistance de charge  $R_c$  sur la tension de sortie du diviseur de tension.**

- Inclure entre le diviseur de tension et la charge un montage suiveur de tension comme indiqué sur la Fig. 8.8.

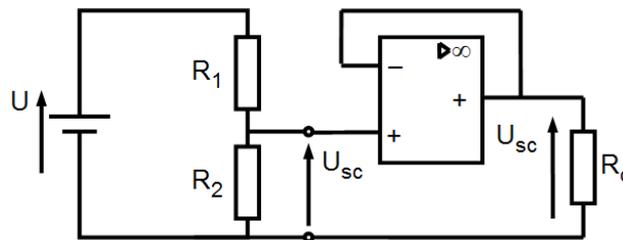


FIGURE 8.8 – Influence du suiveur de tension

- Mesurer la tension aux bornes de la charge :  $U_{sc} = \dots\dots\dots$
- **Conclure sur l'intérêt du montage suiveur.**

### 8.2.3.3 Mesure du Slew-Rate

1. Tester la limite de vitesse de balayage de l'AOP (slew-rate) en appliquant en entrée du suiveur un signal carré de forte amplitude ( $V_e = 8V_{pp}$ ,  $f = 1kHz$ ).
2. Visualiser et mesurer la pente des fronts du signal de sortie, et la comparer aux données du constructeur qui annonce un *slew-rate* de  $0,5V/\mu s$  pour l'AOP 741.

# Chapitre 9

## TP2 : Intégrateur - Dérivateur - Sommateur - Soustracteur - Comparateur

### Avertissement

Ce TP porte sur des montages élémentaires à amplificateurs opérationnels.

**ATTENTION : ne pas oublier d'alimenter les amplificateurs opérationnels.**

On dispose pour cela d'alimentations continues symétriques  $(-E, +E)$  avec  $E = 15V$ .

NB : comme on a besoin de plusieurs résistances de  $10k\Omega$ , on pourra mettre en série des valeurs normalisées :  $(R = 8.2k + 1,8k = 10k\Omega)$  ou  $(R = 5.6k + 3.3k + 1k = 9.9k)$ , ou en mettre en parallèle :  $R = 18k // 22k \approx 9.9k$ .

### 9.1 Montage dérivateur inverseur

Soit le montage de la Fig. 9.1a).

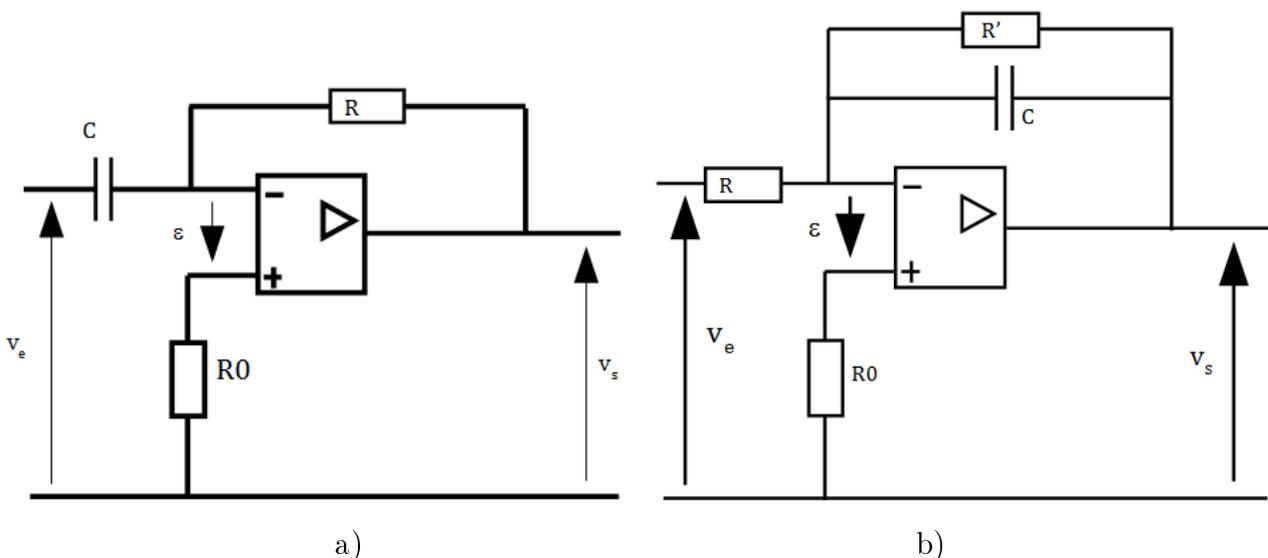


FIGURE 9.1 – a) Dérivateur ; b) Intégrateur

1. Exprimer  $v_s(t)$  en fonction de  $v_e(t)$ ,  $R$  et  $C$ . Conclure sur le rôle du circuit.
2. Réaliser le montage en choisissant  $R = 10k\Omega$  et  $C = 10nF$ . Prendre  $R_0 = 8$  à  $12k\Omega$ .  
NB : Configurer le générateur en Haute impédance (High Z).

Appliquer à l'entrée du circuit une tension  $v_e(t)$  triangulaire d'amplitude crête à crête  $6V$  et de fréquence  $500Hz$ .

- Observer les signaux  $v_e(t)$  et  $v_s(t)$  à l'oscilloscope. Les tracer sur un même graphe (copie d'écran).
- Montrer que ces résultats sont en accord avec la théorie : mesurer la pente sur  $v_e$  et comparer à  $v_s$ .

## 9.2 Montage intégrateur inverseur

Soit le montage de la figure 9.1b).

- Exprimer la fonction de transfert complexe  $V_s/V_e$  (p.ex. en appliquant Millman sur l'entrée inverseuse).
- Etablir l'équation différentielle associée au fonctionnement du circuit, sachant qu'une multiplication par  $j\omega$  correspond à une dérivation.
- On suppose que le circuit est attaqué par un échelon de tension d'amplitude  $E$  à l'instant  $t = 0$  et que  $v_s(0) = 0$ .

Montrer que la tension  $v_s(t)$  s'écrit sous la forme :

$$v_s(t) = E \frac{R'}{R} \left[ \exp\left(-\frac{t}{R'C}\right) - 1 \right]$$

- Tracer  $v_s(t)$ . Que vaut la constante de temps  $\tau$  ?
- Que devient la relation précédente lorsque  $t/R'C$  tend vers 0 ?  
(Utiliser le développement limité à l'ordre 1 de l'exponentielle :  $\exp(x) \approx 1 + x$  au voisinage de  $x = 0$ ).
- Le circuit fonctionne-t-il en intégrateur quelle que soit la fréquence du signal d'entrée ? Sinon, dans quelle gamme de fréquences peut-on le considérer comme un intégrateur ?
- Réaliser le montage de la Fig. 9.1b.

Choisir  $C = 10nF$  ;  $R = 10k\Omega$  et  $R' = 10 \times R = 100k\Omega$ . Prendre  $R_0 = 8$  à  $12k\Omega$ .

Appliquer un signal carré d'amplitude  $2V_{pp}$  (à mesurer à l'oscilloscope) à l'entrée du circuit et représenter  $v_e(t)$  et  $v_s(t)$  lorsque : (i)  $f = 50Hz$  ; (ii)  $f = 500Hz$  ; (iii)  $f = 5kHz$  ; (iv)  $f = 50kHz$ .

- Commenter ces résultats à partir des relations théoriques établies précédemment.
- Compte tenu des calibres verticaux et de la sensibilité horizontale de l'oscilloscope, montrer que pour  $f = 5kHz$ , on a bien :

$$v_s(t) = -\frac{1}{RC} \int v_e(t) dt$$

(Faire par exemple la mesure sur une alternance positive ou négative, c'est-à-dire entre 0 et  $T/2$ ).

Cette observation est-elle en accord avec les prévisions théoriques ?

## 9.3 Montage sommateur non inverseur

Le schéma du montage est donné Fig. 9.2a, avec  $R = 10k\Omega$  (et  $R_0 = 12k\Omega$  sur l'entrée inverseuse).

On prend :  $V_1(t) = 5V$  et  $V_2(t) = 4 \cos(2\pi \times 200t)$ .

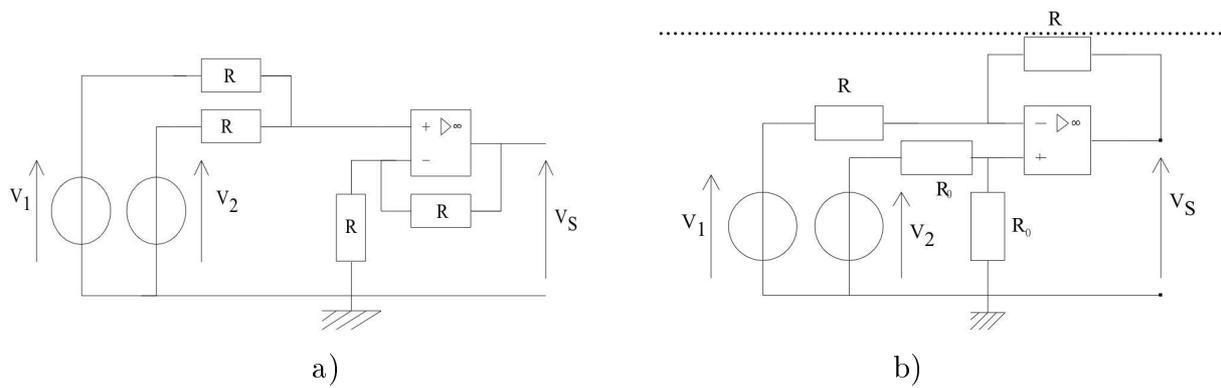


FIGURE 9.2 – a) Additionneur ; b) Soustracteur

1. Déterminer  $V_s$  en fonction de  $V_1$  et de  $V_2$  (appliquer le théorème de Millman à l'entrée +).
2. Réaliser le montage ; tracer  $V_s(t)$  et  $V_2$  (copie d'écran d'oscilloscope).
3. Conclure sur la fonction réalisée. Quelle est la limite de bon fonctionnement ?
4. Justifier le nom de « sommateur non inverseur ».

## 9.4 Montage amplificateur de différence

Le schéma du montage est donné Fig. 9.2b, avec  $R = 10k\Omega$  (et  $R_0 = 12k\Omega$  sur l'entrée +). On prend :  $V_1(t) = 5V$  et  $V_2(t) = 4 \cos(2\pi \times 200t)$ .

1. Déterminer  $V_s$  en fonction de  $V_1$  et de  $V_2$  (appliquer le théorème de Millman à l'entrée inverseuse).
2. Réaliser le montage ; tracer  $V_s(t)$  et  $V_2$  (copie d'écran d'oscilloscope).
3. Conclure. Quelle est la limite de bon fonctionnement ?
4. Justifier le nom d'« amplificateur de différence ».

## 9.5 Montage comparateur utilisant l'AOP en régime non-linéaire

1. Câbler un comparateur de votre choix (à seuil simple ou à hystérésis).
2. Le tester avec un signal sinusoïdal en entrée et une tension de référence de votre choix.
3. Visualiser la non-linéarité en mode XY. En faire une copie d'écran.



# Chapitre 10

## TP3 : Oscillateur Sinusoïdal - Filtre Actif

### 10.1 Oscillateur à pont de Wien

#### 10.1.1 Etude théorique

##### 10.1.1.1 Condition d'oscillation

Rappeler les conditions de Barkhausen concernant les oscillateurs à réaction.

##### 10.1.1.2 Analyse de l'oscillateur à pont de Wien

1. Exprimer la fonction de transfert complexe  $B(j\omega) = \frac{V_s}{V_e}$  du réseau passif de Wien seul de la Fig. 10.1. Montrer qu'elle se met sous la forme :

$$B(j\omega) = \frac{jRC\omega}{1 + j3RC\omega - (RC\omega)^2}.$$

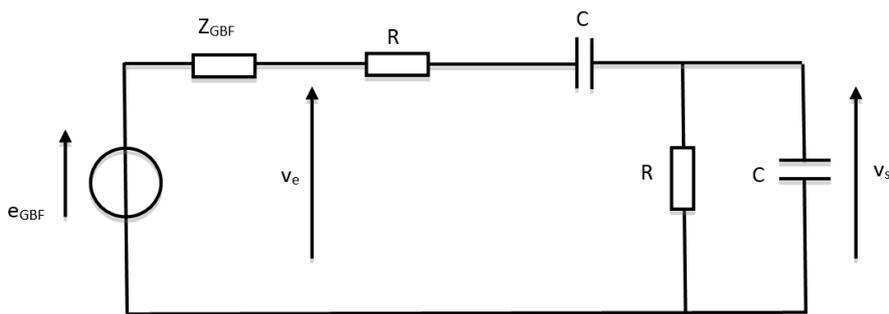


FIGURE 10.1 – Réseau de Wien seul

2. Représenter les diagrammes asymptotiques en gain et en phase du comportement fréquentiel de ce circuit dans un diagramme de Bode.
3. Etablir les conditions d'oscillations de l'oscillateur à Pont de Wien complet de la Fig. 10.2.
4. Déterminer la pulsation  $\omega_0$ , les valeurs  $|B(j\omega_0)|$  et  $|A(j\omega_0)|$  (où  $|A|$  est le module de l'amplificateur seul à cette même pulsation), ainsi que le coefficient d'amortissement  $\zeta$ .

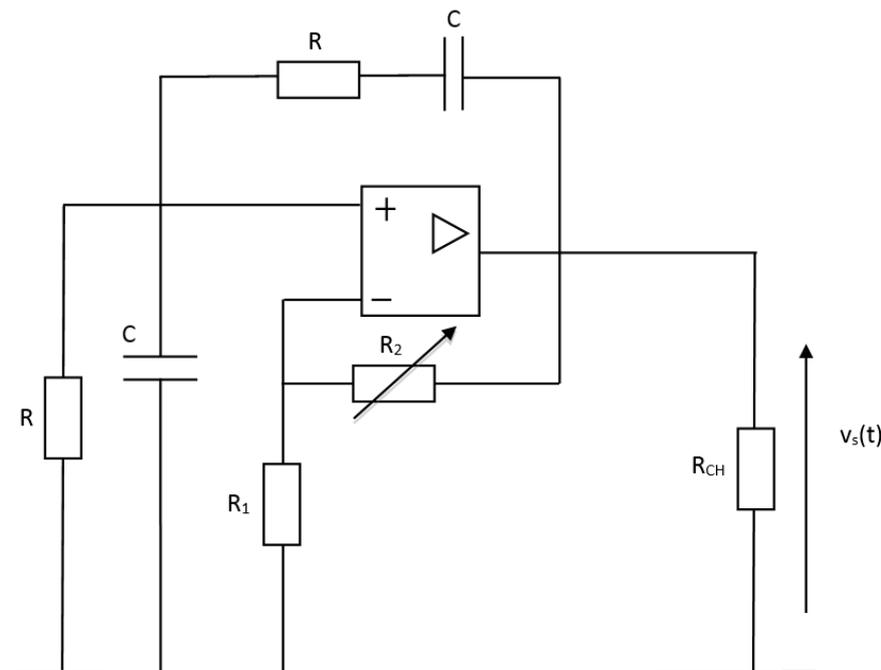


FIGURE 10.2 – Oscillateur complet

## 10.1.2 Manipulation

### 10.1.2.1 Etude du pont de Wien seul

- Réaliser le circuit de la Fig. 10.1. Prendre  $R = 10k\Omega$  et  $C = 10nF$  (ou des valeurs proches :  $4.7k\Omega \leq R \leq 22k\Omega$  et  $4.7nF \leq C \leq 22nF$ ).  
Calculer la valeur théorique  $\omega_{0theo}$  connaissant les valeurs de  $R$  et  $C$ .
- Tracer la courbe de gain et la courbe de phase de ce circuit (courbes de Bode sur 2 décades centrées en  $\omega_0$ ).  
NB : On pourra utiliser les fonctions de mesure de l'oscilloscope (amplitudes crête à crête CC CH1 et CH2, et déphasage CH1 : PHASE CH1-CH2).
- Evaluer la valeur expérimentale  $\omega_{0exp}$  en repérant la fréquence où la fonction de transfert est réelle.
- Relever le module de cette fonction de transfert pour  $\omega_{0exp}$ .

**NB : NE PAS DECÂBLER LE CIRCUIT PONT DE WIEN.**

### 10.1.2.2 Etude de l'amplificateur seul

- Réaliser le montage de la Fig. 10.3.  
Prendre  $R_1 = 12k\Omega$ ,  $R_2 =$  potentiomètre de  $50k\Omega$ , et résistance de charge  $R_{CH} = 15k\Omega$ .
- Atténuer fortement la tension d'entrée délivrée par le GBF.  
Régler la fréquence du générateur à  $f_0$  expérimental.
- Visualiser et mesurer  $v_e(t)$  et  $v_s(t)$ . Il faut que les signaux soient sinusoïdaux.
- Prérégler  $R_2$  pour que la condition de Barkhausen soit respectée.

### 10.1.2.3 Etude de l'oscillateur complet

- Câbler le circuit de la Fig. 10.2.
- Réajuster éventuellement  $R_2$  pour obtenir une sinusoïde la moins déformée possible.
- Visualiser l'influence de  $R_2$  sur l'allure de  $v_s(t)$ .

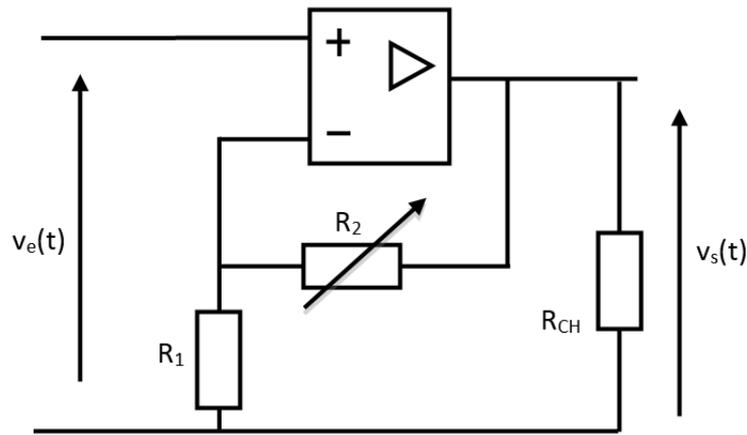


FIGURE 10.3 – Ampli seul

## 10.2 Filtre actif de nature inconnue

### 10.2.1 Etude théorique

On considère le montage de la Fig. 10.4.

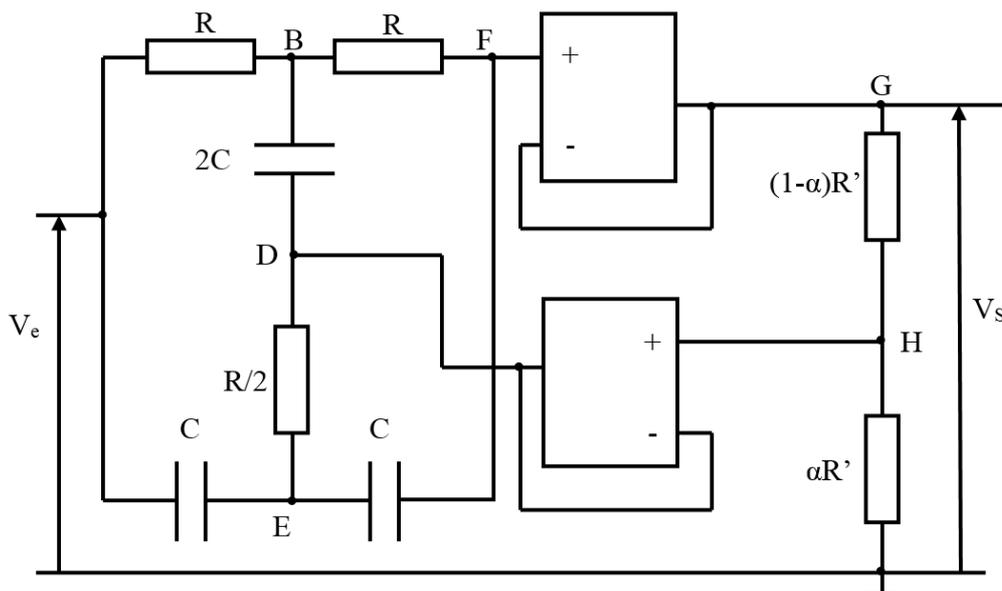


FIGURE 10.4 – Filtre actif à 2 AOP

1. Après avoir examiné les 2 amplificateurs opérationnels fonctionnant en suiveurs, et en appliquant la loi du pont diviseur de tension au cas du potentiomètre en sortie, montrer que :  $V_F = V_G = V_S$  et  $V_D = V_H = \alpha V_S$ .
2. En appliquant le théorème de Millmann en  $B$ ,  $E$  et  $F$ , démontrer que la fonction de transfert de ce montage est :

$$H(j\omega) = \frac{V_S}{V_e} = \frac{1 - (RC\omega)^2}{1 - (RC\omega)^2 + 4(1 - \alpha)jRC\omega}$$

Que vaut le gain pour les très basses fréquences ? pour les très hautes fréquences ? et pour la fréquence particulière  $f_0 = \omega_0/2\pi = \frac{1}{2\pi RC}$  ?

3. Dédurre alors la nature de ce filtre actif. Tracer ses courbes de Bode asymptotiques.
4. Démontrer que la bande passante du filtre à 3dB vérifie la relation :

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = 4(1 - \alpha).$$

### 10.2.2 Manipulation

1. Effectuer le montage avec les valeurs suivantes de composants :

$$\left\{ \begin{array}{l} R = 10k\Omega \\ C = 10nF \end{array} \right. \text{ ou } \left\{ \begin{array}{l} R = 10k\Omega \\ C = 22nF \end{array} \right. \text{ ou } \left\{ \begin{array}{l} R = 22k\Omega \\ C = 10nF \end{array} \right. \text{ ou } \left\{ \begin{array}{l} R = 5.6k\Omega \\ C = 33nF \end{array} \right. \text{ ou } \left\{ \begin{array}{l} R = 8.2k\Omega \\ C = 47nF \end{array} \right.$$

etc., de telle sorte que la fréquence centrale  $f_0$  reste proche de  $1kHz$ .

Les 2 résistances  $\alpha R'$  et  $(1 - \alpha)R'$  seront obtenues à l'aide d'un potentiomètre de  $50k\Omega$ .

2. Régler le potentiomètre afin d'obtenir le résultat attendu. Quelle est sa bande passante ? (Faire 2 essais : pour  $\alpha = 1/2$  et pour  $\alpha = 4/5$ ).
3. Comparer avec la théorie :  $\Delta\omega = 4(1 - \alpha)\omega_0$ .
4. Tracer les courbes de Bode et caractériser complètement la fonction de transfert du filtre.
5. Etudier l'effet du filtre sur un signal temporel : faire des copies d'écran de  $V_e$  et  $V_s$  dans le cas d'une sinusoïde, puis d'un signal carré dont on modifiera la fréquence.
6. Comment faire pour transformer ce filtre en un bon réjecteur de la fréquence du secteur ( $50Hz$ ) ?

## Deuxième partie

### LaboREM : TP à distance



# Chapitre 11

## Prérequis : Filtres Passifs et AOP

### 11.1 Prérequis et Objectifs du TP

Les prérequis du module pédagogique ENA1 sont donnés dans le Tab. 11.1 et les objectifs sont donnés dans le Tab. 11.2. Dans ce cours en ligne, vous allez faire un TP distant sur les Filtres Actifs [12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19], qui est l'aboutissement du module ENA1 : cela signifie la maîtrise de notions de base en traitement du signal (filtrage) et en d'électronique analogique (AOP).

TABLE 11.1 – Prérequis : mots-clés

Module	MATH	ELEC1	ELEC2	ENA2
Domaine fréquentiel & Domaine temporel	Complexes Trigonométrie intégration dérivation EDLCC Signaux : période $T$ fréq $f = 1/T$ puls. $\omega = 2\pi f$ phase $\Phi$	Loi d'ohm (R,L,C) Transitoire 1er ordre RC $\tau$ échelon $e^x$ $e^{-x}$	Réponse fréq des filtres Bode impéd Z Circuit passif passe-bas sinusoïde $V_{moy}$ , $V_{eff}$ $\zeta$ amortis $\omega_0 = 1/\tau$ 2eO RLC	diode TBJ- TEC Ampli puissance Filtrage redresst circuit actif adapt Z rendement distorsion saturation
Signaux & Systèmes	Signal Périodique	Circuit Linéaire	Filtre Linéaire	Composant Non linéaire

### 11.2 Rappels : Passe-bas, Passe-haut, Passe-Bande...

#### 11.2.1 Filtres du 1er ordre

Rappel des filtres du 1er ordre : PBas, PHaut et Réjecteur (on pose pour simplifier :  $x = \frac{\omega}{\omega_0}$ )

$$\frac{1}{1 + jx} ; \frac{jx}{1 + jx} ; \frac{1 - jx}{1 + jx}$$

TABLE 11.2 – Objectifs

ENAI :	AOP	Contre-réaction	application	savoir-faire
	théorie Quadripôles mise en œuvre montage classique AOP idéal	théorie grand principe CR>0, CR<0 améliorations Z, BP, stabil	Filtre actif Oscillateur Régulateur montages AOP Comparateur	mesure dépannage appareils test circuit
FILTRE ACTIF : quoi pourquoi	Connaître/concevoir 5 filtres PH,PB,PBd,CB,Déphasé rappel : 2eO P.bas $\zeta$	Caract fréquentielle tracé FT Bode mesure Q, BP, $\omega_r$ , pente, $G_0$	Caract temporelle effets signal sortie	Spécif Actif limites NL satur Adaptation Z transfert Puiss
APPLI Test/mesure	élimine 50Hz, bruit HF Filtre Compens Correcteurs	extraire $Q = \frac{\omega_R}{\Delta\omega}$ Ana.Spectral	élimine harmonique résolution Distorsion	signal audio modulation (BE) filtre parole

### 11.2.2 Filtres du 2eme ordre

On rappelle ici les expressions (**forme canonique**) des réponses harmoniques des systèmes du 2ème ordre : Passe-Bas, Passe-Bande, Passe-Haut

$$\frac{1}{1 + 2\zeta \left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right) + \left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}; \frac{2\zeta \left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right)}{1 + 2\zeta \left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right) + \left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}; \frac{\left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{1 + 2\zeta \left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right) + \left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

Réjecteur, Déphaseur :

$$\frac{1 + \left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{1 + 2\zeta \left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right) + \left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}; \frac{1 - 2\zeta \left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right) + \left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{1 + 2\zeta \left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right) + \left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

N.B : Pour le passe-bande ou le réjecteur, on peut définir le facteur de qualité  $Q$  par :  $2\zeta = \frac{1}{Q}$ .

### 11.2.3 Courbes Canoniques du 2eme Ordre

Voir courbes de Bode : gain et phase en fonction de la fréquence, Fig. 11.1.

## 11.3 Prérequis d'Electronique

### 11.3.1 Filtre électronique passif RC et RLC

Un filtre RC est caractérisé par sa fonction de transfert [20, 21] :

$$H(p) = \frac{K}{1 + \tau p}$$

(où la variable symbolique  $p$  vaut  $\boxed{p = j\omega}$ ) et sa réponse indicielle à un échelon d'entrée :

$$s(t) = A[1 - \exp(-t/\tau)].$$

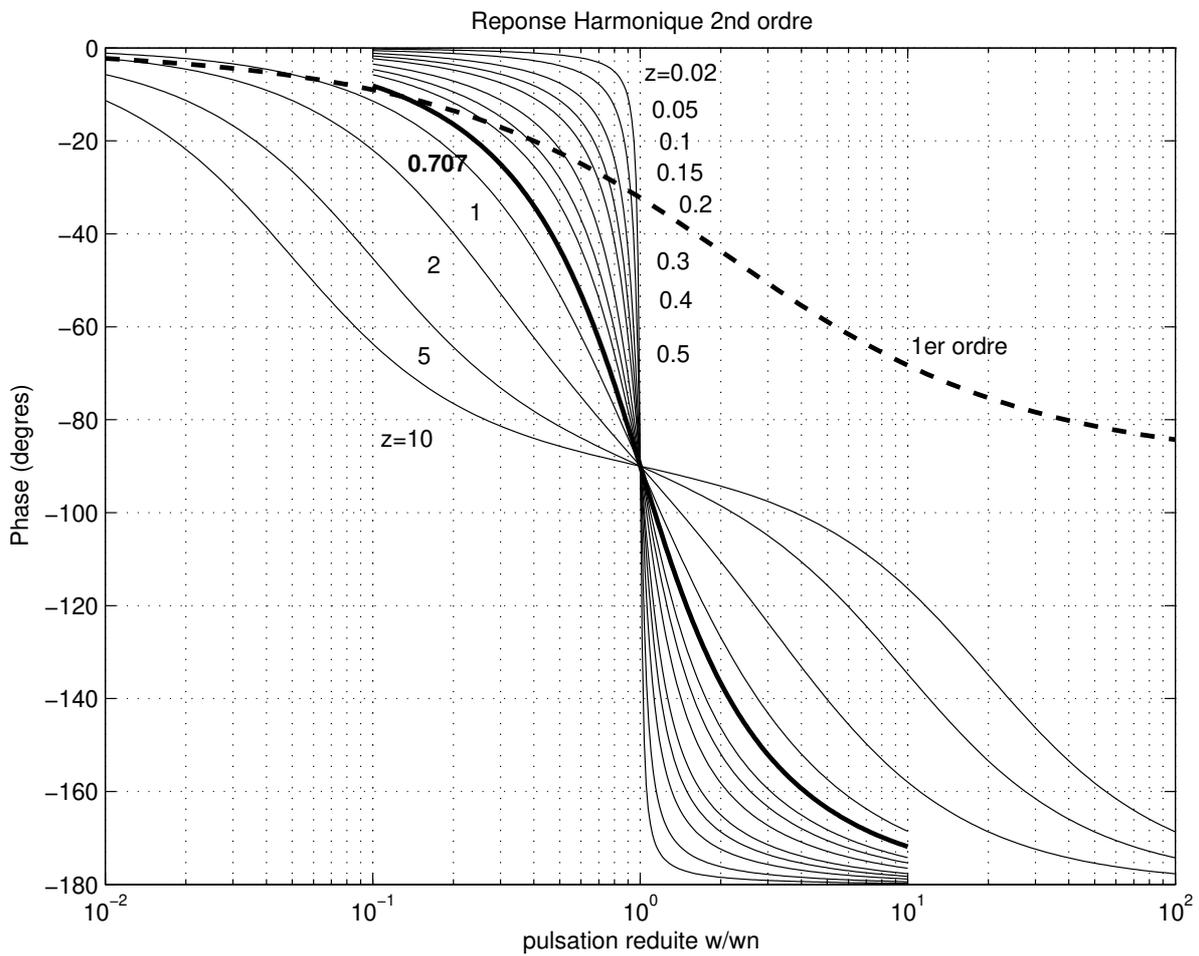
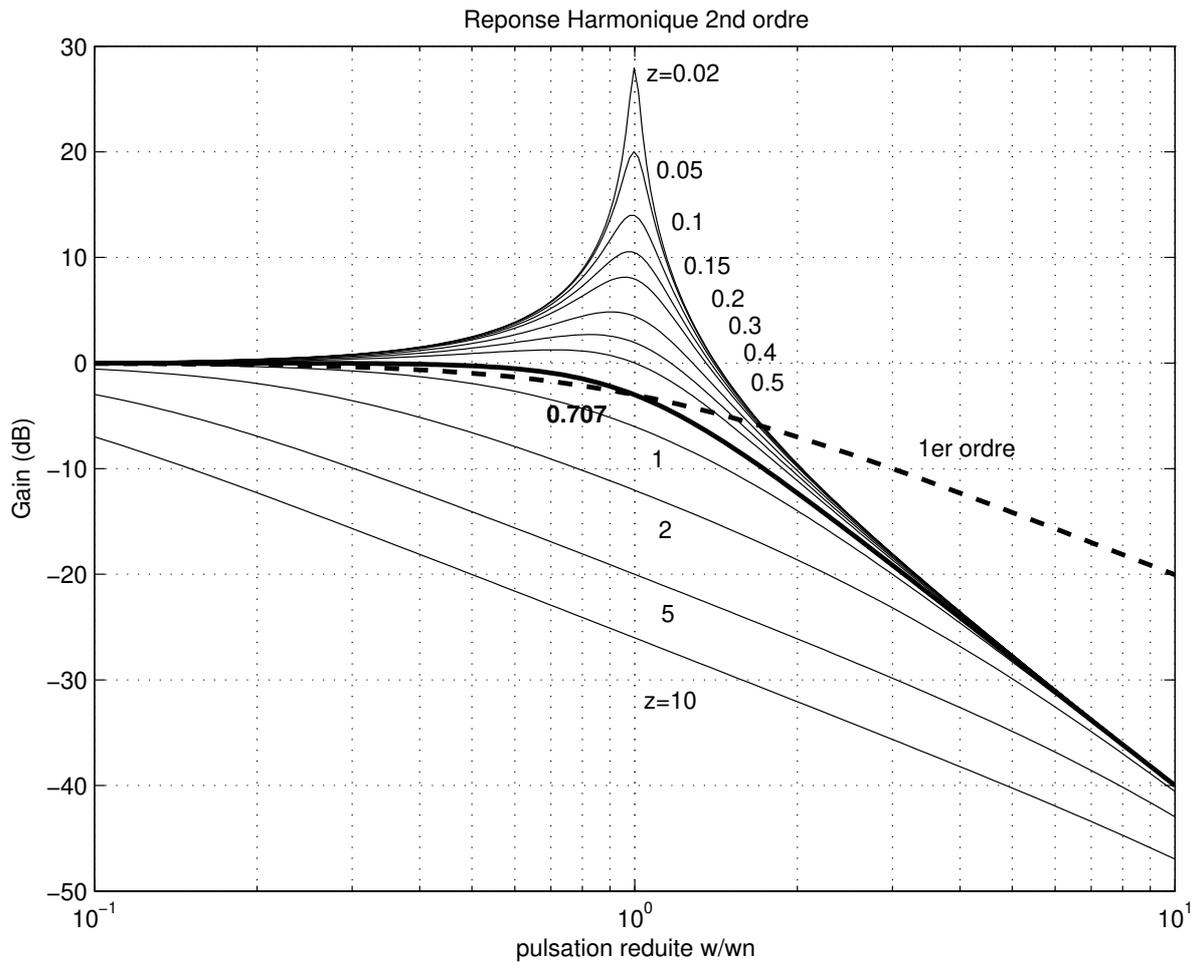


FIGURE 11.1 – Courbes de Bode d'un système du 2e ordre canonique : a) Gain ; b) Phase. (où  $w_n$  dénote la pulsation propre du système et  $z$  le coefficient d'amortissement).

1. Pour le filtre RC, que vaut  $\tau$  ? En quelle unité l'exprime-t'on ?
2. Quel est le lien avec la réponse harmonique (écrire la fonction de transfert complexe en module et argument) ?
3. Quel est le type du filtre (passe-haut, bas) ? Est-ce du type Dérivateur, Intégrateur ?
4. Que valent la pulsation de coupure  $\omega_c$ , le gain statique  $G_0$ , et la pente ?
5. Tracer l'allure de la fonction de transfert (Gain et phase) et la réponse indicielle.

Un filtre RLC série est caractérisé par sa fonction de transfert :

$$\frac{K}{1 + 2\zeta\tau p + \tau^2 p^2}$$

6. Pour le filtre RLC, que valent  $\zeta$  et  $\omega_0$  ? Allure des courbes de Bode et réponse indicielle ?
7. Placer les pulsations  $\omega_c$ ,  $\omega_r$  sur la courbe de gain,  $\omega_0$  sur la courbe de phase, et  $\omega_p$  sur la réponse indicielle.

### 11.3.2 Amplificateur Opérationnel AOP idéal

# Chapitre 12

## Liste des Filtres Précâblés

### 12.1 Filtres Passifs

#### 12.1.1 Passe-bas passif d'ordre 1

$$R = 8.2k\Omega, C = 10nF$$

#### 12.1.2 Passe-haut passif d'ordre 1

$$R = 8.2k\Omega, C = 10nF$$

#### 12.1.3 Passe-bande passif de Wien

$$R = 15k\Omega, C = 10nF \text{ (cf. Fig. 12.1a)}$$

Caractéristique : résonance  $f_r = 1kHz$ ;  $G_{max} = -10dB$

#### 12.1.4 Réjecteur passif Double Tê ponté

$$R = 15k\Omega, C = 10nF \text{ (cf. Fig. 12.1b)}$$

Caractéristique : anti-résonance  $f_{ar} = 1kHz$

#### 12.1.5 Circuits passifs configurables (via un robot de placement)

Choix de deux impédances  $Z_1$  et  $Z_2$  (cf. Fig. 12.1c) parmi quatre composants :

$$R_1 = 10k\Omega, R_2 = 39k\Omega, C_1 = 10nF, C_2 = 2.2nF$$

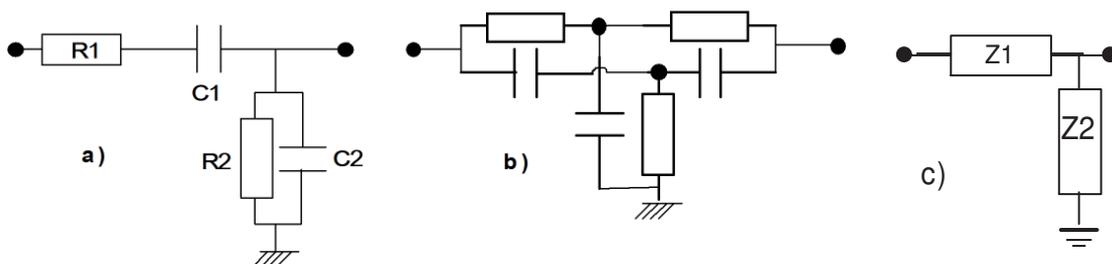


FIGURE 12.1 – a) Filtre de Wien passe-bande; b) Double Tê ponté (réjecteur); c) Circuit configurable

## 12.2 Filtres Actifs

### 12.2.1 Passe-bas Sallen-Key

cf. Fig. 6.13a, et section 6.7.1.

Caractéristique : coupure  $f_c = 1kHz$ ;  $G_{max} = 6dB$

### 12.2.2 Passe-haut Sallen-Key

cf. Fig. 6.13b, et section 6.7.2.

Caractéristique : coupure  $f_c = 1kHz$ ;  $G_{max} = 6dB$

### 12.2.3 Passe-bande Sallen-Key

cf. Fig. 6.13c, et section 6.7.3.

Caractéristique : résonance  $f_r = 1kHz$ ;  $G_{max} = -3dB$

### 12.2.4 Passe-bande actif ordre 2

cf. Fig 5.9, paragraphe 5.4.4

Caractéristique (cf. Fig. 5.10 courbes vertes) : résonance  $f_r = 6kHz$ ;  $G_{max} = 20dB$

### 12.2.5 Circuits actifs configurables (via le robot de placement)

Choix de deux impédances  $Z_1$  et  $Z_2$  parmi les valeurs de composants :

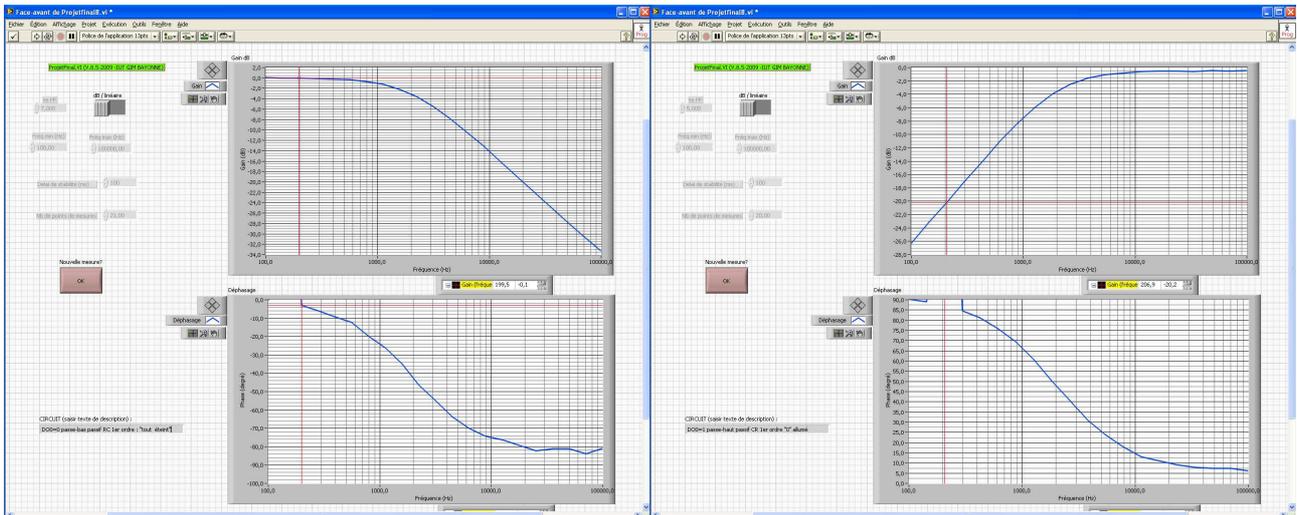
$R_1 = 10k\Omega$  ,  $R_2 = 39k\Omega$  ,  $C_1 = 10nF$  ,  $C_2 = 2.2nF$

## 12.3 Courbes expérimentales obtenues

Les Fig. 12.2 et Fig. 12.3 donnent les courbes de Bode expérimentales des 8 filtres du TP obtenues avec un programme d'instrumentation piloté sous LabVIEW.

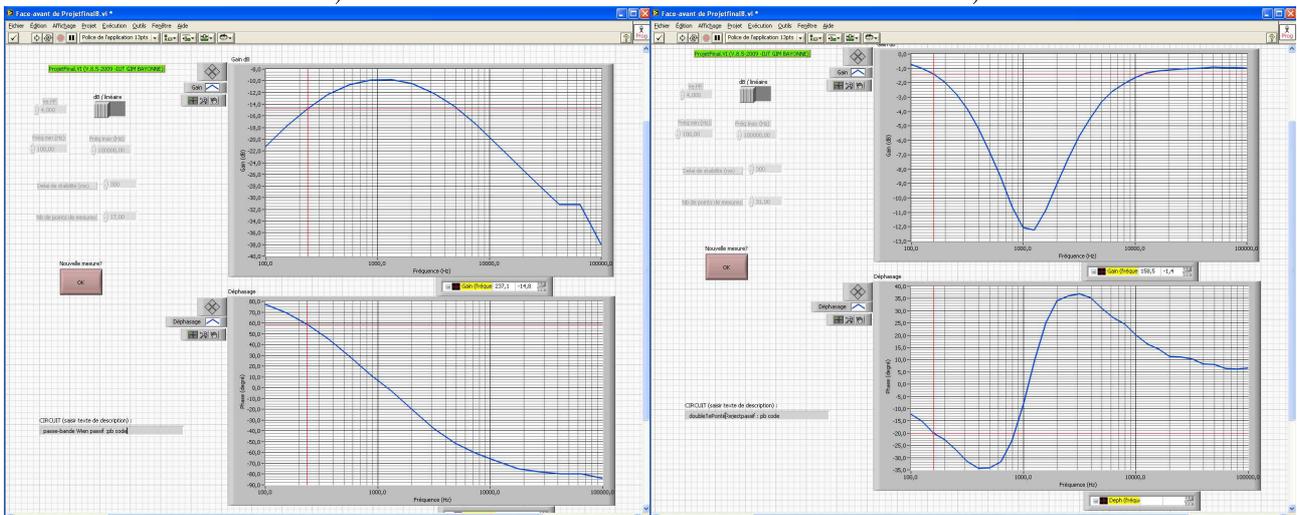
NB : Il s'agit de vraies mesures où apparaissent parfois quelques points aberrants dus aux divers bruits.

Il faudra comparer ces courbes à celles que vous obtenez et interpréter les résultats.



a)

b)



c)

d)

FIGURE 12.2 – Courbes de Bode expérimentales des 4 filtres passifs : a) passe-bas RC ; b) passe-haut RC ; c) passe-bande pont de Wien ; d) réjecteur double Tè.

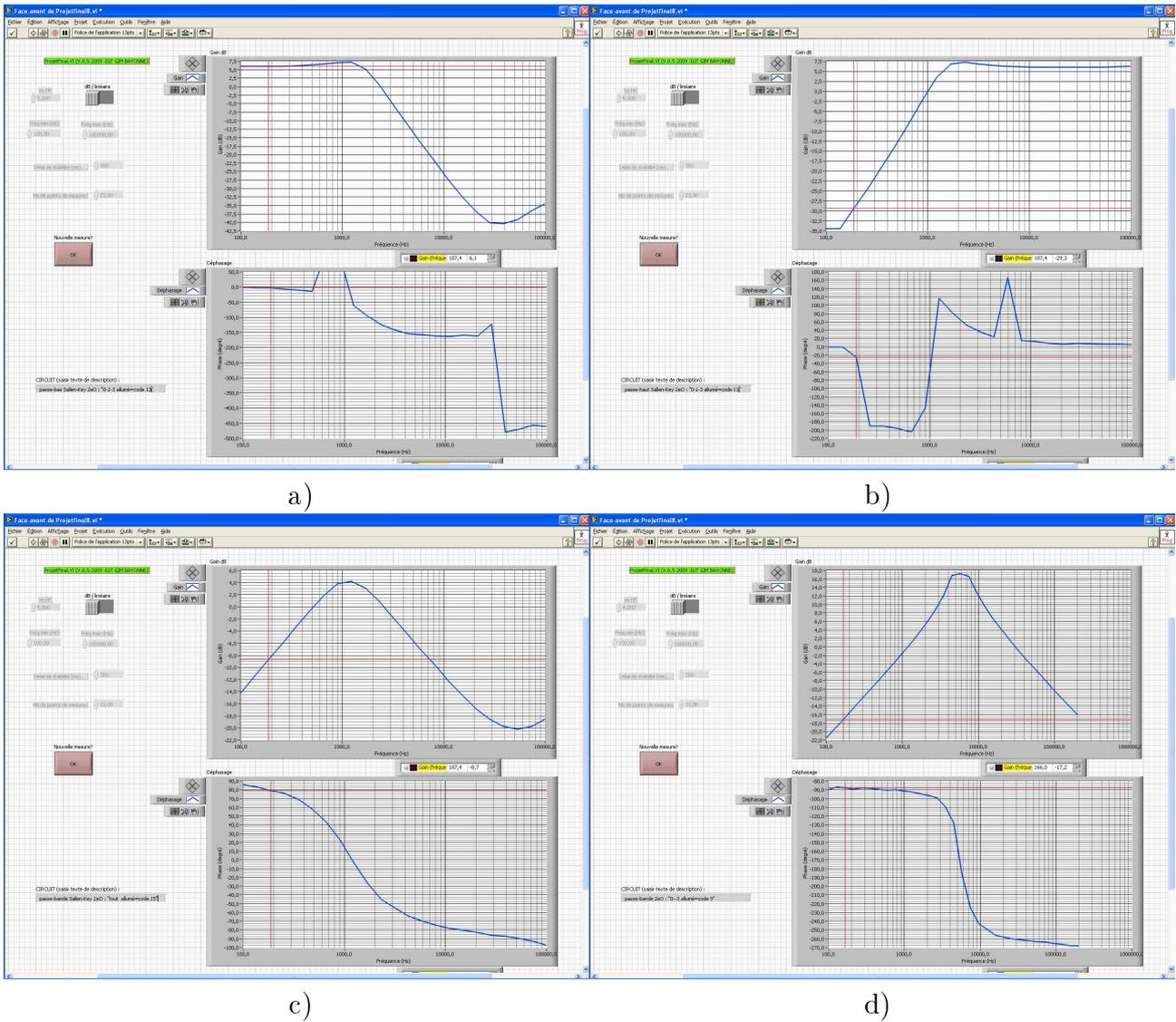


FIGURE 12.3 – Courbes de Bode expérimentales des 4 filtres actifs : a) passe-bas Sallen-Key ; b) passe-haut SK ; c) passe-bande SK ; d) passe-bande actif 2e ordre.

# Chapitre 13

## Manipulation à Distance

### 13.1 Expérience 1 - Caractérisation fréquentielle

#### 13.1.1 Méthodologie d'Etude des fonctions de transfert

##### 13.1.1.1 Courbes de gain et de phase

- Les filtres actifs sont **alimentés en  $\pm 15V$** .
- Le signal est fourni par le générateur, il est appliqué sur la voie 1 de l'oscilloscope CH1.
- La sortie est envoyée sur la voie 2 de l'oscilloscope CH2.
- On tracera les courbes de gain et de phase des filtres.

##### 13.1.1.2 Mesures précises des caractéristiques

On utilisera les curseurs sur les courbes pour mesurer précisément les paramètres caractéristiques des filtres :

- fréquences de résonance  $f_r$ , fréquences de coupure à -3 dB ...
- bandes passantes, pentes, facteur de surtension,
- valeurs de gain et de phase aux points intéressants ...

Il faudra :

- Faire des mesures en absolu, en relatif, zoomer, dilater, centrer les parties intéressantes.
- Déduire des mesures le facteur de qualité et le coefficient d'amortissement.
- Comparer tous les résultats à la théorie en justifiant les écarts.
- Eventuellement participer aux questions du Top10.

##### 13.1.2 Caractérisation rapide

Par un balayage manuel des fréquences, on peut rapidement caractériser un filtre inconnu. On se propose ici de caractériser au choix : un passe-bas (le plus simple pour réviser les notions fondamentales), un passe-haut ou un filtre inconnu  $F?$ .

1. Choisir un de ces 3 filtres et faire 5 ou 6 points de mesures manuelles à l'oscillo (gain = rapport d'amplitudes ; déphasage = décalage temporel) en balayant les fréquences du générateur de signaux.

Conditions de mesures par défaut (à ajuster) :  $V_{epp} = 2V$ ,  $f_m = 10Hz$ ,  $f_M = 1MHz$ .

Formaliser la **stratégie de mesure**.

2. Tracer alors sommairement les courbes de Bode du filtre.
3. En déduire les paramètres caractéristiques : fréquence de coupure  $f_c$ , gain maxi  $G_{max}$  en dB, bande passante BP, bande coupée BC et les pentes en dB/oct.
4. Interprétation : faire une identification/caractérisation qualitative du filtre.

### 13.1.3 Etude exhaustive

Grâce à des mesures automatiques programmées par ordinateur, on peut étudier et comparer efficacement plusieurs filtres, en traçant leurs courbes de Bode.

1. Tracer les courbes de Bode (gain en dB et phase en ° en fonction de la fréquence exprimée en  $\log_{10}$  pour un graphique semilog) d'au moins 5 filtres parmi la batterie de filtres disponibles.

Conditions de mesures par défaut (à ajuster) :  $V_{e_{pp}} = 2V$ ,  $f_m = 10Hz$ ,  $f_M = 1MHz$ ,  $N_e = 20$  points.

2. Pour chacun des 5 filtres, déterminer d'après les courbes de Bode tous les paramètres pertinents : fréquences de coupure  $f_c$  en Hz, Gain statique  $G_0$  (en dB et en linéaire), gain maxi, BP à -3dB, pentes en dB/oct,
3. Interpréter la nature des 5 filtres étudiés : ordre 1 ou 2, actif/passif, effet sur la gamme de fréquences (passe-bas, passe-haut etc.)
4. Comparaison : Actif/Passif?
5. Influence des paramètres  $R$  et  $C$  ?

## 13.2 Expérience 2 - Caractérisation Temporelle

### 13.2.1 Effets linéaires sur le signal

Appliquer au filtre Passe-Bande de Sallen-Key (cf. section 12.2.3) un signal carré ( $f = 1500Hz$ ;  $V_{pp} = 2V$ ). Observer le signal en sortie et son spectre. Commenter l'effet du filtrage.

#### 13.2.1.1 Atténuation/Amplification

Elle est liée au Gain.

#### 13.2.1.2 Décalage temporel

Il est lié au Déphasage.

### 13.2.2 Effet non linéaire : saturation, distorsion harmonique

Appliquer au filtre Passe-Bande de Sallen-Key (cf. section 12.2.3) un signal sinusoïdal ( $f = 1500Hz$ ;  $V_{pp} = 10V$ ). Observer le signal en sortie du filtre actif et son spectre. Commenter.

Augmenter l'amplitude du signal d'entrée. Observer la sortie du filtre actif.

Commenter la saturation (cf. analyse spectrale du signal : fréquences harmoniques, emploi d'un distorsiomètre ou d'un analyseur de spectre...)

# Bibliographie

- [1] G. Asch et al. Acquisition de Données, du Capteur à l'Ordinateur. Dunod, Paris, 2003. 621.3ASC42180.
- [2] G. Asch et al. Les capteurs en instrumentation industrielle. Dunod, Paris, 2006. 621.3ASC42181.
- [3] S. Laplace. Electronique - Cours, TD, TP. IUT de Bayonne, Dpt Informatique, Option 2A Informatique des Systèmes Industriels, Reprographie UPPA, 2002.
- [4] R. Duffait and J.-P. Lievre. Agrégation de sciences physiques : Expériences d'électronique. Bréal, Rosny, 1999.
- [5] H. Bühler. Electronique de réglage et de commande. Dunod, 1987.
- [6] J.L. Gorgol, M. Lombart, and P. Mayé. Cours d'électronique. Eyrolles, Paris, 3e edition, 1994.
- [7] R. Merat, R. Moreau, L. Allay, J.P. Dubos, J. Lafargue, and R. Le Goff. Electronique Analogique. Etapes. Nathan, Paris, 1992.
- [8] F. Manneville and J. Esquieu. Systèmes bouclés linéaires, de communication et de filtrage, volume 2 of Electronique. Dunod, Paris, 1990.
- [9] T.C. Hayes and P. Horowitz. Travaux pratiques du traité de l'électronique analogique et numérique, volume 1, 2 of Bibliothèque d'électronique. Elektor Publitrionic, Paris, 1st edition, Juin 1997.
- [10] P. Horowitz and W. Hill. Traité de l'électronique analogique et numérique, volume 1 et 2. Elektor, Avril 1997.
- [11] A. Terras and R. Joffre. Théorie élémentaire des amplificateurs opérationnels et applications. Eyrolles, Paris, 1984.
- [12] F. Luthon and B. Larroque. LaboREM : a remote laboratory for game-like training in electronics. IEEE Trans. on Learning Technologies, 8(3) :311–321, 2015. DOI :10.1109/TLT.2014.2386337.
- [13] F. Luthon and B. Larroque. Real labworks in electronics : yes ! ... but remotely controlled. In 8th annual Int. Conf. Education, Research and Innovation (ICERI2015), pages 8490–8500, Seville, Spain, Nov. 16-18 2015. IATED.
- [14] F. Khattar, F. Luthon, B. Larroque, and F. Dornaika. Using computer vision for student-centred remote lab in electronics. In 8th annual International Conference on Education and New Learning Technologies (EDULEARN 16), pages 614–623, Barcelona, Spain, July 2016. IATED.
- [15] F. Luthon, B. Larroque, F. Khattar, and F. Dornaika. Use of gaming and computer vision to drive student motivation in remote learning lab activities. In 10th annual Int. Conf. Education, Research and Innovation (ICERI2017), pages 2320–2329, Seville, Spain, Nov. 16-18 2017. IATED.
- [16] C. Lavayssière, B. Letowski, B. Larroque, and F. Luthon. Easy applied sciences learning through open source remote laboratory. In 11th annual Int. Conf. Education, Research and Innovation (ICERI2018), pages 2576–2583, Seville, Spain, Nov. 12-14 2018. IATED.

- [17] C. Lavayssière, B. Letowski, B. Larroque, and F. Luthon. LaboREM - A network of open source remote laboratories for learning. Int. Journal of Advances in Electronics and Computer Science (IJAECs), 5(10) :41–45, October 2018. IJAECs-IRAJ-DOI-13876.
- [18] B. Letowski, C. Lavayssière, B. Larroque, and F. Luthon. An Open Source Remote Laboratory Network Based on a Ready to Use Solution : LaboRem. In 12th annual International Conference of Education, Research and Innovation (ICERI 2019), pages 5726–5731, Seville, Spain, Nov. 11-13 2019. IATED.
- [19] B. Letowski, C. Lavayssière, B. Larroque, M. Schröder, and F. Luthon. A Fully Open Source Remote Laboratory for Practical Learning. Electronics, 9(1832) :1–16, November 2020. doi :10.3390/electronics9111832.
- [20] L. Henry. Les fondements du génie électrique. Editions Tec & Doc. Lavoisier, Paris, 2007.
- [21] C. François. Génie électrique, Cours complet illustré IUT BTS CPGE. Ellipses Edition, Paris, 2004.