

Université Mohamed Boudiaf - M'sila
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

N° :



Thèse

Présentée en vue de l'obtention du diplôme de

DOCTORAT LMD

Spécialité : Electronique

Option : Micro-ondes et Télécommunication

THEME

Conception des filtres par les techniques d'optimisation à base de l'intelligence artificielle

Présentée par

Raouf AMRANE

Soutenue publiquement le 15/12/2021, devant le jury composé de :

Prénom&Nom	Grade	Etablissement	Qualité
M.Houcine Oudira	Professeur	Univ. de M'sila	Président
M. Djamel Chikouche	Professeur	Univ. de M'sila	Encadreur
M. Samir Zeghlache	Professeur	Univ. de M'sila	Co-Encadreur
M. Bilal Attallah	MCA	Univ. de M'sila	Examineur
M.Lakhmici Cherroun	MCA	Univ. de Bordj Bou Arréridj	Examineur
M.BensafiaYaccin	MCA	Univ. de Bouira	Examineur
M. Youcef Brik	MCA	Univ. de M'sila	Invité

Année Universitaire : **2021/2022**

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A :

- ✓ *Mes très chers parents.*
- ✓ *Mes frères.*
- ✓ *Mes sœurs.*
- ✓ *Tous mes amis, mes proches et mes collègues.*

Remerciements

Avant tout, j'adresse mes remerciements en premier lieu, à ALLAH le tout puissant pour la volonté, la santé, le courage et la patience qu'il m'a donné durant toutes ces longues années de formation.

Ce travail a été effectué au Laboratoire d'Analyse des Signaux et Systèmes du département d'électronique, Université de M'sila et dirigé par Professeur **Djamel Chikouche**, département d'électronique, université Mohammed Boudiaf de M'sila.

Je voudrais exprimer, par ce modeste travail, ma gratitude, ma reconnaissance, ma considération et mes grands remerciements au Professeur **Samir ZEGHLACHE** et Docteur **Youcef BRIK** pour avoir suivi mon travail avec une attention soutenue, pour leur générosité et pour leur qualité scientifique et humaine qui m'ont beaucoup aidé et guidé tout au long de mes années de recherche.

Nous exprimons nos gratitude à Monsieur le président de jury d'avoir accepté examiner ce modeste travail.

Nous remercions Messieurs les membres de jury, d'avoir accepté de prendre part à ce jury ainsi que pour l'intérêt qu'ils l'ont porté à ce travail.

Enfin, je remercie toutes les personnes qui me sont chères, en particulier mes parents et tous les membres de ma famille pour l'aide, la confiance et le soutien dont ils ont fait preuve tout au long de ces dernières années.

TABLE DES MATIERES

<i>Dédicace</i>	<i>I</i>
<i>Remerciements</i>	<i>II</i>
<i>Table des matières</i>	<i>III</i>
<i>Liste des figures</i>	<i>VIII</i>
<i>Liste des symboles</i>	<i>XI</i>
<i>Résumé</i>	<i>XII</i>
<i>Abstract</i>	<i>XIII</i>
<i>Introduction générale</i>	<i>2</i>

Chapitre I : Généralités sur les filtres analogiques

<i>I.1 Introduction</i>	<i>6</i>
<i>I.2 Fondamentales</i>	<i>6</i>
<i>I.2.1 Définition du signal</i>	<i>6</i>
<i>I.2.1.1 Objectif</i>	<i>6</i>
<i>I.2.2 Traitement du signal</i>	<i>7</i>
<i>I.2.2.1 Applications du traitement du signal</i>	<i>7</i>
<i>I.2.3 Analyse du signal</i>	<i>8</i>
<i>I.2.4 Filtrage du signal</i>	<i>8</i>
<i>I.3 Sélectivité du filtre</i>	<i>9</i>
<i>I.4 Types de filtres</i>	<i>10</i>
<i>I.4.1 Filtre passe-bas</i>	<i>10</i>
<i>I.4.2 Filtres passe-haut</i>	<i>11</i>
<i>I.4.3 Filtres passe-bande</i>	<i>12</i>

<i>I.4.4 Filtres coupe-bande.....</i>	<i>13</i>
<i>I.5 Filtre passe-bas analogique.....</i>	<i>14</i>
<i>I.6 Filtre passe-bas du premier ordre.</i>	<i>14</i>
<i>I.6.1 Circuit passif.....</i>	<i>15</i>
<i>I.6.2 Circuit actif.....</i>	<i>16</i>
<i>I.7 Diagramme de Bode</i>	<i>17</i>
<i>I.8 Gabarit.....</i>	<i>18</i>
<i>I.9 Conception du filtre passe-bas analogique Butterworth.....</i>	<i>20</i>
<i>I.9.1 Ordre Butterworth</i>	<i>20</i>
<i>I.10 Conception du filtre passe-bas analogique de type I de Chebyshev.....</i>	<i>22</i>
<i>I.10.1 Ordre du filtre Chebyshev.....</i>	<i>23</i>
<i>I.11 Conception du filtre passe-bas analogique de type II de Chebyshev.....</i>	<i>23</i>
<i>I.11.1 Réponse de magnitude inverse de Chebyshev.....</i>	<i>24</i>
<i>I.11.2 Ordre inverse de Tchebychev.....</i>	<i>25</i>
<i>I.12 Conception du filtre elliptique.....</i>	<i>25</i>
<i>I.12.1 Réponse de magnitude elliptique.....</i>	<i>26</i>
<i>I.13 Conclusion.....</i>	<i>27</i>

Chapitre II : Généralités sur les filtres numériques

<i>II.1 Introduction.....</i>	<i>29</i>
<i>II.2 Classification</i>	<i>30</i>
<i>II.2.1 Filtre à réponse impulsionnelle infinie RII</i>	<i>30</i>
<i>II.2.1.1 Description.....</i>	<i>30</i>
<i>II.2.1.2 Fonction de transfert.....</i>	<i>30</i>
<i>II.2.1.3 Réalisation.....</i>	<i>31</i>

<i>II.2.1.4 Propriétés</i>	32
<i>II.2.2 Filtre à réponse impulsionnelle finie RIF</i>	32
<i>II.2.2.1 Description</i>	32
<i>II.2.2.2 Propriétés</i>	34
<i>II.3 Filtres FIR à phase linéaire</i>	35
<i>II.4 Différentes formes de filtres à phase linéaire RIF</i>	36
<i>II.5 Méthodes traditionnelles de synthèse des filtres RII</i>	39
<i>II.5.1 Synthèse par la méthode de l'invariance impulsionnelle</i>	39
<i>II.5.2 Synthèse par méthode de la Transformation bilinéaire</i>	40
<i>II.5.3 Etude des filtres numériques récurrents par la méthode des pôles et zéros</i> ...	40
<i>II.6 Méthodes traditionnelles de synthèse des filtres RIF</i>	40
<i>II.6.1 la méthode des fenêtres</i>	41
<i>II.6.2 Méthode de l'échantillonnage fréquentiel</i>	43
<i>II.6.3 Méthodes itératives et d'optimisation</i>	43
<i>II.6.4 Méthode des moindres carrés</i>	44
<i>II.6.5 Méthode de Remez</i>	45
<i>II.6.6 Méthode basée sur les techniques de l'intelligence artificielle</i>	46
<i>II.6.6.1 Définition de l'intelligence artificielle</i>	46
<i>II.6.6.2 Apprentissage</i>	47
<i>II.6.6.3 Résolution de problème</i>	47
<i>II.6.6.4 Méthodes et objectifs en IA</i>	47
<i>II.6.6.5 Réseaux de neurones</i>	49
<i>II.7 Conclusion</i>	53

Chapitre III : Les filtres en peigne intégrateur en cascade (CIC)

<i>III.1 Introduction</i>	55
<i>III.2 Intégrateur</i>	57
<i>III.3 Filtre COMB</i>	58
<i>III.4 Filtre à peigne intégrateur en cascade</i>	58
<i>III.4.1 Architecture deCICfilter</i>	59
<i>III.4.2 Analyse fréquentielle du filtre CIC</i>	60
<i>III.5 Filtres CIC affûtés (Sharpened CIC Filters)</i>	63
<i>III.6 Affûtage du filtre modifié</i>	65
<i>III.7 Objectifs</i>	66
<i>III.8 Application du Filtre CIC</i>	66
<i>III.9 Méthode proposée</i>	66
<i>III.10 RÉSULTATS ET DISCUSSION</i>	68
<i>III.10.1 Test 1</i>	68
<i>III.10.2 Test 2</i>	69
<i>III.10.3 Test 3</i>	70
<i>III.10.4 Test 4</i>	71
<i>III.10.5 Comparaison</i>	72
<i>III.11 Utilisation de RN pour vérifier la qualité de filtre CIC obtenu</i>	75
<i>III.6 Conclusion</i>	78
<i>Conclusion générale</i>	81
<i>Références</i>	86

Liste des figures

Figure I.1 Signal quelconque.....	6
Figure I.2 Etapes principales pour effectuer un traitement numérique sur un signal analogique.....	7
Figure I.3 Spécification du filtre passe-bas..	11
Figure I.4 Spécification du filtre passe-haut..	12
Figure I.5 Spécification du filtre passe-bande..	12
Figure I.6 Spécification du filtre coupe-bande.....	13
Figure I.7 Un filtre passe-bas analogique d'ordre 1 réalisé avec un circuit RC	15
Figure I.8 Un filtre passe-bas actif	17
Figure I.9 diagrammes de Bode du filtre passe-bas passif d'ordre 1	18
Figure I.10 diagrammes du filtre passe-bas	19
Figure I.11 Réponses de magnitude du Butterworth.....	21
Figure I.12 Réponses de magnitude du second ordre de Tchebychev	23
Figure I.13 réponses de magnitude du troisième ordre de Chebyshev 2	25
Figure I.14 réponses de magnitude du filtre passe-bas elliptique	26
Figure II .1 Réalisation d'un filtre à réponse impulsionnelle infinie	31
Figure II .2 Réalisation d'un filtre à réponse impulsionnelle finie	34
Figure 0.3 Représentation sous forme de fonction de transfert en z.....	34
Figure II .4 Réponses impulsionnelles symétriques des filtres RIF à phase linéaire.	38
Figure II .5 Réponses impulsionnelles antisymétriques des filtres RIF à phase linéaire.	38
Figure II .6 Synthèse de filtre : méthode des fenêtres.....	42
Figure II.7 Procédure de l'algorithme LMS et filtre transversal.....	45
Figure II.8 L'intelligence artificielle et ses techniques.....	46
Figure II.9 Un exemple d'une approche connexionniste (Réseaux de neurones).....	48
Figure II.10 (a) un RN organisé en 4 couches, (b) le mécanisme d'activation d'un neurone. .	49
Figure III.1. Réponse en amplitude de fréquence du filtre.	56
Figure III.2: Intégrateur de base	57
Figure III.3: Filtre de peigne de base	58
Figure III.4. Structure du filtre CIC à plusieurs étages.	60
Figure III.5. Filtre CIC Gain de réponses avec $N = 8$ et: un étage ($M = 1$), deux étages ($M = 2$) et trois étages ($M = 3$).	61
Figure III.6. Zooms passe-bande	61
Figure III.7 Filtre CIC Gain de réponse avec un seul étage ($M = 1$) et trois valeurs différentes de N (10, 20 et 40).	62

Figure III.8. Filtre CIC Gain de réponse pour deux valeurs différentes de fréquence d'échantillonnage.....	62
Figure III.9 Comparaison de la réponse en fréquence des filtres CIC et SCIC.....	64
Figure III.10 Comparaison des bandes passantes des filtres CIC et SCIC.....	65
Figure III.11 Gain de réponse du filtre CIC proposé avec un seul étage ($M = 1$) et quatre valeurs de N	69
Figure III.12 Gain de réponse du filtre CIC proposé avec deux étapes ($M = 2$) et quatre valeurs de N	70
Figure III.13 Gain de réponse du filtre CIC proposé avec trois étapes ($M = 3$) et quatre valeurs de N	71
Figure III.14 Gain de réponse du filtre CIC proposé avec quatre étapes ($M = 4$) et quatre valeurs de N	72
Figure III.15 Comparaison de la réponse en fréquence avec les paramètres suivants a) $M=1$, $N=64$, $N_1=N_2=8$, $L=3$, b) $M=1$, $N=256$, $N_1=N_2=16$, $L=3$, c) $M=4$, $N=64$, $N_1=N_2=8$, $L=9$, and d) $M=4$, $N=256$, $N_1=N_2=16$, $L=9$	73
Figure III.16 Performance de RN en fonction de nombre d'itération dans la phase d'apprentissage.	76
Figure III.17 Résultats de la sortie de RN dans la phase d'apprentissage.	77
Figure III.18 Résultats de la sortie de RN dans la phase de test.	78

Liste des symboles

f : Variable de fréquence

f_c : Fréquence de coupure

f_s : Fréquence d'échantillonnage

f_{st} : Fréquence d'arrêt

Ω : Fréquence normalisée

$F(z)$, $G(z)$, $H(z)$: Fonction de transfert

k : Index d'échantillon pour le signal d'entrée

L : Facteur d'interpolation

m : Index d'échantillon pour le signal de sortie

M : Ordre des filtres

N : Facteur de décimation

T : Intervalle d'échantillonnage du signal d'origine ($T = 1 / f_s$) signal

DSP : Densité Spectrale de Puissance ou Digital Signal Processing

TFD : Transformée de Fourier direct

f_e : Fréquence d'échantillonnage

T_e : Période d'échantillonnage

$x(n)$, $x(kT)$: Signaux à temps discret d'entrée

$y(n)$, $y(mT)$: Signaux de sortie à temps discret

$X(z)$, $Y(z)$: transformée en z des signaux à temps discret

RII : Réponse Impulsionnelle Infinie

RIF : Réponse Impulsionnelle finie

CAN : Convertisseur Analogique Numérique

CNA : Convertisseur Numérique Analogique

A /N : Analogique/Numérique

N /A : Numérique/Analogique

RN : Réseaux de Neurones

Résumé

Résumé : Les filtres en peigne intégrateur en cascade (CIC) sont caractérisés par un coefficient inférieur et une exigence matérielle réduite, ce qui en fait une classe économique à réponse impulsionnelle finie (RIF) dans de nombreuses applications de traitement de signal. Ils se composent d'une section intégratrice travaillant à la fréquence d'échantillonnage élevée et d'une section en peigne travaillant à la faible fréquence d'échantillonnage. Cependant, ils n'ont pas de réponse en fréquence bien définie. Pour remédier à ce problème, plusieurs structures ont été proposées mais les performances sont encore peu satisfaisantes. De là, cette thèse traite l'amélioration des caractéristiques du filtre CIC en optimisant sa fréquence d'échantillonnage. Cette solution augmente les performances des filtres CIC en améliorant l'atténuation et l'ondulation de la bande d'arrêt ainsi que le statisme de la bande passante. En outre, ce travail présente une comparaison de la méthode proposée avec certaines autres structures existantes telles que le CIC conventionnel, le CIC aiguisé et les filtres CIC aiguisés modifiés, ce qui a prouvé l'efficacité de la méthode proposée.

Mots clés : Filtre *CIC*, *RIF*, *réponse fréquentielle*, *optimisation*, *échantillonnage*, *filtres affutés*.

Abstract

Abstract: Cascade Integrator Comb Filters (CIC) are characterized by a lower coefficient and reduced hardware requirement, making them an economy Finite Impulse Response (FIR) class in many signal processing applications. They consist of an integrating section working at the high sampling frequency and a comb section working at the low sampling frequency. However, they do not have a well-defined frequency response. To remedy this problem, several structures have been proposed but the performance is still unsatisfactory. Hence, this thesis discusses improving the characteristics of the CIC filter by optimizing its sampling frequency. This solution increases the performance of CIC filters by improving the attenuation and ripple of the stopband as well as the drop of the passband. In addition, this work presents a comparison of the proposed method with some other existing structures such as conventional CIC, sharp CIC and modified sharp CIC filters, which has proven the effectiveness of the proposed method.

Key words: *CIC filter, FIR, frequency response, optimization, sampling rate, filter sharpening*

Introduction générale

Introduction générale

Les systèmes de communications jouent un rôle très important dans notre vie quotidienne, comme, les communications mobiles, TV, la radio, etc. En fait, le domaine de la communication a bien connu une perpétuelle évolution dans le but de répondre à une demande mondiale croissante, ce qui a nécessité non seulement le développement de systèmes de communication performants, mais aussi leur adaptation à des besoins bien spécifiques.

Le traitement numérique du signal (DSP) est l'une des technologies les plus puissantes qui façonneront la science et l'ingénierie au 21 siècle. Des changements révolutionnaires ont déjà été apportés dans un large éventail de domaines : communications, imagerie médicale, radar et sonar, reproduction musicale haute-fidélité et prospection pétrolière, pour n'en nommer que quelques-uns. Chacun de ces domaines a développé une technologie profonde, avec ses propres algorithmes, mathématiques et techniques spécialisées. Cette combinaison de souffle et de profondeur rend impossible pour quiconque de maîtriser toute la technologie DSP qui a été développée.

Un des traitements les plus importants de signal est le filtrage. Le filtrage consiste à sélectionner ou supprimer certaines composantes fréquentielles du signal. Il est utilisé pour supprimer la partie du signal non désirée qu'on appelle bruit pour ne préserver que le signal pertinent. On suppose dans cette étude que le spectre de fréquence du signal est différent de celui du bruit. D'où la notion de déterminisme dans l'approche de conception. La linéarité prévoit que le théorème de superposition est applicable et l'invariance des coefficients du filtre suppose que les signaux en question soient de nature stationnaire. On distingue quatre catégories de filtres : (Passe bas, Passe haut, Passe-bande, Coupe bande).

Les filtres numériques ont une large gamme d'applications dans les domaines de communication, de traitement d'images, de reconnaissance de formes, ... Les filtres sont un élément clé dans la plupart des systèmes électroniques et plus généralement de tout dispositif de traitement du signal. Un filtre numérique fonctionne sur des signaux échantillonnés à temps discret, à la différence des filtres analogiques qui opèrent sur des signaux analogiques en temps continu. La plupart des systèmes électroniques contiennent un grand nombre de filtres qui répondent aux exigences variées. Les filtres numériques sont réalisés soit par des circuits intégrés dédiés, des processeurs programmables (FPGA, microprocesseur, DSP, microcontrôleur, etc.), soit par logiciel dans un ordinateur.

Actuellement, les convertisseurs de données sont utilisés dans presque toutes les applications d'extraction à bande étroite à partir de sources à large bande et la construction à bande étroite de signaux à large bande devient de plus en plus importante. Ces fonctions nécessitent deux procédures de traitement du signal de base : la décimation et l'interpolation. Si la fréquence d'échantillonnage requise est un multiple entier de la fréquence existante, il suffit de sur échantillonner le signal d'entrée à l'aide d'un filtre d'interpolation. De même, si la fréquence d'échantillonnage existante est un multiple entier de celle souhaitée, alors le processus de décimation ou de sous-échantillonnage peut être mis en service. La décimation est utilisée pour réduire le taux d'échantillonnage en faisant passer un signal à travers un filtre passe-bas ou passe-bande. L'interpolation est utilisée pour augmenter la fréquence d'échantillonnage [1].

Hogenauer [2] a proposé une classe de filtres numériques à réponse impulsionnelle finie en phase linéaire (FIR) pour la décimation et l'interpolation, qui ne nécessitent aucun multiplicateur (utilisez un stockage limité), ce qui en fait un substitut viable dans la mise en œuvre conventionnelle pour certaines applications. L'architecture CIC peut être utilisée à la fois pour l'interpolation et la décimation. Dans la conception du filtre CIC, les caractéristiques de réponse de bande passante et de rejet de bande d'arrêt sont gérées par des paramètres à trois entiers, qui sont le nombre d'étages, le retard différentiel et le nombre de bits dans les registres d'entrée/sortie. Par exemple, plus le nombre d'étages est élevé, plus l'atténuation de bande d'arrêt existante sera élevée. Utilisation du filtre CIC dans les systèmes SDR (Software Defined Radio) [25].

Le filtre CIC n'utilise que des délais et des unités de sommation, et il ne nécessite pas d'opérations de multiplication comme dans un filtre RIF [1]. Parfois, ceux-ci sont appelés filtres sans multiplicateur. Le filtre peut être implémenté en cascade soit l'intégrateur avec le filtre en peigne ou vice-versa. La réponse en fréquence passe-bas peut être améliorée en mettant en cascade un nombre N d'étages de filtre CIC. Ces filtres ont également une réponse en phase linéaire comme les filtres RIF. Les filtres RIF peuvent être utilisés pour l'interpolation ainsi que pour la décimation. Les deux éléments de base d'un filtre CIC sont un intégrateur et un peigne[25].

Bien que les filtres CIC puissent implémenter efficacement la décimation et l'interpolation dans le matériel pour une large gamme de facteurs de changement de débit, la réponse du filtre CIC manque cependant d'une bande passante plate et d'une meilleure bande passante de transition [4]. Pour contourner ces problèmes, un filtre FIR de compensation peut

être utilisé en cascade avec le filtre CIC pour fournir une correction de fréquence ainsi qu'une mise en forme du spectre.

Contribution

Dans ce travail, nous proposons une nouvelle méthode basée sur l'optimisation des paramètres du filtre en peigne intégrateur en cascade (CIC) pour améliorer à la fois l'ondulation et l'atténuation de sa bande d'arrêt. Cette solution examinera l'effet de la fréquence d'échantillonnage sur la réponse de gain du filtre CIC et trouvera la valeur de fréquence d'échantillonnage optimale qui améliore efficacement la réponse de gain du filtre CIC.

Organisation de la thèse

Cette thèse, composée de quatre chapitres, est organisée de la manière suivante :

- Le premier chapitre représente une étude générale sur les filtres analogiques actifs et explique la fonction d'approximation d'un filtre analogique (butterworth, chebyshev type 1, chebyshev type 2 et elliptique), la fonction de transfert et la transformation de spécifications d'un filtre passe bas vers un autre type.
- Le second chapitre est consacré à présenter les processeurs spécialisés pour le traitement numérique du signal et les filtres numériques.
- Dans le troisième chapitre, nous présentons l'aspect théorique du filtre en peigne intégrateur en cascade (CIC) accompagné par les résultats de simulation et des discussions.
- Nous terminons ainsi cette thèse par une conclusion générale avec des perspectives.

CHAPITRE I

Généralités sur les filtres analogiques

I.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, on donne un bref survol sur les filtres analogiques actifs, on définit le filtrage comme une forme de traitement de signal, obtenu en envoyant le signal à travers un ensemble de circuits électroniques, qui modifient son spectre de fréquence et sa phase et donc sa forme temporelle.

Ce filtrage agit sur le signal d'entrée avec deux manières :

- Soit éliminer ou affaiblir des fréquences parasites indésirables.
- Soit isoler dans un signal complexe la ou les bandes de fréquences est utiles.

Dans ce chapitre, nous présentons les généralités sur les filtres, leurs différents types et ces structures et les bases mathématiques de traitement du signal.

I.2 FONDAMENTALES

I.2.1 Définition du signal

Un signal est la représentation physique de l'information, qu'il convoie de sa source à sa destination. C'est une expression d'un phénomène qui peut être mesurable par un appareil de mesure. Bien que la plupart des signaux soient des grandeurs électriques (généralement courant, tension, champ, ...) la théorie du signal reste valable quelle que soit la nature physique du signal, la figure I.1 présente une présentation graphique d'un signal quelconque.

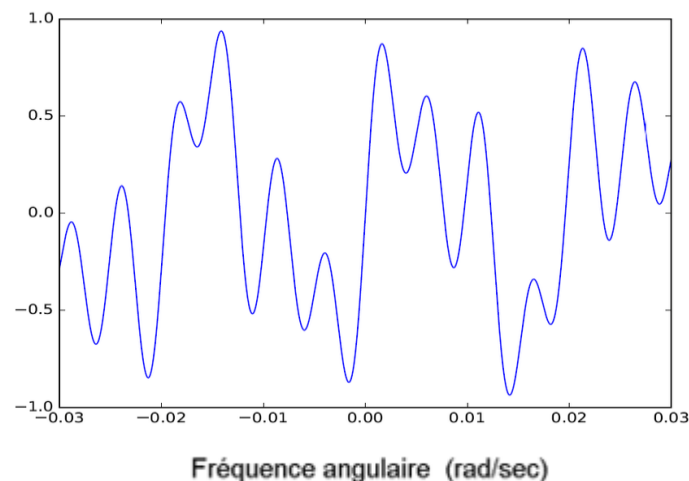


Figure I.1 Signal quelconque.

I.2.1.1 Objectif

L'objectif fondamental de la théorie du signal est la description mathématique des signaux. Elle fournit les moyens de mettre en évidence, sous forme mathématique commode les

principales caractéristiques d'un signal : la distribution spectrale de son énergie ou la distribution statistique de son amplitude par exemple. Elle offre également les moyens d'analyser la nature des altérations ou modifications subies par les signaux lors de leur passage au travers de blocs fonctionnels (dispositifs généralement électriques ou électroniques).

I.2.2 Traitement du signal

Le traitement du signal est la discipline qui développe et étudie les techniques de traitement, d'analyse et d'interprétation des signaux. Parmi les types d'opérations possibles sur ces signaux, on peut dénoter le contrôle, le filtrage, la compression et la transmission de données, la réduction du bruit, la dé convolution, la prédiction, l'identification, la classification, etc.

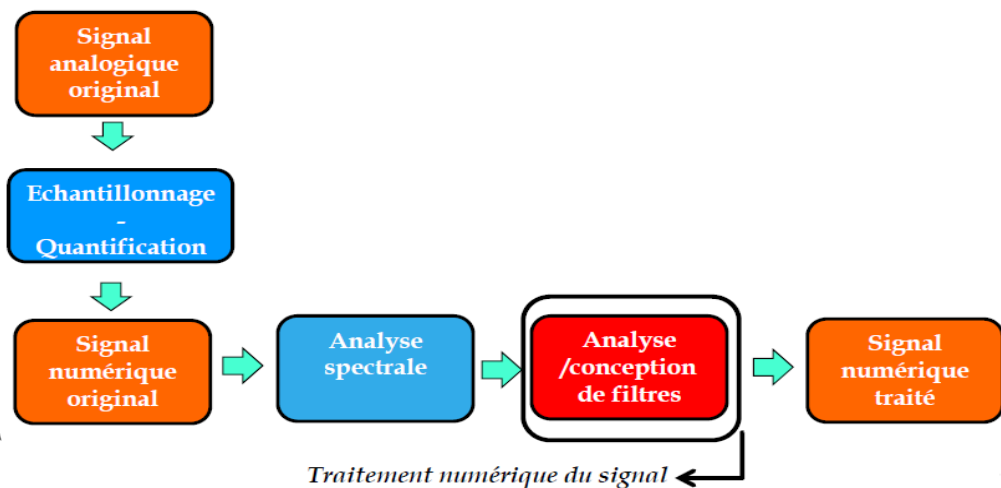


Figure I.2 Etapes principales pour effectuer un traitement numérique sur un signal analogique

I.2.2.1 Applications du traitement du signal

Parce qu'elles s'appliquent à toutes les étapes d'une chaîne d'acquisition, d'analyse, de transfert et de restitution des données, les techniques du traitement du signal trouvent des applications dans pratiquement tous les domaines de la technologie :

-Dans les télécommunications : que ce soit dans le domaine de la téléphonie ou dans le transfert de données numériques terrestre ou via satellite, la compression des données est primordiale pour exploiter au mieux la bande passante disponible, et minimiser les pertes de capacité de transport. La suppression d'échos est un autre domaine d'application

-En audio : on cherche à améliorer les techniques d'enregistrement et de compression pour obtenir la plus grande qualité sonore possible. Les techniques de correction d'écho permettent de réduire les effets de réflexions acoustiques dans la pièce. Le traitement du son s'est largement amélioré grâce aux ordinateurs.

-L'analyse des échos permet d'obtenir des informations sur le milieu sur lequel les ondes se sont réfléchies. Cette technique est exploitée dans le domaine de l'imagerie radar ou sonar. En géophysique, en analysant les réflexions d'ondes acoustiques, on peut déterminer l'épaisseur et la nature des strates du sous-sol.

-En imagerie : on trouve des applications dans le domaine médical (reconstruction tomographique, imagerie par résonance magnétique - IRM), dans le spatial (traitement de photos satellite ou d'images radar). Ce domaine inclut aussi les techniques de reconnaissance de formes et de compression.

I.2.3 Analyse des signaux

L'objectif principal est d'extraire des informations utiles qui peuvent être utilisées pour comprendre le processus de génération du signal ou extraire les fonctionnalités pouvant être utilisées pour les signaux fins de classification. La plupart des méthodes dans ce domaine sont traitées dans les disciplines de l'estimation spectrale et de la modélisation du signal. Les applications typiques incluent la détection et classification des cibles radar et sonar, reconnaissance de la parole et du locuteur, détection et classification des événements sismiques naturels et artificiels, détection et classification des événements dans signaux biologiques et financiers, représentation efficace du signal pour la compression des données, etc. [15].

I.2.4 Filtrage des signaux

L'objectif principal du filtrage du signal est d'améliorer la qualité d'un signal selon un critère de performance acceptable. Le filtrage du signal peut être subdivisé dans les domaines du filtrage sélectif en fréquence, du filtrage adaptatif et du traitement en réseau. Les applications typiques incluent l'annulation du bruit et des interférences, l'annulation d'écho, le canal égalisation, dé convolution sismique, contrôle actif du bruit, etc. [15, 23].

Le filtrage est une forme de traitement du signal, obtenu par l'émission du signal utile par l'intermédiaire d'un ensemble de circuits électroniques, ce qui modifie de façon adaptative son spectre de fréquence, de phase, et donc sa forme. Le filtre est conçu pour extraire certaines informations relatives à ce signal, généralement pour retourner, à partir d'un signal incident, un signal qui est plus intelligible en termes de l'information qu'il contient et que l'on veut

sélectionner. Le filtrage peut éliminer ou réduire les fréquences de bruit indésirables, soit isoler un signal complexe dans les bandes de fréquences utiles. Les avantages des filtres sont considérables : les modèles peuvent être personnalisés, précis et adaptables ; au-delà de leur fonction utile, ils peuvent être facilement intégrés dans des ensembles existants et peuvent générer des réductions de coûts dans la conception des composants [18].

Les filtres peuvent également être décrits par la méthode utilisée pour approximer le filtre idéal. Certaines méthodes d'approximation mettent l'accent sur une faible distorsion dans la bande passante du filtre tandis que d'autres soulignent la capacité du filtre à atténuer les signaux dans la bande d'arrêt. Chaque méthode d'approximation a des caractéristiques visibles qui la distinguent des autres. Plus particulièrement, l'absence ou la présence d'ondulations (variations) dans la bande passante et la bande d'arrêt distinguent clairement une méthode d'approximation d'une autre.

Les méthodes basées sur la transformation de Laplace sont un moyen naturel de résoudre les équations, et ces méthodes peuvent fournir des solutions pour des fonctions d'excitation arbitraires.

I.3 SÉLECTIVITÉ DU FILTRE

L'objectif principal d'un filtre est de différencier différentes bandes de fréquences. La sélectivité en fréquence est donc la méthode la plus courante de classification des filtres. Des noms tels que passe-bas, passe-haut, passe-bande et coupe-bande sont utilisés pour classer les filtres, mais il faut plus qu'un nom pour décrire complètement un filtre. Dans la plupart des cas, un ensemble précis de spécifications est nécessaire afin de permettre la conception appropriée d'un filtre. Il existe deux principaux ensembles de spécifications nécessaires pour définir complètement la réponse d'un filtre, et chacun d'eux peut être fourni de différentes manières.

Les spécifications de fréquence utilisées pour décrire la ou les bandes passantes et les bandes d'arrêt peuvent être fournies en hertz (Hz) ou en radians/seconde (rad/sec). Nous utiliserons la variable de fréquence f mesurée en hertz comme spécifications d'entrée et de sortie du filtre car c'est une façon un peu plus courante de discuter de la fréquence [20, 17].

Les autres spécifications principales du filtre sont les caractéristiques de gain de bande (s) passante (s) et de bande (s) d'arrêt de la réponse du filtre. Le gain d'un filtre est simplement le rapport entre le niveau du signal de sortie et le niveau du signal d'entrée. Si le gain du filtre est supérieur à 1, alors le signal de sortie est supérieur au signal d'entrée, tandis que si le gain est

inférieur à 1, la sortie est plus petite que l'entrée. Dans la plupart des applications de filtrage, la réponse de gain dans la bande d'arrêt est très faible. Pour cette raison, le gain est généralement converti en décibels (dB). Par exemple, la réponse de gain de bande passante d'un filtre peut être spécifiée à 0,707 ou -3,0103 dB, tandis que le gain de bande d'arrêt peut être spécifié à 0,0001 ou -80,0 dB.

Le rôle essentiel d'un filtre consiste à modifier le spectre des signaux qui vont y transiter afin d'obtenir des caractéristiques particulières. Citons, par exemple, le cas des filtres qualifiés de correcteurs, qui amplifient les signaux de fréquences basses et laissent passer les signaux de fréquences élevées sans les modifier, afin de pallier à la déficience des haut-parleurs dans le domaine des basses fréquences.

I.4 TYPES DE FILTRES

On définit ici 4 types de filtres les plus classiques

- Les filtres passe-bas qui laissent intact les basses fréquences d'un signal et en atténuent les hautes fréquences.
- Les filtres passe-haut qui laissent intact les hautes fréquences d'un signal et en atténuent les basses fréquences.
- Les filtres passe-bande qui sélectionnent une partie du spectre d'un signal autour d'une fréquence spécifiée, avec une largeur plus ou moins grande.
- Les filtres coupe-bande, qui atténuent fortement une partie du spectre d'un signal autour d'une fréquence spécifiée, avec une largeur plus ou moins grande.

I.4.1 Filtre passe-bas

Un filtre passe-bas est un filtre qui laisse passer les basses fréquences et qui atténue les hautes fréquences, c'est-à-dire les fréquences supérieures à la fréquence de coupure. Il pourrait également être appelé filtre coupe-haut. Le filtre passe-bas est l'inverse du filtre passe-haut et ces deux filtres combinés forment un filtre passe-bande [18, 19].

Le concept de filtre passe-bas est une transformation mathématique appliquée à des données (un signal). L'implémentation d'un filtre passe-bas peut se faire numériquement ou avec des composants électroniques. Cette transformation a pour fonction d'atténuer les fréquences supérieures à sa fréquence de coupure F_c et ce, dans le but de conserver uniquement les basses fréquences. La fréquence de coupure du filtre est la fréquence séparant les deux modes de fonctionnement idéaux du filtre : passant ou bloquant.

La figure I.2 montre la réponse typique d'un filtre passe-bas en utilisant les spécifications de fréquence et de gain nécessaires à la conception d'un filtre de précision. La plage de fréquences de la spécification du filtre a été divisée en trois zones. La bande passante s'étend de la fréquence nulle à la fréquence passe-bande de bord f_{pass} , et la bande d'arrêt s'étend de la fréquence de bord d'arrêt f_{stop} à l'infini. Ces deux bandes sont séparées par la bande de transition qui s'étend de f_{pass} à f_{stop} . La réponse du filtre dans la bande passante peut varier entre 0 dB et le gain de bande passante, tandis que le gain dans la bande d'arrêt peut varier entre le gain de bande d'arrêt a_{stop} et l'infini négatif. (Le gain de 0 dB dans la bande passante correspond à un gain de 1, tandis que le gain d'infini négatif dans la bande d'arrêt correspond à un gain de 0.) La sélectivité d'un filtre passe-bas peut maintenant être spécifiée avec seulement quatre paramètres : le gain de bande passante a_{pass} , le gain de bande d'arrêt a_{stop} , la fréquence de bord de bande passante f_{pass} et la fréquence de bord de bande d'arrêt f_{stop} [20].

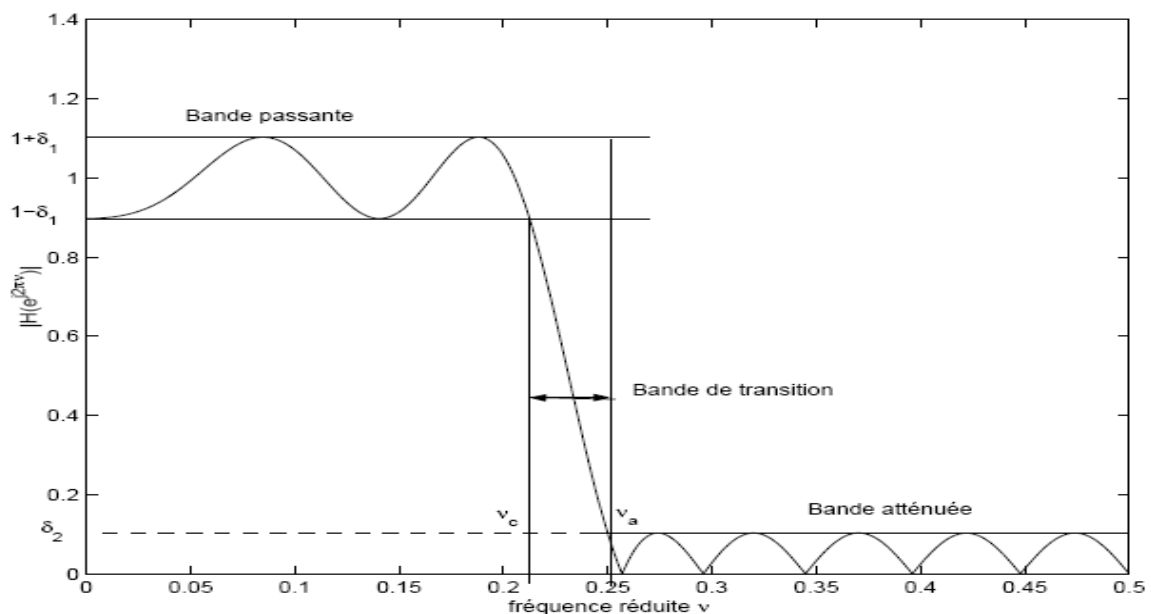


Figure I.3 Spécification du filtre passe-bas.

I.4.2 Filtres passe-haut

Un filtre passe-haut peut être spécifié comme le montre la figure I.3. Notez que dans ce cas, la bande passante s'étend de f_{pass} à l'infini (pour les filtres analogiques) et est située à une fréquence plus élevée que la bande d'arrêt qui s'étend de zéro à f_{stop} . La bande de transition sépare toujours la bande passante et la bande d'arrêt. Le gain de bande passante est toujours spécifié comme a_{pass} (dB) et le gain de bande d'arrêt est toujours spécifié comme a_{stop} (dB). Les filtres passe-haut sont utilisés lorsqu'il est important d'éliminer les basses fréquences d'un signal.

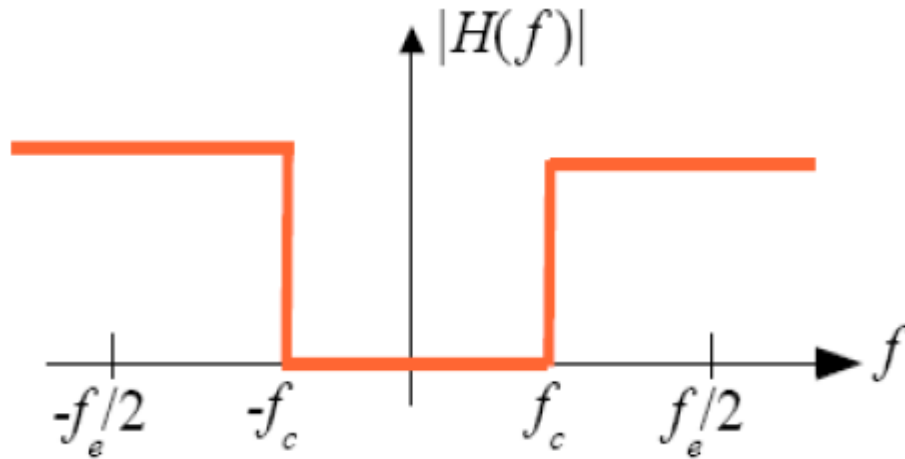


Figure I.4 Spécification du filtre passe-haut.

I.4.3 Filtres passe-bande

La spécification de filtre pour un filtre passe-bande illustré à la figure I.4 nécessite un peu plus de description. Un filtre passe-bande passera une bande de fréquences tout en atténuant les fréquences supérieures ou inférieures à cette bande. Dans ce cas, la bande passante existe entre la fréquence de bord inférieure de bande passante f_{pass1} et la fréquence de bord supérieur de bande passante f_{pass2} . Un filtre passe-bande a deux bandes d'arrêt. La bande d'arrêt inférieure s'étend de zéro à f_{stop1} , tandis que la bande d'arrêt supérieure s'étend de f_{stop2} à l'infini (pour les filtres analogiques). Dans la bande passante, il y a un seul paramètre de gain de bande passante en décibels. Cependant, des paramètres individuels pour le gain de bande d'arrêt inférieur $astop1$ (dB) et le gain de bande d'arrêt supérieur $astop2$ (dB) pourraient être utilisés si nécessaire[20].

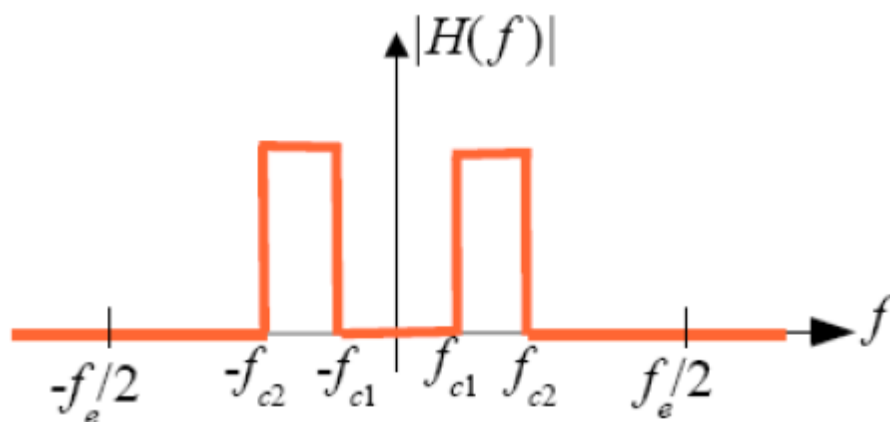


Figure I.5 Spécification du filtre passe-bande.

Un bon exemple d'application d'un filtre passe-bande est le traitement des signaux vocaux. La voix humaine normale a un contenu en fréquence situé principalement dans la plage de 300 à 3 000 Hz. Par conséquent, la réponse en fréquence de tout système conçu pour transmettre principalement des signaux vocaux doit contenir le signal d'entrée dans cette plage de fréquences. Dans ce cas, f_{pass1} serait de 300 Hz et f_{pass2} serait de 3000 Hz. Les fréquences de front de bande d'arrêt seraient sélectionnées en fonction de la vitesse à laquelle nous voudrions que la réponse du signal se déroule au-dessus et en dessous de la bande passante.

I.4.4 Filtres coupe-bande

Le dernier type de filtre est le filtre coupe-bande comme le montre la figure I.5. Dans ce cas, la bande de fréquences rejetée est située entre les deux bandes passantes. La bande d'arrêt existe entre la fréquence de bord inférieur de bande d'arrêt f_{stop1} et la fréquence de bord supérieur de bande d'arrêt f_{stop2} . Le filtre coupe-bande a deux bandes passantes. La bande passante inférieure s'étend de zéro à f_{pass1} , tandis que la bande passante supérieure s'étend de f_{pass2} à l'infini (pour les filtres analogiques). Dans la bande d'arrêt, le paramètre de gain de bande d'arrêt unique a_{stop} est utilisé. Cependant, des paramètres de gain individuels pour les bandes passantes inférieure et supérieure, a_{pass1} et a_{pass2} (en dB) respectivement, pourraient être utilisés si nécessaire.

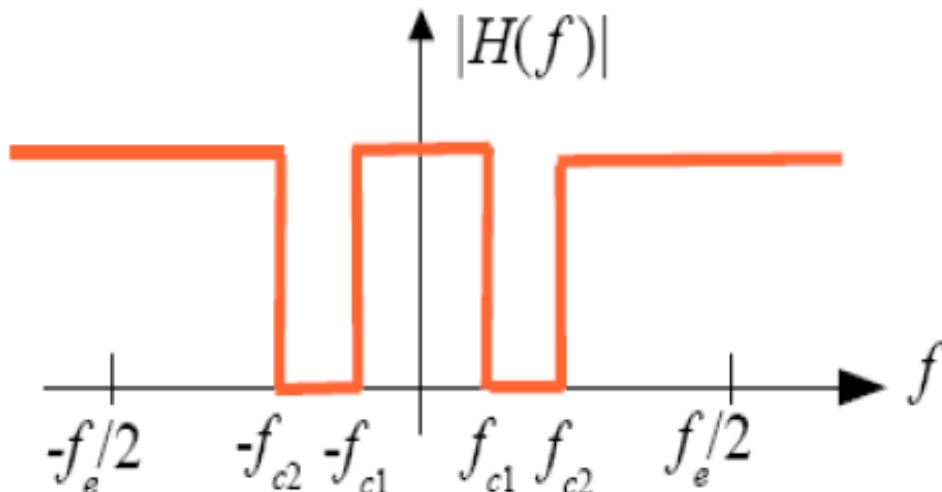


Figure I.6 Spécification du filtre coupe-bande.

Un excellent exemple d'application coupe-bande serait un filtre coupe-bande de 50 Hz utilisé dans un équipement de mesure sensible. La plupart des équipements de mesure électroniques fonctionnent aujourd'hui à partir d'une source d'alimentation AC utilisant une

fréquence d'entrée de 50 Hz. Cependant, il n'est pas rare qu'une partie du signal à 40 Hz pénètre dans les zones de mesure sensibles de l'équipement. Afin d'éliminer cette fréquence gênante, un filtre coupe-bande (parfois appelé filtre coupe-bande dans ces applications) pourrait être utilisé avec f_{stop1} réglé à 58 Hz et f_{stop2} réglé à 62 Hz. Les fréquences de front de bande passante pourraient être ajustées en fonction des autres exigences techniques du filtre.

I.5 FILTRE PASSE-BAS ANALOGIQUE

Un filtre passe-bas peut être implémenté de façon analogique avec des composants électroniques. Ainsi, ce genre de filtre s'applique sur des signaux continus en temps réel. Les composants et la configuration du circuit fixeront les différentes caractéristiques du filtre, telles que l'ordre, la fréquence de coupure et son diagramme de Bode. Les filtres analogiques classiques sont du premier ou du second ordre. Il existe plusieurs familles de filtres analogiques : Butterworth, Tchebychev, Bessel, elliptique, etc. L'implémentation des filtres de même famille se fait généralement en utilisant la même configuration de circuit, et ceux-ci possèdent la même forme de fonction de transfert, mais ce sont les paramètres de celle-ci qui changent, donc la valeur des composants du circuit électrique.

I.6 FILTRE PASSE-BAS DU PREMIER ORDRE

Il est à noter que l'étude théorique du filtre passe-bas n'a été réalisée que. Parce que notre étude s'intéresse beaucoup au filtre passe bas. Un filtre passe-bas du premier ordre est caractérisé par sa fréquence de coupure F_C . La fonction de transfert du filtre est obtenue en dé normalisant le filtre passe-bas normalisé en remplaçant ω_n par ω / ω_c , ce qui donne la fonction de transfert suivante :

$$H(j\omega) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{K}{1 + j \frac{\omega}{\omega_c}} \quad (I.1)$$

où

V_e est le signal d'entrée; V_s est le signal de sortie.

$$\omega = 2\pi F\omega = 2\pi F_c$$

Le module et la phase de la fonction de transfert sont égaux à :

$$|H(\omega)| = \left| \frac{V_s}{V_e} \right| = \frac{K}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}} \quad (I.2)$$

$$\arg H(j\omega) = -\arg\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_c}\right) = -\arctan \frac{\omega}{\omega_c} \quad (I.3)$$

Il y a plusieurs méthodes pour implémenter ce filtre. Une réalisation active et une réalisation passive sont ici présentées. K est le gain du filtre.

I.6.1 Circuit passif

La manière la plus simple de réaliser physiquement ce filtre est d'utiliser un circuit RC. Comme son nom l'indique, ce circuit est constitué d'une résistance R et d'un condensateur de capacité C . Ces deux éléments sont placés en série avec la source veldu signal. Le signal de sortie v_s est récupéré aux bornes du condensateur. Alors que la résistance est constante quelle que soit la fréquence, il n'en est pas de même pour le condensateur ; plus la fréquence est élevée, moins le condensateur a le temps de se charger/décharger. Lorsque la fréquence tend vers l'infini, le condensateur se comporte comme un court-circuit (shunt). Lorsque la fréquence tend vers 0, il se comporte comme un circuit ouvert. Il s'agit en quelque sorte d'une résistance variable en fonction de la fréquence, la figure I.6 montre un filtre passe-bas analogique d'ordre 1 réalisé avec un circuit RC.

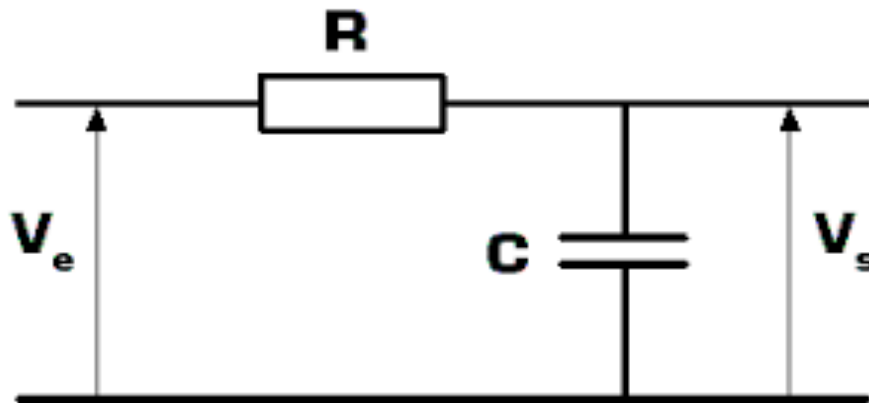


Figure I.7 Un filtre passe-bas analogique d'ordre 1 réalisé avec un circuit RC.

Pour retrouver la fonction de transfert de ce filtre, il faut travailler dans le domaine de Laplace en utilisant les impédances des éléments. Avec cette technique, le circuit devient un simple diviseur de tension, et on obtient :

$$H(j\omega) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{K}{1 + jRC\omega} \quad (\text{I. 4})$$

Dans cette équation, j est un nombre complexe (j tel que $j^2 = -1$) et ω est la pulsation du circuit ou fréquence radiale, exprimée en rad/s.

Comme la fréquence de coupure d'un circuit RC est :

$$F_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (\text{I. 5})$$

Ou

$$w_c = \frac{1}{RC} \quad (I.6)$$

w_c : est la pulsation de coupure.

L'impédance de sortie d'un filtre passe-bas passif est relativement élevée par rapport à la réalisation du filtre actif. Cette valeur de résistance pourrait créer une chute de tension indésirable ou rendre difficile l'adaptation d'impédance. Par conséquent, les filtres passifs sont généralement utilisés pour mettre en œuvre un seul pôle. Les filtres amplificateurs opérationnels unipolaires ont l'avantage supplémentaire «d' isoler » la haute impédance du filtre des circuits suivants

Avec cette fonction de transfert, on peut obtenir les diagrammes de Bode:

Le gain en décibels :

$$G_{dB} = 20 * \log|H(w)| = -10 * \log(1 + (wRC)^2) \quad (I.7)$$

La phase en radians:

$$\arg H(jw) = - \arctan(wRC) \quad (I.8)$$

On distingue alors deux situations idéales :

Lorsque $w \ll w_c$, on a : $G_{dB} \simeq 0 \text{ dB}$ Cela signifie que le filtre est activé.

Lorsque $w \gg w_c$, on a : $G_{dB} \simeq -20 \log\left(\frac{w}{w_c}\right)$ et $\arg H(jw) = -90$

On remarque que pour $\omega = \omega_c$, on a : $G_{dB} \simeq -3 \text{ dB}$

I.6.2 Circuit actif

Il est à noter que l'étude théorique du filtre passe-bas n'a été réalisée que. Parce que notre étude s'intéresse beaucoup au filtre passe bas. Il est également possible de réaliser un filtre passe-bas avec un circuit actif. Cette option permet d'ajouter du gain au signal de sortie, c'est-à-dire d'obtenir une amplitude supérieure à 0 dB dans la bande passante. Plusieurs configurations permettent d'implémenter ce genre de filtre, la figure I.7 montre un filtre passe-bas actif.

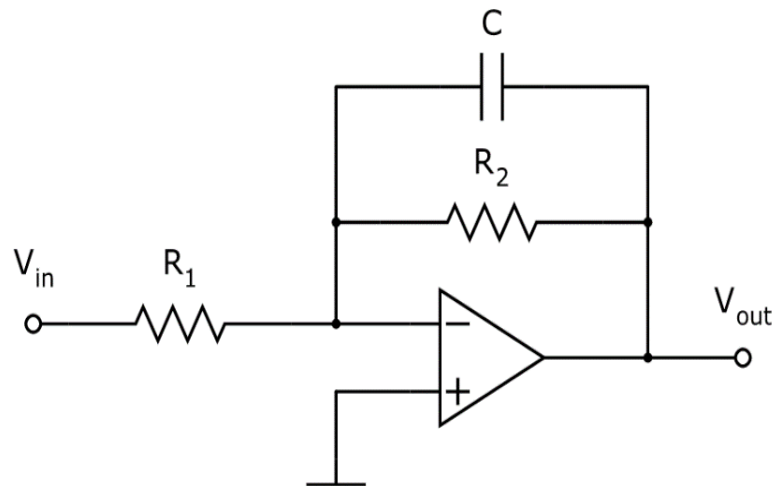


Figure I.8 Un filtre passe-bas .

Dans la configuration présentée ici, la fréquence de coupure se définit comme suit :

$$F_c = \frac{1}{2\pi R_2 C} \quad (\text{I. 9})$$

$$\omega_c = \frac{1}{R_2 C} \quad (\text{I. 10})$$

En utilisant les propriétés des amplificateurs opérationnels, et les impédances des éléments, on obtient la fonction de transfert suivante :

$$H(j\omega) = \frac{V_S}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} * \frac{1}{1 + jR_2 C \omega} \quad (\text{I. 11})$$

On distingue alors deux situations idéales :

Lorsque $\omega \ll \omega_c$, on a : $H(j\omega) \simeq -\frac{R_2}{R_1}$

Lorsque $\omega \gg \omega_c$, on a : $H(j\omega) \simeq 0$

I.7 DIAGRAMME DE BODE

Nous faisons un petit retour sur le diagramme de Bode pour mettre notamment en avant les petites subtilités qui apparaissent dans le cas d'un filtrage actif et pour généraliser les notions qui ont été abordées au cours du chapitre précédent.

Comme le filtre est dorénavant actif, le gain peut être quelconque y compris supérieur à 1, à 0 dB en échelle logarithmique. L'ordre du filtre se traduit en général sur le plan mathématique formel par un polynôme de degré n au dénominateur de la fonction de transfert.

Il faut également comprendre que choisir un filtre correspond à faire un compromis entre une fonction de transfert idéale et la réalité physique qui impose ses contraintes notamment en termes de complexité voire tout simplement de faisabilité.

La figure I.8 montre le diagramme de Bode du code passe-bas passif du premier ordre, qui est un diagramme de l'exemple ci-dessus.

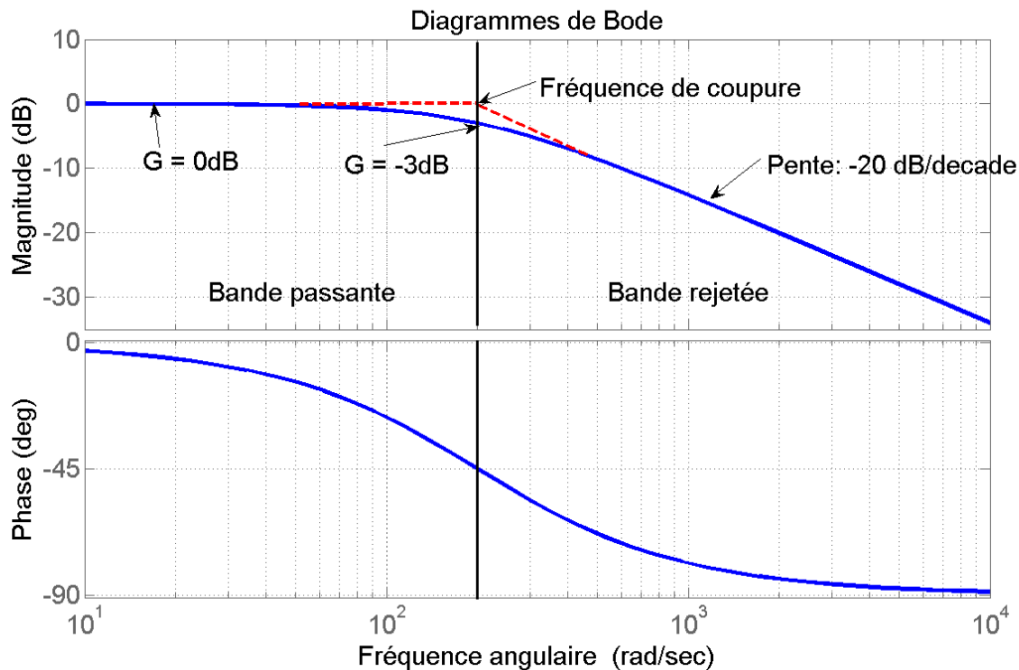


Figure I.9 Diagrammes de Bode du filtre passe-bas passif d'ordre 1.

Toutefois, on montre, qu'un tel filtre n'est pas réalisable physiquement en temps réel. Un des problèmes que pose cette fonction de transfert idéale est la verticale à la fréquence de coupure. En réalité, avec un circuit réel, on peut obtenir une pente raide, d'autant plus raide que l'ordre du filtre sera élevé, mais sans jamais toutefois obtenir une pente verticale. Plus l'ordre du filtre est élevé, plus le circuit sera complexe puisqu'il faudra cascader plusieurs cellules du premier et second ordre. On comprend d'ores et déjà pourquoi, le concepteur de filtre sera toujours amené à adopter un compromis entre le cahier des charges et les contraintes de la faisabilité physique.

I.8 GABARIT

Les autres spécifications principales du filtre sont les caractéristiques de gain du bande (s) passante (s) et bande (s) d'arrêt de la réponse du filtre. Le gain d'un filtre est simplement le

rapport entre le niveau du signal de sortie et le niveau du signal d'entrée. Si le gain du filtre est supérieur à 1, le signal de sortie est plus grand que le signal d'entrée, tandis que si le gain est inférieur à 1, la sortie est plus petite que l'entrée. Dans la plupart des applications de filtrage, la réponse de gain dans la bande d'arrêt est très faible. Pour cette raison, le gain est généralement converti en décibels (dB).

$$\text{Gain dB} = 20 \cdot \log(\text{gain}) \quad (\text{I.12})$$

Afin de pouvoir spécifier clairement et sans ambiguïté les besoins des utilisateurs, par exemple, ou les caractéristiques techniques d'un système, des définitions ont été énoncées pour les filtres fréquentiels. Nous avons déjà parlé de quelques-unes d'entre elles dans le paragraphe précédent (fréquence de coupure, bande passante). Nous allons maintenant en faire une description plus détaillée, en prenant pour exemple un filtre passe-bas comme elle présentée dans la figure I.9.

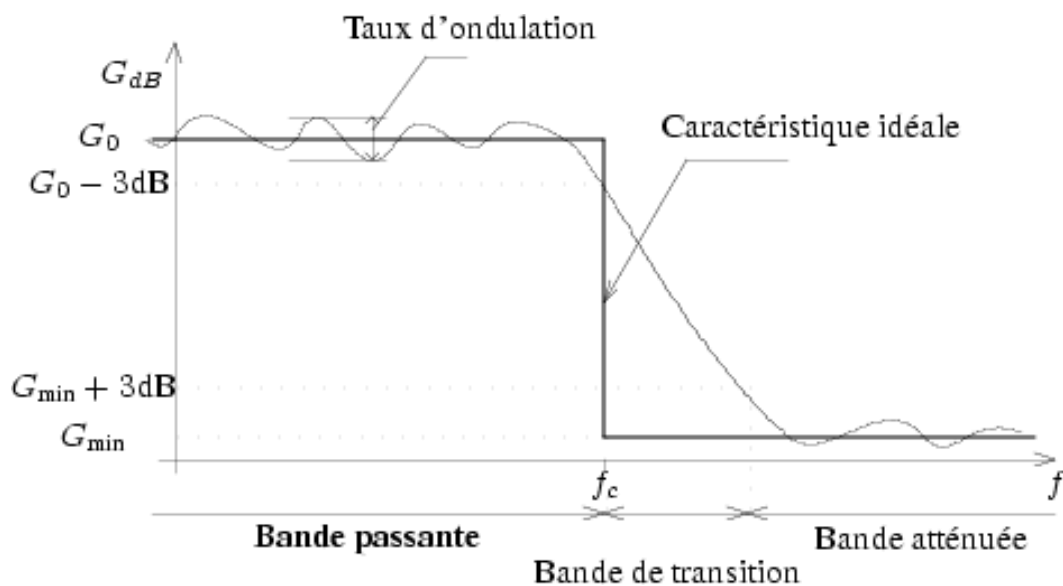


Figure I.10 Diagrammes du filtre passe-bas.

Notations :

1. FC désigne la fréquence de coupure.
2. Définitions : Voici les paramètres que l'on doit spécifier en général pour définir un filtre passe-bas
 1. la bande passante est définie comme étant le domaine de fréquences où le gain en décibels est supérieur ou égal à $G_0 - 3\text{dB}$;

2. la bande de transition est définie comme étant le domaine de fréquences où le gain en décibels est compris entre $G_{min} + 3dB$ et $G_0 - 3dB$;
3. La bande atténuée est définie comme étant le domaine de fréquences où le gain en décibels est inférieur ou égal à $G_{min} + 3dB$;
4. L'atténuation de la bande atténuée vaut $G_0 - G_{min}$ (en dB) ;
5. La fréquence de coupure est définie comme étant la fréquence pour laquelle le gain vaut $G_0 - 3dB$. On peut parler de fréquence de coupure principale et de fréquence de coupure secondaire si le gain présente deux plateaux de hauteurs différentes ;
6. On doit également préciser le taux d'ondulation (différence, en dB, entre l'amplitude des oscillations et le gain dans la bande passante) dans la bande passante et éventuellement dans la bande atténuée.

I.9 CONCEPTION DU FILTRE PASSE-BAS ANALOGIQUE BUTTERWORTH

La fonction d'approximation de Butterworth est souvent appelée réponse maximale plate car aucune autre approximation n'a une transition plus douce à travers la bande passante vers la bande d'arrêt. La réponse en phase est également très lisse, ce qui est important lorsque l'on considère la distorsion. Le polynôme de Butterworth passe-bas a une fonction de transfert omnipolaire sans présence de zéros finis. C'est la méthode d'approximation de choix lorsqu'une distorsion de phase faible et une sélectivité modérée sont requises[20, 17].

Dans cette sous-section, nous considérerons le filtre passe-bas de Butterworth dont la fonction de magnitude au carré est :

$$A^2(w) = \frac{1}{(w/w_c)^{2k} + 1} \quad (I.13)$$

I.9.1 Ordre Butterworth

L'ordre du filtre Butterworth dépend des spécifications fournies par l'utilisateur. Ces spécifications incluent les fréquences de front et les gains (figure I.10). Dans cette formulation, notez que c'est le rapport des fréquences de la bande d'arrêt et de la bande passante qui est important, pas l'un de ces indépendamment. Cela signifie qu'un filtre avec un ensemble de gains donné nécessitera le même ordre, que les fréquences de front soient de 100 et 200 rad / sec ou de 100 000 et 200 000 Hz. La valeur de n calculée à l'aide de cette équation doit toujours être

arrondie au prochain entier le plus élevé afin de garantir que les spécifications seront respectées par l'ordre entier du filtre conçu:

$$k = \frac{\log[(10^{-0.1.a_{stop}} - 1)/(10^{-0.1.a_{pass}} - 1)]}{2 \log(w_{stop}/w_{pass})} \quad (\text{I. 14})$$

où k est un entier positif et w_c est la fréquence de coupure (3 dB). La figure I.10 est un tracé de la relation (I. 14) pour $k=1,2,4,$ et 8 .

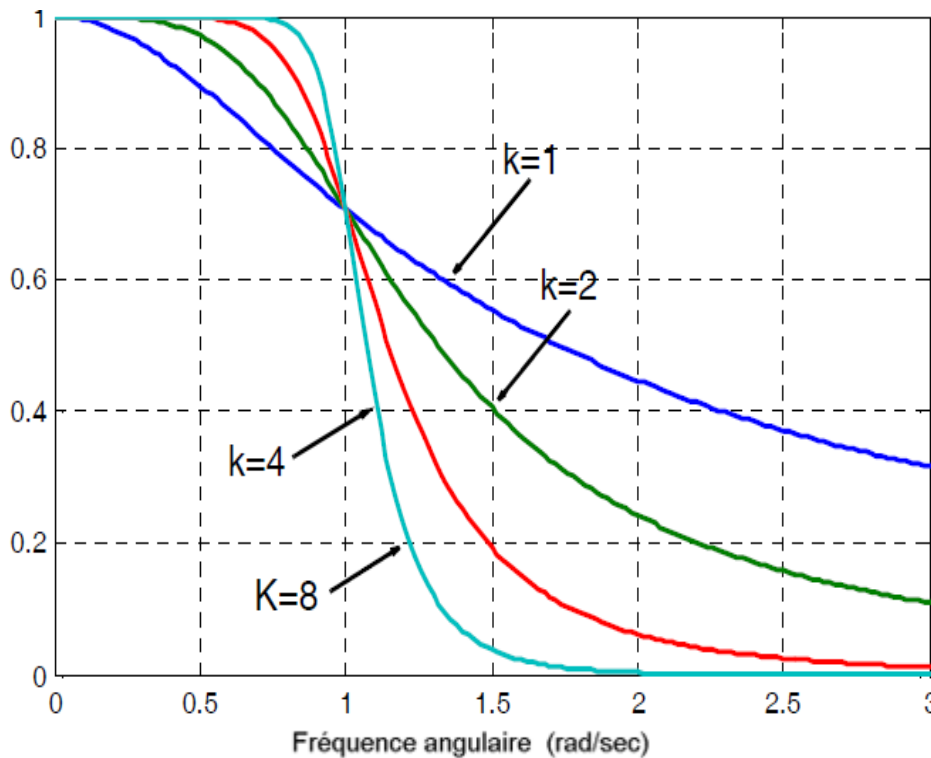


Figure I.11 Réponses de magnitude du Butterworth.

La réponse en fréquence du filtre de Butterworth est au maximum plate (sans ondulations) dans la bande passante, et descend vers zéro dans la bande d'arrêt. Lorsqu'elle est vue sur un tracé de Bode logarithmique, la réponse décroît linéairement vers l'infini négatif.

La forme générale de tout filtre passe-bas analogique (Butterworth, Chebyshev, Elliptic, etc.) est :

$$G(s) = \frac{b}{a_k s^k + \dots + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (\text{I. 15})$$

Le tableau I.1 énumère les formes factorisées des polynômes dénominateurs en termes de facteurs linéaires et quadratiques à fréquence normalisée $\omega_c = 1$ rad/s.

Dénominateur sous forme factorisée pour les filtres passe-bas Butterworth	
k	Dénominateur
1	$S+1$
2	$S^2+ 1.4142s +1$
3	$(s + 1)(s^2+s+1)$
4	$(S^2+0.7654s+1)(s^2+1.8478s+1)$
5	$(s + 1)(s^2 + 0.6180s + 1)(s^2 + 1.6180s + 1)$
6	$(s^2 + 0.5176s + 1)(s^2 + 1.4142s + 1)(s^2 + 1.9318s + 1)$
7	$(s + 1)(s^2 + 0.4449s + 1)(s^2 + 1.2465s + 1)(s^2 + 1.8022s + 1)$
8	$(s^2 + 0.3896s + 1)(s^2 + 1.1110s + 1)(s^2 + 1.6630s + 1)(s^2 + 1.9622s + 1)$

Tableau I.1 Formes factorisées pour les filtres passe-bas de Butterworth.

I.10 CONCEPTION DU FILTRE PASSE-BAS ANALOGIQUE DE TYPE I DE CHEBYSHEV

La fonction d'approximation de Chebyshev a également une fonction de transfert de tous les pôles comme l'approximation de Butterworth. Cependant, contrairement au cas Butterworth, le filtre Chebyshev permet une variation ou une ondulation dans la bande passante du filtre. Cette réduction des restrictions imposées aux caractéristiques de la bande passante permet aux caractéristiques de transition du Chebyshev d'être plus raides que la transition de Butterworth. En raison de cette transition plus rapide, le filtre Chebyshev est capable de satisfaire les spécifications de l'utilisateur avec des filtres d'ordre inférieur à ceux du boîtier Butterworth. Cependant, la réponse de phase n'est pas aussi linéaire que dans le cas de Butterworth, et donc si une faible distorsion de phase est une priorité, l'approximation de Chebyshev n'est peut-être pas le meilleur choix [20, 17, 18].

La fonction de magnitude carrée du filtre passe-bas de type I de Chebyshev est définie comme :

$$A^2(\omega) = \frac{a}{1 + \varepsilon^2 C_k^2(\omega/\omega_c)} \quad (\text{I.16})$$

où la définition de ε est :

$$\varepsilon = \sqrt{10^{-0.1.a_{pass}} - 1} \quad (\text{I. 17})$$

et $C_k(\omega)$ est le polynôme de Tchebychev du premier type de degré k . Le polynôme normalisé de Chebyshev ($\omega_0 = 1$) est défini comme [20, 17] :

$$C_k = \cos[k.\cos^{-1}(w)] \quad w \leq 1 \quad (\text{I. 18})$$

$$C_k = \cosh[k.\cosh^{-1}(w)] \quad w > 1 \quad (\text{I. 19})$$

I.10.1 Ordre du filtre Chebyshev

L'ordre du filtre Chebyshev dépendra des spécifications fournies par l'utilisateur. La forme générale du calcul de l'ordre est la même que pour Butterworth, sauf que la fonction cosinus hyperbolique inverse est utilisée à la place de la fonction logarithme commune. Comme dans le cas de Butterworth, la valeur de k réellement calculée doit être arrondie au prochain entier le plus élevé afin de garantir que les spécifications seront respectées. La figure I.11 montre la réponse de magnitude du second ordre de Tchebychev.

$$k = \frac{\cosh^{-1} \left[\sqrt{(10^{-0.1.a_{stop}} - 1)/(10^{-0.1.a_{pass}} - 1)} \right]}{\cosh^{-1}(w_{stop}/w_{pass})} \quad (\text{I. 20})$$

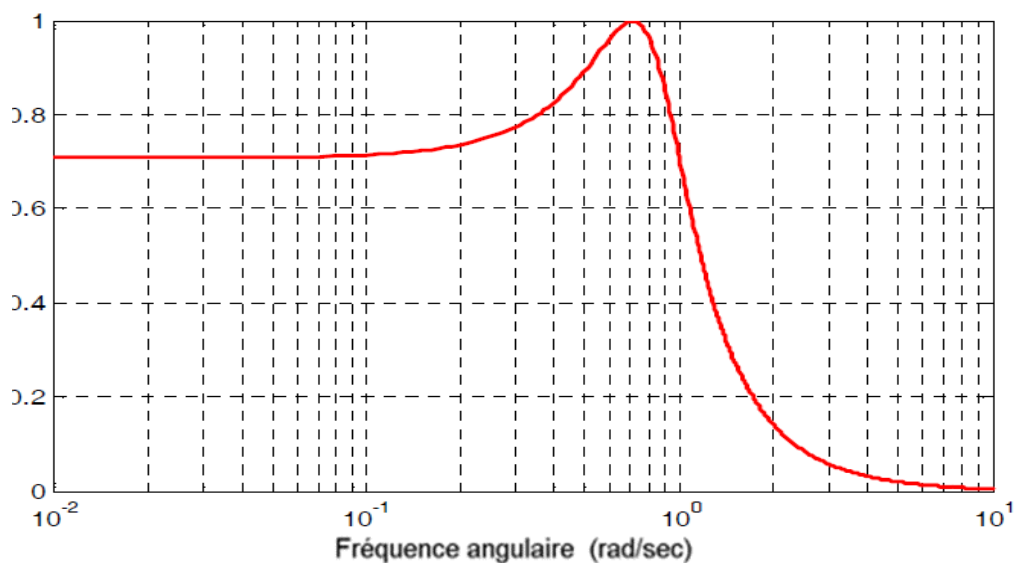


Figure I.12 Réponses de module du second ordre de Tchebychev.

I.11 CONCEPTION DU FILTRE PASSE-BAS ANALOGIQUE DE TYPE II DE CHEBYSHEV

Le filtre de Tchebychev de type 2, également connu sous le nom de Tchebychev inverse, présente une atténuation monotone en bande passante, comme le filtre de Butterworth, mais son

comportement en bande atténuée est différent : la courbe de réponse alterne entre une série de maxima, dont la valeur est spécifiée lors de la conception du filtre, et de points où l'atténuation est totale (pôles).

Pour les ordres impairs, l'atténuation devient infinie lorsque la fréquence s'écarte indéfiniment (au sens logarithmique) de la fréquence de coupure. En revanche, pour les ordres pairs, l'atténuation tend vers la valeur limite du gabarit. Cette particularité rend la synthèse des filtres de type 2 d'ordre pair impossible si l'on se limite à des capacités et des inductances : il faut au moins un transformateur et/ou un amplificateur.

En raison des pôles présents à des fréquences finies, le filtre de type 2 présente une topologie de base qui alterne des composants simples avec des circuits LC série ou parallèle. À l'inverse du type 1, il n'est donc pas synthétisable par une procédure en échelle.

Ce filtre est assez peu utilisé, en raison de sa (relative) méconnaissance, de la nécessité de régler les circuits LC précisément, et d'une certaine difficulté à calculer la valeur des composants. Il a cependant des caractéristiques meilleures que le type 1 en bande passante, notamment l'absence d'ondulation et un meilleur temps de propagation de groupe, ce qui signifie moins de distorsion des signaux complexes.

I.11.1 Réponse de module inverse de Chebyshev

La fonction d'approximation de Chebyshev inverse, également appelée fonction de Chebyshev de type II, est une approximation rationnelle avec des pôles et des zéros dans sa fonction de transfert. Cette approximation a une réponse lisse et maximale plate dans la bande passante, tout comme l'approximation de Butterworth, mais a une ondulation dans la bande d'arrêt causée par les zéros de la fonction de transfert. L'approximation de Chebyshev inverse fournit de meilleures caractéristiques de transition que le filtre de Butterworth et une meilleure réponse de phase que le Chebyshev standard. Bien que l'inverse Chebyshev ait ces caractéristiques pour le recommander au concepteur de filtre, il est plus impliqué dans la conception.

Les types de Chebyshev de type II, également connus sous le nom de filtres de Chebyshev inversés, sont caractérisés par l'approximation de magnitude-carré suivante :

$$A^2(w) = \frac{\varepsilon_i^2 C_k^2(w/w_c)}{1 + \varepsilon_i^2 C_k^2(w/w_c)} \quad (\text{I.21})$$

Où

$$\varepsilon_i = \sqrt{10^{-0.1.a_{pass}} - 1} \quad (I.22)$$

I.11.2 Ordre inverse de Tchebychev

En raison de la nature de la dérivation de la fonction d'approximation de Chebyshev inverse à partir de l'approximation de Chebyshev standard, il n'est pas surprenant que le calcul de l'ordre pour un Chebyshev inverse soit le même que pour le Chebyshev standard:

$$k = \frac{\cosh^{-1} \left[\sqrt{(10^{-0.1.a_{stop}} - 1)/(10^{-0.1.a_{pass}} - 1)} \right]}{\cosh^{-1}(w_{stop}/w_{pass})} \quad (I.23)$$

La figure I.12 montre la réponse de magnitude du second ordre de Tchebychev.

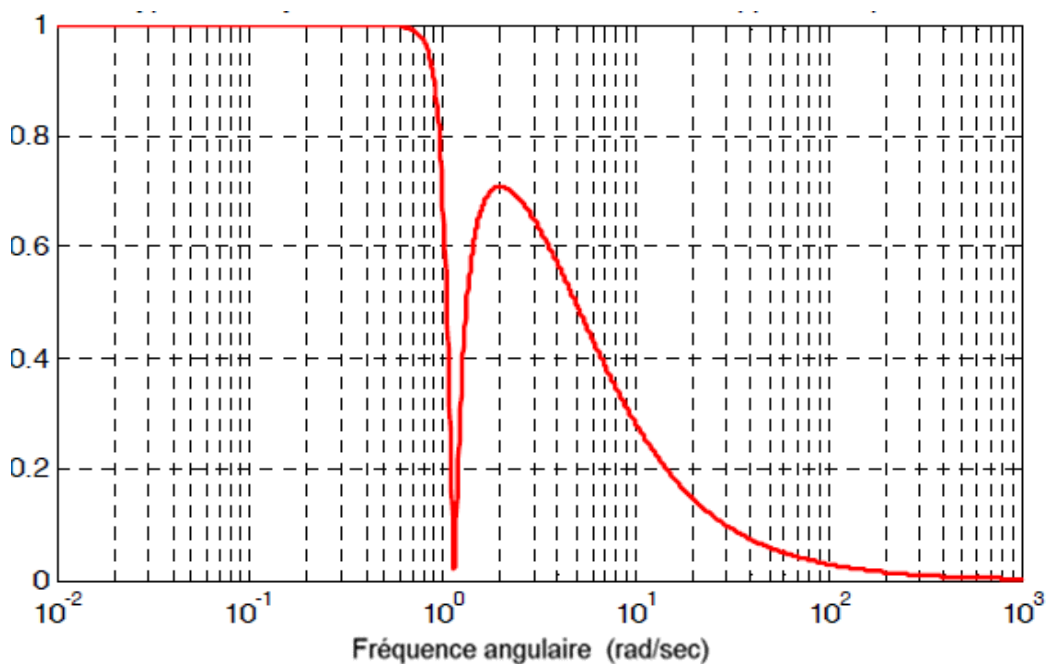


Figure I.13 réponses de module du troisième ordre de Chebyshev 2.

I.12 CONCEPTION DU FILTRE ELLIPTIQUE

Les filtres elliptiques, appelés également filtres de Cauer, en hommage au théoricien qui en exhiba le premier l'intérêt, sont des filtres dont la réponse est caractérisée par une ondulation tant en bande passante qu'en bande atténuée. Cauer a montré qu'ils sont optimaux en ce sens qu'aucun filtre, à ordre donné, ne présente une coupure plus raide que les filtres elliptiques. Mathématiquement, ces filtres font appel au formalisme des transformations conformes, ils s'appuient donc sur la théorie des fonctions elliptiques de Jacobi, d'où leur nom.

La fonction d'approximation elliptique fournit la meilleure caractéristique de sélectivité de toutes les méthodes d'approximation discutées jusqu'à présent. Aucune autre méthode

d'approximation ne pourra fournir un filtre d'ordre inférieur pour les spécifications fournies. Le filtre elliptique combine l'ondulation dans la bande passante et la bande d'arrêt afin d'accomplir cet exploit. Cependant, l'approximation elliptique est également la plus difficile à concevoir.

I.12.1 Réponse de module elliptique

Les filtres elliptiques possèdent trois degrés de liberté, contrairement aux autres filtres qui n'en présentent que deux au maximum : leur ordre, l'ondulation en bande passante et la raideur de la coupure, laquelle détermine également l'atténuation minimale en bande atténuée.

La fonction de magnitude carrée du filtre passe-bas de type I de Chebyshev est définie comme:

Dans cette sous-section, nous considérerons le filtre passe-bas d'elliptiques dont la fonction de magnitude au carré est :

$$A^2(w) = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 R_k^2\left(\frac{w}{w_c}\right)} \quad (\text{I. 24})$$

où ε est tel que défini précédemment :

$$\varepsilon = \sqrt{10^{-0.1 a_{pass}} - 1} \quad (\text{I. 25})$$

où R_k représente une fonction elliptique rationnelle utilisée avec les intégrales elliptiques. Les filtres elliptiques ont une ondulation à la fois dans la bande passante et la bande d'arrêt, comme le montre la figure I.13 :

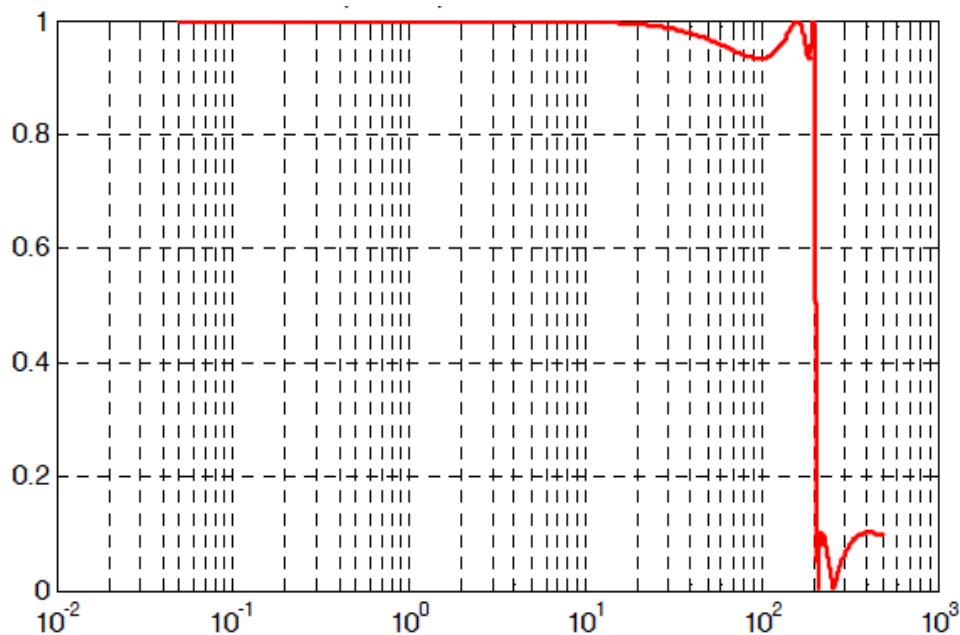


Figure I.14 réponses de module du filtre passe-bas elliptique

I.13 CONCLUSION

Au cours des dernières années, avec l'amélioration rapide de la technologie informatique, le traitement du signal est devenu plus important. Par conséquent, le problème de conception de filtres a reçu beaucoup d'attention. Ces filtres ont de nombreuses applications importantes, par exemple, dans les systèmes radar, sonar, de traitement du signal et d'images.

Dans ce chapitre, nous avons présenté un rappel théorique sur les filtres analogiques et leurs approximations mathématiques, et nous nous sommes particulièrement intéressés à la synthèse des fonctions de transfert et la présentation du filtre en utilisant le diagramme de Bode, sauf que les filtres analogiques présentent plusieurs inconvénients par exemple le filtre actif présente un mauvais comportement en hautes fréquences à cause des retards induits par la contre-réaction. Pour contourner ces problèmes il faut utiliser des filtres numériques qui seront l'objet du prochain chapitre.

CHAPITRE II
Généralités sur les filtres numériques

II.1 INTRODUCTION

Les filtres numériques ont un large éventail d'applications dans les domaines de la communication, du traitement d'images, de la reconnaissance de formes, etc. Les filtres sont un composant essentiel de la plupart des systèmes électroniques et en général de tout dispositif de traitement du signal. Le filtre numérique fonctionne sur des signaux d'échantillonnage à temps discret, contrairement aux filtres analogiques qui fonctionnent sur des signaux analogiques à temps continu. La plupart des systèmes électroniques ont un grand nombre de filtres qui répondent à diverses exigences.

Les filtres numériques peuvent, en théorie, réaliser la totalité des effets de filtrage pouvant être définis par des fonctions mathématiques ou des algorithmes. Les deux principales limitations des filtres numériques sont la vitesse et le coût. La vitesse du filtre est limitée par la vitesse (l'horloge, le « clock » en anglais) du processeur. Pour ce qui est du coût, celui-ci dépend du type de processeur utilisé. Par contre, le prix des circuits intégrés ne cesse de diminuer, et les filtres numériques se retrouvent partout dans notre environnement, radio, téléphone cellulaire, télévision, lecteurs MP3, etc.

Le filtrage est une forme de traitement du signal, obtenu par l'émission du signal utile par l'intermédiaire d'un ensemble de circuits électroniques, ce qui modifie de façon adaptative son spectre de fréquence, de phase, et donc sa forme. Le filtre est conçu pour extraire certaines informations relatives à ce signal, généralement pour retourner, à partir d'un signal incident, un signal qui est plus intelligible en termes de l'information qu'il contient et que l'on veut sélectionner. Le filtrage peut éliminer ou réduire les fréquences de bruit indésirables, soit isoler un signal complexe dans les bandes de fréquences utiles. Les avantages des filtres sont considérables : les modèles peuvent être personnalisés, précis et adaptables ; au-delà de leur fonction utile, ils peuvent être facilement intégrés dans des ensembles existants et peuvent générer des réductions de coûts dans la conception des composants.

Les filtres numériques peuvent être classés en plusieurs groupes, selon les critères de classification utilisés. Les deux principaux types de filtres numériques, classés selon la longueur de la réponse impulsionnelle, sont les filtres numériques à réponse impulsionnelle finie (filtres RIF) et les filtres numériques à réponse impulsionnelle infinie (filtres RII). Chaque type de filtres a des avantages et des inconvénients qui doivent être examinés avec soin lors de leur conception.

Les filtres numériques étant généralement réalisés par des processeurs, ils sont décrits à l'aide de langages de programmation.

Le filtre numérique est un système discret, et il peut effectuer une série de traitements mathématiques sur le signal d'entrée, et donc obtenir les informations souhaitées à partir du signal d'entrée. La fonction de transfert pour un linéaire

Un filtre numérique est composé essentiellement par les éléments suivants :

- Un ou plusieurs organes de retard
- Plusieurs opérateurs arithmétiques (additionneurs et multiplicateurs)
- Plusieurs registres contenant les coefficients de pondération du filtre

Les filtres numériques étant généralement réalisés par des processeurs, ils sont décrits à l'aide d'un langage de programmation. Nous nous envisageons, dans ce chapitre, de présenter des généralités sur les filtres numériques.

II.2 CLASSIFICATION

II.2.1 Filtre à réponse impulsionnelle infinie RII

II.2.1.1 Description

Un filtre numérique peut être défini par une équation aux différences, c'est-à-dire l'opération mathématique du filtre dans le domaine temporel (discret).

La forme générale du filtre d'ordre M est l'une des suivantes :

$$y[n] = \left\{ \sum_{k=0}^N b_k \cdot x[n-k] \right\} - \left\{ \sum_{k=1}^M a_k \cdot y[n-k] \right\} \quad (\text{II.1})$$

$$y[n] = b_0 \cdot x[n] + b_1 \cdot x[n-1] + \dots + b_N \cdot x[n-N] - a_1 \cdot y[n-1] - \dots - a_M \cdot y[n-M] \quad (\text{II.2})$$

II.2.1.2 Fonction de transfert

Une fonction de transfert, dans le domaine fréquentiel (Transformée en Z), permet également de définir un filtre numérique. Ainsi, la fonction de transfert générale d'ordre N d'un filtre numérique est la suivante :

$$H(Z) = \frac{Y(Z)}{X(Z)} = \frac{\sum_{k=0}^N b_k \cdot Z^{-k}}{1 + \sum_{k=0}^M a_k \cdot Z^{-k}} \quad (\text{II.3})$$

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_N z^{-N}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_M z^{-M}} \quad (\text{II.4})$$

Les valeurs des coefficients b_k et a_k fixeront le type du filtre : passe-bas, passe-haut, etc.

Si l'on souhaite connaître la réponse fréquentielle d'un filtre, il suffit de remplacer l'opérateur de retard z^{-1} par sa transformée de Fourier :

$$z^{-1} \Leftrightarrow \exp(-j\omega T_e) \equiv \exp(-j\Omega)$$

Où Ω est la pulsation numérique ou normalisée qui se mesure en [rad/échantillon]. On obtient alors

$$H(j\Omega) = \frac{b_0 + b_1 \cdot \exp(-j\Omega) + b_2 \cdot \exp(-j2\Omega) + \dots + b_N \cdot \exp(-jN\Omega)}{1 + a_1 \cdot \exp(-j\Omega) + a_2 \cdot \exp(-j2\Omega) + \dots + a_M \cdot \exp(-jM\Omega)} \quad (\text{II.5})$$

II.2.1.3 Réalisation

Les filtres numériques peuvent être réalisés à l'aide de trois éléments ou opérations de base, soit l'élément gain, l'élément de sommation et le retard unitaire ; ces éléments sont suffisants pour réaliser tous les filtres numériques linéaires possibles. La réalisation présentée dans la figure II.1 est une réalisation directe du filtre RII.

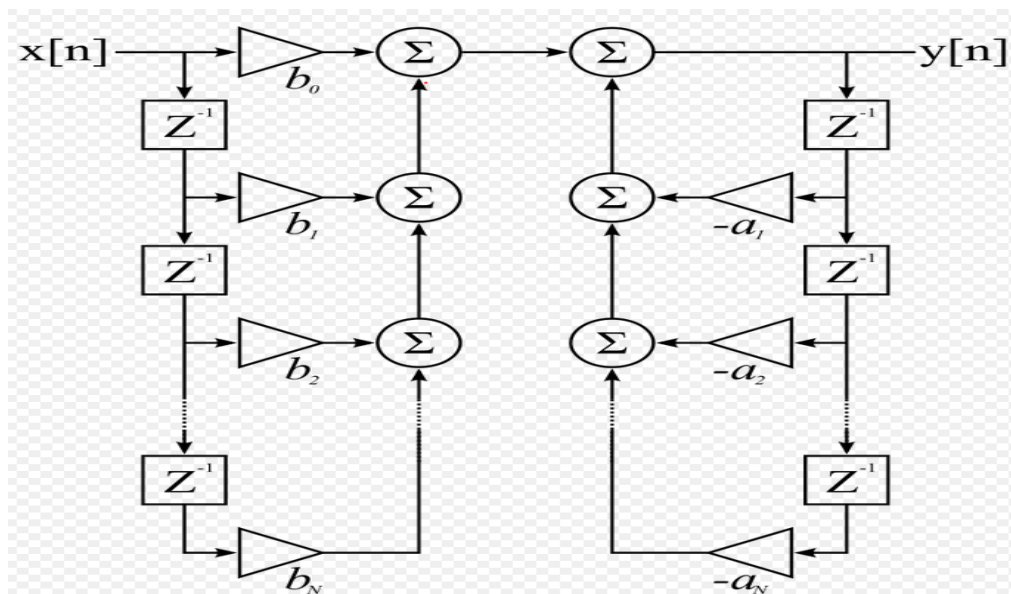


Figure II.1 Réalisation d'un filtre à réponse impulsionnelle infinie.

II.2.1.4 Propriétés

Les remarques générales suivantes peuvent être portées sur les filtres RII :

- Les filtres RII ne sont pas forcément stables, la stabilité dépend de la position des pôles

dans le plan complexe.

- Beaucoup moins de calculs par rapport à un filtre RIF équivalent au niveau des performances.
- Généralement, les filtres RII sont plus sensibles aux erreurs de quantification que les filtres RIF. La récursivité peut générer des erreurs cumulatives.
- Un filtre RII est plus sélectif qu'un filtre RIF du même ordre, c'est-à-dire que la transition entre la bande passante et la bande rejetée est plus rapide que dans le cas du filtre RIF.

II.2.2 Filtre à réponse impulsionnelle finie RIF

Les filtres numériques à réponse impulsionnelle finie sont également connus sous le nom de filtres numériques non récursifs car ils n'ont pas de réaction, bien que des algorithmes récursifs puissent être utilisés pour concevoir les filtres RIF. Ces filtres ont de nombreux avantages tels que la stabilité, la possibilité d'obtenir une phase linéaire. La phase linéaire fait référence à l'état dans lequel la réponse en phase du filtre est une fonction linéaire de la fréquence. Cela se traduit par le même retard à travers le filtre pour toutes les fréquences. Par conséquent, le filtre ne provoque pas de distorsion de phase.

Finité impulse réponse filtres (FIR) sont des filtres utilisés dans plusieurs applications, Leur popularité est due à leur simplicité ; ils n'utilisent qu'une séquence finie d'échantillons de signal d'entrée. Cette étape permet aux filtres FIR d'atteindre facilement des spécificités qui ne peuvent pas être obtenues avec une réponse impulsionnelle infinie ou des filtres IIR, en particulier dans la réalisation de filtres à phase linéaire causale [21].

De plus, les filtres FIR ont l'avantage d'être toujours stables, ce qui les rend très utiles pour une implantation facile du matériau.

II.2.2.1 Description

L'équation aux différences concerne les systèmes numériques tandis que les équations différentielles permettent de caractériser les systèmes analogiques. De façon générale le filtre à réponse impulsionnelle finie est décrit par la combinaison linéaire suivante :

$$y[n] = b_0 \cdot x[n] + b_1 \cdot x[n - 1] + \dots + b_N \cdot x[n - N] \quad (\text{II. 6})$$

En utilisant le symbole de sommation, l'équation peut être réécrite de la façon suivante :

$$y[n] = \sum_{k=0}^N b_k \cdot x[n - k] \quad (\text{II. 7})$$

$N+1$ = Nombre de coefficients (ordre du filtre).

b_k = Coefficients de la fonction de transfert du filtre.

L'équation (II.8) montre que les filtres FIR ne présentent pas le mode récursif dans leur implémentation.

De la transformée en Z de l'équation (II.8), on déduit facilement la fonction de transfert du système, c'est-à-dire la relation entre la transformée z de la sortie $y(n)$ et celle de l'entrée $x(n)$:

$$H(z) = \sum_{n=0}^N b_n Z^{-n} = b_0 + b_1 Z^{-1} + b_2 Z^{-2} + \dots + b_N Z^{-N} \quad (\text{II.8})$$

Pour mettre $Z = \exp\left(j2\pi \frac{f}{F_c}\right)$ on peut caractériser la fréquence du comportement de système de la manière suivante :

$$H(f) = \sum_{n=0}^N b_n \exp\left(-j2\pi n \frac{f}{F_c}\right) \quad (\text{II.9})$$

Les filtres numériques peuvent être réalisés à l'aide de trois éléments ou opérations de base. Soit l'élément gain, l'élément de sommation et le retard unitaire. Ces éléments sont suffisants pour réaliser tous les filtres numériques linéaires possibles. La réalisation présentée dans la figure II.2 est une réalisation directe du filtre RIF.

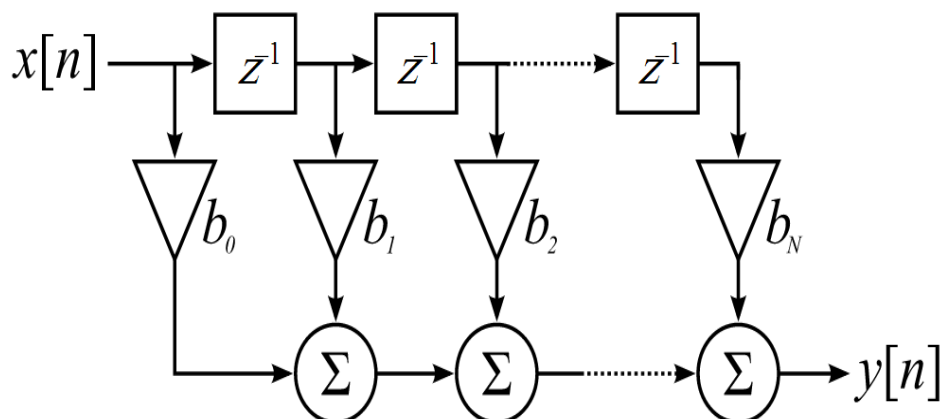


Figure II.2 Réalisation d'un filtre à réponse impulsionnelle finie.

A une séquence d'échantillons d'un signal d'entrée à temps discret $x(n)$, un filtre numérique, défini par sa réponse impulsionnelle $h(n)$ ou par sa fonction de transfert en z $H(z)$, répond par une séquence d'échantillons d'un signal de sortie $y(n)$ [27].

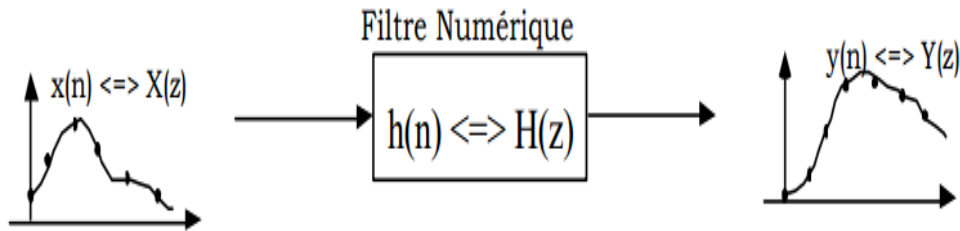


Figure II.3 Représentation sous forme de fonction de transfert en z .

II.2.2.3 Propriétés

Les remarques générales suivantes peuvent être portées sur les filtres RIF :

- Les filtres RIF sont forcément stables, peu importe les coefficients utilisés ;
- La complexité d'un filtre RIF est moindre que celle d'un filtre RII du même ordre. Cette propriété peut être utile sur les plateformes limitées en puissance de calcul ;
- Généralement, les filtres RIF sont moins sensibles aux erreurs de quantification que les filtres RII. L'absence de récursivité empêche les erreurs cumulatives.
- Un filtre RIF est moins sélectif qu'un filtre RII du même ordre. C'est-à-dire que la transition entre la bande passante et la bande rejetée est moins rapide que dans le cas du filtre RII.
- Contrairement à un RII, un filtre RIF peut avoir une réponse impulsionnelle symétrique et introduire un retard sur le signal mais aucun déphasage.

II.3 FILTRES RIF A PHASE LINEAIRE

Les filtres FIR aident à réaliser des systèmes à phase linéaire. Cette propriété est souvent très utile dans certaines applications, notamment celles des télécommunications.

La fonction de transfert $H(f)$ est une grandeur complexe qui peut être écrite en utilisant le module et la phase associée :

$$H(f) = |H(f)| \exp(j\theta(f)) \quad (\text{II.10})$$

En utilisant les propriétés de la transformée de Fourier, si la réponse impulsionnelle $h(n)$ est réelle, le module de la fonction de transfert $|H(f)|$ est alors une fonction paire de la fréquence f .

La contrainte de phase linéaire nous conduit à :

$$\theta(f) = \beta + 2\pi\theta \frac{f}{f_c} \text{ avec } -\frac{f}{f_c} < f < \frac{f}{f_c} \quad (\text{II. 11})$$

Ce retard de groupe est représentatif du temps nécessaire à une composante fréquentielle du signal pour traverser le système. On voit que lorsque $\theta(f)$ est linéaire, La linéarité de la phase du filtre nécessite alors un simple retard. Cette propriété est remarquable, notamment dans les signaux modulés par les porteuses.

Si nous remplaçons $\theta(f)$ dans l'équation (II.10) par son expression dans (II.11), nous obtenons alors :

$$H(f) = \sum_{n=0}^N h_n \exp\left(-j2\pi n \frac{F}{F_c}\right) = |H(f)| \exp\left(j\left(\beta + 2\pi\theta \frac{f}{f_c}\right)\right) \quad (\text{II. 12})$$

En identifiant les parties réelles et imaginaires dans l'équation (II.13) et (II.14), nous obtenons les relations suivantes :

Le real nombre :

$$\sum_{n=0}^N h_n \cos\left(2\pi n \frac{F}{F_c}\right) = |H(f)| \cos\left(\left(\beta + 2\pi\theta \frac{f}{f_c}\right)\right) \quad (\text{II.13})$$

Et Nombre imaginaire :

$$-\sum_{n=0}^N h_n \sin\left(2\pi n \frac{F}{F_c}\right) = |H(f)| \sin\left(\left(\beta + 2\pi\theta \frac{f}{f_c}\right)\right) \quad (\text{II.14})$$

En combinant les équations (13) et (14), la condition de phase linéaire est exprimée comme :

$$\tan\left(\beta + 2\pi\theta \frac{f}{f_c}\right) = \frac{\sin\left(\left(\beta + 2\pi\theta \frac{f}{f_c}\right)\right)}{\cos\left(\left(\beta + 2\pi\theta \frac{f}{f_c}\right)\right)} = \frac{-\sum_{n=0}^N h_n \sin\left(2\pi n \frac{f}{f_c}\right)}{\sum_{n=0}^N h_n \cos\left(2\pi n \frac{f}{f_c}\right)} \quad (\text{II. 15})$$

Ce qui nous amène à écrire, en obtenant le produit croisé de l'équation (II.15), la condition suivante :

$$\sum_{n=0}^N h_n \cos\left(2\pi n \frac{f}{f_c}\right) \sin\left(\beta + 2\pi\theta \frac{f}{f_c}\right) +$$

$$\sum_{n=0}^N h_n \sin\left(2\pi n \frac{f}{f_c}\right) \cos\left(\left(\beta + 2\pi\theta \frac{f}{f_c}\right)\right) = 0 \quad (\text{II. 16})$$

qui peut être réécrit comme suit :

$$\sum_{n=0}^N h_n \sin\left(2\pi(n - \theta) \frac{f}{f_c} + \beta\right) = 0 \quad (\text{II. 17})$$

II.4 DIFFERENTES FORMES DE FILTRES A PHASE LINEAIRE RIF

En autorisant un déphasage à 0 de $\pi / 2$ ou $-\pi / 2$, on trouve 4 types de filtres discrets à phase linéaire, selon que la réponse impulsionnelle présente une symétrie ou une antisymétrie et selon la parité de la longueur N de la réponse impulsionnelle.

	$h(n)=h(N-1-n)$	$h(n)=-h(N-1-n)$
pair	Type 1	Type 3
impair	Type 2	Type 4

Tableau II.1 Différents types de filtres de phase linéaires

Chacun de ces quatre types donne une réponse en fréquence différente.

Type 1

$$H(f) = H_r(f) \exp\left(-j\pi \left(\frac{N-1}{2}\right) \frac{f}{f_c}\right) \quad (\text{II. 18})$$

$$\text{Avec } H_r(f) = 2 \sum_{n=0}^{\frac{N-1}{2}-1} h_n \cos\left(2\pi \frac{f}{f_c} \left(\frac{N-1}{2} - n\right)\right) \quad (\text{II. 19})$$

Type 2

$$H(f) = H_r(f) \exp\left(-j\pi \left(\frac{N-1}{2}\right) \frac{f}{f_c}\right) \quad (\text{II. 20})$$

$$\text{Avec } H_r(f) = h\left(\frac{N-1}{2}\right) + 2 \sum_{n=0}^{\frac{N-3}{2}} h_n \cos\left(2\pi \frac{f}{f_c} \left(\frac{N-1}{2} - n\right)\right) \quad (\text{II. 21})$$

Type 3

$$H(f) = H_r(f) \exp\left(-j\pi\left(\frac{N-1}{2}\right)\frac{f}{f_c} + j\frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{II. 22})$$

$$\text{Avec } H_r(f) = 2 \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} h_n \sin\left(2\pi\frac{f}{f_c}\left(\frac{N-1}{2} - n\right)\right) \quad (\text{II. 23})$$

Type 4

$$H(f) = H_r(f) \exp\left(-j\pi\left(\frac{N-1}{2}\right)\frac{f}{f_c} + j\frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{II. 24})$$

$$\text{Avec } H_r(f) = 2 \sum_{n=0}^{\frac{N-3}{2}-1} h_n \sin\left(2\pi\frac{f}{f_c}\left(\frac{N-1}{2} - n\right)\right) \quad (\text{II. 25})$$

Les réponses impulsionnelles symétriques et antisymétriques sont représentées respectivement dans les figures II.4 et II.5.

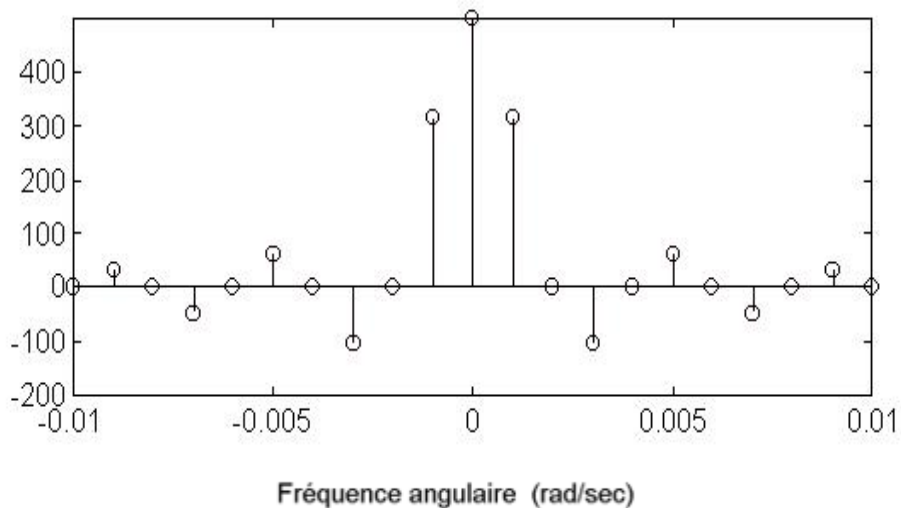


Figure II.4 Réponses impulsionnelles symétriques des filtres FIR à phase linéaire.

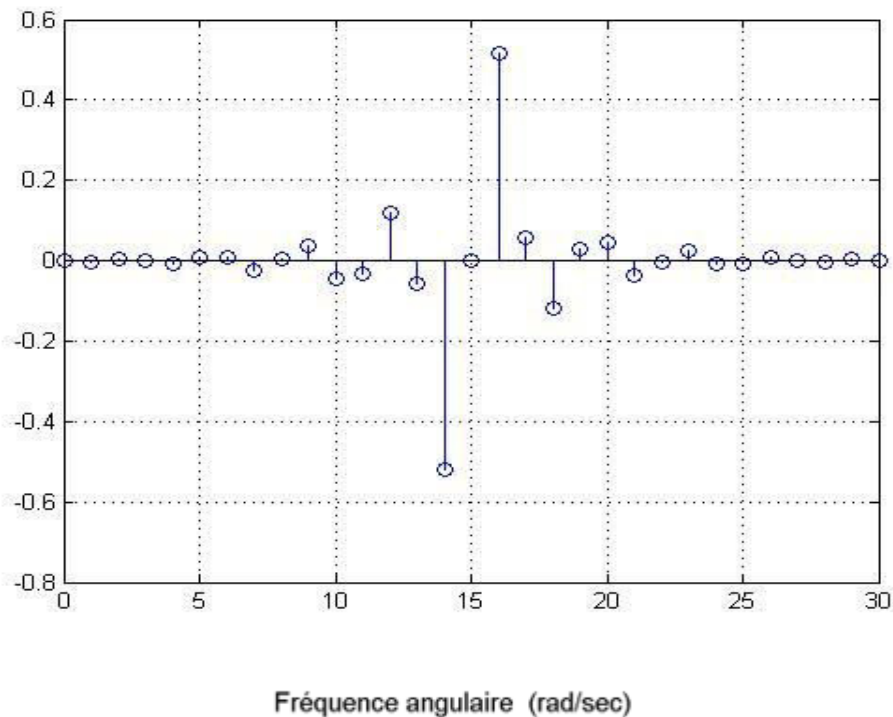


Figure II.5 Réponses impulsionnelles antisymétriques des filtres RIF à phase linéaire.

II.5 METHODES TRADITIONNELLES DE SYNTHÈSE DES FILTRES RII

Nous venons de voir comment analyser le comportement d'un filtre numérique dont la fonction de transfert $H(z)$ (ou l'équation de récurrence) est connue. Nous avons pu déterminer la réponse temporelle à une entrée fixée (impulsion, échelon) et la réponse fréquentielle au régime sinusoïdal permanent. Tout ceci suppose que le filtre soit déjà déterminé. Or, en général, le problème qui se pose est l'inverse, on désire déterminer la fonction de transfert $H(z)$ (ou la relation de récurrence) d'un filtre qui doit avoir une réponse temporelle imposée ou une réponse fréquentielle entrant dans un gabarit précis. On dit alors que l'on fait la synthèse du filtre numérique. Il existe de nombreuses méthodes permettant de synthétiser un filtre numérique récursif. Elles s'appuient généralement sur un filtre analogique pris comme modèle.

II.5.1 Synthèse par la méthode de l'invariance impulsionnelle

Le principe de cette méthode est le suivant :

- * on détermine la réponse impulsionnelle désirée $h(t)$.
- * on échantillonne cette réponse impulsionnelle à la fréquence f_e et on en déduit la suite $h(k T_e)$.

* on recherche la fonction de transfert $H(z)$ du filtre numérique qui a pour réponse impulsionnelle la suite $h(k T_e)$.

Le principe est basé sur l'échantillonnage [31] de la réponse impulsionnelle. A partir de la fonction de transfert d'un filtre analogique $H(s)$, on calcule la réponse impulsionnelle $h(t)$ (par la Transformée inverse de Laplace [30]), puis on échantillonne celle-ci, les échantillons obtenus $h^*(t) = h(k T_e)$ avec $t = k T_e$ forment alors la séquence numérique permettant la réalisation du filtre.

La transformation $Z = e^{ST_e}$ établit une correspondance entre la bande du plan de Laplace comprise entre $-\frac{F_e}{2} \leq \text{Im}(s) \leq \frac{F_e}{2}$ et $\text{Re}(s) \leq 0$, et l'intérieur du cercle unité dans le plan en z . La méthode est basée sur l'invariance de la réponse impulsionnelle dans la bande limitée considérée. La réponse impulsionnelle d'un filtre récursif étant infinie, il est donc nécessaire de faire l'hypothèse que la Transformée de Fourier [11] de cette dernière est nulle en dehors de la bande $\left[-\frac{F_e}{2}, \frac{F_e}{2}\right]$ On n'emploie donc généralement cette méthode que pour des signaux :

à bande limitée et des filtres (uniquement passe-bas et passe-bande) dont la fréquence de coupure reste très inférieure à la fréquence de Shannon [14].

II.5.2 Synthèse par méthode de la Transformation bilinéaire

Objectif : obtention de la fonction de transfert $H(z)$ d'un filtre numérique qui a la même réponse fréquentielle qu'un filtre analogique de référence $H(p)$, autrement dit le même gabarit.

En pratique, on utilisera cette méthode couplée avec une méthode de synthèse de filtres analogiques qui sera vue par ailleurs en électronique (Butterworth, Chebychev, Chebychev inverse, Causer, ...).

Principe : cette méthode a pour objectif de faire coïncider au mieux les domaines analogique et numérique. En fait, à cause de la condition d'échantillonnage (Shannon/Nyquist), il ne sera possible de faire coïncider les deux domaines que dans une fraction du domaine utile.

C'est la méthode la plus employée pour synthétiser des filtres récursifs. La transformation bilinéaire [11] permet d'établir une bijection entre la partie gauche du plan complexe Laplacien et l'intérieur du cercle dans le plan z .

$$s = \frac{2}{T_e} \frac{1-Z^{-1}}{1+Z^{-1}} \quad \text{ou} \quad Z = \frac{2/T_e + s}{2/T_e - s}$$

II.5.3 Etude des filtres numériques récurrents par la méthode des pôles et zéros

Afin de faciliter l'étude des filtres récurrents, mais aussi pour améliorer la stabilité numérique de ceux-ci, il est commode de représenter respectivement le numérateur, et le dénominateur des filtres récurrents comme étant le produit de filtres du premier ordre (un pôle ou un zéro) et du second ordre (paire de pôles, ou de zéros, complexes conjugués).

On factorisera donc la fonction de transfert de la forme suivante :

$$H(Z) = \frac{K(Z - Z_1)(Z - Z_2) \dots (Z - Z_p)}{(Z - P_1)(Z - P_2) \dots (Z - P_q)}$$

II.6 METHODES TRADITIONNELLES DE SYNTHÈSE DES FILTRES

RIF

Traditionnellement, il existe de nombreux procédés bien connus pour la conception des filtres RIF, telles que la méthode de la fenêtre, la méthode de l'échantillonnage en fréquence, ... Ces méthodes sont rapides, pratiques, robustes mais généralement sous-optimales. Ces méthodes classiques ne peuvent pas optimiser les fonctions objectives (fitness) et ne peuvent pas converger vers la solution globale.

Les méthodes de synthèse classique peuvent être regroupées en trois classes :

- La méthode des fenêtres
- La méthode de l'échantillonnage en fréquence
- Les méthodes itératives et d'optimisation

La méthode d'optimisation la plus fréquemment utilisée pour la conception de filtres RIF à phase linéaire au sens de Chebyshev pondéré est celle basée sur l'algorithme de l'échange de Remez proposé par Parks et McClellan. La principale limitation de cette procédure est que les valeurs relatives de l'erreur d'amplitude dans les bandes de fréquences sont spécifiées à l'aide de la fonction de pondération, et non par les écarts eux-mêmes. Ces méthodes de synthèse permettent de satisfaire les spécifications du filtre.

II.6.1 La méthode de fenêtres

Du choix de la fenêtre, dépendra la qualité de l'approximation ; il est donc nécessaire de passer en revue les caractéristiques de celles-ci. On rappellera tout d'abord que si on désire

conserver la phase linéaire du filtre, il faut que les fenêtres possèdent une symétrie paire ou impaire [18].

La réponse impulsionnelle $h_d(n)$ associée à un filtre désiré donner par sa réponse en fréquence $h_d(f)$ peut être obtenue soit par un calcul de transformée de Fourier inverse à temps discret selon l'équation (1.9), soit par un calcul de transformée de Fourier inverse selon l'équation (1.10) suivi d'un échantillonnage de la fonction $h_d(t)$ obtenue [29]:

$$h_d(t) = \frac{1}{f_e} \int_{-f_e/2}^{f_e/2} h_d(f) e^{j2\pi f t} df \quad (\text{II. 26})$$

$$h_d(n) = h_d(nT_e) = \frac{1}{f_e} \int_{-f_e/2}^{f_e/2} h_d(f) e^{j2\pi f n T_e} df \quad (\text{II. 27})$$

T_e et $F_e = 1/T_e$ étant respectivement la période et la fréquence d'échantillonnage. Cette réponse impulsionnelle $h_d(n)$ étant généralement de support infini, la méthode de fenêtrage consiste à effectuer une troncature de la séquence $h_d(n)$ en la multipliant par une fenêtre appropriée $w(n)$ de taille finie, dite fonction fenêtre, pour obtenir un filtre RIF dont la réponse impulsionnelle est donnée par [28] :

$$h(n) = h_d(n) \cdot w(n) \quad (\text{II. 28})$$

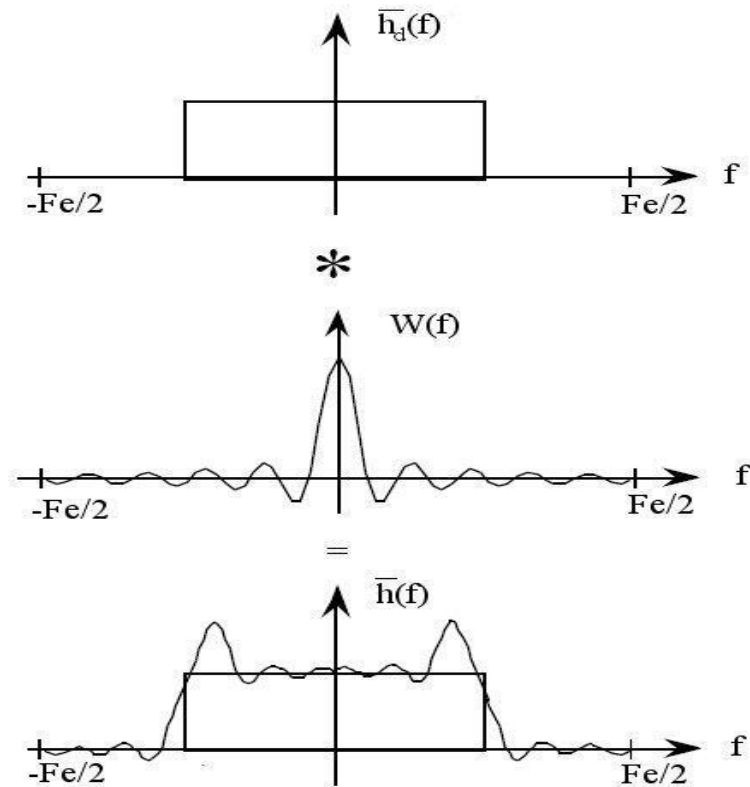


Figure II.6 Synthèse de filtre : méthode des fenêtres

La fenêtre rectangulaire peut être remplacée par d'autres fenêtres avec des lobes secondaires de plus faible amplitude. Alors qu'avec la fenêtre naturelle chaque échantillon a le même poids, par exemple dans le calcul d'une TFD, les autres fenêtres attribuent des poids différents aux échantillons selon leur position. Les échantillons centraux ayant plus de poids que ceux des bords. Outre une fenêtre triangulaire, il est possible d'utiliser les fenêtres pondération de $N+1$ points suivantes, k variant de 0 à N .

Fenêtre rectangulaire :

$$W(n) = 1 \text{ si } 0 \leq n \leq N \quad (\text{II. 29})$$

Fenêtre de Hanning :

$$W(n) = 0.5 - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \quad (\text{II. 30})$$

Fenêtre de Hamming :

$$W(n) = 0.54 - 0.46 \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \quad (\text{II. 31})$$

Fenêtre de Blackman :

$$W(n) = 0.42 - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) + 0.08 \cos\left(\frac{4\pi n}{N}\right) \quad (\text{II. 32})$$

II.6.2 Méthode de l'échantillonnage fréquentiel

Quand on ne connaît pas l'expression de la réponse fréquentielle, la méthode des fenêtres n'est pas applicable pour la synthèse des filtres RIF [18] On échantillonne la réponse désirée dans le domaine fréquentiel (N échantillons uniformément espacés dans l'intervalle $[0, 2\pi]$).

$$H(k) = H(w)_{w=k\frac{2\pi}{N}} \quad (\text{II. 33})$$

tel que $k=0,1,\dots,N-1$

La réponse impulsionnelle est calculée par l'utilisation de la transformée de Fourier inverse de la séquence $H(k)$.

II.6.3 Méthodes itératives et d'optimisation

Parmi ces méthodes, on peut citer la méthode des moindres carrés, l'approximation pondérée au sens de Chebyshev, ...

Ce sont des méthodes qui réalisent l'optimisation au sens d'un certain critère par rapport au gabarit initial.

Dans ces méthodes, on utilise différentes normes du critère d'erreur.

$$E(w) = D(w) - H(w) \quad (\text{II. 34})$$

Erreur norme L2 :

$$E_2 = \left[\sum |E(w)|^2 \right]^{1/2} \quad (\text{II. 35})$$

Erreur norme Lp :

$$E_p = \left[\sum |E(w)|^p \right]^{1/p} \quad (\text{II. 36})$$

Erreur norme L_∞ : (Norme de Chebyshev)

$$E_\infty = \max |E(w)| \quad (\text{II. 37})$$

II.6.4 Méthode des moindres carrés (LMS)

Gabor (1954) a été le premier à concevoir l'idée d'un filtre adaptatif non linéaire en 1954 en utilisant une série de Volterra. L'algorithme des moindres carrés moyens (LMS), introduit par Widrow et Hoff en 1959, est un algorithme adaptatif. LMS intègre une procédure itérative qui apporte des corrections successives au vecteur de poids dans la direction de

Le négatif du vecteur gradient qui conduit finalement à l'erreur quadratique moyenne minimale. Comparé à d'autres algorithmes, l'algorithme LMS est relativement simple ; il ne nécessite pas de calcul de fonction de corrélation ni d'inversions de matrice. Un filtre adaptatif est défini comme un système auto-conçu qui repose pour son fonctionnement sur un algorithme récursif, ce qui permet au filtre de fonctionner de manière satisfaisante dans un environnement où la connaissance des statistiques pertinentes n'est pas disponible.

La méthode des moindres carrés est basée sur le même principe que la méthode des fenêtres, la seule différence réside dans l'introduction et la spécification de quelques échantillons, dans la bande de transition qui relie la bande passante et la bande atténuée. Cette technique permet d'obtenir des filtres de réponse impulsionnelle plus courte que par la méthode des fenêtres pour satisfaire le même gabarit et les mêmes contraintes [18].

Le critère d'erreur (d'optimalité) utilisé est la différence entre la réponse fréquentielle désirée et actuelle :

$$E(w) = W(w) * [D(w) - H(w)] \quad (\text{II. 38})$$

$W(w)$ est une fonction de pondération.

L'erreur pondérée est donnée par :

$$\varepsilon_2 = E_2^2 = \left[\sum |E(w)|^2 \right]^{1/2} \quad (\text{II. 39})$$

Connaissant le type de filtre et l'ordre du filtre, il ne reste qu'à déterminer les coefficients du filtre qui minimise ε_2 .

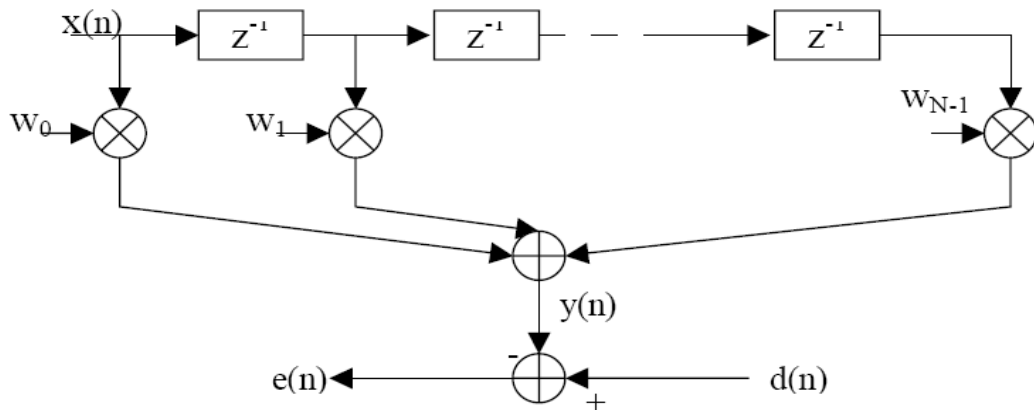


Figure II.7 Procédure de l'algorithme LMS et filtre transversal.

II.6.5 Méthode de Remez

La méthode de Remez permet d'introduire des critères d'optimisation telle qu'un réglage séparé des ondulations en bandes passantes et atténuées. C'est la méthode classique qui est considérée comme optimale pour déterminer les différents coefficients d'un filtre RIF. Cette méthode est basée sur une distribution uniforme de l'ondulation sur l'ensemble de la bande passante et sur une distribution uniforme de l'affaiblissement sur l'ensemble de la bande de rejection. Les filtres RIF résultants possèdent une réponse en phase linéaire. Ils sont nettement plus performants que les filtres RIF obtenus par la méthode des fenêtres. On les appelle aussi filtres minimax [27, 4].

La méthode recherche itérativement les coefficients afin qu'avec un ordre minimal, le gabarit soit respecté au mieux. Par rapport à un filtre RIF obtenu avec la méthode des fenêtres, on a les avantages suivants [27] :

- Pour un gabarit identique, l'ordre d'un filtre RIF synthétisé par la méthode de Remez est nettement inférieur.
- L'ondulation dans la bande passante et l'affaiblissement minimal dans la bande de réjection (atténuée) sont configurables séparément.

II.6.6 Méthode basée sur les techniques de l'intelligence artificielle

II.6.6.1 Définition de l'intelligence artificielle

L'intelligence artificielle (IA) représente la capacité d'un ordinateur numérique à effectuer des tâches communément associées à des êtres intelligents. Le terme est fréquemment appliqué au projet de développement de systèmes dotés des processus intellectuels caractéristiques des humains, tels que la capacité de raisonner, de découvrir un sens, de généraliser ou d'apprendre de l'expérience passée.

Depuis le développement de l'ordinateur numérique dans les années 1940, il a été démontré que les ordinateurs peuvent être programmés pour effectuer des tâches très complexes comme, par exemple, découvrir des preuves de théorèmes mathématiques ou jouer aux échecs avec une grande compétence. Pourtant, malgré les progrès continus de la vitesse de traitement informatique et de la capacité de mémoire, il n'existe pas encore de programmes capables d'égaliser la flexibilité humaine dans des domaines plus larges ou dans des tâches nécessitant beaucoup de connaissances quotidiennes.

D'autre part, certains programmes ont atteint les niveaux de performance d'experts et de professionnels humains dans l'exécution de certaines tâches spécifiques, de sorte que l'intelligence artificielle dans ce sens limité se retrouve dans des applications aussi diverses que le diagnostic médical, les moteurs de recherche informatiques et la reconnaissance de la voix ou de l'écriture manuscrite.

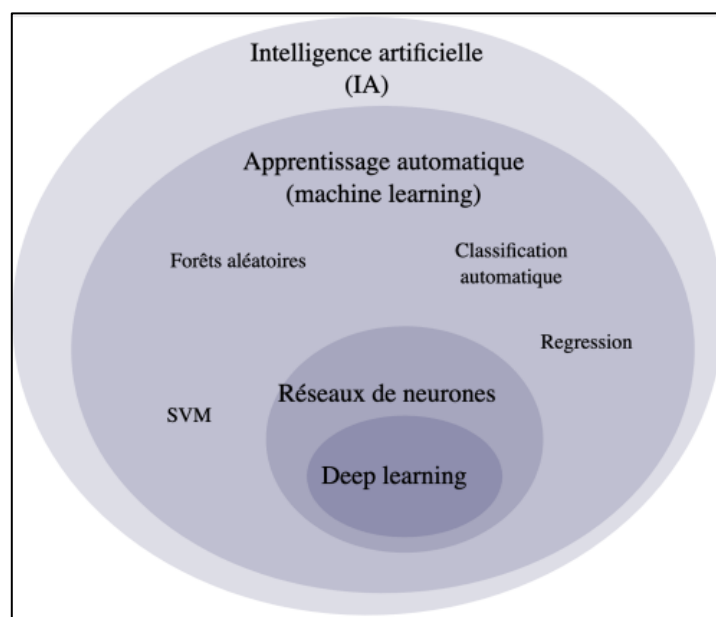


Figure II.8 L'intelligence artificielle et ses techniques.

II.6.6.2 Apprentissage

Il existe différentes formes d'apprentissage appliqué à l'intelligence artificielle. Le plus simple est l'apprentissage par essais et erreurs. Par exemple, un programme informatique simple pour résoudre des problèmes d'échecs mat en un pourrait essayer des mouvements au hasard jusqu'à ce que le mat soit trouvé. Le programme pourrait alors stocker la solution avec la position de sorte que la prochaine fois que l'ordinateur rencontrerait la même position, il rappellerait la solution. Cette simple mémorisation d'éléments et de procédures individuels, connue sous le nom d'apprentissage par cœur, est relativement facile à mettre en œuvre sur un ordinateur. Plus difficile est le problème de la mise en œuvre de ce qu'on appelle la généralisation. La généralisation consiste à appliquer l'expérience passée à de nouvelles situations analogues.

II.6.6.3 Résolution de problème

La résolution de problèmes, en particulier en intelligence artificielle, peut être caractérisée comme une recherche systématique à travers une gamme d'actions possibles afin d'atteindre un objectif ou une solution prédéfinie. Les méthodes de résolution de problèmes se divisent en objectifs spéciaux et objectifs généraux. Une méthode spéciale est conçue sur mesure pour un problème particulier et exploite souvent des caractéristiques très spécifiques de la situation dans laquelle le problème est intégré. En revanche, une méthode à usage général est applicable à une grande variété de problèmes. Une technique à usage général utilisée dans l'IA est l'analyse moyens-fin une réduction étape par étape, ou incrémentielle, de la différence entre l'état actuel et l'objectif final.

II.6.6.4 Méthodes et objectifs en IA

La recherche sur l'IA suit deux méthodes distinctes et, dans une certaine mesure, concurrentes, l'approche symbolique (ou « descendante ») et l'approche connexionniste (ou « ascendante »). L'approche descendante cherche à reproduire l'intelligence en analysant la cognition indépendamment de la structure biologique du cerveau, en termes de traitement des symboles - d'où l'étiquette symbolique. L'approche ascendante, quant à elle, consiste à créer des réseaux de neurones artificiels imitant la structure du cerveau, d'où l'étiquette connexionniste.

Pour illustrer la différence entre ces approches, considérons la tâche de construire un système, équipé d'un scanner optique, qui reconnaît les lettres de l'alphabet. Une approche ascendante implique généralement la formation d'un réseau de neurones artificiels en lui présentant des lettres une par une, améliorant progressivement les performances en "réglant" le

réseau. (Le réglage ajuste la réactivité des différentes voies neuronales à différents stimuli.) En revanche, une approche descendante implique généralement l'écriture d'un programme informatique qui compare chaque lettre avec des descriptions géométriques. En termes simples, les activités neuronales sont à la base de l'approche ascendante, tandis que les descriptions symboliques sont à la base de l'approche descendante.

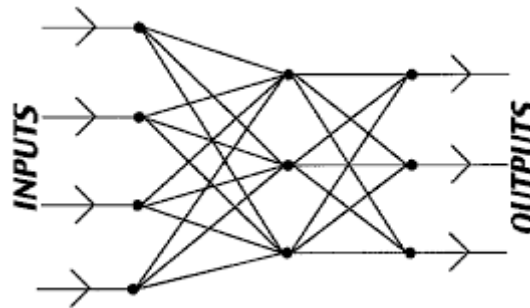


Figure II.9. Un exemple d'une approche connexionniste (Réseaux de neurones).

Dans *The Fundamentals of Learning* (1932), Edward Thorndike, psychologue à l'Université de Columbia, à New York, a d'abord suggéré que l'apprentissage humain consiste en une propriété inconnue des connexions entre les neurones du cerveau. Dans *The Organization of Behavior* (1949), Donald Hebb, psychologue à l'Université McGill, Montréal, Canada, a suggéré que l'apprentissage implique spécifiquement le renforcement de certains schémas d'activité neuronale en augmentant la probabilité (poids) de déclenchement neuronal induit entre les connexions associées. La notion de connexions pondérées est décrite dans une section ultérieure, Connexionnisme.

En 1957, deux défenseurs vigoureux de l'IA symbolique - Allen Newell, chercheur à la RAND Corporation, Santa Monica, Californie, et Herbert Simon, psychologue et informaticien à l'Université Carnegie Mellon, Pittsburgh, Pennsylvanie - ont résumé l'approche descendante dans ce qu'ils ont appelé l'hypothèse du système de symboles physiques. Cette hypothèse énonce que le traitement des structures de symboles est suffisant, en principe, pour produire de l'intelligence artificielle dans un ordinateur numérique et que, de plus, l'intelligence humaine est le résultat du même type de manipulations symboliques.

Au cours des années 1950 et 1960, les approches descendantes et ascendantes ont été poursuivies simultanément, et les deux ont obtenu des résultats remarquables, quoique limités.

Au cours des années 1970, cependant, l'IA ascendante a été négligée, et ce n'est que dans les années 1980 que cette approche est redevenue importante. De nos jours, les deux approches sont suivies, et toutes deux sont reconnues comme faisant face à des difficultés. Les techniques symboliques fonctionnent dans des domaines simplifiés mais échouent généralement lorsqu'elles sont confrontées au monde réel ; pendant ce temps, les chercheurs ascendants ont été incapables de reproduire les systèmes nerveux des êtres vivants, même les plus simples. *Caenorhabditis elegans*, un ver très étudié, possède environ 300 neurones dont le schéma d'interconnexions est parfaitement connu. Pourtant, les modèles connexionnistes n'ont même pas réussi à imiter ce ver. De toute évidence, les neurones de la théorie connexionniste sont des simplifications grossières de la réalité.

II.6.6.5 Réseaux de neurones

L'idée de construire des réseaux de neurones (RN) artificiels n'est pas neuve, elle remonte à la fin des années 50. Très schématiquement l'idée consiste à s'inspirer du fonctionnement du cortex visuel des animaux. Dans une version élémentaire, chaque neurone i d'un tel réseau possède un niveau d'activation x_i compris entre 0 et 1. Le schéma d'interconnexion entre neurones définit l'architecture du réseau. Une architecture classique consiste à organiser les neurones en couches successives avec des interconnexions limitées aux couches adjacentes comme le montre la figure II.10(a).

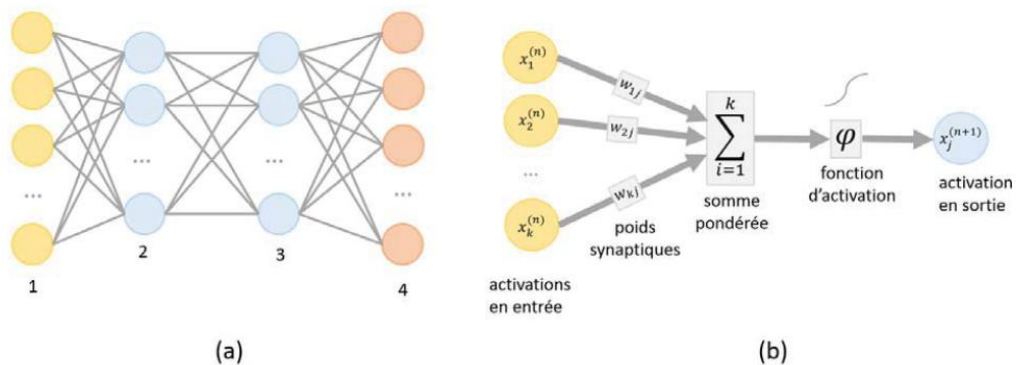


Figure II.10 (a) un RN organisé en 4 couches, (b) le mécanisme d'activation d'un neurone.

Dans le cadre d'un apprentissage supervisé, un exemple classique d'utilisation d'un RN est celui d'un système chargé de classer des images de chiffres manuscrits. Dans cet exemple les niveaux d'activations x_i des neurones $i = 1, \dots, k$ de la couche d'entrée correspondent aux

niveaux de gris des pixels de l'image, k étant le nombre de pixels des images. La couche de sortie est en l'occurrence constituée de neurones $y_j, j = 0, 1, \dots, 9$ qui correspondent aux dix chiffres que l'on peut attribuer à chaque image d'un ensemble d'entraînement. Les niveaux d'activation des neurones sont déterminés récursivement, couche par couche. Ceux de la couche $n + 1$ sont calculés à l'aide d'une fonction d'activation φ en fonction des niveaux d'activation des neurones de la couche n pondérés par certains poids synaptiques W_{ij} :

$$x_j^{(n+1)} = \varphi\left(\sum_{i=1}^k W_{ij} x_i^{(n)}\right) \quad (\text{II. 40})$$

La somme porte sur tous les neurones i de la couche n connectés au neurone j de la couche $n + 1$, voir la Figure II.10 (b). La fonction d'activation φ est typiquement une fonction parmi les fonctions représentées dans le tableau II.2

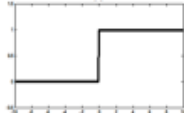
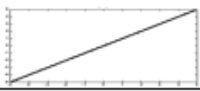
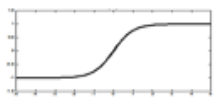
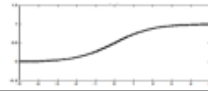
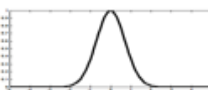
Fonction d'activation	Equation	1D graphe
Echelon(Seuil)	$\varphi(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \geq 0 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$	
Linéaire	$\varphi(x) = x$	
Tangente hyperbolique	$\varphi(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}$	
Sigmoïde	$\varphi(x) = 1/(1 + e^{-x})$	
Radiale gaussienne	$\varphi(x) = \sqrt{1/2\pi} \exp(-x^2/2)$	

Tableau II.2 Les fonctions d'activations.

L'entraînement du réseau consiste à trouver des poids synaptiques W_{ij} tels que la couche de sortie permette de classer avec précision les images d'un ensemble d'entraînement. On espère naturellement que le RN présentera des capacités de généralisation sur des exemples qu'il n'a jamais rencontrés.

Une question se pose d'emblée : « De tes poids W_{ij} existent-ils toujours quel que soit l'objectif assigné au RN ? ». Par chance, un résultat mathématique connu sous le nom de théorème d'approximation universel, garantit que la chose est effectivement possible, même pour un réseau ne comportant qu'une seule couche cachée, à condition toutefois que φ soit non-linéaire et qu'un nombre suffisant de neurones soient mis en jeu en fonction de la marge d'erreur tolérée. En revanche si l'on se limite à des fonctions d'activation φ linéaire, le réseau fonctionnera comme une régression linéaire ordinaire et ne sera par conséquent d'aucune utilité pour prédire des phénomènes non-linéaires complexes. Reste à construire un algorithme qui fournit une bonne approximation des poids W_{ij} en un temps acceptable.

Jusqu'à il y a peu l'algorithme phare pour l'entraînement des systèmes de neurones multicouches était l'algorithme dit de rétro-propagation. Pour fixer les idées, restons sur l'exemple des digits. Définir une fonction de cout C qui mesure l'écart entre les prédictions $y_j(x)$ des neurones de sorties et les valeurs cibles t_j spécifiées dans l'ensemble d'entraînement :

$$C(X; W) = \sum_{j=0}^9 (y_j(X) - t_j)^2 \quad (\text{II. 41})$$

Naturellement $y_j(x)$ est une fonction extrêmement compliquée de la configuration x en entrée et des poids w , spécifiée par l'itération de (1). Ce que l'on cherche à minimiser en principe c'est la somme ou la moyenne $C_{MSE}(w)$ de ces erreurs sur toutes les configurations x de l'ensemble d'entraînement ε :

$$C_{MSE}(w) = \sum_{X \in \varepsilon} C(X; W) \quad (\text{II. 42})$$

Une descente de gradient consiste à calculer la direction dans l'espace des poids W dans laquelle la décroissance de $C_{MSE}(w)$ est maximale. Cette direction est naturellement donnée par l'opposé du gradient $\nabla C_{MSE}(w)$. Si tout se passe bien, c.à.d. qu'il n'y a pas de minima locaux, on s'approchera du minimum de $C_{MSE}(w)$ par itérations successives de petites corrections apportées à w :

$$W^{(new)} = W^{(old)} - \alpha \nabla C_{MSE}(W^{(old)}) \quad (\text{II. 43})$$

Le coefficient α permet d'ajuster la vitesse d'apprentissage, le cas échéant dynamiquement. Dans la pratique cependant, le calcul de la somme sur toute les configurations $X \in \varepsilon$ est impossible car beaucoup trop couteux en temps de calcul. Pour remédier à cette

situation on utilise une descente de gradient stochastique (SGD) qui revient à approximer à chaque étape le gradient $\nabla C_{MSE}(W)$ par le gradient $\nabla C(X; W)$ d'un seul échantillon X tiré au hasard dans l'ensemble d'entraînement ε . Cette stratégie qui peut paraître audacieuse a priori fonctionne car, intuitivement, les erreurs occasionnées par cette approximation se compensent sur le long terme. L'algorithme de SGD a fait ses preuves dans de nombreux problèmes d'optimisation et des résultats théoriques viennent étayer cette intuition dans certains cas particuliers.

Reste à calculer toutes les composantes $\partial C(X; W)/\partial W_{ij}$ du gradient $\nabla C(X; W)$. Le calcul est simple dans son principe puisqu'il ne s'agit ni plus ni moins que de calculer la dérivée d'une fonction composée un peu compliquée définie récursivement par (1) et (2). C'est là qu'intervient l'algorithme de rétro-propagation, celui-ci permet d'organiser efficacement ce calcul de dérivée. Il s'avère que les dérivées par rapport aux W_{ij} associés à la couche de sortie sont élémentaires. Le reste du calcul procède par introduction car on montre en effet que les dérivées par rapport aux W_{ij} de la couche $n - 1$ sont calculables dès lors celles de la couche n ont déjà été calculées. Ce calcul à reculons est à l'origine du nom de l'algorithme.

Tout astucieux qu'il soit l'algorithme de rétro-propagation souffre cependant de deux inconvénients majeurs :

1. L'expérience montre que le temps d'entraînement d'un RN croît rapidement lorsque le nombre de couches augmente. C'est d'ailleurs l'une des raisons pour lesquelles à partir des années 1990 les RN ont été remisés au profit d'autres algorithmes-non- linéaires moins gourmand en ressources.
2. Les RN n'échappent pas au problème central du Machine Learning : le sur apprentissage.

Ces résultats empiriques sont en partie corroborés par des résultats en théorie de la complexité qui démontrent que l'entraînement d'un RN est un problème complexe dans un sens précis.

II.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons posé quelques importantes notions de base et généralités sur les filtres numériques, parmi ces généralités : leurs propriétés, leurs caractéristiques, leurs synthèses qu'ils soient à réponse impulsionnelle finie (RIF) ou réponse impulsionnelle infinie (RII). Nous avons également vu que la réalisation du retard fractionnaire nécessite des

approximations puisque le filtre réalisant la réponse impulsionnelle idéale n'est pas réalisable. Nous avons présenté plusieurs techniques d'approximations sous forme de filtres RIF : par fenêtrage de la réponse impulsionnelle idéale. Egalement, nous avons donné un aperçu sur les techniques de l'intelligence artificielle pour optimiser les paramètres d'un filtre. Le chapitre suivant est destiné à l'étude des filtres en peigne intégrateur en cascade (CIC) qui font partie des filtres FIR qui sont caractérisés par une exigence matérielle réduite.

CHAPITRE III

Les filtres en peigne intégrateur en cascade

(CIC)

III.1 INTRODUCTION

L'opération de filtrage, dans le domaine du traitement du signal, joue un rôle très important dans l'amélioration de la qualité du signal. Ce processus peut être réalisé en supprimant certains composants indésirables ou certaines caractéristiques de fréquence des signaux (figure III.1). De nos jours, l'implication des filtres devient indispensable pour plusieurs domaines de l'électronique comme la radio, l'audio, les télécommunications, la télévision, le radar, la transmission d'informations, ... etc. Habituellement, les filtres peuvent être classés comme analogiques ou numériques [1], [2]. [3]. Dans le traitement numérique du signal (DSP), il existe deux types de filtres numériques, les filtres à réponse impulsionnelle infinie (RII) et les filtres à réponse impulsionnelle finie (RIF).

Les filtres en peigne intégrateur en cascade (CIC), qui ont été initialement inventés par Eugene B. Hogenauer [4], font partie des filtres RIF qui sont principalement utilisés dans la mise en œuvre à faible coût de la décimation et de l'interpolation. De plus, ces filtres ne nécessitent pas de multiplicateurs et beaucoup d'espace mémoire, ce qui en fait un choix économique dans diverses applications telles que l'analyse de signal, la communication numérique, la compression, le débruitage, ... etc. Les filtres CIC se composent de deux blocs connectés en cascade, le premier bloc est un composant intégrateur qui fonctionne à un taux d'échantillonnage élevé et le second est un composant peigne qui fonctionne à un taux d'échantillonnage faible.

Plusieurs travaux ont étudié les filtres CIC sur différentes applications. Dans [5], une évaluation des performances des filtres CIC combinée à des techniques de compensation a été proposée pour améliorer la réponse en bande passante des filtres. Cette combinaison rend la composante de décimation CIC suivie du filtre de décimation FIR. Afin de construire une structure pouvant fonctionner à un taux d'échantillonnage plus faible tout en obtenant de meilleures performances, un filtre de décimation CIC à double affûtage a été présenté [6]. Ce filtre proposé se compose de trois étages en cascade comme suit : le premier étage est le filtre de décimation en peigne qui gère au taux d'échantillonnage d'entrée. Les deuxième et troisième étages sont des filtres en peigne aiguisés fonctionnant à faible taux d'échantillonnage, progressivement. Ce schéma peut produire l'affaïssement étroit de la bande passante dans le deuxième étage affûté, puis le compenser à l'aide du troisième étage.

Le filtre à peigne intégrateur en cascade (CIC) est le filtre de décimation le plus simple. Cependant, sa réponse en amplitude a un statisme de bande passante élevé, ce qui n'est pas

tolérable dans diverses applications. Le compensateur CIC est une technique utilisée pour la réduction du statisme. Le filtre CIC est une structure FIR, qui se compose d'étages intégrateurs en cascade fonctionnant à la fréquence d'échantillonnage la plus élevée et du même nombre d'étages en peigne fonctionnant à la faible fréquence d'échantillonnage. Un certain nombre de paires de peignes d'intégrateur en cascade sont choisies pour répondre aux exigences de conception pour le repliement ou les erreurs d'imagerie. Bien que les filtres CIC puissent implémenter efficacement la décimation et l'interpolation dans le matériel pour une large gamme de facteurs de changement de débit, la réponse du filtre CIC manque pourtant d'une réponse de bande passante plate et d'une meilleure bande passante de transition. Pour contourner ces problèmes, un filtre FIR de compensation peut être utilisé en cascade avec le filtre CIC pour fournir une correction de fréquence ainsi qu'une mise en forme du spectre.

En outre, la méthode de minimisation des erreurs au maximum plat (MF) a été utilisée pour résoudre le problème de l'affaissement de la bande passante dans les filtres CIC compensés [7]. La méthode MF a été appliquée afin d'obtenir les coefficients des filtres de compensation du deuxième et du quatrième ordre. La mise en cascade de ces deux filtres a généré un filtre de compensation CIC du sixième ordre qui a réduit considérablement l'affaissement de la bande passante des filtres CIC. Dans [8], la structure de base du filtre CIC a été discutée avec l'illustration de ses paramètres importants impliqués. Les auteurs ont essayé de trouver certains problèmes associés aux caractéristiques du filtre et ont mis l'accent sur une solution pour améliorer ses performances.

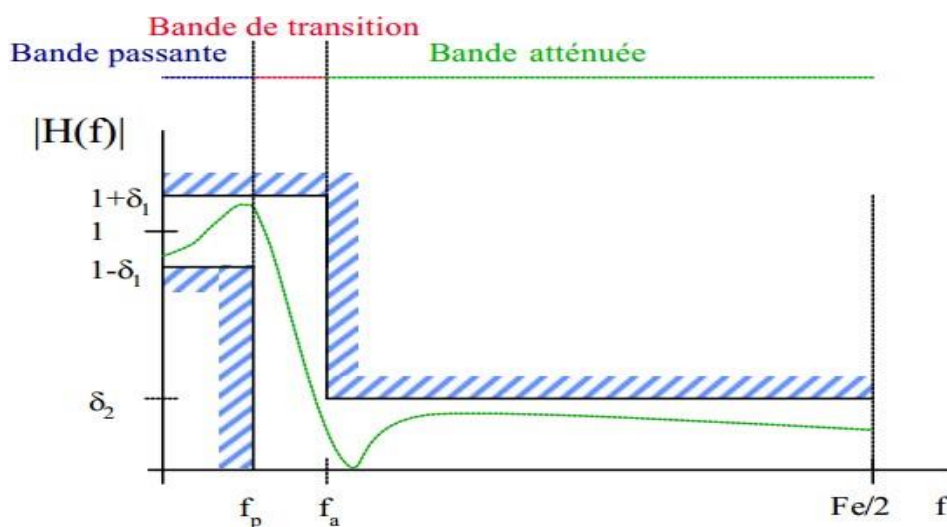


Figure III.1 Réponse en amplitude de fréquence du filtre.

L'arithmétique nécessaire pour implémenter ces filtres numériques est uniquement des additions et des soustractions. Les filtres CIC sont connus dans le domaine de l'électronique sous différents noms, comme filtre moyenne mobile ou filtre récursif. Comme son nom l'indique, un filtre CIC est construit en cascade de deux structures de filtre simples : les peignes et les intégrateurs [5].

III.2 INTÉGRATEUR

Un intégrateur est simplement un filtre RII unipolaire avec un coefficient de rétroaction unitaire, et cela peut être illustré sur la figure III.2:

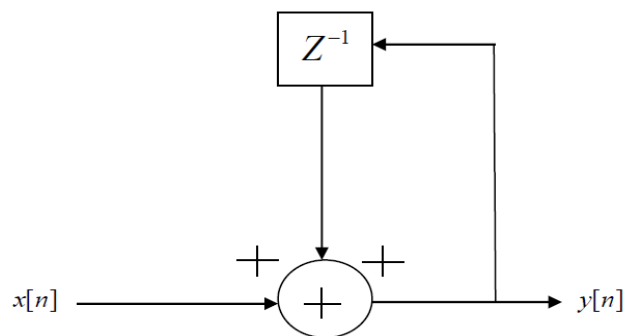


Figure III.2 Intégrateur de base.

Il a les caractéristiques passe-bas et, évidemment, aucun multiplicateur n'est requis. La sortie du domaine temporel peut être affichée comme :

$$y(n) = y(n) + x(n) \quad (\text{III. 1})$$

Et, la sortie dans le domaine z peut être comme indiqué comme :

$$Y[z] = z^{-1}Y[z] + X[z] \quad (\text{III. 2})$$

Il peut également s'écrire :

$$Y[z](1 - z^{-1}) = X[z] \quad (\text{III. 3})$$

La fonction de transfert pour un seul intégrateur sur le plan z est :

$$H_i(z) = \left(\frac{1}{1 - z^{-1}} \right) \quad (\text{III. 4})$$

Ce système est également connu comme un accumulateur. la section intégrateur des filtres CIC comprend N étages intégrateurs numériques fonctionnant à un T_e taux d'échantillonnage élevé [25].

III.3 FILTRE COMB

Un filtre en peigne est utilisé pour ajouter une version retardée d'un signal lui-même. La réponse en fréquence d'un filtre en peigne consiste en une série de pointes régulièrement espacées. La structure générale des filtres en peigne, comme le montre la figure III.3.

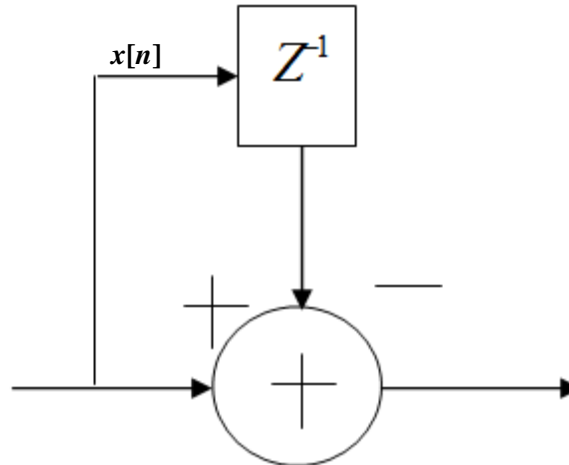


Figure III.3 Filtre de peigne de base.

Le retard différentiel est un paramètre de conception de filtre utilisé pour contrôler la réponse en fréquence du filtre. La sortie du domaine temporel peut être représentée comme suit:

$$y[n] = y[n] + x[n - N] \quad (\text{III. 5})$$

Et, la sortie dans le champ z peut être comme indiqué :

$$Y[z] = X[z] - z^{-N} X[z] \quad (\text{III. 6})$$

Il peut également s'écrire

$$Y[z] = X[z](1 - z^{-N}) \quad (\text{III. 7})$$

La fonction du système pour un seul étage de peigne référencé au taux d'échantillonnage élevé est :

$$H_c(z) = (1 - z^{-N}) \quad (\text{III. 8})$$

III.4 FILTRE À PEIGNE INTÉGRATEUR EN CASCADE

Le filtre à peigne intégrateur en cascade (CIC), qui a été initialement proposé par Eugene Hogenauer en 1981 [4], est une nouvelle classe de filtres numériques économiques à réponse impulsionnelle finie (FIR), car il n'utilise que les retards et les unités de sommation. Habituellement, ce filtre est utilisé dans le traitement du signal numérique multimodale ainsi que

dans l'interpolation et la décimation. Contrairement aux filtres FIR conventionnels, les filtres CIC ont deux sections appelées sections intégrateur et peigne, qui effectuent simultanément les opérations numériques de filtrage passe-bas et de décimation [6,7].

Les filtres CIC peuvent réaliser la décimation en diminuant le taux d'échantillonnage et l'interpolation en augmentant le taux d'échantillonnage sans utiliser de multiplicateurs. Un filtre CIC se compose d'un nombre égal d'étages d'intégrateur et de peigne idéaux. Sa réponse en fréquence peut être ajustée en sélectionnant le nombre optimal de paires intégrateur de cascade et filtre en peigne [5]. Sa structure hautement symétrique permet une implémentation matérielle efficace [10]. La figure 3.4 montre la structure principale du filtre CIC.

Les filtres CIC sont une classe inégalée de filtres numériques qui présentent une manière efficace sur le plan informatique de mettre en œuvre le filtre passe-bas à bande étroite pour l'anticrénelage. Le filtre CIC utilise uniquement des délais et des unités de sommation, et il ne nécessite pas d'opérations de multiplication comme dans un filtre FIR. Parfois, ceux-ci sont appelés filtres sans multiplicateurs. Le filtre peut être implémenté en cascade l'intégrateur avec le filtre en peigne ou vice-versa. La réponse en fréquence passe-bas peut être améliorée en cascade le nombre N d'étages de filtre CIC. Ces filtres ont également une réponse de phase linéaire comme les filtres FIR. Les filtres FIR peuvent être utilisés pour l'interpolation ainsi que la décimation. Les deux éléments de base d'un filtre CIC sont un intégrateur et un peigne [5].

III.4.1 Architecture du Filtre CIC

Pour augmenter le débit des filtres CIC décimateurs, le design doit être fait de façon à pouvoir utiliser une grande fréquence de fonctionnement. La fréquence maximale de fonctionnement est donnée par le délai maximal entre deux registres adjacents sensibles au même front d'horloge. Donc la fréquence de fonctionnement des intégrateurs donne la fréquence de fonctionnement du filtre CIC au complet. Ainsi, augmenter le débit d'un filtre CIC revient à augmenter la fréquence de fonctionnement des intégrateurs. La structure pipeline des intégrateurs, comparée à celle régulière présentée par Hogenauer, permet d'augmenter la fréquence de fonctionnement des intégrateurs. La figure III.4 montre la structure régulière et pipeline des intégrateurs [24], il est intéressant de constater que la structure pipeline utilise les mêmes ressources matérielles que la structure régulière. Ceci veut dire que la structure pipeline des intégrateurs ne nécessite pas de registres additionnels. Ainsi, comme le délai entre deux registres adjacents détermine la fréquence maximale, alors plus il est court plus la fréquence est grande. Dans la structure régulière, il existe deux additionneurs entre deux registres adjacents

alors qu'il en existe qu'un seul dans la structure pipeline d'où sa préférence par rapport à celle régulière. La structure pipeline n'est pas nécessaire dans la partie différentiateur du CIC car la fréquence est beaucoup plus basse comparée à celle des intégrateurs [22].

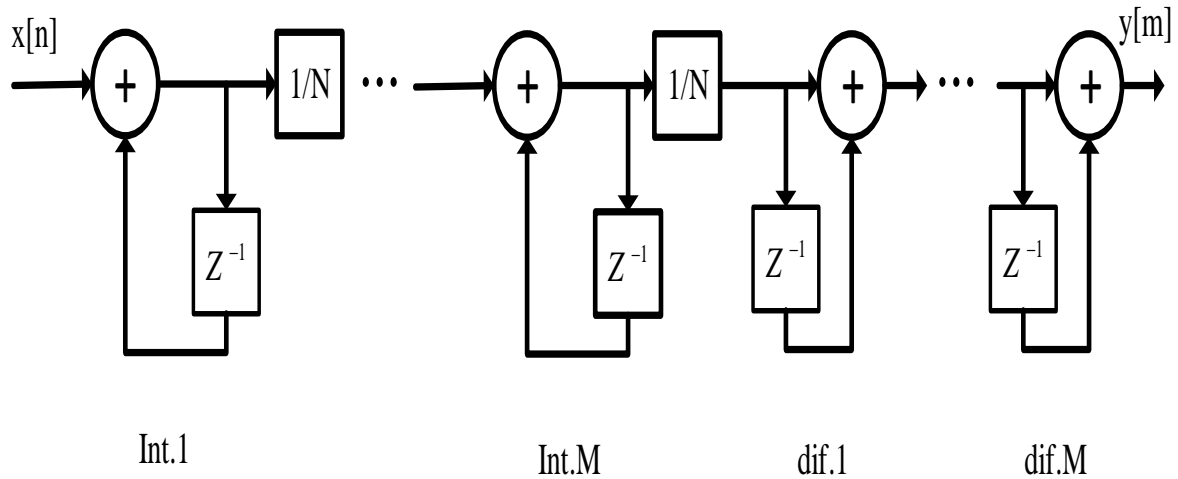


Figure III.4 Structure du filtre CIC à plusieurs étages.

III.4.2 Analyse fréquentielle du filtre CIC

La fonction de transfert du filtre CIC dans le domaine z est donnée par l'équation suivante :

$$H(z, N, M) = \left(\frac{1 - z^{-N}}{N(1 - z^{-1})} \right)^M \quad (\text{III.9})$$

Dans l'équation (III.9), le numérateur $1 - z^{-N}$ représente la fonction de transfert du peigne et du dénominateur $1/(1 - z^{-1})$ indique la fonction de transfert de l'intégrateur, où M et N désignent le nombre d'étapes CIC et le facteur de décimation, respectivement.

La réponse en amplitude du filtre CIC de l'ordre M^{th} est donnée par :

$$|H_{\text{CIC}}(\Omega, N, M)| = \left| (1/N) \frac{\sin(N\Omega/2)}{\sin(\Omega/2)} \right|^M \quad (\text{III.10})$$

Les illustrations représentées sur les figures III.5 et III.6 représentent la réponse en fréquence du filtre CIC pour $N = 8$ avec trois valeurs différentes de M . Nous notons qu'en augmentant le nombre d'étages M , le statisme passe-bande diminue et l'atténuation de la bande d'arrêt augmente constamment.

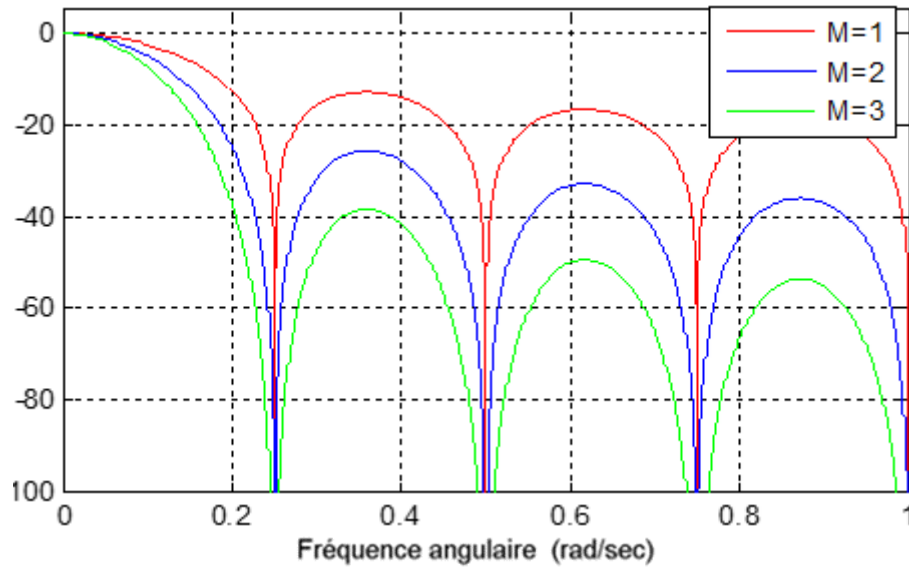


Figure III.5 Filtre CIC Gain de réponses avec $N = 8$ et : un étage ($M = 1$), deux étages ($M = 2$) et trois étages ($M = 3$).

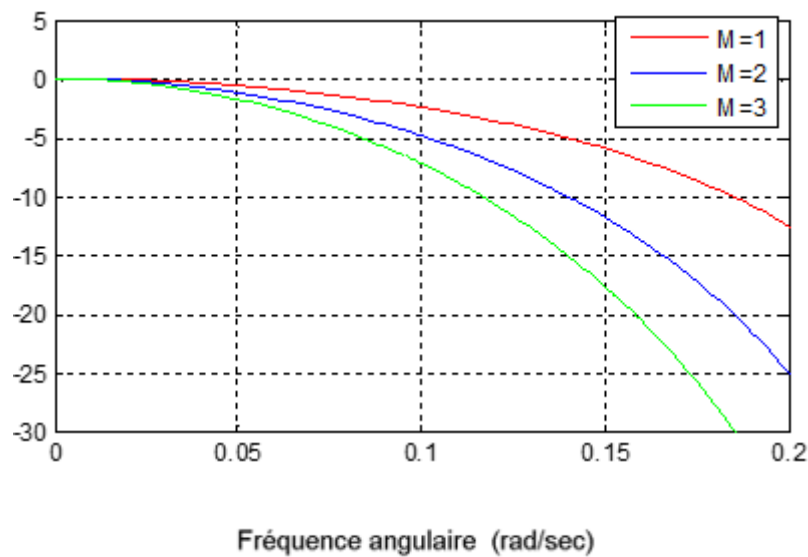


Figure III.6 Zooms passe-bande

A partir de la figure III. 7, nous notons clairement que l'augmentation du retard différentiel N provoque un affaissement rapide de la bande passante tandis que l'atténuation de la bande d'arrêt est relativement améliorée dans les bandes CIC. En outre, l'ondulation de la bande d'arrêt augmente proportionnellement à la valeur de N .

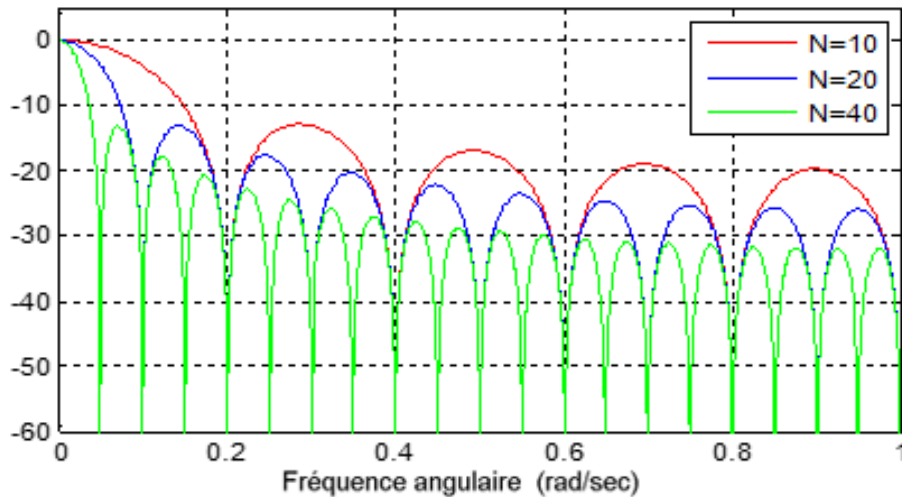


Figure III.7 Filtre CIC Gain de réponse avec un seul étage ($M = 1$) et trois valeurs différentes de N (10, 20 et 40).

Maintenant, afin de montrer l'influence de la fréquence d'échantillonnage dans les caractéristiques du filtre CIC, nous montrons sur la figure III.8 deux réponses de gain avec deux fréquences d'échantillonnage différentes. Nous remarquons qu'une fréquence d'échantillonnage plus petite entraîne une baisse de bande passante plus rapide.

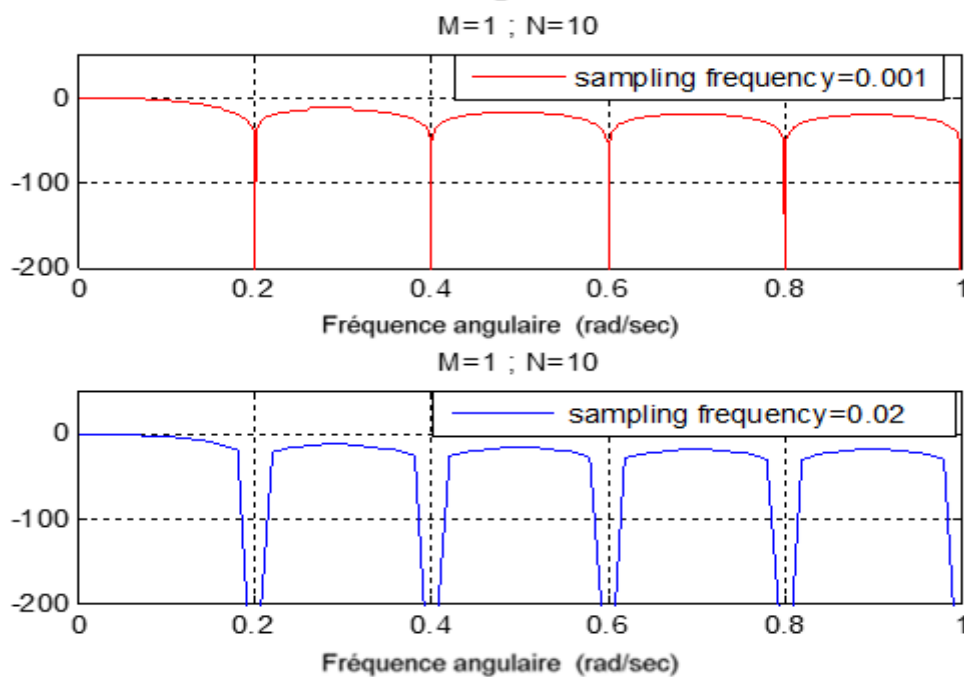


Figure III.8 Filtre CIC Gain de réponse pour deux valeurs différentes de fréquence d'échantillonnage.

Sur la base de toutes les caractéristiques susmentionnées du comportement du filtre CIC, nous recherchons une relation utile entre Ω et N pour améliorer la réponse de gain du filtre CIC à travers ses paramètres. Dans la section suivante, nous détaillons la formulation mathématique de la fonction objective afin de trouver les paramètres de filtre CIC optimaux.

III.5 FILTRES CIC AFFÛTÉS (SHARPENED CIC FILTERS)

Des filtres CIC d'ordre supérieur sont nécessaires pour obtenir de meilleures caractéristiques de bande passante et de bande d'arrêt. Cependant, les filtres CIC d'ordre supérieur souffrent non seulement d'un affaissement de bande passante important, mais consomment également beaucoup d'énergie et occupent une grande surface. L'affaissement de la bande passante de l'architecture conventionnelle basée sur le CIC doit être compensé par un deuxième étage filtre de compensation.

L'architecture basée sur CIC a un statisme de bande passante variable lorsqu'elle est utilisée avec plusieurs facteurs de décimation. La limitation de l'architecture basée sur le CIC pour les filtres numériques de décimation programmables est due au besoin d'un filtre de seconde étape programmable pour compenser le statisme variable dans la bande passante de la réponse du filtre CIC. Ces filtres programmables nécessitent une grande surface et consomment beaucoup d'énergie. Les filtres CIC affinés permettent non seulement d'obtenir un meilleur rejet du repliement et une meilleure atténuation de la bande d'arrêt, mais présentent également un statisme de bande passante négligeable [12, 13] et éliminent le besoin d'un filtre de deuxième étage programmable

Les filtres SCIC présentent un statisme de bande passante négligeable et une atténuation de bande d'arrêt plus élevée par rapport aux filtres CIC du même ordre et du même facteur de décimation. Bien que les filtres SCIC éliminent le besoin de filtres de compensation de statisme, ils consomment beaucoup d'énergie. Ce travail se concentre sur le développement d'un filtre CIC affiné de faible puissance.

La netteté du filtre est une méthode qui améliore les caractéristiques du filtre dans la bande passante et la bande d'arrêt. En mettant en œuvre le procédé d'affûtage du filtre, l'erreur de bande passante est diminuée et l'atténuation de la bande d'arrêt est augmentée en même temps. La méthode est basée sur l'utilisation de plusieurs répliques du filtre d'origine, dont la réponse en fréquence doit être améliorée. L'affûtage du filtre est applicable aux filtres FIR à phase linéaire. La technique d'affûtage utilise les polynômes d'affûtage pour améliorer la bande passante et les

caractéristiques de la bande d'arrêt du filtre FIR symétrique. Alors une version affinée, $H_{sh}(z)$, peut être exprimée comme :

$$H_{sh} = H^2(z)[3 - 2H(z)] \quad (\text{III.11})$$

La réponse en magnitude d'un filtre CIC affiné serait alors :

$$|H_{sh}(\Omega, N, M)| = \left| 3 \left[\frac{1 \sin(N\Omega/2)}{N \sin(\frac{\Omega}{2})} \right]^{2M} - 2 \left[\frac{1 \sin(N\Omega/2)}{N \sin(\frac{\Omega}{2})} \right]^{3M} \right| \quad (\text{III.12})$$

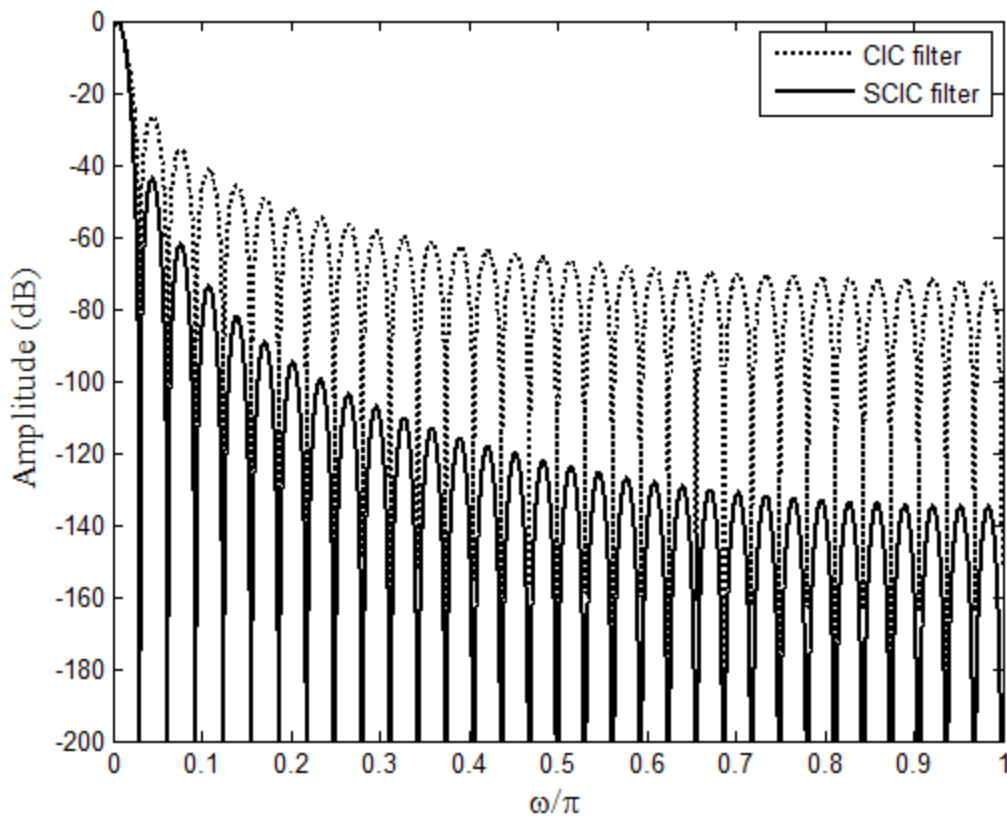


Figure III.9 Comparaison de la réponse en fréquence des filtres CIC et SCIC

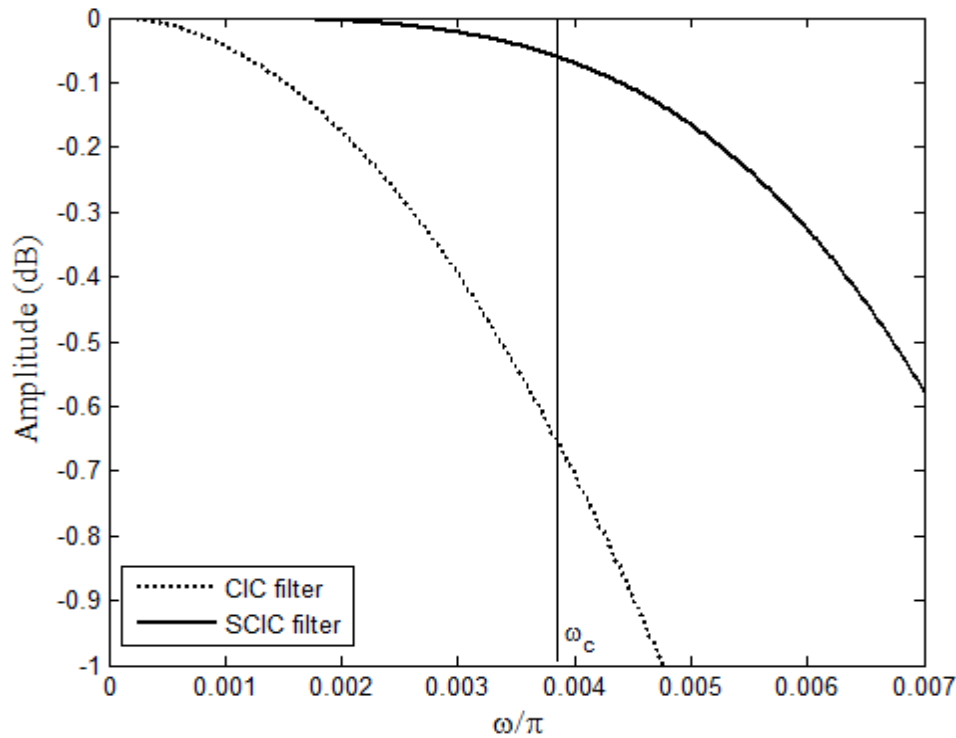


Figure III.10 Comparaison des bandes passantes des filtres CIC et SCIC

III.6 AFFUTAGE DU FILTRE MODIFIÉ

La technique de netteté modifiée [12], [13] et [14] est une méthode où la décimation est divisée en deux étapes, et la netteté n'est effectuée que dans la deuxième étape, étant donné que le facteur de décimation N est un nombre pair. Alors une version affinée, HMsh, peut être exprimée comme :

$$|H_{Msh}(\Omega, N, N_1, N_2, M, L)| = \left[\frac{1}{N_1} \frac{\sin(N_1 \Omega/2)}{\sin(\frac{\Omega}{2})} \right]^L \left\{ 3 \left[\frac{1}{N_2} \frac{\sin(N \Omega/2)}{\sin(N_1 \frac{\Omega}{2})} \right]^{2M} - 2 \left[\frac{1}{N_2} \frac{\sin(N \Omega/2)}{\sin(N_1 \frac{\Omega}{2})} \right]^{3M} \right\} \quad (\text{III.13})$$

La méthode a été généralisée plus tard pour le cas où le facteur de décimation N peut être exprimé comme $N = N_1 \times N_2$. La première étape est le filtre CIC moins simple ($N_1 < N$), qui peut être implémenté sous forme récursive ou non récursive. Dans la deuxième étape se trouve le filtre CIC moins complexe ($N_2 < N$). La condition de sélection des étages est donnée comme suit $L \geq 2M$.

III.7 OBJECTIFS

Dans la plupart des applications, il est nécessaire d'avoir une bande passante plate, sinon le signal d'origine peut être détruit. Malheureusement, le filtre CIC seul souffre d'un affaissement de la bande passante, qui dans de nombreux cas, ne peut pas être accepté. Les objectifs de recherche de cette thèse sont les suivants :

- Mettre en œuvre un compensateur basé sur un critère au maximum plat et résoudre ce compensateur CIC pour un ordre supérieur de filtre CIC.
- Proposer un nouveau filtre compensateur CIC pour améliorer la réponse en amplitude du filtre CIC.
- Comparaison des résultats de la réponse en amplitude.

III.8 APPLICATION DU FILTRE CIC

L'application pour les filtres CIC semble être dans les zones où les taux d'échantillonnage élevés font des multiplicateurs un choix non économique et les zones où les facteurs de changement de taux importants nécessiteraient une grande quantité de stockage des coefficients ou une génération rapide de réponse impulsionnelle [25].

III.9 MÉTHODE PROPOSÉE

La réponse de gain des filtres CIC dépend de trois paramètres : le facteur de décimation N , le nombre d'étages M et la fréquence d'échantillonnage. Dans cette thèse, nous proposons une nouvelle méthode qui peut résoudre les problèmes de filtre CIC mentionnés ci-dessus en optimisant ses paramètres simultanément. À cette fin, nous considérons la réponse de gain du filtre CIC rapportée dans l'équation (III.10) :

$$|H_{\text{CIC}}(\Omega, N)| = \left| (1/N) \frac{\sin(N\Omega/2)}{\sin\left(\frac{\Omega}{2}\right)} \right| \quad (\text{III. 14})$$

Afin de trouver la solution optimale pour Ω et N , nous devons calculer la dérivée partielle de l'équation (III. 14) par rapport à Ω et N . Des manipulations mathématiques simples permettent d'écrire :

$$\frac{\partial H(N,\Omega)}{d\Omega} = \frac{(N/2) \cos\left(\frac{\Omega N}{2}\right) \sin\left(\frac{\Omega}{2}\right) - (1/2) \cos\left(\frac{\Omega}{2}\right) \sin\left(\frac{\Omega N}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\Omega}{2}\right)^2} \quad (\text{III.15})$$

$$\frac{\partial H(N,\Omega)}{dN} = \frac{(\Omega/2) \cos\left(\frac{\Omega N}{2}\right) \sin\left(\frac{\Omega}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\Omega}{2}\right)^2} \quad (\text{III.16})$$

Après avoir ajouté l'équation (III.15) à l'équation (III.16) et en mettant tout à zéro, on obtient:

$$\frac{\left(\frac{N}{2}\right) \cos\left(\frac{\Omega N}{2}\right) \sin\left(\frac{\Omega}{2}\right) - (1/2) \cos\left(\frac{\Omega}{2}\right) \sin\left(\frac{\Omega N}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\Omega}{2}\right)^2} + \frac{\left(\frac{\Omega}{2}\right) \cos\left(\frac{\Omega N}{2}\right) \sin\left(\frac{\Omega}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\Omega}{2}\right)^2} = 0 \quad (\text{III.17})$$

Après quelques manipulations mathématiques, on obtient :

$$\frac{\left(\frac{N}{2} + \frac{\Omega}{2}\right) \cos\left(\frac{\Omega N}{2}\right) \sin\left(\frac{\Omega}{2}\right) - (1/2) \cos\left(\frac{\Omega}{2}\right) \sin\left(\frac{\Omega N}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\Omega}{2}\right)^2} = 0 \quad (\text{III.18})$$

On définit $A = \left(\frac{N}{2} + \frac{\Omega}{2}\right)$, d'où Equation (IV.18) devient :

$$\frac{\left(\frac{A}{2}\right) [\sin\left(\frac{\Omega}{2} + \frac{\Omega N}{2}\right) + \sin\left(\frac{\Omega}{2} - \frac{\Omega N}{2}\right)] - (1/2)(1/2) [\sin\left(\frac{\Omega}{2} + \frac{\Omega N}{2}\right) + \sin\left(\frac{\Omega}{2} - \frac{\Omega N}{2}\right)]}{\sin\left(\frac{\Omega}{2}\right)^2} = 0 \quad (\text{III.19})$$

$$\frac{\left(\frac{A}{2} - \frac{1}{4}\right) [\sin\left(\frac{\Omega}{2} + \frac{\Omega N}{2}\right)] + \left(\frac{A}{2} - \frac{1}{4}\right) [\sin\left(\frac{\Omega}{2} - \frac{\Omega N}{2}\right)]}{\sin\left(\frac{\Omega}{2}\right)^2} = 0 \quad (\text{III.20})$$

$$\left(\frac{A}{2} - \frac{1}{4}\right) [\sin\left(\frac{\Omega}{2} + \frac{\Omega N}{2}\right)] + \left(\frac{A}{2} - \frac{1}{4}\right) [\sin\left(\frac{\Omega}{2} - \frac{\Omega N}{2}\right)] = 0 \quad (\text{III.21})$$

$$\sin\left(\frac{\Omega}{2} + \frac{\Omega N}{2}\right) + \sin\left(\frac{\Omega}{2} - \frac{\Omega N}{2}\right) = 0 \quad (\text{III.22})$$

$$\sin\left(\frac{\Omega}{2} + \frac{\Omega N}{2}\right) = -\sin\left(\frac{\Omega}{2} - \frac{\Omega N}{2}\right) \quad (\text{III.23})$$

Maintenant et pour résoudre l'équation (III.23), nous impliquons la règle trigonométrique suivante :

$$\sin(\pi + \theta) = -\sin(\theta) = \sin((2k + 1)\pi + \theta) \quad (\text{III.24})$$

Ici k est un entier positif. En conséquence, nous pouvons écrire :

$$\sin\left(\frac{\Omega}{2} + \frac{\Omega N}{2}\right) = \sin\left(\left(\frac{\Omega}{2} - \frac{\Omega N}{2}\right) + (2k + 1)\pi\right) \quad (\text{III.25})$$

$$\left(\frac{\Omega}{2} + \frac{\Omega N}{2}\right) = \left(\frac{\Omega}{2} - \frac{\Omega N}{2}\right) + (2k + 1)\pi \quad (\text{III.26})$$

Enfin, la valeur optimale de Ω en fonction de N est la suivante :

$$\Omega = (2k + 1)\pi/N \quad (\text{III.27})$$

III.10 RÉSULTATS ET DISCUSSION

Ce terminal est consacré à la partie de simulation et d'interprétation des résultats. Nous avons implémenté sous l'environnement MATLAB un algorithme qui génère les réponses de notre filtre CIC optimisé ainsi que les réponses des filtres initiales et d'ordre réduit. Cette simulation nous permet de bien visualiser les réponses fréquentielles ainsi que le lieu de stabilité des filtres implémentés. Aussi, nous réalisons nos expériences sur la réponse de gain de notre filtre CIC proposée en variant les valeurs de Ω en fonction de N selon la relation mathématique obtenue après l'optimisation de la réponse fréquentielle. Finalement et pour le but de montrer l'efficacité de la méthode proposée, nous avons fait une comparaison de réponse entre celle de notre filtre proposé et les filtres les plus connus dans la littérature.

Dans cette section, nous évaluons nos expériences sur la réponse de gain de filtre CIC proposée en utilisant l'environnement Matlab. Nous prenons plusieurs valeurs de Ω en fonction de N selon l'équation (III.27) afin de calculer la réponse de gain exprimée en équation (III.2). Afin de démontrer l'efficacité de la méthode proposée, nous avons opté pour plusieurs tests :

III.10.1 Test 1

Dans ce premier test, nous avons conçu une réponse de gain de filtre CIC pour $M = 1$ et quatre valeurs différentes de N (48, 64, 128 et 256). La figure (III.11) montre les réponses en amplitude du filtre proposé en fonction de N . Nous notons qu'il y a une amélioration significative de l'atténuation de la bande d'arrêt et de l'ondulation tout en augmentant la valeur de N .

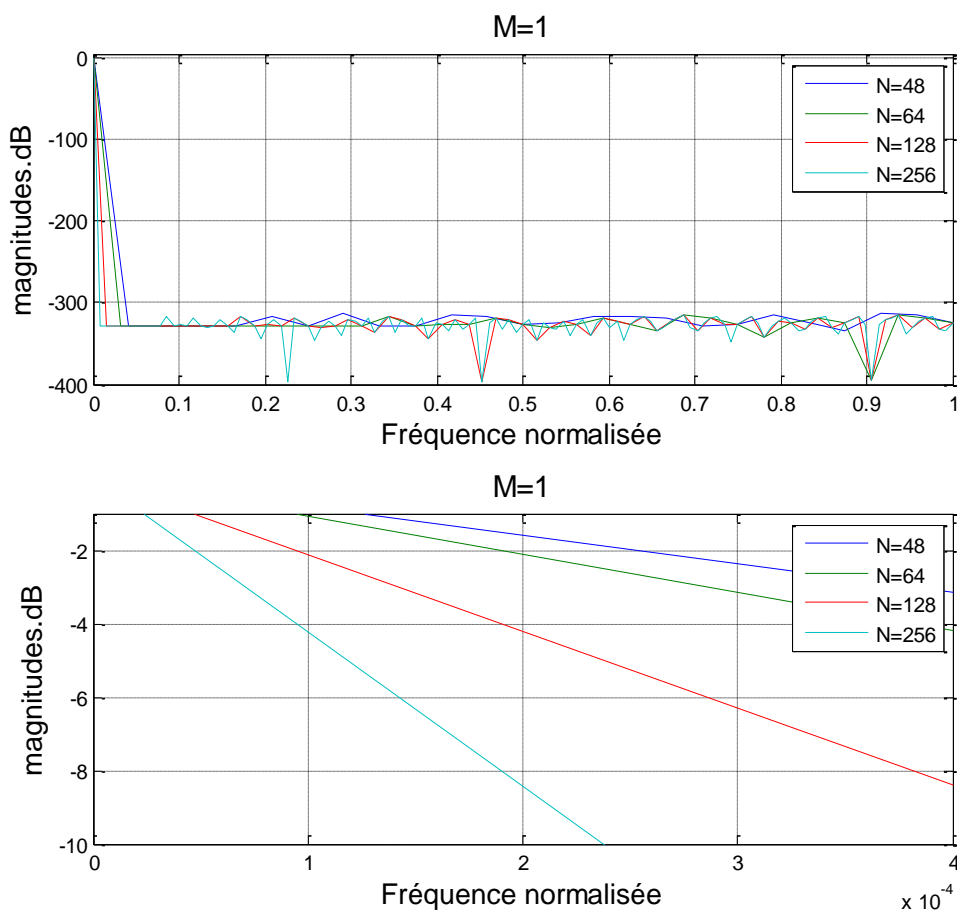


Figure III. 11 Gain de réponse du filtre CIC proposé avec un seul étage ($M = 1$) et quatre valeurs de N .

III.10.2 Test 2

Maintenant, nous augmentons le nombre d'étages de 1 à 2 tout en conservant les mêmes valeurs de N utilisées dans le premier test. Ensuite, nous traçons la réponse de gain obtenue dans la figure (III.12).

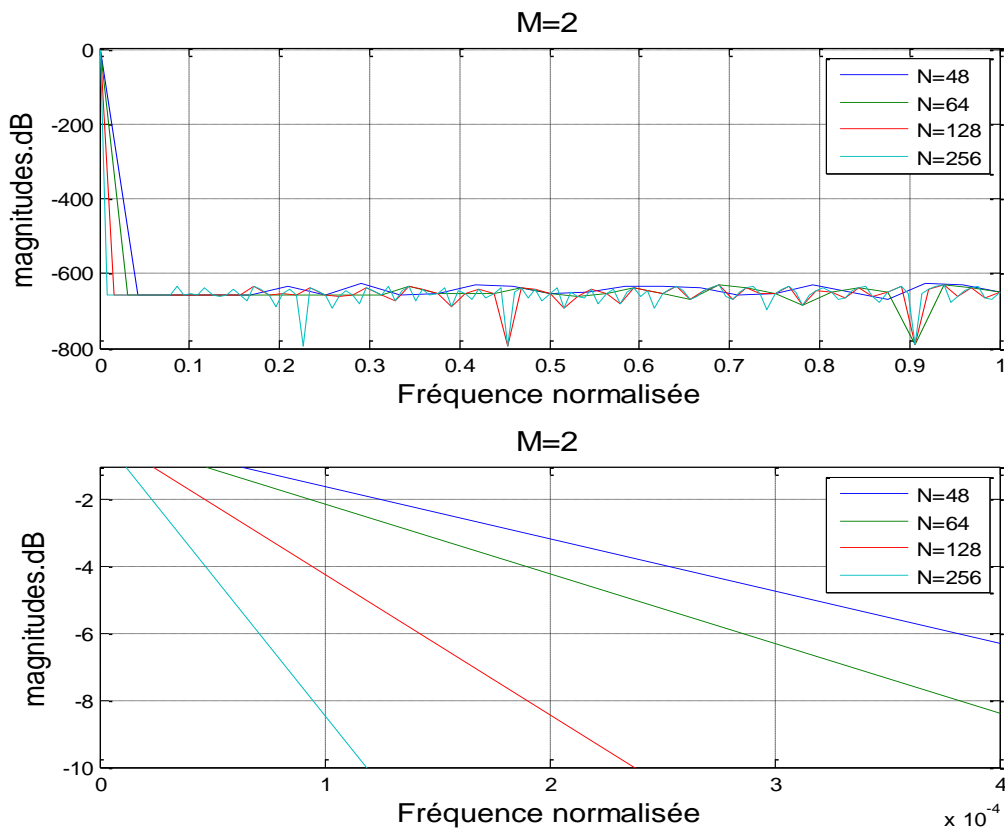


Figure III.12 Gain de réponse du filtre CIC proposé avec deux étapes ($M = 2$) et quatre valeurs de N .

D'après la réponse de gain du filtre avec ($M=2$), nous remarquons que 'elle est pratiquement la même que celle montrée dans le premier test (Fig. III.11) mais avec un minimum d'atténuation de la bande d'arrêt doublant.

III.10.3 Test 3

Maintenant, nous considérons trois étages du filtre CIC où sa réponse est illustrée dans la figure (III. 13). Nous remarquons que la bande passante des réponses de gain avec les quatre valeurs de N est rapidement abandonnée par rapport à celles effectuées dans les tests 1 et 2.

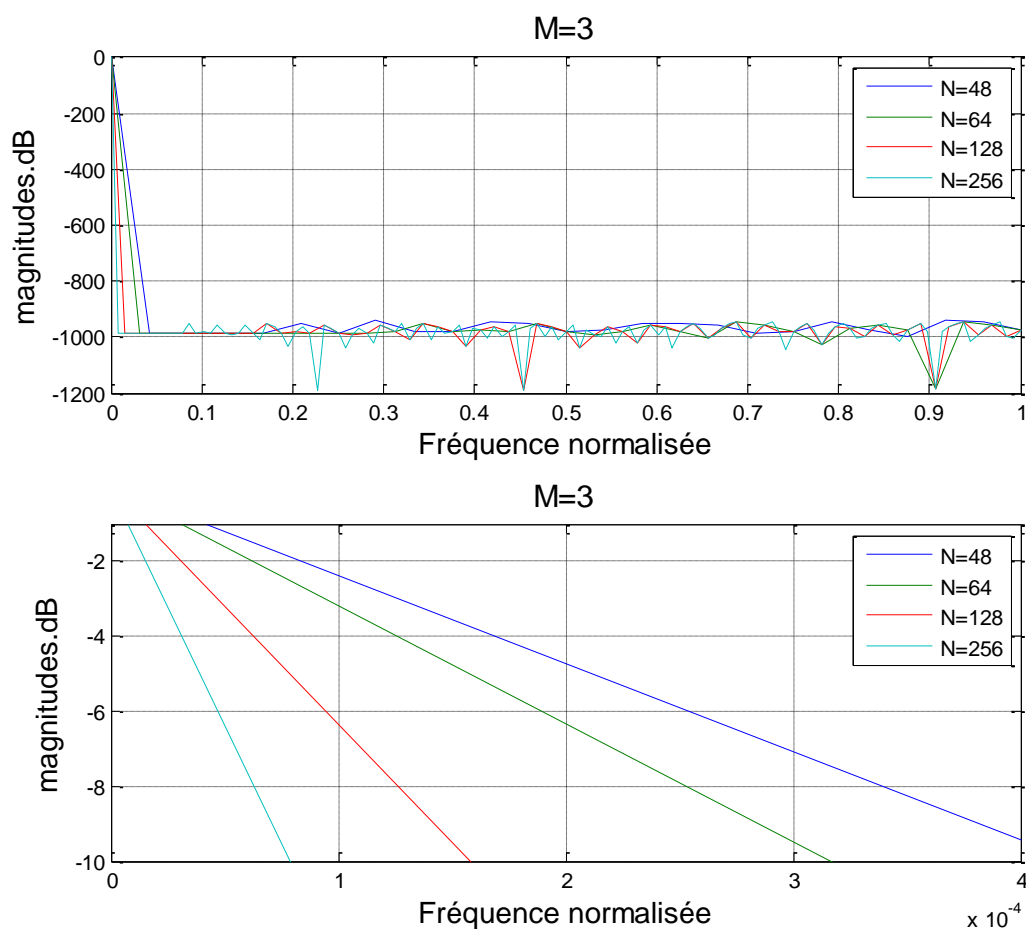


Figure III. 13 Gain de réponse du filtre CIC proposé avec trois étages ($M = 3$) et quatre valeurs de N .

III.10.4 Test 4

Dans ce test, nous prenons $M = 4$ tout en conservant les mêmes valeurs de N utilisées dans les tests précédents. La figure (III.14) représente la réponse de gain du filtre avec ces paramètres. Nous remarquons clairement que le statisme passe-bande est plus rapide que ceux obtenus auparavant. Ce comportement peut considérablement améliorer la réponse en amplitude du filtre CIC avec un nombre rationnel d'étages M (une contrainte de coût).

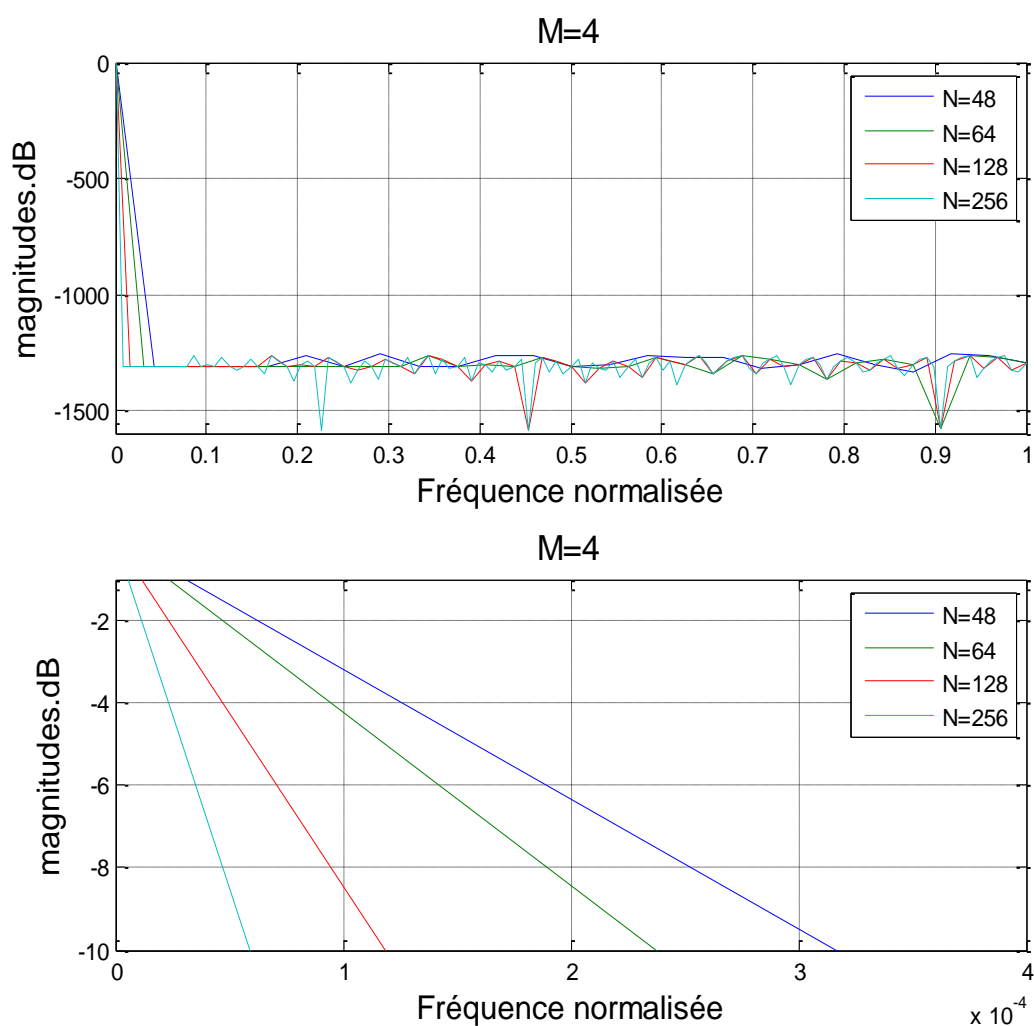


Figure III. 14 Gain de réponse du filtre CIC proposé avec quatre étapes ($M = 4$) et quatre valeurs de N .

III.10.5 COMPARAISON

Afin de faire une évaluation significative des performances de la méthode proposée par rapport aux autres filtres CIC existants, nous comparons la réponse de gain de notre méthode proposée avec trois différents filtres CIC existants à savoir : le filtre CIC conventionnel exprimé en Equation (2), le filtre CIC affûté [11] et le filtre CIC affilé modifié [12].

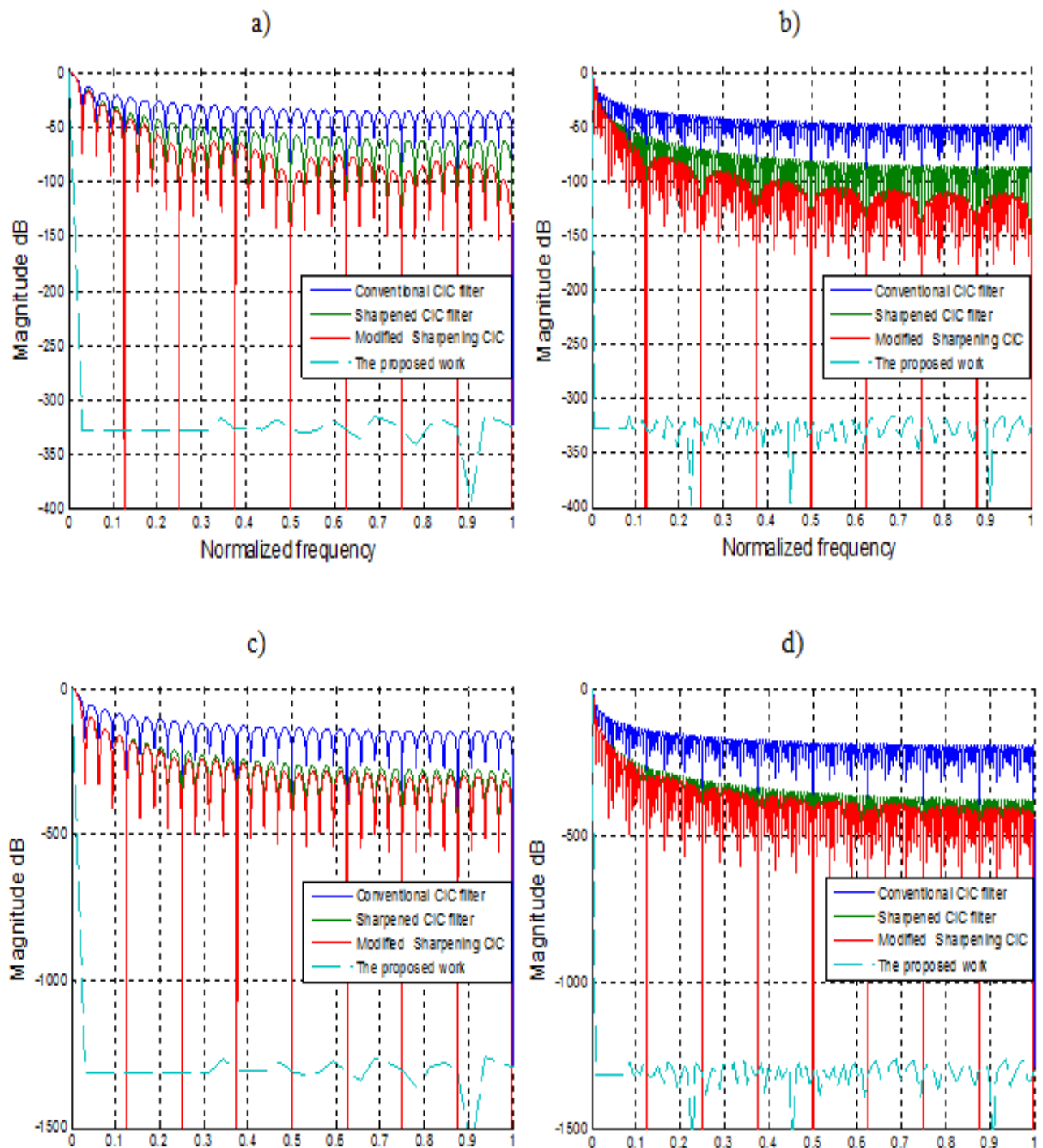


Figure III. 15 Comparaison de la réponse en fréquence avec les paramètres suivants a) $M=1$, $N=64$, $N_1=N_2=8$, $L=3$, b) $M=1$, $N=256$, $N_1=N_2=16$, $L=3$, c) $M=4$, $N=64$, $N_1=N_2=8$, $L=9$, and d) $M=4$, $N=256$, $N_1=N_2=16$, $L=9$.

De la figure (III. 15), nous remarquons clairement l'efficacité de la méthode proposée en termes d'atténuation de bande d'arrêt et d'ondulation quelles que soient les valeurs de N et M . En outre, le statisme de bande passante est considérablement amélioré par rapport aux autres. Cette

supériorité peut être justifiée par l'optimisation des paramètres du filtre CIC de telle sorte que cette solution examine l'effet du taux d'échantillonnage sur la réponse de gain du filtre CIC et trouve sa valeur optimale qui améliore efficacement la réponse d'amplitude du filtre CIC. Egalement, Tableau (III.1) résume les performances de la méthode proposée par rapport aux autres filtres CIC existants en termes d'atténuation de la bande d'arrêt.

Type de filtre	Paramètres					Atténuation de la bande d'arrêt (dB)
	M	N	N ₁	N ₂	L	
CIC conventionnel [4]	1	64	-	-	-	-13.26
		256	-	-	-	-13.28
	4	64	-	-	-	-53.03
		256	-	-	-	-53.13
CIC affiné [11]	1	64	-	-	-	-15.8
		256	-	-	-	-15.85
	4	64	-	-	-	-96.54
		256	-	-	-	-96.73
CIC affiné modifié [12]	1	64	8	8	3	-16.2
		256	16	16	3	-15.95
	4	64	8	8	9	-97.01
		256	16	16	9	-96.84
Notre méthode proposée	1	64	-	-	-	-315
		256	-	-	-	-315.2
	4	64	-	-	-	-1261
		256	-	-	-	-1261

Tableau III.1. Comparaison de l'atténuation de la bande d'arrêt.

Il est clair que les performances des filtres CIC affinés et affinés modifiés sont presque similaires, mais les deux sont meilleurs que celles des filtres CIC conventionnels. Cependant, la méthode proposée donne la meilleure atténuation de bande d'arrêt qui est 13 fois meilleure que celle d'un filtre CIC affiné modifié. Ces statistiques font de notre filtre CIC optimisé le meilleur choix pour améliorer les caractéristiques du filtrage par décimation.

III.11 UTILISATION DE RESEAU DE NEURONES POUR VERIFIER LA QUALITE DE FILTRE CIC OBTENU

Nous cherchons à décider sur la qualité du filtre CIC obtenu par l'optimisation de la valeur de Ω en fonction de N et M. Pour ce faire, Nous avons en fait construit une base de données contenant 100 comportements possibles de filtre CIC en fonction Ω , N et M pour voir la qualité finale de ce filtre. Le réseau de neurones de type RBF a été utilisé pour évaluer ce test de qualité.

Pour une évaluation des performances de modèle d'apprentissage, nous définissons quelques mesures statistiques

Soient :

$$e(i) = y_r(i) - y_c(i) \quad (\text{III.28})$$

tel que :

y_r : Sortie réelle

y_c : Sortie calculée

Maintenant, l'erreur quadratique moyenne (EQM) est donnée par :

$$EQM = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n e^2(i) \quad (\text{III.29})$$

En utilisant les paramètres Ω , N et M qui sont considérés comme des variables d'entrée pour évaluer la qualité de filtre CIC après l'optimisation de la fréquence d'échantillonnage, cependant la sortie de celui-ci est prise comme la forme régulière de filtre CIC (0 : la forme n'est pas conforme, 1 : la forme est conforme).

Le réseau de neural de type RBF comporte une seule couche cachée dont la fonction d'activation est appelée fonction-noyau ou gaussienne et une couche de sortie avec une fonction

d'activation linéaire. Différentes architectures sont testées pour déterminer le nombre adéquat de neurones dans la couche cachée de ce modèle et la meilleure architecture a été retenue. Le tableaux III.2 montre l'architecture et les résultats correspondants.

Architecture de notre réseau de neurones	MLP avec 5 neurones dans la couche cachée Fonction d'activation = Gaussienne	
Performance	EQM	Temps d'exécution (s)
Apprentissage	3.1748×10^{-31}	14.3
Test	3.33×10^{-2}	0.1

Tableau III. 2. Architecture et statistique de performance de notre RN.

La figure III.16 représente l'évolution de l'erreur en fonction de nombre d'itération dans la phase d'apprentissage. Nous remarquons clairement que l'erreur se démunie constamment lorsque le nombre d'itération augmente. Cela prouve la convergence de l'apprentissage de réseau de neurones vers l'optimum local.

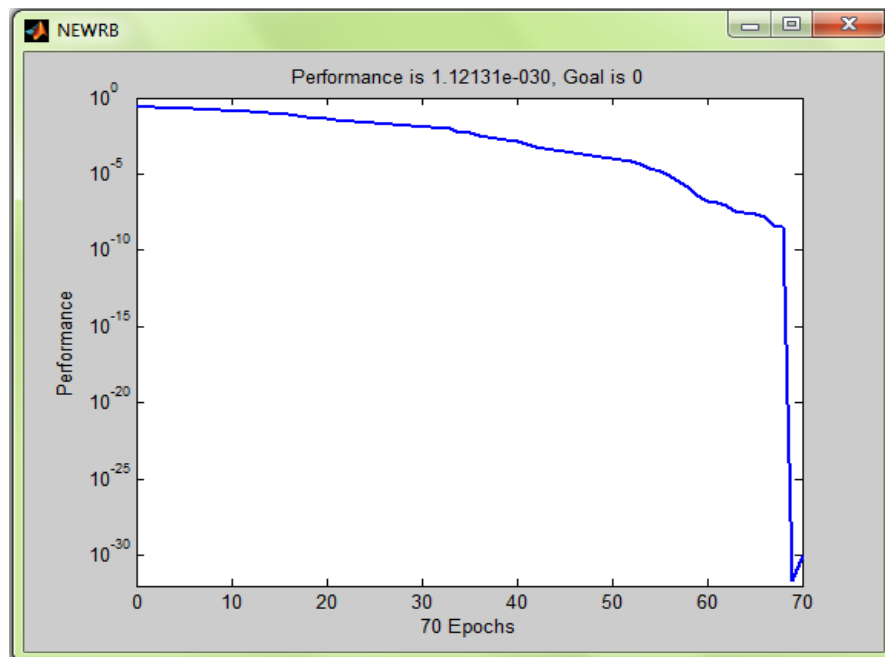


Figure III.16. Performance de RN en fonction de nombre d'itération dans la phase d'apprentissage.

Les figures III. 17 et III.18 représentent les résultats de la décision de réseau de neurones dans les deux phases (apprentissage et test) en utilisant les deux partitions de la base de données (apprentissage et test).

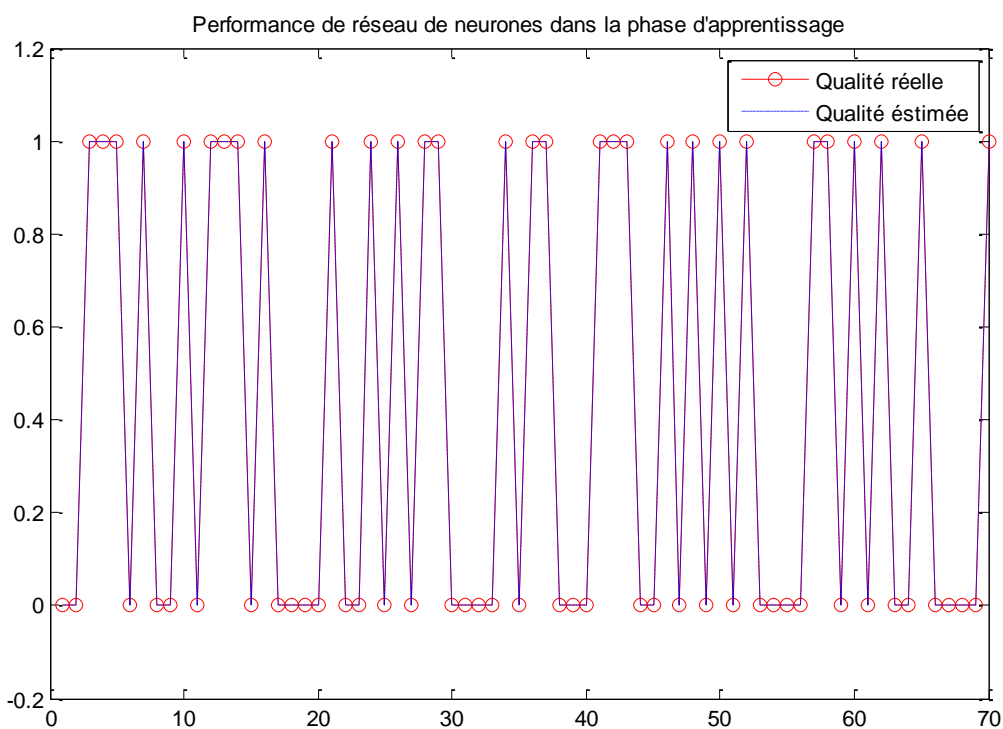


Figure III.17. Résultats de la sortie de RN dans la phase d'apprentissage.

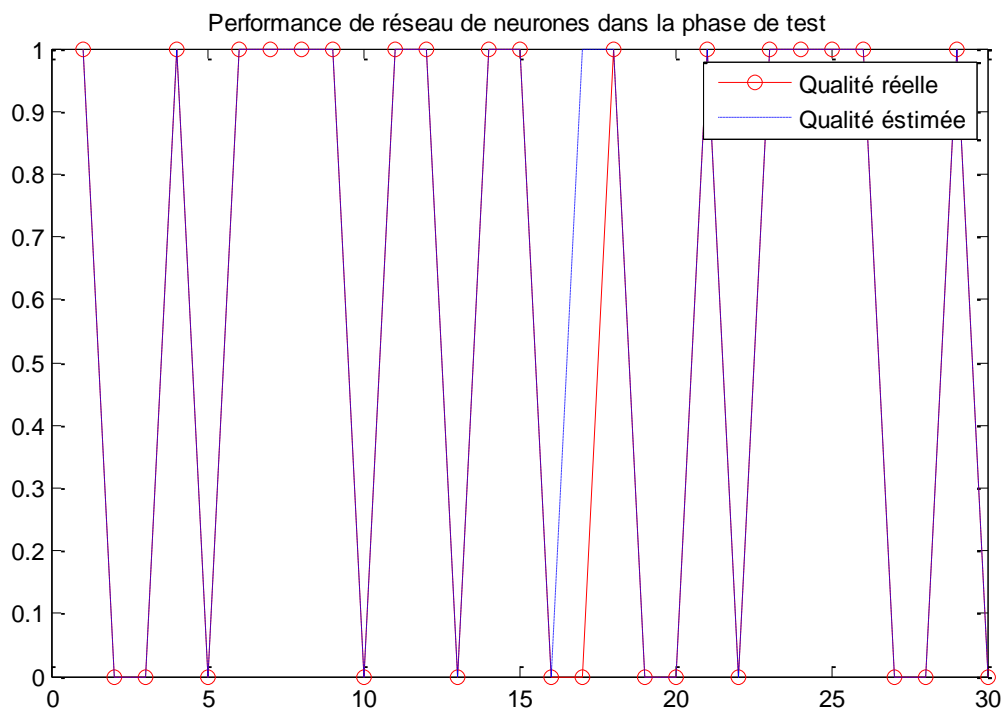


Figure III.18. Résultats de la sortie de RN dans la phase de test.

Nous remarquons que la qualité du filtre CIC est conforme à 100% dans la phase d'apprentissage (sans erreur). Par contre, dans la phase de test, il y a quelques erreurs (03 erreurs sur 30 données).

Les résultats obtenus avec l'utilisation de réseau de neurones pour vérifier la qualité des filtres CIC ont montré que l'optimisation de la fréquence d'échantillonnage a été parfaitement faite. Le taux d'erreur ne dépasse pas 0,035 ce qui rend notre algorithme d'optimisation très efficace.

III.12 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté les fondements théoriques du filtre CIC qui font partie des filtres FIR qui sont principalement utilisés dans la mise en œuvre à faible coût de la décimation et de l'interpolation. De plus, ces filtres ne nécessitent pas de multiplicateurs et beaucoup d'espace mémoire en plus ils sont caractérisés par une exigence matérielle réduite. Ce qui en fait un choix économique dans diverses applications telles que l'analyse des signaux, la communication numérique, la compression, le dé bruitage, ... etc. Enfin, la définition de principe du modulateur et des filtres de décimation a été brièvement décrite et simulée par le logiciel MATLAB.

Par la suite, nous avons présenté la partie expérimentale de notre travail proposé pour améliorer les caractéristiques du filtre CIC. Cette solution choisie a examiné l'effet de la fréquence d'échantillonnage sur la réponse de gain du filtre CIC en trouvant la valeur de fréquence d'échantillonnage optimale qui améliore efficacement les caractéristiques du filtre CIC. Les résultats évalués du filtre CIC proposé ont confirmé les améliorations de l'atténuation de la bande d'arrêt et de l'ondulation ainsi que du statisme de la bande passante. Par ailleurs, la comparaison effectuée entre notre méthode et certains autres filtres CIC existants a montré l'effet du paramètre de fréquence d'échantillonnage sur les performances de la bande d'arrêt et de la bande passante à la fois. Cette amélioration rend notre filtre CIC adapté à de nombreuses applications de traitement du signal, en particulier dans le domaine sans fil, y compris WCDMA et WiMAX avec différentes combinaisons de paramètres.

Il est très important de noter que les techniques de l'AI notamment le réseau de neurones de type RBF a été impliquées dans cette partie expérimentale pour vérifier la qualité des filtres CIC après l'optimisation de la fréquence normalisée. Une base de 100 échantillons a été préparé pour évaluer l'efficacité de ce système sur deux phases (apprentissage et test). Les résultats

obtenus ont montré que l'apprentissage était sans erreurs. Dans la phase de test, trois erreurs seulement sur trente ont été enregistrées confirmant la fiabilité de notre algorithme d'optimisation en utilisant un système de vérification basé sur le réseau de neurones.

CONCLUSION GÉNÉRALE

CONCLUSION GENERALE

Dans ce mémoire, nous sommes intéressés à la conception d'une classe des filtres numériques. En effet, nous avons commencé par une étude générale en ce propos.

Par conséquent, le problème de conception de filtres numériques a reçu beaucoup d'attention. C'est pour cette raison que des systèmes qui utilisent plusieurs fréquences d'échantillonnage différentes, plus connus sous le nom de systèmes multi-cadences ont été mis au point. Ces systèmes, comparés aux systèmes traditionnels, offrent de meilleures performances à un coût réduit. Ce réajustement de fréquence peut se faire de deux façons : la première façon est de passer d'une grande fréquence d'échantillonnage à une fréquence d'échantillonnage beaucoup plus petite (décimation) à l'aide d'un filtre à décimation. La deuxième façon, consiste à transformer une petite fréquence d'échantillonnage en une beaucoup plus grande (interpolation) à l'aide d'un filtre à interpolation. Nous avons étudié une méthode de conception de filtre multi-cadence d'une façon détaillée, c'est celle des filtres RIF, avec des structures assez régulières. Ces structures ne permettent jamais d'aller vers des fréquences d'échantillonnages élevés. Ainsi, pour accélérer la vitesse de calcul de ces filtres, la décomposition polyphasée est utilisée. Cette technique fonctionne bien si le facteur de décimation est petit. Tout processus de décimation utilise un filtre passe bas avec une fréquence de coupure égale à π/M pour limiter la largeur de bande du signal. Ainsi, si le facteur de décimation est grand, alors la largeur de bande du filtre est étroite. Sa bande de transition est préférablement étroite aussi. Ceci nécessite un filtre RIF de grand ordre ce qui engendre à son tour un grand nombre de multiplications à effectuer.

Les filtres numériques multi-vitesses sont d'une grande importance dans les systèmes DSP, où ils sont couramment utilisés pour améliorer la conception et la mise en œuvre d'un filtre numérique. L'approche à plusieurs vitesses augmente la vitesse de calcul, diminue l'ordre global des filtres et diminue la consommation d'énergie. Les techniques de base à plusieurs vitesses adaptées à la conception et à la mise en œuvre de filtres sont la décomposition polyphasée, le filtrage à plusieurs étages et le masquage de fréquence. Une application importante des techniques multi-vitesses est la conception et la mise en œuvre de filtres numériques à bande étroite et large bande avec des bandes de transition nettes. Les filtres CIC sont des blocs de construction de base dans les systèmes à plusieurs vitesses.

Le filtre CIC est le filtre de décimation le plus simple, mais sa réponse en amplitude a un statisme de bande passante élevé. Pour améliorer la bande passante et les caractéristiques de bande de transition du filtre CIC et améliorer les performances du filtre CIC, nous pouvons

utiliser de nombreuses techniques, telles que le filtre de compensation en cascade avec le filtre CIC, la technique de netteté, le filtre FIR de décimation polyphasée pour obtenir une compensation large bande du CIC filtre et filtre compensateur à base maximale.

L'objectif de cette thèse est l'implémentation et l'évaluation d'une méthode d'optimisation pour trouver la fréquence d'échantillonnage adéquate du filtre numérique CIC afin d'améliorer ces performances. En effet, le problème de conception de filtres numériques a reçu beaucoup d'attention. La plupart des systèmes numériques utilisent différentes fréquences d'échantillonnage connus sous le nom de systèmes multi-cadences qui offrent de meilleures performances à un coût réduit comparativement aux systèmes traditionnels. Ce réajustement de fréquence peut se faire de deux façons : la première façon est de passer d'une grande fréquence d'échantillonnage à une fréquence d'échantillonnage beaucoup plus petite (décimation) à l'aide d'un filtre à décimation. La deuxième façon, consiste à transformer une petite fréquence d'échantillonnage en une beaucoup plus grande (interpolation) à l'aide d'un filtre à interpolation.

Dans ce contexte, Nous avons étudié la conception d'un filtre multi-cadence d'une façon détaillée, notamment le cas d'un filtre RIF avec des structures assez régulières. Ces structures ne permettent jamais d'aller vers des fréquences d'échantillonnages élevés. Ainsi, pour accélérer la vitesse de calcul de ces filtres, la décomposition polyphasée est utilisée. Cette technique fonctionne bien si le facteur de décimation est petit. Tout processus de décimation utilise un filtre passe bas avec une fréquence de coupure égale à π/M pour limiter la largeur de bande du signal. Ainsi, si le facteur de décimation est grand, alors la largeur de bande du filtre est étroite. Sa bande de transition est préférablement étroite aussi. Ceci nécessite un filtre RIF de grand ordre ce qui engendre à son tour un grand nombre de multiplications à effectuer.

Notre thèse est subdivisée en quatre chapitres. Dans le premier chapitre, nous avons présenté un rappel théorique sur les filtres analogiques et leurs approximations mathématiques, et nous nous sommes particulièrement intéressés à la synthèse des fonctions de transfert et la présentation des filtres en se basant sur leurs réponses fréquentielles. Aussi, nous avons montré l'importance des filtres numériques multi-vitesses dans les systèmes DSP, où ils sont couramment utilisés pour améliorer la conception et la mise en œuvre d'un filtre numérique.

Dans le deuxième chapitre, nous avons posé quelques importantes notions de base et généralités sur les filtres numériques, parmi ces généralités : leurs propriétés, leurs caractéristiques, leurs synthèses qu'ils soient à réponse impulsionnelle finie (RIF) ou réponse

impulsionnelle infinie (RII). Nous avons présenté également plusieurs techniques d'approximations sous forme de filtres RIF : par fenêtrage de la réponse impulsionnelle idéale.

Le troisième chapitre s'est consacré aux fondements théoriques du filtre CIC qui fait partie des filtres FIR. Ce genre de filtre est principalement utilisé dans la mise en œuvre à faible coût de la décimation et de l'interpolation. De plus, ces filtres ne nécessitent pas de multiplicateurs et beaucoup d'espace mémoire. Le filtre CIC se base sur l'approche à plusieurs vitesses qui augmente la vitesse de calcul pour diminuer l'ordre global des filtres et diminuer la consommation d'énergie. Ces techniques à plusieurs vitesses s'articulent sur la décomposition polyphasée, le filtrage à plusieurs étages et le masquage de fréquence pour avoir des filtres numériques à bande étroite et large bande avec des bandes de transition nettes. Grâce à cette étude, nous avons constaté que les performances du filtre CIC souffrent de deux limitations majeures à savoir : l'erreur importante de bande passante et l'atténuation faible de bande d'arrêt, ce qui rend les effets de ces filtres indésirables dans de nombreuses applications.

Afin de remédier à ces problèmes, nous avons présenté dans le dernier chapitre une méthode basée sur l'optimisation des paramètres du filtre CIC pour améliorer à la fois l'ondulation et l'atténuation de sa bande d'arrêt. Cette solution choisie a examiné l'effet de la fréquence d'échantillonnage sur la réponse de gain du filtre CIC en trouvant la valeur de fréquence d'échantillonnage optimale qui améliore efficacement les caractéristiques du filtre CIC. Les résultats évalués du filtre CIC proposé ont confirmé les améliorations de l'atténuation de la bande d'arrêt et de l'ondulation ainsi que du statisme de la bande passante. Par ailleurs, la comparaison effectuée entre notre méthode et certains autres filtres CIC existants a montré l'effet du paramètre de fréquence d'échantillonnage sur les performances de la bande d'arrêt et de la bande passante à la fois. Cette solution a examiné l'effet de la fréquence d'échantillonnage sur la réponse de gain du filtre CIC où elle a trouvé la valeur de fréquence d'échantillonnage optimale qui peut améliorer efficacement la réponse de gain du filtre CIC. Une étape de vérification de la qualité des filtres CIC obtenus après l'optimisation de la fréquences d'échantillonnage a été évaluée en utilisant l'algorithme de réseau de neurone de type RBF. Cette amélioration obtenue rend notre filtre CIC adapté à de nombreuses applications de traitement du signal, en particulier dans le domaine sans fil, y compris WCDMA et WiMAX avec différentes combinaisons de paramètres.

Avant d'aborder les perspectives nouvelles, cette méthode proposée est considérée comme une étape préliminaire pour réaliser un filtre CIC très performant en application DSP. A ce

niveau-là, la phase la plus importante est l'optimisation des paramètres du filtre CIC. Au-delà un certain nombre d'amélioration, quelques perspectives peuvent être envisagées :

- Tester la méthode proposée dans des applications réelles de traitement du signal afin de dégager les points forts et les points faibles ;
- Décortiquer plus amplement les méthodes d'optimisation avec contraintes pour bien choisir les meilleures combinaisons de paramètres afin d'avoir les performances souhaitées d'un filtre CIC.
- Concevoir un nouveau modèle d'un filtre CIC à partir des variantes existantes et en utilisant les approches de l'intelligence artificielle.

RÉFÉRENCES

REFERENCES

- [1] Chergui, L., & Bouguezel, S. (2019). A New Post-whitening Transform Domain LMS Algorithm. *Traitement du Signal*, 36(3): 245-252. <https://doi.org/10.18280/ts.360307>
- [2] De Matteis, M., Pezzotta, A., D'Amico, S., & Baschiroto, A. (2015). A 33 MHz 70 dB-SNR super-source-follower-based low-pass analog filter. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 50(7): 1516-1524. <https://doi.org/10.1109/JSSC.2015.2411626>
- [3] Shah, N. A., Quadri, M., & Iqbal, S. Z. (2007). CDTA based universal transadmittance filter. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 52(1-2): 65-69. <https://doi.org/10.1007/s10470-007-9091-3>
- [4] Yuce, E., & Minaei, S. (2009). ICCII-based universal current-mode analog filter employing only grounded passive components. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 58(2): 161-169. <https://doi.org/10.1007/s10470-008-9225-2>
- [5] Hogenauer, E. (1981). An economical class of digital filters for decimation and interpolation. *IEEE transactions on acoustics, speech, and signal processing*, 29(2), 155-162. <https://doi.org/10.1109/TASSP.1981.1163535>
- [6] Sengar, I. S., & Bhattacharya, P. P. (2012). Performance evaluation of cascaded integrator-comb (cic) filter. *IOSR Journal of Engineering (IOSRJEN)*, 2(2): 222-228. <https://doi.org/10.9790/3021-0202222228>
- [7] Saravanan, P. D., & Jayaprakasan, V. (2013). Design and Implementation of Efficient CIC Filter Structure for Decimation. *International Journal of Computer Applications*, 65(14): 1-7.
- [8] Jayaprakasan, V., & Madheswaran, M. (2013). Cascading sharpened CIC and polyphase FIR filter for decimation filter. In *Proceedings 2nd International Conference on Advances in Electrical and Electronics Engineering ICAEE*, pp. 148-154.
- [9] Mishra, V. K., & Baig, M. A. (2015). Design of sixth order CIC compensation filter. In *2015 IEEE Power, Communication and Information Technology Conference (PCITC)*, pp. 535-538. <https://doi.org/10.1109/PCITC.2015.7438223>
- [10] Sinha, D., & Kumar, S. (2016). CIC filter for sample rate conversion in software defined radio. In *2016 IEEE World Conference on Futuristic Trends in Research and Innovation for*

Social Welfare (Startup Conclave), pp. 1-5.
<https://doi.org/10.1109/STARTUP.2016.7583972>

- [11] Chukwuchekwa, N., Akinwole, B., & Onojo, J. (2018). Enhancement of the Performance Characteristics of CIC Decimation Filters for Multirate DSP Applications. *IOSR Journal of VLSI and Signal Processing (IOSR-JVSP)* 8(6-I): 01-09. <https://doi.org/10.9790/4200-0806010109>.
- [12] Kwentus, A. Y., Jiang, Z., & Willson, A. N. (1997). Application of filter sharpening to cascaded integrator-comb decimation filters. *IEEE Transactions on signalProcessing*, 45(2): 457-467. <https://doi.org/10.1109/78.554309>
- [13] Jeong, C., Min, Y. J., & Kim, S. W. (2011). Double-Sharpended Decimation Filter Employing a Pre-droop Compensator for Multistandard Wireless Applications. *ETRI Journal*, 33(2): 169-175. <https://doi.org/10.4218/etrij.11.0110.0272>
- [14] Molnar, G., Dudarin, A., & Vucic, M. (2017). Design and multiplierless realization of maximally flat sharpened-CIC compensators. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 65(1): 51-55. <https://doi.org/10.1109/TCSII.2017.2700081>
- [15] Manolakis, Dimitris G., Vinay K. Ingle, and Stephen M. Kogon. *Statistical and adaptive signal processing: spectral estimation, signal modeling, adaptive filtering, and array processing*. 2000.
- [16] Saravanan, P. Durai, and V. Jayaprakasan. "Design and Implementation of Efficient CIC Filter Structure for Decimation." *International Journal of Computer Applications* 65.14 (2013).
- [17] Karris, Steven T. *Signals and systems with MATLAB computing and Simulink modeling*. Orchard publications, 2007.
- [18] Boudjelaba, Kamal. *Contribution à la conception des filtres bidimensionnels non récursifs en utilisant les techniques de l'intelligence artificielle : application au traitement d'images*. Diss. Université d'Orléans, 2014.
- [19] Frédéric, S. U. R. "Initiation au traitement du signal et applications."
- [20] Thede, Les. *Practical analog and digital filter design*. Artech House, 2004.
- [21] Najim, Mohamed, ed. *Digital filters design for signal and image processing*. John Wiley & Sons, 2013.

- [22] Dia, Serigne Mbaye Fallo. Conception et réalisation d'un filtre à décimation parallélisé sous forme de noyau programmable. Diss. École de technologie supérieure, 2006.
- [23] Meyer-Baese, Uwe, and U. Meyer-Baese. Digital signal processing with field programmable gate arrays. Vol. 65. Berlin : springer, 2007.
- [24] Djadi, Y., et al. "A high throughput programmable decimation and interpolation filter." Proceeding of International Conference on Signal Processing Applications and Technology. Vol. 2. 1994.
- [25] Singhal, Anirudh, and Sanjay Guide Sharma. Design and Analysis of Sharpened CIC Filter. Diss. 2015.
- [26] CHEBOUROU, Mohammed, and Ahmed Ilyas REMAOUN. Modélisation d'un filtre numérique multi-cadence à l'aide d'un DSP TMS320VC5416. Diss.
- [27] Salman, Walid P., and Marc S. Solotareff. Le filtrage numérique. Paris : Eyrolles, 1982.
- [28] Chebourou Mohammed & Remaoun Ahmed Ilyas. Modélisation d'un filtre numérique multi-cadence à l'aide d'un DSP TMS320VC5416
- [29] Ali Daher, Application de la théorie des nombres à la conception optimale et à l'implémentation de très faible complexité des filtres numériques, 8 Décembre 2009
- [30] Leray, Jean. "Un prolongement de la transformation de Laplace qui transforme la solution unitaire d'un opérateur hyperbolique en sa solution élémentaire. (Problème de Cauchy. IV.)." Bulletin de la Société Mathématique de France 90 (1962): 39-156.
- [31] Gouraud, Hervé, et al. "FILTRE OPTO-MICROONDE PAR SYNTHÈSE OPTIQUE DE RÉPONSE IMPULSIONNELLE." (2004).

Résumé

Les filtres numériques multi-vitesses sont d'une grande importance dans les systèmes DSP, où ils sont couramment utilisés pour améliorer la conception et la mise en œuvre d'un filtre numérique. L'approche à plusieurs vitesses augmente la vitesse de calcul, diminue l'ordre global des filtres et diminue la consommation d'énergie. Les techniques de base à plusieurs vitesses adaptées à la conception et à la mise en œuvre de filtres sont la décomposition polyphasée, le filtrage à plusieurs étages et le masquage de fréquence. Une application importante des techniques multi-vitesses est la conception et la mise en œuvre de filtres numériques à bande étroite et large bande avec des bandes de transition nettes. Les filtres CIC sont des blocs de construction de base dans les systèmes à plusieurs vitesses.

La réalisation d'un filtre passe-bas à décimation multiétage efficace avec une bande passante étroite et une bande de transition étroite pour une application de thermomètre à bruit est introduite. Il existe plusieurs architectures pour implémenter un filtre de décimation à plusieurs vitesses.