

**ECOLE SUPERIEURE D'INGENIEURS EN ELECTRONIQUE ET ELECTROTECHNIQUE
NOISY LE GRAND**

MEMOIRE

présenté en vue d'obtenir

LE TITRE D'INGENIEUR DIPLOME PAR L'ETAT

en

Electronique

par

Corentin OGER

<p>Cotation objective des parasites et de la distorsion sur les systèmes audio automobiles</p>

SESSION 2012

JURY

Composition du Jury :

Président :

Eric **RAHAINGOMANANA** – Directeur du Développement - ESIEE Paris

Enseignants :

Christian **RIPOLL** – Dépt. «Télécommunications» - ESIEE Paris

Abdennasser **FAKRI** – Dépt « Systèmes Electroniques» - ESIEE Paris

Ingénieurs :

Bernard **LATORRE**

Antoine d'**HERMIES**

Résumé / Abstract

Résumé en français

Ce mémoire décrit le développement d'une solution de mesure de la qualité sonore appliquée aux systèmes audio embarqués dans l'automobile. L'étude mentionnée a été réalisée à la demande de Renault SAS, dans le cadre d'une prestation de service par mon employeur, Assystem France.

La dégradation du son dans les systèmes audio peut avoir des sources multiples, comme les interférences électromagnétiques ou une réception radio trop faible. Les symptômes associés doivent être mesurés d'une manière objective, afin d'éliminer l'influence du facteur humain sur le résultat. Cependant, les résultats de mesure doivent tout de même être corrélables avec la gêne telle que la perçoit un auditeur moyen. Le moyen d'atteindre cet objectif consiste à intégrer un modèle dit "psychoacoustique" de l'audition humaine, qui transforme des grandeurs électriques en unités basées sur la perception. La méthode de mesure la plus classique consiste à utiliser un analyseur audio, qui intègre un ou plusieurs modèles psychoacoustiques normalisés.

La spécificité de la solution présentée ici est de se passer de tout matériel d'analyse audio dédié, au profit d'une architecture basée entièrement sur PC, utilisant une carte son professionnelle ainsi que des algorithmes de traitement du signal. Cette approche permet la mesure continue dans le temps et en une seule passe de parasites permanents et transitoires, tout en respectant les normes de mesures applicables.

Après une description du contexte et du besoin, je justifierai les choix d'architectures, puis présenterai de façon plus détaillée la conception matérielle et logicielle. Enfin, je présenterai la définition des critères d'acceptabilité basés sur cette procédure, et le déploiement du système dans l'environnement de conception et validation de Renault.

Mots clefs : Psychoacoustique, pondération audio, UIT-R 468-4, SINAD, SNR, bruit, distorsion.

Abstract in English

This paper describes the development of a sound quality assessment solution tailored for the need of automotive embedded sound systems. This study was performed at the request of Renault SAS, as part of an engineering consultancy contract with my employer, Assystem France.

Sound quality impairment in audio systems can have different sources, such as electromagnetic interferences or weak radio reception. The associated symptoms need to be measured in an objective way, to eliminate the influence of human factor on the result. However, measurement results must still correlate well with annoyance as perceived by an average listener. The mean to achieve this goal consists of integrating a "psychoacoustic" model of human hearing, which transforms electrical quantities into perception-based units. The most common approach consists of using an audio analyzer, integrating one or more standard psychoacoustic models.

This document presents an original solution, which does away with any dedicated audio analyzing equipment, and concentrates instead on a PC-based architecture, using a professional sound card as well as signal processing algorithms. This approach allows the single run, continuous-time measurement of both permanent and transient spurious phenomena, while complying with relevant measurement standards.

After having described the context and requirements, I will justify architecture choices, and present hardware and software design in a more detailed manner. Then, I will introduce the definition of acceptability criteria based on this procedure, as well as system deployment within Renault's design and validation environment.

Keywords : Psychoacoustic, audio weighting, ITU-R 468-4, SINAD, SNR, noise, distortion.

**ECOLE SUPERIEURE D'INGENIEURS EN ELECTRONIQUE ET ELECTROTECHNIQUE
NOISY LE GRAND**

MEMOIRE

présenté en vue d'obtenir

LE TITRE D'INGENIEUR DIPLOME PAR L'ETAT

en

Electronique

par

Corentin OGER

**Cotation objective des parasites et de la distorsion sur les
systèmes audio automobiles**

SESSION 2012

JURY

Composition du Jury :

Président :

Eric **RAHAINGOMANANA** – Directeur du Développement - ESIEE Paris

Enseignants :

Christian **RIPOLL** – Dépt. «Télécommunications» - ESIEE Paris

Abdennasser **FAKRI** – Dépt « Systèmes Electroniques» - ESIEE Paris

Ingénieurs :

Bernard **LATORRE**

Antoine d'**HERMIES**

1 Table des matières

1	TABLE DES MATIERES	3
2	REMERCIEMENTS.....	4
3	INTRODUCTION.....	5
3.1	CONTEXTE.....	5
3.2	MON ROLE.....	6
4	PROBLEMATIQUE.....	7
4.1	ORIGINES ET TYPES DES PARASITES	7
4.2	PROBLEMES DE L'EVALUATION HUMAINE	10
4.3	PRINCIPES DE LA MESURE DE QUALITE AUDIO	11
4.4	DEFINITION DU BESOIN DU CLIENT.....	13
5	EXISTANT	16
5.1	DANS L'AUTOMOBILE	16
5.2	HORS AUTOMOBILE	18
5.3	PONDERATIONS ET DETECTEURS : HISTORIQUE ET CONTROVERSES	20
5.4	NORMES APPLICABLES	22
6	APPLICATION AUX BESOINS DE RENAULT.....	24
6.1	CHOIX DE L'UNITE	24
6.2	CHOIX DE LA PONDERATION ET DU DETECTEUR	27
7	CHOIX D'ARCHITECTURE.....	28
7.1	CHOIX DE L'ARCHITECTURE GENERALE	28
7.2	GENERATION DES SIGNAUX UTILES.....	32
7.3	CHOIX DE L'ARCHITECTURE LOGICIELLE	35
8	CHOIX MATERIELS	36
8.1	CHOIX DE L'INTERFACE	36
8.2	CONSIDERATIONS ELECTROMAGNETIQUES ET RACCORDEMENTS	39
9	DEVELOPPEMENT LOGICIEL	46
9.1	VUE D'ENSEMBLE DU MODELE	46
9.2	DEVELOPPEMENT DU DETECTEUR.....	47
9.3	DEVELOPPEMENT DES FILTRES.....	51
9.4	MODELES ANNEXES.....	58
9.5	INTERFACE HOMME-MACHINE	60
9.6	PORTAGE DES ALGORITHMES EN LANGAGE TEXTUEL.....	65
9.7	VALIDATIONS	65
10	ETABLISSEMENT DES LIMITES DE REFERENCE.....	68
10.1	LIMITE RELATIVE EN SINAD	68
10.2	LIMITE ABSOLUE	70
11	INTEGRATION DANS LES METHODES CEM-RF RENAULT	73
11.1	INTEGRATION AU SYSTEME QUALITE	73
11.2	CORRELATION AVEC LES NOTATIONS EXISTANTES.....	75
12	CONCLUSIONS.....	76
	ANNEXE A : GLOSSAIRE.....	77
	ANNEXE B : BIBLIOGRAPHIE	79
	ANNEXE C : DETAILS SUR L'ETUDE DE LA BBC.....	80
	ANNEXE D : CREATION D'UN MULTIPLEX FM STEREO	82

2 Remerciements

Je tiens à remercier :

Eric LARDJANE, chef du service CEM/RF au Technocentre Renault pour m'avoir accordé confiance et autonomie dans l'exécution de ce projet, et pour avoir autorisé son utilisation comme sujet pour ce mémoire.

Philippe BOUTIER, référent technique radiofréquences au Technocentre Renault pour sa collaboration.

Frédéric LILLO et Eddie CARPENTIER, techniciens au centre technique d'Aubevoye, chargés d'appliquer ces méthodes en perpétuelle évolution.

Loïs LE DANVIC, responsable réception radio au service multimédia pour avoir assuré l'interface avec ce service.

Hamid OUADDI, pilote CEM, en qualité de bêta-testeur.

Sami HAMIDA, pilote synthèse audio de l'équipe CEM pour avoir cru en la pertinence de mon approche.

Les membres de la Société des Ingénieurs Diplômés Par l'État (SIDPE) pour leur rôle d'information aux candidats.

Je remercie enfin ma femme Sarah pour ses efforts afin de me libérer le temps conséquent nécessaire à la rédaction de ce mémoire.

3 Introduction

3.1 Contexte

Bien que la fonction première d'une automobile soit le transport de personnes et de marchandises, les prestations d'écoute audio font largement partie des attentes des conducteurs. La majeure partie de la gamme commercialisée par les constructeurs généralistes est équipée en série d'un système audio, intégrant au minimum les fonctionnalités de réception radio AM/FM, ainsi généralement que la lecture CD, des entrées auxiliaires analogiques et USB, la téléphonie main-libre...

Au cours des années, la qualité acoustique des véhicules s'est globalement améliorée : les moteurs sont moins bruyants, l'isolation phonique des habitacles est meilleure, y compris sur des véhicules d'entrée de gamme. La qualité des systèmes de restitution s'est également améliorée, grâce entre autre aux partenariats avec des fabricants de renom du monde audio, citons entre autres *BOSE*, *Harman/Kardon* ou *JBL*. La qualité d'écoute dans un véhicule haut de gamme de génération récente est d'un niveau qui n'aurait été accessible il y a encore quelques années que sur du matériel de salon.

Dans un même temps, la multiplication des calculateurs embarqués et le développement des véhicules électriques allongent d'autant la liste de sources potentielles de perturbations radioélectriques.

Ces deux phénomènes combinés ont une conséquence : "l'auto-parasitage" du véhicule sur son système audio est de plus en plus audible pour les occupants du véhicule.

Dans ce contexte, il est important d'avoir un moyen objectif de mesurer le niveau de dégradation subit par les signaux audio dans différents scénarios de test.

Pour cette mission, j'ai été détaché par mon employeur : Assystem France, auprès de Renault SAS.

Le service demandeur du côté Renault est l'équipe CEM/RF : "Compatibilité Electromagnétique et Radiofréquences", qui fournit un support métier aux autres services dans son domaine d'expertise. Il est basé principalement au Technocentre de Guyancourt et dispose de moyens d'essais au centre technique d'Aubevoye.

Le projet est également réalisé en collaboration avec le service multimédia, qui a la responsabilité du développement des applications d' "*infotainment*"¹.

La société Assystem France est très impliquée dans l'accompagnement de ces deux équipes, sous la forme de prestations de services, incluant des plateaux d'ingénierie dédiés, ainsi que des consultants plus autonomes.

Jusqu'ici, deux méthodes étaient combinées au sein de ces services pour évaluer le risque de parasites audio perceptibles par le conducteur :

- Les essais de mutisme CEM en pied d'antenne : la mesure du spectre des signaux non-désirés arrivant sur l'antenne radio, en cage anéchoïque.
- Les essais d'écoute en extérieur, sur des stations commerciales.

Ces méthodes ne couvrent pas tous les cas possibles.

Le but de l'étude qui m'a été confiée est d'aboutir à un **observable objectif** permettant de quantifier le niveau de **dégradation du signal** arrivant jusqu'au haut-parleur.

Cet observable doit être corrélable au mieux avec la gêne réellement ressentie par un auditeur typique.

¹ *Information / Entertainment* : applications audio, navigation, télématique, vidéo...

3.2 Mon rôle

J'ai choisi cette étude comme sujet pour ce mémoire car je l'ai réalisé en toute autonomie avec une grande liberté dans les choix techniques. Elle a nécessité le développement et la mise en œuvre de compétences dans des domaines variés, dont certains sont éloignés des mes expériences antérieures : traitement du signal, développement logiciel, compatibilité électromagnétique, radiofréquences, acoustique...

J'ai réalisé seul le développement au complet :

- ↳ Analyse du besoin.
- ↳ Analyse de l'existant interne et externe.
- ↳ Etude et adaptation des normes existantes.
- ↳ Développement algorithmique.
- ↳ Développement IHM.
- ↳ Conception matérielle.
- ↳ Validation.
- ↳ Procédures d'essai et formation des opérateurs.

Le développement initial de ce projet représente environ 8 mois de travail en équivalent-temps-plein, réparti sur les années 2010 et 2011, en parallèle à mes tâches de référent technique radiofréquence.

A l'heure de la rédaction, j'assure toujours en parallèle à d'autres missions le support des applications et procédures développées ainsi que la formation des opérateurs.

4 Problématique

4.1 Origines et types des parasites

4.1.1 Origines des parasites

Dans une automobile, un certain nombre de bruits indésirables se superposent au son voulu. La première étape a consisté à les lister afin de borner le champ de l'étude. La figure suivante indique les sources de bruit parasites dans le cas le plus critique : la réception radio analogique.

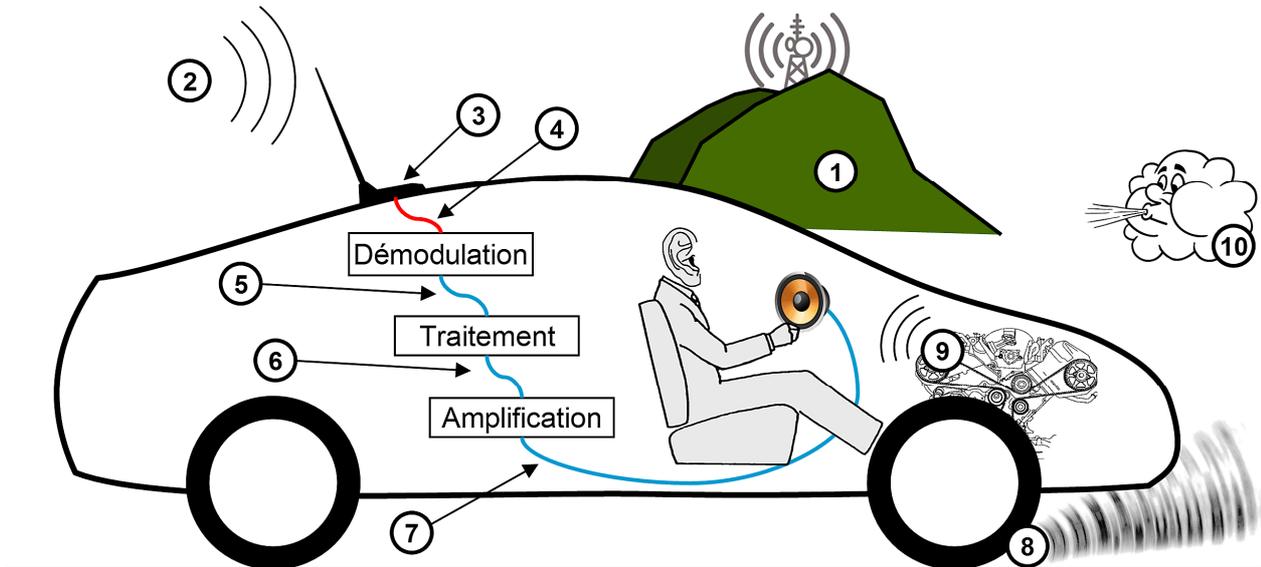


Figure 1. - Origine des bruits parvenant aux occupants d'un véhicule.

①	Irrégularités du champ électrique dues aux défauts de propagation : évanouissements et multi-trajets.
②	Bruits rayonnés captés par l'antenne, issus du véhicule lui-même ou de son environnement.
③	Facteur de bruit du préamplificateur dans le cas d'une antenne active.
④	Bruits captés par le câblage d'antenne : ils dépendent de l'impédance de transfert du câble coaxial et de la proximité des éléments de puissance et autres faisceaux de câbles.
⑤	Bruits aux fréquences audio, avant gain variable : le réglage de volume affectera ces bruits au même titre que le signal utile.
⑥	Bruits aux fréquences audio, après gain variable : le réglage de volume n'a pas d'impact : ils sont présents même à volume=0.
⑦	Bruit couplé directement sur les câbles de haut-parleurs : bruit présent même amplificateur éteint.
⑧	Bruit acoustique de roulement : hors du champ de l'étude.
⑨	Bruit acoustique du moteur : hors du champ de l'étude.
⑩	Bruit aérodynamique : hors du champ de l'étude.

4.1.2 Types de parasites

Une des difficultés de cette étude réside dans la variété des symptômes engendrés par les perturbations. La solution d'analyse de ces bruits doit prendre en compte les différents types rencontrés.

Un parasite peut être continu dans le temps et périodique, comme dans la figure 2 ci-dessous :

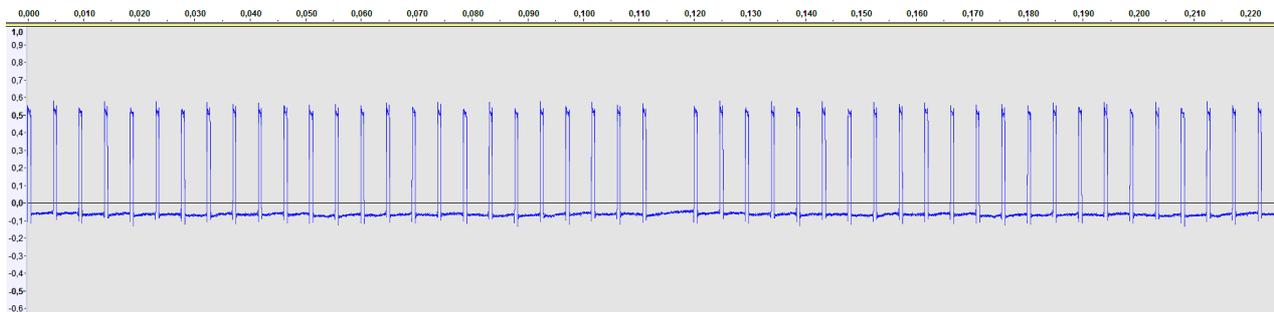


Figure 2. - Exemple de bruit périodique à niveau fixe: le "burst GSM"

L'exemple précédent est typique d'un bruit posant des problèmes aux équipements audio depuis l'introduction du GSM. Les amplificateurs conservent un gain résiduel en dehors des fréquences audio, et la moindre non-linéarité provoque une démodulation AM indésirable du signal GSM à 900 et 1800MHz : d'où le "bourdonnement" familier à 217Hz, rapport cyclique 1/8ème². Les amplificateurs de puissance ont généralement un gain fixe (l'ajustement du volume s'effectuant en amont), il en résulte un parasite indépendant du volume du signal utile, et par conséquent impossible à définir en terme de "rapport signal à bruit" : ce point sera développé plus loin.

D'autres sources de parasites peuvent causer des effets transitoires de courte durée : quelques millisecondes, ils se manifesteront pour l'auditeur sous forme de "craquements". On peut citer parmi les sources communes la commutation des éléments de puissance : phares, ventilation, dégivrage...

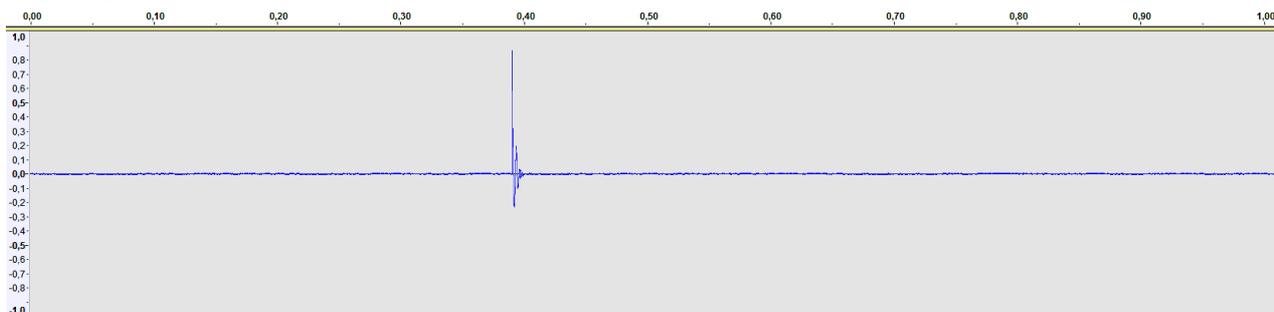


Figure 3. - Exemple de bruit impulsif : commutation d'un phare.

² Un canal de communication GSM occupe 1/8e du temps, par salves répétées toutes les 4,6ms.

Dans certains cas, la densité de ces impulsions dans le temps peut mener à un bruit qui sera perçu par l'auditeur comme un phénomène continu (soit en termes culinaires : la "friture").

La figure 4 ci-dessous en donne un exemple typique.

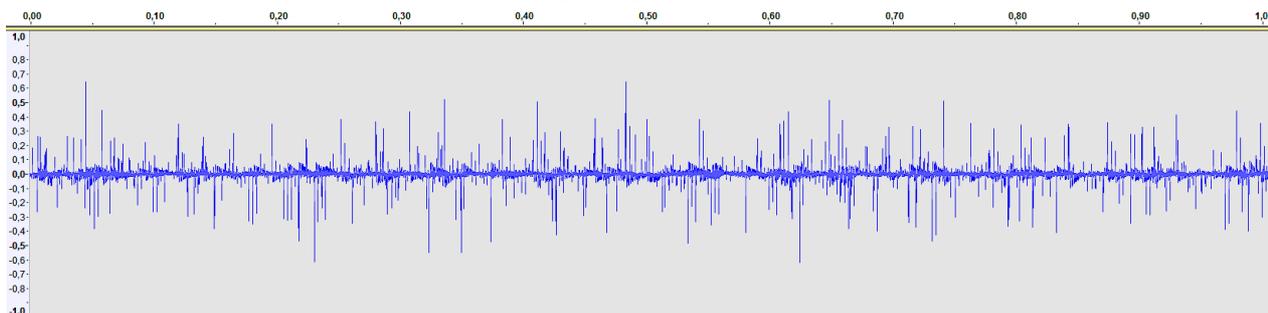


Figure 4. - Exemple de bruit continu non périodique : "friture".

Cet exemple particulier provient de l'effet sur la réception FM d'un petit moteur électrique à courant continu. De nombreux actionneurs dans un véhicule sont susceptibles de causer des effets de ce type de façon plus ou moins longue dans le temps : moteurs de lève-vitre, essuie-glaces, groupe moto-ventilateur...

Note sur la réception radio en conditions de champs faible :

Les essais ont montré que la diminution du niveau de signal utile RF avait des effets différents suivant le type de radio écouté :

- ➔ AM : superposition d'un souffle similaire à un bruit rose mais limité à la bande passante du canal, qui se manifeste sur plusieurs dizaines de dB entre la perception des premiers symptômes et la disparition totale du signal utile
- ➔ FM : apparition d'impulsions isolées (similaire à la figure 3), dont la densité dans le temps et l'amplitude croît avec la diminution du signal pour en arriver à une situation similaire à la figure 4. On observe une dizaine de dB entre un signal "parfait" et un signal inintelligible. Les radios modernes effectuent une commutation progressive stéréo-mono entre +40 et +30dB μ V pour diminuer le bruit en situation de champ faible.
- ➔ DAB/TDMB : en radio numérique, on observe une évolution linéaire du taux d'erreur bit (BER) en fonction du niveau de réception. Le signal audio restitué après décodage d'erreur reste inaltéré jusqu'à un BER d'environ 10% et disparaît totalement au dessus. Les techniques d'analyse de la qualité de réception spécifiques à la radio numérique ne seront pas traitées dans ce document.

4.2 Problèmes de l'évaluation humaine

Cette étude m'a fourni l'occasion de réaliser de nombreuses écoutes, sur différents moyens de reproduction sonore, dans des conditions différentes de bruit ambiant, en compagnie d'auditeurs différents, et sur une longue période.

Un essai succinct avec des volontaires du service m'a amené à une estimation du niveau d'incertitude de l'écoute humaine en temps qu' "instrument de mesure" d'un rapport signal à bruit. Le signal de test consiste en une musique de volume relativement constant, sur laquelle est superposée un bruit d'amplitude croissante par paliers. La méthode d'obtention des échantillons de test est décrite plus complètement au paragraphe 10.1.1 page 68.

L'instruction donnée aux testeurs : noter à quel moment le parasite devient audible, et à quel moment il devient gênant.

Facteur	Conditions d'écoute (pire / meilleur)	Ordre de grandeur de l'incertitude
Matériel de restitution	Haut parleurs PC portable / casque de monitoring fermé	5dB
Bruit ambiant	Véhicule roulant, ventil. MAX / véhicule arrêté, moteur éteint	6dB
Niveau d'exigence de l'utilisateur	Utilisateurs différents sur casque monitoring	8dB
Type de programme	musique, avec compression de dynamique / parole, sans compression de dynamique	6dB
Mêmes conditions, jours différents	-	3dB

Table 1. - Estimation de l'incertitude du jugement qualitatif humain

Les écoutes sur casque sont réalisées sur des casques fermés *Sennheiser HD280 PRO*.

L'essai a porté sur 4 testeurs dont moi-même et 12 fichiers son. Le nombre de combinaisons testées est trop réduit pour pouvoir utiliser avec précision les chiffres cités ci-dessus.

Une conclusion générale s'en dégage néanmoins :

L'audition humaine n'est pas un outil reproductible pour la mesure d'une qualité sonore.

4.3 Principes de la mesure de qualité audio

4.3.1 Généralités

Différentes grandeurs et méthodologies existent pour caractériser la qualité d'une restitution sonore, on retrouvera généralement sous une forme ou une autre ces 3 types de caractéristiques :

Bruit :

Il s'agit de la présence d'un **signal indésirable** superposé au **signal utile**, on exprime généralement leur relation sous forme d'un rapport de puissance. Il s'agit dans ce cas du SNR : *Signal to Noise Ratio*.

Distorsion harmonique :

C'est un symptôme des défauts de linéarité de la chaîne de reproduction, qui ont pour symptômes l'apparition d'harmoniques indésirables. Elle est généralement indiquée sous forme du rapport de puissance entre la somme des harmoniques indésirables et le fondamental. Il s'agit du THD : *Total Harmonic Distortion*.

Réponse en fréquence :

Idéalement plate, on peut considérer un système comme excellent si la réponse reste dans un intervalle de $\pm 3\text{dB}$ entre 20Hz et 20kHz.

Les perturbations radioélectriques sont la justification principale de cette étude. La dégradation la plus souvent observée du fait d'une perturbation est la superposition d'un bruit au signal existant. Cependant, particulièrement en FM, j'ai pu noter par expérience que le signal lui-même pouvait être sujet à une distorsion en présence d'interférences.

La réponse en fréquence quant à elle est davantage liée aux caractéristiques des haut-parleurs, à l'acoustique du véhicule, et à l'égalisation de l'amplificateur (réalisée en cours de développement).

On gardera donc les deux premières catégories comme grandeurs physiques à étudier.

4.3.2 Notion de pondération fréquentielle

La présence d'un bruit superposé au signal utile (ou d'harmoniques indésirables) sera plus ou moins gênante pour l'auditeur selon les fréquences contenues dans ce parasite. Cette notion reste vraie que ce soit dans le cas d'une mesure absolue, comme avec un sonomètre, ou dans le cas d'un rapport signal à bruit.

La solution retenue devra donc tenir compte de la réponse en fréquence de l'oreille humaine pour la notation. Différentes courbes de réponse en fréquence normalisées existent pour modéliser ces phénomènes. Le choix parmi les courbes de réponses existantes sera détaillé plus loin.

4.3.3 Notion de détecteur temporel

Outre le spectre occupé par un phénomène indésirable, sa durée influe également sur la gêne occasionnée.

Le choix du détecteur est particulièrement critique quand le signal à analyser comporte des phénomènes transitoires. Si on prend l'exemple du bruit transitoire vu précédemment dans la figure 3, la réponse de différents récepteurs est schématisée en figure 5.

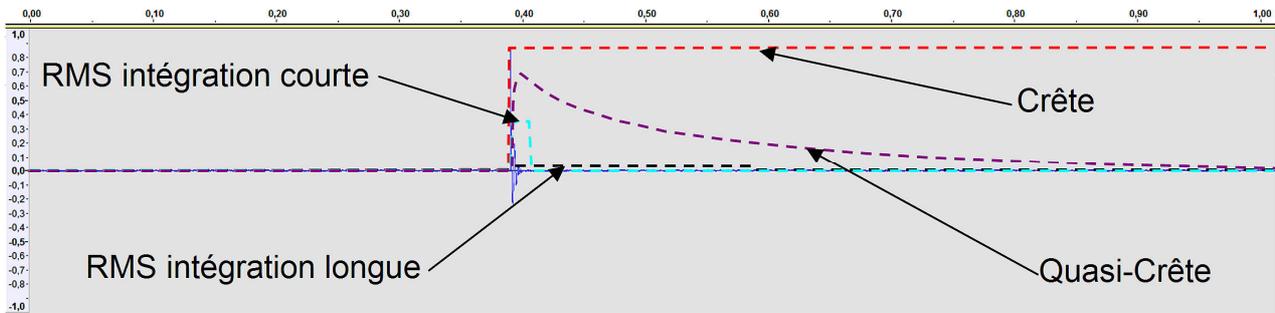


Figure 5. - Représentation schématique de détecteurs courants.

Note : la représentation ci dessus est une illustration de principe uniquement, les échelles ne sont pas respectées à des fins de clarté.

Un certain nombre de détecteurs existent, adaptés à différents usages, il sera nécessaire de déterminer le mieux adapté au besoin dans la solution retenue.

4.3.4 Mesure en une ou deux passes

J'ai eu l'occasion d'effectuer des mesures avec plusieurs modèles d'analyseurs audio. J'ai également étudié différentes normes de mesures de qualité audio (plus de détails dans la partie 5.4). Il en ressort deux approches générales possibles pour mesurer une qualité de signal.

Dans le premier cas, on mesurera le niveau de signal utile et le niveau de bruit en deux étapes séparées :

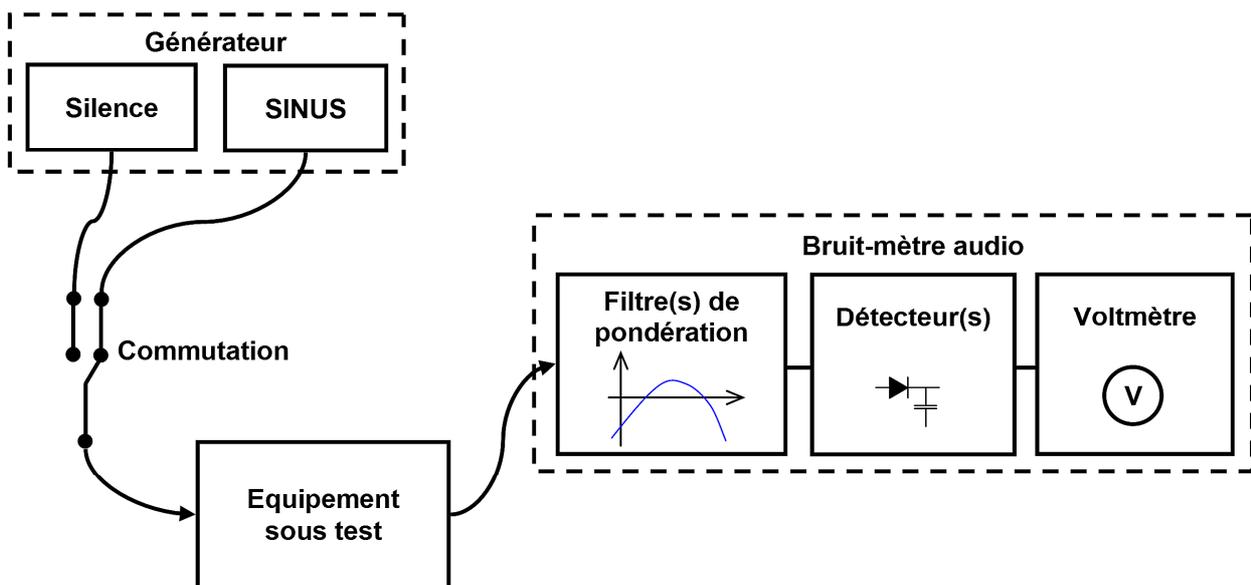


Figure 6. - Mesure du signal et du bruit en deux passes.

Note : La génération d'un silence est souvent différente d'une simple absence d'entrée. Par exemple, en radiodiffusion FM, une station silencieuse nécessite l'émission d'une porteuse pure non modulée, on peut également créer des plages de silence sur CD.

Cette méthode ne permet pas de mesurer une distorsion ou tout autre effet indésirable conditionné à l'existence du signal.

Dans le second cas, les mesures de signal et de bruit se feront de façon simultanée, grâce au filtrage du signal utile, comme représenté en figure 7.

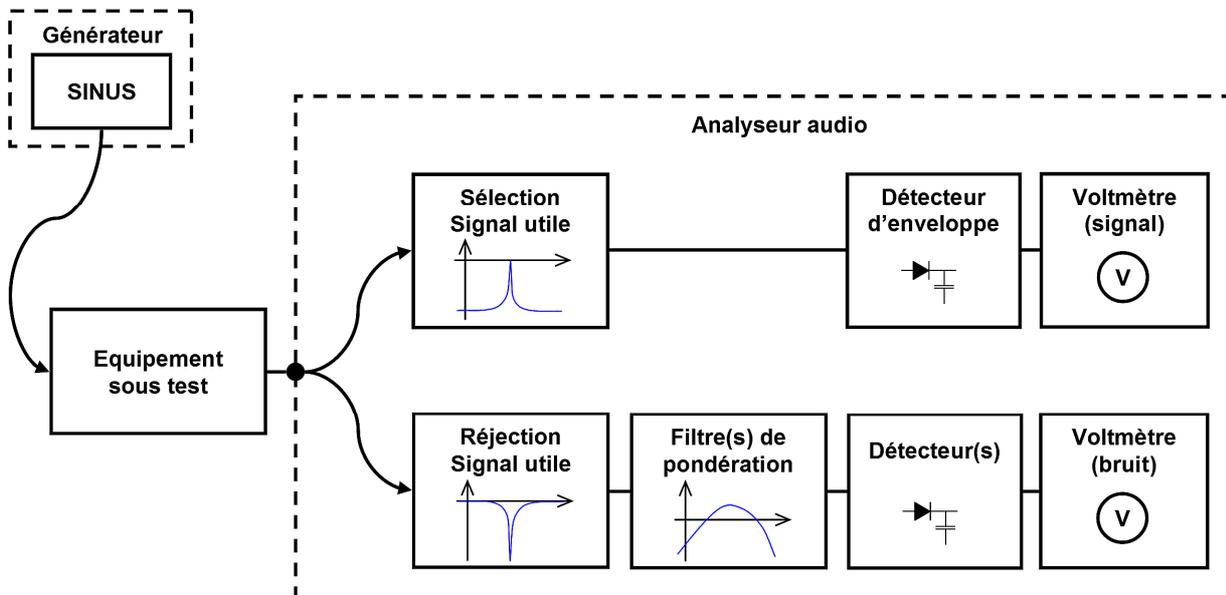


Figure 7. - Mesure simultanée du signal et du bruit.

Cette méthode est plus pratique, mais implique une approximation : la portion de spectre de signal indésirable située à proximité du sinus ne sera pas prise en compte dans la mesure de bruit.

Les analyseurs audio testés autorisent les deux modes de fonctionnement avec cependant des restrictions d'usage propres à chaque type d'essai³.

Note : La sinusoïde à 1kHz est universellement utilisée comme signal de référence en audio, les filtres de pondération fréquentielle standards sont tous normalisés à 0dB pour 1kHz. Il est donc judicieux de se plier également à cette pratique dans le cadre des essais Renault.

4.4 Définition du besoin du client

Afin de réaliser les meilleurs compromis techniques, il est nécessaire de connaître les cas d'utilisations possibles de l'outil à développer. La demande exprimée par le client étant assez générale, je me suis penché sur les cas d'usage pour établir un cahier des charges.

4.4.1 Complément aux essais de mutisme

Le cas le plus fréquent d'utilisation prévue constitue une aide à la décision, en complément des essais CEM de mutisme en pied d'antenne.

³ Voir 7.1.1 page 28 pour le détail de ces restrictions.

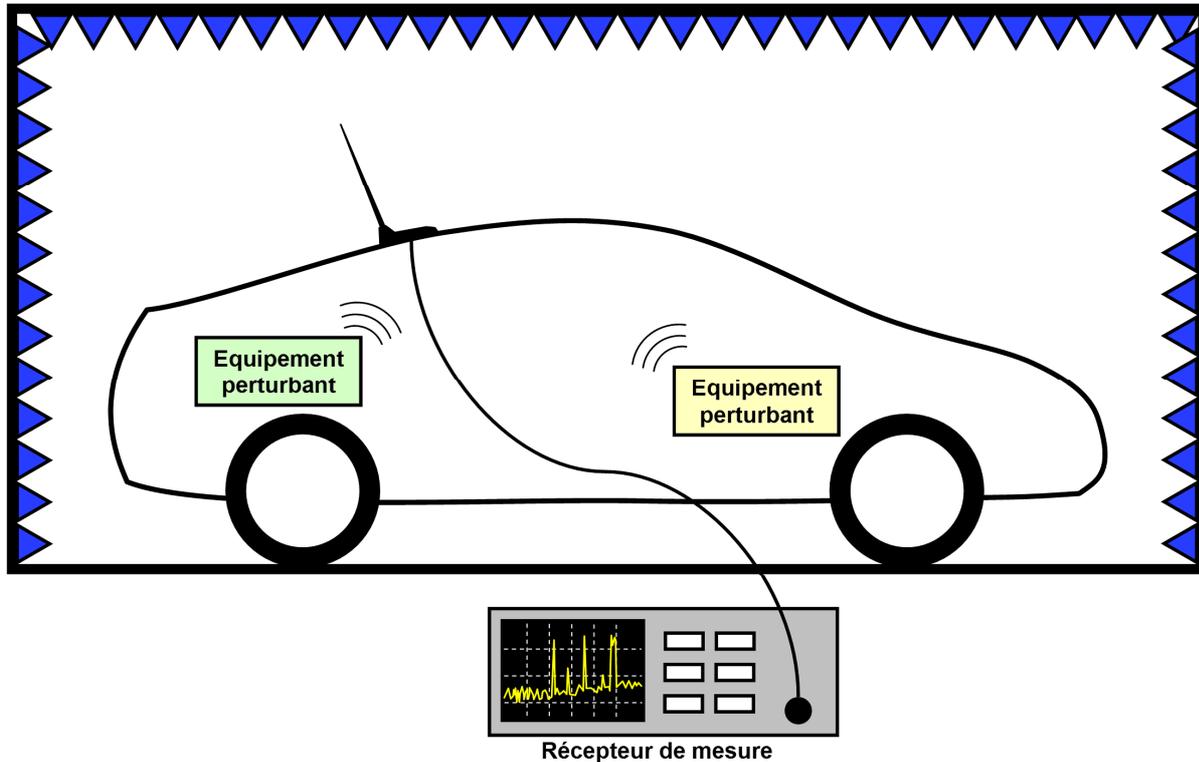


Figure 8. - Principe du mutisme pied d'antenne.

Cette mesure est systématique pour tous les véhicules selon le cahier des charges CEM Renault 36-00-808 ainsi que selon la directive européenne 2006/28/EC, avec cependant des normes plus sévères pour le cahier des charges Renault. Elle consiste à mesurer le niveau de bruit en pied d'antenne dans une bande de fréquence de 10kHz à 2GHz avec des bandes de résolution de 9 et 120kHz. Ce test est réalisé sur la ou les antenne(s) du véhicule et sur des antennes externes.

En cas de dépassement des limites du cahier des charges Renault, tout en restant dans les limites de l'homologation du véhicule, la décision de déroger ou non au CDC dépendra toujours de la même question : **quel est l'effet client ?** L'expérience montre que le nombre de dB de dépassement et l'impact audible ne sont pas directement corrélables.

Jusqu'ici, dans ce cas de figure rencontré très fréquemment sur les projets véhicules, seule une écoute sur route permettait de trancher, avec tous les problèmes de reproductibilité, de disponibilité et de confidentialité dans le cas d'une mission sur route ouverte. Une station faible correspondant exactement à la fréquence incriminée n'étant pas toujours disponible dans la région.

Un autre problème est inhérent à l'essai de mutisme : il est réalisé en balayant les fréquences à mesurer avec un récepteur de mesure ou un analyseur de spectre. Ce mode de mesure est très précis en ce qui concerne les bruits permanents, cependant, il donne un résultat ambigu en présence de bruits transitoires : face à un pic à une fréquence donnée, il ne sera pas possible de déterminer s'il s'agit d'une perturbation de courte durée étant intervenue pendant l'analyse de ce point, ou une perturbation permanente.

Enfin, la décision de dérogation pouvant faire intervenir des décideurs de différents horizons, il serait utile de pouvoir sortir de l'essai des fichiers sonores exploitables pour une évaluation humaine, en remplaçant si possible le sinus par un son de même enveloppe mais plus tolérable pour l'oreille, afin de reproduire l'aspect "intuitif" des essais sur route.

On peut déjà déduire de ce cas de figure les exigences suivantes pour le système à venir :

- ❶ Possibilité d'émettre une station AM ou FM de niveau précis (+/-1dB ou mieux).
- ❷ Enregistrement de l'échantillon sonore pour exploitation "off-line".
- ❸ Capacité d'export du bruit seul, ou re-superposé à un fichier son arbitraire.

- ④ Pas d'ajout de matériel potentiellement perturbant dans la cage de Faraday : instrumentation RF et audio déportée hors-cage par câbles blindés.
- ⑤ Mesure continue dans le temps, de manière à ne pas "manquer" les défauts transitoires.
- ⑥ Affichage des données sous forme d'une courbe de qualité sonore en fonction du temps, de façon à montrer l'impact de l'allumage/extinction des différents accessoires.
- ⑦ Mesure en une seule passe du bruit et de la distorsion.

4.4.2 Observable pour les essais d'immunité

Le cahier des charges CEM Renault 36-00-808 mentionné précédemment inclut également des essais d'immunité : la tenue des différents équipements à diverses "agressions" électromagnétiques.

Pour ces essais, il est nécessaire d'avoir un observable afin de trancher sur la classe de fonctionnement face à l'agression. Pour information, ces classes vont de "A" : aucun dysfonctionnement en présence de la perturbation, à "E" : destruction de l'équipement, en passant par divers niveaux de gêne pour l'utilisateur. Dans le cas des équipements audio, l'opérateur a besoin d'un observable reproductible pour attester d'une dégradation des conditions d'écoute.

Cette étude est d'un intérêt tout particulier dans le cas de l'essai "IR05". Il s'agit d'un essai sur table, qui soumet un équipement et son câblage à un signal typique du GSM. Cet essai est fréquemment problématique pour les amplificateurs audio : voir le "burst GSM" décrit en figure 2, page 8.

Ces essais ne sont pas nécessairement liés à la réception radio, ils peuvent également se faire sur les prestations CD, MP3, entrées AUX, téléphonie main libre...

Ce besoin ajoute à la liste deux nouvelles exigences :

- ⑧ Disponibilité d'un mode de monitoring temps-réel de la qualité audio.
- ⑨ Création de supports du signal utile pour chaque prestation.

4.4.3 Monitoring de la qualité de réception en roulage

Dans certains cas, il est nécessaire de faire une mesure de la qualité avec un véhicule en mouvement, en particulier pour tenir compte dans l'analyse des caractéristiques de diagramme polaire des antennes de réception, ainsi que de la performance des stratégies de diversité d'antennes. Il est possible pour ce faire d'émettre une station FM de courte portée au sein des pistes du centre technique d'Aubevoye. L'objet de ce document n'est pas de détailler ces essais, mais on retiendra une exigence supplémentaire liée à ce besoin :

- ⑩ Possibilité de mesure embarquée OU enregistrement embarqué + post-traitement.

4.4.4 Validation d'éléments de la chaîne de réception

Au sein de l'équipe radiofréquence, un observable de la qualité de réception radio est un atout pour étudier l'impact sur la qualité finale des différents paramètres de la chaîne de réception radio.

Par exemple, dans le cas des antennes actives, le "facteur de bruit" du préamplificateur RF aura un impact sur la qualité audio. Cet impact pourra être différent d'un tuner à un autre. Comme dans les problématiques CEM, ce bruit aux fréquences RF n'est pas directement proportionnel au bruit perçu dans l'audio après démodulation.

Ce cas d'usage n'ajoute pas d'exigences supplémentaires par rapport aux précédents.

5 Existant

5.1 Dans l'automobile

5.1.1 Renault

Comme mentionné précédemment, l'essai faisant foi pour l'évaluation des dégradations audio est jusqu'à présent l'écoute subjective sur un contenu réel. Cette écoute est pratiquée soit dans le véhicule, soit dans un auditorium spécialement aménagé sur la base d'enregistrements.

Pour estimer la qualité globale de réception radio, des dénombrements de stations radios sont effectués à des emplacements déterminés des pistes d'essai du centre technique d'Aubevoye.

La procédure consiste à noter pour chaque station radio :

- ↳ Le niveau de réception RF si disponible ("mode expert" de la radio)
- ↳ La qualité perçue selon les critères suivant :
 - OK.
 - P1 : légers grésillements.
 - P2 : forts parasite mais reste audible.
 - NOK : très fortement perturbé / inaudible.
- ↳ Si la station a été détectée par la recherche automatique.

Ensuite sur 6 fréquences en FM et 6 fréquences AM, réparties au mieux au long du spectre, l'opérateur déroule séquentiellement une liste d'actions (démarrage moteur, ventilation, compresseur de climatisation, lunette chauffante,...). Il note pour chaque action la présence ou non de parasite (notation "tout ou rien").

Cette méthode présente l'avantage de s'approcher au plus près d'un cas client mais n'offre pas une quantification très reproductible des phénomènes. Notamment, l'émission des signaux de test est en dehors du contrôle de Renault, et soumise aux aléas de la propagation atmosphérique. Le positionnement du véhicule sera également un facteur d'incertitude, du fait des disparités entre diagrammes de rayonnement des antennes des véhicules.

Des expérimentations ont déjà été menées avant mon arrivée avec un analyseur audio pour répondre au besoin particulier de l'essai d'immunité aux ondes GSM (voir § 4.4.2), avec un signal utile à 400Hz.

5.1.2 Nissan

L'alliance entre Renault et Nissan permet l'échange et la mise en commun de méthodes de travail. C'est notamment le cas du cahier des charges CEM cité précédemment. La mesure de qualité audio ne fait pas l'objet d'une mise en commun officielle, mais les homologues de Nissan ont accepté de partager leur façon de procéder en ce qui concerne la mesure de SNR sur la prestation radio. Ce type d'essai est régi par leur procédure KD2-67480.

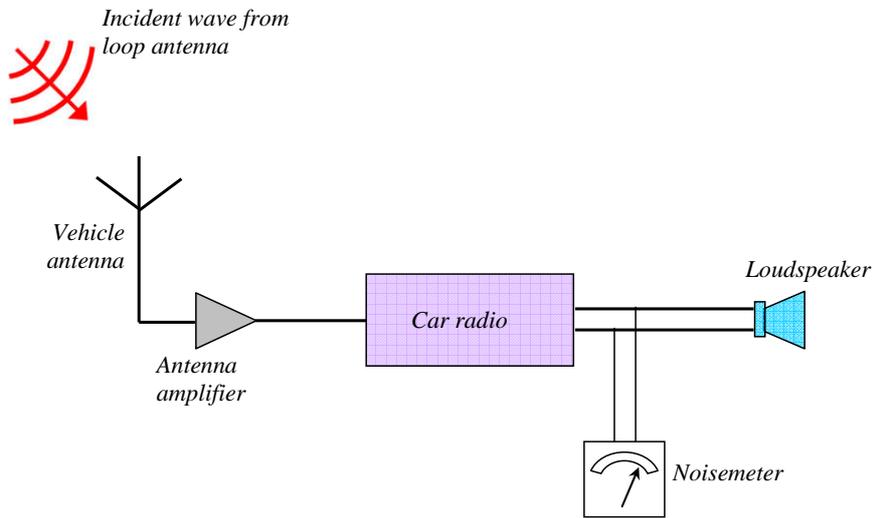


Figure 9. - Méthode NISSAN de mesure SNR (schéma fourni par le service XX5 de Nissan).

Le "noise-meter" mentionné est un modèle à aiguille de ce type :



Cet appareil est un voltmètre auquel est incorporé en entrée un jeu de filtres de pondérations et de détecteurs sélectionnables.

Figure 10. - Meguro MN-446A

Nissan a choisi d'appliquer le filtre "DIN Noise" avec le détecteur "CCIR"⁴.

Cette méthode impose une mesure "en deux passes" : le bruit et le signal utile sont mesurés séparément. La figure 11 montre un exemple de résultat extrait de la norme Nissan KD2-67480 :

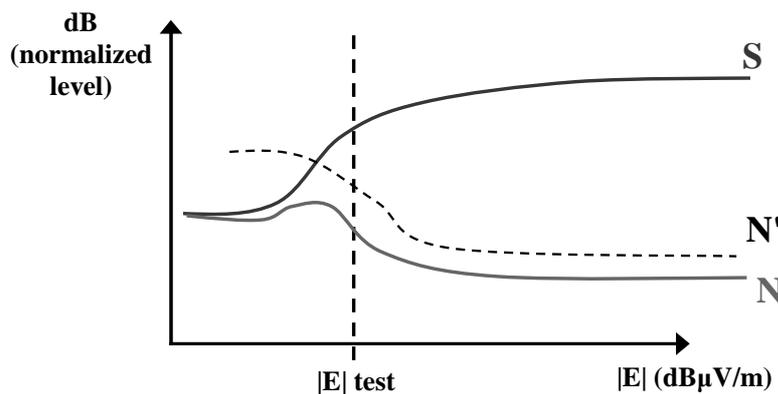


Figure 11. - Exemple de résultat Signal + Bruit : sensibilité rayonnée.

Cette courbe montre le niveau de signal et le niveau de bruit en présence d'un signal RF d'amplitude croissante. Cette courbe est typique d'un récepteur FM : une stratégie dans le tuner diminue le gain audio en cas de signal faible afin de rendre le bruit moins déplaisant pour l'auditeur. Sans cette stratégie, la courbe S serait de niveau constant.

⁴ Egalement appelés respectivement : pondération 'A' et détecteur UIT-R 468-4. Plus d'informations seront données plus loin sur la raison d'être et les performances des différents filtres et détecteurs.

La courbe N' représente l'essai réalisé moteur tournant.

Plusieurs points ne correspondent pas au cahier des charges établi pour le besoin Renault :

- ↳ Nissan applique le signal utile sous forme rayonnée par une antenne externe, ce qui est adapté à une étude de la chaîne de réception complète mais rend difficile l'émission d'un niveau précis, particulièrement si un opérateur bouge dans le véhicule pour manipuler les commandes.
- ↳ Le setup ne prévoit pas d'enregistrement du son pour jugement subjectif ultérieur et archivage.
- ↳ Le bruit-mètre à aiguille oblige à fixer du regard l'affichage afin de ne pas "manquer" un événement transitoire.
- ↳ Il n'est pas facilement embarquable dans un véhicule.
- ↳ Seul le bruit est mesuré, pas la distorsion.

5.2 Hors automobile

5.2.1 Matériel Hi-fi

En lisant les spécifications fournies par les constructeurs de matériel Hi-fi, on retrouve systématiquement plusieurs éléments :

- ↳ Les rapports Signal/Bruit sont donnés avec la pondération de type 'A'.
- ↳ La linéarité est exprimée sous forme de THD en %.
- ↳ Le signal de test est un sinus à 1kHz.

Voici à titre d'exemple un extrait de la fiche de caractéristiques d'un amplificateur de milieu de gamme de marque DENON (PMA-720AE) :

Caractéristiques	
Section amplification de puissance	
Puissance de sortie	2 x 50 Watts (sur 8 Ohms, de 20 Hz à 20 kHz, pour 0,07% de THD) 2 x 85 Watts (sur 8 Ohms, à 1 kHz, pour 0,7% de THD)
Taux de distorsion harmonique totale (THD)	0,01% (sur 8 Ohms, à 1 kHz)
Section préamplificateur	
Sensibilité/impédance d'entrée	120 mV / 47 kohms
Réponse en fréquence	10 Hz - 100 kHz — +1, -3 dB (mode DIRECT)
Déviat ion courbe RIAA	±0,05% de 20 Hz à 20 kHz
Rapport Signal/Bruit	107 dB (pondéré IHF A, mode DIRECT) Ligne 107dB Phono (MM) 86 dB

Figure 12. - Exemple de caractéristiques d'un amplificateur audio^{5,6}.

Le détecteur RMS (efficace) est universellement utilisé dans le domaine du matériel Hi-fi, il se prête bien à des bruits/sons permanents.

⁵ La mention "mode DIRECT" correspond simplement à la désactivation de l'égalisation.

⁶ La pondération 'A' est citée ici sous le nom "IHF A", pour : *Institute of High Fidelity*. Il s'agissait de l'association des fabricants de matériel Hi-fi d'Amérique du Nord, qui a émis des recommandations sur la qualité et les méthodes de tests qui sont toujours utilisées de nos jours. Elle a fusionné avec l'EIA : *Electronics Industries Association* en 1979. Pour information, ce type de normes est maintenant sous la responsabilité de l'AES : *Audio Engineering Society* pour l'Amérique du Nord.

Les fabricants de matériel Hi-fi du monde entier publient leurs spécifications selon la méthode Nord-Américaine.

Plus d'informations seront données sur les pondérations et détecteurs, et les raisons de leur utilisation dans la partie 5.3.

5.2.2 *Radiodiffusion*

Depuis les débuts des communications radio, le code SINPO est utilisé pour décrire une liaison radio, telle qu'elle est subjectivement perçue par son auditeur.

Il s'agit des initiales de :

- ↳ *Signal strength* (niveau de puissance reçu)
- ↳ *Interference* (absence d'interférence par un autre émetteur)
- ↳ *Noise* (absence de bruit autre)
- ↳ *Propagation conditions* (régularité de la puissance : absence d'évanouissements)
- ↳ *Overall merit* (intelligibilité générale)

Chacune de ces caractéristiques est évaluées de 1 (très mauvais) à 5 (Excellent), donnant lieu à des codes du type "35343".

D'autres codes similaires existent, comme par exemple la version simplifiée adoptée par l'OTAN sur seulement deux chiffres : "force et clarté" (*strength and clarity*) également sur une échelle de 1 à 5⁷.

Dans les années 1960, le département de recherche de la BBC a initié un programme de recherche afin d'uniformiser les mesures des différents types de bruits⁸.

Ce programme partait d'un constat : les mesures par les circuits de pondération et de détection disponibles à l'époque ne se corrélaient pas bien avec le niveau de gêne perçu par l'auditeur.

La procédure suivie est détaillée plus en détail en annexe C.

Cette étude fait date dans le domaine de la mesure de bruit audio car ses conclusions ont été reprises intégralement au niveau international par le CCIR⁹ dans la norme CCIR-468, dont la version actuelle porte la dénomination UIT-R 468-4.

⁷ D'où les expressions passées dans le langage courant comme "5 sur 5" ou "fort et clair".

⁸ GEDDES W.K.E. *The assessment of noise in audio-frequency circuits*. BBC Research Department. 1968.

⁹ CCIR : Comité Consultatif International des Radiocommunications, maintenant appelé UIT-R.

5.3 Pondérations et détecteurs : historique et controverses

Le besoin de modéliser l'audition humaine est à la base de toutes les réflexions sur la mesure d'une "gêne" audible. Ce domaine d'étude s'appelle la **psychoacoustique**. La nécessité d'introduire une forme de pondération m'est apparue évidente dès le début de l'étude, mais l'existence de modèles psychoacoustiques concurrents a été pour moi une source d'interrogation. Pour cette raison, je me suis penché de façon approfondie sur la raison d'être de ces modèles et sur leur historique.

5.3.1 Pondérations

Les premiers travaux majeurs dans ce domaine ont été publiés en 1933 par Harvey Fletcher et Wilden Munson¹⁰.

Leurs travaux consistaient à établir les premières courbes **isononiques** : ces courbes indiquent la pression acoustique nécessaire pour obtenir un même volume perçu en fonction de la fréquence, normalisé sur 1kHz. Chacune des courbes correspond à un niveau acoustique différent, noté en "phones". La courbe du bas : "0 phone" correspond au seuil standardisé de l'audition humaine, soit une pression de 20 μ Pa à 1kHz.

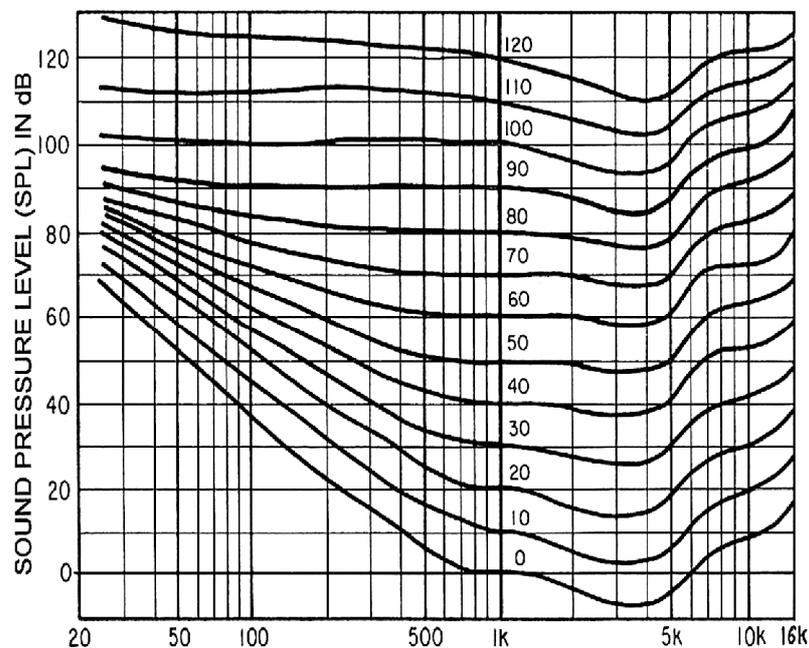


Figure 13. - Courbes isotoniques de Fletcher et Munson telles que publiées en 1933.

Les normes de fabrication des sonomètres¹¹, qui ont leur origine dans la même période se basent encore aujourd'hui sur les travaux de Fletcher et Munson, elles spécifient l'application de courbes **psophométriques**, qui sont en fait des courbes isotoniques "retournées" :

- ↳ **la courbe 'A'** : c'est une simplification de la courbe de 40 phones, pour la mesure des sons de faible intensité.
- ↳ **La courbe 'B'** : destinée à des sons de forte intensité, elle se rapproche de la courbe à 80 phones.
- ↳ **La courbe 'C'** : presque plate, destinées aux mesures proches du seuil de la douleur.

Les courbes 'B' et 'C' n'ont jamais été largement adoptées, la courbe 'A' étant devenu le standard *de facto* cité par toutes les normes d'exposition au bruit. L'unité de niveau sonore perçu qui en dérive est le dBA.

¹⁰ FLETCHER H., MUNSON W.A. *Loudness, its definition, measurement and calculation*. Journal de l'Acoustic Society of America. 1933.

¹¹ Norme américaine S1.4, et internationale 61672, voir bibliographie.

L'Institute of High Fidelity (voir note 6 page 18) a spécifié l'usage de cette courbe 'A' dans ses procédures de mesures de rapport signal/bruit.

La pondération A souffre de plusieurs défauts, principalement :

- ➔ Des études plus récentes¹² ont abouti à des courbes isosoniques notablement différentes de celles de Fletcher et Munson. Ces courbes sont maintenant fixées par la norme ISO 226:2003¹³.
- ➔ Les courbes isosoniques dérivent d'écoutes visant à déterminer le "volume perçu" de sinusoïdes pures, et non pas un "niveau de gêne" en présence de bruits complexes.

La norme UIT-R 468-4 fournit une courbe de pondération basée sur l'étude détaillée en annexe C, visant à évaluer le "potentiel de gêne" d'un signal aléatoire superposé à un signal utile. On la trouve parfois également cité sous le nom de pondération CCIR, de l'ancien nom de l'UIT-R.

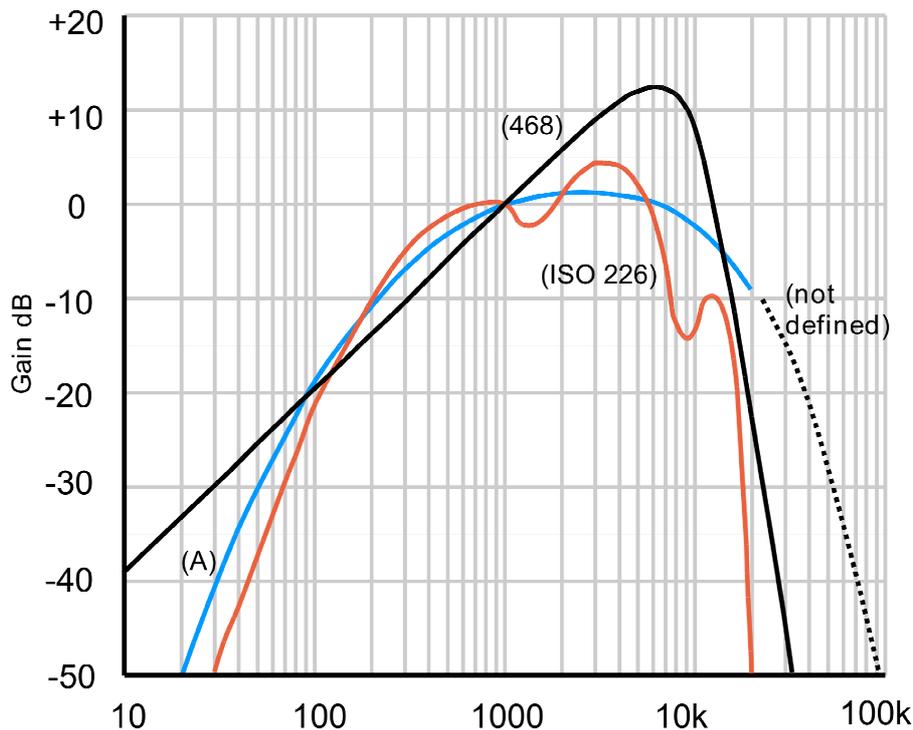


Figure 14. - Comparaison entre courbes psophométriques¹⁴ : UIT-R 468-4 et 'A', et courbe isosonique ISO 226-2003 à 40 phones inversée, les courbes sont normalisées par définition à 1kHz.

Dans le domaine de la Hi-fi, l'adoption de la recommandation de l'UIT-R entraînerait une baisse de l'ordre de 12dB du chiffre de SNR publié compte tenu des bruits habituellement rencontrés dans ce domaine (voir mesures détaillées en 6.2). Pour cette raison, le filtre 'A' reste le seul utilisé dans la publication de résultats à destination du public.

La recommandation de l'UIT-R est quant à elle utilisée dans le monde de la diffusion radiophonique, à l'exception des Etats-Unis où la pondération 'A' reste employée pour tous les usages.

5.3.2 Détecteurs

Comme on l'a vu dans la partie 4.3.3, le type de détecteur et sa base de temps peuvent influencer énormément sur les résultats mesurés. On retrouvera deux familles principales :

¹² ROBINSON D.W., DADSON R.S. *A re-determination of the equal-loudness relations for pure tones*. 1956.

¹³ Organisation internationale de normalisation. *Norme 226 Acoustique - Lignes isosoniques normales*. 2003.

¹⁴ Source du visuel : Wikimedia, valeurs contrôlées au regard des normes respectives.

Les détecteurs RMS

Ce type de détecteur réalise une valeur efficace de la grandeur à mesurer, une valeur efficace est nécessairement liée à une constante de temps.

En termes électriques, le résultat issu d'un détecteur RMS est directement lié à la puissance absorbée par une charge hypothétique de comportement linéaire. Il se corrèle donc bien à des phénomènes dissipés par effet Joule.

Sur le matériel de mesure ancien (voltmètres "*true RMS*", wattmètres, sonomètres...), ces détecteurs sont implémentés par un thermocouple relié à une charge résistive, l'inertie thermique de l'ensemble imposant la constante de temps.

Sur les équipements plus récents, les signaux à mesurer sont sur-échantillonnés, afin d'obtenir la valeur efficace par le calcul, la constante de temps étant réalisée par une fenêtre temporelle glissante.

Dans le monde de l'audio, on trouve trois constantes de temps courantes, spécifiées par les normes internationales d'exposition au bruit : 'S', 'F' et 'I' (*Slow, Fast et Impulse*).

- ↳ 'S' = 1s
- ↳ 'F' = 125ms
- ↳ 'I' = 35ms (obsolète)

Plus la constante de temps est longue, plus le détecteur sera "permissif" envers des perturbations impulsionnelles. Expérimentalement, j'ai remarqué qu'une impulsion unique de 100µs sur un signal audio restait nettement audible, alors que les constantes de temps standard la masqueront.

Les détecteurs crêtes et quasi-crêtes

Un détecteur crête parfait fournit instantanément la plus grande valeur jamais atteinte par un signal (sa sortie est donc éternellement croissante). Dans la pratique, les détecteurs ne sont ni instantanés, ni éternels : ils ont toujours une certaine constante de temps en montée ainsi qu'en descente.

Les détecteurs quasi-crêtes audio tirent leur origine des *Peak Program Meters* (PPM). Ces instruments, utilisés en enregistrement ou en radiodiffusion ont pour but de détecter la présence de saturation dans un signal aléatoire (parole, musique...) afin d'ajuster le gain optimal. Ils ont pour ce faire une constante de temps rapide en montée (quelques ms), et lente en descente (quelques centaines de ms), afin de donner la possibilité à l'opérateur de lire la valeur affichée, tout en ignorant les saturations trop courtes pour être ressenties. Ils se distinguent en cela de leur ancêtre, le "VU mètre", qui avec des temps de montée et descente symétriques à 300ms, fournit une indication d'intensité sonore moyenne sans pouvoir détecter les saturations temporaires.

Le matériel Hi-fi, mesuré avec la pondération 'A' est toujours mesuré avec un détecteur RMS de constante de temps 1s ('S').

La norme UIT-R 468, prise en référence dans cette étude spécifie les caractéristiques d'un détecteur quasi-crête pour la mesure de bruit dans les circuits audio.

5.4 Normes applicables

En tant que sous-systèmes du véhicule, les éléments audio ne sont pas soumis de façon obligatoire aux normes régissant le matériel audio grand-public.

Cependant, je me suis penché sur les normes et recommandation existantes dans le domaine, afin de situer mon étude dans un contexte plus large.

La norme la plus directement liée à l'application visée est la norme CEI 60315 : "*méthodes de mesure applicables aux récepteurs radioélectriques pour diverses classes d'émission*".

Elle est elle-même reprise intégralement par la norme Européenne EN 60315, et Française NF EN 60315, et fait appel à d'autres normes et recommandations.

Pour les mesures de rapport Signal/bruit et distorsion qui nous intéressent, cette norme laisse une grande liberté de choix quant à la méthode et à la présentation des résultats :

Méthodes :

- ↳ Méthode séquentielle : mesure du bruit seul, et du signal seul (porteuse coupée).
- ↳ Méthode simultanée : filtrage de la porteuse pour obtenir "bruit + distorsion".
- ↳ Dans les deux cas : signal utile imposé : sinus 1kHz.

Pondérations :

- ↳ large bande (pas de pondération) : filtre 22,4 - 22400Hz, ou 22,4 - 15000Hz.
- ↳ Pondération 'A' : selon la norme CEI 60651¹⁵.
- ↳ Pondération CCIR (UIT-R) 468-4.

La définition des filtres de pondération est recopiée à l'identique à partir de leurs normes d'origine.

Détecteurs :

- ↳ Sans pondération ou avec pondération 'A' : détecteur RMS, type 'S'.
- ↳ Avec Pondération 468-4 : utilisation du détecteur quasi-crête spécifié dans la norme 468-4.

Présentation du résultat :

- ↳ Méthode séquentielle : Présentation sous forme de SNR.
- ↳ Méthode simultanée : Présentation sous forme de SINAD¹⁶ (Signal, Noise and Distorsion), calculé sur les tensions¹⁷.

¹⁵ Maintenant remplacée par la norme 61672.

¹⁶ Voir l'explication sur le SINAD au § 6.1.3.

¹⁷ La norme ne le spécifie pas, mais dans les faits les valeurs de SINAD et de SNR sont toujours données en décibels, ce qui supprime l'ambiguïté entre rapports de tensions et de puissances.

6 Application aux besoins de Renault

6.1 Choix de l'unité

Bien que dans la demande initiale, les interlocuteurs du côté Renault aient le plus souvent utilisé le terme "mesure du SNR" par soucis de simplicité, cette unité n'est pas nécessairement la plus appropriée. Trois unités sont couramment utilisées pour ce genre d'usage : SNR, THD+N et SINAD.

6.1.1 SNR

Pour rappel, les signaux rencontrés en mesure audio présentent ce type de spectre :

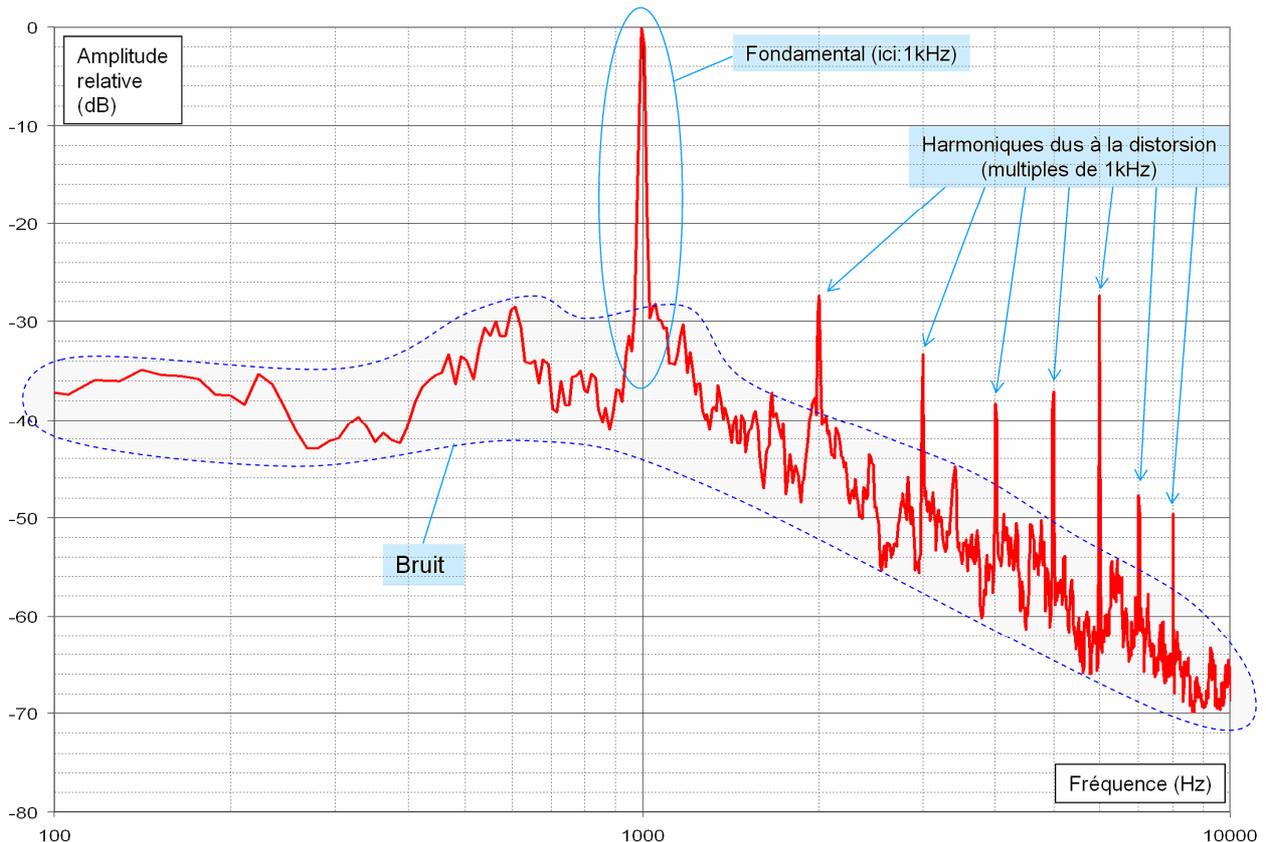


Figure 15 : Exemple d'une sinusoïde avec distorsion et bruit.

Le SNR est généralement exprimé en dB sous la forme :

$$SNR = 10 \times \log \left(\frac{P_{signal}}{P_{Bruit}} \right) \quad (1)$$

Pour être exact, un rapport signal à bruit nécessite de discriminer les parties de signal involontaire provenant d'un bruit et ceux provenant d'une distorsion. Une caractérisation complète nécessiterait toujours un couple de valeur : SNR / distorsion. Le SNR n'est donc pas suffisant pour fournir une note synthétique de la qualité audio.

6.1.2 THD+N

C'est l'acronyme de "*Total Harmonic Distortion + Noise*". Il représente le rapport de puissance entre la portion parasite du spectre et la portion utile.

Son expression en décibels est la suivante :

$$THD + N = 10 \times \log \left(\frac{P_{bruit+Distorsion}}{P_{signal}} \right) \quad (2)$$

En l'absence de distorsion, il est donc l'opposé (en décibels) du rapport signal à bruit. Cette unité peut remplir la fonction recherchée pour le besoin de Renault, cependant, je me suis également penché sur une alternative : le SINAD, cité dans la norme CEI 60315 (voir § 5.4).

6.1.3 SINAD

Le SINAD est généralement utilisé comme "note" de qualité audio dans la caractérisation des récepteurs radios. Par exemple, la sensibilité d'un récepteur radio est généralement spécifiée par les fabricants pour une valeur de SINAD = 12dB, ce qui correspond approximativement à la limite d'intelligibilité pour la parole.

Il consiste à réaliser la mesure d'un même signal deux fois : AVEC et SANS filtrage du signal utile. L'équation du SINAD exprimé décibels est la suivante :

$$SINAD = 20 \times \log \left(\frac{U_{Signal+Bruit+Distorsion}}{U_{Bruit+Distorsion}} \right) \quad (3)$$

On rencontre aussi cette équation sous la forme d'un rapport de puissance :

$$SINAD = 10 \times \log \left(\frac{P_{Signal+Bruit+Distorsion}}{P_{Bruit+Distorsion}} \right) \quad (4)$$

On voit que contrairement à un rapport signal à bruit, le SINAD est strictement positif. La différence entre SINAD et THD+N est une simple question de convention. Le graphe suivant montre les valeurs obtenues dans les deux unités en fonction du SNR, en l'absence de distorsion, avec un guide approximatif des effets perçus :

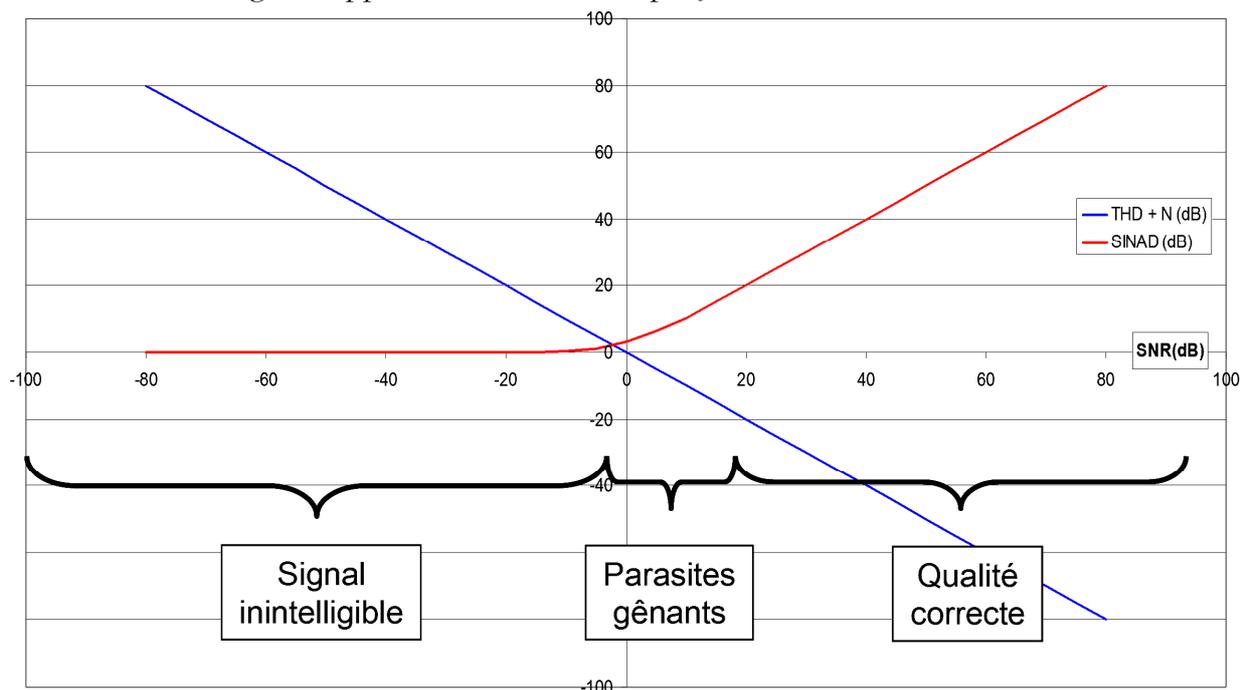


Figure 16. - Evolution du THD+N et du SINAD en fonction du SNR.

Le SINAD a l'avantage de se comporter comme une note (0 = pire cas), tandis que le THD+N est plus parlant pour les personnes habituées aux spectres de mutisme de la CEM (voir § 4.4.1) : dans lesquels "bas = silence / haut = bruit". On voit également que sans distorsion, pour les valeurs supérieures à 10 : SINAD \approx SNR.

Dans la pratique, j'ai développé les premières versions de logiciel avec un menu déroulant permettant de choisir entre THD+N et SINAD. A l'usage, un consensus chez le client s'est dégagé en faveur du second, j'ai donc supprimé cette fonctionnalité.

6.1.4 Note sur la notion de "moyenne" d'un SINAD

Par nature, un SINAD est une valeur en décibels, même si on ne représente habituellement pas le symbole "dB". La manière la plus courante de moyenniser des valeurs en dB entre elles est de ramener les valeurs à un rapport de puissance avant d'effectuer une moyenne **arithmétique**, ce qui s'exprime comme ceci :

$$SINAD_{moy} = 10 \times \log \left(\frac{\sum_{i=1}^n \left(10^{\frac{SINAD_i}{10}} \right)}{n} \right) \quad (5)$$

Note : La moyenne arithmétique effectuée sur les rapports de puissances est équivalente à une moyenne **quadratique** effectuée sur les rapports de tensions.

Cependant, si on considère le SINAD comme une "note", directement représentative d'une qualité perçue, il est plus représentatif d'effectuer une moyenne arithmétique directement sur cette note, et par conséquent en dB :

$$SINAD_{moy} = \frac{\sum_{i=1}^n SINAD_i}{n} \quad (6)$$

On peut noter que ce mode de calcul est équivalent à effectuer une moyenne **géométrique** sur les rapports de puissances.

Il n'y a pas de réponse strictement correcte ou fautive en termes de choix du mode de calcul pour une moyenne "perçue". Le graphe suivant illustre les deux calculs de moyennes entre des SINAD de 40 et de 5, soit des prestations respectivement "excellente" et "inaudible".

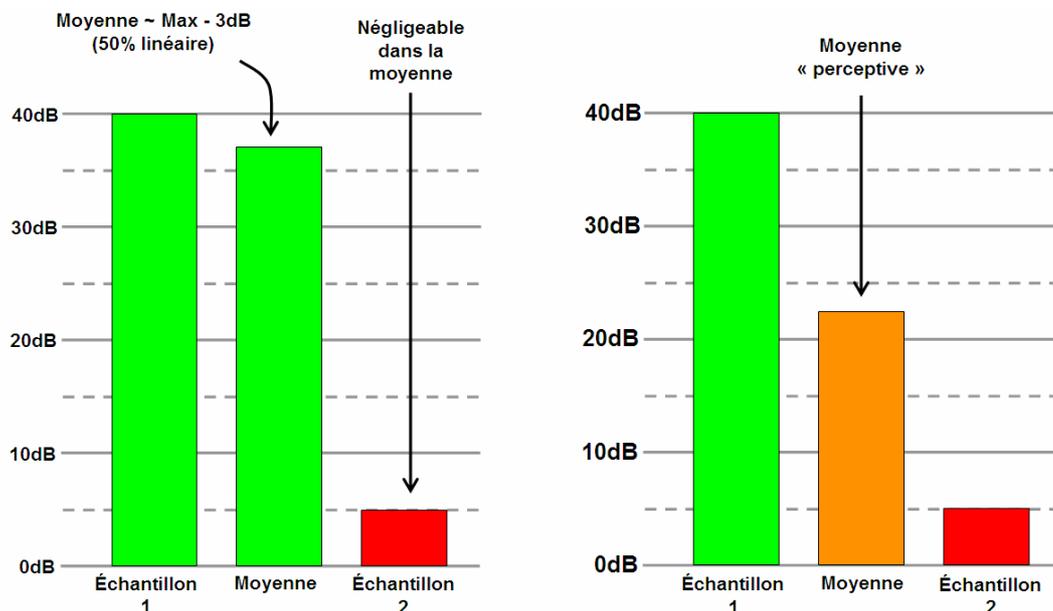


Figure 17. - Illustration de deux modes de moyennages entre valeurs éloignées.
Gauche : linéaire en puissance / Droite : directement en SINAD (dB)

On voit qu'il est plus représentatif pour notre usage de moyenniser les valeurs en dB. Néanmoins, une question se pose sur la nécessité de "plafonner" les valeurs hautes. En effet, au delà d'un seuil de SINAD, l'auditeur ne distinguera plus un son jugé "parfait" d'un son "plus que parfait". La diversité entre niveaux d'exigences des auditeurs rend difficile l'établissement de ce plafond, pour l'instant, aucun plafonnement n'a été décidé.

6.2 Choix de la pondération et du détecteur

Il est apparu que le modèle cité dans la norme UIT-R 468-4 était le seul dérivé de travaux en lien réel avec l'usage envisagé.

Cependant, afin d'assurer une inter-comparaison avec les spécifications publiées par les fabricants d'équipements audio, j'ai mesuré la différence entre les niveaux affichés par les deux circuits de pondération/détection en présence de signaux courants : Sinus 1kHz, Bruits blanc et bruit rose¹⁸.

Les fichiers échantillons ont été réalisés avec le logiciel Audacity, puis exportés vers un enregistreur/lecteur à disque dur. La sortie est analysée par l'analyseur audio UPL, comme le montre la figure suivante.

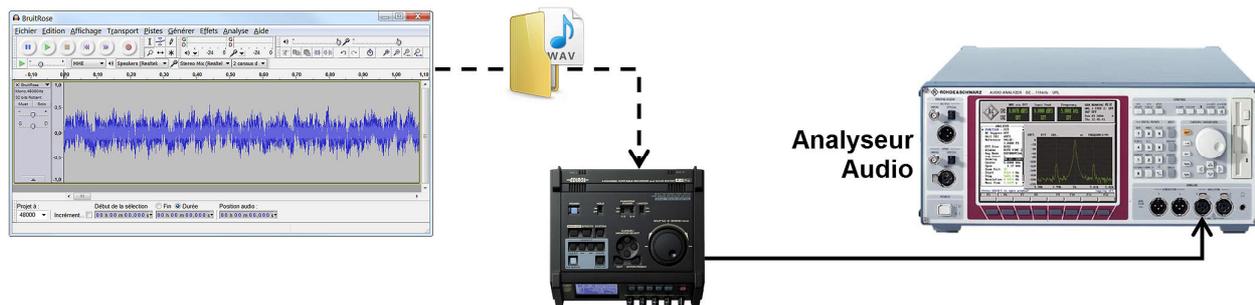


Figure 18. - Analyse directe par un analyseur audio.

Note : Face à un sinus permanent à 1kHz, le détecteur quasi-crête tendra en réalité vers sa valeur crête, qui sera donc supérieure à la valeur efficace (RMS) dans une proportion de $\sqrt{2}$. Le but étant de comparer des rapports signal à bruit, dans lesquels un sinus mesuré avec le même circuit sert de référence, j'ai normalisé les résultats par rapport à ce signal en multipliant les valeurs RMS par $\sqrt{2}$ avant de les convertir en dB, afin que la différence affichée corresponde réellement à la différence qui serait mesurée en SNR.

Tous les résultats sont en décibels, normalisés par rapport au RMS 1s non pondéré :

	Sinus 1k	Bruit blanc	Bruit Rose
RMS 'S' (=1s) avec Pondération 'A' ($\times\sqrt{2}$)	0	-3,59	-3,92
Pondération & détecteur UIT-R 468-4	0	+10,44	+7,67
Différence entre circuits	0	14,03	11,59

Table 2. - Différence entre circuits de mesure pour des bruits courants.

Le bruit rose est réputé le plus représentatif de ce qui est observé sur les circuits audio, on peut donc estimer qu'il faut soustraire une douzaine de dB aux caractéristiques de SNR publiées selon la méthode "A/RMS" pour obtenir leur valeur équivalente selon la méthode de l'UIT-R.

¹⁸ Le bruit blanc est un bruit théorique, possédant une densité spectrale constante tout au long du spectre, le bruit rose est plus fréquent dans les circuits électroniques, avec un contenu moins important en haute fréquence : sa densité spectrale évolue en 1/f. Une infinité de bruits "colorés" est possible.

7 Choix d'architecture

7.1 Choix de l'architecture générale

Les normes telles que CEI 60315 et UIT-R 468-4 ont été rédigées à une époque où le traitement analogique du signal était la seule option possible, elles spécifient donc des instruments de mesures basés sur des voltmètres physiques, en spécifiant des schémas électriques et des valeurs de composants pour l'implémentation des réseaux de pondérations.

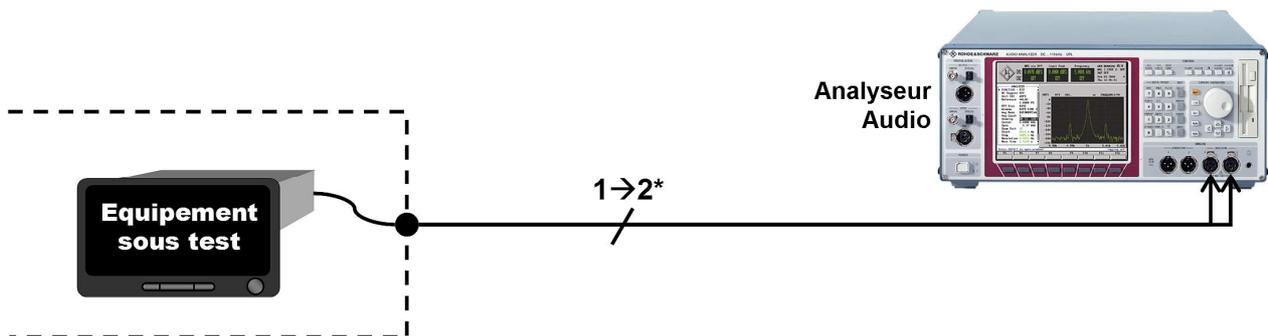
On a vu au paragraphe 5.1.2 que l'approche prise par Nissan, partenaire de Renault, se basait sur une approche de ce type, cette approche ayant été instaurée il y a de nombreuses années.

Aujourd'hui, la majorité des traitements de signaux est implémentables de façon numérique. L'évolution de la conception des analyseurs audio reflète cette tendance, citons comme exemple les analyseurs *Agilent* : le modèle récent *U8903A* numérise les signaux dès l'étage d'entrée, tandis que son prédécesseur, le *8903B* implémente les traitements en analogique, et ne numérise le signal qu'en sortie de détecteur¹⁹. Les instruments encore plus anciens ne numérisent pas le signal et l'affichent directement sur un cadran à aiguille (voir figure 10, page 17).

En se limitant aux traitements numériques, on peut lister les architectures possibles suivantes :

7.1.1 Analyse par un analyseur audio

Le raccordement direct d'un analyseur à l'équipement sous test est l'approche la plus intuitive :



* 2 voies maximum avec les deux analyseurs en possession de Renault (les deux connecteurs adjacents sont des sorties).

Figure 19. - Analyse directe par un analyseur audio.

Cependant elle comporte plusieurs défauts, elle ne remplit notamment pas le critère ② défini au paragraphe 4.4 : pas d'enregistrement du signal. Un phénomène ne peut pas être "rejoué" pour jugement humain. Cette approche ne remplit pas non plus le critère ⑩ : elle ne permet pas facilement de faire une mesure embarquée. Elle nécessite qu'un opérateur ait le regard en permanence sur l'écran de l'analyseur pour identifier un dépassement éventuel, ce qui nécessite une deuxième personne pour agir sur les commandes du véhicule si un scénario de fonctionnement du véhicule doit être déroulé. Pour palier à ces problèmes, il est possible d'insérer un enregistreur audio entre l'équipement sous test et l'analyseur, comme sur la figure ci-dessous.

¹⁹ Agilent Technologies. *Application Note : SINAD measurements using the Agilent U8903A Audio Analyzer*. 2012

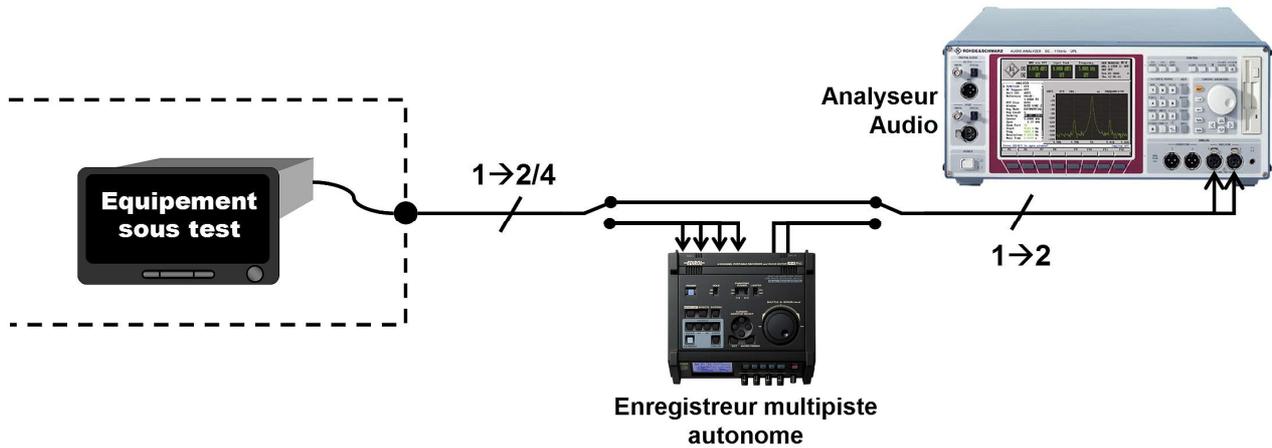


Figure 20. - Ajout d'un dispositif d'enregistrement.

Le modèle représenté ci-dessus est l'enregistreur audio à disque dur *Edirol* en usage par le service multimédia, il est alimentable sur piles pour les essais embarqués. Ses paramètres de SNR et distorsion sont très largement supérieurs à ceux des appareils à mesurer : on n'observe pas de différence entre la mesure directe et la mesure "différée". De plus, il comporte 4 voies, ce qui permet en cas de besoin l'enregistrement des 4 voies du véhicule²⁰, même si leur traitement par l'analyseur nécessite deux passes.

Il est possible d'améliorer le système en pilotant l'analyseur à l'aide d'un ordinateur. L'ordinateur permet de développer une interface plus intuitive pour l'opérateur final, en évitant les erreurs de configuration : les analyseurs nécessitent un grand nombre de réglages pour obtenir la configuration voulue. La commande permet d'enregistrer un journal des valeurs lues à l'écran, ce qui élimine le besoin de maintenir le regard en permanence sur l'analyseur :

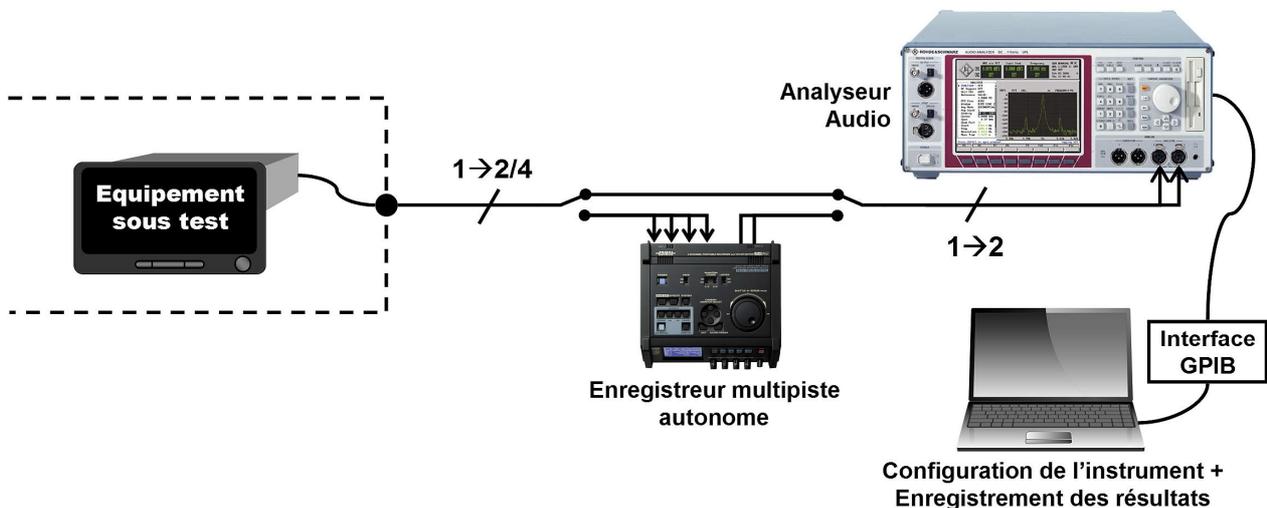


Figure 21. - contrôle à distance de l'analyseur.

Note : cette approche est proche de celle adoptée par tous les modèles proposés par *Audio-Precision*, qui sont dépourvus d'écran sur l'instrument. La commande se fait par l'USB, avec l'inconvénient suivant : seule la commande par leur logiciel propriétaire est possible.

J'ai étudié le fonctionnement des analyseurs audio à ma disposition : les 2 modèles *Rohde & Schwarz* présents chez Renault, et un autre de marque *Audio-Précision* obtenu en prêt pour évaluation. J'ai également étudié la documentation du modèle proposé par un troisième acteur sur ce marché : *Agilent*. Le principe de fonctionnement des analyseurs audio testés présente un

²⁰ Les haut-parleurs arrière des véhicules sont alimentés par des étages d'amplification séparés, une cinquième voie peut être présente dans le cas d'un caisson de basse déporté.

défaut, que ce soit dans les modes d'analyses temporels ou FFT²¹ : la mesure effectuée est en réalité un "pseudo temps réel", en effet, l'analyseur enregistre le signal pendant un certain temps, le traite, affiche le résultat, puis recommence un nouvel enregistrement, comme illustré ci-dessous :

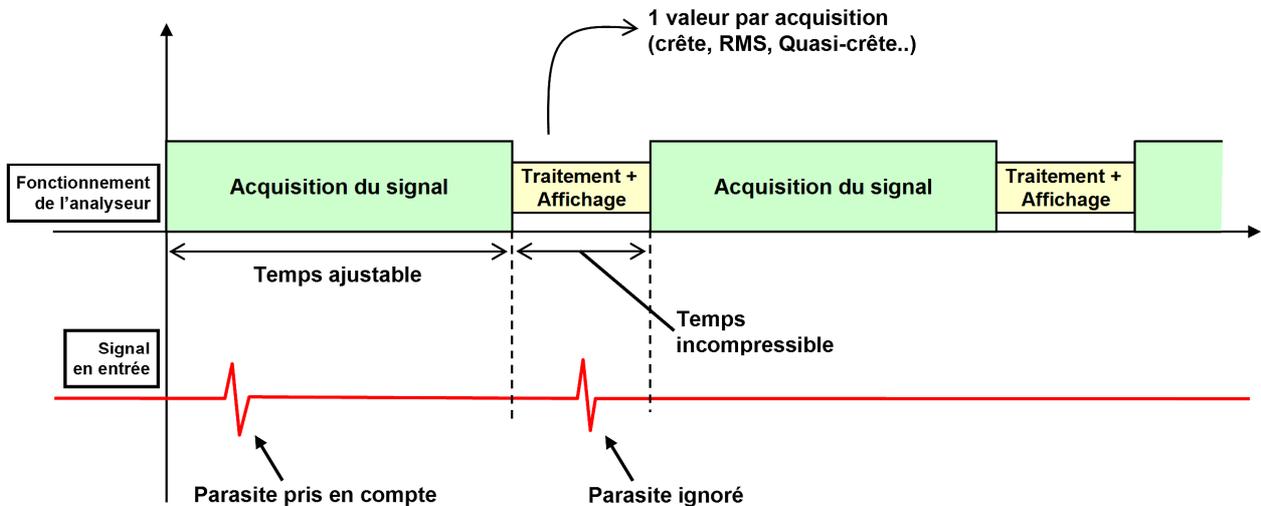


Figure 22. - Fonctionnement de principe d'un analyseur audio.

De plus, aucun des analyseurs audio testés et étudiés ne permettait la mesure de SINAD en une passe avec le détecteur Quasi-Crête.

A la lecture des notes d'applications fournies par les fabricants, on se rend compte que la philosophie de conception des analyseurs audio est orientée vers l'affichage à l'écran de situations statiques : bruit blanc ou bruits "colorés", afin de caractériser les paramètres de bruit / distorsion intrinsèques d'éléments audio. Ils sont inadaptés pour capturer des phénomènes furtifs, tels que présents lors des essais d'agressions extérieures impulsionnelles.

7.1.2 Approche 100% PC

Comme on l'a vu, un analyseur audio moderne est essentiellement un convertisseur Analogique/Numérique de bonne qualité connecté à un DSP²².

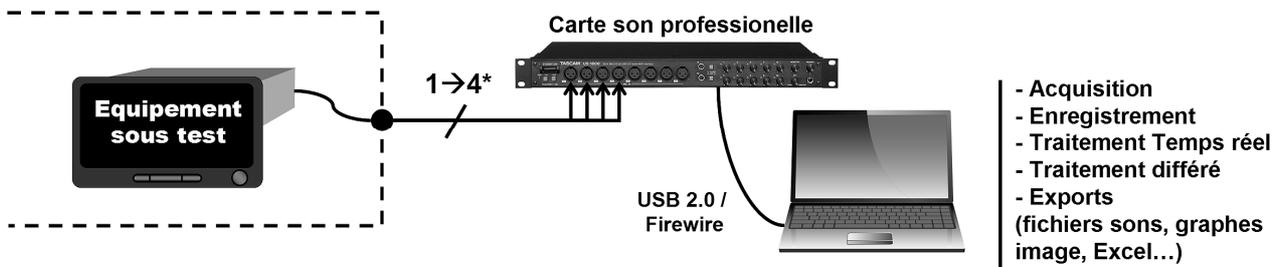
On a vu dans le paragraphe précédent que le développement d'une application d'interfaçage était inévitable même en cas d'utilisation d'un analyseur audio dédié. J'en suis arrivé à la conclusion que la meilleure solution était de développer une application intégrant directement le traitement de signal, et conçue dès le départ pour s'adapter au mieux au besoin du client. Les capacités de traitement actuelles permettent de se passer de DSP dédié et d'utiliser à la place les ressources d'un PC.

Les cartes son intégrées aux ordinateurs ne sont pas de qualité suffisante pour les mesures envisagées. Par contre, il existe sur le marché un grand nombre d'interfaces d'acquisition à destinations des studios d'enregistrement dont les caractéristiques sont suffisantes.

La figure 23 ci-dessous montre l'architecture envisagée.

²¹ *Fast Fourier Transform* : Implémentation en temps discret de la transformée de Fourier. La FFT permet une représentation du signal dans le domaine fréquentiel, par l'analyse de "fenêtres" temporelles, par contre elle constitue par nature un détecteur de valeur efficace (RMS), l'information temporelle étant perdue dans la transformée.

²² Digital Signal Processor : processeur spécialisé dans le traitement de signal.



* 8 voies sont disponibles sur le modèle d'interface représenté (TASCAM). Néanmoins, le besoin exprimé n'a jamais dépassé 4.

Figure 23. - Architecture PC + carte son.

Dans la pratique, le besoin de quadriphonie ne s'est pas concrétisé, par contre, j'ai jugé intéressant d'utiliser une interface alimentée par le bus USB, ce qui permet de réaliser des mesures de terrain grâce à la batterie d'un ordinateur portable.

L'application doit en outre être conçue pour pouvoir traiter, en plus des acquisitions issues de la carte son, des fichiers issus d'autres dispositifs, comme par exemple l'enregistreur à disque dur présenté précédemment :

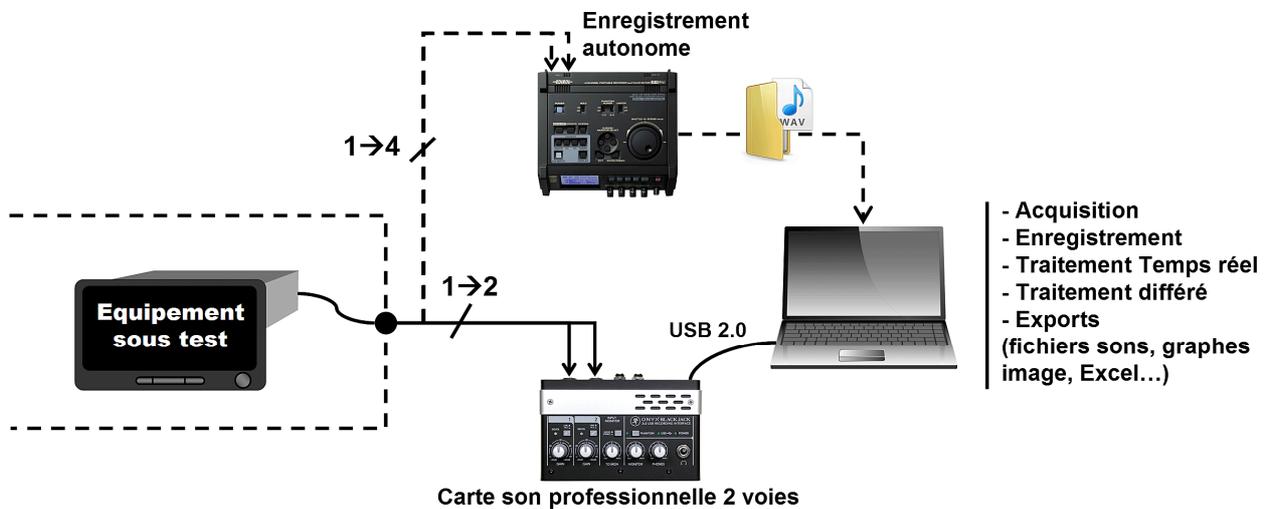


Figure 24. - Architecture PC + carte son : choix final.

L'avantage des interfaces d'acquisition sonore est qu'une fois installées sur le PC, elles sont reconnues par Windows comme une carte son standard, ce qui permet de changer d'interface de façon transparente pour le logiciel. C'est un atout important pour la gestion de l'obsolescence du matériel, ainsi que pour l'évolutivité, en permettant par exemple l'ajout de voies supplémentaires au système. Ce choix a également présenté un avantage pour le développement logiciel, en permettant des validations de principe même en l'absence d'interface physique grâce à la carte son d'origine du PC.

7.2 Génération des signaux utiles

7.2.1 Amplitude

En ce qui concerne les mesures en FM, qui sont les plus demandées, la norme CEI 60315-4 spécifie des tests en pleine échelle, soit une déviation crête de $\pm 75\text{kHz}$ pour la majorité des pays. Dans un signal radiodiffusé réel, la déviation maximale n'est atteinte que de façon transitoire (percussions, consonnes plosives...). Pour cette raison, un sinus à 1kHz en pleine échelle aura une intensité ressentie (et mesurée) plus forte que celle d'un signal réel.

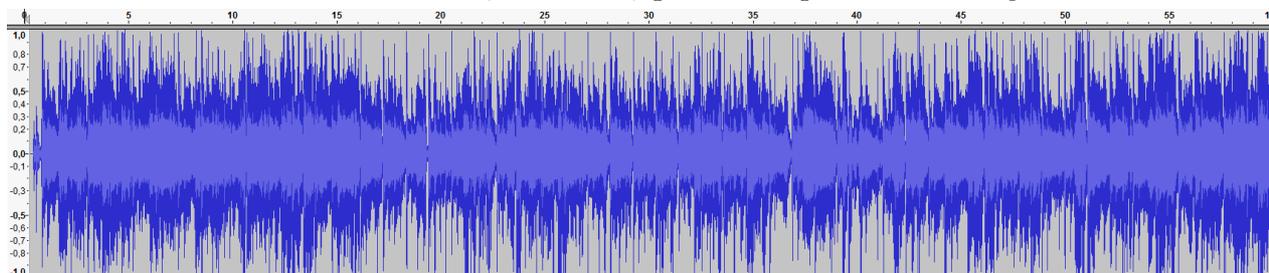


Figure 25. - exemple de programme musical pleine-échelle.

Un autre raisonnement suggéré par le client consistait à rechercher une solution pire-cas, constituée ici par un signal très faible. Cependant, mon expérience personnelle montre qu'il est souvent plus judicieux de rechercher des conditions nominales, et d'ajuster le niveau d'exigence en modifiant le critère d'acceptabilité.

Par conséquent, j'ai fixé l'amplitude nominale de test à 2/3 de la pleine échelle, ce qui se traduit pour les applications courantes en :

- ➔ Déviation crête de $\pm 50\text{kHz}$ en FM (hors sous-porteuse stéréo).
- ➔ Déviation 66,7% en AM.
- ➔ $\pm 0,667$ soit $-3,5\text{dBFS}^{23}$ pour les formats numériques (CD, clef USB).
- ➔ $-13,5\text{dBu}^{24}$ soit $0,164\text{V}_{\text{RMS}}$ pour l'entrée ligne.

7.2.2 Génération du signal modulé FM

Les stations FM commerciales actuelles diffusent un multiplex stéréo. La diffusion stéréo en FM consiste à combiner les deux canaux Gauche et Droite de la manière suivante :

- ➔ Signal Gauche + Droite, sur la porteuse principale
- ➔ Signal Gauche - Droite, sur une sous-porteuse à 38kHz

La présence d'une diffusion stéréo est signalée par une sous-porteuse à 19kHz.

Un récepteur radio non compatible avec le signal stéréo ne démodulera que le signal dans la bande "standard" jusqu'à 15kHz et diffusera donc un signal mono contenant un mélange des deux canaux.

Le signal audio est également soumis à une préaccentuation des aigus, qui est annulée dans le récepteur, de façon à améliorer le rapport signal-bruit. Cette préaccentuation a une constante de temps de $50\mu\text{s}$ pour la majorité du monde, et $75\mu\text{s}$ en Amérique du Nord.

Un générateur *Robde & Schwarz* SML01 équipé de l'option de modulation FM stéréo est disponible chez Renault, il est indiqué dans les notes d'application de *Robde & Schwarz* pour les mesures de SNR sur les récepteurs FM en combinaison avec l'analyseur UPL.

²³Décibels "Full Scale".

²⁴La pleine échelle pour une entrée ligne "grand public" est de -10dBu . Le dBu est historiquement issu de la téléphonie : il représente 1mW sur une charge standard de 600Ω , soit $0,775\text{V}_{\text{RMS}}$, pour une sinusoïde.

Ce générateur comporte une source interne de signal modulant intégrant le multiplexage stéréo de la bande de base. La préaccentuation est réglable et fixée par défaut à 50 μ s, mais n'a pas d'importance réelle pour la diffusion d'un signal mono-fréquence.

Le générateur peut également émettre un message prédéfini sur la sous-porteuse RDS à 57kHz²⁵. Après expérimentations, j'ai décidé de ne pas émettre de signal RDS dans les essais typés "CEM", afin d'éviter des effets imprévus sur certaines radios²⁶.

Afin de pouvoir utiliser les générateurs vectoriels SMU200A de Renault pour la génération du signal FM stéréo, j'ai développé une application transformant un flux audio stéréo arbitraire (fichier WAVE) en multiplex stéréo exprimé en modulation I&Q exploitable par le générateur vectoriel. Les détails de cette réalisation sont donnés en annexe D.

7.2.3 Génération du signal AM

Tous les synthétiseurs de laboratoire intègrent une fonction de modulation AM. Cette modulation est beaucoup plus simple qu'en FM, l'information audio n'étant pas codée dans des sous-porteuses²⁷.

7.2.4 Formats numériques

Pour le CD, un fichier WAVE de qualité CD est généré avec le logiciel Audacity : échantillonnage à 44,1kHz sur 16 bits, et gravé au format CD.

Pour l'USB, certaines radios ne peuvent pas lire les fichiers WAVE, dans ce cas, la compression est réalisée à partir de la source Audacity (format natif : 32 bits flottant) par l'algorithme *LAME* à 256kbps, débit constant. La figure 26 montre les artefacts de compression introduits sur une sinusoïde par la compression MP3. Le fichier compressé n'est pas issu du CD ou du fichier WAVE en lui-même mais d'une source de qualité supérieure.

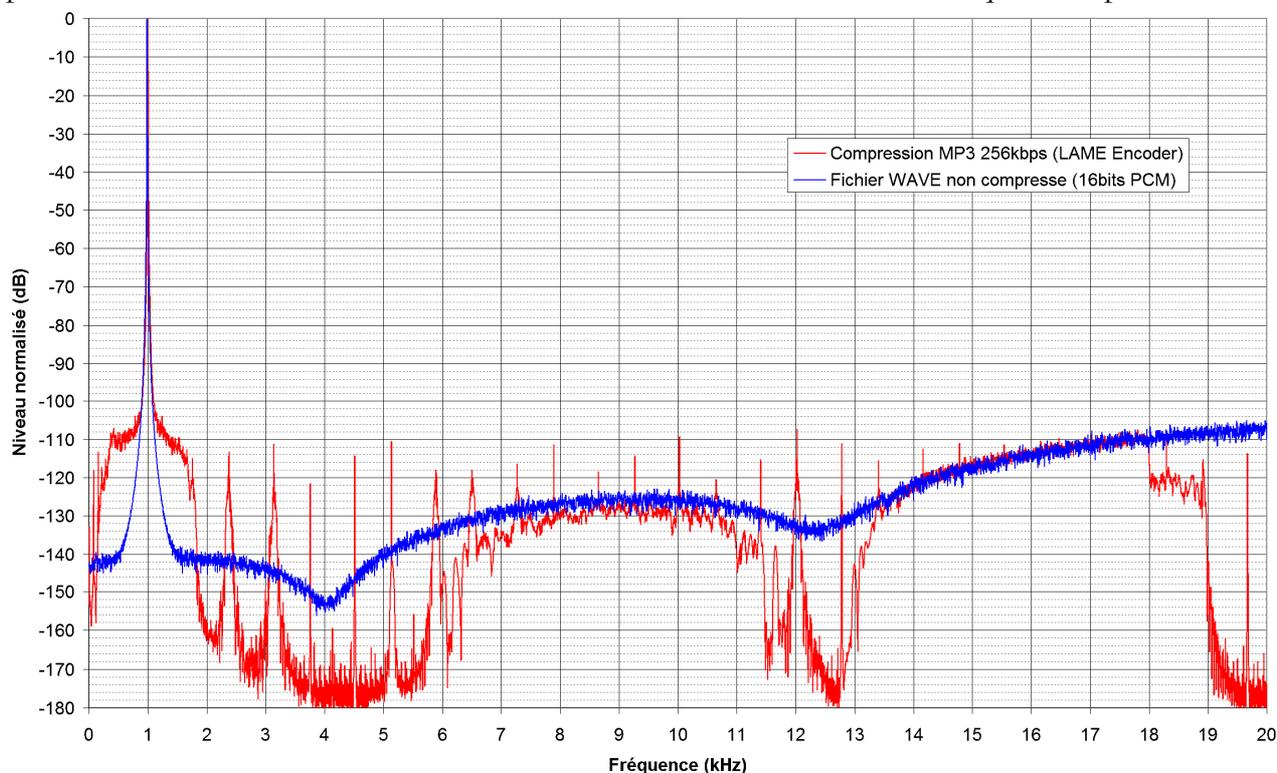


Figure 26. - Spectres normalisés d'un signal à 1kHz en format WAVE 16bits et MP3 256kbps.

²⁵ *Radio Data System* : envoi de données numériques bas-débit dans les canaux FM, sur une sous-porteuse à 57kHz, comprenant notamment l'identification de la station écoutée.

²⁶ En situation de signal faible, les radios mono-tuner utilisent le même tuner pour rechercher une meilleure station de même identifiant RDS, ce qui occasionne des microcoupures qui ne sont pas imputables à des parasites externes.

²⁷ En modulation AM, les sous-porteuses sont utilisées par certaines stations pour l'émission de données bas-débit, telles que le signal horaire émis par France Inter à 162kHz.

On voit que le signal MP3 introduit des raies parasites sans pour autant introduire de distorsion harmonique : leurs fréquences ne sont pas des multiples du 1kHz d'origine. Dans les cas pratiques, ces artefacts sont néanmoins très inférieurs aux défauts mesurés sur les équipements.

7.2.5 Entrées auxiliaires analogiques

Une source de signal de bonne qualité doit être utilisée. La meilleure source disponible est celle fournie par la sortie des analyseurs audio. La sortie des interfaces audio USB dédiées à l'application est également d'une qualité suffisante²⁸ mais nécessitera une mesure de tension au voltmètre pour l'ajustement du volume. Il est également envisageable mais non recommandé d'utiliser un générateur basse fréquence : le modèle *Agilent 33521A* testé présente une distorsion plus importante, le SINAD maximal mesurable dans ce cas est de 60 ce qui sort des exigences fixées, mais peu suffire pour une majorité d'applications.

Les entrées AUX du véhicules sont de type asymétrique, elles nécessitent donc une sortie compatible avec ce type de signal²⁹. L'interface audio choisie permet le raccordement aux deux types, ainsi que les analyseurs audio. La sortie des GBF est toujours asymétrique (coaxiale).

²⁸ Voir figure 63, §9.7, page 67.

²⁹ Voir paragraphe 8.1.1 pour la distinction entre les signaux symétriques et asymétriques.

7.3 Choix de l'architecture logicielle

Le logiciel le plus utilisé dans le monde de l'automobile pour les calculs scientifiques est Matlab/Simulink de *The MathWorks*. Tous les postes Renault, y compris ceux de bureautique peuvent obtenir une licence sur simple demande. Ayant moi-même une expérience préalable de cet environnement, il s'est imposé comme la plateforme de développement la plus logique.

La partie la plus délicate dans la réalisation du projet se situe dans l'implémentation numérique des filtres et détecteurs. Les modules Simulink de la bibliothèque "*DSP System toolbox*³⁰" sont bien adaptés à cet usage.

Simulink permet de simuler des phénomènes linéaires et non linéaires, il est employé par exemple pour des simulations aérodynamiques, mécaniques, thermiques ou électriques. J'ai eu notamment l'occasion de l'utiliser dans la modélisation de lois de contrôle/commande d'actionneurs dans le cadre d'une autre mission.

Simulink peut être utilisé pour travailler avec deux types de signaux différents : des signaux en **temps continu** ou des signaux en **temps discret**, et permet une hybridation des deux dans un même modèle. En réalité, la simulation étant par nature numérique, les signaux traités par Simulink seront forcément quantifiés dans le temps. Le traitement des signaux "continus" sera simulé par une adaptation automatique du temps de cycle du modèle, selon un algorithme appelé "solver", les signaux à variation rapide seront traités plus finement que ceux évoluant plus lentement.

Dans ce projet, les signaux à traiter auront une fréquence d'échantillonnage déterministe de 48kHz. Par conséquent, il est logique de fixer un temps de cycle de 1/48000^{èmes} à la simulation, en forçant tout le modèle à travailler en temps discret, donc sans solver. Ceci est nécessaire, car les traitements envisagés : filtres numériques ou FFT nécessitent pour fonctionner un taux d'échantillonnage fixe. A noter : il existe sous Simulink des filtres fonctionnant en temps continu, ces filtres sont appelés "filtres analogiques" car ils simulent une implémentation physique. Il n'y a pas de plus-value dans notre cas à les utiliser, un filtre 100% numérique étant nettement plus rapide et souple d'utilisation.

Les algorithmes développés avec Simulink peuvent être utilisés seuls, mais obligent à une bonne connaissance du logiciel, ils ne sont donc pas utilisables par les opérateurs de mesure sans une interface homme-machine (IHM) plus conviviale. J'ai basé le développement de l'IHM sur un autre environnement de la famille Matlab : GUIDE (*Graphical User Interface Development Environment*) afin d'offrir à l'utilisateur une interface intuitive à base de fenêtres et de boutons ne nécessitant pas de compétences Matlab/Simulink particulières. Du code textuel Matlab sera nécessaire pour faire le lien entre le traitement du signal et l'interface utilisateur.

³⁰ Aussi appelée "*Signal Processing Blockset*" selon les versions de Matlab.

8 Choix matériels

8.1 Choix de l'interface

8.1.1 Type d'entrée

Pour réaliser un choix éclairé, il est nécessaire de connaître les caractéristiques du signal à capturer. La mesure se fait en sortie des étages de puissance audio, qui peuvent être intégrés à la radio ou dans un module de puissance séparé.

Tous les amplificateurs testés offrent une sortie **symétrique** : dans un signal symétrique, une tension inverse est fournie à chacun des deux conducteurs, **aucun des deux conducteurs ne doit donc être raccordé à la masse/-batterie ni à la terre.**

Une tension DC de mode commun est généralement présente en temps qu'offset entre la masse et chacune des lignes. Ce type de sortie permet d'obtenir une tension aux bornes du haut-parleur variant de -12V à +12V, soit 24V d'excursion à partir de la seule alimentation 12V de la batterie.

On rencontre généralement les termes "chaud" et "froid" pour désigner les deux pôles dans ce type de signaux, afin d'éviter la confusion avec les polarités '+' et '-'.

La figure ci-dessous montre deux représentations du même signal, référencé par rapport au "-batterie" (gauche), et en tension différentielle (droite).

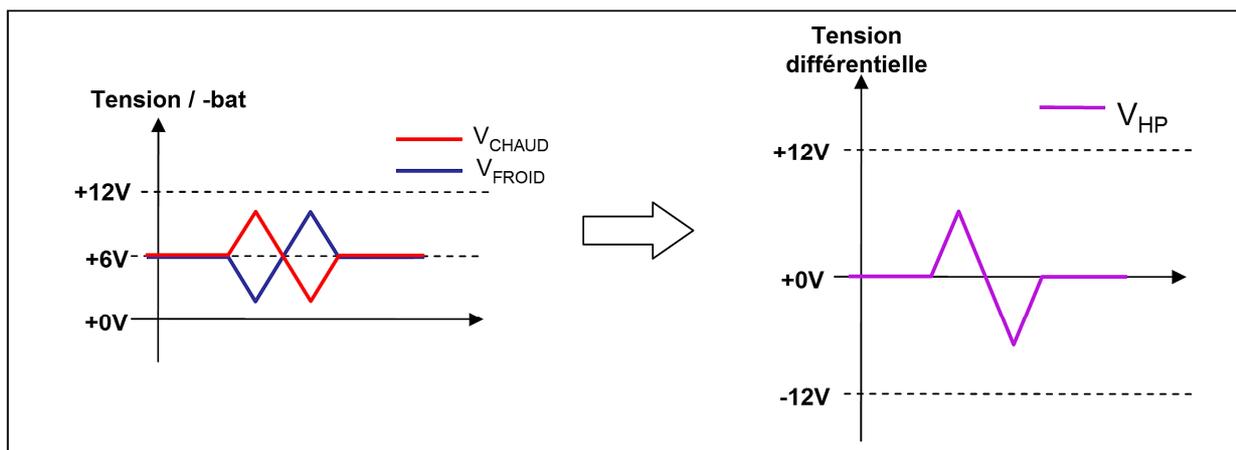


Figure 27. - Sortie symétrique typique.

Pour réaliser une mesure différentielle sans court-circuiter l'étage de sortie, il est nécessaire que le matériel d'acquisition soit également de type symétrique. En général, le matériel professionnel utilise des entrées symétriques, alors que le matériel grand public est doté d'entrées asymétriques.

Une autre contrainte sur le matériel d'acquisition est le niveau de tensions possibles : tous les équipements ne peuvent pas supporter une entrée de 12V. Il est nécessaire de choisir une interface adaptée ou à défaut de prévoir l'insertion d'un atténuateur résistif.

8.1.2 Bruit ramené par l'acquisition

Le bruit et la distorsion introduits par l'interface doivent être négligeables comparés aux caractéristiques à mesurer.

Le retour d'expérience sur le matériel existant nous amène à fixer la limite suivante : "le système doit pouvoir mesurer des SINAD jusqu'à au moins 70dB³¹, avec une erreur inférieure à 1dB". Pour simplifier les calculs, on identifiera le SINAD au SNR pour les valeurs élevées.

³¹ Dans la pratique, sur un signal FM, avec la pondération UIT-R, un SINAD de 50dB est déjà le signe de conditions favorables en environnement automobile.

Le bruit mesuré et celui de l'interface s'additionnent en puissance (et non en tension), ce qui aboutit à l'équation suivante du SNR mesuré:

$$\boxed{SNR = 10 \times \log \frac{P_S}{P_{Bi} + P_{Bm}}} \quad (7)$$

Avec :

P_S : la puissance du signal utile.

P_{Bi} : la puissance du bruit apporté par l'interface.

P_{Bm} : la puissance du bruit à mesurer.

Pour la suite, les calculs seront effectués en rapport de puissances linéaires.

On souhaite limiter l'écart entre SNR affiché et SNR réel à 1dB dans le pire cas. Cette différence de -1dB se traduit en rapport de puissance par :

$$10^{(-1/10)} \approx 0,794$$

D'où l'inéquation suivante :

$$\boxed{\frac{P_S}{P_{Bi} + P_{Bm}} \geq 0,794 \times \frac{P_S}{P_{Bm}}} \quad (8)$$

Qu'on peut simplifier ainsi :

$$\frac{P_{Bm}}{P_{Bi} + P_{Bm}} \geq 0,794 \quad (9) \quad \Leftrightarrow \quad \frac{1}{1 + \frac{P_{Bi}}{P_{Bm}}} \geq 0,794 \quad (10)$$

$$\Leftrightarrow \frac{P_{Bi}}{P_{Bm}} \leq \frac{1}{0,794} - 1 \quad (11) \quad \Leftrightarrow \quad \boxed{\frac{P_{Bi}}{P_{Bm}} \leq 0,259} \quad (12)$$

Soit en dB:

$$\boxed{10 \times \log(0,259) = -5,9dB} \quad (13)$$

On voit donc que pour une erreur de mesure de 1dB, le niveau de bruit introduit dans la mesure par l'interface doit être de 5,9dB inférieur au niveau de bruit à mesurer.

Si le système est prévu pour mesurer des niveaux des SNR jusqu'à 70dB, on en déduit un SNR minimum de l'interface : $70 - (-5.9) = 75,9dB$ si la même pondération est utilisée.

En prenant l'hypothèse d'un bruit rose, on peut traduire ce chiffre en pondération 'A' / RMS en ajoutant le chiffre trouvé en 6.2 :

$$SNR_{publié} \geq 75,9 + 11,6 \quad \Leftrightarrow \quad \boxed{SNR_{publié} \geq 87,5dB} \quad (14)$$

Les SNR annoncés par les fabricants d'interfaces professionnelles sont tous de l'ordre de 100dB ou plus. Le niveau de bruit ramené par l'interface ne sera donc pas un facteur limitant.

8.1.3 Distorsion

On a vu qu'en l'absence de distorsion, le SINAD et le SNR se confondent. De la même manière, le SINAD en l'absence de bruit s'apparente à l'opposé du THD (en dB).

En appliquant le même raisonnement qu'au 8.1.2, on voit qu'il faudra obtenir un THD inférieur à -75,9dB avec la pondération UIT-R 468-4³².

Les fabricants d'équipements d'enregistrement fournissent le taux de distorsion en THD non pondéré (mais limité à 22kHz). Cette approche ne permet pas directement de prédire l'impact de cette distorsion sur une mesure pondérée : en effet la courbe de pondération UIT-R 468 accentue les fréquences entre 1000 et 12500Hz, avec un maximum à 12dB aux alentours de

³² En prenant l'hypothèse pire cas que les harmoniques ajoutés par l'acquisition se somment aux harmoniques à mesurer.

6kHz. Le chiffre de THD publié minimise donc son impact comparativement à une mesure pondérée, d'une valeur inconnue, mais inférieure à 12dB³³.

D'où l'exigence dans le pire cas :

$$THD_{publié} \leq -75,9 - 12 \Rightarrow \boxed{THD_{publié} \leq -87,9dB} \quad (15)$$

La notation la plus courante du THD est sous forme d'un rapport de tensions linéaires exprimé en pourcents :

$$\begin{aligned} THD_{publié} &\leq 10^{\frac{-87,9}{20}} \\ \Rightarrow \boxed{THD_{publié} \leq 0,004\%} &\quad (16) \end{aligned}$$

8.1.4 Fréquence d'échantillonnage et nombre de bits

Pour couvrir l'ensemble du spectre audible par un humain, 20kHz suffisent, ce qui selon le théorème de Nyquist-Shannon nécessite une fréquence d'échantillonnage de 40kHz. Tous les équipements actuels permettent au minimum l'échantillonnage à 48kHz. Cette valeur est suffisante pour notre application.

L'échantillonnage en entiers signés de 24 bits est maintenant la norme sur les interfaces et enregistreur audio de bonne qualité.

De leur côté, les logiciels de calcul comme Matlab utilisent de façon native le format "double" à virgule flottante 64bits (IEEE 754).

Dans un nombre à virgule flottante, l'écart entre valeurs possibles varie en fonction de l'échelle, il est intéressant de savoir si la conversion d'un format entier vers un flottant est une source possible d'erreurs. L'usage en audio est de représenter les données normalisées sur la pleine-échelle, soit ± 1 . Le format "Double" IEEE 754 a un "pas" maximal au voisinage de 1 de 2^{-53} : environ 10^{-16} . Un flux d'entiers signés de 24bits normalisé à ± 1 aura un "pas" constant de 2^{-23} : environ 10^{-7} . On peut par conséquent importer des données en entier 24 bits vers un environnement à virgule flottante 64bits en ignorant les erreurs de ré-échantillonnage.

Pour l'export en format WAVE, le codage sur entiers signés de 16 bits est le plus courant et le mieux supportés par les logiciels de lecture, bien que les formats "entier 24bits" et "flottant 32bits" existent. A l'évaluation sur des signaux générés numériquement, il s'avère qu'en normalisant le son en pleine-échelle, la réduction vers 16 bits conserve un rapport signal-bruit suffisant pour l'application.

8.1.5 Interface choisie

J'ai choisi une interface de la marque *Mackie* car elle remplissait tous les besoins cités précédemment, avec une bonne réputation de robustesse. Le modèle "*Onyx BlackJack*" comporte deux voies, ce qui suffit pour le besoin actuel, il est reconnu comme carte son par les versions de Windows en usage chez Renault, sans avoir besoin d'installation, ce qui permet de l'installer sans droits administrateur³⁴.

Ses caractéristiques tirées du manuel sont les suivantes :

- ➔ SNR en enregistrement : 112dB, pondération 'A'.
- ➔ THD en enregistrement : <0,002% (-94dB), bande 22Hz-22kHz.
- ➔ Echantillonnage : 24 bits/48kHz.
- ➔ Niveau max en entrée : +25dBu (soit un sinus de 13,8Vrms ou 19,5Vcrête).

³³ La différence ne sera effectivement de 12dB que si l'intégralité de la distorsion se traduit par un harmonique unique à 6kHz, ce qui est improbable.

³⁴ Il n'est pas possible d'installer des pilotes de matériel sur la majorité des postes de Renault, y compris certains utilisés pour cette application.

En termes de coût d'investissement, à environ 200€, cet équipement est moins cher de plusieurs ordres de grandeurs qu'un analyseur audio, ce qui permet d'en acheter un modèle pour évaluation sans prendre de risque financier important.



Figure 28. - Interface USB "Onyx Blackjack" de Mackie.

Afin de permettre le monitoring du signal, et si besoin l'écoute dans des conditions correcte, j'ai opté pour un casque de monitoring fermé *Sennheiser HD280 PRO*. Un casque de monitoring fournit une réponse en fréquence relativement plate. Un casque fermé isole des bruits ambiants, ce qui est un atout dans la mesure où les écoutes peuvent être faites dans un environnement de laboratoire bruyant (souffleries, autres équipes).



Courbe de réponse

Réponse en champ diffus

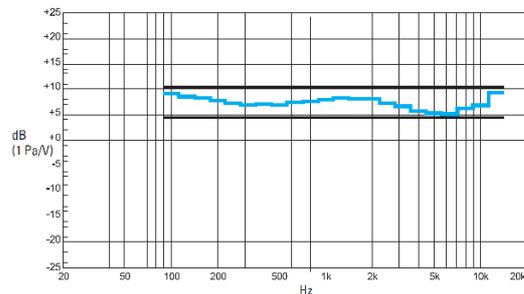


Figure 29. - Casque *Sennheiser HD280 PRO*.

Tout le matériel est commandé en deux exemplaires, afin d'équiper à la fois le laboratoire du Technocentre de Guyancourt et celui du centre technique d'Aubevoye.

8.2 Considérations électromagnétiques et raccordements

8.2.1 Acheminement du signal radio FM

Dans la plupart des cas, l'essai consistera à évaluer la qualité du son sortant d'une radio en présence d'un signal de référence FM. Plusieurs moyens sont possibles pour faire parvenir un son jusqu'à la radio :

- ↳ Injection directe de la sortie du générateur RF dans l'entrée du tuner : cette méthode est celle pratiquée pour une mesure de sensibilité, où on s'intéresse aux performances de démodulation en présence d'un signal aussi pur que possible. Par contre, ce raccordement n'est pas représentatif pour des essais typés "CEM", dans la mesure où les parasites ramenés par l'antenne sont occultés.
- ↳ Rayonnement du signal utile par une antenne dédiée, et véhicule en configuration client en cage anéchoïque : cette configuration est la plus proche du cas d'usage d'un

utilisateur écoutant une station en extérieur, c'est celle utilisée par Nissan³⁵. Cependant, il est difficile d'avoir un contrôle sur le niveau effectivement reçu par le tuner du fait des disparités de diagrammes de rayonnement entre véhicules. Le moyen de connaître le signal utile reçu est la substitution avant l'essai du tuner par un analyseur de spectre. On rencontre deux difficultés avec cette méthode, vérifiées par l'expérience. Premièrement, il sera nécessaire de réajuster le signal utile pour chaque fréquence testée, on peut s'aider pour cela d'un analyseur de réseaux en lieu et place du générateur et de l'analyseur de spectre : la mesure du paramètre S_{21} sur la largeur du spectre utile permet de réaliser une "table" de valeurs de correction consultable pendant l'essai. Deuxièmement, le mouvement d'un opérateur à l'intérieur du véhicule a tendance à impacter la transmission entre l'antenne d'émission et celle du véhicule, ce qui est problématique pour l'exécution de scénarios de test. Il est possible de limiter ce phénomène quand l'antenne du véhicule est un "fouet" monté sur le toit, en montant également l'antenne d'émission sur le toit du véhicule. Dans ce cas, on peut obtenir une répétabilité satisfaisante de la transmission entre antennes. Par contre, quand l'antenne est intégrée sur une surface telle que la lunette arrière ou le pare-brise³⁶, il n'est pas possible de s'affranchir de l'impact du corps humain dans la bande VHF³⁷.

- ↳ Rayonnement du signal utile par une antenne dédiée, avec monitoring continu de la puissance rayonnée par un coupleur directionnel : contrairement à la configuration précédente, un coupleur est inséré dans la chaîne de réception entre l'antenne et le tuner pendant toute la durée de l'essai. Ce coupleur doit être choisi pour avoir une atténuation négligeable dans sa voie directe, et une atténuation stable sur sa sortie couplée. Cette configuration évite l'étape d'étalonnage de la précédente, mais ne règle pas le problème d'irrégularité de la puissance reçue quand l'opérateur est dans le véhicule.
- ↳ Injection du signal par un coupleur : j'ai mis au point cette méthode pour palier au défaut des précédentes, tout en restant représentatif d'un cas réel en termes de parasites captés par l'antenne. Il s'agit d'utiliser un coupleur dans le sens inverse de la configuration précédente : au lieu d'extraire une portion de signal pour la mesurer, on vient superposer le signal utile en provenance du générateur à celui arrivant de l'antenne. Ainsi, seuls les parasites auront effectivement suivi une propagation rayonnée, le signal utile étant transmis en mode conduit dans toute la chaîne, ce qui garantit la stabilité du niveau. Il est nécessaire de caractériser précisément le coupleur et les câbles qui le relient au générateur afin de compenser cette perte.

Les antennes étant pour la plupart actives et alimentées en *phantom*³⁸, la solution retenue ne doit pas impacter la transmission du 12V continu du tuner vers l'antenne. Dans le cas du coupleur, ce continu ne doit pas par ailleurs se retrouver sur les voies couplées, afin de n'endommager ni le générateur ni la charge de terminaison. Certains coupleurs transmettent le continu au travers de leur voie directe, d'autres ont leur trois ou quatre voies en court-circuit à la masse en continu.

La figure ci-dessous montre la solution retenue pour l'injection d'un signal FM.

³⁵ Nissan utilise comme antenne une boucle située au dessus du véhicule.

³⁶ La majorité des modèles des constructeurs "généralistes" et "premium" intègrent une antenne cachée, soit en complément optionnel, soit en remplacement de l'antenne de toit traditionnelle, qui tend de plus en plus à être réservée aux modèles d'entrée de gamme.

³⁷ Avec une longueur d'onde de 3m, les transmissions en bande FM sont particulièrement sujettes à l'influence du corps humain ou d'obstacles de dimensions similaires sur la transmission.

³⁸ Dans une alimentation "phantom", une tension DC est fournie par le récepteur du signal entre l'âme et le blindage du câble coaxial,

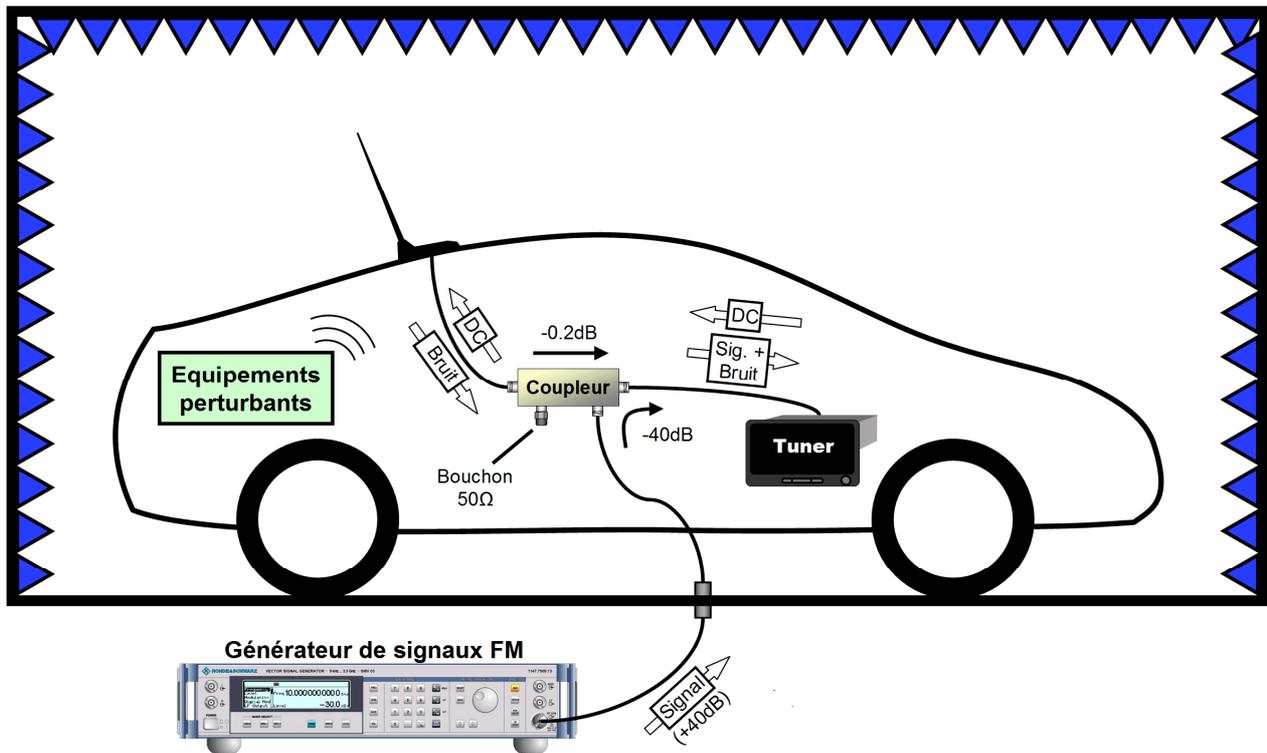


Figure 30. - Injection d'un signal FM en cage anéchoïque.

Le câblage d'antenne des véhicules Renault comporte généralement une platine d'interconnexion sous les garnitures du montant arrière droit, les câbles courts intégrés aux antennes (FM1, FM2, GPS, GSM...) se connectent à cet endroit sur les câbles partant en direction des récepteurs/calculateurs correspondants. Ce point d'interconnexion est le point d'accès privilégié pour l'installation du coupleur. A défaut, si l'antenne et son câble sont d'un seul tenant (antennes avant sur les véhicules utilitaires et low-cost), le coupleur est à raccorder en entrée de la radio.

La voie directe du coupleur sera utilisée pour la transmission de signaux parasites de fréquence inconnue, même si de manière générale, les signaux les plus critiques sont ceux rencontrés à proximité de la fréquence écoutée. Cette mesure est appliquée en complément des essais de mutisme, qui couvrent les fréquences jusqu'à 2GHz, il est donc nécessaire que le coupleur choisi puisse transmettre sans atténuation notable tous les signaux jusqu'au moins 2GHz.

Il n'y a pas d'exigence particulière en ce qui concerne la valeur exacte de couplage, ni sa largeur de bande, à partir du moment où elle est connue et stable sur la largeur de la bande FM³⁹, elle pourra être compensée par le générateur.

Le coupleur doit assurer une isolation suffisante pour éviter le renvoi du signal utile vers l'antenne.

Parmi les coupleurs disponibles au laboratoire que j'ai caractérisés à l'analyseur de réseaux, le DC3400 d'*Amplifier Research* est le plus adapté en termes de radiofréquences, bien que surdimensionné d'un point de vue puissance (et par conséquent assez encombrant).

³⁹ De 76MHz, début de la bande FM Japonaise, à 108MHz, fin de la bande FM mondiale.

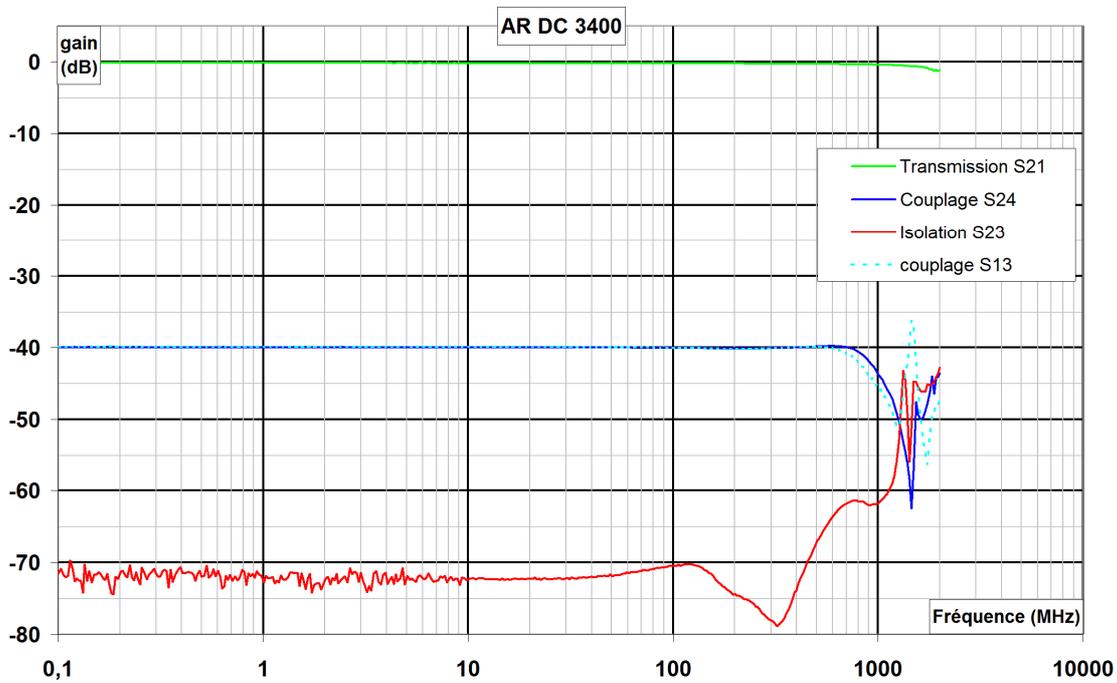


Figure 31. - Caractéristiques du coupleur choisi.

Les résultats représentés ci-dessus correspondent aux valeurs de transmission en conditions nominales : les ports non utilisés sont terminés par une impédance de 50Ω .

8.2.2 Acheminement du signal radio AM

A première vue, on peut penser que le raisonnement valable autour de 100MHz dans le paragraphe précédent l'est aussi aux fréquences de radiodiffusion AM⁴⁰. Pour cette raison, au vu des performances du coupleur en figure 31, j'ai initialement préconisé comme procédure de mesure la même installation physique pour les tests en AM et en FM, le seul changement étant dans les réglages du générateur.

En réalité, les paramètres mesurés du coupleur ne sont exacts que pour une impédance de 50Ω sur tous les ports. L'impédance des antennes et des radios aux fréquences VHF de la bande FM, quoique jamais exactement égales à 50Ω en sont suffisamment proche pour pouvoir appliquer directement les paramètres de la figure 31. Par contre, en AM, les antennes et radio fonctionnent en beaucoup plus haute impédance : plusieurs dizaines de $k\Omega$ ce qui rend les mesures avec l'appareillage de laboratoire "standard" 50Ω non représentatives.

Je me suis rendu compte du problème en validant l'approche par coupleur par le montage ci-dessous.

⁴⁰ Fréquences radio AM : 153-279kHz et 526-1606kHz dans la région 1 de l'UIT-R (Europe+Ex-URSS/Afrique). Dans les zones 2 et 3 (Amérique et Asie/Pacifique), pas de bande grandes ondes, et $F_{max} = 1710kHz$. Les récepteurs à ondes courtes (2-26MHz) ne sont pas communément installés dans l'automobile.

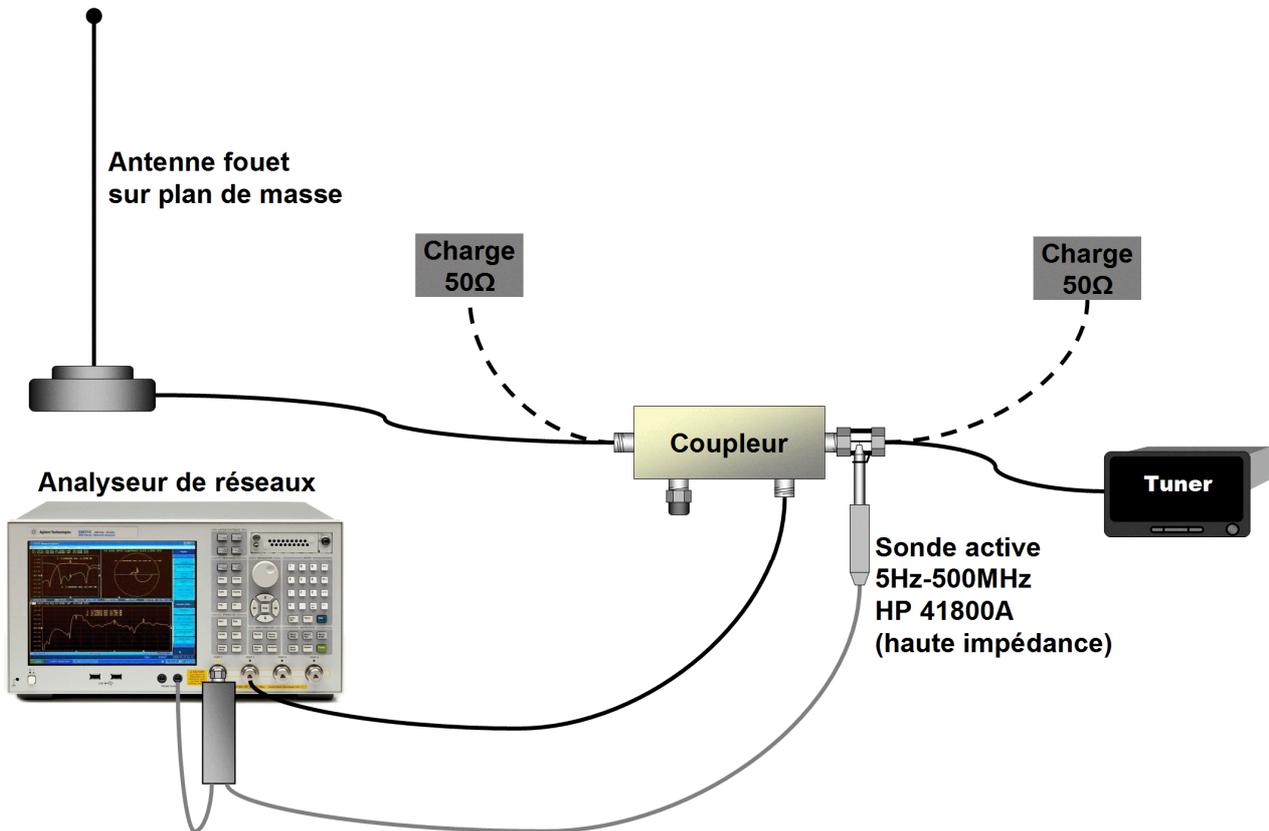


Figure 32. - Vérification du coupleur sous impédance réelle.

Dans ce montage, on mesure les pertes de couplage dans des conditions représentatives de la configuration réelle : seules les voies couplées sont reliées à des impédances de 50Ω , la voie directe est raccordée à une antenne et une radio réelles alimentée (l'impédance est différente à la fréquence syntonisée et aux autres). La sonde HF permet de connaître la tension réelle disponible sur la ligne de transmission sans l'affecter. Aux fréquences FM, la transmission observée en présence des radios/antennes réelles rejoint celles mesurées à l'analyseur de réseau. Par contre, aux fréquences AM, le signal arrivant au tuner est trop élevé d'environ 12dB par rapport aux valeurs prévues, du fait de la disparité d'impédances. Ce phénomène causera une cotation optimiste de la qualité audio en AM, ce qui est bien ce qui a été observé sur véhicule.

N'ayant pas trouvé de coupleur qui ne soit pas affecté par ce problème, la procédure actuelle consiste à émettre le signal avec une antenne externe. Aux fréquences concernées, l'effet du corps est négligeable : il est possible de se déplacer dans la cage sans impacter le niveau de réception. L'antenne d'émission est néanmoins positionnée à proximité de celle du véhicule.

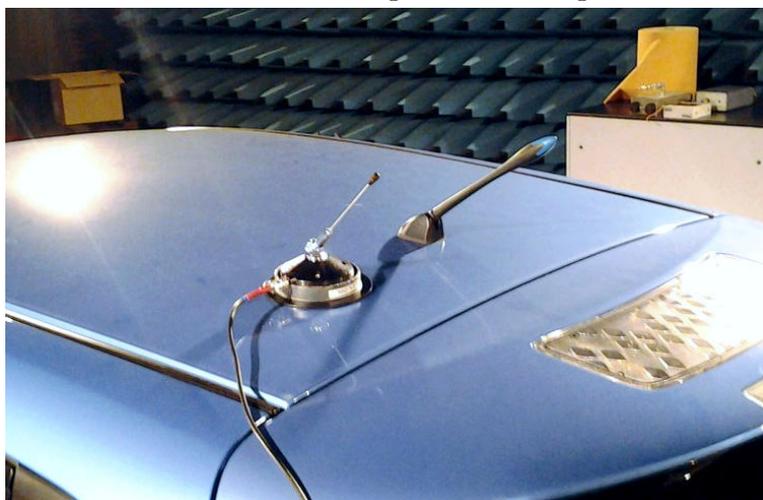


Figure 33. - Emission par une antenne externe proche de l'antenne de réception.

Pour régler le niveau, les essais sont réalisés à "iso-qualité à vide" : avant les essais, avec la radio seule allumée et pour chaque fréquence à tester :

- On ajuste la puissance d'émission obtenir une qualité "SINAD = 22"⁴¹.
- On note la puissance nécessaire au générateur pour obtenir cette qualité.

Ce mode d'essai diffère légèrement par sa philosophie de l'essai "à iso-puissance reçue" dans la mesure où il sera plus sévère pour une radio plus sensible. Cependant, il a également un sens, en répondant à la question : "un auditeur écoutant une radio faible à l'arrêt subira-t-il une dégradation du son au démarrage du moteur ou d'un accessoire?". L'auditeur n'a en effet aucun moyen de savoir s'il était en présence ou non d'une station faible, et ne considèrera jamais comme "normal" d'entendre ses essuie-glaces par les haut-parleurs.

Un essai à iso-puissance est tout de même réalisable, en utilisant un adaptateur d'impédance pour la normalisation du niveau par substitution. Cependant, cette méthode n'est pas appliquée dans l'état actuel des choses pour des raisons de complexité et de ressources disponibles.

8.2.3 Acheminement du signal audio vers l'interface

Un des problèmes rencontrés a été d'isoler l'objet sous test du spectre électromagnétique extérieur, et en particulier des émetteurs de radiodiffusion. Le simple fait d'enfermer un récepteur radio dans une cage de faraday ne garantit pas automatiquement son isolation électromagnétique. J'ai eu à corriger un problème de réception de stations FM "fort et clair" à l'intérieur d'une cage pourtant fermée :

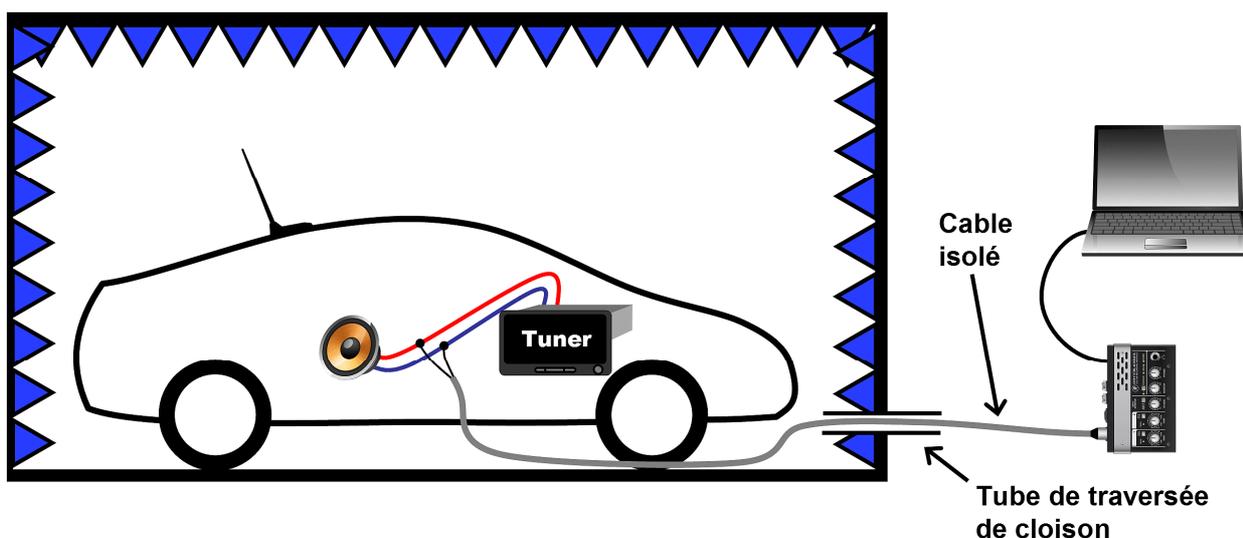


Figure 34. - Couplage électromagnétique involontaire en cage de Faraday.

En effet, on voit sur la figure ci-dessus que la section du câble audio située hors de la cage, ainsi que le matériel raccordé constituent une antenne susceptible de capter un signal, et de le réémettre à l'intérieur.

Il serait possible de supprimer le problème de réception radio involontaire en plaçant le matériel d'enregistrement dans la cage, mais on introduit dans ce cas une nouvelle source d'interférence (concrètement vérifiée en ce qui concerne le PC).

Le problème est totalement résolu par la mise à la masse du blindage du câble audio⁴² au niveau de la traversée de cloison, c'est donc la méthode préconisée pour la réalisation des essais, en attendant l'installation de véritables connecteurs traversants. Le matériau choisi est d'un usage courant en CEM : la paille métallique.

⁴¹ Léger souffle typique d'une écoute AM, voir §9.5.3, page 63 pour l'interface de mesure temps-réel facilitant cette procédure.

⁴² Le problème ne se pose pas avec les câbles RF, les cages étant toutes déjà équipées de connecteurs coaxiaux traversants.

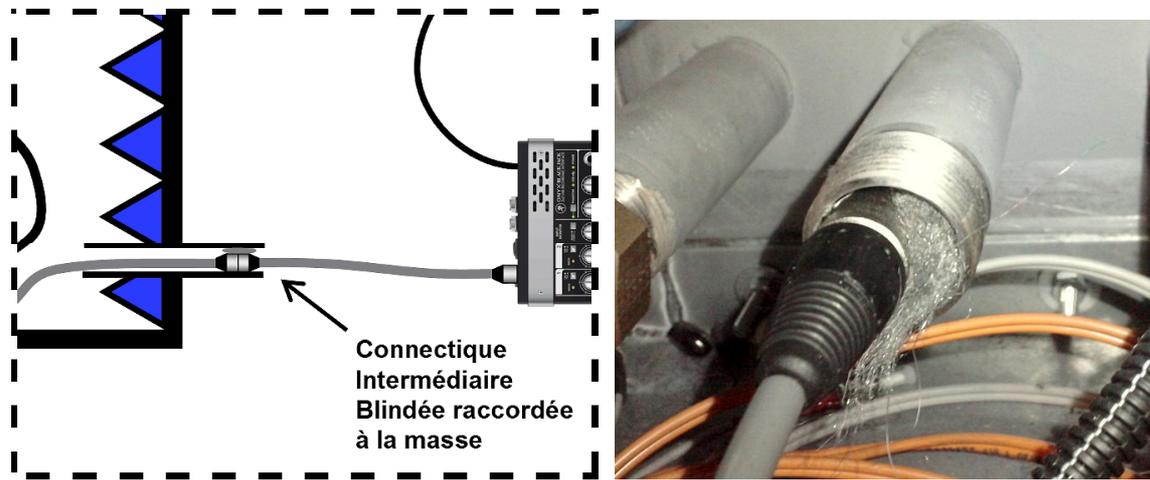


Figure 35. - Mise à la masse des câbles audio.

La connectique utilisée est de type XLR⁴³, c'est le format le plus répandu dans le monde audio professionnel. Un connecteur XLR comprend 3 contacts : chaud, froid et masse, et est généralement raccordé à un câble constitué d'une paire torsadé blindée. Par contre, contrairement à la connectique radiofréquence, la coque métallique du connecteur n'assure pas de rôle électrique : elle est flottante. Cette configuration ne permet pas en l'état de réaliser la reprise de masse représentée ci-dessus. Les câbles présents aux laboratoires d'essais ont donc dû être modifiés pour assurer la continuité électrique entre le blindage du câble celui du connecteur. Cette opération est prévue par le fabricant des câbles, avec une broche prête à souder.

Afin de faciliter le raccordement aux bornes des haut-parleurs en impactant de façon minimale les faisceaux de câblage, j'ai réalisé des interfaces pour adapter des pinces perce-isolants au câblage XLR.

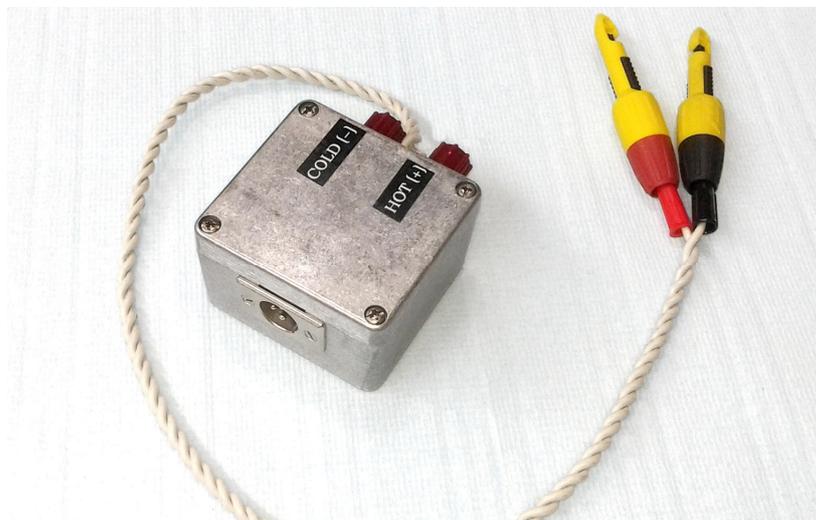


Figure 36. - Boîtiers de raccordement.

Ces boîtiers, réalisés à 6 exemplaires, comportent également des sorties "banane" femelles pour permettre le raccordement en parallèle d'un voltmètre. Les pinces perce-isolants réalisent un contact très fiable dans les câbles en laissant une marque très discrète, ce qui est primordial, les validations sur prototype étant sauf exception supposées être non-destructives. La section non blindée du câblage est torsadée afin de minimiser le couplage avec les sources environnantes de bruit électromagnétique.

⁴³ Parfois aussi appelés prises "Canon" ou "Neutrik" du nom de fabricants.

9 Développement logiciel

9.1 Vue d'ensemble du modèle

9.1.1 Première approche

La première définition que j'ai prise du SINAD était :

$$SINAD = 20 \times \log \left(\frac{U_{Signal} + U_{Bruit+Distorsion}}{U_{Bruit+Distorsion}} \right) \quad (17)$$

L'implémentation de cette équation consiste à prendre en entrée un vecteur de données issues d'un fichier son, et à le séparer en deux flux :

- ↳ D'un côté le signal utile : par l'usage d'un filtre sélectif à 1kHz.
- ↳ De l'autre les parasites : par l'usage d'un filtre réjecteur à 1kHz.

Le signal utile passera dans un détecteur d'enveloppe, pour évaluer son volume en fonction du temps, alors que le signal parasite sera filtré selon la pondération choisie, et alimentera le détecteur correspondant.

La figure ci-dessous est une copie d'écran du modèle Simulink :

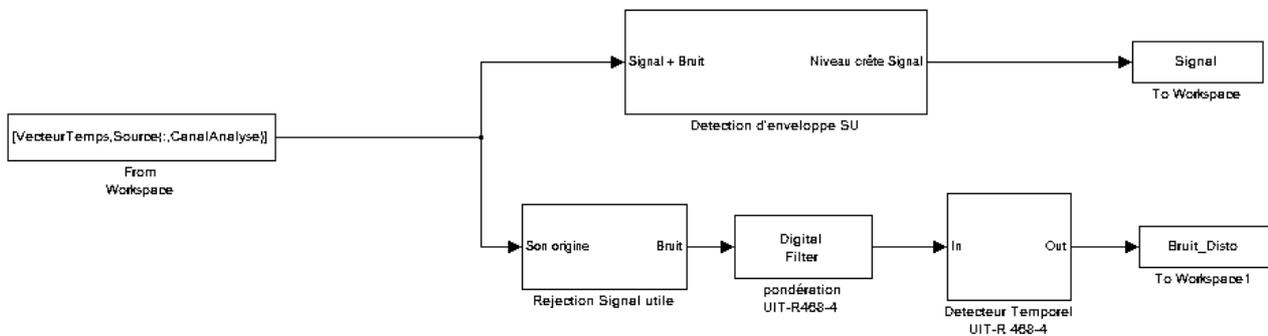


Figure 37. - Vue d'ensemble de l'algorithme de traitement (1ère version).

On voit sur la figure des blocs "From Workspace" et "To Workspace" : il s'agit des données arrivant et repartant vers l'interface de Matlab. Ce fonctionnement permet de contrôler le lancement du modèle Simulink par un script, et plus tard l'intégration dans un logiciel complet.

9.1.2 Approche révisée

Le modèle présenté précédemment est mieux adapté à un calcul de type "rapport signal à bruit". Cependant, à l'étude de la norme 60315, on se rend compte que le SINAD est défini comme le rapport entre le signal complet et le signal après réjection du sinus de test.

Si un détecteur RMS est utilisé, ce calcul peut être dérivé de l'architecture représentée en figure 37, on a en effet dans ce cas une équivalence entre les expressions ci-dessous :

$$SINAD_{RMS} = 20 \times \log \left(\frac{U_{RMS(Signal+Bruit+Distorsion)}}{U_{RMS(Bruit+Distorsion)}} \right) \quad (18)$$

$$SINAD_{RMS} = 10 \times \log \left(\frac{P_{Signal+Bruit+Distorsion}}{P_{Bruit+Distorsion}} \right) \quad (19)$$

$$SINAD_{RMS} = 10 \times \log \left(\frac{P_{Signal} + P_{Bruit+Distorsion}}{P_{Bruit+Distorsion}} \right) \quad (20)$$

$$SINAD_{RMS} = 20 \times \log \sqrt{\frac{(U_{RMS(Signal)})^2 + (U_{RMS(Bruit+Distorsion)})^2}{(U_{Bruit+Distorsion})^2}} \quad (21)$$

Cette équivalence est généralement tenue pour acquise, mais repose sur une propriété essentielle de la valeur efficace : la proportionnalité entre la puissance et le carré la tension. C'est la raison pour laquelle les grandeurs telles que SNR ou SINAD sont indifféremment exprimées en rapport de puissances ou de tension dans la littérature audio américaine, du fait de l'usage exclusif des détecteurs RMS outre-Atlantique.

Dans le cas d'une tension mesurée à l'aide de n'importe quel autre détecteur (moyenneur, crête ou quasi-crête), cette équivalence n'est plus vraie. Ceci a imposé le changement vers un modèle de ce type :

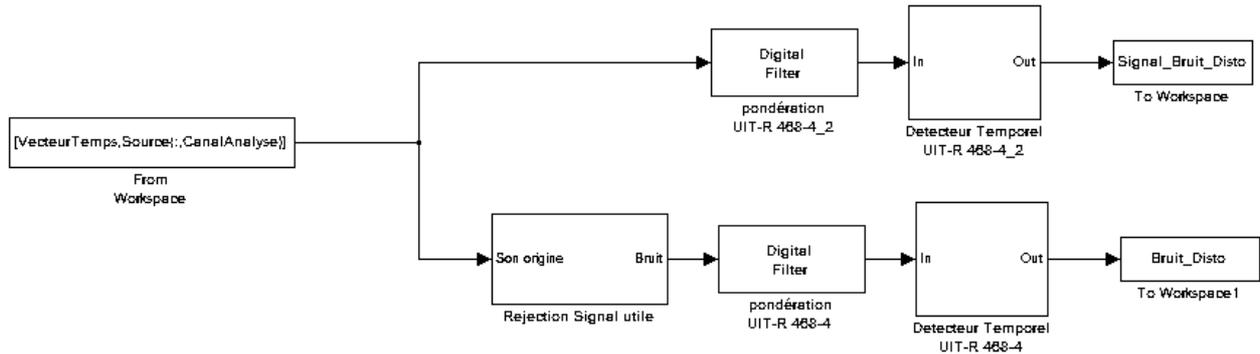


Figure 38. - Algorithme de traitement, conforme à la définition du SINAD de la norme 60315.

Dans la pratique, on constate expérimentalement que la différence de définition n'est visible sur les résultats que dans le cas de signaux très dégradés ($SINAD < 10$) du fait de l'équivalence entre SNR et SINAD pour les valeurs plus élevées (voir figure 16, page 25).

Cette architecture impose un temps de calcul plus important, dans la mesure où le détecteur quasi-crête constitue la majeure partie de la charge de calcul, c'est une des raisons pour lesquelles j'ai réalisé le portage de l'algorithme en code Matlab textuel⁴⁴.

Une optimisation supplémentaire a consisté à effectuer le filtrage de pondération en amont du filtre de réjection, afin de le mettre en commun aux deux branches. Cette inversion n'est possible que dans la mesure où des filtres linéaires sont utilisés.

9.2 Développement du détecteur

La norme définissant le détecteur quasi-crête ne donne pas d'indication précise sur sa réalisation pratique. A la place, elle fixe un ensemble de signaux de test et indique les valeurs devant être lues pour ces signaux. L'extrait ci-dessous montre la formulation utilisée.

⁴⁴ voir § 9.6, page 65.

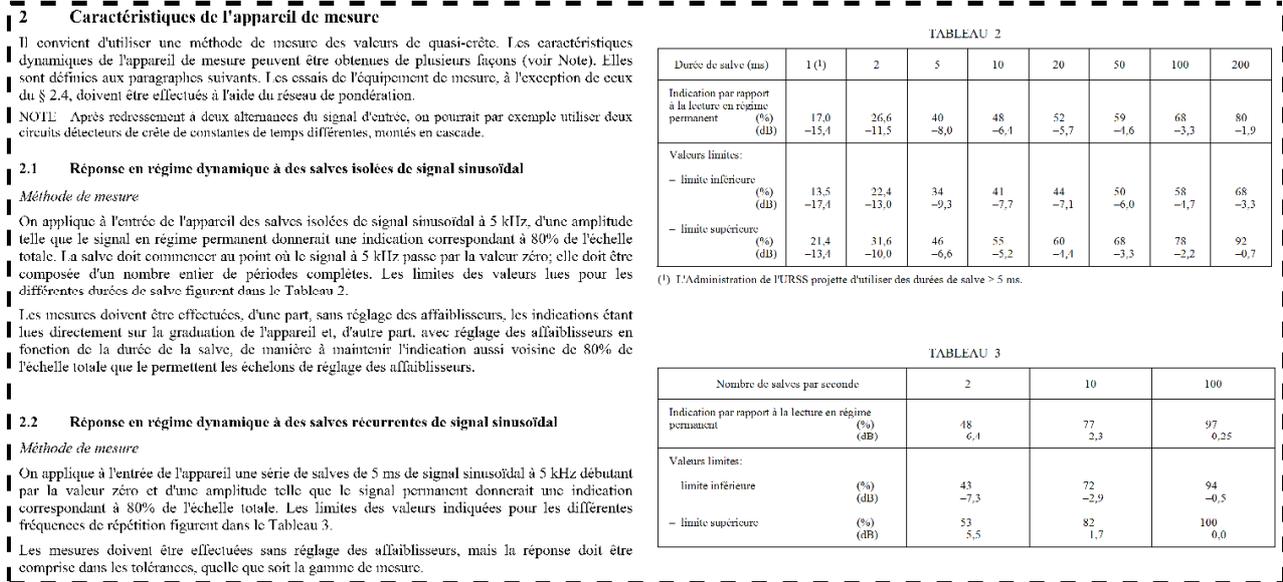


Figure 39. - Extrait de la norme UIT-R 468-4.

La norme spécifie deux types de stimuli distincts basés sur une sinusoïde à 5kHz :

- Une salve isolée d'une durée de 1 à 200ms.
- Une série de salves récurrentes de 5ms, avec une fréquence de répétition de 2 à 100Hz.

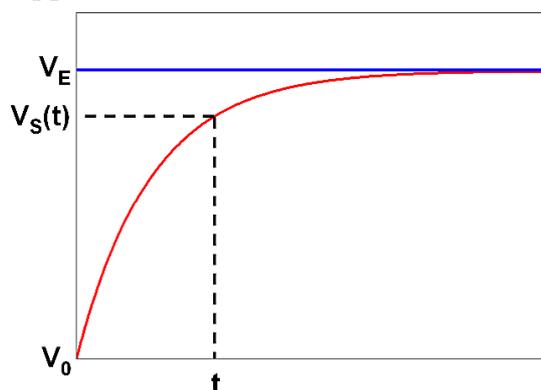
La norme spécifie quelle proportion de la valeur en régime permanent le signal doit atteindre pour chaque stimulus.

La norme donne un exemple d'implémentation possible : "un redresseur double-alternance suivi de deux détecteurs de crête de constantes de temps différentes montés en cascade".

Les détecteurs quasi-crêtes ne sont pas des systèmes linéaires, en effet, la valeur détectée pour la combinaison de deux signaux est différente de la somme des valeurs détectées pour chacun de ces deux signaux. On ne peut donc pas les implémenter à base de filtres linéaires standards. J'ai donc dû développer la solution de filtrage à partir de zéro.

Le redresseur double-alternance en lui-même est très simple à implémenter : le bloc "valeur absolue" de Simulink remplit ce rôle.

Pour implémenter la réponse d'un premier ordre (RC par exemple) en temps discret, on peut rappeler la relation entre la sortie et l'entrée en fonction du temps :



$$V_S(t) = V_E + (V_0 - V_E) \times e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (22)$$

Avec :

t : temps (s)

V_E : valeur en entrée

V₀ : valeur initiale

τ : constante de temps (s)

Pour en déduire l'évolution de l'amplitude entre deux échantillons en temps discret, on remplace la valeur V_0 par la valeur de l'échantillon précédent. La variable "t" représentera ici le temps écoulé depuis le dernier échantillon, et donc la période d'échantillonnage. On peut noter que le calcul $e^{-\frac{t}{\tau}}$ aura une valeur fixe et peut donc être calculé une seule fois. Il s'agit en fait d'un filtre à réponse impulsionnelle infinie (IIR) du premier ordre. La figure ci-dessous montre son implémentation sous Simulink, avec une constante de temps $\tau = 200\mu s$ pour un taux d'échantillonnage de 48kHz, avec en entrée un signal carré de 500Hz.

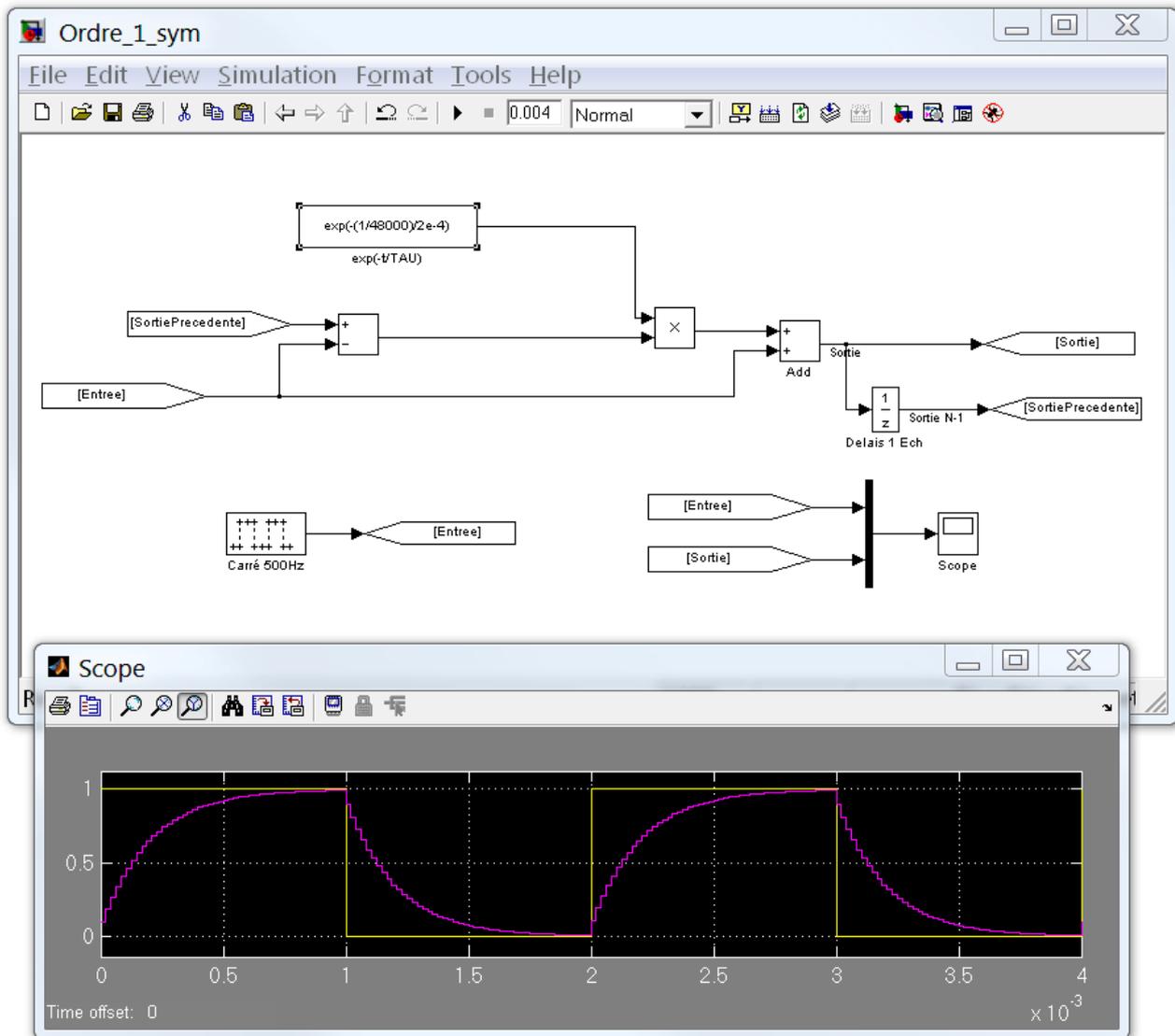


Figure 40. - Passe-bas du premier ordre en éléments discrets.

On souhaite arriver à un modèle permettant des constantes de temps différentes en montée et en descente. Il suffit pour cela de commuter deux constantes de temps différentes selon que la sortie⁴⁵ est supérieure ou non à l'entrée.

La figure suivante montre un détecteur ayant des constantes de temps de 50 μs en montée et 500 μs en descente, avec le même carré à 500Hz que précédemment.

⁴⁵ En réalité la sortie précédente, afin de conserver un lien de causalité. Dans le cas contraire, La simulation échouera pour cause de "boucle algébrique".

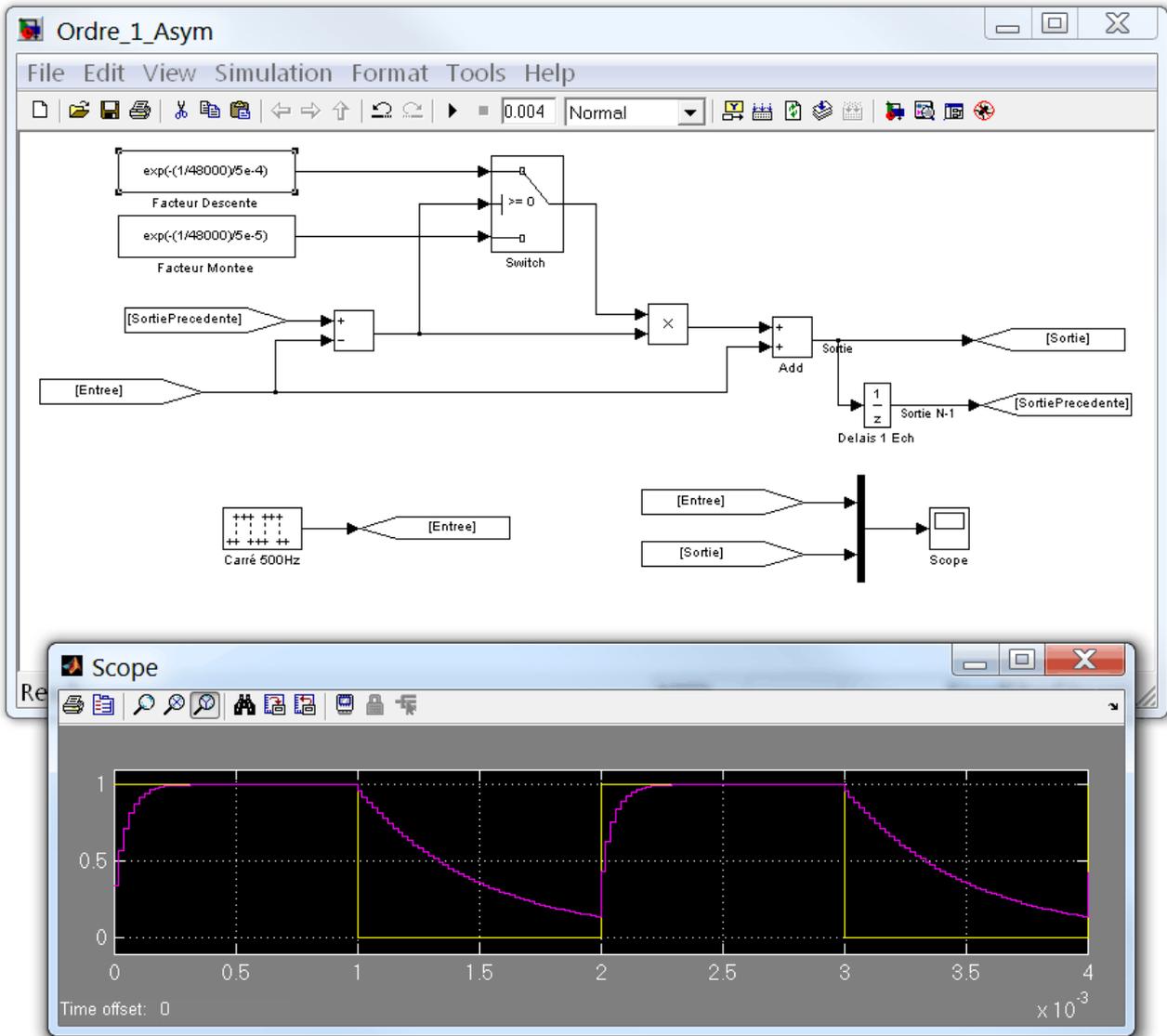


Figure 41. - Constantes de temps asymétriques.

Le schéma représenté ci-dessus constitue une forme de détecteur quasi-crête. Néanmoins, aucune combinaison de constantes de temps n'arrive produire la réponse spécifiée par la norme pour tous les stimuli.

Après un grand nombre d'essais de combinaisons, la plus prometteuse constitue à ajouter en sortie de cet étage un détecteur RMS.

La figure 42 montre le détecteur quasi-crête complet ainsi que les blocs utiles pour générer un signal conforme à la norme 468-4, à des fins d'optimisation et de validation.

Le détecteur "RMS glissant" est constitué d'un tampon de taille ajustable, créant une "trame" et d'un bloc RMS calculant la valeur efficace de l'ensemble de la trame. Du fait de ce fenêtrage, les données sortent à une cadence moins importante en sortie qu'en entrée. Sur la version finale, un chevauchement est implémenté entre trames consécutives, afin de lisser les données de sortie et éviter l'effet "marches d'escalier"⁴⁶.

⁴⁶ Ce lissage est essentiellement esthétique et n'a pas d'influence sur la valeur max mesurée.

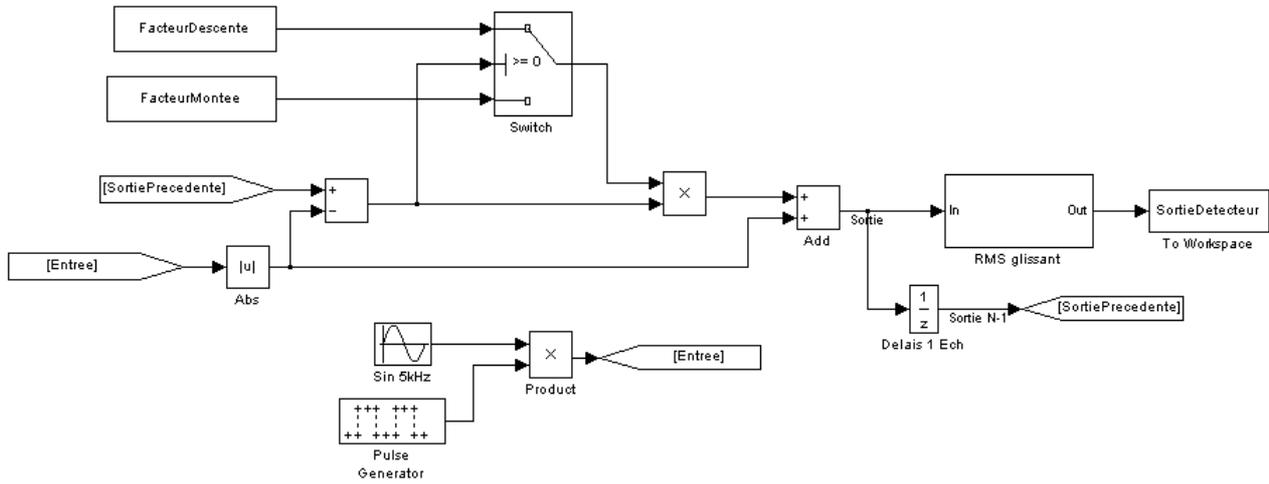


Figure 42. - Test du détecteur quasi-crête avec signaux de test UIT-R 468-4.

La combinaison de sources sur l'entrée permet de créer les stimuli spécifiés dans la figure 39, en ajustant la fréquence et le rapport cyclique du générateur d'impulsions.

La version choisie du modèle comporte 3 variables d'ajustement : la constante de temps en montée, en descente et la taille de fenêtre du RMS. Pour déterminer les valeurs optimales des 3 variables, et valider ou non la pertinence d'un modèle, j'ai réalisé un programme d'essai qui soumet automatiquement chaque combinaison aux 11 stimuli de la norme, et en ressort une erreur moyenne. Cette moyenne est réalisée sur les écarts en dB par rapport à la norme, pondérés par l'inverse de la tolérance (également en dB). Cette pondération a pour but de forcer le modèle à être plus précis dans les configurations réclamant une tolérance plus serrée.

Le tableau ci-dessous récapitule le résultat obtenu dans la meilleure combinaison⁴⁷, on voit que les tolérances sont largement respectées.

Signal en entrée		Valeurs atteintes (dB)				Pondération = 1/interval tol.	Erreur pondérée = abs(delta * pondé.)	Paramètres temporels
Durée pulse (ms)	Fréquence répétition (Hz)	Spécification norme 468-4			Résultat obtenu			
		Min.	Nominal	Max.				
1	0	-17,40	-15,40	-13,40	-15,51	0,25	0,028	τ montée : 1.51ms
2	0	-13,00	-11,50	-10,00	-11,50	0,33	0,001	
5	0	-9,30	-8,00	-6,60	-7,87	0,37	0,049	
10	0	-7,70	-6,40	-5,20	-6,35	0,40	0,019	τ descente : 320ms
20	0	-7,10	-5,70	-4,40	-5,50	0,37	0,073	
50	0	-6,00	-4,60	-3,30	-4,63	0,37	0,009	
100	0	-4,70	-3,30	-2,20	-3,67	0,40	0,149	Fenêtre RMS : 571ms
200	0	-3,30	-1,90	-0,70	-2,28	0,38	0,146	
5	2	-7,30	-6,40	-5,50	-6,40	0,56	0,002	
5	10	-2,90	-2,30	-1,70	-2,33	0,83	0,029	
5	100	-0,50	-0,25	0,00	-0,25	2,00	0,004	
Moyenne pondérée erreur (dB) :							0,081	

Table 3. - Performance du détecteur quasi-crête au regard de la norme.

9.3 Développement des filtres

Le traitement nécessite à l'origine trois filtres : un filtre sélectif et un réjecteur à 1kHz et le filtre de pondération.

⁴⁷ Après deux itérations testant 24 valeurs pour chacune des trois dimensions : soit $2 \times 24^3 \times 11 = 304128$ exécutions du modèle : à titre indicatif, chaque itération représente 6h de calcul, effectuées de nuit, d'où l'intérêt d'un script autonome.

9.3.1 Développement du filtre réjecteur

Les caractéristiques de ce filtre impactent directement les performances finales de l'algorithme de la manière suivante :

- ↳ Réjection du signal utile : La valeur de SINAD affiché ne pourra pas excéder la capacité de réjection du filtre : le signal résiduel à 1kHz venant s'additionner au bruit et à la distorsion. L'objectif est de pouvoir mesurer des valeurs jusqu'à 70dB, ce qui impose une réjection dépassant cette valeur.
- ↳ Largeur de bande : tout bruit situé dans la bande de réjection du filtre sera atténué, ce qui aura pour effet de surestimer la valeur mesurée. Une bande passante étroite impose une faible incertitude de la fréquence du signal utile, dans la pratique, l'erreur maximale constatée⁴⁸ est de $\pm 0,005\%$ pour les générateurs dont la bande de base est synthétisée. Un générateur plus ancien est occasionnellement utilisé, avec une précision de l'ordre de $\pm 1,5\%$ sur le signal modulant. Si on fixe une marge de 0,5% supplémentaire, le filtre devra être efficace (réjection > 70dB) de 980 à 1020Hz.
- ↳ Réponse temporelle du filtre : Un détecteur quasi-crête est particulièrement sensible aux dépassements et oscillations transitoires caractéristiques des filtres d'ordres élevés. La simple lecture du diagramme de Bode⁴⁹ d'un filtre n'est pas suffisante pour le choisir : dans la mesure où le but est de mesurer des parasites de nature transitoire, la réponse impulsionnelle et la réponse à un échelon sont importantes pour estimer l'erreur de mesure introduite.

J'ai évalué trois architectures possibles de filtres pour assurer la fonctionnalité de réjection :

- ↳ Filtres FIR⁵⁰ : les filtres à réponse impulsionnelle finie fonctionnent par la somme pondérée du signal d'entrée et de ses valeurs précédentes, le nombre de valeurs précédentes utilisées représentant son ordre. Les valeurs de pondération constituent ses coefficients. Ce type de filtre est intrinsèquement stable, mais il nécessite un ordre élevé pour atteindre la sélectivité voulue (>1000^{ème} ordre). Il implique également un retard égal à son ordre multiplié par la fréquence d'échantillonnage.
- ↳ Filtres IIR⁵¹ : la topologie des filtres à réponse impulsionnelle infinie se caractérise par un rebouclage de la sortie sur l'entrée. Ils permettent d'atteindre une sélectivité importante à ordre égal par rapport aux filtres FIR : un filtre du 20^{ème} ordre permet de réaliser une "fenêtre" de réjection remplissant le besoin de sélectivité. Cette caractéristique est intéressante dans la réalisation d'un filtre réjecteur supprimant une bande étroite du spectre sans impacter les fréquences environnantes. Matlab intègre un certain nombre d'algorithmes pour optimiser le compromis entre sélectivité et planéité en gain, les plus adaptés au besoin étant : Butterworth, avec une planéité maximale dans la bande passante, moyennant des pentes plus douces, et celui de Tchebychev type 2, avec une bande passante plate et une sélectivité maximale moyennant une irrégularité d'atténuation dans la bande atténuée. L'inconvénient général des filtres IIR pour l'usage envisagé est leur tendance aux oscillations transitoires face à une discontinuité en entrée.
- ↳ Filtre IIR "*notch*⁵²" : dans le cas précédent, on cherchait à obtenir une "fenêtre" de réjection carrée : tous les signaux dans la bande étant uniformément atténués, et tous les signaux hors bande conservés. Le *notch* est un cas particulier de filtre IIR du second ordre : il reproduit le fonctionnement d'un résonateur LC, avec une réjection infinie

⁴⁸ Ces écarts proviennent de quelques mesures issues de campagnes d'essais différentes. Dans le cas des générateurs synthétisés, il n'est pas possible (ni utile) de déterminer si l'erreur provient du générateur ou de l'enregistreur.

⁴⁹ Sa courbe de réponse en fréquence : montre l'évolution de l'atténuation en fonction de la fréquence.

⁵⁰ *Finite Impulse Response* : filtre à réponse impulsionnelle finie.

⁵¹ *Infinite Impulse Response* : filtre à réponse impulsionnelle infinie.

⁵² Tout filtre passe-bande étroit pourrait techniquement être qualifié de *Notch* (encoche en anglais). Dans l'environnement Matlab, il désigne spécifiquement le filtre IIR résonnant du 2^{ème} ordre.

d'une fréquence unique, et des bords progressifs, sa bande passante est ajustée par son facteur de qualité Q . Contrairement aux filtres précédents, on peut obtenir une réjection importante du signal utile en n'introduisant quasiment aucun défaut transitoire. Le problème majeur de ce type de filtre : la largeur de bande pour une atténuation efficace est très étroite comparativement à la largeur pour une atténuation négligeable. Dans notre cas : un filtre ayant une largeur de bande à -1dB de $\pm 100\text{Hz}$ aura une largeur de bande à -70dB de $\pm 0,02\text{Hz}$. L'élargissement de l'une en agissant sur le facteur Q aura pour effet d'élargir l'autre. Au vu de la stabilité en fréquence du matériel disponible, ceci impose un recalcul des éléments du filtre pour chaque signal traité, et la connaissance de la fréquence du signal utile à $\pm 0,002\%$ pour tenir la précision voulue. Cependant, dans la mesure où il est possible de générer un filtre par programme, ce filtre demeure une option possible si la fréquence du signal utile peut être déterminée en cours d'exécution avec la tolérance voulue.

Les figures ci-dessous montrent la réponse en fréquence au voisinage de la fréquence utile pour les filtres des trois types, optimisés pour répondre au besoin. Les échelles sont identiques à des fins de comparaison.

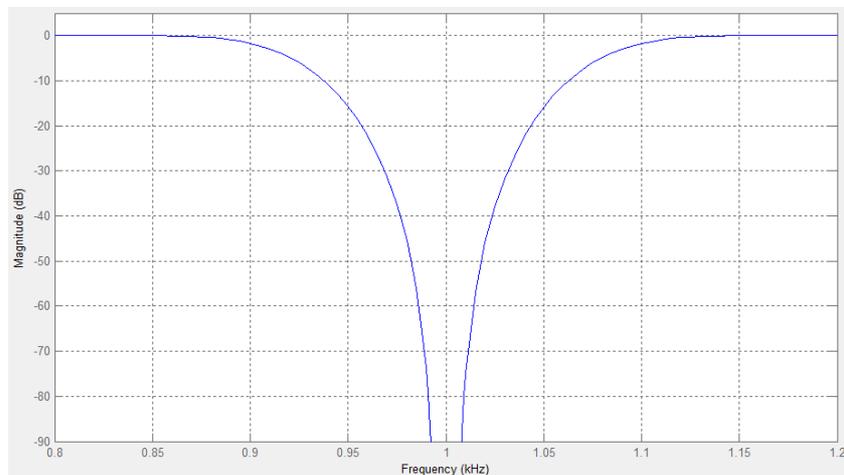


Figure 43. - Réponse en fréquence du filtre FIR (méthode *least squares*), 1500ème ordre.

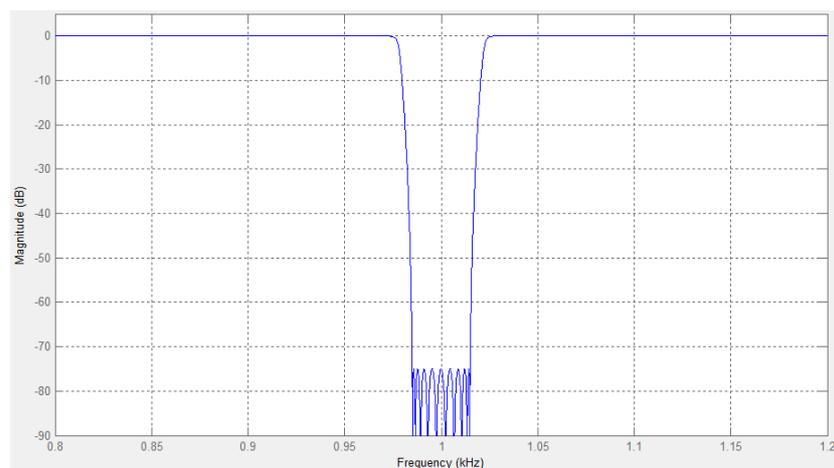


Figure 44. - Réponse en fréquence du filtre IIR (*Tchebychev type II*), 20ème ordre.

Sur la figure 44, la réjection nominale a été fixée à -75dB pour assurer une marge. On voit l'effet d'ondulation dans la bande atténuée propre aux filtres de Tchebychev de type II. Un type I aurait eu l'effet inverse : oscillation dans la bande passante et bande atténuée plate.

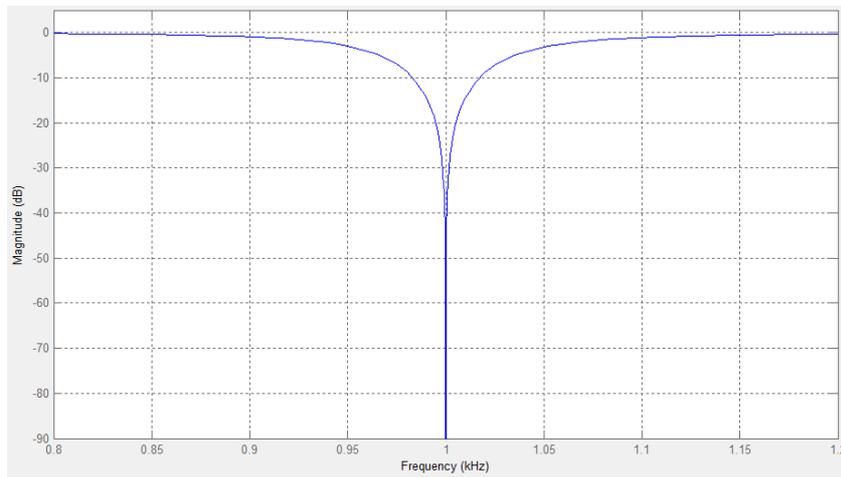


Figure 45. - Réponse en fréquence du filtre "notch" (BP @-1dB = 200Hz), 2ème ordre.

Comme vu précédemment, il est nécessaire de connaître la réponse temporelle de ces filtres pour éviter que des phénomènes transitoires ne faussent la mesure. Dans ce but, j'ai développé un modèle qui les soumet à quatre types de signaux à large spectre :

- ➔ Impulsion.
- ➔ Echelon.
- ➔ Bruit blanc.
- ➔ Bruit rose.

Dans le cas idéal, ces signaux ne doivent pas être impactés par leur passage dans le filtre réjecteur. Le modèle soumet le signal d'origine et le signal filtré au détecteur quasi-crête tel qu'optimisé en 9.2, et affiche la différence en dB entre les valeurs obtenues. Cette différence représente l'erreur de mesure introduite par l'imperfection du filtre.

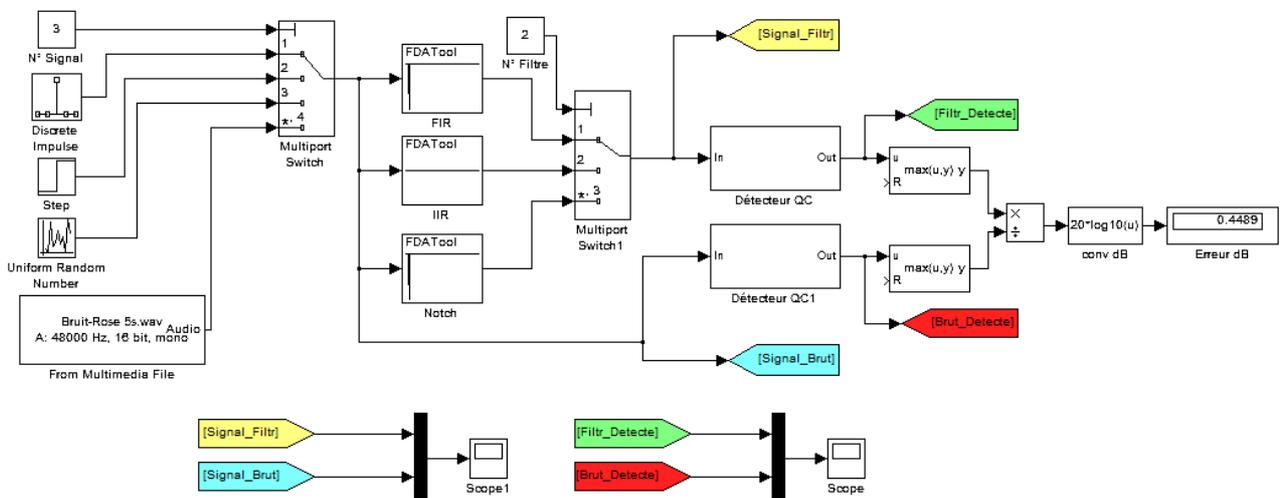


Figure 46. - Modèle de validation/optimisation du filtre réjecteur.

Le tableau ci-dessous donne les écarts observés en dB.

Filtre	Stimulus			
	Impulsion	Echelon	Bruit Blanc	Bruit Rose
FIR 1500ème ordre	2,07	0,00	0,08	-0,07
IIR 20ème ordre	1,16	0,05	0,45	0,02
Notch	-0,01	0,00	0,11	-0,07

Table 4. - Erreur de mesure induite par le filtre réjecteur pour différents types de bruits (dB).

On voit que le meilleur filtre est le filtre *notch*. Cependant, il implique de connaître la fréquence du signal de façon très précise, un algorithme doit donc être mis au point pour cet usage.

J'ai envisagé trois méthodes pour déterminer la fréquence d'un signal :

- La FFT : C'est la technique la plus employée pour isoler la fréquence d'un signal. En affichant le signal dans le domaine fréquentiel, on peut chercher un pic dans la bande souhaitée. Cette méthode est relativement insensible au bruit, et peu gourmande en puissance de calcul. Cependant, la résolution fréquentielle d'une FFT est égale à la fréquence d'échantillonnage divisée par la largeur de la fenêtre d'analyse, ce qui est égal à l'inverse de la durée analysée, il faudra réaliser une FFT sur 44s pour obtenir une résolution fréquentielle de 0,023Hz⁵³.
- La mesure temporelle des périodes : En détectant le temps entre deux passages à zéro, on obtient une estimation simple de la période et donc de la fréquence. L'incertitude est égale à l'inverse du nombre d'échantillons considérés. Une seule période de 48 échantillons aboutit à une erreur max $\pm 1/48 \sim \pm 2\%$. Pour réduire l'erreur à $\pm 0,02\text{Hz}$ soit $2 \cdot 10^{-5}$, on doit prendre un plus grand nombre de périodes : $1/2 \cdot 10^{-5} = 50000$ échantillons, soit 1s de signal. Cette méthode a un temps d'exécution négligeable, mais nécessite un signal peu bruité, afin d'éviter les faux déclenchements.
- Le test fréquence par fréquence du filtre *notch* lui-même : on génère et applique des filtres *notch* pour chaque fréquence afin de déterminer celui entraînant la plus forte réjection. Cette approche fonctionne même avec un segment de données beaucoup plus réduit, la seule limite étant le temps d'établissement du filtre. Sur un signal non bruité, on arrive à trouver la fréquence précise à partir d'un échantillon de seulement 1000 points, soit environ 0,1s. On améliore la fiabilité face à un signal bruité en allongeant la quantité de données analysées. Le problème : chaque boucle de test a un temps d'exécution relativement long. Il n'est pas praticable de tester toutes les fréquences de 980 à 1020Hz avec le pas de 0,04Hz nécessaire.

Une contrainte se pose : l'algorithme dans son ensemble doit pouvoir fonctionner sur des enregistrements de courtes durées. Nous verrons plus loin qu'en mode "temps-réel" l'IHM fait des appels successifs à l'algorithme pour des blocs de données de 0,8s.

La première approche que j'ai développée consistait à "dégrossir" la fréquence dans un premier temps avec une FFT sur 32768 échantillons⁵⁴, puis à filtrer le bruit et enfin à rechercher par dichotomie la fréquence de filtrage la plus efficace.

J'ai ensuite remplacé la FFT par un algorithme de mesure temporelle des périodes. Comme on l'a vu, le rapport "précision/masse de données" est meilleur par cette méthode, même en prenant une marge de sécurité sur l'incertitude de comptage, ce qui limite le nombre d'itérations pour la dichotomie, qui est la principale charge en termes de temps de calcul. Dans cette configuration, un filtre passe-bande est appliqué en amont du modèle de comptage. La figure ci-dessous montre un logigramme simplifié de l'algorithme.

⁵³ Une FFT nécessite une puissance de 2 comme nombre d'échantillons : à 48kHz d'échantillonnage, $2^{21}=2097152$ échantillons, soit une résolution = $48000/2097152 = 0,0229\text{Hz}$, soit une erreur max de la moitié : $\pm 0,011\text{Hz}$.

⁵⁴ Soit 0,68s : la plus grande puissance de 2 disponible tout en restant sous la barre des 0,8s correspondant à la taille minimum des données traitables par l'algorithme.

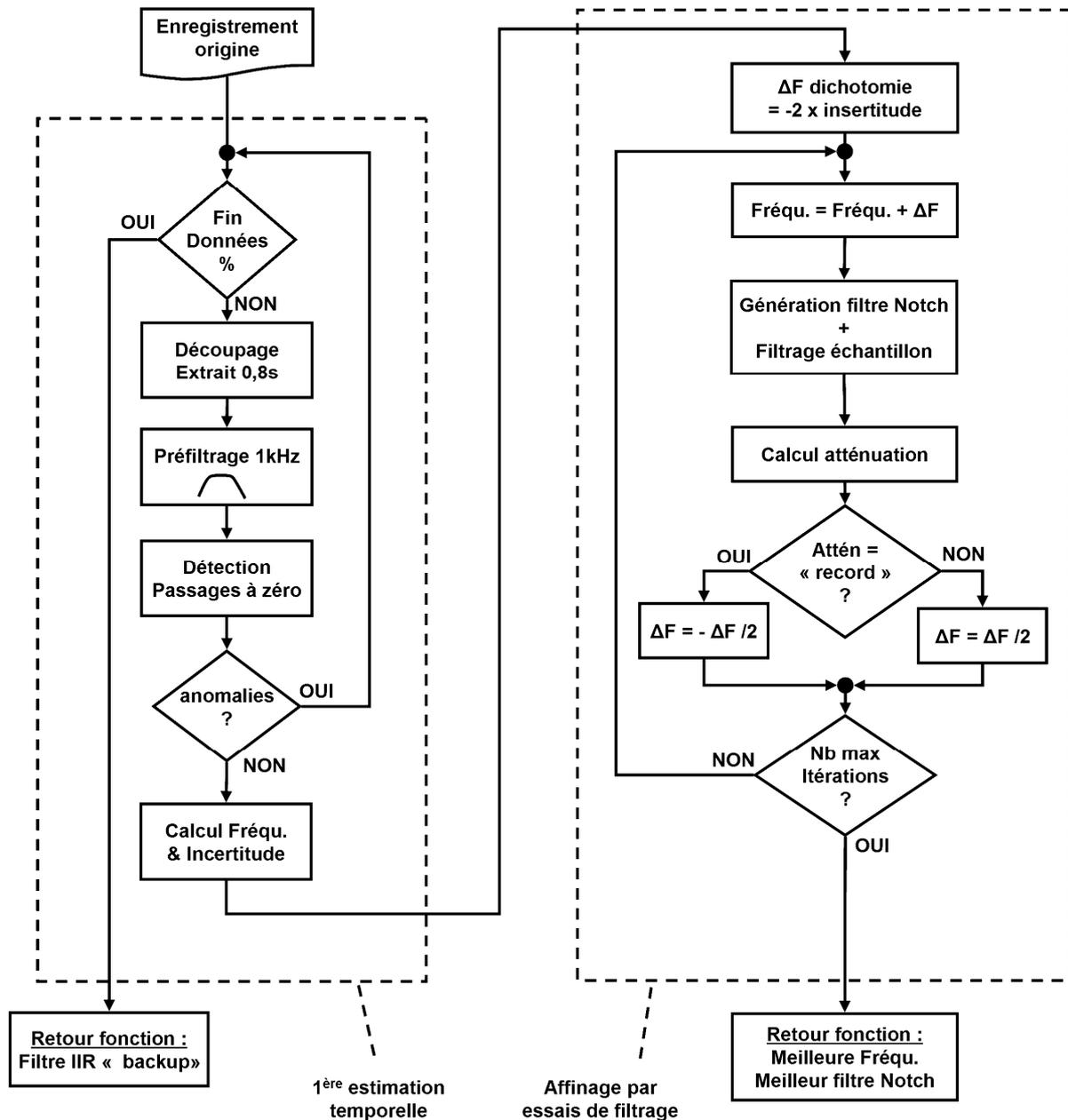


Figure 47. - Algorithme de détermination de la fréquence pour réjection.

L'algorithme de détermination de la fréquence fonctionne de manière satisfaisante sur les échantillons de signal réel testés, seuls les échantillons extrêmement dégradés entraînent le passage sur le filtre IIR 20ème ordre de "backup", ce qui ne concerne que des valeurs de SINAD au voisinage de zéro, et n'implique pas d'erreur notable.

9.3.2 Filtre de pondération

La norme 468-4 décrit le filtre de pondération à la fois par une implémentation matérielle et par un tableau de fréquences :

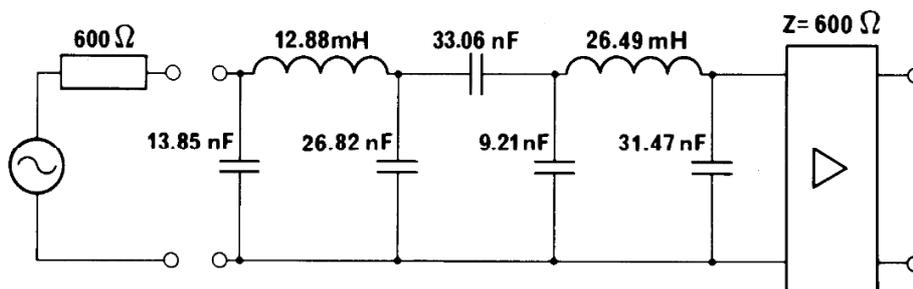


Figure 48. - Extrait de la norme 468-4 : implémentation du filtre en composants discrets.

Frequency (Hz)	Response (dB)	Proposed tolerance (dB)
31.5	-29.9	± 2.0
63	-23.9	± 1.4
100	-19.8	± 1.0
200	-13.8	± 0.85
400	- 7.8	± 0.7
800	- 1.9	± 0.55
1000	0	± 0.5
2000	+ 5.6	± 0.5
3150	+ 9.0	± 0.5
4000	+10.5	± 0.5
5000	+11.7	± 0.5
6300	+12.2	0
7100	+12.0	± 0.2
8000	+11.4	± 0.4
9000	+10.1	± 0.6
10000	+ 8.1	± 0.8
12500	0	± 1.2
14000	- 5.3	± 1.4
16000	-11.7	± 1.6
20000	-22.2	± 2.0
31500	-42.7	{ + 2.8 - ∞

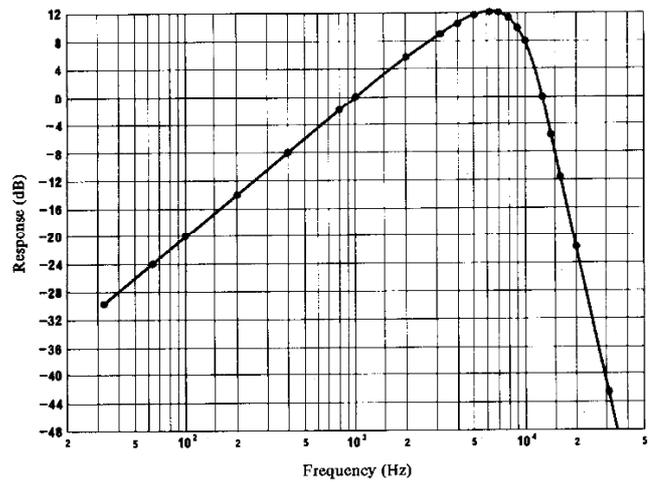


Figure 49. - Extrait de la norme 468-4 : réponse en fréquence spécifiée.

Le module "DSP System Toolbox" de Matlab fournit un algorithme pour générer les filtres de pondération audio courants. Pour le filtre UIT-R 468-4, il fournit 3 implémentations possibles :

- ↳ IIR, méthode "least p-norm"
- ↳ FIR, méthode "equiripple"
- ↳ FIR, méthode "frequency sampling"

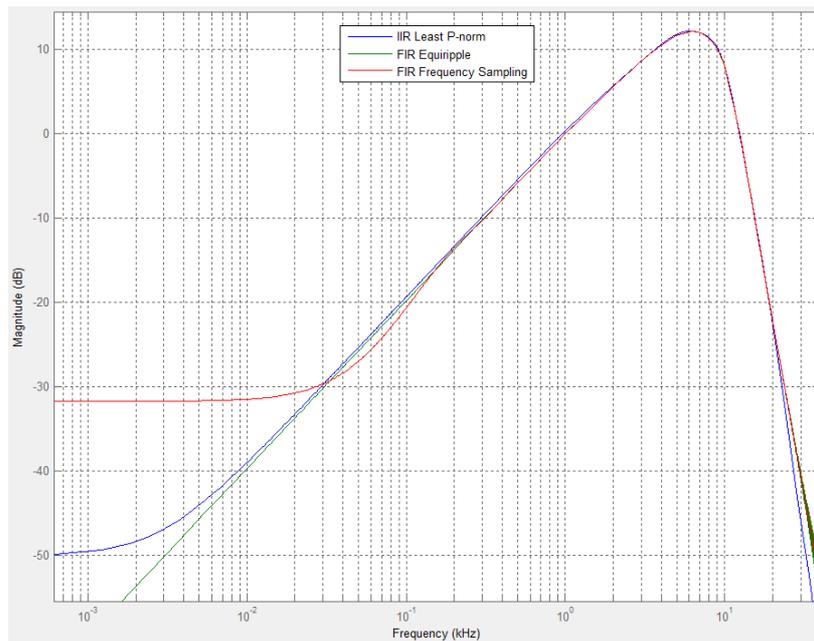


Figure 50. - Implémentations Matlab du filtre UIT-R 468-4.

Les trois implémentations du filtre respectent les tolérances de la norme. On peut noter cependant que la norme ne spécifie rien en dessous de 31,5Hz. Le filtre FIR produit par la méthode "equiripple" est le plus proche de la norme, et poursuit sur une pente de 20dB/décade (pente de premier ordre) en dessous de la fréquence réglementaire. J'ai choisi ce dernier pour l'algorithme en développement.

9.3.3 Filtre passe bande 1kHz

Ce filtre servait dans la version initiale de l'algorithme en cascade avec un RMS glissant d'environ 300ms pour constituer un détecteur d'enveloppe. La constante de temps du RMS est calquée sur celle du détecteur quasi-crête afin de calquer les cadences de sortie des deux

"branches" : à chaque valeur de "Bruit+Disto" correspond une valeur de signal utile, et par conséquent une valeur de SINAD.

Comme on l'a vu précédemment, dans un détecteur RMS, les anomalies transitoires des filtres sélectifs n'ont pas d'impact sur la valeur mesurée à partir du moment où ces effets sont plus courts que la constante de temps du RMS.

La contrainte sur l'incertitude de la fréquence utile est la même que pour le réjecteur. Si on fixe l'exigence de précision en enveloppe arbitrairement à 0.1dB, on peut en déduire le besoin de réjection des signaux parasites. Le parasite s'additionne au signal utile en puissance, on convertit par conséquent l'exigence sous forme de rapport linéaire de puissance :

$$0,1\text{dB} \equiv 10^{\left(\frac{0,1}{10}\right)} = 1,0233 \quad (23)$$

Ce qui correspond à un rapport signal/bruit en puissance de 0.0233, et donc :

$$10 \times \log_{10}(0,0233) = -16,3 \text{ dB} \quad (24)$$

En d'autres termes : si la valeur de bruit détectée est au moins 16dB en dessous du signal utile : l'erreur sera négligeable⁵⁵. Le filtre choisi est un filtre IIR de Butterworth du 10ème ordre, la figure ci-dessous montre sa réponse dans la bande 800-1200Hz. La réponse en fréquence d'un filtre de Butterworth continue à décroître indéfiniment en dehors de la bande.

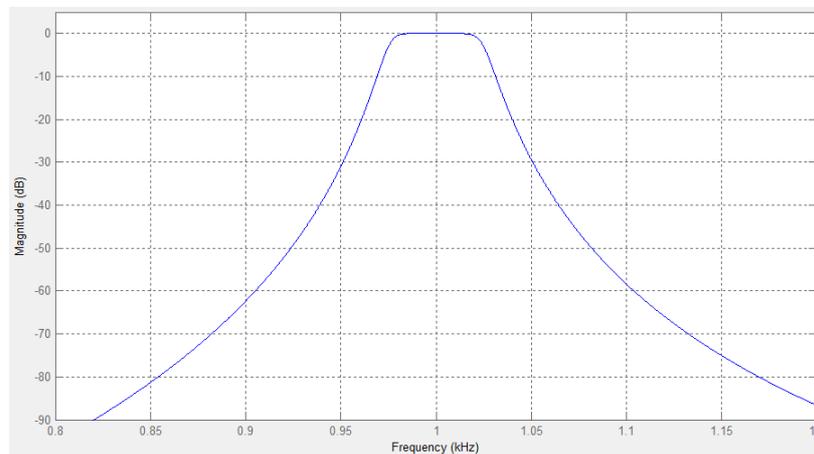


Figure 51. - Filtre passe-bande de Butterworth du 10ème ordre.

9.4 Modèles annexes

Comme décrit dans l'exigence ③ au paragraphe 4.4, il est utile de pouvoir exporter le bruit seul une fois filtré. Cela permet un jugement humain sans avoir à supporter le sinus à 1kHz qui est nerveusement très irritant. Dans ce cas, l'auditeur ne dispose pas pour son évaluation d'une référence de niveau. Par conséquent, j'ai également ajouté la possibilité d'export du bruit superposé à un échantillon de musique issu de la base de données de jugement du service multimédia. L'enveloppe de volume du sinus d'origine est conservée et réappliquée à l'échantillon musical.

Dans une première version, le filtre de réjection issu de l'algorithme principal était simplement appliqué au signal. Cependant, dans certains cas, un sifflement aigu restait perceptible. En effet le filtre est conçu pour éliminer le fondamental du signal utile, mais n'impacte pas les harmoniques. Les harmoniques correspondant au sinus (des sifflements aigus) ne correspondent pas à ce qui serait observé avec un autre type de signal. J'ai donc ajouté à l'étage de filtrage du 1kHz des étages de filtrage pour les harmoniques généralement constatés : de 1 à 6kHz.

Note : La *DSP system toolbox* intègre une variante du filtre *notch* : le *comb* (peigne) qui permet la réjection (ou sélection) de tous les multiples d'une fréquence donnée, et est donc en théorie

⁵⁵ Dans de nombreux cas de mesures, le bruit est déjà au moins 16dB en dessous du signal utile : ce qui explique pourquoi le SNR et le SINAD sont indiscernables pour les signaux peu dégradés.

très bien adapté à la réjection d'un signal et de ses harmoniques. La fréquence fondamentale et l'espacement entre fréquences sont liés à l'ordre du filtre et à la fréquence d'échantillonnage par la relation :

$$\Delta F = \frac{F_{\text{échantillonnage}}}{\text{Ordre}} \quad (25)$$

Avec un échantillonnage à 48kHz, les ordres 47, 48 et 49 donneront des fréquences respectivement de 1021,3Hz, 1000,0Hz et 979,6Hz sans intermédiaires possibles. Du fait de la grande sélectivité de ce type de filtre et de l'incertitude en fréquence du signal utile, ce filtre est inutilisable, à moins de ré-échantillonner le signal, ce qui comporte un risque de déformation supplémentaire (la solution n'est cependant pas totalement exclue pour le futur).

La figure ci-dessous montre le traitement de signal pour l'export du bruit seul.

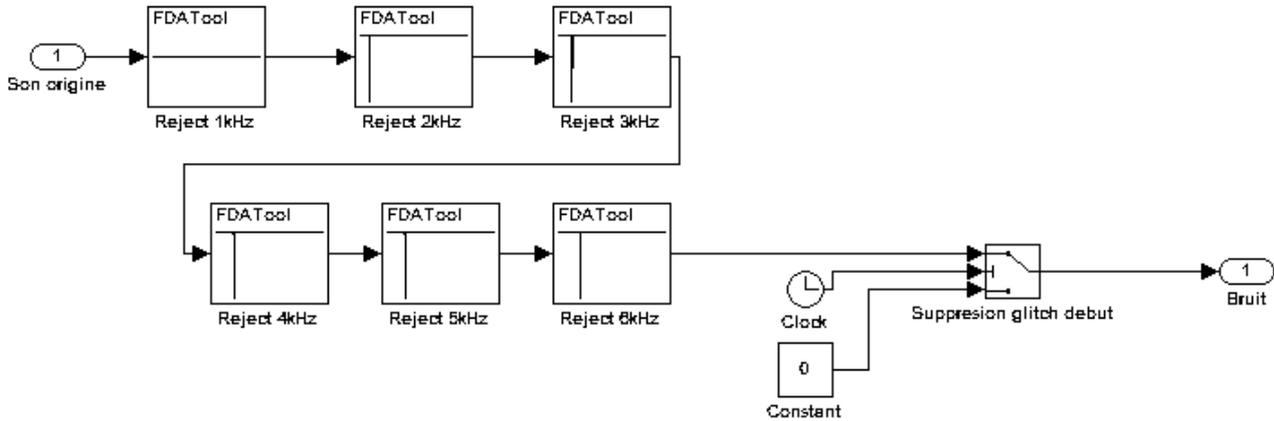


Figure 52. - Filtrage du signal et des harmoniques pour export.

Les blocs situés à droite n'autorisent la sortie qu'après un temps déterminé, afin de supprimer l'effet de bord des filtres en début de fichier. Sans ce mécanisme, chaque fichier son commence par un "blip" de quelques dizaines de millisecondes.

A titre de validation, différents échantillons de parole et de musique ont été superposés à un sinus et passés dans l'algorithme : dans ce cas la parole ou la musique tiendra le rôle de "perturbant". Une fois exporté, le fichier filtré est totalement indiscernable à l'oreille de l'échantillon d'origine, même si en traçant son spectre par FFT, on constate la présence de fines bandes manquantes aux fréquences filtrées.

Le modèle suivant montre l'export du bruit accompagné d'un échantillon sonore :

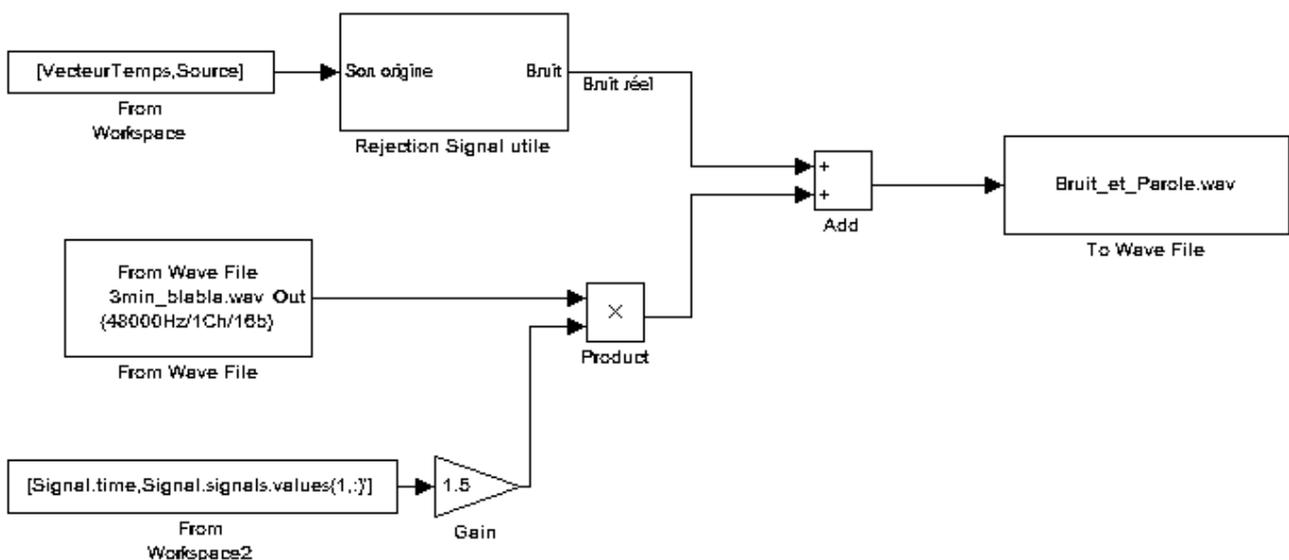


Figure 53. - Filtrage du signal et des harmoniques pour export.

Le bloc "réjection signal utile" est identique à celui présenté en figure 52. Le signal [VecteurTemps, Source] correspond au signal brut en provenance du code Matlab. Le vecteur [Signal.time,Signal.signals.values(1,:)] correspond au signal sorti précédemment du détecteur d'enveloppe : il représente le volume en fonction du temps.

Un gain de 1,5 est rajouté sur l'enveloppe car l'enveloppe du sinus est normalisée sur 2/3 d'échelle, alors que la musique doit atteindre la pleine-échelle du fichier WAVE.

9.5 Interface Homme-Machine

9.5.1 *Interface principale*

L'IHM a été développée en fonction des besoins de mesure du client, présentés en 4.4. L'usage le plus fréquent suit la procédure ci-dessous :

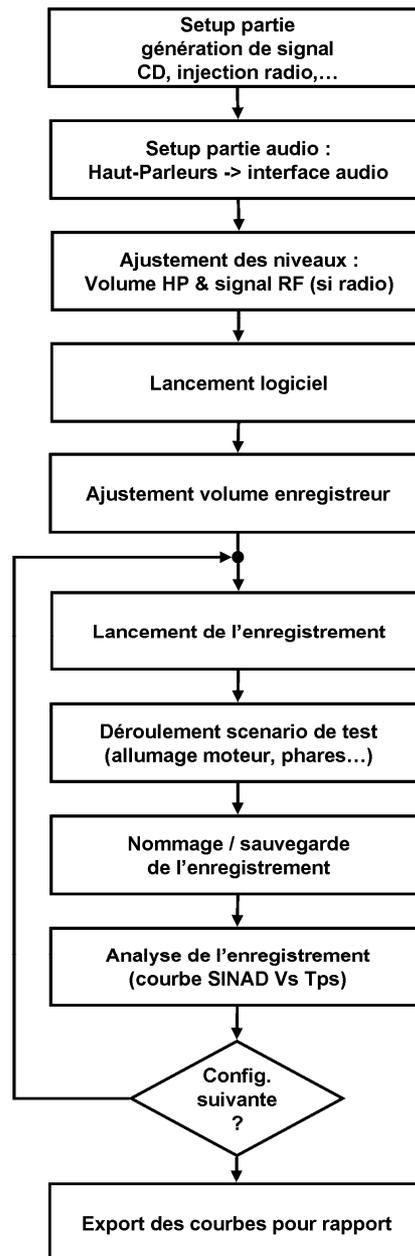


Figure 54. - Déroulement d'un essai typique.

Les premières versions de l'application nécessitaient l'usage d'un logiciel tiers pour l'acquisition des fichiers son, qui étaient ensuite importés dans le logiciel d'analyse. Rapidement, cette

méthode s'est avérée fastidieuse pour les techniciens d'essais, et j'ai intégré les fonctions d'acquisition dans une IHM unique. J'ai baptisé "**SitroNAD**" le logiciel dans son ensemble⁵⁶. La figure ci-dessous montre l'interface de mesure.



Figure 55. - Interface principale de "SitroNAD".

Les boutons remplissent les tâches suivantes :

Nouvel enregistrement	Lance l'interface d'acquisition, voir 9.5.2
Charger fichier Wave	Ouvre une boîte de dialogue de sélection de fichier, format autorisé : WAVE 48kHz / 16 ou 24 bits / mono ou stéréo. Lance l'analyse sur le fichier sélectionné. Une fois l'analyse terminée, une boîte de dialogue demande un nom de courbe à l'utilisateur (par défaut : nom du fichier)
Effacer courbes	Nettoie les courbes, et les informations correspondantes en mémoire.
Exporter image	Boîte de dialogue d'enregistrement : fichier PNG ⁵⁷ , contenant la zone de graphique avec ses légendes et curseurs.
Export XLS	Boîte de dialogue d'enregistrement : fichier XLS, contenant les données brutes de toutes les courbes affichées. Ce fichier contient une macro qui crée un graphe et le met en forme tel qu'affiché par SitroNAD (couleurs de courbes, échelles, légendes), à l'exception du dégradé de couleur.
Exporter Bruit	Boîte de dialogue d'enregistrement : fichier WAVE 16 bits, mono ou stéréo selon données sources. Signal sans le 1 kHz ni ses harmoniques : Voir 9.4.
Exporter avec Musique	Boîte de dialogue d'enregistrement : fichier WAVE 16 bits, mono ou stéréo selon données sources. Remplacement du 1 kHz par une musique de même enveloppe : Voir 9.4.

Table 5. - Description des fonctionnalités de la fenêtre principale.

Chaque chargement ou acquisition rajoute une courbe d'une nouvelle couleur, si un signal stéréophonique est détecté, l'analyse est réalisée sur les deux canaux, et affichée comme deux nouvelles courbes : les mentions "Gauche" et "Droite" sont ajoutées automatiquement au bout du nom fournit par l'utilisateur, comme sur l'exemple. On voit que les données en début d'enregistrement sont tronquées de 0,8s : il s'agit du temps d'établissement du détecteur, pendant lequel sa valeur arrive à une valeur stable (similaire au temps de montée de l'aiguille

⁵⁶ Un nom prévu pour être temporaire, mais qui est resté.

⁵⁷ Portable Network Graphics : la qualité de sortie des formats d'export plus connus JPG et GIF tels qu'implémentés par Matlab n'était pas satisfaisante. Ce format est ouvrable universellement, et intégrable dans un document Office.

d'un bruit-mètre). Sur les données brutes, le signal apparaît comme descendant de $+\infty$ ce qui, quoique normal, est une source de confusion.

Le dégradé de couleur affiché en fond ne faisait pas partie des premières versions de l'application. Je l'avais ajouté "à la main" dans un rapport à des fins pédagogiques. Depuis, à la demande du client, il fait partie de l'application elle-même, et permet d'améliorer la lisibilité des rapports pour le public non expert.

Pour l'aide à la compréhension, j'intègre également souvent aux données mesurées un "guide graphique" rapide :

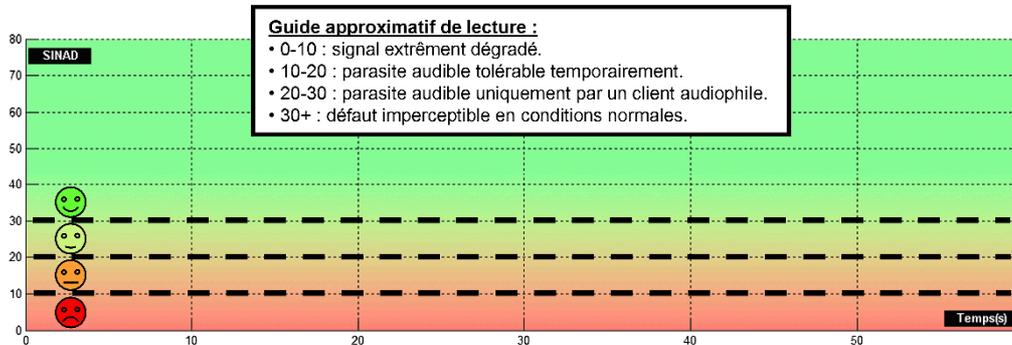


Figure 56 Guide approximatif à l'usage des lecteurs.

La zone de graphique est intentionnellement fixée à 0/+80 afin d'éviter les erreurs d'appréciations dues aux échelles automatiques.

9.5.2 Interface d'enregistrement

Pour simplifier l'enregistrement du signal, j'ai créé l'utilitaire suivant, appelable depuis l'interface principale :

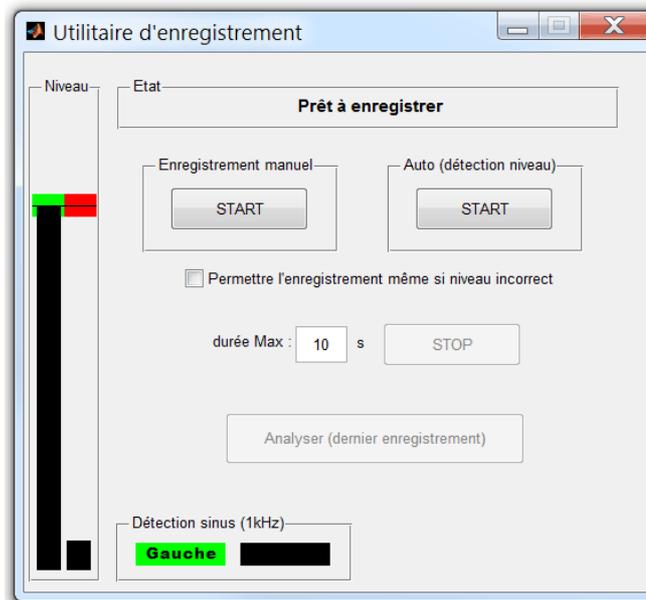


Figure 57. - Utilitaire d'enregistrement prêt à enregistrer (mono).

L'utilitaire rafraichit en continu deux barres de niveaux, ainsi que deux indicateurs de détection du sinus. Ceci est réalisé par un timer déclenchant des acquisitions périodiques de 250ms. La présence ou non de sinus sur chaque canal est détectée par une FFT de 2048 points, le niveau est mesuré par un RMS sur les 250ms. Afin d'autoriser une marge pour les parasites impulsionnels, la cible de niveau est fixée à -12dB^{58} , avec une tolérance de $\pm 1\text{dB}$. A partir du moment où un sinus est détecté sur un canal, les boutons d'enregistrement seront

⁵⁸ Soit 1/4 de la tension pleine échelle de l'interface.

désactivés si le niveau de ce canal est hors tolérances. L'enregistrement se fera en stéréo si le signal est détecté sur les deux canaux, et dans le cas contraire en mono sur le canal⁵⁹.

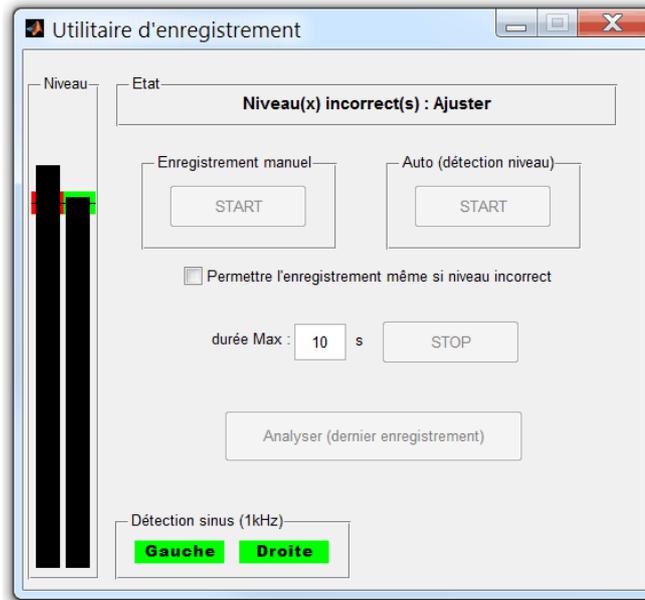


Figure 58. - Interdiction d'enregistrement si niveau incorrect sur une voie active.

Le conditionnement de l'enregistrement à un réglage correct de volume est crucial : une saturation des entrées de l'interface causerait une chute de la note par distorsion harmonique. Cependant, une case à cocher permet de désactiver cette barrière de sécurité, par exemple dans les cas où le scénario de test implique l'allumage de la radio en cours d'essai.

Deux modes de déclenchement sont proposés par l'interface :

- ➔ "Enregistrement manuel" : déclenchement immédiat de l'acquisition.
- ➔ "Auto" : Mise en attente d'un "front montant" du signal.

Le second mode est le plus couramment utilisé dans les mesures en cage anéchoïque, l'opérateur met l'enregistrement en attente depuis la salle de contrôle, puis s'enferme dans la cage pour dérouler le scénario de test. L'enregistrement est "télécommandé" par un bref passage par la fonction "mute" de la radio.

L'arrêt de l'enregistrement est automatique, une fois le temps spécifié dans "durée Max" écoulé. Il est également possible d'appuyer sur le bouton STOP à tout moment.

Une fois qu'un enregistrement est fini, une fenêtre demande à l'utilisateur un emplacement pour la sauvegarde du fichier. L'export se fera dans un fichier WAVE 16 bits mono ou stéréo selon la source détectée.

Le bouton "Analyser" lance l'analyse sur le dernier enregistrement réalisé.

9.5.3 *Mesure temps-réel*

Dans certains cas, comme pour de l'investigation d'éléments sur table, il est souhaitable d'obtenir un fonctionnement similaire à celui d'un analyseur audio (voir figure 22), tout en utilisant la même configuration matérielle que pour l'essai standard.

Sur les ordinateurs raisonnablement récents (moins de 10 ans), le temps de traitement d'un échantillon même stéréo est inférieur à sa durée d'acquisition. Il est donc possible de réaliser le traitement d'un bloc de données de façon cyclique en temps masqué pendant l'acquisition du suivant.

⁵⁹ Dans la pratique, du point de vue de l'interface, l'enregistrement se fait toujours en stéréo, mais les données inutiles sont tronquées par l'utilitaire dès l'arrivée. La raison : en mode "mono", l'interface réalise une moyenne des deux canaux, ce qui a pour effet de diviser le niveau par deux (-6dB) tout en introduisant du bruit issu du canal non utilisé. C'est un des intérêts de l'application d'enregistrement "maison".

J'ai développé une IHM réalisant des acquisitions consécutives, et appelant le modèle d'analyse pour chaque bloc. Comme on l'a vu, le temps d'établissement de 0,8s fixe la plus petite période d'analyse possible sans erreur.



Figure 59. - Visualisation "Temps-réel".

On voit à gauche et à droite de la fenêtre des barres d'une hauteur représentative de la valeur de SINAD, pour aider à la visualisation. Leurs couleurs évoluent selon un code du même type que celui de l'interface principale.

Le niveau du Sinus à 1kHz est enregistré à chaque démarrage pour les deux canaux. Les deux afficheurs en bas de la fenêtre indiquent le volume actuel, normalisé par rapport à ces valeurs. Ce mécanisme est utile par exemple pour mesurer la réponse de la commande de volume de la radio, ou la loi de correction du volume en fonction du RSSI⁶⁰.

Deux paramètres sont ajustables par l'utilisateur : "temps de mesure" et "mode d'affichage" :

Temps de mesure	Instantané	Acquisitions de 0,8s, la dernière valeur de SINAD est affichée, quel que soit le mode de mesure.
	2s	Acquisitions de 2,8s, les dernière 2s sont exploitées pour la valeur affichée, selon le mode d'affichage.
	5s	Acquisitions de 5,8s, les dernière 5s sont exploitées pour la valeur affichée, selon le mode d'affichage.
Mode d'affichage	Moyenne	La valeur affichée est la moyenne ⁶¹ des valeurs de SINAD sur la durée utile (dernières 2 ou 5s).
	Minimum	La valeur affichée est le minimum des valeurs de SINAD sur la durée utile (dernières 2 ou 5s).

Table 6. - Réglages possibles du mode "temps-réel".

Pour permettre le choix entre les deux modes, le menu racine suivant s'affiche au lancement de l'application :

⁶⁰ Received Signal Strength Indication : mesure par un récepteur de la puissance de signal RF reçu : les radios diminuent le volume audio pour les signaux faibles, selon une loi soumise à un cahier des charges.

⁶¹ Voir 6.1.4 : Note sur la notion de "moyenne" d'un SINAD.

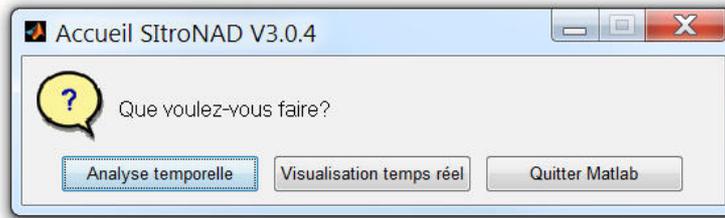


Figure 60. - Menu-racine de l'application.

Ce menu s'affiche également à la fermeture de la fenêtre principale, ou de la fenêtre temps-réel, afin de pouvoir changer d'application ou fermer Matlab proprement⁶².

9.6 Portage des algorithmes en langage textuel

Sur certains ordinateurs, l'exécution du modèle d'analyse nécessitait un certain temps d'attente, de l'ordre du temps d'enregistrement pour un signal stéréo. Ce problème est d'autant plus gênant du fait de la transition chez Renault vers la version R2011a de Matlab en remplacement de la version R2006b : sur un même ordinateur, le même modèle Simulink s'exécute de façon environ 20 à 30% plus lente.

De plus, il n'est pas possible de compiler vers une application autonome les modèles Simulink⁶³, alors qu'il existe une demande d'installer l'application sur des PC sans licence Simulink, ou déconnectés du serveur de licences réseaux.

J'ai donc remplacé les modèles Simulink par des fonctions entièrement codées en langage textuel Matlab, il s'agit principalement des filtres et du détecteur quasi-crête.

Sur la version Simulink, la relation n'est pas linéaire entre la longueur des données à traiter et le temps d'exécution : le débit de traitement étant de plus en plus faible à mesure que la taille augmente. Dans la pratique, cela rend l'exploitation d'enregistrement de plus de 3 minutes très hasardeux quant à la stabilité du PC. Ce phénomène ne se retrouve pas sur la version textuelle.

A titre d'exemple, sur un PC récent, le même fichier de mono de 3 minutes est traité en 33s par l'ancien algorithme Simulink, et en 2,2s par sa version en ligne, soit un rapport 15. L'IHM reste la même entre versions.

9.7 Validations

Afin de situer les performances de l'algorithme par rapport au matériel existant, j'ai soumis l'analyseur audio UPL, en mode quasi-crête aux signaux de tests spécifiés par la norme UIT-R 468-4 (voir figure 39). Le signal fournit à l'analyseur audio est généré par le même modèle Simulink, mais est transmis par câble de façon analogique depuis l'interface audio.

Dans le premier cas, le signal est mesuré sans filtre de pondération, conformément à la recommandation UIT-R 468-4.

On voit que les deux détecteurs quasi-crêtes sont conformes aux limites de la recommandation, l'implémentation de "SitroNAD" étant néanmoins beaucoup plus proche des valeurs nominales.

⁶² Dans l'implémentation actuelle, Matlab est lancé de façon masquée au démarrage de l'application. Un projet futur consistera à créer une version exécutable autonome.

⁶³ Cette compilation est possible vers des cibles temps-réel avec *Real Time Workshop*, pas pour une exécution sous Windows.

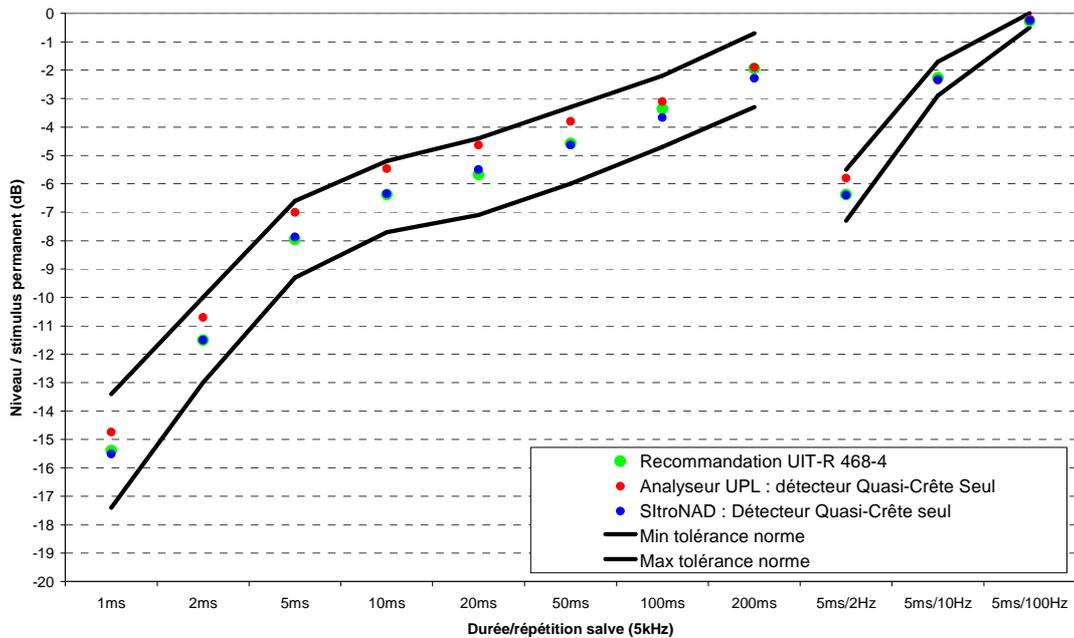


Figure 61. - Comparaison des détecteurs QC seuls : "SItroNAD Vs analyseur Rohde & Schwarz".

Il existe une légère différence entre la norme CEI 60315 et la recommandation UIT-R 468-4 en ce qui concerne la méthode de test du détecteur quasi-crête. La norme CEI ajoute : "sauf mention contraire, il y a lieu de faire ces mesures avec le réseau de pondération". Les optimisations présentées en 9.2 ont été faites avec le détecteur seul, mais afin de compléter les tests, j'ai également réalisé la comparaison en insérant dans les deux cas le filtre 468-4 (implémenté dans l'analyseur UPL sous le nom de "CCIR wtd"). Pour tester l'algorithme dans son ensemble, le signal de test pour SItroNAD est superposé à une sinusoïde à 995,28Hz⁶⁴ de même amplitude que le 5kHz. Comme précédemment, les résultats sont normalisés par rapport au niveau final d'un 5kHz permanent.

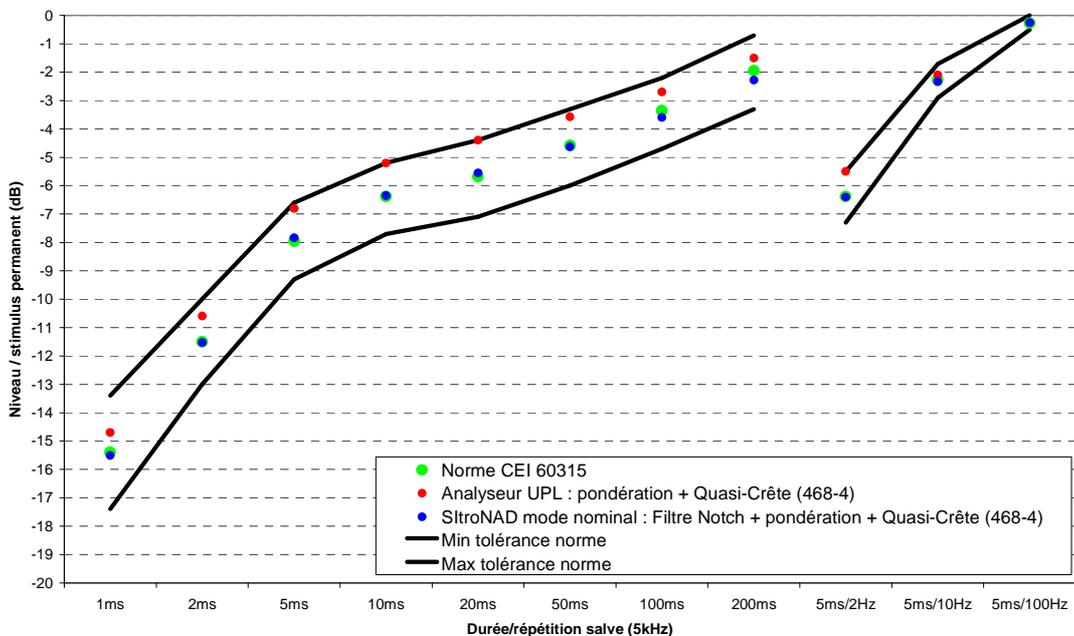


Figure 62. - Comparaison des détecteurs QC avec filtres.

On voit que le résultat par cette méthode est quasiment identique, avec légèrement plus de différence en ce qui concerne l'UPL. L'impact est de quelques centièmes de dB pour l'algorithme "maison".

⁶⁴ Fréquence choisie arbitrairement, pour valider la fonction de recherche en fréquence du "Notch".

Une autre vérification a consisté à mesurer le SINAD maximum mesurable en utilisant l'interface audio comme source de signal, rebouclée sur ses propres entrées⁶⁵. Le niveau de sortie est fixé à $100\text{mV}_{\text{RMS}}$ car il correspond à l'ordre de grandeur des mesures réalisées habituellement sur véhicule.

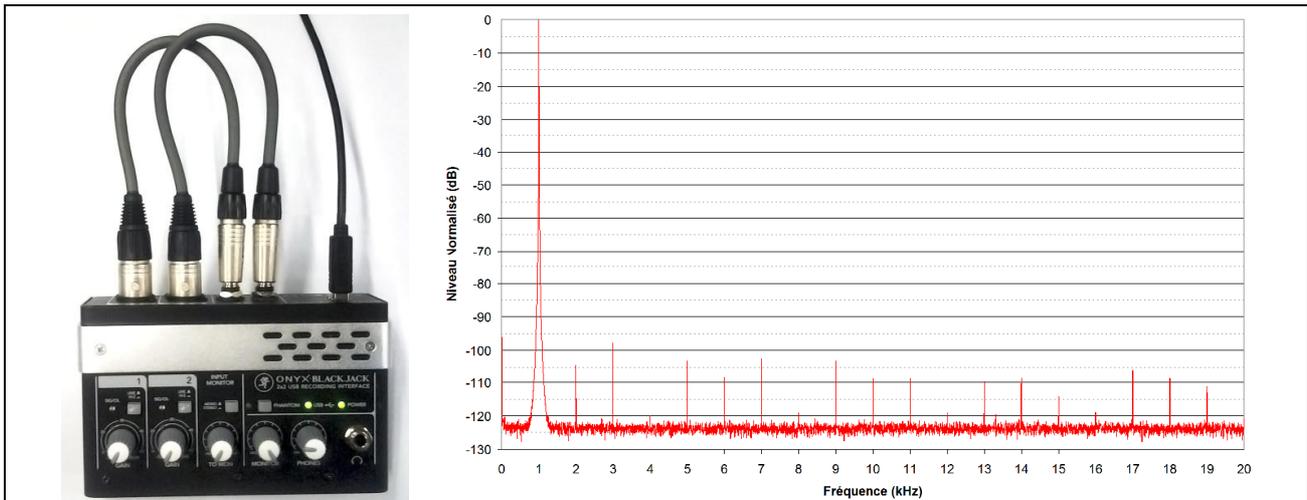


Figure 63. - Enregistrement du signal issu des sorties : raccordement et spectre résultant.

La figure suivante montre le résultat de l'analyse par SItronAD des données brutes 24bits, ainsi que l'analyse du même échantillon après conversion en fichier WAVE 16 bits à demi-échelle.

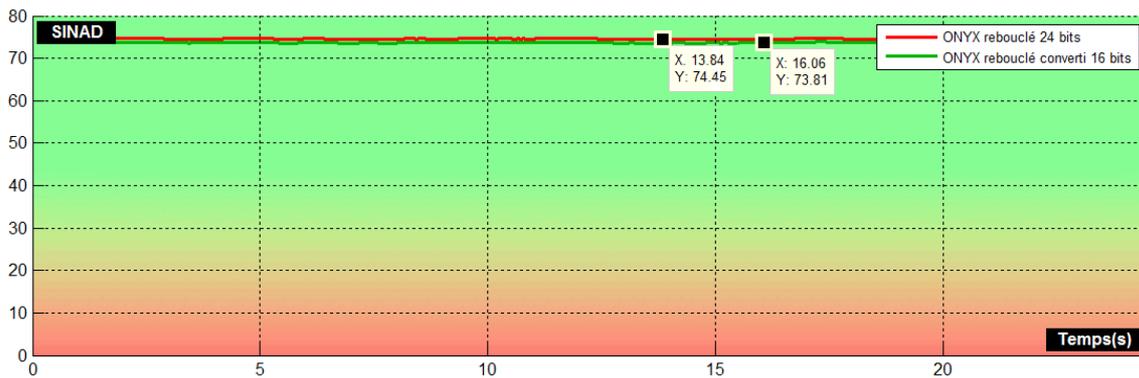


Figure 64. - Mesure de la qualité de signal en sortie d'interface.

On voit donc que la cible fixée de 70dB est dépassée avec une marge d'environ 4dB même en tenant compte des défauts à la production des signaux.

Face à des signaux créés numériquement, les résultats sont les suivants :

- ➔ 24 bits : SINAD = 100 à 130dB selon fréquences.
- ➔ 16 bits pleine-échelle : SINAD = 84dB, toutes fréquences.
- ➔ 16 bits demi-échelle : SINAD = 81dB, toutes fréquences.

On constate également en 24 bits que la limitation est fixée par la précision du filtre réjecteur, et par conséquent de la mesure de fréquence, tandis qu'en 16 bits, la limitation est fixée par le bruit de quantification.

⁶⁵ Ce type de raccordement nécessite la mise à zéro de la fonction de monitoring, afin d'éviter un phénomène d'auto-oscillation.

10 Etablissement des limites de référence

La majorité des bruits présents sur les haut-parleurs d'une radio évoluent linéairement avec le volume fixé par l'utilisateur. Ce type de bruit se prête tout à fait à l'approche basée sur la mesure de SINAD présentée dans ce document. Cependant, comme on l'a vu au paragraphe 4.1, certains bruits sont susceptibles d'être présents sur les haut-parleurs même lorsque la commande de volume est au minimum, ou quand la fonction "mute" est engagée. A ce jour, deux bruits de ce type ont été identifiés : le bruit de fond des amplificateurs audio et le "burst GSM". La méthodologie est différente pour fixer des limites aux deux types de bruit.

10.1 Limite relative en SINAD

La limite en elle-même est fixée par le service multimédia, sur la base d'écoutes au casque d'échantillons que je leur ai fournis. Ces échantillons sont produits avec plusieurs types de bruits, superposés à plusieurs échantillons de musique.

10.1.1 Création des échantillons

Le bruit est introduit de façon croissante, augmentant par pas de 3dB toutes les 5 secondes. Les échantillons de bruits croissants ont été réalisés sous Simulink, à partir d'échantillons de bruits réels issus du retour d'expérience sur véhicule et de bruits synthétiques. Les échantillons de musique font partie de la banque de sons utilisés par le service multimédia de Renault pour leurs jugements. Le niveau crête de chaque échantillon sonore est normalisé sur la pleine échelle.

Pour chacune des 3 pistes musicales 5 versions sont générées :

- ↳ Bruit Blanc.
- ↳ Bruit Rose.
- ↳ "Burst GSM".
- ↳ "Friture".
- ↳ Impulsions transitoires⁶⁶.

La figure 66 montre la création d'un des échantillons de bruit par un modèle Simulink simple : un gain est appliqué au signal parasite sous forme de "marches" de -75 à 0dB.

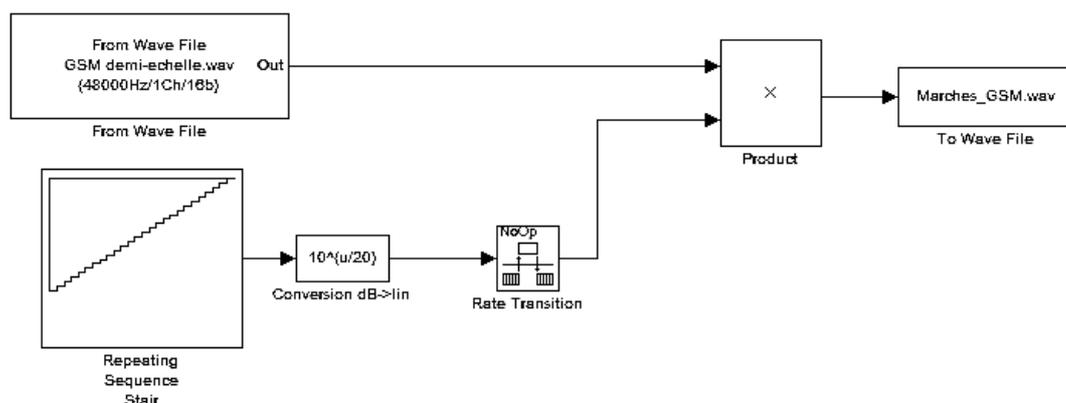


Figure 65. - Création d'un parasite croissant par pas de 3dB/5s.

La figure 66 ci-dessous montre l'assemblage sous Audacity d'un de ces bruits croissants avec un air pour violon et orgue (en bas en stéréo).

⁶⁶ Pour les impulsions transitoires : une impulsion toutes les deux secondes

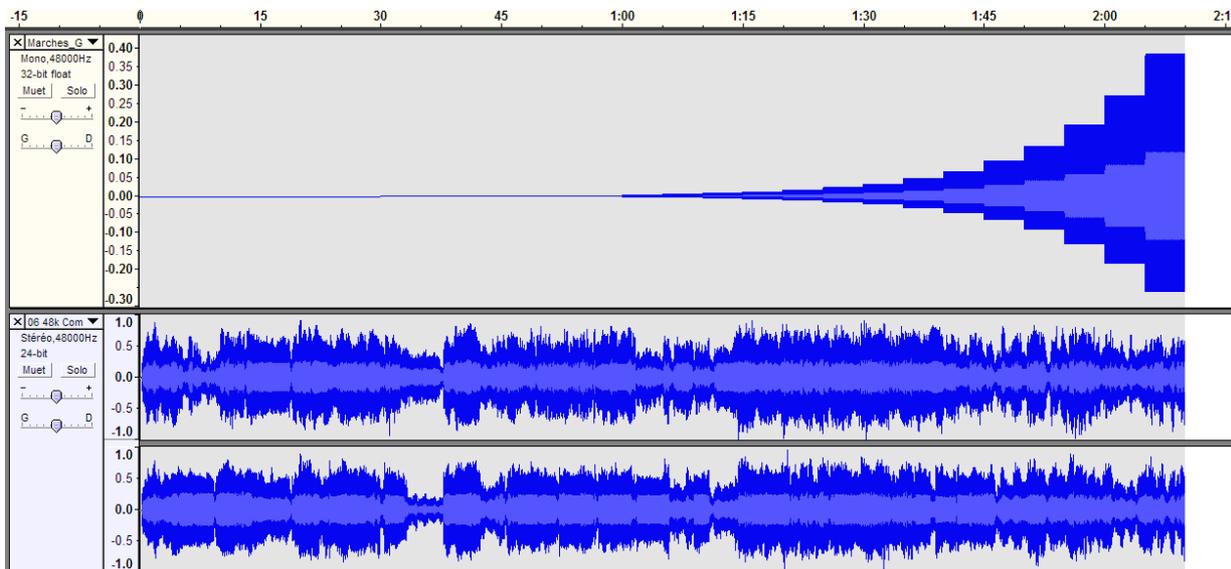


Figure 66. - Exemple d'échantillon pour écoute.

En plus des échantillons de musique, ces bruits sont également superposés sur un sinus représentatif du signal testé dans la procédure de mesure. Ces échantillons sont analysés sous SItronAD pour établir l'évolution du SINAD en fonction du temps, comme sur la figure ci-dessous :

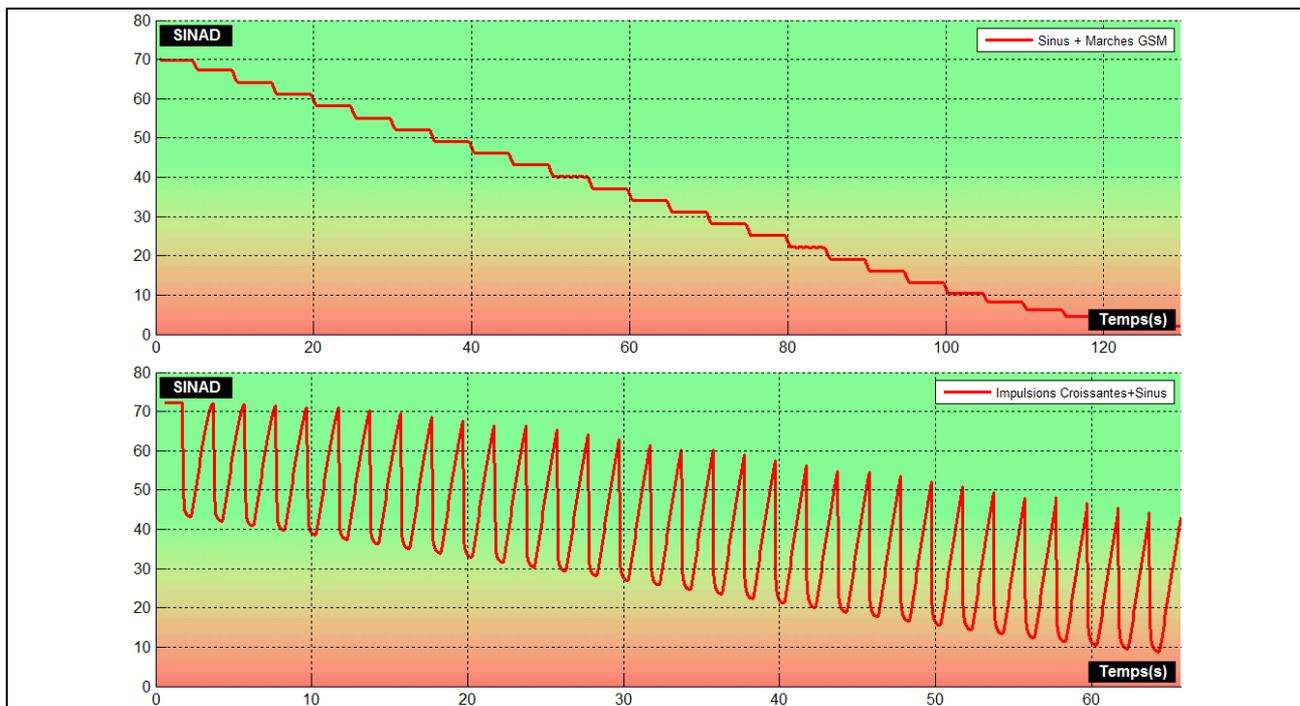


Figure 67. - Visualisation du SINAD pour 2 types d'échantillons. Haut : GSM, bas : impulsions.

10.1.2 Résultats

Le verdict rendu par le service multimédia est le suivant : les parasites deviennent perceptibles dans le son à partir d'un SINAD de 33, cette valeur constitue donc à la limite officielle d'acceptabilité dans les validations.

Cependant, après un retour d'expérience des mesures de SINAD, on se rend compte qu'une limite unique n'est pas viable pour les applications radio. Elle oblige à rejeter une grande partie des véhicules, ou à effectuer des dérogations fréquentes. En effet, on se rend compte que de nombreuses applications créent des parasites transitoires lors de leur commutation. Ces commutations passent inaperçues dans la plupart des programmes musicaux, et n'étaient jusqu'ici soumis à aucune évaluation CEM, dans la mesure où les balayages en fréquence des essais de mutisme sont réalisés en régime établi.

L'exemple de résultat ci-dessous montre le résultat d'un scénario déroulé sur véhicule⁶⁷, les barres noires indiquent la durée de la prestation concernée.

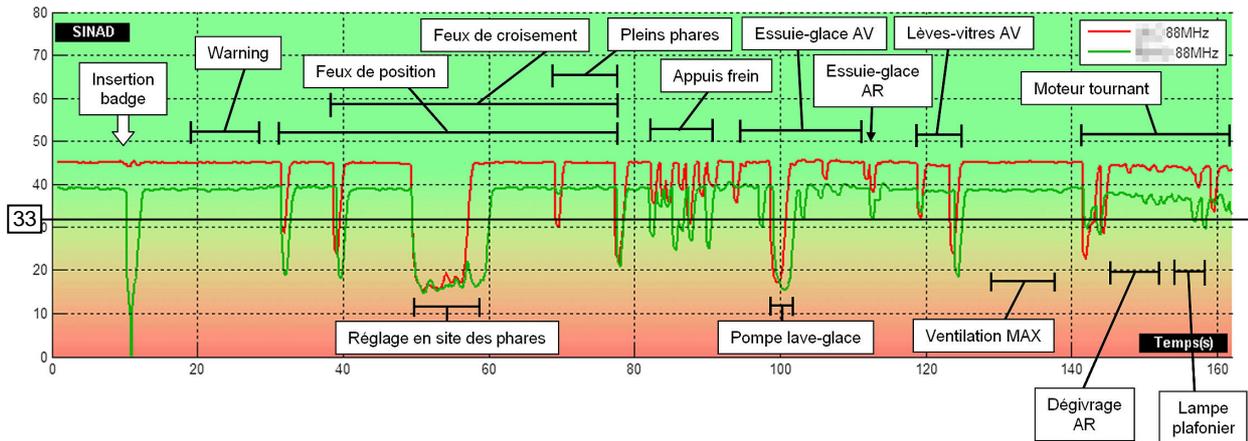


Figure 68. - Exemple de résultat : radios de fournisseurs différents sur un même véhicule.

On voit sur cet exemple que de nombreux parasites transitoires sont présents à l'allumage et à l'extinction des organes de puissances, sans être présents pendant leurs fonctionnements.

En se basant sur les résultats d'un grand nombre de véhicules testés, j'ai proposé pour chaque prestation un système de critères tenant compte de la récurrence des phénomènes. Ces critères sont résumés dans la Table 7, ils sont en cours d'étude pour officialisation.

Occurrence	Exemples de prestations	Critères SINAD		
		FM	AM	CD, USB, DAB, entrée AUX
Permanents	Moteur	>33	>20	
	Présence des feux			
	Recherche badge			
	Communications GSM			
	Ventilation			
Perturbations occasionnelles longues (>1s)	...	>20	>15	>33
	Lève-vitre			
	Caméra de recul			
	Essuyage / lave-glace			
Perturbations impulsionnelles	...	>15	>12	
	Commutation des feux			
	Commutation ventil.			
	Commutation lave-glace			
Perturbateurs rares	...	>10	>10	>20
	Conda/déconda véhicule			
	Démarrage moteur			
N/A	...	N/A	N/A	N/A
	Airbag			
	Réglage en site des phares			
	Avertisseur sonore			

Table 7. - Critères proposés pour les différentes prestations.

10.2 Limite absolue

Pour les bruits indépendants du volume, il s'agit de trouver le niveau acoustique absolu pour lequel une perturbation est gênante dans une condition d'écoute critique. Une fois ce signal limite fixé d'une façon acoustique, on peut en déduire la spécification du bruit maximal tolérable en tension. Lors des validations, cette tension peut être mesurée soit directement, soit en tant que SINAD à la condition qu'un signal utile de tension déterminée soit présent.

⁶⁷ Ce résultat concerne un véhicule prototype utilisé en cours de développement, les résultats ne sont pas représentatifs d'une production commerciale.

10.2.1 Détermination du seuil

La première étape consiste à déterminer les conditions d'écoute les plus "critiques" pour un utilisateur "normal". Ce cas est atteint quand un utilisateur est à l'arrêt, moteur éteint, tous accessoires coupés. Le véhicule choisi pour l'essai dispose d'une bonne isolation phonique avec l'extérieur et d'un système audio performant⁶⁸. Le véhicule est placé en intérieur, dans un environnement calme.

Cette procédure cible en priorité la problématique du bruit "burst GSM". Par conséquent, j'ai gravé sur un CD audio un échantillon en boucle de ce bruit. Dans cette procédure, le sujet de test est le responsable métier "réception radio" au service multimédia.

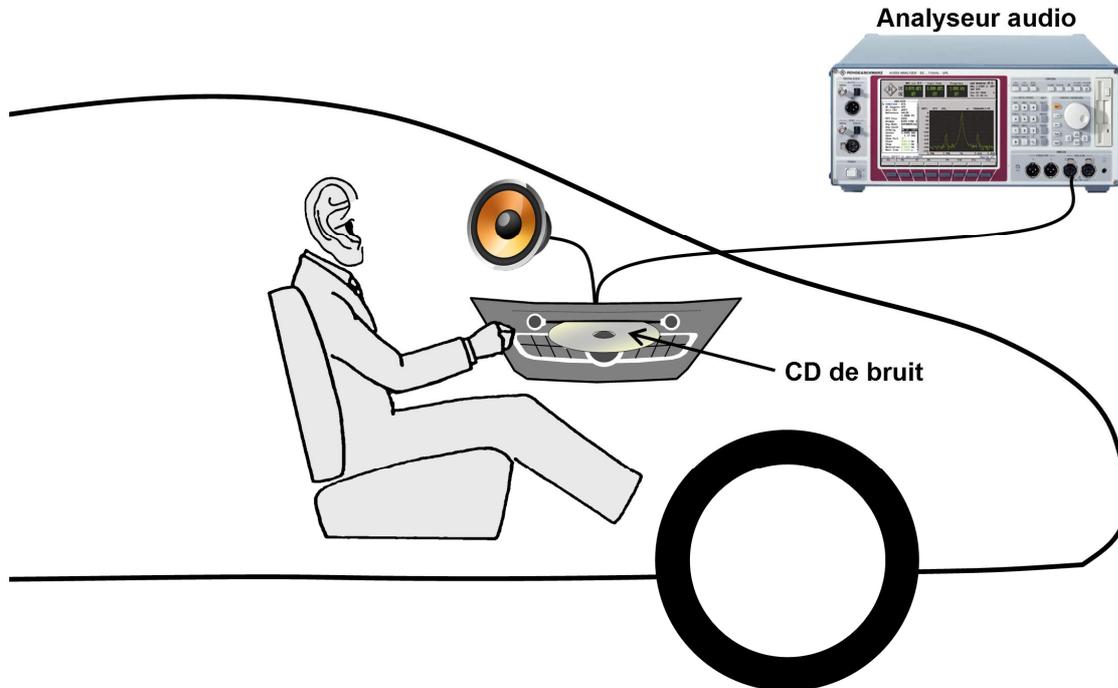


Figure 69. - Etablissement de la limite absolue d'un bruit GSM.

Le sujet ajuste le volume afin de trouver le seuil maximum perceptible du bruit.

Dans ce cas, l'analyseur audio est utilisé en tant que Voltmètre pondéré. Pour permettre l'intégration dans les méthodes de test, la pondération et le détecteur sont ceux de la norme UIT-R 468-4.

Le seuil de bruit établi par cette méthode est de **0,8mV aux bornes des haut-parleurs**.

L'utilisation du réseau de pondération/détecteur assure que cette tension puisse être extrapolée à tout type de bruit.

10.2.2 Lien avec la mesure relative de SINAD

La méthode vue au-dessus peut être directement appliquée pour la mesure, en utilisant l'analyseur audio comme voltmètre pondéré, et les 0,8mV comme seuil d'acceptabilité. Cependant, il peut être nécessaire d'intégrer dans une même mesure des bruits de plusieurs types. Le niveau de signal utile devra dans ce cas être ajusté de façon à ce que les 0,8mV correspondant à la limite de bruit absolue coïncident avec la limite de 33 établie pour le SINAD.

On a vu qu'on pouvait approximer le SINAD à un SNR au dessus de 10.

$$20 \times \log_{10} \left(\frac{\text{Signal}}{\text{Bruit}} \right) = 33$$

⁶⁸ La Laguna III choisie dispose du vitrage latéral feuilleté et du système audio BOSE.

$$\Rightarrow \text{Signal} = \text{Bruit} \times 10^{\frac{33}{20}}$$

$$\Rightarrow \text{Signal} = 0,8 \cdot 10^{-3} \times 10^{\frac{33}{20}} \approx 35,7 \cdot 10^{-3}$$

La limite absolue à 0,8mV et la limite relative SINAD=33 coïncident donc pour un signal utile d'environ 36mV crête, soit environ **25mV_{RMS}**

Cette valeur a été fixée dans un premier temps comme tension par défaut pour la réalisation de tous les essais. Cette valeur étant très faible, dans la pratique, à ce niveau, le bruit acoustique présent dans la cage anéchoïque est capté par les haut-parleurs et apparaît dans l'enregistrement⁶⁹, de plus la tension de bruit intrinsèque des amplificateurs est généralement trop proche, ce qui limite la dynamique de mesure possible.

La procédure est donc séparée en deux : les essais les plus courants, qui consistent à investiguer les dépassements CEM en bande radio FM sont effectués à mi-volume de la radio.

Les essais impliquant une exposition au GSM, ou une mesure du bruit intrinsèque de la radio sont à réalisés à 25mV_{RMS} en remplaçant les haut-parleurs par une charge résistive équivalente, généralement de 4Ω⁷⁰.

⁶⁹ La cage utilisée comporte une soufflerie et des extracteurs de gaz d'échappement très bruyants.

⁷⁰ Ces essais sont le plus souvent réalisés sur table.

11 Intégration dans les méthodes CEM-RF Renault

11.1 Intégration au système qualité

Le laboratoire CEM du centre technique d'Aubevoye est désigné pour effectuer les mesures officielles suivant la méthodologie développée dans ce mémoire. Ce laboratoire est homologué par le COFRAC⁷¹ pour sa conformité avec la norme ISO/CEI 17025 relative aux exigences de qualité et de compétence propres aux laboratoires d'essais et d'analyses. Le système qualité du laboratoire est dicté par les impératifs de la norme⁷². Parmi les impératifs de la norme 17025 figurent des critères sur la formation et la désignation des opérateurs, ainsi que sur la production des procès verbaux d'essais.

J'ai produit un manuel à l'usage des personnes amenées à réaliser ces essais, récapitulant la procédure d'essai d'un point de vue matériel et logiciel. A partir de ce manuel, une fiche de formation a été créée par le responsable du laboratoire d'Aubevoye.

Essai de mesure SNR							
Thème abordé	Niveau Initial	Niveau Requis	Niveau Atteint	Date	Formateur	Commentaire	Nbre de séance
Principe							
Procédure de mesure SNR		3					
Instruction de mesure SNR		3					
Connaissance du moyen d'essai							
Générateur		3					
Enregistreur audio		3					
Logiciel de post-traitement		3					
Démonstration							
Installation pour injection de signal		/					
Installation pour enregistrement		/					
Exécution d'une séquence pour enregistrement		/					
Post-traitement		/					
Pratique (Essais dirigés)							
Mesure n°1		/					
Mesure n°2		/					
Rédaction d'un procès-verbal		/					
Qualification par contre mesure							
Installation		3					
Mesure		3					
Nom							
Qualification de :							
Nom						Date et signature	
Validé par le responsable du laboratoire:							

Figure 70. - Fiche de formation du laboratoire d'Aubevoye.

J'assure la formation et la notation des opérateurs en vue de leur qualification. La figure 71 donne une définition des niveaux de compétences, avec une correspondance entre les dénominations du système qualité Renault, et celles de l'AFNOR⁷³.

⁷¹ Comité Français d'Accréditation

⁷² Cet essai ne correspondant pas à une obligation réglementaire, il n'est pas défini à ce jour s'il sera ou non effectivement partie des essais à homologuer par le COFRAC.

⁷³ Association Française de Normalisation.

DEFINITION DES DEGRES DE COMPETENCES			
Norme AFNOR Définition conforme au SPR / AFNOR Standard Definition according to SPR	Cotation Renault / Renault ranking	COMPÉTENCES INDIVIDUELLES	
O	1	Est débutant (je ne connais pas)	Ne connaît pas l'activité Vient de démarrer l'activité, vient d'arriver dans le secteur d'activités
I	2	Est apprenti (je sais faire avec aide)	A démarré l'activité depuis peu Réalise l'activité sur des cas simples N'est pas autonome dans son activité A besoin d'aide dans certaines situations Peut participer à une activité ne correspondant pas à sa formation de base
L	3	Est autonome (je sais faire) Est généraliste	Est opérationnel Maîtrise les aléas et dysfonctionnements usuels Capable de former une personne de niveau 0 ou 1 pour l'amener au niveau 3 /
U	4	Est spécialiste (je connais très bien)	Maîtrise le sujet Capable de traiter toutes les situations Capable d'améliorer, de faire évoluer le sujet Sait faire la synthèse des problèmes rencontrés pour en tirer des préconisations transversalisables et capitalisables Est formateur relais dans sa spécialité, participe à l'élaboration des programmes de formation correspondants, évalue les résultats pour réajuster les contenus et suivre le déroulement des actions .
	5	Est expert	

Nota: si la personne n'est pas concernée par une compétence, le signaler par "nc" (non concerné) ou "--"

Figure 71. - Définition des degrés de compétence.

A ce jour, un technicien d'Aubevoye est officiellement qualifié et désigné pour cet essai. D'autres personnes ont été formées à ces tests à Aubevoye et à Guyancourt et disposent d'une version du logiciel pour des besoins de recherche et développement, sans être officiellement désignées pour la production de procès verbaux officiels.

		Laboratoire Validation Véhicule CEM/RF API : FR CTA G29 0 10 Bâtiment G29 Parc de Gaillon 27940 Aubevoye	
Test Report / PROCES VERBAL n°2012-082-SNR.1			
Demandeur <i>Applicant</i>	RENAULT / 65610	S.Hamida	
Objet <i>Subject</i>	Mesure objective de perturbation audio suivant les prescriptions d'essai partielles suivant les références suivantes / <i>Emission tests according to the partial test prescriptions of the following documents :</i> Norme / <i>Standard</i> : UIT 468-4 Cahier des charges / <i>specifications</i> :		
Date d'essai <i>Test date</i>	16/02/2012		
Support d'essai <i>Test support</i>	H79 PSU3925		
Equipement testé <i>Tested equipment</i>	Radio en mode CD		
Conclusion	Tous les équipements testés donnent des mesures de SINAD supérieur à 33. <i>The equipments tested lead to SINAD measurements above 33.</i>		
	Nom / <i>Name</i>	Fonction / <i>Occupation</i>	Date
Rédigé par <i>Written by</i>	P.Lesueur / P.Boutier	Technicien d'essai <i>Test technician</i>	16/02/2012
	Date et / <i>and</i> signature		
Validé par <i>Validated by</i>	A.Brisson	Responsable laboratoire <i>Laboratory manager</i>	ORIGINAL SIGNÉ
<small>La reproduction de ce procès verbal n'est autorisée que sous la forme de fac similé photographique intégral et sous autorisation du laboratoire validation véhicule CEM/RF. Les résultats des essais ne concernent que le support d'essai et équipements identifiés dans ce procès verbal. Pour déclarer, ou non, la conformité à la spécification il n'a pas été tenue explicitement compte de l'incertitude associé au résultat. <i>This test report may only be reproduced in the form of a full photographic facsimile with the agreement of the EMC/RF vehicle validation laboratory. Test results are only available for the test support and the equipments identified in the present test report. To declare or not the conformity to the specification, the associated uncertainties are not taken into account.</i></small>			
CONFIDENTIEL PROPRIETE RENAULT	C	F-G29-201.1-modèle_PV_mesure Signal sur bruit	Page 1 / 5

Figure 72. - Exemple de première page d'un PV officiel de test du SINAD.

11.2 Corrélation avec les notations existantes

A l'heure actuelle, la méthodologie de mesure du SINAD présentée ici n'est utilisée systématiquement que dans le contexte CEM. Dans ce domaine, elle gagne progressivement en acceptation et en compréhension auprès des interlocuteurs concernés.

Cependant, il est envisagé d'étendre son domaine d'application à l'évaluation de la prestation de réception radio globale du véhicule, à l'arrêt et en mouvement⁷⁴ par les équipes radiofréquence et multimédia.

Dans cette optique, la proposition d'équivalence entre les notations propres au service multimédia et les notes de SINAD serait la suivante :

Cotation existante	Description	SINAD proposé
OK	"Pas de défaut"	> 33
P1	"Légers grésillement"	20 → 33
P2	"Forts parasite mais reste audible"	12 → 20
NOK	" Très fortement perturbé / inaudible "	0 → 12

Table 8. - équivalences entre cotation "multimédia" et SINAD.

Contrairement aux critères présentés dans la Table 7 page 10, qui concernent une valeur minimale obtenue en présence d'un parasite, ces critères concernent une appréciation globale du signal sur une certaine durée d'écoute, il est donc nécessaire de fixer un mode d'intégration/moyennage de la qualité audio. On a vu en 6.1.4 qu'une moyenne directe des valeurs de SINAD pouvait être envisagée sous réserve d'introduire une forme de plafonnement des valeurs au delà d'un seuil de perception.

Pour l'instant, cette application n'existe qu'à l'état de concept.

⁷⁴ Ce projet est connu en interne sous le nom de "Radio Aubevoye", il est partiellement implémenté.

12 Conclusions

Ce projet s'inscrit dans une démarche générale d'objectivation des évaluations qualitatives initiée par Renault. Cette démarche trouve en partie ses sources dans la collaboration avec Nissan, et particulièrement dans l'effort d'adopter l'attitude "*speak with data*" du constructeur japonais, qui consiste à ne communiquer que des grandeurs mesurables au lieu de simples ressentis.

La conclusion la plus directe du projet est la démonstration que cette objectivation est également applicable à la qualité sonore.

Selon les termes du contrat passé avec Assystem, la propriété intellectuelle du travail réalisé appartient à Renault. La solution étant basée sur du matériel et du logiciel générique, le constructeur peut la généraliser et la multiplier à un coût beaucoup plus faible que si elle était basée sur un matériel ou des licences logicielles spécifiques.

Indépendamment du contexte automobile, l'innovation technique principale de cette solution consiste à obtenir une courbe continue "SINAD Vs Temps", ce qui -à ma connaissance- n'existe dans aucune solution disponible commercialement.

Cette étude a constitué un challenge d'un point de vue technique : le choix d'une solution "développée maison" ne s'appuyant que sur très peu d'existant me mettait devant une obligation de résultat.

Ayant acquis la majeure partie de mon expérience dans le domaine des radiofréquences, j'ai dû acquérir pour ce projet des compétences dans des domaines que je connaissais moins, tels que l'ingénierie du son ou le traitement numérique du signal. J'ai également accru mes compétences dans l'usage de l'outil Matlab/Simulink.

Le déploiement de ce projet a également constitué un challenge humain : dans n'importe quelle structure, l'introduction de méthodes en rupture avec les habitudes rencontre une inertie qu'il faut vaincre à force de communication. Cette situation nécessite d'autant plus de diplomatie quand l'innovation provient d'un fournisseur sans lien hiérarchique avec le personnel du client.

Ces défis ont été relevés avec succès dans la mesure où la solution de mesure du SINAD développée est maintenant appliquée de façon systématique, et ses résultats font foi en tant que grandeur mesurable dans la prise de décisions techniques.

Des chantiers liés à ce projet restent à mettre en œuvre, en particulier son application dans la mesure rayonnée en cage sur plateau tournant, afin d'obtenir un "diagramme polaire fonctionnel", validant ainsi la totalité de la prestation radio y compris les stratégies de diversité multi-antennes.

Une réflexion est actuellement menée (été 2012) chez Renault pour étudier la possibilité de breveter la solution développée ici. A ce stade initial, les modalités exactes et l'étendue couverte par ce brevet restent à définir.

Annexe A : Glossaire

AFNOR : Association Française de Normalisation.

AM : modulation d'amplitude.

Analyseur audio : appareil de laboratoire dédié à l'analyse des paramètres de signaux audio.

AUX : abréviation commune d' "entrée auxiliaire" dans les systèmes audio et vidéo.

BBC : *British Broadcasting Corporation*.

CCIR : Comité Consultatif International des Radiocommunications, maintenant appelé UIT-R.

CEI/IEC : Commission Electrotechnique Internationale.

CEM : Compatibilité Electromagnétique.

COFRAC : Comité Français d'Accréditation.

DAB : *Digital Audio Broadcast* : une des normes de radiodiffusion numérique, parfois utilisé comme nom générique.

dB : décibel.

DBP : *Deutsche Bundespost*, ancien organisme allemand de régulation des postes et télécommunications dont la division télécommunication est devenue *Deutsche Telekom AG*.

dBu : unité de tension référencée par rapport à $0,775V_{RMS}$, soit $1mW$ sur une charge 600Ω pour une sinusoïde. C'est un niveau typique sur une entrée "ligne".

Détecteur : dispositif destiné à mesurer en continu l'amplitude d'un signal variable. Voir enveloppe.

Déviaton : Ecart entre la fréquence instantanée d'un signal et sa fréquence nominale. Voir FM.

DSP : *Digital Signal Processor* : processeur spécialisé dans le traitement de signal. Alternativement : *Digital Signal Processing* : traitement numérique du signal.

Enveloppe : mesure de l'évolution dans le temps de l'amplitude d'un signal, la relation entre le signal et l'enveloppe dépend du détecteur.

FIR : *Finite Impulse Response* : filtre à réponse impulsionnelle finie.

FM : Modulation de Fréquence. Par extension, on désigne par "bande FM" la portion du spectre VHF autorisant la radiodiffusion en modulation de fréquence.

GPIB : *General Purpose Interface Bus* : Bus de données aussi connu sous le nom de IEEE488 c'est le standard *de facto* pour l'interfaçage d'instruments de laboratoire.

GSM : norme de radiotéléphonie 2G, on s'intéresse ici à son mode de multiplexage temporel : le TDMA, dans lequel chaque abonné émet des données par "saccades" de 4,6ms.

I&Q : *In-phase & Quadrature* : mode de représentation des données de la phase et de l'amplitude sous forme quadratique. Il est essentiellement utilisé pour décrire les modulations numériques.

IHM : Interface Homme Machine.

IIR : *Infinite Impulse Response* : filtre à réponse impulsionnelle infinie.

MP3 : *Mpeg layer 3*, codec développé par le laboratoire Fraunhofer, devenu un standard *de facto* dans la compression audio, désigne aussi un fichier encodé sous ce format.

Notch : *Encoche* en anglais, filtre réjecteur supprimant une fréquence précise sans affecter le spectre environnant.

Niveau ligne : Désigne le niveau électrique d'un signal audio, après pré-amplification, mais avant amplification de puissance. Il existe deux niveaux standardisés pour les entrées/sorties d'appareils : $-10dBu$ pour le matériel grand public, et $+4dBu$ pour le matériel professionnel (voir dBu).

OIRT : Organisation Internationale de Radiodiffusion et de Télévision : assurait la coordination des diffuseurs radio et TV pour les pays du bloc soviétique pendant la guerre froide.

OTAN : Organisation du Traité de l'Atlantique Nord : on s'intéresse ici uniquement à son rôle dans la normalisation des procédures et équipements militaires, notamment en radio-transmission.

Porteuse : signal sinusoïdal pur modulé par un signal utile, afin de transporter une information, particulièrement dans le contexte des radiocommunications.

Psophométrie : se dit d'une courbe de pondération appliquée à un bruit afin d'atténuer certaines fréquences et d'en accentuer d'autres.

Psychoacoustique : branche des sciences étudiant la perception des sons, d'un point de vue psychologique et physiologique. On entend ici par modèle psychoacoustique la combinaison d'une pondération fréquentielle et d'un détecteur temporel.

RDS : *Radio Data System* : envoi de données numériques bas-débit dans les canaux FM, sur une sous-porteuse à 57kHz, comprenant notamment l'identification de la station écoutée.

RF : radiofréquences.

RMS : *Root Mean Square* : valeur efficace, associée à une tension ou un courant variable, correspondant à l'amplitude d'un signal continu de même puissance. Appelé aussi moyenne quadratique.

SINAD : *Signal Noise And Distorsion* : unité de mesure d'une qualité sonore basée sur le bruit et la distorsion, elle est décrite plus en détail dans le corps de ce document.

SNR : *Signal to Noise Ratio* : rapport signal à Bruit.

Sous-Porteuse

T-DMB : *Terrestrial Digital Multimedia Broadcast* : une des normes de radiodiffusion numérique.

THD : *Total Harmonic Distortion* : Taux de distorsion harmonique.

THD+N : *THD + Noise* : unité de mesure d'une qualité sonore basée sur le bruit et la distorsion, elle est décrite plus en détail dans le corps de ce document.

Tuner : démodulateur, la partie d'une radio qui convertit le signal RF en signal audio.

UIT/ITU : Union Internationale des Télécommunications, dont la division consacrée à la régulation des radiocommunications porte le nom d'UIT-R.

VHF : *Very High Frequency* : appellation du spectre de 30 à 300MHz.

WAVE : format de stockage de données sonores non compressées, à l'origine spécifique à Microsoft mais devenu standard.

Annexe B : Bibliographie

- ❖ **GEDDES W.K.E.** *The assessment of noise in audio-frequency circuits.* BBC Research Department. 1968.
- ❖ **Union Internationale des Télécommunications - Secteur des Radiocommunications.** *Recommandation 468-4 : mesure du niveau de tension des bruits audiofréquence en radiodiffusion sonore.* 1986.
- ❖ **FLETCHER H., MUNSON W.A.** *Loudness, its definition, measurement and calculation.* Journal de l'Acoustic Society of America. 1933.
- ❖ **American National Standards Institute.** *Norme S1.4A : Specification for sound level meters.* 1985.
- ❖ **Commission Electrotechnique Internationale.** *Norme 61672 : Electroacoustique - Sonomètres.* 2002.
- ❖ **ROBINSON D.W., DADSON R.S.** *A re-determination of the equal-loudness relations for pure tones.* 1956.
- ❖ **Organisation internationale de normalisation.** *Norme 226 Acoustique - Lignes isosoniques normales.* 2003
- ❖ **Association Française de Normalisation.** *Norme NF EN 60315 : Méthodes de mesure applicables aux récepteurs radioélectriques pour diverses classes d'émission.* 1998.
- ❖ **Agilent Technologies.** *Application Note : SINAD measurements using the Agilent U8903A Audio Analyzer.* 2012
- ❖ **Union Internationale des Télécommunications - Secteur des Radiocommunications.** *Recommandation 450-3 : Normes d'émission pour la radiodiffusion sonore à modulation de fréquence en ondes métriques.* 2001.
- ❖ **AEGIS Systems Ltd.** *Prediction of the 'usable' coverage of FM radio services.* 2010.
- ❖ **MATHEW D., Audio-Precision.** *How to write (and read) audio specifications.* 2010

Annexe C : Détails sur l'étude de la BBC

Le rapport de recherche *"The assessment of noise in audio-frequency circuits"* publié par W.K.E Geddes du département de recherche de la BBC en 1968 constitue une étape importante dans la définition d'une mesure standardisée du bruit basée sur la gêne perçue. Cette annexe n'a pas pour but de fournir une copie intégrale du rapport, mais d'en résumer les éléments clefs.

L'étude se situe dans le contexte des débuts de la radiodiffusion FM, qui permettait une diffusion de meilleure qualité, imposant un meilleur contrôle de la qualité sonore d'un bout à l'autre de la chaîne de production et de diffusion.

L'étude porte sur huit combinaisons possibles à partir de quatre réseaux de pondérations et de quatre détecteurs. Elle consiste à soumettre un jury d'auditeurs à un ensemble de programmes sonores, perturbés par une variété de bruits.

Le jury est composé de vingt personnes :

- 10 auditeurs "spécialistes" : tous masculins
- 10 auditeurs "non spécialistes" : 5 hommes, 5 femmes.

Les échantillons sonores sont au nombre de huit : six programmes musicaux et deux programmes parlés, dont une voix d'homme, une voix de femme.

L'extrait suivant montre les vingt-deux types de bruits testés et la mesure correspondante, avec chaque combinaison de mesure.

Signal-to-Noise Ratios Indicated by Various Network/Meter Combinations

NOISE	FIRST SERIES	DESCRIPTION	METER → WEIGHTING NETWORK	PPM*				I.R.T. meter		O.I.R.T. meter		Modified O.I.R.T. meter		NOISE
				C.C.I.F.	A.S.A.	D.B.P.	O.I.R.T.	D.B.P.	O.I.R.T.	D.B.P.	O.I.R.T.	D.B.P.	O.I.R.T.	
1	†	White noise		60	65½	56	57	57½	59	60	61	59½	61½	1
2	†	Tap noise; spectrum intermediate between 'white' and 'pink'		50½	59½	55	56	56½	57½	59½	60	59½	61½	2
3		White noise subjected to C.C.I.T.T. de-emphasis		56	60½	55½	56	56½	57	56½	57	60	60	3
4	†	'Empty Studio' noise (predominantly 'ventilation')		61	50½	57	59½	50½	60½	60½	63	60½	63½	4
5	†	'Muscle-in-band' noise		61½	67	57½	58	59½	60	61	62	62	63½	5
6	†	P.O. circuit of 7 kHz bandwidth		59½	63	58½	59	60½	61½	61	60	63½	63½	6
7	†	Carrier cross-talk (unintelligible) centred on 3 kHz		59½	66	57	57	62	60½	60	58	64	62½	7
8	†	Carrier cross-talk (unintelligible) centred on 12 kHz		62½	64	60	62	67	70½	63	68	67	68½	8
9		Isolated impulses (15 µs)		60	65½	56½	58	59	60	53½	54½	61	61	9
10		Isolated impulses (50 µs)		59	63½	56	57½	56½	59	54	54	61	60½	10
11		Isolated pulses from damped 2 kHz circuit		50½	54½	49½	49½	53½	53½	53	52	59½	58½	11
12	†	Impulses (15 µs) at mean p.r.f. of 3 Hz		56	61½	52	53½	56½	60	56½	57½	63½	62	12
13		Impulses (50 µs) at mean p.r.f. of 12 Hz		54	60½	51	52	56	56	61½	62½	65½	65	13
14	†	D.C. teleprinter noise		55½	62	53½	54	57½	56½	62	62	65½	65½	14
15		Impulses (50 µs) at mean p.r.f. of 200 Hz		53	56	49	49½	50½	51½	60½	61	61½	61½	15
16		Impulses (50 µs) at regular p.r.f. of 200 Hz		52½	56	48½	50½	50½	51½	60½	61	61½	61½	16
17		Pulses from damped 2 kHz circuit at mean p.r.f. of 200 Hz		55½	60½	54	53½	55	54½	62	61	62½	62	17
18		Impulses (50 µs) at mean p.r.f. of 2000 Hz		60	65	55½	56½	56	57½	60½	61	60½	61½	18
19		White noise filtered to octave band centred on 4 kHz		62	68½	59½	58½	60½	63½	62½	61	61	61	19
20		4 kHz tone		69	76	66	65½	66	65½	66	65½	66	65½	20
21		100 Hz tone		64	57	58	64½	56	65	58	64½	58	64½	21
22	†	50 Hz hum, with harmonics		63½	61½	61½	63	62	64	64½	67½	63½	69	22

* Amplifier of PPM modified to avoid overloading on isolated pulses (see Section 7).

† Representative of noises produced by programme sources and distribution circuits.

Figure 73. - Combinaisons de mesure soumis aux bruits de référence.

Chaque membre du jury écoute les huit échantillons de musiques, en combinaison avec les vingt-deux types de bruits, et dispose d'un potentiomètre pour ajuster le niveau de bruit dans chaque cas afin de trouver le seuil de gêne.

La combinaison se corrélant le mieux au niveau de gêne est l'usage d'une version modifiée par la BBC du détecteur proposé par l'OIRT⁷⁵, avec la courbe de pondération proposée par le DBP⁷⁶.

C'est le résultat de cette étude qui a été normalisé par le CCIR, devenu maintenant l'UIT-R, dans sa norme 468 (actuellement à la version 4).

La méthodologie appliquée par la BBC est tout à fait applicable dans le contexte traité dans ce mémoire, contrairement aux travaux de Fletcher et Munson dont est dérivée sa principale alternative.

⁷⁵ *Organisation Internationale de Radiodiffusion et de Télévision* (en Français dans le texte) : assurait la coordination des diffuseurs radio et TV pour les pays du bloc soviétique pendant la guerre froide.

⁷⁶ *Deutsche Bundespost* : Organisme en charge à l'époque des télécommunications pour la RFA.

Annexe D : Création d'un multiplex FM stéréo

Cette partie décrit l'application que j'ai réalisée afin de pouvoir émettre un signal FM stéréo arbitraire avec un générateur vectoriel SMU200A non équipé de cette option de multiplexage. Elle a été réalisée dans le cadre de l'étude décrite dans ce mémoire, même si elle ne traite pas directement de l'analyse audio.

Dans un signal FM mono, la déviation instantanée en fréquence est directement proportionnelle à l'intensité instantanée du son à transmettre, après passage de ce son dans un filtre de préaccentuation.

Dans les années 1960, la plupart des pays ont adopté un système de sous-porteuse pour l'adjonction d'un canal stéréo "Gauche - Droite" décodable par les radios compatibles, tout en restant transparent pour les radios de génération précédente, le contenu additionnel apparaissant dans les ultrasons une fois décodé.

La norme UIT-R 450-3⁷⁷ fixe les paramètres de ce signal. La déviation instantanée d'un signal stéréo est donnée par la formule suivante :

$$Dev(t) = \left[0,9 \times \left(\frac{G_{PR} + D_{PR}}{2} + \left(\frac{G_{PR} - D_{PR}}{2} \times \sin(2.\pi.f_{SP}.t) \right) \right) + 0,1 \times \sin(2.\pi.f_{PIL}.t) \right] \times Dev_{max} \quad (26)$$

Avec :

G_{PR} , D_{PR} : signaux audio normalisés Gauche et Droite, après préaccentuation.

f_{SP} : Fréquence de la sous-porteuse, généralement 38kHz.

f_{PIL} : Fréquence de la tonalité pilote, égale à $f_{SP}/2 = 19$ kHz.

Dev_{max} : Déviation crête, 75kHz dans la plupart des pays.

J'ai implémenté cette équation sous Simulink de la manière suivante :

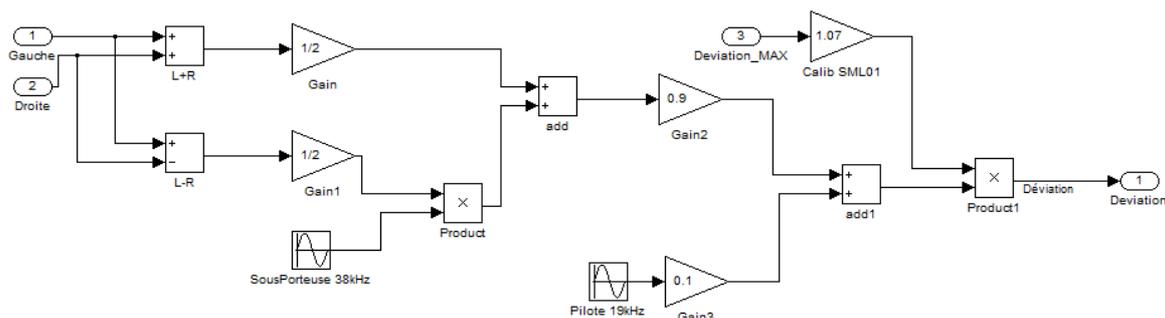


Figure 74. - Multiplexage de la Stéréo.

Dans ce modèle, j'ai rajouté un facteur de correction, afin d'obtenir un résultat identique à la déviation mesurée sur le générateur de SML01⁷⁸, à des fins d'interchangeabilité.

La norme impose également la préaccentuation des aigus avec une constante de temps de 50µs pour l'Europe.

⁷⁷ Union Internationale des Télécommunications - Secteur des Radiocommunications. *Recommandation 450-3 : Normes d'émission pour la radiodiffusion sonore à modulation de fréquence en ondes métriques*. 2001.

⁷⁸ Robde & Swbmarz étant leader sur le marché de l'équipement de télédiffusion, ses générateurs sont représentatifs d'une diffusion commerciale réelle. A l'analyse ultérieure, il semble que R&S interprète la déviation crête comme étant la déviation sans tonalité pilote, ce qui explique une déviation légèrement plus élevée mesurée à l'analyseur de spectre vectoriel.

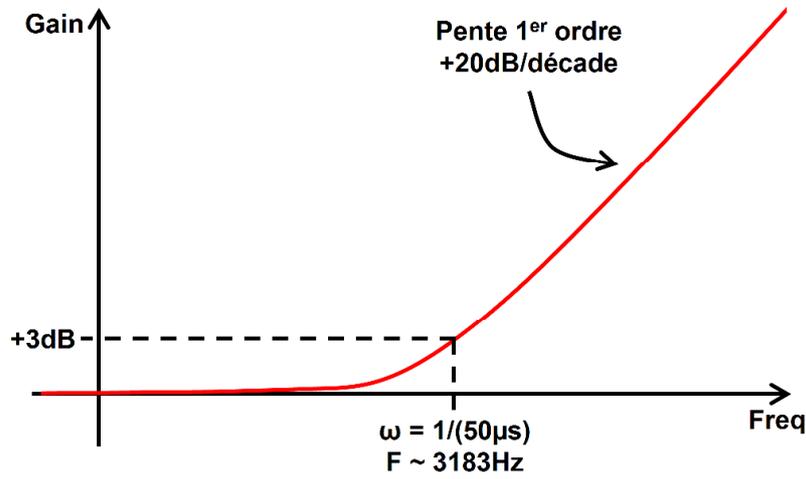


Figure 75. - Vue de principe de la réponse en fréquence d'une préaccentuation.

J'ai réalisé cette réponse en combinant le signal d'origine avec sa dérivée selon une constante de temps de $50\mu s$:

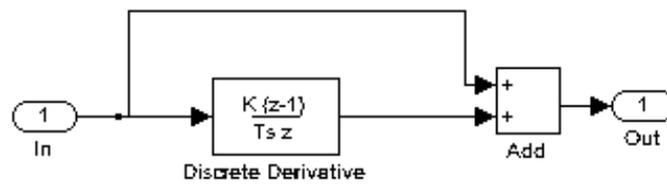


Figure 76. - Filtre de préaccentuation.

Dans la figure ci dessus, la constante de temps correspond au facteur K, corrigé par la fréquence d'échantillonnage T_s .

Le modèle ci-dessous montre l'encapsulation des modèles précédents, et le rajout des filtres passe-bas de 15kHz, correspondant à la bande passante en bande FM.

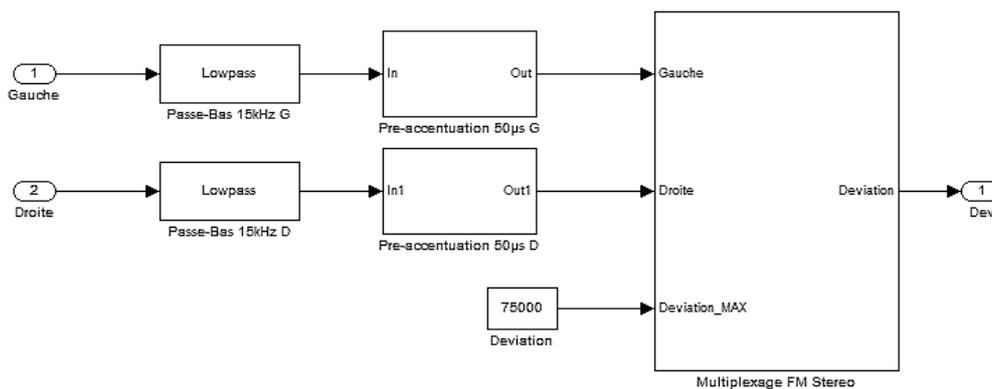


Figure 77. - Modulation FM version Européenne

Les générateurs vectoriels de signaux disponibles n'acceptent en entrée que des données I & Q, qui sont la représentation cartésienne d'une information "phase et amplitude".

On peut convertir une déviation en phase par le biais d'un intégrateur : un décalage de fréquence correspondant à une phase se décalant continuellement. Le modèle ci-dessous convertit la déviation en une phase en radians, puis reconvertit cette phase en coordonnées cartésiennes I & Q respectivement par un cosinus et un sinus.

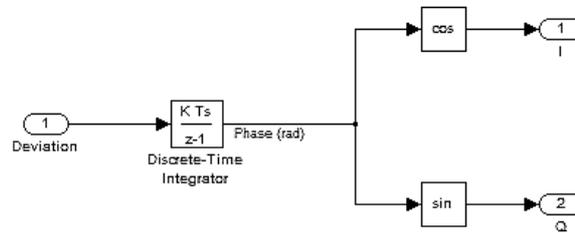


Figure 78. - Conversion Déviation en I&Q

Le modèle dans son intégralité est piloté par un script Matlab, qui assure une IHM basique pour l'import du fichier son, et l'export en un format lisible par les logiciels propriétaires de R&S : WinIQSIM et IQWizard.

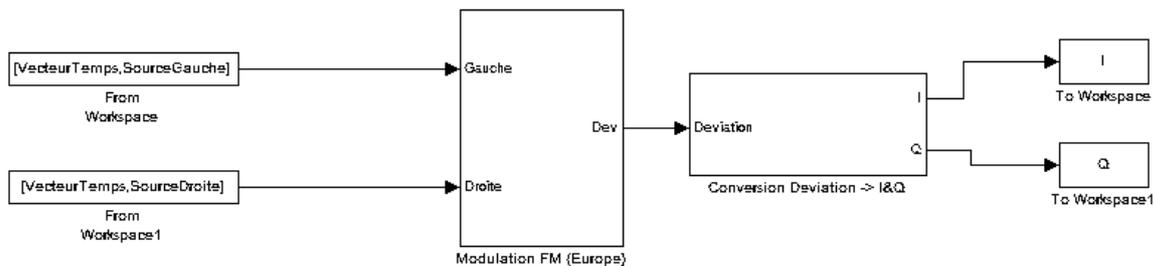


Figure 79. - Modèle Simulink complet appelé par Matlab.

L'analyse spectrale en sortie de radio montre que le signal issu du générateur dédié SML01 et celui recréé par le générateur sont indiscernables pour nos applications.