MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DR. YAHIA FARES DE MEDEA

FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

Département du Génie Électrique et de l'Informatique



Mémoire de Fin d'Études

Présenté pour l'obtention du
Diplôme de Master
Télécommunications

Spécialité :

Systèmes de Télécommunications

THEME

Conception, simulation et implémentation d'un banc de filtres Gammatone sur circuit FPGA

Proposé et dirigé par :

M. ESSAID Billel

Préparé et présenté par :

GUESSAR Kaouther

KEDDACI Sihem

Année Universitaire 2 0 2 0 - 2 0 21



Dédicace

À l'aide de dieu "Allah" tout puissant qui m'a tracé le chemin de ma vie, j'ai pu réaliser ce travail. Tous les mots sa sauraient exprimer la gratitude, l'amour, le respect, la reconnaissance C'est tout simplement que je dédie ce modeste travail :

Aux deux êtres les plus chers au monde qui ont donné sens à mon existence Mes chers parents Ma chère mère Terkmane Kanza Mon cher père Youcef

À mes très belles chères sœurs Asmaa et Amira

À mon petit très cher frère Mohamed Yacine

À tout ma famille Guessar et Terkmane

À mon oncle Sidali Pour leur setien moral et matériel qu'il ne cesse de m'apporter

À la mémoire de ma chère grand-mère Saliha

À ma chère Sihem mon binôme

À mes chère amies Sabrina et Maria

À mes chers amis de promotion Télécom 2021

A tous ceux et celles qui, par un mot, m'ont donné la force de continuer

A tout ce que j'aime sans lesquels tous ceci n'aurait aucun sens.

Kaouther

Dédicace



A mes très chers parents Toufik et Oum el kheir Vous m'avez comblé avec votre tendresse et affection tout au long de mon parcours. Vous m'avez cessé de me soutenir et de m'encourager durant toutes les années de mes études, Vous avez toujours été présents á mes côtes. En ce jour mémorable, pour moi ainsi que pour vous préserver et vous accorder santé, longue vie et bonheur.

A mon très cher mari Mohammed Tes sacrifices, ton soutien moral et matériel, Ta gentillesse sans égale, Ton profond attachement, Ta présence, Ton amour et ta tendresse m'ont permis de réussir mes études. Merci d'être toujours à mes côtes. Que ce travail est témoignage de ma reconnaissance et de mon amour sincère et fidèles.

À ma chère kaouther mon binôme

À mes chers amis de promotion Télécom 2021

A tous ceux et celles qui, par un mot, m'ont donné la force de continuer

A tout ce que j'aime sans lesquels tous ceci n'aurait aucun sens.

Sihem

Remerciement

Avant tout, nous tenous à remercier le DIEU tout puissant de nous avoir donné le courage, la volonté et la patience pour terminer ce travail. Nos vifs remerciements et notre profonde gratitude s'adressent à notre encadreur monsieur Essaid Billel son précieux de votre conseil et son aide durant toute la période du travail. Pour l'orientation, la confiance, la patience qui a constitué un rapport considérable sans lequel ce travail n'aurait pas peut être menée au bon part. Mes remerciements vont aussi aux membres de jury Dr Hanini Nourddine et monsieur Guedmani Mohamed de nous avoir fait l'honneur d'accepter d'évaluer notre travail.

Nous remercions tous ceux qui de près ou de loin ont contribué à la réalisation et au bon déroulement de ce travail.

Finalement nous a exprimé notre vive gratitude à tous les enseignants qui ont participé de près ou de loin à notre formation au cycle universitaire.

ملخص

الهدف الرئيسي من عملنا هو المساهمة في التنفيذ في ظل بيئة VIVADO على دائرة FPGA لبنك مرشح Gammatone. لهذا، انتقلنا الى محاكاة Matlab – Modelsim المشتركة من أجل التحقق من صحة بنك المرشح المراد تنفيذه، ومحاكاة برامج VHDL لتأكيد النتائج التي تم الحصول عليها في Matlab، ثم تم الانتهاء من الجزء التجميعي والتنفيذ بنجاح علـــى دائــرة من نوع artix_7 FPGA .

كلمات مفتاحية : Filter bank, Matlab , VHDL , FPGA , Modelsim , Artix_7

Résumé

L'objectif principal de notre travail est de contribuer à l'implémentation sous l'environnement Vivado sur un circuit FPGA d'un banc de filtres Gammatone. Pour cela nous avons procédé à la Co-simulation Matlab-Modelsim afin de valider le banc de filtres à implémenter, et de simuler les programmes VHDL pour confirmer les résultats obtenus en Matlab. Ensuite la partie de synthèse, et de l'implémentation a été achevée avec succès sur un circuit FPGA de type artix_7.

Mots clés : Banc de filtres, Matlab, VHDL, FPGA, Modelsim, Artix_7.

ABSTRACT

The main objective of our work is to contribute to the vivado environmental implementation on a FPGA circuit of a Gammatone filter bank. For this we have proceeded to co-simulation Matlab-Modelsim to validate the filter bench to implement, and simulate VHDL programs to confirm the results obtained in MATLAB. Then the synthesis part, and the implementation has been successfully completed on an ARTIX_7 FPGA circuit.

Key words: Filter bench, matlab, VHDL, FPGA, Modelsim, ARTIX_7.

SOMMAIRE

Page

Liste des Figures ……... IV

Liste des Tableaux …….. VI

Liste des Acronymes …… VII

Introduction générale …… 01

Chapitre 1 : L'oreille et les filtres auditifs

I - Introduction ……. 04

II -Rappels généraux …… 04

II.1 Anatomie de l'oreille …… 05

II.1.1 L'oreille externe ……. 05

a) Le pavillon …….. 05

b) Le conduit auditif externe …… 06

II.1.2L'oreille moyenne …….. 06

a) Rôle de transmission…… 06

b) Rôle de protection…… 07

II.1.3 L'oreille interne…….. 07

a) L'appareil vestibulaire…….. 07

b) la cochlée ……. 08

c) Organe de Corti …… 10

d) Les cellules ciliées externes ……. 10

e) Les cellules ciliées internes…….. 10

II.1.4Le nerf cochléaire (ou nerf auditif) ……. 11

II.1.5La voie auditive primaire ……. 11

II.2 La physiologie de l'oreille…….. 12

II.2.1 Le champ audible…… 12

II.2.2 La sonie…….. 14

a) Les courbes isosoniques…… 14

b) Le sone ……. 14

c) Les bandes critiques……. 15

d) Les Barks……. 16

e) Les ERB ……... 17

II.2.3 La tonie ……. 17

a) Discrimination et sélectivité fréquentielle ……... 17
b) Les Mels…….. 18
II.2.4 Le masquage…… 18
III Les filtres auditifs…… 19
III.1 Principe des filtres auditifs …… 19
III.2 Largeur des filtres auditifs …… 23
III.3 Forme des filtres auditifs…… 26
III.4 Les modèles auditifs existants …… 28
IV Conclusion …….. 29

Chapitre II : Les filtres Gammatone et les circuits FPGA

II- Introduction …… 31
II- Les filtresGammatone…….. 31
II.1 La fonction Gammatone……. 31
II.1.1 Banc de filtres…….. 32
II.2 la réponse impulsionnelle d'un filtre Gammatone……. 33
II.3 Réponse en fréquence fréquentielle d'un filtre Gammatone…… 34
II.4 Transformée de Fourier d'un filtre Gammatone……. 35
II.4.1 Transformée de la distribution Gamma…….. 36
II.4 Exemple d'utilisation d'un filtre Gammatone……. 39
III Les circuits logiques programmable……... 41
III.1 Les circuits FPGAs (Field Programmable Gâte Array) …….. 41
III.2.1. Avantages de l'utilisation des FPGA…… 42
III.2 Les cartesFPGAs……. 42
III.4.3 Design et conception …… 44
III.4.3.1 Les langages de description de matériel……. 44
III.4.3.2 Traduction et optimisation ……. 45
III.4.3.3 Partitionnement, placement et routage …….. 46
III.4.3.4 Simulation …….. 46
III.4.3.5 Configuration (programmation) …… 47
IV Conclusion …….. 47

Chapitre 3 : Conception, simulation et implémentation du banc de filtre Gammatone sur un circuit FPGA

I- Introduction …….. 49

II- Présentation des outils de développement …… 49
II.**1**ModelSim …..…… 49
II.2 Vivado…….. 49
II.3 Matlab…….. 49
II.4 Carte FPGA Artix-7 Basys™3…….. 50
III réalisation d'un filtre Gammatone sous Matlab…….. 50
III.1Réalisation du banc des filtres ……..…… 50
III.2 Implémentation du BF gammatone sur Matlab……. 51
III.3Quantification des filtres …….. 56
III.4 Génération du code VHDL du banc de filtres…….. 57
III.5 Génération de « test bench » du banc de filtres…… 57
III.6 Simulation du programme VHDL en Modelsim…….. 58
IV implémentation d'un banc de filtres Gammatone sur un circuit FPGA……... 60
IV.1Créer un nouveau projet……. 60
IV.2Création d'un module à l'aide de l'éditeur de texte de Vivado…….. 61
IV.3Création du Test Bench……. 63
IV.4 Création d'un fichier XDC…… 65
V Conclusion …….. 68
Conclusion générale ……. 69
Bibliographie …… 70

Liste des Figures

Figure I.1: Vue d'ensemble des 3 parties de l'oreille 05
Figure I.2: Anatomie du pavillon 06
Figure I.3: Anatomie de l'oreille moyenne 07
Figure I.4: Section axiale de la cochlée 08
Figure I. 5: Fonctionnement de la cochlée 09
Figure I.6: Schéma de l'organe de Corti 10
Figure I.7: courbes d'accord des fibres du nerf auditif mesurées des chats anesthésiés par Evans(1975): seuil d'excitation (dB SPL) en fonction de la fréquence (kHz, échelle logarithmique ....1**Erreur ! Signet non défini.**
Figure I.8: Champ auditif de l'oreille humaine 12
Figure I.9: Champ auditif de l'oreille humaine. 12
Figure I.10: Lignes isosoniques 14
Figure I. 11: l'échelle de fréquences des Barks ; de haut en bas, les nombres représentent respectivement : les indices, les fréquences de séparation, et les largeurs des bandes critiques. 16
Figure I.12: fonction de variation de la tonie avec la fréquence d'un son pur 18
Figure I.13: Représentation de l'effet de masque 19
Figure I.14: Seuil d'audibilité d'un signal en fonction de la largeur de bande d'un bruit masquant. Le signal est une sinusoïde à 2 kHz masquée par un bruit de bande également centré sur 2 kHz et dont la largeur varie. 20
Figure I.15: Courbes d'effet de masque de bruits à bande étroite. Le signal masquant est un bruit de bande centré à 1 kHz de largeur 160 Hz présenté aux niveaux LG = 100, 80, 60, 40 et 20 dB 21
Figure I.16: Courbes de sélectivité de fréquence Psycho acoustique (psychophysical tuning curves) . 22
Figure I.17: Masquage non-simultané 23
Figure I.18: Comparaison entre la largeur des bandes critiques en Bark et en ERB. Le terme Critical Bandwidth désigne généralement la largeur correspondant à l'échelle Bark (en pointillé), le terme ERB désigne la bande rectangulaire équivalente (en trait plein) 25
Figure I.19: Comparaison entre échelle Bark et numéro d'ERB en fonction de la fréquence 26
Figure I.20: Comparaison entre échelle Bark et numéro d'ERB en fonction de la position sur la membrane basilaire 26
Figure I.21: Filtres auditifs à 250 Hz en fonction de l'intensité du stimulus 27
Figure I.22: Filtres auditifs à 1 kHz en fonction de l'intensité du stimulus 28
Figure II.1: Réponse impulsionnelle d'un filtre Gammatone (Venkitaraman, Adiga, & Seelamantula, 2014) 32

Figure II.2: Les Réponse impulsionnelle des quatre filtres Gammatone 34
Figure II..3: réponse en fréquence d un banc de filtre Gammatone 24 bandes 35
Figure II..4: visualisation des tracés temporelles des signaux d'entrée sortie 40
Figure II..5: visualisation des spectrogrammes des signaux d'entrée sortie 41
Figure II..6: Physionomie d'un FPGA 43
Figure II..7: Exemple de LUT 43
Figure III..1: La réponse en amplitude du banc de filtres 55
Figure III..2: Réponse en amplitude après quantification du 1er filtre 57
Figure III..3: Le résultat de la simulation du 1er filtre obtenu par Matlab 59
Figure III..4: Le résultat de la simulation du 1er filtre obtenu par Modelsim 60
Figure III..5: Circuit de FPGA global 68

Liste des Tableaux

Tableau I. 1: de propagation du son dans différents milieux. Extrait de (Tanzarella & Mamecier, 2006) 15
Tableau I.2: Relation entre tonie et fréquence 17
Tableau III.1 : réalisation du banc des filtres..... 50

Liste des Acronymes

ASIC	Circuits intégrés àapplication spécifique
BRE	Bande Rectangulaire équivalente
BWC	Bandes Critiques
CCE	Les Cellules Ciliées Externes
CCI	Les Cellules Ciliées Internes
FFT	FastTransformede Fourier
FPGA	FieldProgrammableGateArray
HDL	HardwareDescription Langage
LUT	Look Up Table
PLA	Programmable logicArray
PTC	PyschphsicalTuningCuryes
RTL	Registre TransferLevel
VHDL	VHSIC HardwareDescription Langage
VHSIC	Very High SpeedIntegrateCircuit

Introduction générale

Le système auditif est un ensemble complexe de structures mécaniques et biologiques, influant toutes sur notre façon de percevoir les sons. Au fils des recherches menées dans ce domaine, de nombreux modèles informatiques ont été élaborés pour simuler le fonctionnement de l'oreille, et plusieurs servent maintenant de référence au calcul de plusieurs paramètres subjectifs de l'audition.

Dans les deux dernières décennies, les modèles numériques appliqués au système auditif que les filtres auditifs sont symétriques sur une échelle logarithmique, et que leur étalement loin de la fréquence centrale fc. Ils sont définit dans le domaine spectral ce qui rend difficile leur implémentation selon le schéma conventionnel des structures de banc de filtres auditifs. Pour palier cet inconvénient, un modèle temporel a été proposé pour la première fois par Johannesma appelée gammatone. Ce modèle a l'avantage d'être définie par une réponse impulsionnelle temporelle, c'est un filtre à bande critique obéissent à la mesure de Bark et se présente sous la forme d'une enveloppe de type gamma modulée. Le filtre gammatone présente une enveloppe spectrale symetrique, or les données psychoacoustiques optent pour une enveloppe non symétrique où le degré d'asymétrie dépend du niveau sonore.

Depuis leur invention par Xilinx en 1984, les FPGA sont partis d'un simple rôle d'interfaçage d'appoint pour arriver à véritablement remplacer les ASIC (circuits intégrés à application spécifique) et les processeurs personnalisés dans des applications de contrôle et de traitement de signaux.

Ce travail est divisé sur trois chapitres :

Dans le premier nous avons défini l'oreille (l'anatomie et la physiologie de l'oreille humaine). Et à la fin du chapitre nous avons introduite la notion de filtres auditifs qui indique que l'oreille traite les sons d'une manière comparable à un banc de filtres(le principe et la fonctionnement de filtres auditifs).

Dans le deuxième chapitre nous avons détaillé le filtre Gammatone principe de fonctionnement, la réponse impulsionnelle et la réponse fréquentielle A la fin nous avons présenté les circuits FPGA en définissant leur programmation.

Le troisième chapitre étant consacré réalisation d'un filtre Gammatone Développer par un algorithme Matlab ,nous avons vu comment réaliser un banc de filtres composé de 14 filtres de type passe-bande avec des bandes fréquentielles différentes, est de générer le code VHDL et le banc d'essai (test bench) du banc de filtres afin de le simuler avec Modelsim pour vérifier si nous pouvons l'implémenter sur FPGA. Après la récolte des résultats de simulation du programme VHDL nous passons à l'étape de l'implémentation sur un circuit FPGA de type Artix_7 en utilisant le logiciel VIVADO de Xilinx .

A la fin, nous avons terminé par une conclusion générale.

Chapitre I:
L’oreille et les filtres auditifs

I Introduction

L'ouïe, l'un des cinq sens que possède l'Homme, est à la base de la communication et du fondement des relations humaines. L'organe de l'audition qu'est l'oreille constitue un système complexe de perception de l'environnement sonore. Ce sens est un élément essentiel à la vie sociale, au développement personnel et également à la survie de l'espèce. Néanmoins, de par le vieillissement cellulaire ou par un facteur perturbant tel que le bruit, l'audition peut être mise à mal.

L'anatomie de l'oreille, et en particulier celle de la cochlée, est déterminante vis-à-vis de notre perception auditive. Il est donc nécessaire pour comprendre l'audition de décrire, dans un premier temps, les organes et les mécanismes physiologiques mis en jeu dans ce processus très complexe ainsi que leur rôle respectif. Le premier chapitre est donc consacré à l'anatomie et à la physiologie de l'oreille. Au cours de ce chapitre, il se dégage l'idée que l'audition se base sur deux types de mécanismes : des mécanismes passifs et des mécanismes actifs. Au cœur de ce fonctionnement très particulier, ce sont des cellules particulières de l'oreille, appelées cellules ciliées externes, qui permettent à notre perception d'atteindre des performances étonnantes[1].

Les processus cognitifs mis en jeu étant très complexes, la seule étude de la physiologie du système auditif ne permet pas de comprendre entièrement son fonctionnement. A cet effet, la suite de chapitre couvre la psychoacoustique. Cette discipline permet de caractériser les performances du système auditif et de modéliser son fonctionnement. Une des modélisations principales introduite dans ce chapitre est la notion de filtres auditifs qui indique que l'oreille traite les sons d'une manière comparable à un banc de filtres.

II Rappels généraux

Le système auditif humain possède des capacités remarquables. Sa sensibilité s'étend sur une plage de fréquences audibles allant de 20Hz à 20 kHz et couvre un ensemble de pressions acoustiques de 20 µPa à 20 Pa ce qui représente une incroyable dynamique 1 de 120 dB. En outre, les capacités de discrimination aussi bien en fréquence qu'en intensité sont excellentes. Cette sensibilité est étonnante au vu du faible nombre de cellules sensorielles dont dispose la cochlée (3500 cellules ciliées internes) en comparaison avec les millions de cellules photosensibles de l'œil.

Pour comprendre le fonctionnement des filtres auditifs, il est nécessaire de faire un bref rappel sur l'anatomie et la physiologie de l'oreille humaine[2]

II.1 Anatomie de l'oreille

L'oreille est un organe pair et symétrique. Elle occupe des cavités creusées dans le rocher (Os du crâne). Elle peut assurer deux fonctions : l'audition et l'équilibration. Elle possède des organes spécifiques pour assurer chacune de ces fonctions

L'oreille se constitue de trois parties figure I.1 : l'oreille externe, l'oreille moyenne et l'oreille interne[3].

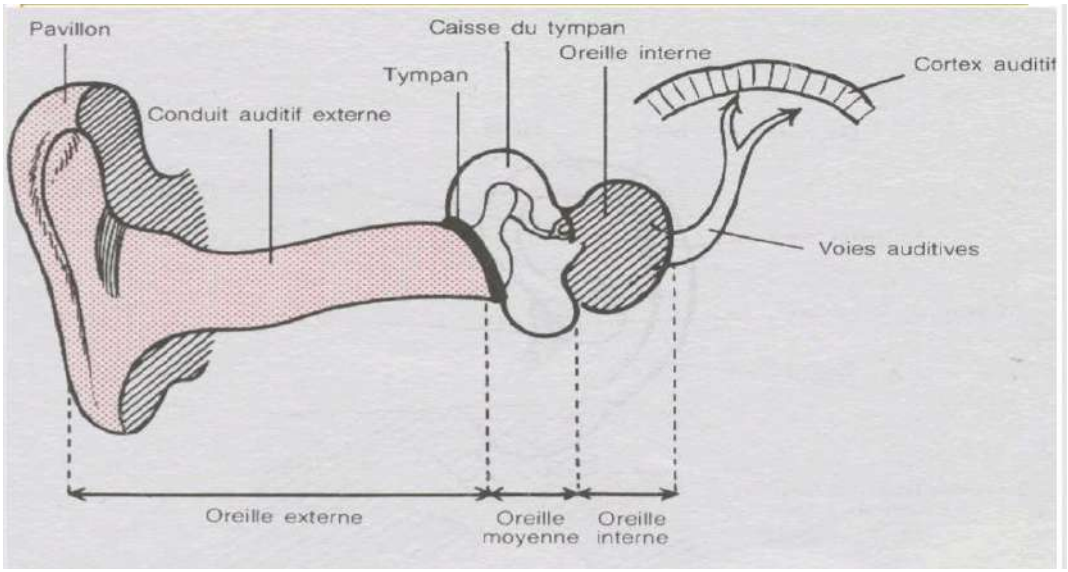


Figure I.1: Vue d'ensemble des 3 parties de l'oreille

II.1.1 L'oreille externe

Elle est constituée du pavillon et du conduit auditif externe et son rôle est d'amplifier et de transmettre les sons à l'oreille moyenne[4].

a) Le pavillon

Le pavillon, principalement formé de cartilage, permet un filtrage sélectif suivant l'azimut du son et de sa fréquence. Au centre de ce pavillon, nous trouvons la conque qui ouvre le chemin vers le conduit auditif externe[4].

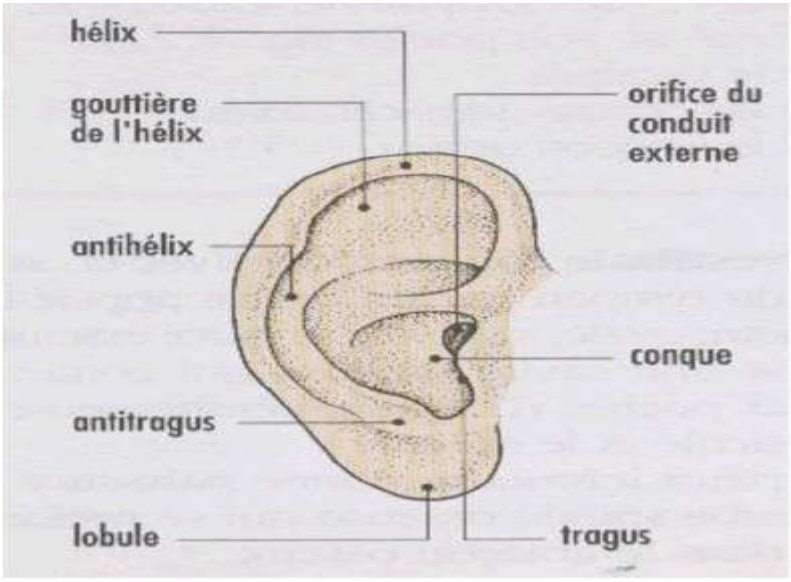


Figure I.2: Anatomie du pavillon

b) Le conduit auditif externe

Le conduit auditif externe va de la conque à la membrane tympanique. Son rôle est de guider les ondes acoustiques jusqu'au tympan et de la protéger. Il est composé d'un tiers externe fibro-cartilagineux et de deux tiers internes osseux. Il est en forme de S et sa longueur est d'environ 25 à 30 mm chez l'adulte[5].

II.1.2L'oreille moyenne

L'oreille moyenne a principalement deux fonctions, la transmission des ondes sonores et la protection de l'audition[6].

a) Rôle de transmission

Située dans le rocher, l'oreille moyenne est une cavité d'air qui renferme trois osselets articulés assurant la transmission des vibrations acoustiques aux liquides de l'oreille interne[6]:

-Le marteau, dont le manche est inséré dans la membrane tympanique,

-L'enclume

-L'étrier, inséré dans la fenêtre ovale.

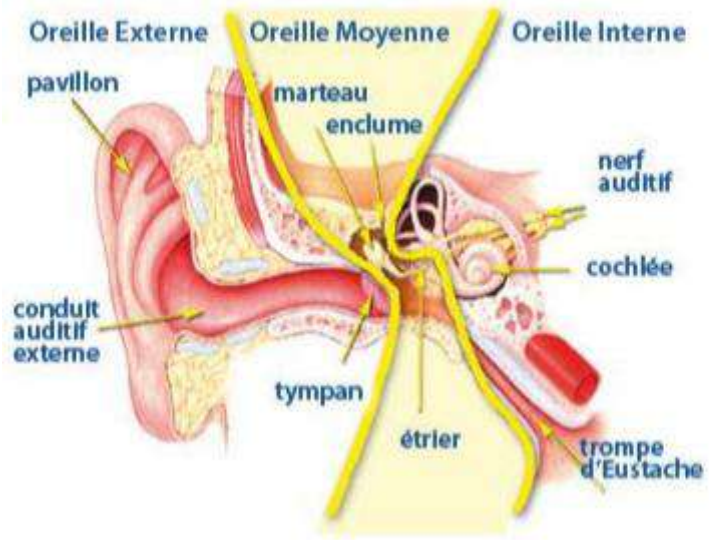


Figure I.3: Anatomie de l'oreille moyenne

b) Rôle de protection

L'oreille moyenne joue également un rôle essentiel dans la protection de l'oreille par le réflexe.

En effet, le réflexe stapédien a pour but de protéger l'oreille interne contre des bruits de trop fortes intensités. Il se déclenche pour des intensités autour de 85-90 dB et produit une atténuation pouvant atteindre 40 dB[4].

II.1.3 L'oreille interne

L'oreille interne renferme d'une part l'organe de l'équilibre (le vestibule et les trois canaux semi-circulaires) et d'autre part l'organe de l'audition (la cochlée) dont le rôle est de traduire et de coder les messages acoustiques à destination des centres nerveux. Aussi appelée labyrinthe du fait de sa complexité, elle est située dans le rocher et est constituée de deux parties structurelles. La coque externe, appelée labyrinthe osseux, comprend deux ouvertures pour la fenêtre ovale et la fenêtre ronde. A l'intérieur de ce labyrinthe osseux se trouve une partie plus molle appelée labyrinthe membraneux où sont localisés les récepteurs sensoriels de l'audition[3].

a) L'appareil vestibulaire

Il est situé dans le labyrinthe osseux à l'intérieur duquel, nous trouvons le labyrinthe membraneux. Le labyrinthe membraneux est essentiellement composé de la cochlée, de trois

canaux semi-circulaires ainsi que l'utricule et le saccule qui servent à l'équilibre du sujet, conjointement avec la vue et la proprioception[6].

b) la cochlée

La cochlée forme un long tube spiralé enroulé sur deux tours et demi autour d'un axe osseux. Elle est divisée en trois parties : la rampe vestibulaire, la rampe tympanique et le canal cochléaire. Les deux rampes contiennent le liquide périlymphatique riche en sodium et communiquent entre elles à l'apex de la cochlée par l'hélicotrème. Le canal cochléaire contenant l'organe de Corti à l'origine de la transduction mécano-sensorielle est quant à lui emplit d'endolymphe riche en potassium.

Cette différence de composition des liquides entre les différentes rampes provoque une différence de potentiel d'environ 80 mV. Ce potentiel est dit potentiel endcochléaire, et il représente un facteur important pour la transduction auditive. A l'apex de la cochlée, le canal cochléaire se referme, tandis qu'un orifice dans la membrane basilaire permet de relier les rampes vestibulaires et tympaniques. Cet orifice s'appelle l'hélicotrème. La périlymphe des rampes tympaniques et vestibulaires sont donc en continuit[7].

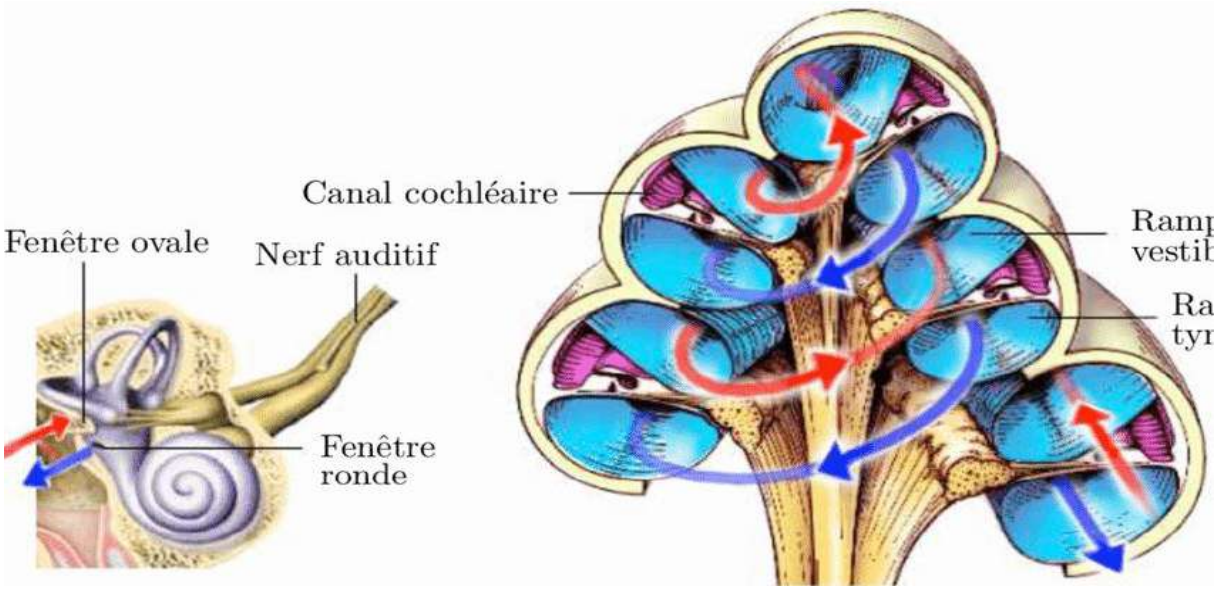


Figure I.4: Section axiale de la cochlée

Fonctionnement de la cochlée :

Lorsque les osselets entrent en mouvement, ils transmettent leurs vibrations à la fenêtre ovale. En raison de l'incompressibilité de la périlymphe, cette vibration se transmet alors à la

périlymphe dans la rampe tympanique, puis à la rampe vestibulaire et enfin à la fenêtre ronde. Mais, la membrane basilaire étant souple, elle va également s'infléchir en présence des ondes sonores. La partie de la membrane qui va entrer en vibration avec les ondes sonores dépend d'une part de la fréquence du son et d'autre part des propriétés de la membrane basilaire. Comme cela a déjà été dit, la membrane basilaire s'élargie de la base à l'apex, de même que sa rigidité diminue. Ces paramètres impliquent donc que ce sera la base de la membrane basilaire qui va vibrer en réponse aux hautes fréquences, tandis que les ondes sonores à basses fréquences se propageront jusqu'à l'apex pourfaire vibrer la membrane. Le mouvement ondulatoire de la membrane basilaire est maximal dans la région où sa fréquence de résonance est identique à celle de l'onde sonore. A ce point précis, la membrane basilaire ondule avec une si grande facilité que toute l'énergie de l'onde sonore est dissipée. La réponse nerveuse de la membrane basilaire se fera en fonction des différents sites qui auront vibré en réponse aux ondes sonores. Chaque fréquence, ou distance sur la membrane basilaire, sera codée indépendamment. Cette répartition continue des fréquences le long de la cochlée est appelée tonotopie. Cette représentation tonotopique des sons sera conservée à tous les étages du traitement sous-cortical et cortical du son[8].

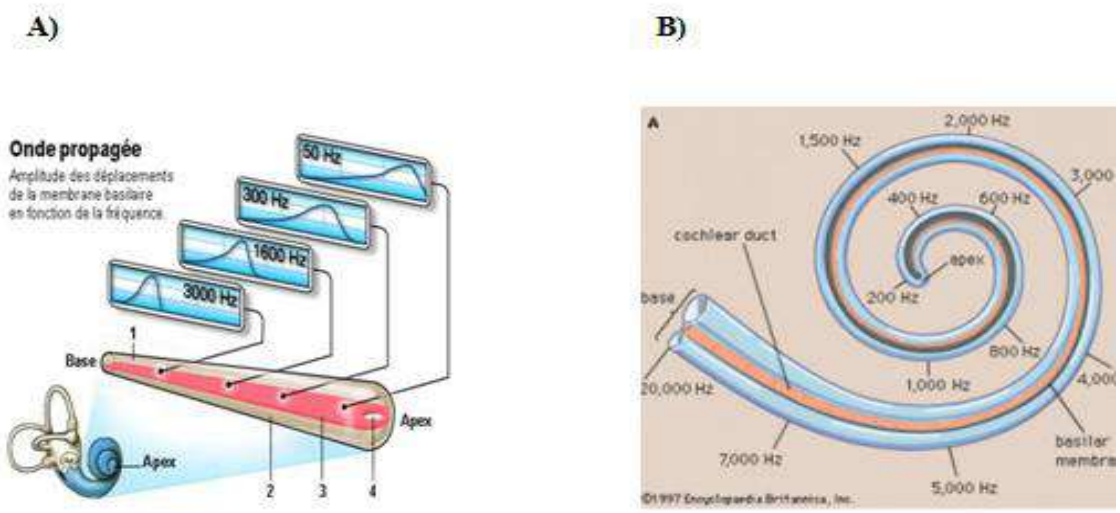


Figure I. 5: Fonctionnement de la cochlée

A): Mouvement localisé de la lame basilaire en fonction de la fréquence.

B):Répartition des fréquences sur la lame basilaire.

c)Organe de Corti

L'organe de Corti contenu dans le canal cochléaire est composé des cellules neurosensorielles, des fibres nerveuses qui leur sont connectées et des cellules de soutien. Il existe deux sortes de cellules neurosensorielles, les cellules ciliées internes (CCI) et les cellules ciliées externes (CCE). Ce sont elles qui assurent la transformation de la stimulation mécanique en message bioélectrique[9].

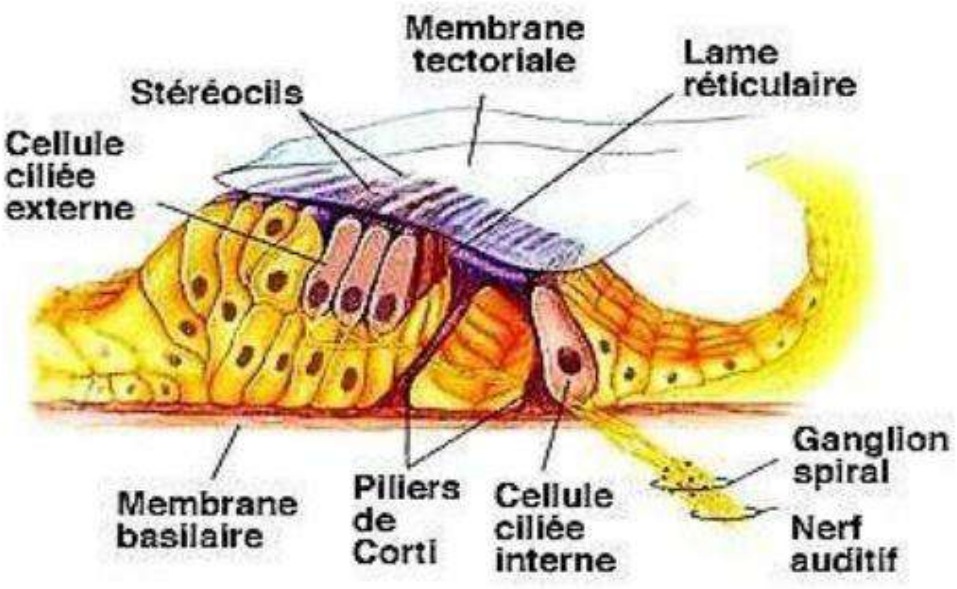


Figure I.6: Schéma de l'organe de Corti

d) Les cellules ciliées externes

Les cellules ciliées externes sont quant à elles réparties sur 3 rangées et sont plus nombreuses, 13 000 environ. Leurs corps cellulaires ne sont pas entourés de cellules de soutien mais chaque extrémité est fermement rattachée, en bas aux cellules de Deiters et en haut par leurs stéréocils en forme de W à la membrane tectoriale. Il existe donc un lien mécanique entre la membrane basilaire et la membrane tectoriale. Les cellules ciliées externes sont connectées avec 90 % des fibres efférentes du nerf auditif[7].

e)Les cellules ciliées internes

Les cellules ciliées internes, au nombre de 3 500, sont réparties sur une seule rangée entourée de cellules de soutien. Ces cellules sont coiffées de stéréocils arrangés en forme de palissade qui baignent dans le liquide endolymphatique. Les cellules ciliées internes sont connectées avec 90 % des fibres afférentes du nerf auditif.

De par la disposition de ces éléments, ce sont donc les cellules ciliées internes qui sont à l'origine du message auditif nerveux tandis que les cellules ciliées externes permettent la modulation de celui-ci[10].

II.1.4Le nerf cochléaire (ou nerf auditif)

Le nerf cochléaire forme, avec la juxtaposition du nerf vestibulaire, la 8ie paire crânienne. Ses fibres transmettent les potentiels d'action au système nerveux central. La réponse d'une fibre en fonction de la fréquence constitue une « courbe d'accord » : ces courbes présentent des résonances très fortes, du fait de la tonotopie de la membrane basilaire, rehaussée par l'action des CCE[11].

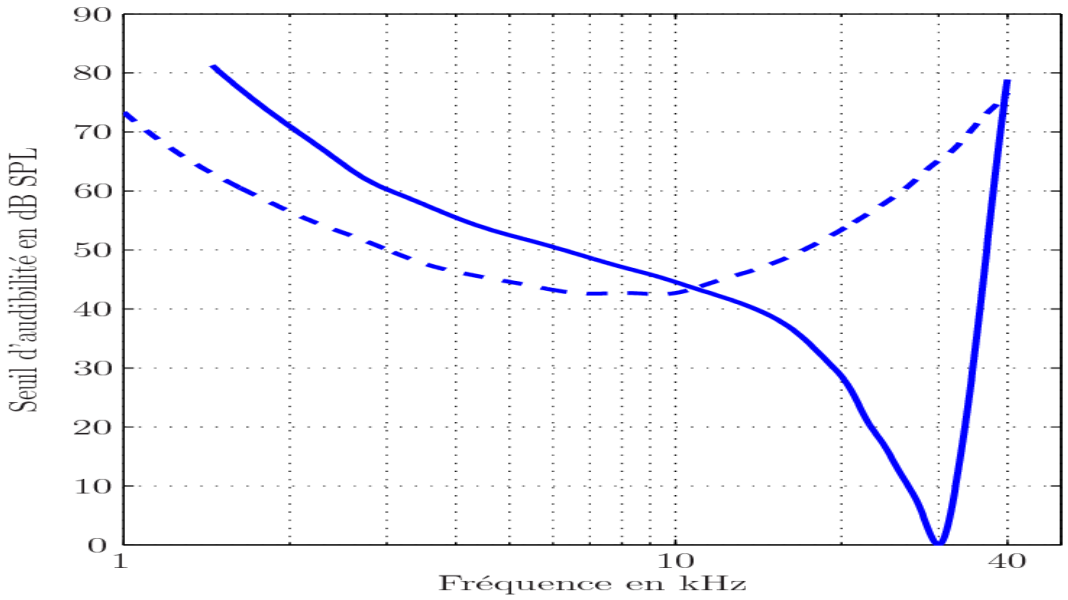


Figure I.7: courbes d'accord des fibres du nerf auditif mesurées des chats anesthésiés par Evans (1975) : seuil d'excitation (dB SPL) en fonction de la fréquence (kHz, échelle logarithmique

II.1.5La voie auditive primaire

La voie auditive primaire est celle qui va transmettre l'information sonore de la cochlée jusqu'au cortex auditif. L'information va traverser plusieurs relais ayant chacun un rôle spécifique dans l'analyse et le codage du son. On y trouve [12]:

-Les noyaux cochléaires, qui sont responsables du décodage en fréquence, intensité et durée,

-L'olive supérieure et le Calicules inférieur, qui ont un rôle dans la localisation du son,

- Le Thalamus, responsable de l'interprétation et de la mémoire acquise,

- Le Cortex auditif qui va déterminer la réponse comportementale.

II.2la physiologie de l'oreille

II.2.1 Le champ audible

Les champs de l'audition, de la musique et de la parole sont représentés sur la figureci dessous, dans le plan harmonique.

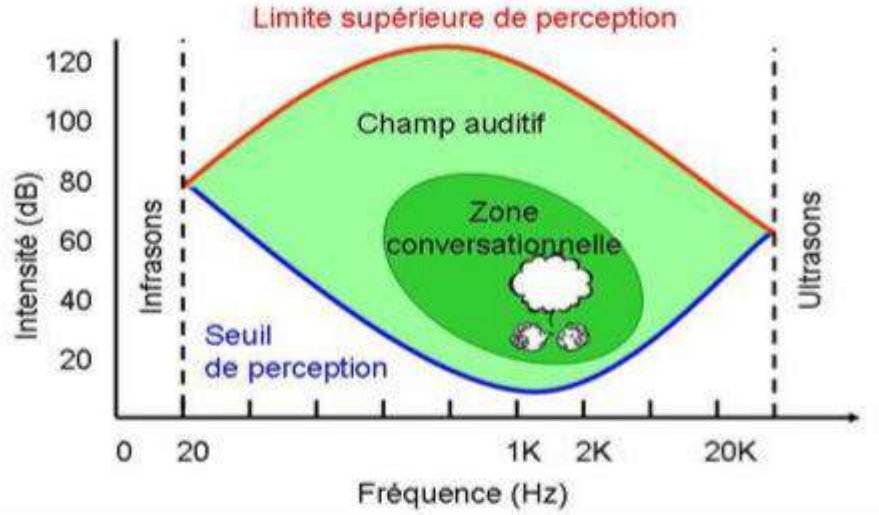


Figure I.8: Champ auditif de l'oreille humaine

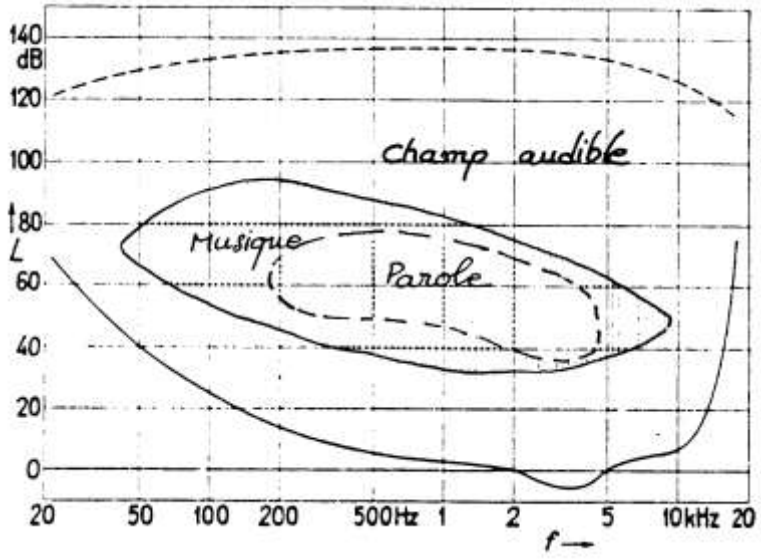


Figure I.9: Champ auditif de l'oreille humaine

Le champ audible est délimité inférieurement par les seuils auditifs, supérieurement par les seuils maximums de confort ou les seuils de douleur. Ces derniers sont rarement mesurés car la mesure implique un risque pour l'oreille ; aussi la limite (en pointillés) est-elle définie de manière moins précise.

Entre ces deux limites, on voit qu'aux fréquences moyennes la dynamique de l'oreille est de près de 120 dB ; cela signifie que nous sommes capables d'entendre des sons dans un rapport de puissances de 1 à 1012 (soit 1000 milliards) ! En fréquences, le champ audible s'étend environ de 20 à 20 000 Hz.

En pratique ces limites, surtout vers les hautes fréquences, sont valables que pour des sujets jeunes et en bonne santé. Avec l'âge, notre sensibilité auditive décroît, particulièrement dans les aigus. La perte auditive courante chez les sujets âgés s'appelle la presbyacousie. Il faut noter également que les courbes de seuils auditifs sont des moyennes statistiques sur un grand nombre de sujets, dont on a tiré des normes. Il est courant pour des jeunes d'entendre dès un niveau inférieur de 10 dB à la norme, et on ne commence à parler de perte auditive que pour des seuils supérieurs d'au moins 20 dB à la norme.

Du reste notre capacité à entendre les sons aigus se traduit surtout de manière qualitative dans la vie courante : la présence des fréquences supérieures à 8-10 kHz dans la musique joue plus sur la « dureté » de l'enveloppe temporelle des sons impulsifs que sur le timbre des instruments (voir le cours sur le timbre). Lorsque l'on descend vers les graves (au dessous de 16-20 Hz), la sensation sonore est progressivement remplacée par une perception tactile des vibrations, dont nous pouvons quasiment suivre la forme d'onde.

La période devient trop grande pour que le son soit intégré comme tel par l'oreille, dont la « constante de temps » est de l'ordre de 50 ms. Dans certains cas il est possible que ces sons graves soient également détectés par les produits de distorsion (harmoniques) fabriqués par l'oreille moyenne, dont la réponse n'est pas parfaitement linéaire.

Le champ de la musique s'étend de 50 à 10 000 Hz environ, celui de la parole est plus restreint : l'essentiel de l'énergie est entre 200 à 5000 Hz, et la restriction à la bande [300, 3400] Hz qui est celle du téléphone altère peu l'intelligibilité pour un sujet qui entend normalement[12].

II.2.2 La sonie

La sonie est la sensation subjective d'intensité sonore qui détermine la magnitude de la sensation auditive produite par un son en fonction de la pression acoustique et de la structure du son[13].

a) Les courbes isosoniques

Après le niveau minimum audible, on s'intéresse aux variations de la sensation d'intensité sonore, en recherchant d'abord l'ensemble des niveaux (physiques) qui donnent une même sensation d'intensité. Pour cela on établit une unité : le phone, défini par référence au niveau physique d'un son de 1 kHz : Un son de N phones est un son donnant une sensation d'égale intensité avec un son pur de fréquence 1 kHz et de niveau N dB SPL. Ainsi, par définition, à 1000 Hz, l'échelle des phones se confond avec celle des dB. L'isosonie est comme la sonie légèrement différente selon la méthode de mesure (casque ou champ libre) [10].

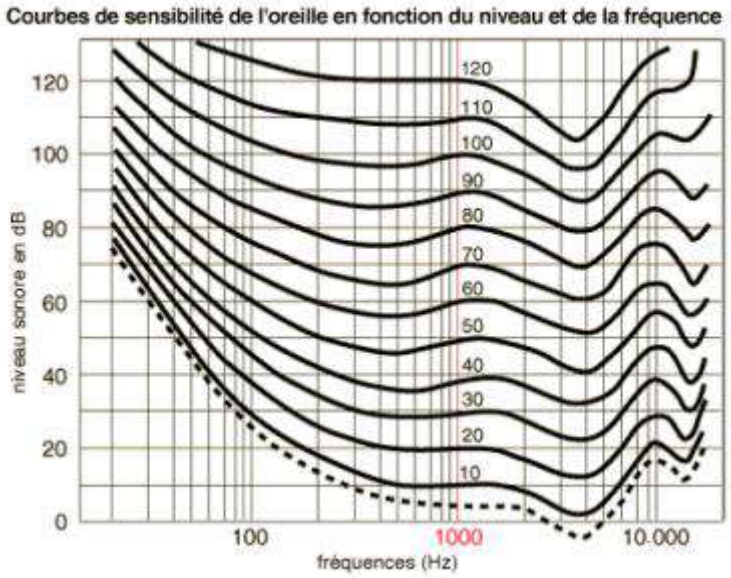


Figure I.10: Lignes isosoniques

b) Le sone

Le son est une sensation auditive perçue via les oreilles. Il s'agit donc d'un concept cognitif qui nécessite que le récepteur ait capté et groupé un ensemble (ou non) de fréquences sonores. Depuis les travaux de Bregman (Bregman, 1990), il est communément admis que l'analyse d'un stimulus sonore par le système perceptif commence par la ségrégation de

l'information sensorielle en plusieurs flux (analyse de la scène auditive). Les fréquences audibles pour l'oreille humaine sont généralement comprises entre 20 et 20 000 Hz (soit une période comprise entre 0,05 et 50 ms), bien que cette gamme tende à diminuer avec l'âge[14].

Tableau I. 1: de propagation du son dans différents milieux. Extrait de (Tanzarella&Mamecier, 2006)

Milieu	Vitesse du **son** (en m /s)
Caoutchouc souple	70
Oxygène	316
Air sec à 0°C	331
Azote	334
Air à 20°C	340
Vapeur d'eau	402
Hélium	970
Hydrogène à 0°C	1270
Eau	1400
Eau douce à 8°C	1435
Eau de mer à 15°C	1500
Eau salée	1500 à 1800
Béton	3000
Bois	4000
Acier, verre	5000

c)Les bandes critiques

Les Bandes Critiques est [11]:

-un signal de bande inférieure à 160 Hz excite toujours une zone identique de la cochlée, et donc un même nombre de fibres nerveuses.

-au-delà de cette largeur, d'autres zones de la cochlée, et de nouvelles fibres nerveuses, sont touchées par l'excitation, ce qui explique que la sensation d'intensité croît.

Ainsi il semble que la cochlée réagit comme un filtre, centré sur l'excitation, de largeur 160 Hz pour la fréquence centrale de 1000 Hz qui était testée. La répétition de l'expérience à différentes fréquences, confirme cette idée que le système auditif se comporte,

vis à vis de la sensation d'intensité, comme un jeu de filtres de fréquence centrale variable, de manière à être toujours centrée sur l'excitation. L'étude des capacités de résolution fréquentielle de l'oreille, liées à la perception des hauteurs qui est étudiée plus loin, corrobore cette interprétation.

d) Les Barks

Une première échelle des fréquences. Zwicker a déduit une échelle de fréquences proportionnelle à la largeur des bandes critiques, de la manière suivante (E. Zwicker et R. Feldtkeller : Psychoacoustique, Ed. Masson, 1981) : « L'ouïe peut former une bande critique en n'importe quel point de l'échelle des fréquences. En les rangeant arbitrairement l'une à côté de l'autre, on trouve dans la zone de fréquences de 20 Hz à 16 kHz, 24 bandes critiques ». L'indice de la bande critique dans laquelle se trouve une fréquence donnée, transformé en une variable continue, devient une nouvelle échelle de fréquences : le Bark (du nom de H. Barkhausen, qui s'est intéressé parmi les premiers à la mesure de la sonie).

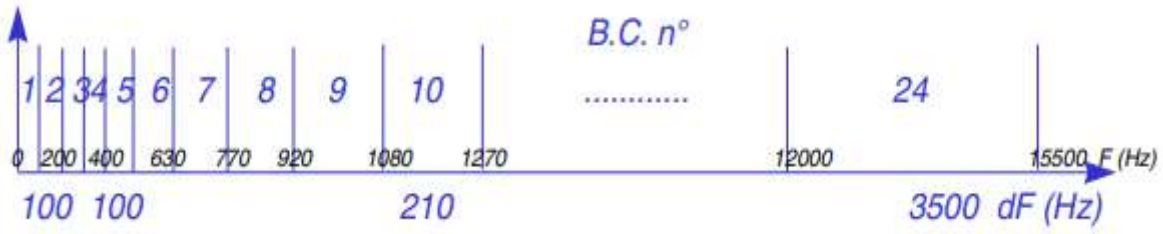


Figure I. 11: l'échelle de fréquences des Barks ; de haut en bas, les nombres représentent respectivement : les indices, les fréquences de séparation, et les largeurs des bandes critiques

A la suite de ces travaux il est courant encore d'entendre dire que notre perception décompose le son selon 24 bandes critiques. Rien n'est plus trompeur. Il faut comprendre, comme le note Zwicker, que ces bandes critiques se « forment » en n'importe quel point, concrètement là où se trouve l'excitation sonore. Quant au nombre de 24, il est comme le dit aussi Zwicker, tout à fait arbitraire, dans la mesure où il découle de la juxtaposition de bandes critiques dont les positions ne sont choisies qu'en fonction de leur largeur. Cette juxtaposition suppose en outre l'hypothèse implicite, que les bandes critiques seraient comme autant de filtres passe-bande de formes parfaitement rectangulaires[11].

e)les ERB

Les filtres auditifs n'étant pas rectangulaires, on pourrait définir leur largeur de bande comme la bande passante à -3 dB ; Patterson et coll. ont préféré considérer la largeur du filtre rectangulaire ayant la même surface. On obtient la « bande rectangulaire équivalente » BRE du filtre auditif, qui peut être estimée par (Moore et Glasberg, 1983)[11] :

$$\mathbf{BRE = 6{,}23\ fc^{2} + 93{,}39\ fc + 28{,}52} \qquad \text{(I.1)}$$

II.2.3 La tonie

La tonie ou sensation de hauteur tonale est la sensation auditive qui permet de différencier un son grave d'un son aigu. Ce caractère de sensation est lié en grande partie à la fréquence du son. On dit que la tonie est double si un autre son est perçu deux fois plus aigu[15].

Tableau I.2: Relation entre tonie et fréquence

Tonie z [bark]	F [HZ]	Tonie z [bark]	F [HZ]	Tonie z [bark]	F [HZ]
0	0	9	1080	18	4400
1	100	10	1270	19	5300
2	200	11	1480	20	6400
3	300	12	1720	21	7700
4	400	13	2000	22	9500
5	510	14	2320	23	12000
6	630	15	2700	24	15500
7	770	16	3150		
8	920	17	3700		

a) Discrimination et sélectivité fréquentielle

La discrimination fréquentielle est la propriété de l'oreille à percevoir la différence entre deux sons purs de même niveau mais de fréquences différentes et présentés l'un après l'autre. En 1987, Zwicker a déterminé que pour des niveaux d'intensité compris entre 40 et 70 dB, la plus petite variation de tonie à laquelle est sensible une oreille saine est de 0.0035 Hz

La sélectivité fréquentielle, quant à elle est la capacité de distinguer deux sons émis simultanément[15].

b) Les Mels

C'est la hauteur du son au sens des notes et des intervalles de musique. Cette hauteur tonale est définie de manière univoque pour les sons purs. Les expériences suivantes sont donc d'abord réalisées avec des sons purs. On définit l'échelle de hauteur tonale, ou tonie, de la manière suivante : par rapport à un son de référence (1 kHz par exemple), on dit que la tonie est double si un autre son est perçu comme deux fois plus aigu, etc. L'unité de la hauteur tonale, ou tonie, est le Mel [11].

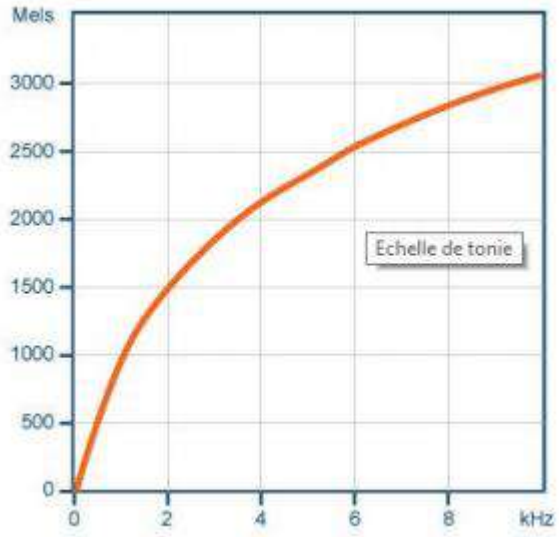


Figure I.12: fonction de variation de la tonie avec la fréquence d'un son pur

II.2.4 Le masquage

Le masquage auditif est un phénomène perceptif qui fait qu'un son n'est pas perçu lorsqu'il est en présence d'un autre son plus fort que lui, surtout si ces deux sons sont de fréquences proches. La courbe de masquage démontrant ce phénomène présente une pente raide du côté des fréquences graves et une pente plus faible du côté des fréquences aigües, ainsi le masquage est plus important dans cette zone, c'est-à-dire que les graves masquent plus facilement les aigus[15].

De manière générale, l'effet de masque se caractérise de deux manières :

- Un son fort masque plus facilement un son faible,

- Un son fort masque ceux dont la fréquence est supérieure.

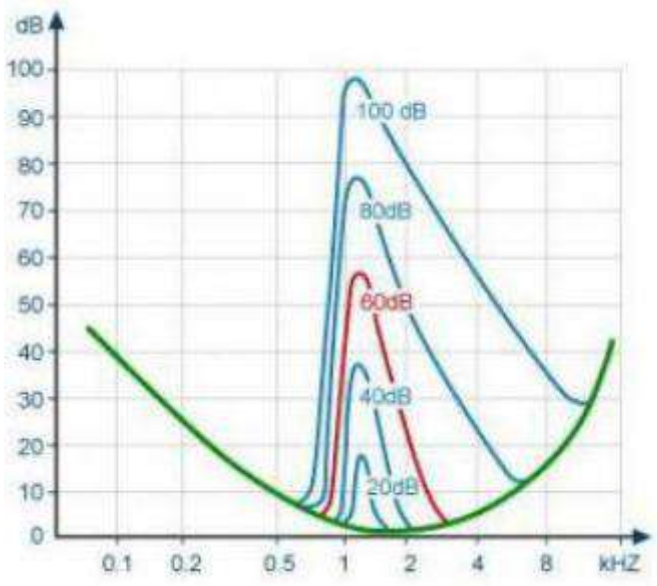


Figure I.13: Représentation de l'effet de masque

(Seuil auditif sans masquage en vert puis avec un masquage par un bruit (de 1 100 à 1 300 Hz) à divers niveaux d'intensité).

III les filtres auditifs

III.1 Principe des filtres auditifs

Lorsqu'on cherche à caractériser les lois psycho acoustiques pour des sons complexes, les observations montrent qu'il est alors pertinent de considérer que le système auditif réalise une analyse fréquentielle du signal à l'aide d'une série de filtres passe-bandes. Ces filtres, appelés filtres auditifs, se recouvrent continûment tout le long de la plage des fréquences audibles.

Afin de faire le lien avec la physiologie de l'oreille interne, on peut considérer que chaque région de la membrane basilaire est sensible à une certaine plage de fréquences et peut être ainsi assimilée à un filtre passe-bande.

Ce phénomène est particulièrement mis en évidence dans les expériences de masquage et de perception d'intensité.

Lorsque le système auditif tente de détecter un signal, on suppose qu'il utilise la sortie d'un filtre auditif dont la fréquence centrale est proche de celle du signal. Seul le bruit à

l'intérieur de la bande passante détermine si le signal est détectable ou non. En réalité, plusieurs expériences ont montré que le système auditif utilise le filtre auditif dans lequel le rapport signal à bruit est le plus élevé (off-frequencylistening ou off-place listening). Un premier exemple qui illustre ce propos est issu d'une expérience de Fletcher en 1940 : on considère un signal sinusoïdal masqué par un bruit de bande de largeur variable, le seuil d'audibilité du signal croît avec la largeur de bande du bruit jusqu'à ce que le spectre du bruit atteigne la bande atténuée du filtre. Dès lors le seuil reste approximativement constant. La figure 14 illustre cette expérience[16].

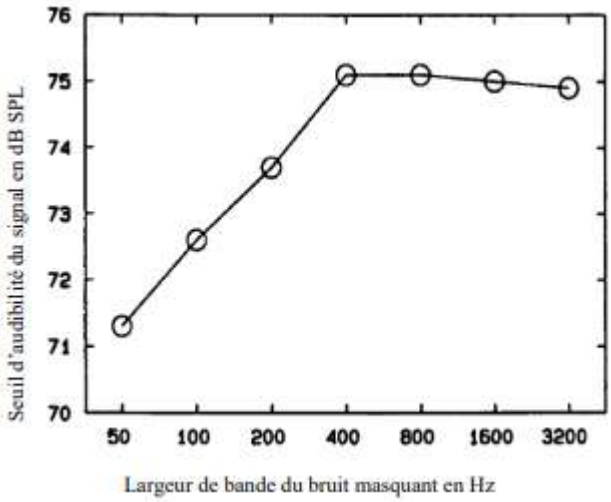


Figure I.14: Seuil d'audibilité d'un signal en fonction de la largeur de bande d'un bruit masquant. Le signal est une sinusoïde à 2 kHz masquée par un bruit de bande également centré sur 2 kHz et dont la largeur varie.

Masquage simultané :

De la même manière, lorsque deux sons purs sont présentés à l'oreille, le ton le plus faible ne sera audible que si le rapport des puissances est suffisamment élevé dans un des filtres auditifs. Ce phénomène est connu sous le nom de phénomène de masquage et révèle le rôle important des filtres auditifs pour la compréhension de la sélectivité fréquentielle du système auditif.

Schématiquement, supposons que la distance fréquentielle entre deux tons soit inférieure à une largeur de bande de filtre auditif et considérons un filtre auditif de fréquence centrale proche de celle du signal le plus faible (appelé signal masqué contrairement au premier appelé signal masquant). Les deux signaux se situent tous deux dans la bande

passante du filtre qui a donc une faible influence sur le rapport des puissances des signaux. Le seuil d'audibilité du son masqué est donc relativement élevé.

Inversement, supposons que la distance fréquentielle entre les deux tons soit supérieure à une largeur de bande de filtre auditif. Le masqueur se situe alors dans la bande atténuée du filtre et le rapport des puissances est donc accru. Par conséquent le seuil d'audibilité du signal masqué est relativement faible.

Ainsi, l'effet d'un signal masquant est prépondérant dans la bande critique auquel il appartient. Cependant s'il est de niveau acoustique suffisant, il peut également modifier les seuils d'audition dans les bandes adjacentes (spread of masking).

Ce mécanisme, décrit très simplement ici, illustre le pouvoir de séparabilité ou de résolution fréquentielle du système auditif.

La figureI.15 donne un exemple de courbes d'effet de masque indiquant les seuils d'audibilité d'un son pur en fonction de sa fréquence pour un bruit de bande masquant présenté à différents niveaux d'intensité [16].

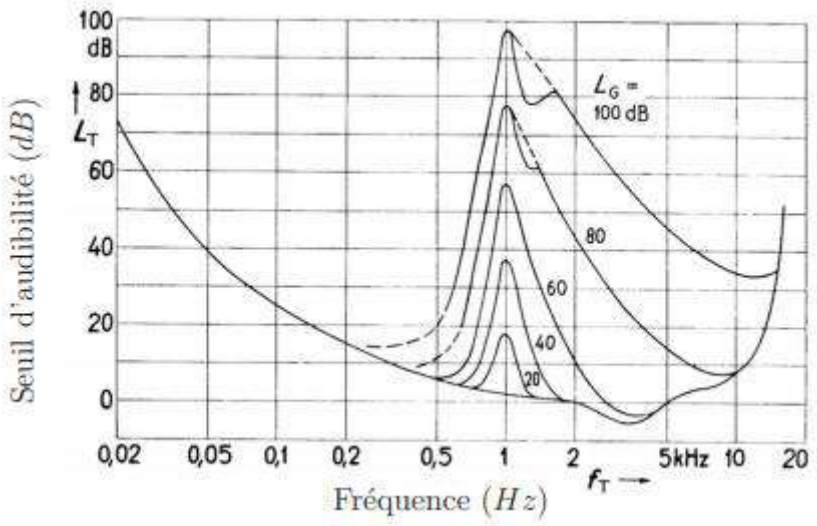


Figure I.15: Courbes d'effet de masque de bruits à bande étroite. Le signal masquant est un bruit de bande centré à 1 kHz de largeur 160 Hz présenté aux niveaux LG = 100, 80, 60, 40 et 20 dB

Dans l'expérience illustrée par la figure 15le masqueur est fixe, tandis que le signal masqué varie en fréquence. Une alternative consiste à garder le signal constant tandis qu'on fait varier le masqueur. Les courbes ainsi obtenues sont appelées courbes de sélectivité de fréquence Psycho acoustique (psychophysicaltuningcurves, PTC). Plusieurs exemples de PTC sont représentés sur la figure16. Pour chaque courbe, le signal de référence est présenté à 10

dB SL (indiqué par un point) et le niveau maximal du signal masquant tel que le signal de référence soit juste audible est tracé en fonction de sa fréquence.

Enfin, le signal étant fixe, on peut supposer approximativement qu'un seul et même filtre auditif est sollicité. Chaque PTC représente donc approximativement la forme inverse du filtre auditif dont la fréquence centrale est celle du signal. Si on fait l'hypothèse que les filtres auditifs sont linéaires, on peut alors obtenir leurs formes en inversant l'allure des PTC obtenues [16].

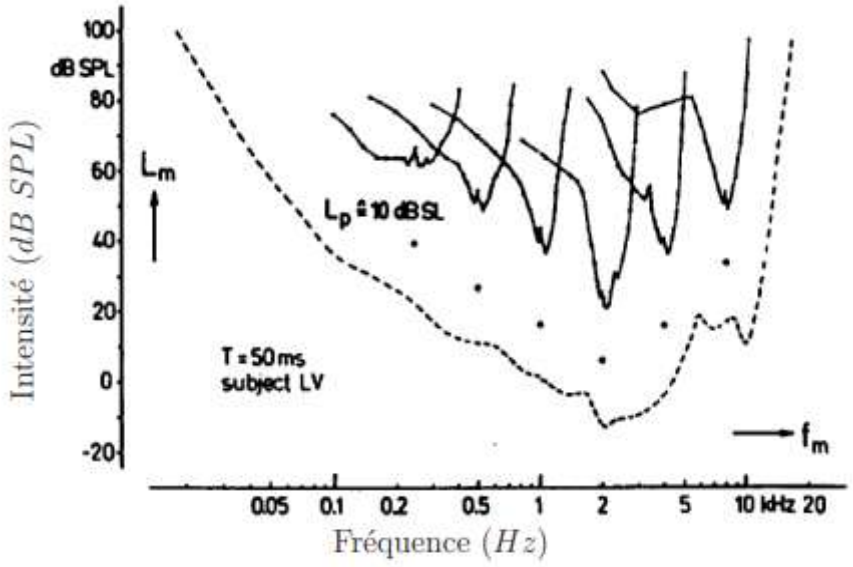


Figure I.16: Courbes de sélectivité de fréquence Psycho acoustique (psychophysical tuning curves)

Remarque :

Le phénomène de masquage a été récemment utilisé avec succès dans les applications de codage audio. L'originalité de ce type de codage est de faire en sorte que le bruit de quantification soit masqué par le signal utile.

Masquage non-simultané

Le phénomène de masquage est également observable pour des sons non-simultanés. On parle alors de masquage non-simultané ou masquage temporel. Dans ce type de masquage, un son fort présenté avant ou après un stimulus peut masquer ce dernier. La figure 17 illustre ce phénomène [16].

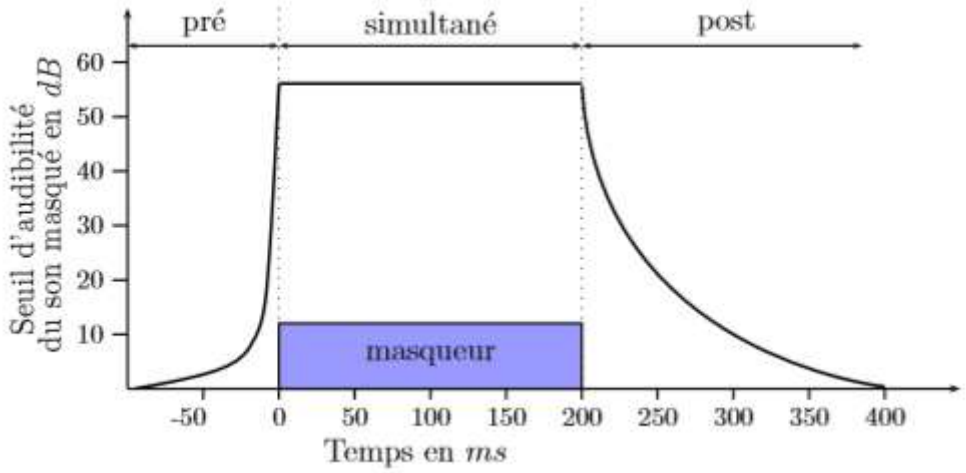


Figure I.17: Masquage non-simultané

III.2 Largeur des filtres auditifs

Historiquement, les filtres auditifs ont été caractérisés en premier lieu par leur largeur de bande, sous l'hypothèse qu'ils pouvaient être modélisés par des filtres passe-bande idéaux, c'est-à-dire rectangulaires. Etant donné la complexité des phénomènes mis en jeu au niveau de la cochlée, cette hypothèse est évidemment très simplificatrice. En effet, des mesures plus précises des filtres auditifs ont montré leur caractère non linéaire et en particulier leur dépendance vis-à-vis du niveau des stimuli. Les filtres auditifs ont en réalité une bande passante plus étroite pour les niveaux modérés que pour les niveaux forts [16].

La largeur d'un filtres est appelée Bande Critique. On se réfère souvent à la mesure des bandes critiques exécutée par Zwicker. Nous la citons en exemple, ici, car elle est très populaire et a été utilisée dans de nombreuses applications de traitement du signal faisant appel à des notions de Psychoacoustique. Selon les mesures de Zwicker, les bandes critiques ont une largeur constante de 100Hz pour des fréquences centrales jusqu'à environ 500Hz. Au dessus de 500Hz, la largeur des bandes critiques augmente avec la fréquence jusqu'à une largeur de 3500Hz pour une fréquence centrale de 13500Hz. La valeur des bandes critiques BWc peut être calculée en fonction de la fréquence centrale fc en Hz grâce à la formule suivante :

$$BWc = 25 + 75.\ [1 + 1{,}4.\ (fc\ /1000)\ \hat{}2]\ \hat{}0{,}69\ \ Hz \qquad (I.2)$$

Les valeurs de bandes critiques sont définies en tout point de la membrane basilaire, cependant dans la pratique, notamment afin de définir un banc de filtres, il est souvent plus commode de considérer un nombre discret de filtres auditifs.

A cet effet, le tableau 02 indique un découpage normalisé de l'échelle des fréquences en 24 bandes adjacentes. Ceci constitue alors une nouvelle échelle de fréquences dite échelle Bark allant de 0 à 24 Bark. Par définition, l'unité Bark est telle que chaque filtre auditif ait une largeur de 1 Bark. On obtient ainsi une échelle de fréquence cohérente avec la résolution fréquentielle du système auditif [16].

La formule qui permet alors de convertir une fréquence f en Hertz en sa valeur en Bark est la suivante :

$$B(f) = 13.\arctan(0{,}76f\ /1000) + 3{,}5.\arctan((f/\ 7500)*2))\ Bark \qquad (I.3)$$

Plus récemment, une autre modélisation de la largeur de bande des filtres auditifs a été proposée par Moore et Glasbergdans selon une méthode de mesure introduite par Patterson.

Dans leurs travaux, Moore et Glasberg ont mesuré des largeurs de filtre plus fines que celles obtenues par Zwicker, notamment pour les basses fréquences. A partir de ces résultats, les auteurs ont proposé une nouvelle mesure de la largeur des filtres auditifs appelée largeur de bande rectangulaire équivalente ou Equivalent RectangularBandwith (ERB). Pour chaque filtre auditif, la valeur d'ERB est définie comme la largeur d'un filtre passe-bande idéal de même fréquence centrale qui, alimenté par un bruit blanc, produirait la même énergie en sortie. Typiquement, les valeurs d'ERB indiquent des bandes passantes dont la largeur varie entre 11% à 17% de la valeur de la fréquence centrale (donc à peu près à facteur de qualité Q constant).

La figure18 montre une comparaison entre les largeurs des filtres décrits en bande critique ou en ERB. La mesure des ERB illustre donc une meilleure résolution fréquentielle du système auditif que celle indiquée par les valeurs de bandes critiques. La formule suivante donne la relation moyenne pour plusieurs sujets normo-entendants entre la fréquence centrale f en Hz et l'ERB en Hz :

$$\mathbf{ERB\ N(f) = 24{,}7.\ ((4{,}37f/\ 1000)+\ 1\ )} \qquad \text{(I.4)}$$

Les valeurs de bandes critiques de la figure18 sont calculées à partir de cette formule en comparaison avec les valeurs obtenues à partir de l'équation 2.

En outre, on peut définir une échelle des ERB de manière similaire à l'échelle Bark. Chaque numéro d'ERB correspond alors à une distance fréquentielle d'une Bande Rectangulaire Équivalente.

$$\mathbf{N°ERB\ N(f) = 21.4\ log10((4{,}37f/\ 1000)+\ 1)} \qquad \text{(I.5)}$$

Les équations (I.2)et (I.5)sont illustrées et comparées sur la figure I.19. La figureI.20 montre la même comparaison rapportée à la position sur la membrane basilaire à partir de l'apex (par rapport à la tonotopie de la membrane basilaire). On notera particulièrement sur cette dernière figure la correspondance quasi-linéaire entre l'échelle ERBN et la distance en mm le long de la cochlée. Cette dernière remarque vient renforcer le lien entre la modélisation psycho acoustique des filtres auditifs et les observations physiologiques [16].

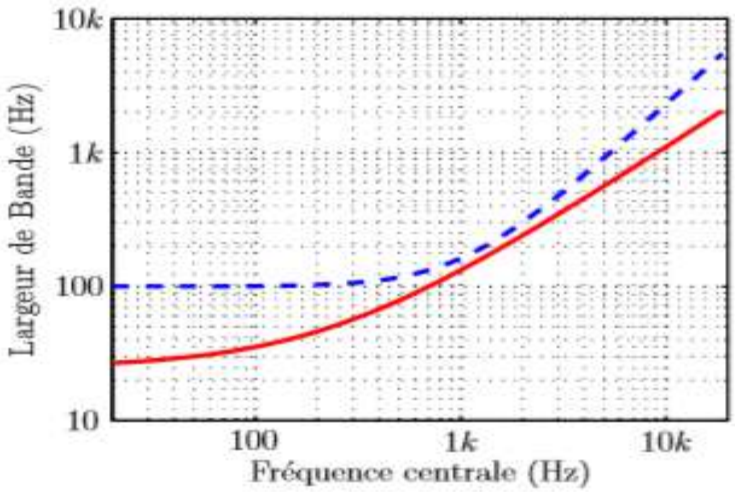


Figure I.18: Comparaison entre la largeur des bandes critiques en Bark et en ERB. Le terme Critical Bandwidth désigne généralement la largeur correspondant à l'échelle Bark (en pointillé), le terme ERB désigne la bande rectangulaire équivalente (en trait plein)

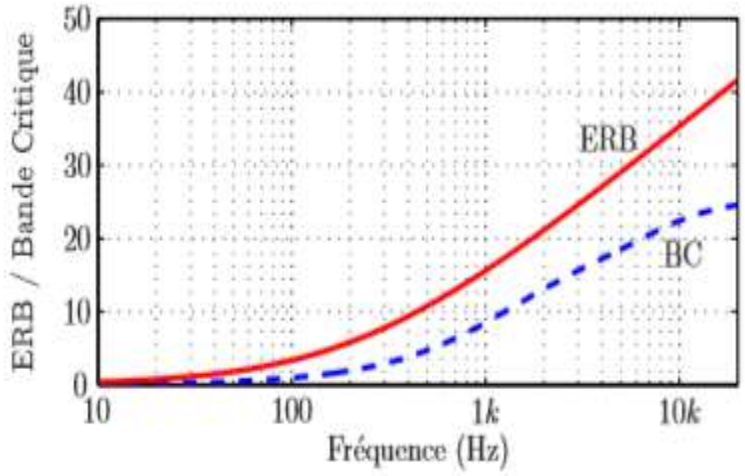


Figure I.19: Comparaison entre échelle Bark et numéro d'ERB en fonction de la fréquence

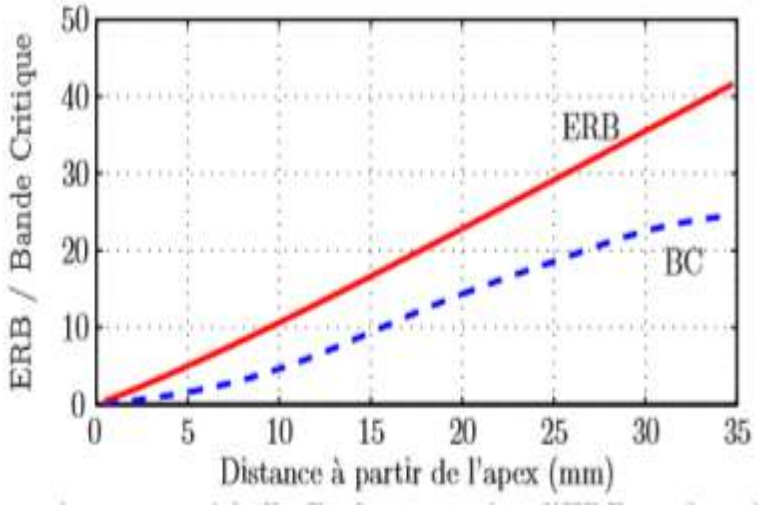


Figure I.20: Comparaison entre échelle Bark et numéro d'ERB en fonction de la position sur la membrane basilaire

III.3 Forme des filtres auditifs

La mesure rigoureuse du gabarit fréquentiel des filtres auditifs est une tâche difficile. Outre les non-linéarités des mécanismes mis en jeu, la principale difficulté est de s'assurer que les observations faites lors d'une expérience font appel au même filtre tout au long de cette expérience.

Dans les sections précédentes, nous avons vu que les filtres auditifs sont définis pour toute fréquence audible et que la largeur des filtres augmente avec la fréquence de telle

sorte que cette largeur vaut approximativement 11% à 17% de la valeur de la fréquence centrale. Ces caractéristiques influent sur la résolution fréquentielle du système auditif qui est donc plus précis dans les basses que dans les hautes fréquences.

Néanmoins, cette description ne prend pas en compte tous les aspects complexes des filtres auditifs. En effet, du fait des non-linéarités des différents mécanismes du système auditif, la largeur des filtres est également dépendante de l'intensité du stimulus. Cette constatation est liée aux mécanismes actifs de la cochlée.

Schématiquement, on peut résumer ainsi les propriétés générales des filtres auditifs:

— Le sommet de chaque filtre est étroit et à peu près symétrique en fréquence.

— Les bords sont larges et asymétriques, en particulier leur pente du côté des basses fréquences est moins forte.

— plus le niveau du stimulus est élevé plus les filtres sont larges, en particulier pour les fréquences inférieures à la fréquence centrale.

Dans certaines modélisations, on inclut le gain des mécanismes actifs de l'oreille interne. Les figures (I.21) et (I.22) représentent des mesures de filtres auditifs à différents niveaux de stimulation respectivement pour des fréquences centrales de 250 Hz et 1 kHz. Sur ces schémas, les niveaux d'intensité du stimulus s'étendent de 30 dB SPL à 80 dB SPL par pas de 10 dB. On y remarque l'élargissement des filtres et la diminution du gain maximal lorsque l'intensité du stimulus croît [16].

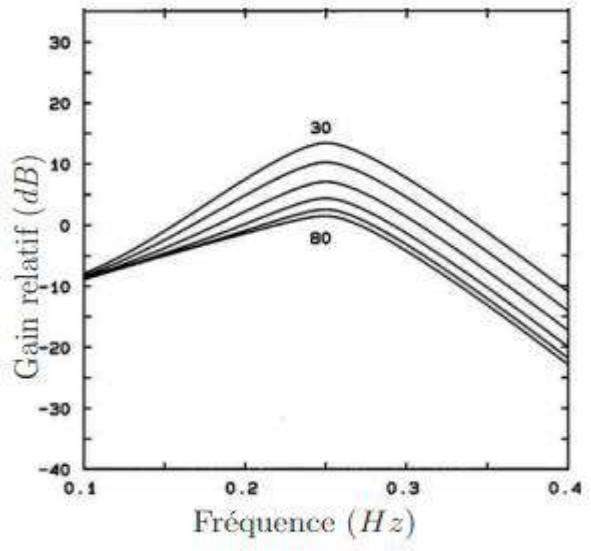


Figure I.21: Filtres auditifs à 250 Hz en fonction de l'intensité du stimulus

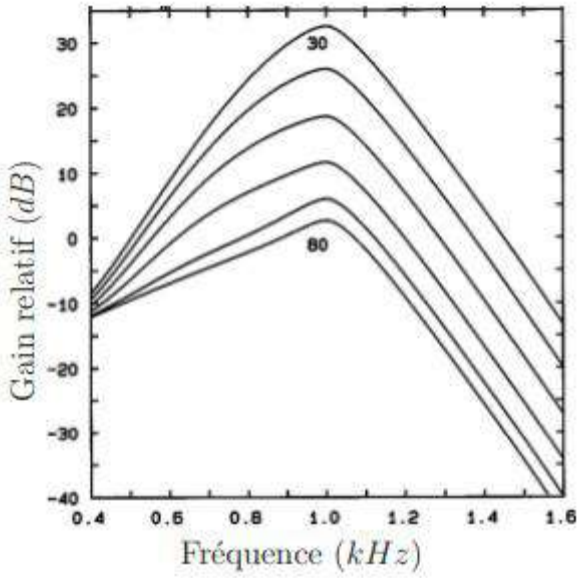


Figure I.22: Filtres auditifs à 1 kHz en fonction de l'intensité du stimulus

III.4 Les modèles auditifs existants

Plusieurs modèles auditifs existent et sont implémentés sur diverses plateformes. Les plus utilisés sont HUTear et Auditory Toolbox

HUTear est une boite à outils Matlab. Elle simule chaque étage de l'audition : l'oreille externe, interne, la cochlée, les cellules ciliées externes, et les neurones du nerf auditif. Pour chaque étage, plusieurs modèles sont disponiblesPour utiliser HUTear, il faut choisir un modèle par niveau d'analyse, un signal d'entrée, et le programme calcule l'état à chaque étage. Des pré et post-traitements sont également disponibles.

La bibliothèque Auditory Toolbox est une autre boite à outil Matlab développée par Malcolm Slaney. C'est également une compilation de plusieurs modèles auditifs issus de la recherche, mais il faut noter l'importante part réservée à la représentation. En plus du modèle en banc de filtre Gammatone.Il est en effet important de préciser que ces modèles auditifs sont implémentés sur des plateformes qui ne fonctionnent pas en temps réel[17].

IV conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit le mécanisme de l'audition, ainsi que la modélisation de la cochlée pathologique par un banc de filtres, ces derniers jouent un rôle très important pour la correction de l'audition chez les malentendants.

Chapitre II
Les filtres Gammatone et les circuits FPGA

I Introduction

Les filtres Gammatone ont été conçus comme un ajustement simple aux observations expérimentales de la cochlée mammifère, et ont une structure polaire répétée menant à une réponse impulsionnelle et une réponse fréquentielle qui est le produit d'une enveloppe Gamma**g (t) = t ^ ne ^ (- t)** et d'une sinusoïde (ton).

Il est très naturel de visualiser le son comme une distribution d'énergie variant dans le temps en fréquence - notamment parce que c'est une façon de décrire les informations que notre cerveau obtient de nos oreilles via le nerf auditif. Le spectrogramme est la visualisation temps-fréquence traditionnelle, mais il présente en fait des différences importantes par rapport à la façon dont le son est analysé par l'oreille, le plus important étant que les sous-bandes de fréquences de l'oreille s'élargissent pour les fréquences plus élevées, alors que le spectrogramme a une bande passante constante sur tous les canaux de fréquence[18].

La deuxième partie de ce chapitre sera une présentation sur les circuits logiques programmables, notamment les FPGA, et le principe de l'implémentation de ces circuits.

II Les filtres Gammatone

Les filtres Gammatone sont une approximation linéaire populaire du filtrage effectué par l'oreille[18].

II.1 La fonction Gammatone.

Un filtre de Gammatone est un filtre linéaire décrit par une réponse impulsionnelle qui est le produit d'une distribution gamma et d'une tonalité sinusoïdale. Plusieurs implémentations de ce filtre sont connues, toutes proviennent de diverses approximations du filtre Gammatone original[19].

Un filtre Gammatone est défini dans le domaine temporel par la partie réelle de la fonction :

$$g(t) = at^{n-1}e^{-2\pi bt}\cos(2\pi fc\, t + \phi) \qquad \text{(II. 6)}$$

Avec n est l'ordre du filtre(en général n = 4 affecte la pente des jupes du filtre), ϕ est la phase, b est la bande passante du filtre (affecte la durée de la réponse impulsionnelle, a défini le gain de sortie, fc est fréquence centrale du filtre en utilisant les Equivalent Rectangular Bandwidths (ERB), estimées ci-dessous avec les paramètres de Glasberg et Moore[19].

LeERB du filtre est donné par l'équation :

$$\mathbf{ERB = 24.7(4.37fc/1000 + 1)} \qquad \text{(II. 7)}$$

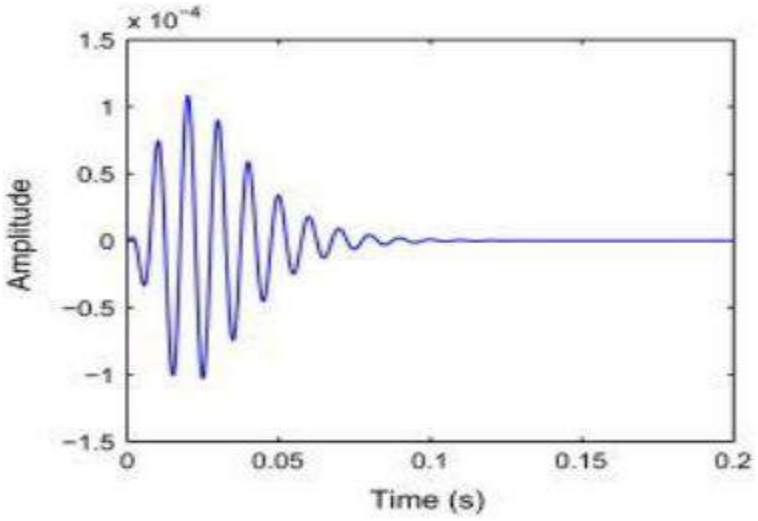


Figure II.1: Réponse impulsionnelle d'un filtre Gammatone (Venkitaraman, Adiga, & Seelamantula, 2014)

II.1.1 Banc de filtres

Le signal audio passe par une série de filtres passe bande se chevauchant partiellement (chacun passant une gamme de fréquences différentes) où le signal est analysé en termes de fréquence et d'amplitude. Le banc de filtre divise le signal audio en plusieurs bandes de fréquences simulant le mécanisme de filtrage auditif dans une audition normal[20].

II.2 la réponse impulsionnelle d'un filtre Gammatone

On va générer un banc de filtre Gammatone avec quatre filtres de différentes fréquence (fréquence centrale) pour dessiner la réponse impulsionnelle.

```
%créer un banc de filtre gammatonne
% écrit par Yang Shao, et adapted par Xiaojia Zhao en Oct'11
sampFreq =8000; % fréquence d'echantillonnage ,
numChannel = 4; % nombre de canaux,
stepBound=600;
filterOrder=4;     % commande de filtre
phase(1:numChannel)=zeros(numChannel,1);        % phase original
erb_b=hz2erb([50,sampFreq/2]);             % limite suppérieure et
inférieure de l'ERB
erb=[erb_b(1):diff(erb_b)/(numChannel-1):erb_b(2)];        % segment
ERB
cf=erb2hz(erb);       % fréquence centrale
b=1.019*24.7*(4.37*cf/1000+1);       % Taux de décomposition
gt=zeros(numChannel,stepBound);
tmp_t=[1:stepBound]/sampFreq;
for i=1:numChannel
gain=10^((loudness(cf(i))-60)/20)/3*(2*pi*b(i)/sampFreq).^4;
gt(i,:)=gain*sampFreq^3*tmp_t.^(filterOrder-1).*exp(-
2*pi*b(i)*tmp_t).*cos(2*pi*cf(i)*tmp_t+phase(i));
end
figure
subplot(411)
plot(tmp_t,gt(1,:))
title('réponse impulsionnelle d un filtre gammatone avec un
fréquence central à 50 Hz ')
xlabel('Temps(s)')
ylabel('g(t)')
subplot(412)
plot(tmp_t,gt(2,:))
title('réponse impulsionnelle d un filtre gammatone avec un
fréquence central à 461.36 Hz ')
xlabel('Temps(s)')
ylabel('g(t)')
subplot(413)
plot(tmp_t,gt(3,:))
title('réponse impulsionnelle d un filtre gammatone avec un
fréquence central à 1479.59 Hz ')
xlabel('Temps(s)')
ylabel('g(t)')
subplot(414)
plot(tmp_t,gt(4,:))
title('réponse impulsionnelle d un filtre gammatone avec un
fréquence central à 4000 Hz ')
```

```
xlabel('Temps(s)')
ylabel('g(t)')
```

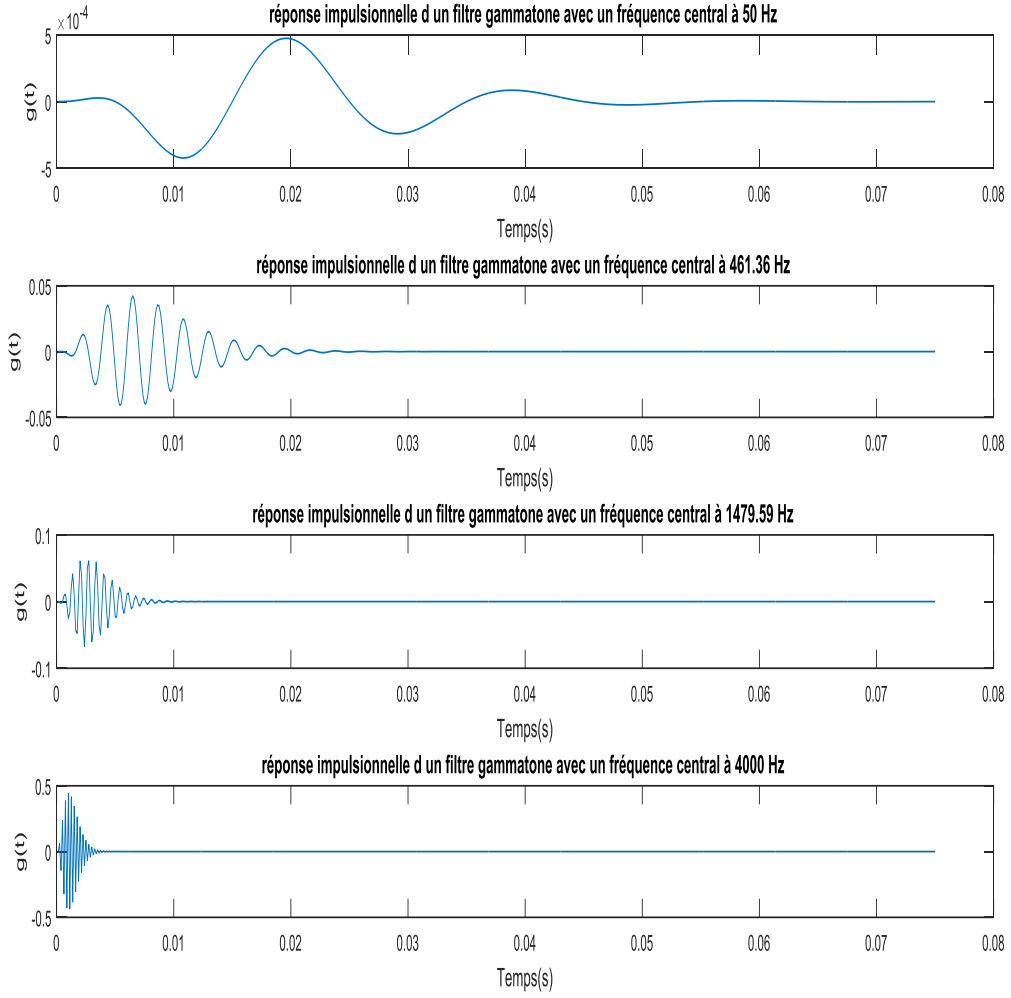


Figure II.2: Les Réponse impulsionnelle des quatre filtres Gammatone

II.3 Réponse en fréquence fréquentielle d'un filtre Gammatone

La réponse en fréquence est généralement caractérisée par la transformé de fourier de la Réponse impulsionnelle.

Alors onva réaliser la réponse d'un banc de filtre de 24 bandes :

```
nfft=1024;
fe=16000;    % fréquence d'échantillonage
nb=24;       % nombre de bande
minfreq=50;
```

```
maxfreq=8000;
long_max=512;
gtm = fft2gammatonemx(nfft,fe,nb,1,minfreq,maxfreq,long_max);
f = [0:511]/512*8000;
figure
plot(f,20*log10(gtm)','')
title('réponse en  fréquence d un banc de  filtre gammatone 24
bandes ')
xlabel('Fréquence(Hz)')
ylabel('Amplitude (db)')
axis([0 8000 -60 0])
grid
```

Avec : la fonction *fft2gammatone* est une fonctionqui génère une matrice des poids de filtre Gammatone à partir des coefficients du FFT

La figure suivante montre la réponsefréquentielle du banc de filtres Gammatone réalisé.

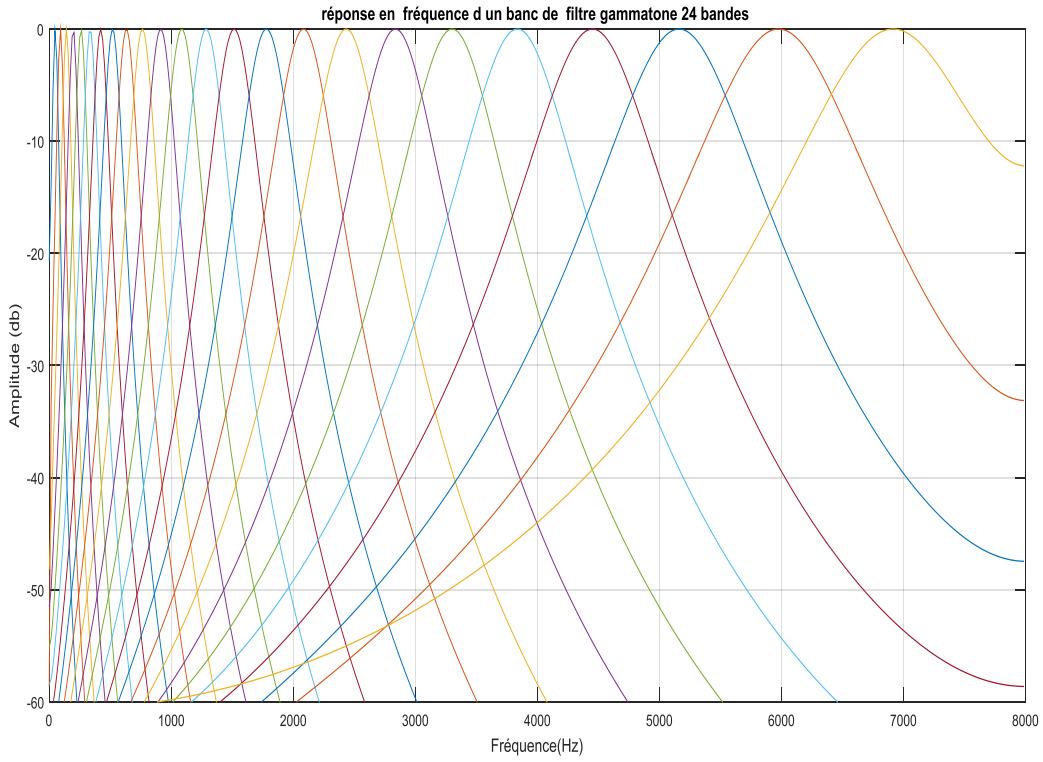


Figure II.3: réponse en fréquence d un banc de filtre Gammatone 24 bandes

II.4 Transformée de Fourier d'un filtre Gammatone

La transformée de Fourier d'une fonction g(t) est définie comme suit[21] :

$$\mathbf{G(f)=F\,[g(t)]\,(f)=\int_{-\infty}^{\infty} g(t)e^{-2\pi ift}dt} \qquad \text{(II. 8)}$$

En utilisant la propriété stipulant que la transformée de Fourier d'un produit est le produit de convolution des transformées de Fourier, on remarque pour la fonction Gammatone que :

$$\mathbf{G(f)=F\,[\cos(2\pi\, fc\, t)] * F\,[t^{n-1}e^{-2\pi bt}]} \qquad \text{(II.9)}$$

Sachant que F [cos (2πfCt)] = 1 /2 (δ (f − fc) + δ (f+ fc)), il ne nous reste qu'à déterminer la transformée de Fourier de la distribution Gamma.

II.4.1 Transformée de la distribution Gamma

En supposant la distribution Gamma nulle pour des valeurs de t négatives[21], on cherche :

$$\mathbf{I(f)=\int_0^{\infty} t^{n-1}\, e^{-2\pi(b+if)t}dt} \qquad \text{(II. 10)}$$

Cette intégrale est majorée en module par l'intégrale de son module, qui converge pour n > 0 et b> 0. Notre intégrale existe donc et s'écrit :

$$\mathbf{I(f) = \lim_{A\to\infty} \lim_{\epsilon\to 0} \int_0^A t^{n-1}e^{-2\pi(b+if)t}dt} \qquad \text{(II.11)}$$

Appelle I(f) l'intégrale de ϵ à A. Posons $re^{i\theta} = 2\pi(b - if)$ On remarque que b > 0 implique θ∈] $\frac{-\pi}{2}$; $\frac{\pi}{2}$[. Procédons ensuite au changement de variable : Z =(2πb + i2π f)t

$$\mathbf{IL}\ (f) = (2\pi\ \mathbf{b}+i2\pi\ \mathbf{f})^{-n}\int_{re^{i\theta}_{\epsilon}}^{re^{i\theta}A} Z^{n-1}e^{-z}\ \mathbf{dz} \qquad \text{(II. 12)}$$

Considérons à présent le lacet rectifiable y= (γ1, γ2, γ3, γ4) avec :

— γ1 le segment allant de r$e^{i\theta}\epsilon$à r$e^{i\theta}$ A ;

— γ2 l'arc allant de r$e^{i\theta}$A à rA ;

— γ3 le segment allant de rA à rϵ ;

— γ4 l'arc allant de r∈à r$e^{i\theta}\epsilon$.

La fonction complexe $z^{n-1}e^{-Z}$ne possède aucun point singulier à l'intérieur du domaine limité par γ donc :

$\int_{\gamma} z^{n-1}\ e^{-z}=0$

En conclusion, nous obtenons :

$$\int \gamma_1\ \mathbf{z}^{n-1}\,\mathbf{e}^{-\mathbf{z}}\,\mathbf{dz} = -\int \gamma_2\mathbf{z}^{n-1}\,\mathbf{e}^{-\mathbf{z}}\,\mathbf{dz} - \int \gamma_3\mathbf{z}^{n-1}\mathbf{e}^{-\mathbf{z}}\,\mathbf{dz} - \int \gamma_4\mathbf{z}^{n-1}\mathbf{e}^{-\mathbf{z}}\,\mathbf{dz} \qquad \text{(II. 13)}$$

Calculons ces trois intégrales.

-Intégrale sur γ2

L'intégrale sur γ2 de l'Équation se calcule en réalisant le changement de variable z=r$Ae^{i\emptyset}$, ainsi :

$$\int_{\gamma}\mathbf{z}^{n-1}\mathbf{e}^{-\mathbf{z}}\ \mathbf{dz} = \int_{0}^{\square}\mathbf{i}(\mathbf{rA})^{n}\mathbf{e}^{-\mathbf{rA(cos\emptyset+sin\emptyset)+in\emptyset}}\mathbf{d\emptyset} \qquad \text{(II. 14)}$$

En remarquant que quelque soit ϕ, on a $e^{-rACOS\emptyset} \leq e^{-rACOS\theta}$, on peut majorer le module de notre intégrale de la manière suivante :

$$\left|\int \gamma_2\mathbf{z}^{n-1}\mathbf{e}^{-z}\mathbf{dz}\right| \leq (\mathbf{rA})^{n}\left|\int_{\emptyset}^{0}\mathbf{e}^{-\mathbf{rACOS\emptyset}}\,\mathbf{d\emptyset}\right| \leq (\mathbf{rA})^{n}\mathbf{e}^{-\mathbf{rACOS\emptyset}}\left|\emptyset\right| \qquad \text{(II.15)}$$

Rappelons que notre objectif sera de faire tendre A vers l'infini. On a finalement :

$$\lim_{A\to\infty} \int_{\gamma} z^{n-1} e^{-z} dz = 0 \quad \text{(II.16)}$$

-Intégrale sur γ3

Pour le calcul de l'intégrale sur γ3 de l'équation, on garde cette fois le signe − pour avoir :

$$\int_{\gamma_3} - z^{n-1} e^{-z} dz = \int_{r\epsilon}^{rA} z^{n-1} e^{-z} dz \quad \text{(II.17)}$$

Le passage à la limite donne directement :

$$\lim_{\epsilon\to 0} \lim_{A\to\infty} \int_{\gamma_3} - z^{n-1} e^{-z} \, dz = \Gamma(n) = (n-1)! \quad \text{(II.18)}$$

-intégrale sur γ4

On réalise le changement de variable z =r$\epsilon e^{-i\emptyset}$ pour obtenir :

$$\int_{\gamma} z^{n-1} e^{-z} \, dz = \int_0^{} i(r)^n e^{-r(\cos\emptyset+\sin\emptyset)+in\emptyset} d\emptyset \quad \text{(II.19)}$$

Donc ont peut majorer le module par $(r\epsilon)^n e^{-r\epsilon cos\theta}|\theta|$. On évalue finalement la limite :

$\lim_{\epsilon\to 0} \int_{\gamma} z^{n-1} e^{-z} dz = 0$

Donc On déduit que la limite :

$$\lim_{\epsilon\to 0} \lim_{A\to\infty} \int_{r\epsilon e^{i\theta}}^{rAe^{i\theta}} z^{n-1} e^{-z} dz = \Gamma(n) \quad \text{(II.20)}$$

Finalement, nous avons trouvé la transformée de Fourier de la distribution Gamma :

$$I(f) = \Gamma(n)\,(2\pi b + i\,2\pi f)^{-n} \quad \text{(II.21)}$$

Alors, nous allons à présent pouvoir déterminer la transformée de Fourier de la fonction Gammatone. Pour cela, rappelons d'abord que pour une fonction H(f) :

$$[H(f) * \delta(f-fc)]\,(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f-x)\delta(x-fc)dx = H(f-fc) \quad \text{(II.22)}$$

La transformée de Fourier du cosinus et la linéarité du produit de convolution nous permettent d'obtenir notre étude :

$$G(f)=\frac{\alpha(n)}{2}(2\pi b+i2\pi(f-fc)^{-n}+\frac{\alpha(n)}{2}(2\pi b+i2\pi(f+fc))^{-n} \quad \text{(II.23)}$$

II.4 Exemple d'utilisation d'un filtre Gammatone

A l'aide d'approximation linéaire populaire du filtrage effectué par l'oreille. Il fournit une enveloppe simple pour générer des surfaces temps-fréquence sur la base d'une analyse Gammatone, qui peut être utilisée en remplacement d'un spectrogramme conventionnel. Il fournit également une approximation rapide de cette surface basée sur la pondération de la sortie d'une FFT conventionnelle.

Le spectrogramme est un diagramme représentant le spectre d'un phénomène périodique, associant à chaque fréquence une intensité ou une puissance.

Tout d'abord, nous allons lire un signal audio puis ont à filtrer en utilisant un banc de 4 filtres précédents pour la visualisation des tracés temporelles et des spectrogrammes des signaux d'entrée sortie[22].

```
clear
clc
%% lecture d'un signal audio
[in,fs]=audioread('pianotrump.wav');
%% filtrage du signal audio en utilisant un banc de 4 filtres
Gammatones
r = gammatone(in, 4, [50 8000], fs);
%% visualisation des tracés temporelles
t=[1:78020]/fs;
figure
subplot(211);plot(t,in)
title('signal audio d''entrée ')
xlabel('Temps (s)')
ylabel('amplitude')
subplot(245);plot(t,r(1,:))
title('sortie_1 ')
xlabel('Temps (s)')
ylabel('amplitude')
subplot(246);plot(t,r(2,:))
title('sortie_2 ')
xlabel('Temps (s)')
ylabel('amplitude')
subplot(247);plot(t,r(3,:))
```

```
title('sortie_3 ')
xlabel('Temps (s)')
ylabel('amplitude')
subplot(248);plot(t,r(4,:))
title('sortie_4 ')
xlabel('Temps (s)')
ylabel('amplitude')
%% visualisation des spectrogrammes des signaux d'entrée sortie
figure
subplot(211);specgram(in)
title('spectrogramme du signal d''entrée')
subplot(245);specgram(r(1,:))
title('sortie_1 ')
subplot(246);specgram(r(2,:))
title('sortie_2 ')
subplot(247);specgram(r(3,:))
title('sortie_3')
subplot(248);specgram(r(4,:))
title('sortie_4 ')
```

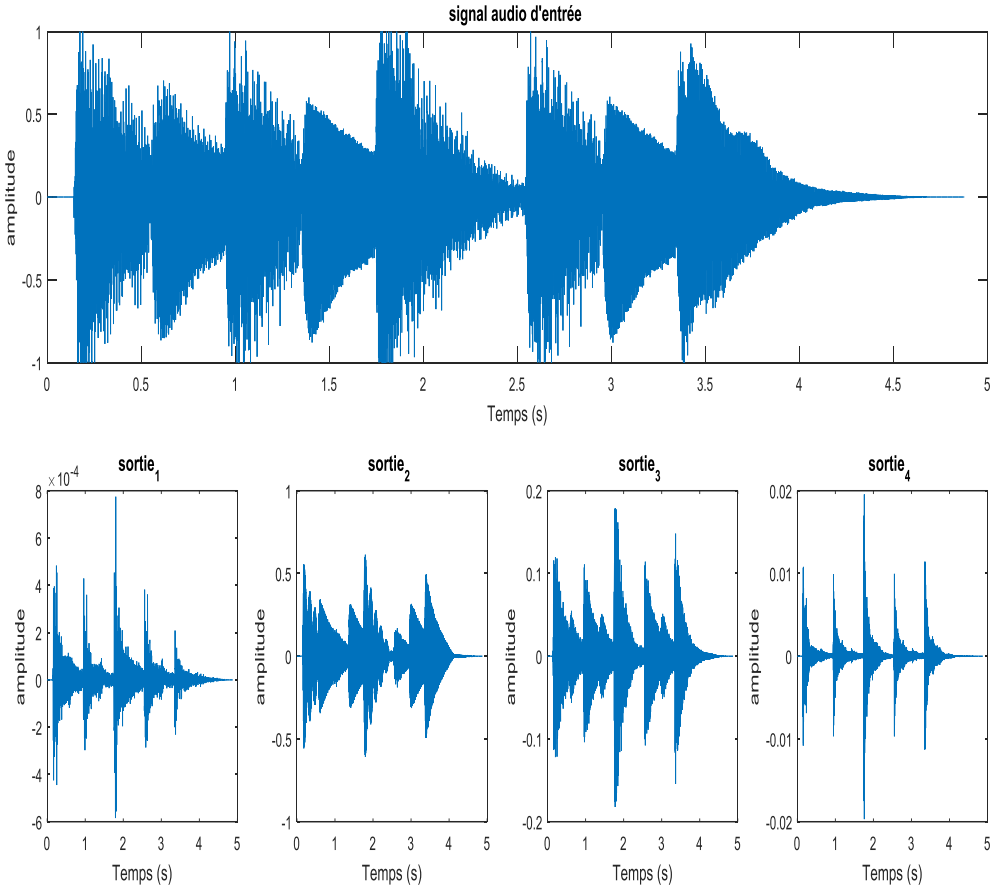


Figure II.4: visualisation des tracés temporelles des signaux d'entrée sortie

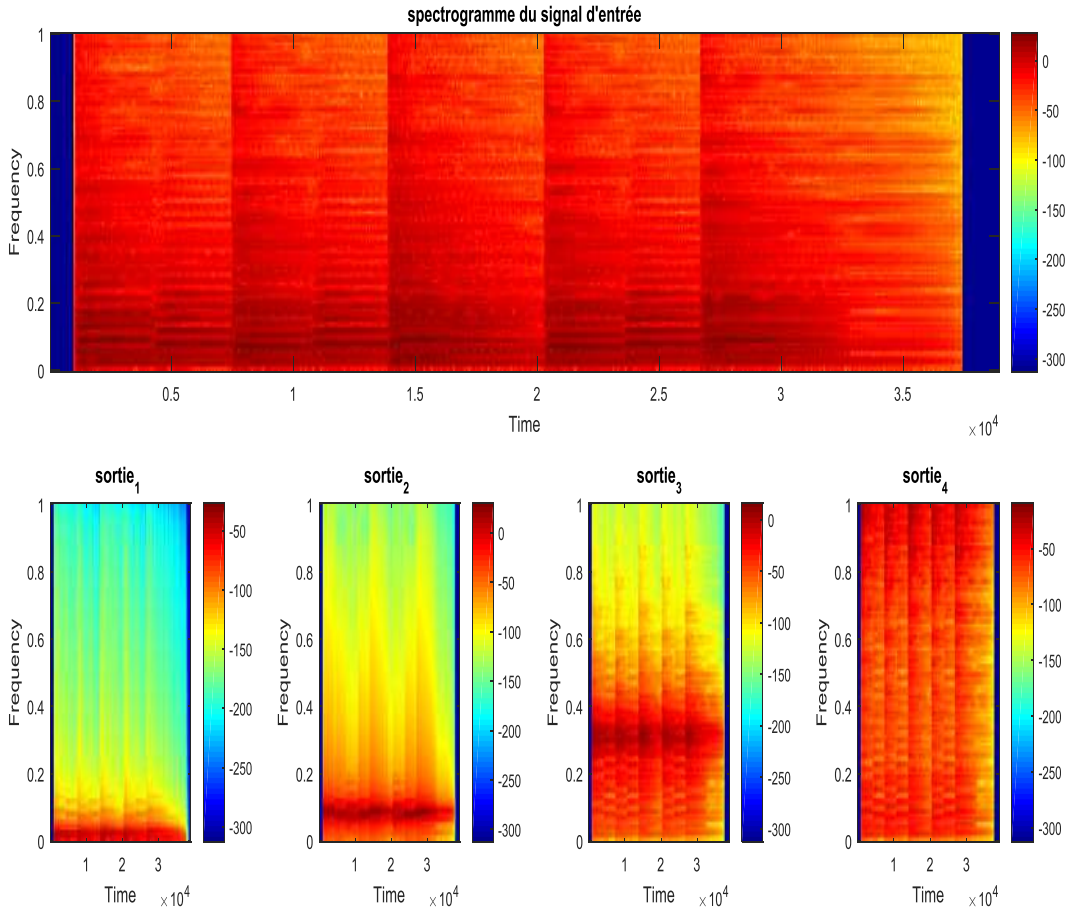


Figure II.5: visualisation des spectrogrammes des signaux d'entrée sortie

III Les circuits logiques programmable

III.1 Les circuits FPGAs (Field Programmable Gâte Array)

Un FPGA est un composant électronique constitué de million voir milliers de transistors connectés ensembles pour réaliser des fonctions logiques. Des fonctions logiques simples peuvent être réalisées telles que des additions ou soustractions tout comme des fonctions complexes peuvent être réalisées telles que le filtrage numérique du signal ou détection d'erreur et correction. Aérospatial, aviation, automobile, radar, missile, ordinateur… ne sont que quelque exemples des domaines ayant recours aux FPGA.

La plupart des grands FPGA modernes sont fondés sur des cellules SRAM aussi bien pour le routage du circuit que pour les blocs logiques à interconnecter.

Un bloc logique est de manière générale constitué d'une table de correspondance (LUT ou Look-Up-Table) et d'une bascule (Flip-Flop en anglais). La LUT sert à implémenter des équations logiques ayant généralement ensemble des entrées et des sorties. Elle peut toutefois être considérée comme une petite mémoire, un multiplexeur ou un registre à décalage. Le registre permet de mémoriser un état (machine séquentielle) ou de synchroniser un signal (pipeline)[23].

III.2.1. Avantages de l'utilisation des FPGA

Les FPGAs ont connu d'importantes évolutions architecturales. Résultant essentiellement de l'augmentation des capacités d'intégration. Les principaux atouts de la technologie FPGA sont[23] :

-Exécution très rapide.

-Facilité et flexibilité d'utilisation.

- Adapté au prototypage rapide.

- Fabrication économique et maintenance à long terme.

III.2 Les cartes FPGAs

En 1984, Xilinx a présenté le premier FPGA (Field Programmable Gate Array). C'est un type alternatif du PLD qui s'est développé plus récemment. Ces circuits en silicium programmables sont devenus au milieu des années 90 des circuits plus complets grâce à l'intégration de ressources spécifiques dédiées, associées à de la mémoire interne et à des ports d'entrées/sorties plus flexibles.

Les FPGAs se composent d'une matrice de blocs logiques élémentaires (CLB) permettant de réaliser des fonctions combinatoires et des fonctions séquentielles. Tout autour de ces blocs logiques configurables, nous trouvons des blocs entrées/sorties IOB dont le rôle est de gérer les entrées-sorties réalisant l'interface avec les modules extérieurs et de ressources d'interconnexion (programmable interconnect) totalement flexibles contrairement au CPLDs ; la figure II.6 montre cette structure des FPGAs dont le programme, appelé « bitstream » n'a pas vocation à être exécuté par un microprocesseur, mais à configurer des blocs logiques et une logique d'interconnexions permettant de relier ces blocs logiques entre eux.

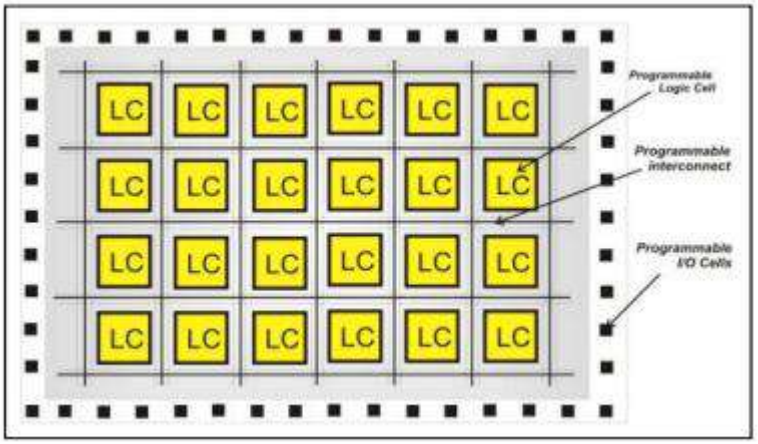


Figure II.6: Physionomie d'un FPGA

La partie fondamentale du FPGA est appelée « look up table », ou LUT elle peut être considérée comme générateur de fonction combinatoire. Historiquement chez la plupart des fabricants de FPGA une LUT contient 16 bits et permettait donc de réaliser n'importe quelle fonction combinatoire à 4 variables. A chaque LUT peur être adjoint un registre élémentaire (bascule D) piloté par une horloge et un multiplexeur permettant d'utiliser le registre ou non. Chaque fabriquant de FPGA a par la suite réalisé des regroupements de LUTs et d'ajout de capacité supplémentaire. Aujourd'hui, la structure la plus utilisée est basée sur une look-upTable de type RAM pour implémenter une fonction combinatoire plus une bascule D. La fonction de la LUT est de stocker la table de vérité de la fonction combinatoire à implémenter dans la cellule comme il est montré sur la figure II.7[24].

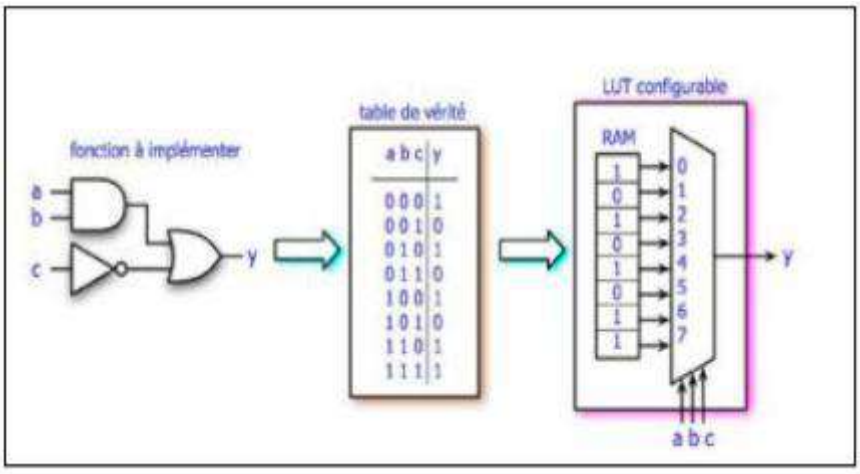


Figure II.7: Exemple de LUT

III.4.3 Design et conception

III.4.3.1 Les langages de description de matériel

Actuellement la densité de fonctions logiques (portes et bascules) intégrée dans les FPGA est telle (plusieurs milliers de portes voire millions de portes) qu'il n'est plus possible d'utiliser les outils de saisie d'un schéma pour développer les circuits. Les sociétés de développement et les ingénieurs ont voulu s'affranchir des contraintes technologiques des circuits. Ils ont donc créé des langages dits de haut niveau à savoir aux langages de description matérielle de haut niveau (les HDL, Hardware Description Langage). Deux d'entre eux ont émergé et sont couramment utilisés : VHDL (VHSIC Hardware Description Langage) et Verilog. Ces deux langages bénéficient du support de la quasi-totalité des logiciels. Tous les deux sont basés sur des descriptions écrite (texte) de la structure électronique d'un circuit numérique, Ils permettent au code écrit d'être portable, c'est à dire qu'une description écrite pour un circuit peut être facilement utilisée pour un autre circuit. Il faut avoir à l'esprit que ces langages dits de haut niveau permettent de matérialiser les structures électroniques d'un circuit.

Le VHDL est un langage de description matériel, Dans les années 80, le département de la défense aux Etats-Unis fait un appel d'offre pour avoir un langage de description matérielle numérique unique. Le langage VHDL (VHSIC Hardware Description Langage) est inventé pour répondre à ces critères. Ce langage se rapporte aux VHSIC (Very High Speed Integrated Circuit). Ce langage est ouvert au domaine public en 1985 et deviendra une norme en 1987 sous la dénomination d'IEEE 1076-1987. Des changements minimes se feront pour la seconde normalisation en 1993 et il portera le nom VHDL93. La dernière évolution de la norme est la norme IEEE 1076-2001. Les avantages qui se dégagent de ce langage sont la réutilisation de fichiers grâce à la notion de « paquetage » et la généricité individuelle des modèles. Cependant, la norme IEEE 1076-2001 ne permet pas seule la description mixte (numérique et analogique). Le Verilog et le VHDL ont des capacités techniques équivalentes. Le choix du langage est souvent dicté par la « culture » de l'équipe de développement ou de l'équipe de recherche. De plus, ce choix est parfois imposé par les outils disponibles, les logiciels de simulation et de synthèse, dont les langages associés sont fixés par des aspects économiques. Nous pouvons noter toutefois que les outils actuels permettent de mélanger ces deux langages.

VHDL a continué son évolution et la description analogique vient d'y être intégrée sous la référence IEEE 1076.6 (VHDL-AMS). L'extension vise l'analogique. L'électronicien a toujours utilisé des outils de description pour représenter des structures logiques ou analogiques. Le schéma structurel que l'on utilise depuis si longtemps et si souvent n'est en fait qu'un outil de description graphique. Aujourd'hui, l'électronique numérique est de plus en plus présente et tend bien souvent à remplacer les structures analogiques utilisées jusqu'à présent. Ainsi, l'ampleur des fonctions numériques à réaliser nous impose l'utilisation d'un autre outil de description. Il est en effet plus aisé de décrire un compteur ou un additionneur 64 bits en utilisant l'outil de description VHDL plutôt qu'un schéma.

Le deuxième point fort du VHDL est d'être "un langage de description de haut niveau". D'autres types de langage de description, comme ABEL dont est issu le VHDL par exemple, ne possèdent pas cette appellation. En fait, un langage est dit de haut niveau lorsqu'il fait la plus possible abstraction de l'objet auquel ou pour lequel il est écrit. Dans le cas du langage VHDL, il n'est jamais fait référence au composant ou à la structure pour lesquels on l'utilise. Ainsi, il apparaît deux notions très importantes : portabilité des descriptions VHDL, c'est-àdire, possibilité de cibler une description VHDL dans le composant ou la structure que l'on souhaite en utilisant l'outil que l'on veut[24].

III.4.3.2 Traduction et optimisation

La description VHDL définit la fonctionnalité du circuit en termes de blocs définis " haut niveau ". Progressivement, les blocs sont détaillés précisément jusqu'à une description proche des ressources matérielles. En effet, le langage VHDL autorise trois niveaux de description.

- le niveau structurel décrit le câblage des composants élémentaires,
- le niveau flot de données décrit les transformations d'un flot de données de l'entrée à la sortie,
- le niveau comportemental décrit le fonctionnement par des blocs programmes appelés « Process » qui échangent des données au moyen de signaux et comprenant des instructions séquentielles.

Une description VHDL d'un circuit subit toute une suite de transformations avant que ce circuit soit effectivement configuré sur un FPGA.

L'étape de synthèse consiste à lire la description VHDL du circuit pour en extraire toute la structure logique. Lorsque des composants de ce circuit sont décrits de manière comportementale, c'est le rôle du synthétiseur d'inférer la logique nécessaire à la réalisation

des comportements spécifiés. Cette tâche est la modélisation au niveau Transfert de registres (Register Transfer Level). Cette modélisation revient à décrire l'implémentation sous forme d'éléments séquentiels (registres ou bascules) et de combinaisons logiques entre les différentes entrées/sorties des éléments séquentiels et des entrées/sorties primaires du circuit. Cette modélisation est codée à l'aide d'un langage de programmation. Cela se fait soit en VHDL, soit en Verilog. Le propre d'une description RTL est d'être automatiquement synthétisable en portes logiques combinatoires (portes ET, OU, multiplexeur, etc.) et séquentiels (comme les bascules D synchrones) issues d'une bibliothèque de cellules standard (Standard Cell Library). Pour cela, le codage RTL en VHDL ou Verilog doit suivre certaines règles précises afin que le code soit dit « synthétisable ». Il est tout à fait possible de décrire une fonctionnalité équivalente en VHDL ou Verilog qui ne soit pas synthétisable. On appelle cela une description comportementale de plus haut niveau que le niveau RTL. Un autre rôle du synthétiseur est d'appliquer diverses optimisations logiques au circuit. Il cherche ainsi à minimiser toutes les expressions logiques utilisées par ce circuit. Enfin, le synthétiseur après compilation produit une netlist c'est-à-dire une description de haut niveau (liste de fils et de porte logiques) à partir de la description RTL du circuit[24].

III.4.3.3 Partitionnement, placement et routage

La netlist du circuit est ensuite adaptée aux primitives logiques du FPGA cible. Cette étape de ciblage technologique permet ainsi de passer d'une description structurelle générique à une description spécialisée pour une architecture précise. Les éléments de base ne sont alors plus de simples portes logiques mais des cellules programmables du FPGA.

La phase de « mapping » ayant identifié les ressources logiques nécessaires à l'implémentation d'un circuit, la tâche de placement/routage consiste alors à disposer et connecter ces ressources sur la surface du FPGA. Il est possible de donner au placeur/routeur des contraintes spatiales ou temporelles, pour fixer par exemple la position des ports d'entrée/sortie du circuit ou bien une période d'horloge maximale.

A l'issue de l'étape de placement/routage, le circuit obtenu est tel qu'il sera programmé sur le FPGA. C'est sur ce modèle que sont calculées les estimations de surface et de latence du circuit[24].

III.4.3.4 Simulation

La simulation logicielle d'un circuit est une étape essentielle de sa conception. Il faut en effet s'assurer que celui-ci fonctionne correctement avant de le configurer sur le FPGA. La

simulation permet ainsi de fournir au circuit des vecteurs de test en entrée, puis de vérifier que le circuit se comporte de la manière prévue. Bien entendu, la simulation ne garantit pas la correction du circuit. Mis à part pour de petits opérateurs, il est en effet impossible de réaliser une simulation exhaustive à cause de la lenteur de la simulation logicielle. Il faut donc essayer de choisir des vecteurs de test adaptés à l'opérateur pour couvrir le mieux possible les différents cas de figure. Le simulateur logiciel utilisé pour nos architectures est le simulateur ModelSim, développée par Xilinx.

III.4.3.5 Configuration (programmation)

Enfin, la dernière étape avant la programmation effective du FPGA consiste à générer un bitstream. Ce bitstream est en fait un fichier contenant tous les bits de configuration du FPGA, construit pour correspondre parfaitement au circuit décrit lors du placement/routage. Une fois le bitstream créé, il ne reste plus qu'à le télécharger sur le FPGA grâce à une interface dédiée. Le FPGA restera ainsi configuré tant qu'il sera sous tension, ou bien lorsqu'un autre circuit y sera programmé suivant le même procédé[24].

IV Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons détaillé les filtres Gammatone, (la réponse impulsionnelle de quatre filtres de déférent fréquence et dans le but d'implémenter un banc de filtres Gammatone ainsi et le principe de l'implémentation de circuit FPGA.

Le prochain chapitre est consacré à la réalisation d'un filtre Gammatone sous Matlab, converti ensuite en VHDL pour être simulé avec le Modelsim et de l'implémenter sur un circuit numérique de type FPGA.

Chapitre 3 :

Conception, simulation et implémentation du banc de filtre Gammatone sur un circuit FPGA

Chapitre 3 Conception, simulation et implémentation du banc de filtre Gammatone sur un circuit FPGA

I Introduction

Dans ce chapitre, nous allons parler de notre réalisation d'un filtre Gammatone. Développer par un algorithme Matlab, simulé par Modelsim implémenté sur un circuit FPGA.

Le projet est conçu pour :

- Conception surface :(VIVADO2018, VIVADOHLS).
- AlgorithmeMatlab.
- Langage de simulation Modelsim.
- Dispositif : artix_7.

Il sera réalisé étape par étape en utilisant l'outilVIVADOHLS.

II Présentation des outils de développement :

II.1ModelSim

Est un outil pour simuler un fichier VHDL et est utilisé pour vérifier le comportement du code. Un fichier banc de test (testbench) est très utile pour vérifier immédiatement et automatiquement si la conception fonctionne comme prévu[23].

II.2 Vivado

Vivado Design Suite est une suite logicielle produite par Xilinx pour la synthèse et l'analyse de conceptions HDL, remplaçant Xilinx ISE avec des fonctionnalités supplémentaires pour le développement de systèmes sur puce et la synthèse de haut niveau. Vivado représente une réécriture complète et une nouvelle conception de l'ensemble du flux de conception (par rapport à ISE)[25].

II.3 Matlab

Est un langage de script émulé par un environnement de développement du même nom ; il est utilisé à des fins de calcul numérique. Développé par la société The MathWorks, MATLAB permet de manipuler des matrices, d'afficher des courbes et des données, de mettre en œuvre des algorithmes, de créer des interfaces utilisateurs, et peut s'interfacer avec d'autres langages comme le C, C++, Java, et Fortran. Les utilisateurs de MATLAB (environ 4 millions en 2019) sont de milieux très différents comme l'ingénierie, les sciences et

l'économie dans un contexte aussi bien industriel que pour la recherche. Matlab peut s'utiliser seul ou bien avec des *toolboxes* (« boîte à outils »)[26].

II.4 Carte FPGA Artix-7 Basys™3

Basys3 de Digilent est une carte FPGA d'entrée de gamme exclusivement destinée à la suite de conception Vivado avec une architecture FPGA Xilinx Artix 7. Basys3 est la dernière née de la populaire ligne de cartes de démarrage FPGA Basys. Basys3 inclut les fonctionnalités standard présentes sur toutes les cartes Basys : matériel complet prêt à l'emploi, collection étendue de périphériques E/S intégrés, tous les circuits de support FPGA et une version gratuite des outils de développement, le tout à un prix accessible aux étudiants. Grâce à la Basys3, Digilent offre désormais aux étudiants une meilleure représentation de la conception au niveau professionnel en améliorant l'ensemble des fonctionnalités[27].

III réalisation d'un filtre Gammatone sous Matlab

On va Générée un banc de 14 filtres qui approxime la fonction réalisée d'un filtre Gammatone

III.1 réalisation du banc des filtres

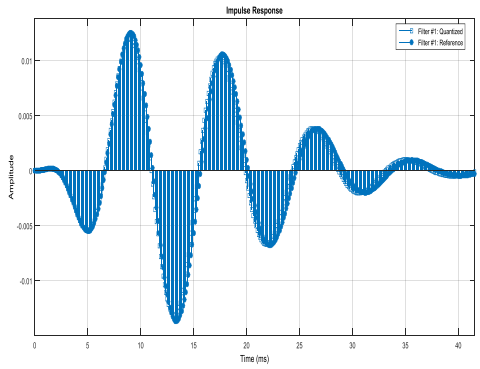
Le tableau suivant présente les bandes fréquentielles et la fréquence centrale du banc des filtres a réalisé.

Tableau III.1 :réalisation du banc des filtres

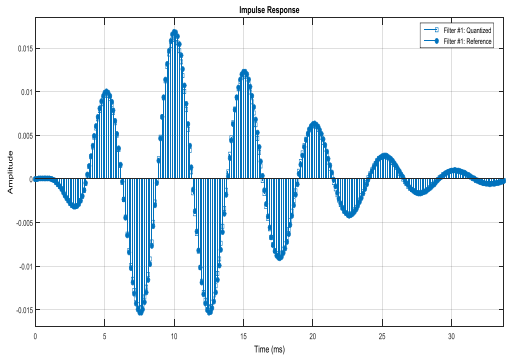
Numéro du filtre	La fréquence centrale	La bande passante
1er filtre	110.8761	39.6914
2eme filtre	196.6816	48.0245
3eme filtre	300.6244	58.2444
4eme filtre	426.8668	70.8412
5eme filtre	580.6795	86.4625
6eme filtre	768.8086	105.9774
7eme filtre	1000	130.5747
8eme filtre	1285.8	161.9161
9eme filtre	1641.5	202.3842
10eme filtre	2088.4	255.4961

11eme filtre	2656.2	326.6260
12eme filtre	3387.8	424.3282
13eme filtre	4348.4	562.9086
14eme filtre	5640.4	767.7970

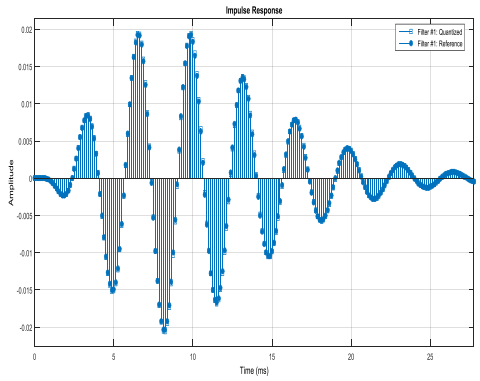
La réponse impulsionnelle des premiers quatre filtres



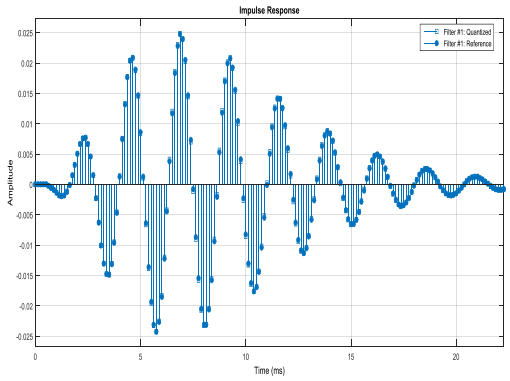
1 er filtre



2eme filtre



3eme filtre



4eme filtre

III.2 Implémentation du BF gammatone sur Matlab

Le script suivant montre les instructions Matlab utilisées pour générer un filtre gammatone:

```
clear
fc= [100 6000]; %frequency range or, if n=0, list of centre frequencies [default: [100 6000]]
fs=8000; %fs sample rate in Hz
bw=1.019; %bandwidth for all filters or a vector of bandwidths: one per filter [default = 1.019 erb]
 k=4; %gammatone filter order; the filters have order 2k [default: 4]
 n=2; %number of filters in v_filterbank or the filter spacing in bark/erb/k-mel.
%          Set n=0 if fc lists centre frequencies explicitly.
 w='GN';


fx=fc (:);
bx=bw (:);
fk=1000;
fk=v_frq2erb(fk);
% now sort out the centre frequencies


if n>0                    % n>0: filter end points specified
bx=bx (1); % only use the first bx element
if n==1            % only one filter requested
fx=fx (1); % just use the first frequency
else


fx=v_frq2erb(fx);


if n<1 || any(w=='N')  % n = filter spacing
if fk              % force filter to 1 kHz
                f0=fk-n*floor((fk-fx(1))/n);
else% centre filters in range
                f0=(fx(2)+fx(1)-n*floor((fx(2)-fx(1))/n))/2;
end
fx= (f0: n: fx (2))';


else% n = number of filters specified
% Multiple filters - evenly spaced
fx=linspace (fx (1), fx (2), n)'; % centre frequencies in spacing units
if fk              % force a filter at 1kHz
ik=1+ceil ((fk-fx (1)) *(n-1)/(fx(n)-fx (1))); % index of centre freq immediately above 1 kHz
if ik>n || ik>1 && ((fk-fx(1))*(fx(n)-fx(ik-1))>(fx(n)-fk)*(fx(ik)-fx(1)))
                fx=fx(1)+(fx-fx(1))*(fk-fx(1))/(fx(ik)-fx(1));
else
```

```
                fx=fx(n)+(fx-fx(n))*(fx(n)-fk)/(fx(n)-fx(ik-1));
end
end
end

fx=v_erb2frq(fx);

end

end
% now sort out the bandwidths
nf=numel(fx);
if numel(bx)==1
bx=bx(ones(nf,1)); % replicate if necessary
end

      [dum,bwf]=v_frq2erb(fx);

bx=bx.*bwf;
ph=zeros(nf,1); % default phase is zero
ph=ph (:); % force ph to be a column vector
%
%
zip=exp((1i*fx-bx) *2*pi/fs); % pole position in top half of z-plane
 a=round ([1 cumprod ((-k: -1). / (1: k))]); % create alternating sign binomial coefficients [1, k+1]
 wwp=repmat(zp,1,k+1).^repmat(0:k,nf,1); % powers of pole position [nf,k+1]
denc=repmat (a, nf,1). *wwp; % complex denominator coefficients [nf, k+1]
if k>1
    b=conv (a, (1: k-1). ^(k-1)); % convolve with integers to the power k-1 [1,2*k-1]
    b=exp(1i*ph) *b (1: k-1); % correct for starting phase shift [nf, k-1]
numc=b.*wwp (:2: k); % complex numerator coefficients [nf, k-1]
else% for the special case of k=1
numc=exp(1i*ph); % complex numerator coefficients [nf,1]
end
kk=size(numc,2); % = max (1, k-1)
 b=zeros (nf, k+kk); % space for numerators
 a=zeros(nf,2*k+1); % space for denominators
gd=zeros(nf,1); % space for group delay
ww=exp(2i*fx*pi/fs); % exp(j*centre-freq)
```

```
for i=1:nf
    b(i,:)=real(conv(numc(i,:),conj(denc(i,:))));
    a(i,:)=real(conv(denc(i,:),conj(denc(i,:)))); % denominator has k repeated poles at ww and ww'
    u=polyval (b (i, :), ww(i)); % numerator gain @ centre freqs
    v=polyval (a (i, :), ww(i)); % denominator gain @ centre freqs
ud=polyval (b (i, :). *(0: k+kk-1), ww(i));
vd=polyval (a (i, :). *(0:2*k), ww(i));
vu=abs(v/u); % scale factor to give unity gain
b(i,:)=b(i,:)*vu; % force unity gain @ centre freqs
numc(i,:)=numc(i,:)*vu;% scale the complex numerator coefficients also
gd(i)=real((v*ud-u*vd)/(u*v)); % group delay at centre freq in samples
end

% now plot graph

if ~nargout || any(w=='g') || any(w=='G')
ng=200; %number of points to plot
if any(w=='G')
fax=logspace (log10(fx (1)/4), log10(fs/2), ng);
else
fax=linspace (0, fs/2, ng);
end
ww=exp(2i*pi*fax/fs);
gg=zeros (nf, ng);
for i=1:nf
        gg(i,:)=10*log10(abs(polyval(b(i,:),ww)./polyval(a(i,:),ww)));
end
if any(w=='G')
Semilogx (fax, gg','-b') ;
set (gca,'xlim', [fax (1) fax(end)]);
else
plot (fax, gg','-b');
end
xlabel (['Frequency (' v_xticksi 'Hz)']);
set (gca, 'ylim', [-50 1]);
title (sprintf ('Order-%d Gammatone Filterbank (N=%d, Opt=%s)', k, nf, w));
end

% sort out output format
```

```
if any(w=='c')                    % if complex filter output
    b=numc;                       % output complex filter of order k
    a=denc;
elseif any(w=='q')                % if biquad output
bb=zeros(k,6,nf);                 % space for sos
for i=1:nf
      bb(:,:,i)=tf2sos(b(i,:),a(i,:));   % calculate the biquads
bb(:,5,i)=-2*real(zp(i));         % force denominators to be exact
      bb(:,6,i)=zp(i)*conj(zp(i));
end
    a=[];
b=bb;
end
```

La génération du filtre doit suivre une structure avant de passer à la simulation de ce filtre, pour notre cas nous avons opté pour la structure elliptique. La commande suivante permet de réaliser cette tâche :

```
[sos_var,g] = tf2sos(b(i,:),a(i,:));
Hd= dfilt.df1sos(sos_var, g);
```

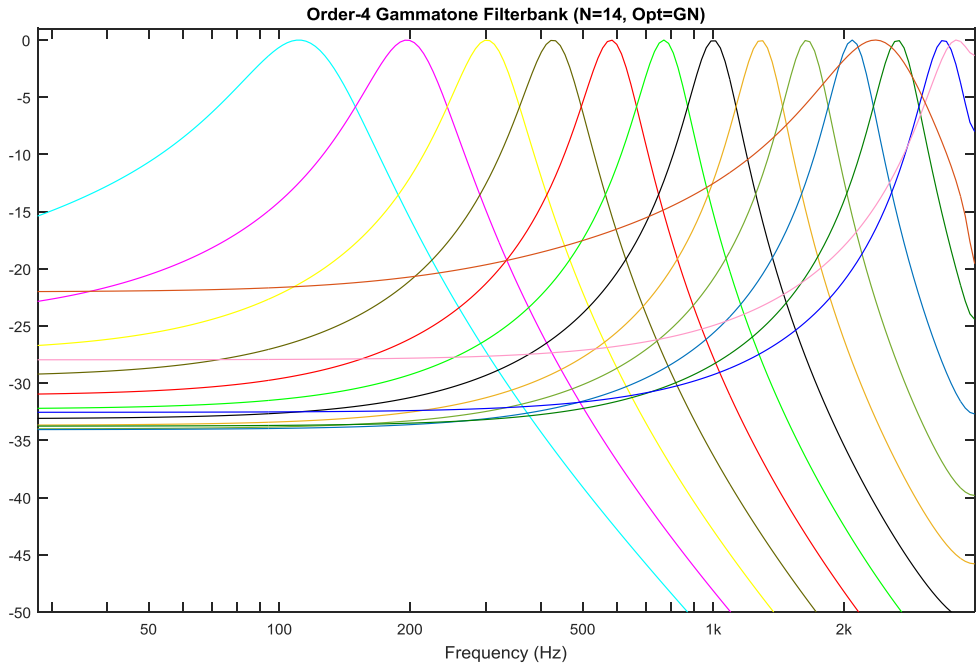


Figure III.1: La réponse en amplitude du banc de filtres

III.3Quantification des filtres

Avant de passer à l'implémentation du filtre dans un circuit numérique, une étape de quantification est nécessaire. Les données du filtre sont définies au mode à point fixe. Nous avons fixé 8 bits pour le mot du signal d'entrée du filtre, 16 bits pour les coefficients de la réponse impulsionnelle et 20 bits pour le numérateur et le dénominateur de la fonction de transfert du filtre, mais avant de spécifier ça, il est nécessaire de convertir la structure de filtre par défaut (forme directe 2 : DF2SOS) à la structure désirée (forme directe 1 : DF1SOS), cette dernière c'est la seule structure qui permet la quantification en Matlab.

Le script suivant montre l'étape de quantification réalisée :

```
Hd.arithmetic          = 'fixed';
Hd.InputWordLength     = 8;
Hd.InputFracLength     = 7;
Hd.OutputWordLength    = 9;
Hd.OutputMode          = 'SpecifyPrecision';
Hd.OutputFracLength    = 7;
Hd.CoeffWordLength     = 16;
Hd.AccumWordLength     = 20;
Hd.NumStateWordLength  = 20;
Hd.DenStateWordLength  = 20;
Hd.CastBeforeSum       = false;
Hd.RoundMode           = 'nearest';
Hd.OverflowMode        = 'wrap';
```

Nous vérifions la réponse en amplitude d'un seul filtre du banc (1er filtre) avec la commande fvtool du Matlab sous une échelle logarithmique par la commande suivante :

```
fvtool(Hd, 'Fs', Fs, 'FrequencyScale', 'log');
```

La figure III.2 nous montre qu'il n'y avait pas de changement entre la réponse en amplitude du filtre réel et le filtre quantifié (1er filtre). La même étape sera répétée sur tous les filtres du banc

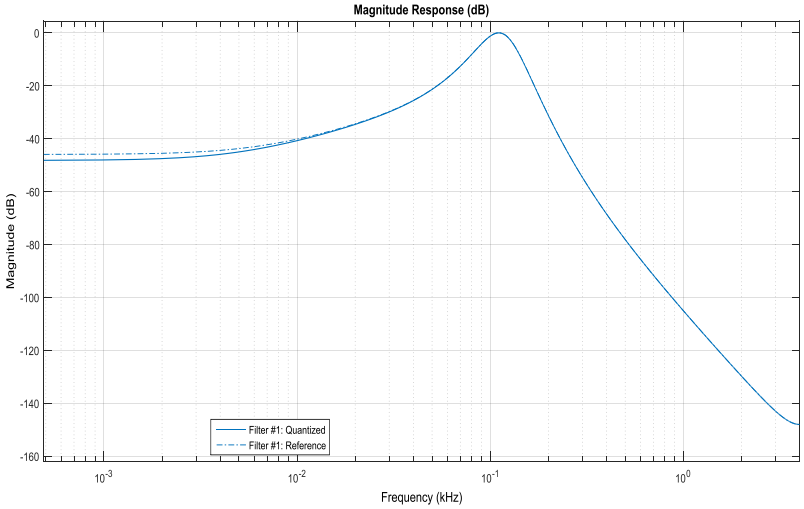


Figure III.2: Réponse en amplitude après quantification du 1er filtre

III.4Génération du code VHDL du banc de filtres :

En commençant par le filtre correctement quantifié, Nous créons un module dans l'éditeur de texte Vivado, nommez-le gammatone .vhd et ajoutez dans le projet.

Le script suivant montre cette étape de génération :

```
workingdir = tempname;
generatehdl(Hd,'Name', 'gammatone', 'TargetLanguage', 'VHDL',...
'TargetDirectory', workingdir);
edit(fullfile(workingdir, 'gammatone.vhd'));
```

III.5Génération de « test bench » du banc de filtres :

Puisque la bande passante de ce filtre est très faible par rapport à la fréquence d'échantillonnage, un stimulus d'entrée du filtre est construit afin d'examiner l'implémentation du filtre en VHDL. Nous construisons le signal d'entrée de test avec un cycle de 50 à 300 Hz avec un pas de 50 Hz, et nous appliquons ce signal sur la structure de filtre en VHDL dans le but de vérifier que les résultats correspondent exactement aux résultats obtenus sous Matlab.

Cette dernière tâche est réalisée par le script suivant :

```
userstim = [];
for n = [50, 100, 150, 200, 250, 300]
userstim = [ userstim, sin(2*pi*n/Fs*(0:Fs/n))];
end
```

```
generatehdl(Hd, 'Name', 'gammatone',...
'TargetLanguage', 'VHDL',...
'TargetDirectory', workingdir, ...
'GenerateHDLTestbench', 'on', ...
'TestBenchUserStimulus', userstim);
edit(fullfile(workingdir, 'gammatone_tb.vhd'));
```

Le fichier généré porte le nom de "'gammatone_tb.vhd' "

III.6 Simulation du programme VHDL en Modelsim

Dans un premier temps, nous commençons par la visualisation du signal de sortie de ce filtre en Matlab, en exécutant les commandes suivantes :

```
Temps = (0:length(userstim) - 1);
y = filter(Hd, userstim);
subplot(2,1,1); plot(Temps, userstim);
axis([0 length(userstim) -1.1 1.1]);
title('Le signal d''entrée du filtre N°1 a implémenter sur FPGA');
xlabel('Echantillons');grid
subplot(2,1,2); plot(Temps, y);
axis([0 length(userstim) -1.1 1.1]);
title('la réponse du filtre au signal d''entrée');
xlabel('Echantillons');grid
```

Le résultat est donné par la figure :

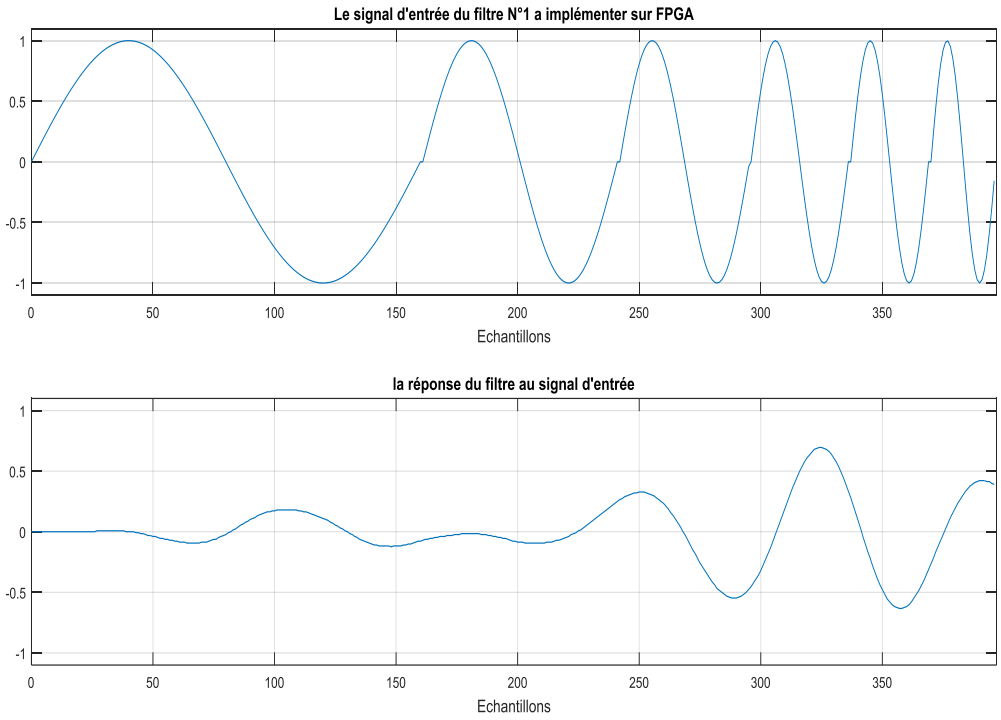


Figure III.3: Le résultat de la simulation du 1er filtre obtenu par Matlab

Afin de comparer le résultat obtenu avec celui obtenu par programme VHDL, nous devons passer à la simulation du programme «gammatone.vhd» par Modelsim sous la même excitation (c.à.d. par le « testbench, gammatone_tb.vhd»).

Le résultat obtenu avec le logiciel Modelsim est représenté sur la figure

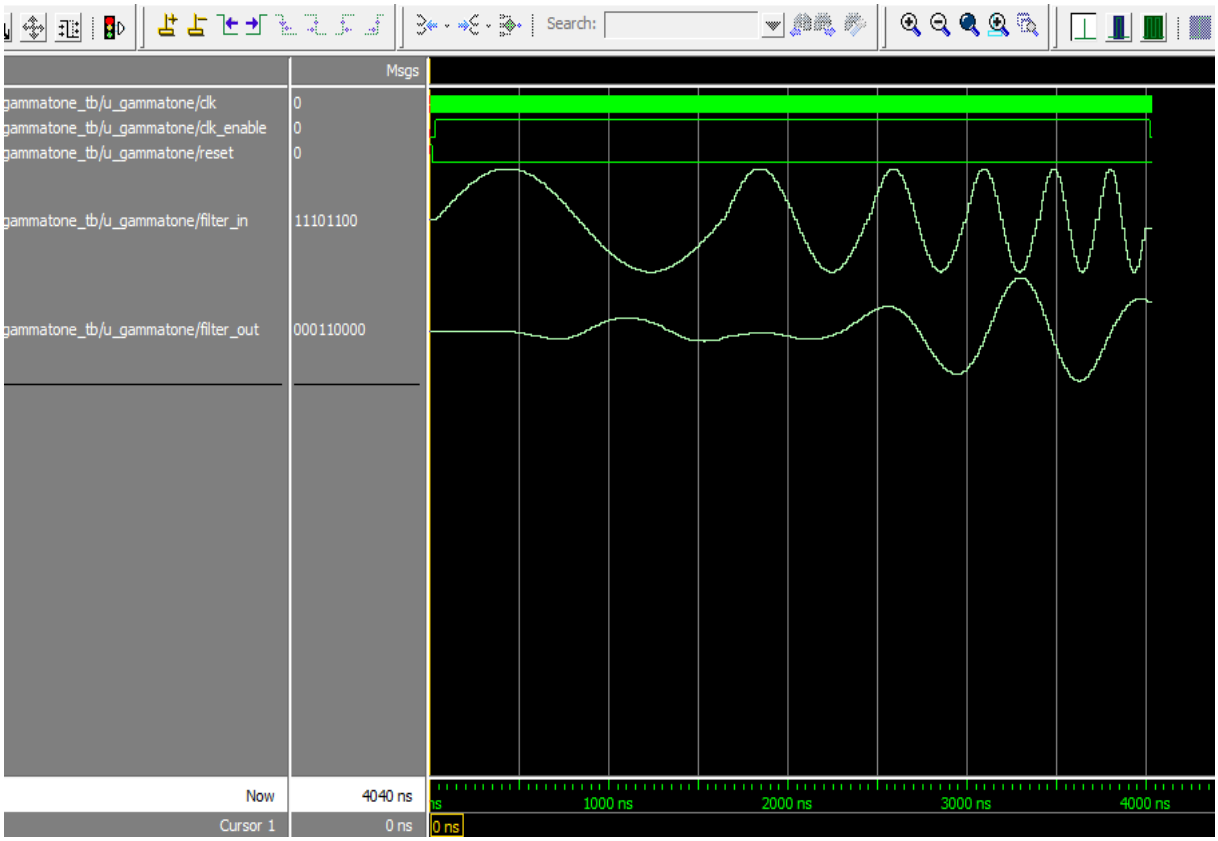


Figure III.4: Le résultat de la simulation du 1er filtre obtenu par Modelsim

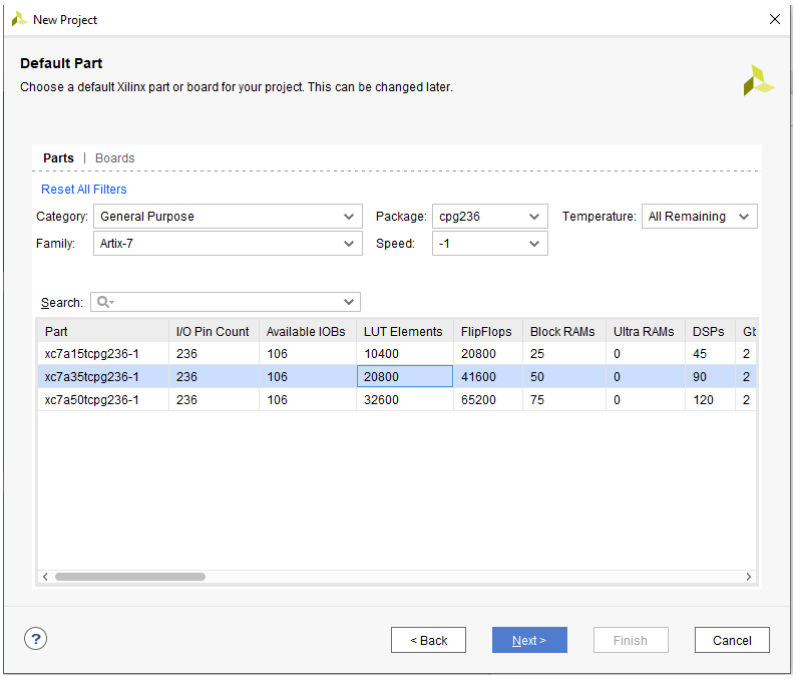
IV implémentation d'un banc de filtres Gammatone sur un circuit FPGA

IV.1Créer un nouveau projet

La première étape de la création d'un nouveau design sera de créer un nouveau projet. Nous allons créer un nouveau projet en utilisant l'assistant Nouveau projet de l'IDE Vivado. L'assistant Nouveau Projet va créer un fichier de projet XPR pour nous.

-Nous spécifions le nom et l'emplacement du nouveau projet ainsi que le type de projet que nous voulons créer (gamma).

- Dans la boîte de dialogue Default Part (Pièce par défaut), choisissez une pièce ou une carte Xilinx par défaut pour votre projet et cliquez sur Next (Suivant).



Boîte de dialogue Default Part (Pièce par défaut)

Après avoir terminé la création du nouveau projet, dans quelques secondes, l'environnement de visualisation de l'IDE Vivado apparaîtra.

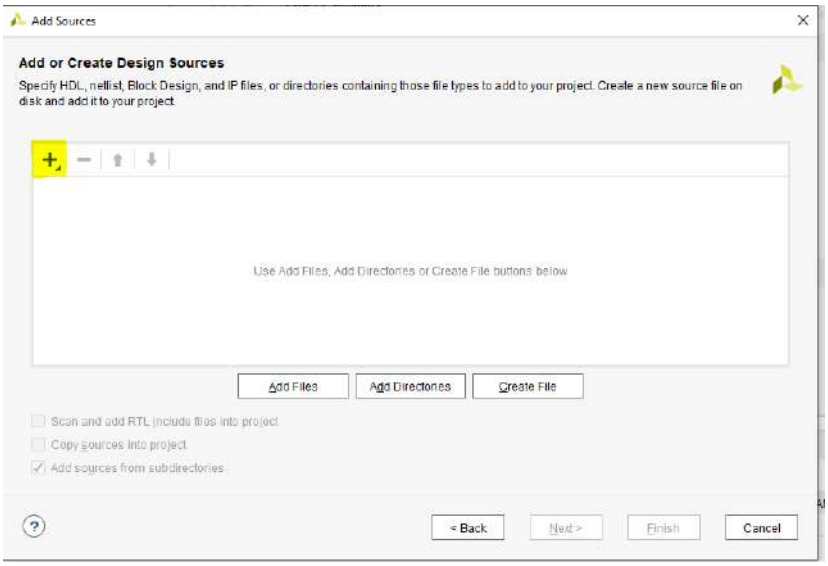
IV.2Création d'un module à l'aide de l'éditeur de texte de Vivado

Pour créer un nouveau module :

- Dans le navigateur de flux (Flow Navigator) Vivado, cliquez sur la commande Add Sources (option Project Manage).

- Dans la boîte de dialogue Add Sources, sélectionnez l'option Add or create design sources pour ajouter les fichiers sources de conception dans le projet et cliquez sur Next.

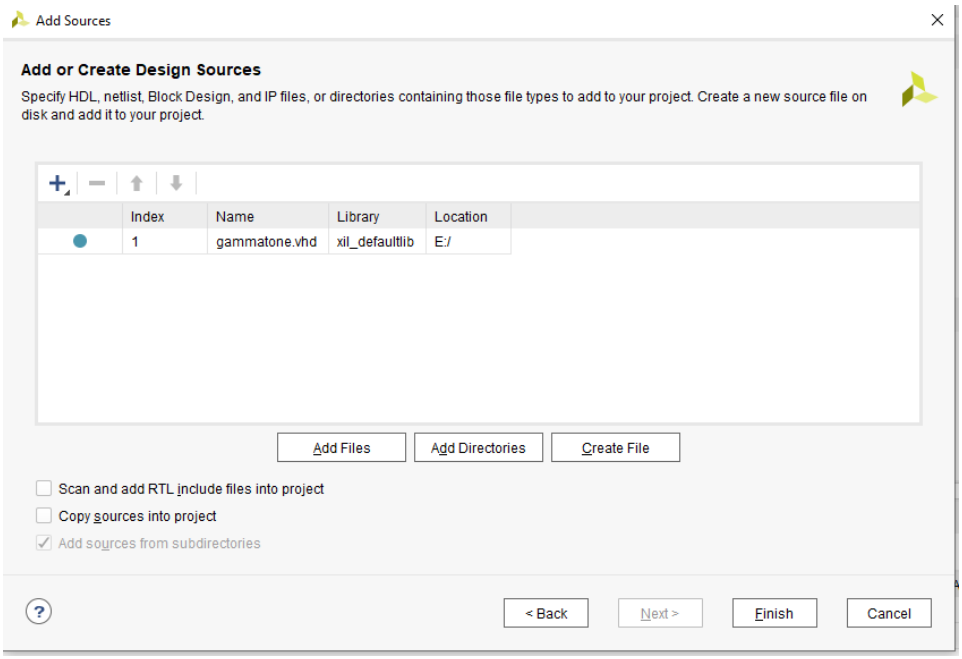
- Dans la boîte de dialogue Add or create design sources, cliquez sur l'icône + et sélectionnez l'option Add files... pour inclure les fichiers source existants dans le projet.



Boîte de dialogue Add or create design sources

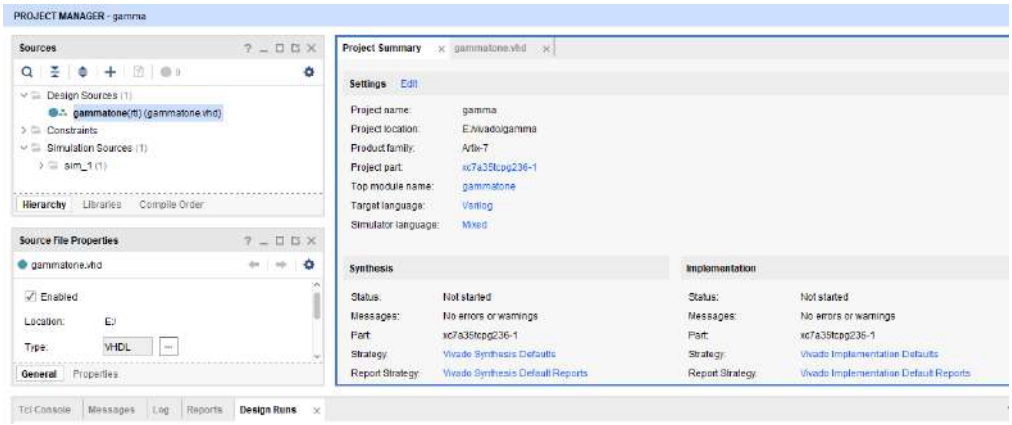
- Dans la boîte de dialogue Add Source Files, naviguez jusqu'au répertoire de travail du projet et sélectionnez le fichier source **gammatone.vhd.**

- Cliquez sur OK et le fichier source du gammatone rtl.vhdl devrait apparaître dans la boîte de dialogue Add or create design sources.



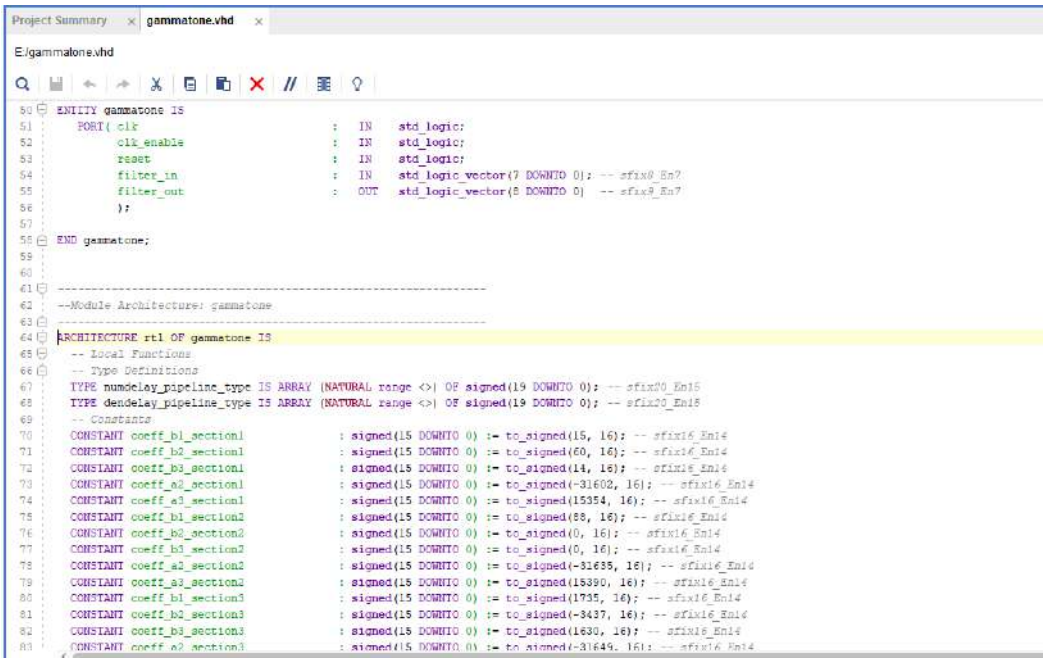
Boîte de dialogue Add or create design sources avec ajout de fichier

- Cliquez sur Finish et votre fichier source (source file) doit apparaître sous les Sources de conception dans la vue Sources (Design Sources) de la fenêtre Gestionnaire de projet (the Project Manager window).



Environnement de visualisation de l'IDE Vivado après la création du module

-Double-cliquez sur le fichier source (gammatone_rtl.vhd) dans la vue Sources et votre fichier source devrait apparaître dans l'éditeur Vivado sur le côté droit de l'IDE Vivado.



fichier source dans l'éditeur Vivado

IV.3Création du Test Bench

Utilisé pour vérifier le bon fonctionnement du module Gammatone défini dans le fichier gammatone_rtl.vhd et des signaux internes du banc d'essai.

Générer le fichier Test Bench du Gammatone :

- Dans le navigateur de flux (Flow Navigator) Vivado, cliquez sur la commande Add Sources (option Project Manage).

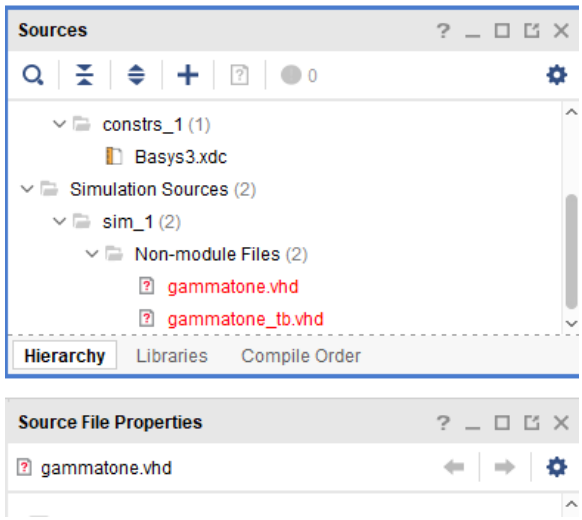
- Dans la boîte de dialogue Add Sources, sélectionnez l'option Add or create simulation sources pour ajouter les fichiers sources de la simulation dans le projet et cliquez sur Suivant.

- Dans la boîte de dialogue Add or create simulation sources, cliquez sur l'icône + et sélectionnez l'option Add files.

- Dans la boîte de dialogue Add Source Files, naviguez jusqu'au répertoire de travail du projet et sélectionnez le fichier source **gammatone_tb.vhd.**

- Cliquez sur OK et le fichier source du **gammatone_tb.vhd** devrait apparaître dans la boîte de dialogue Add or create simulation sources

- Cliquez sur Finish et votre fichier test bench devrait apparaître sous la rubrique Sources de simulation / sim_1 (Simulation Sources / sim_1) dans la vue Sources, dans la fenêtre Gestionnaire de projet. (the Project Manager window).



Environnement de visualisation de l'IDE Vivado avec ajout du fichier test bench.

IV.4 Création d'un fichier XDC

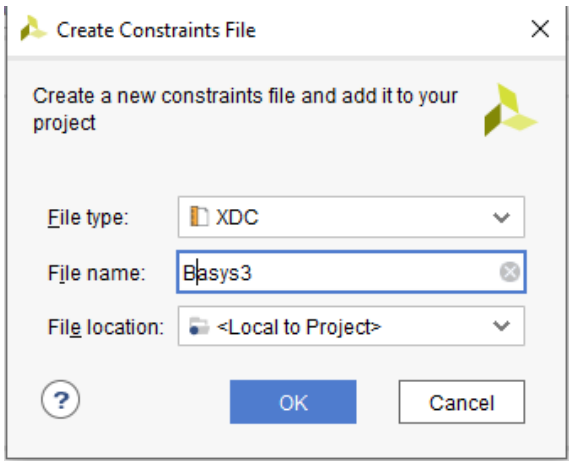
Pendant l'étape de disposition de l'implémentation, il faut assigner des pattes spécifiques du FPGA a des portes d'entrée et de sortie de son design, pour le desing présent,les porte d'entrée sont filter_in , clk_enable, clk, reset, filter_outet la porte de sortie filter_out.

L'assignation des ports se fait par l'entremise d'un fichier de contraintes avec l'extension <<.xdc>> (pour xilinx design constraints file).

-Sur **Add Sources** dans le volet **PROJECT MANAGERS**, choissesz **Add or Create constraints**.

-Dans la fenêtre suivante, nous cliquons sur Ajouter des fichiers et ajoutons le fichier **Xdc**

-Dans la nouvelle fenêtre qui s'ouvre, nous mettons le type et le nom du fichier (Basys3).



-Nous cliquons sur **OK** et **Finish** Basys3.xdc est créé dans le volet Sources.

-Double-cliquez sur le fichier et copiez les lignes suivantes.

switches

set_property -dict {PACKAGE_PIN V17 IOSTANDARD LVCMOS33} [get_ports {filter_in[0]}]

set_property -dict {PACKAGE_PIN V16 IOSTANDARD LVCMOS33} [get_ports {filter_in[1]}]

```
set_property -dict {PACKAGE_PIN W16 IOSTANDARD LVCMOS33} [get_ports {filter_in[2]}]

set_property -dict {PACKAGE_PIN W17 IOSTANDARD LVCMOS33} [get_ports {filter_in[3]}]

set_property -dict {PACKAGE_PIN W15 IOSTANDARD LVCMOS33} [get_ports {filter_in[4]}]

set_property -dict {PACKAGE_PIN V15 IOSTANDARD LVCMOS33} [get_ports {filter_in[5]}]

set_property -dict {PACKAGE_PIN W14 IOSTANDARD LVCMOS33} [get_ports {filter_in[6]}]

set_property -dict {PACKAGE_PIN W13 IOSTANDARD LVCMOS33} [get_ports {filter_in[7]}]

set_property -dict {PACKAGE_PIN U18 IOSTANDARD LVCMOS33} [get_ports reset]

set_property -dict {PACKAGE_PIN T3 IOSTANDARD LVCMOS33} [get_ports clk_enable]

set_property -dict {PACKAGE_PIN W5 IOSTANDARD LVCMOS33} [get_ports clk]

set_property -dict {PACKAGE_PIN U16 IOSTANDARD LVCMOS33} [get_ports {filter_out[0]}]

set_property -dict {PACKAGE_PIN E19 IOSTANDARD LVCMOS33} [get_ports {filter_out[1]}]

set_property -dict {PACKAGE_PIN U19 IOSTANDARD LVCMOS33} [get_ports {filter_out[2]}]

set_property -dict {PACKAGE_PIN V19 IOSTANDARD LVCMOS33} [get_ports {filter_out[3]}]

set_property -dict {PACKAGE_PIN W18 IOSTANDARD LVCMOS33} [get_ports {filter_out[4]}]
```

set_property -dict {PACKAGE_PIN U15 IOSTANDARD LVCMOS33} [get_ports {filter_out[5]}]

set_property -dict {PACKAGE_PIN U14 IOSTANDARD LVCMOS33} [get_ports {filter_out[6]}]

set_property -dict {PACKAGE_PIN V14 IOSTANDARD LVCMOS33} [get_ports {filter_out[7]}]

set_property -dict {PACKAGE_PIN V13 IOSTANDARD LVCMOS33} [get_ports {filter_out[8]}]

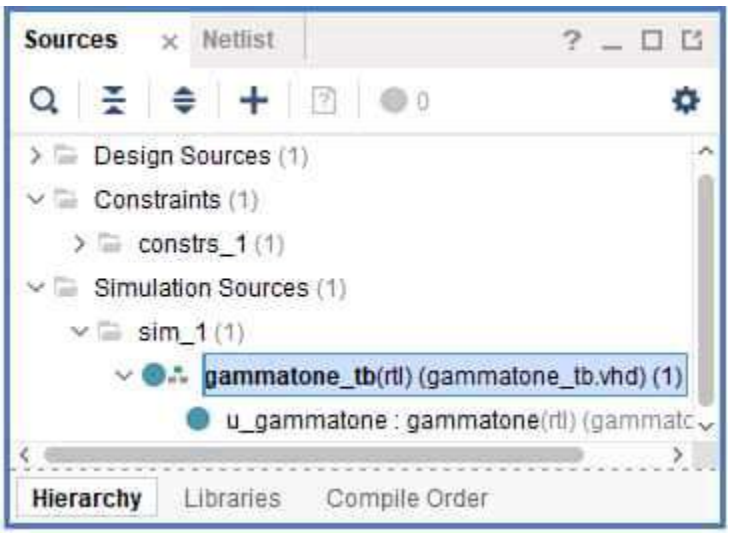
create_clock -period 100.000 -name sys_clk_pin -waveform {0.000 50.000} -add [get_ports clk]

-clique sur **save file.**

Procedure:

Nous pouvons maintenant possible de faire la synthèse de circuit en veu d'une implémentation sur le FPGA, pour ce faire, il faudra utiliser l'onglet Folow Navigator de vivado.

Pour les opérations de synthesis, implémentationet generate Bitsream, il faut faire une clique droit sur Run synthesis, Run implementation et Generate Bitstream respectivement.



La figure suivante illustre le circuit FPGA global e t son occupation par les interconnexions et les slices et bascules(en couleur verte).

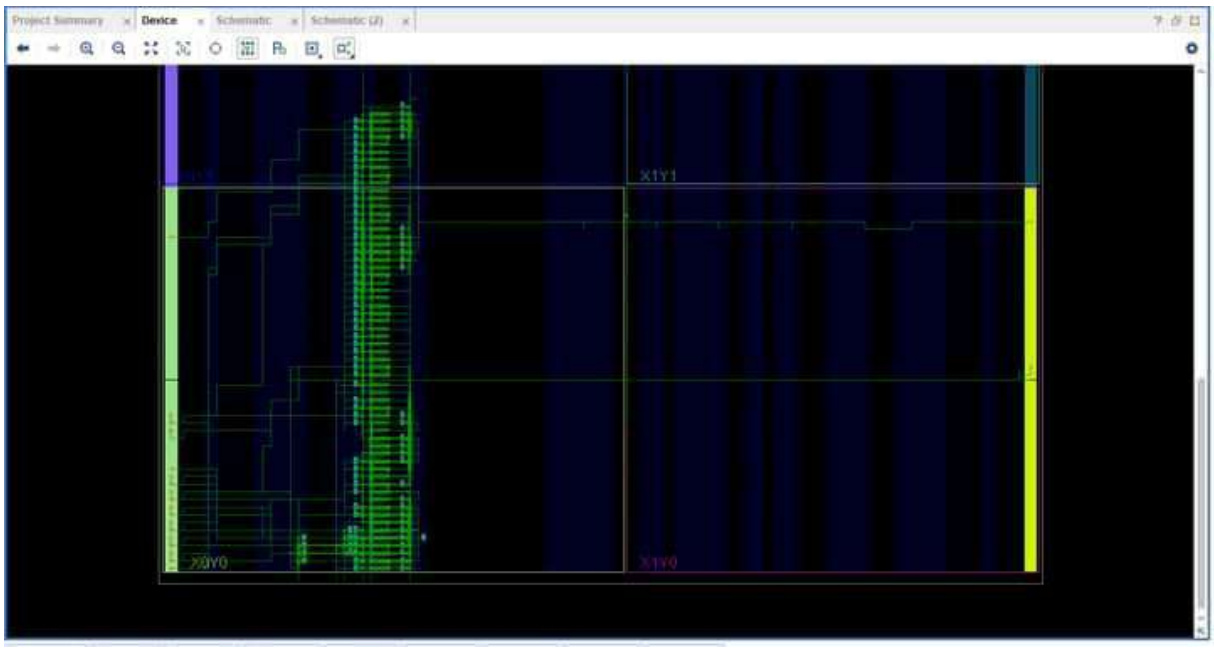


Figure III.5: Circuit de FPGA global

V Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la méthodologie de l'implémentation du banc de filtres Gammatone sur un circuit FPGA. La simulation en Modelsim des codes VHDL réalisés sous Matlab donne des bons résultats en les comparants avec les résultats obtenus par simulation Matlab.

Conclusion générale

Le présent travail avait pour but l'implémentation sur un circuit FPGA d'un filtre Gammatone en utilisant un banc de 14 filtres de type passe-bande.

Dans notre travail, nous avons vu que le filtres Gammatone est une très importante chez les personnes conçus comme un ajustement simple aux observations expérimentales de la cochlée mammifère et la stimulation cochléaires qui sont basées sur le banc de filtres en détaillant la banc de filtres utilisés dans notre étude.

La réalisation de ce projet nous a imposé d'atteindre différents objectifs tels que : La connaissance des circuits logiques programmables et leur configuration, la simulation d'un banc de filtres Gammatone, la conception d'une application et son implémentation dans FPGA et la génération du code VHDL et son utilité sous XILINX VIVADO.

La méthodologie adoptée a eu des résultats considérables comme étant concluants. La plateforme utilisée après sa mise au point pourrait constituer un outil de test temps-réel appréciable.

Les résultats de notre étude nous permettent de conclure que la simulation dans Matlab et Modelsim a été réussite ce qui nous laisse passer à la dernière partie concernant l'implémentation sur FPGA de type Artix_7 sous XILINX VIVADO.

Finalement, nous pouvons dire que notre but de cette réalisation pour terminer l'implémentation en succès a été achevé.

Bibliographie

1. GERARD, J., Prise en charge audioprothétique des malentendants appareillés travaillant en milieu bruyant. novombre 2017.
2. Fillon, T., Traitement numérique du signal acoustique pour une aide aux malentendants, 2004, Télécom ParisTech.
3. Sauvage, J.-P., et al., Anatomie de l'oreille interne. EMC-Oto-rhino-laryngologie, 1999: p. 1-16.
4. Toussaint, P., Etude des filtres auditifs des normo-entendants, des malentendants avec une surdité légère ou surdité moyenne, 2015, Université de Lorraine.
5. Bastian, L., Etude et comparaison du positionnement microphonique d'un appareil de type contour à écouteur déporté et d'un appareil à microphone externe, 2014, Université de Lorraine.
6. D'ETAT, O.D.D. and P. TOUSSAINT, ETUDE DES FILTRES AUDITIFS DES NORMO-ENTENDANTS, DES MALENTENDANTS AVEC UNE SURDITE LEGERE OU SURDITE MOYENNE. 2015.
7. Legendre, K., C. Petit, and A. El-Amraoui, La cellule ciliée externe de la cochlée des mammifères-Un amplificateur aux propriétés exceptionnelles. médecine/sciences, 2009. 25(2): p. 117-120.
8. Massida, Z., Étude de la perception de la voix chez le patient sourd post lingual implanté cochléaire unilatéral et le sujet normo-entendant en condition de simulation d'implant: psychophysique et imagerie, 2010, Université de Toulouse, Université Toulouse III-Paul Sabatier.
9. Maayoufi, S., F. Hamouda, and S. Djebien, Organe de Corti. Morphologie, 2017. 101(335): p. 250-251.
10. VANNSON, N., Innervation des cellules ciliées internes en imagerie confocale.
11. Goyé, A., La perception auditive. Polycopié d'enseignement pour Télécom Paris, 2002.
12. Sourya, N. and T. Farida, Etude des mécanismes de défense immunitaire contre une infection fongique exemple: Aspergilloses de l'oreille. 2016.
13. Boullet, I., La sonie des sons impulsionnels: perception, mesures et modèles, 2005, Université de la Méditerranée-Aix-Marseille II.
14. Massida, Z., Étude de la perception de la voix chez le patient sourd postlingual implanté cochléaire unilatéral et le normo-entendant en condition de simulation d'implant. Psychophysique et imagerie, 2010, Université Paul Sabatier-Toulouse III.

15. internet, s., 08/08/2015.
16. COLOMBINI, D., devant l'INSTITUT NATIONAL des SCIENCES APPLIQUEES de LYON, 1999, Université de Savoie.
17. Gnansia, D., Modèle auditif en temps reel. Mémoire de stage, Rapport de stage du Master ATIAM, Université Pierre et Marie Curie, 2005.
18. Slaney, M., Auditory toolbox. Interval Research Corporation, Tech. Rep, 1998. 10(1998): p. 1194.
19. Fedila, M., Amélioration de la robustesse des systèmes de reconnaissance automatique du locuteur, 2018.
20. de la Torre Vega, Á., et al., Cochlear Implant Simulation version 2.0: Description and usage of the program. University of Granada, Spain, 2004.
21. Joubaud, T., Prédiction objective de l'effet des systèmes tactiques de communication et protection sur les performances de localisation sonore, 2017, Conservatoire national des arts et metiers-CNAM.
22. Ellis, D.P., Gammatone-like spectrograms. web resource: http://www. ee. columbia. edu/dpwe/resources/matlab/gammatonegram, 2009.
23. Zouhir, D., Implémentation d'un algorithme de cryptage sur un circuit FPGA, 2017, Faculte de technologie/UniversiteMohamed Boudiaf-M'sila.
24. Abdelhakim, S., Implementation sur FPGA d'un algorithme de debruitage en utilisant 1D-DWT, 2013, Université Badji Mokhtar de Annaba, Département d'Electroni.
25. Georgopoulos, K., et al. An evaluation of vivado HLS for efficient system design. in 2016 International Symposium ELMAR. 2016. IEEE.
26. Manuel, A.A., Eléments de MATLAB. Cour Matlab, Université de Geneve, 2004.
27. wed source:(https://www.digikey.fr/fr/product-highlight/d/digilent/basys3-artix-7-fpga-board)