



IV Jornadas JAAS Acústica, Audio y Sonido

Ponencias

15 y 16 de agosto de 2018

Organiza: Ingeniería de Sonido

AUTORIDADES UNTREF

Rector

Aníbal Y. Jozami

ajozami@untref.edu.ar

Vicerrector

Martín Kaufmann

mkaufmann@untref.edu.ar

Secretario Académico

Ing. Agr. Carlos Mundt

cmundt@untref.edu.ar

Secretario de Investigación y Desarrollo

Dr. Pablo Miguel Jacovkis

pjacovkis@untref.edu.ar

Coordinador de Ingeniería de Sonido

Mg. Ing. Alejandro Bidondo

abidondo@untref.edu.ar

IV JORNADAS DE ACÚSTICA, AUDIO Y SONIDO (JAAS)**15 Y 16 DE AGOSTO DE 2018****Sede Caseros II****Universidad Nacional de Tres de Febrero (UNTREF)****Valentín Gómez 4752, Caseros****Buenos Aires, Argentina****COMITÉ CIENTÍFICO**

Alberto Behar	Ryerson University
Alejandro Bidondo	Universidad Nacional de Tres de Febrero
Daniel Ottobre	Universidad Nacional de Tres de Febrero
Esteban Lombera	Universidad Nacional de Tres de Febrero
Francisco Ruffa	Universidad Nacional de Tres de Febrero
José Ruzzante	Universidad Nacional de Tres de Febrero
Joaquín Mansilla	Comisión Nacional de Energía Atómica
Juan Ignacio Mieza	Universidad Nacional de Tres de Febrero
Leonardo Magliolo	Universidad Nacional de Tres de Febrero
Santos Tieso	Comisión Nacional de Energía Atómica
Shin-ichi Sato	Universidad Nacional de Tres de Febrero

AUSPICIANTES:

AdAA: Asociación Argentina de Acústicos

APrA: Agencia de Protección Ambiental de la Ciudad de Buenos Aires

AATIA: Asociación Argentina de Técnicos e Ingenieros de Audio

CAPER: Cámara Argentina de Proveedores de Equipos de Radiodifusión

IMAS: Instituto Mendocino de Audio y Sonido

MAH: Mutualidad Argentina de Hipoacúsicos

UDLA: Universidad de las Américas, Ingeniería en Sonido y Acústica

PARTICIPAN:

APrA Agencia de Protección Ambiental de la Ciudad de Buenos Aires

ARQUISONIC

ARS Tech

AS Acoustic Solutions

BRUIT Engineering

CAPER

CEARTEC

Coasin

Decibel Sudamericana S.A.

Domo LAB

Equaphon

Exosound

KNAUF

ON OFF Producciones

REC OR Play

IV Jornadas de Acústica, Audio y Sonido-JAAS 2018 /

Alejandro Suárez... [et al.] ; compilado por

Alejandro Bidondo. -1a ed. - Sáenz Peña:

Universidad Nacional de Tres de Febrero, 2019.

Libro digital, PDF

Archivo Digital: online

ISBN 978-987-4151-93-3

1. Ingeniería Acústica. I. Suárez, Alejandro. II.

Bidondo, Alejandro, comp.

CDD 620.21

PRÓLOGO

Las jornadas de Acústica, Audio y Sonido UNTREF son un espacio creado para compartir ciencia y saber qué están estudiando e investigando otros estudiantes, docentes y colegas, pero fundamentalmente para conocer personas con un interés afín al nuestro.

Este año, le hacemos un lugar a las empresas, que también son parte importante de nuestro medio, pues sin ellas las aplicaciones de todo lo estudiado y creado no llegarían al público en general.

Como de costumbre, nos acompañarán invitados nacionales e internacionales, quienes siempre nos recuerdan que no todas las sociedades tienen las mismas necesidades, que hay muchas otras ramas de estudio que quizás ni imaginábamos y que hay conocimiento en otros idiomas; de esta forma y de a poco, en la carrera Ingeniería de Sonido de la UNTREF pretendemos formar un pensamiento universal en los estudiantes.

Nos esperan dos días llenos de ciencia, demostraciones, reuniones y de poder contar qué estamos haciendo.

Mis felicitaciones al equipo de trabajo, el que mayoritariamente está compuesto por estudiantes, y mi agradecimiento a las autoridades de la UNTREF, quienes apoyaron las JAAS desde su primera edición.

Deseo vivamos días llenos de conocimiento y motivación. ¡Bienvenidos!

Alejandro Bidondo

En esta edición de las Jornadas de Acústica, Audio y Sonido, se celebró la trayectoria de uno de los pilares fundamentales de la carrera Ingeniería de Sonido, el Ing. Francisco Ruffa, en reconocimiento a más de 57 años dedicados a la docencia en forma ininterrumpida, formando ingenieros para la Argentina y el mundo.

Sus estudiantes y colegas aprovecharon la ocasión para celebrar el compromiso cotidiano demostrado en la tarea pedagógica.



Mg. Ing. Alejandro Bidondo
Director JAAS
Coordinador Ingeniería de Sonido

Arq. Leonardo Magliolo
Sub-Director JAAS
Docente Investigador Ingeniería de Sonido

ABSTRACTS

Plenario

LIMITATIONS AND POSSIBILITIES OF SOUND SOURCE LOCALIZATION AND ADVANCED ALGORITHMS

*Olaf Bölke*¹

¹ gfai tech GmbH, Volmerstraße 3, 12489 Berlin, Germany. boelke@gfaitech.de

Abstract

Even 15 years after the market launch of commercial beamforming systems, the basic limits remain largely unknown. One reason for this might be the insufficient understanding of phenomena specific to array design. Various examples of simulated and measured acoustic images are discussed in order to increase the understanding that the limits of standard beamforming can be extended by knowledge of the occurring phenomena and by the application of advanced algorithms. For this purpose, effects such as masking of quiet sound sources, artificial sources due to the superposition of side lobes, and frequency depending spatial resolution are investigated for different array designs. It could be shown that sound sources can reliably be detected by using advanced algorithms (HDR and CLEAN-SC) as well as by suitable interpretation of the array specific main and side lobe patterns.

Acústica Arquitectónica

PREDICCIÓN DEL AISLAMIENTO ACÚSTICO A RUIDO AÉREO DE PANELES MULTICAPA

*Joaquín Mansilla*¹, *Laurence Bender*², *Leonardo Pepino*³

¹ Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina. jmansilla@untref.edu.ar

² Universidad Nacional de Tres de Febrero, LAEIA, Buenos Aires, Argentina.

lbender@untref.edu.ar

³ Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina. leonardodpepino@gmail.com

Resumen

Los modelos de predicción de aislamiento a ruido aéreo, que permiten obtener el índice de reducción sonora por bandas de frecuencia a partir de los datos físicos de los materiales, son una herramienta importante a la hora de diseñar soluciones constructivas reales. Uno de los métodos de construcción

más comunes es la superposición de distintas capas del mismo o distintos materiales, principalmente en el caso de paneles de poco espesor y por lo tanto de poca masa superficial. Las distintas láminas o capas de un panel multicapa suelen fijarse mediante uniones de tipo puntual, como pueden ser tornillos o clavos. En este estudio se revisan expresiones y fórmulas que extienden la predicción de panel simple para el caso de paneles multicapa no adheridas. Se comparan las predicciones respecto a paneles multicapa medidos en laboratorio según la norma ISO 140-3. Los resultados muestran la concordancia de la frecuencia crítica y una buena aproximación de los índices de reducción sonora por bandas de frecuencia de tercios de octava.

Abstract

Airborne sound insulation prediction models, which give estimations of the transmission loss in frequency bands based on the physical characteristics of materials, are an important tool for the design of real constructive solutions. One of the most common construction methods is the superposition of layers of the same or different materials, mainly in the case of thin panels and therefore low surface mass. The different sheets or layers of a multilayer panel are usually fixed by point-type linkages; such as screws or nails. In this study we review expressions and formulas that extend the single panel predictions for the case of non-adhered multilayer panels. The predictions are compared to laboratory measurements of multilayer panels made according to ISO 140-3. The results show agreement with the critical frequency and a good approximation of the sound reduction indexes in third-octave bands.

COMPARATIVA ENTRE EL PROGRAMA COMERCIAL INSUL Y UN MODELO HÍBRIDO PARA LA PREDICCIÓN DEL AISLAMIENTO ACÚSTICO DE PANELES SIMPLES

Joaquín Mansilla¹, Laurence Bender², Leonardo Pepino³

¹ Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina. jmansilla@untref.edu.ar

² Universidad Nacional de Tres de Febrero, LAEIA, Buenos Aires, Argentina. lbender@untref.edu.ar

³ Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina. leonardodpepino@gmail.com

Resumen

En la actualidad existen diversas herramientas informáticas para la predicción de las pérdidas por transmisión de paneles homogéneos e isotrópicos a partir de sus propiedades físicas y constructivas. Esta investigación presenta una comparativa entre predicciones obtenidas utilizando el software comercial INSUL y un modelo combinado propuesto por los autores. Se comparan los valores con mediciones en laboratorio de distintos materiales realizadas según la norma ISO 140-3. El estudio se divide en dos grupos de materiales; el hormigón como material pesado, y el vidrio, la madera de

alta densidad y placas de yeso laminado como típicos materiales livianos. Se examinan las pérdidas por transmisión en bandas de tercio de octava, así como los índices de reducción sonora ponderados y los términos de adaptación espectral R_w (C, Ctr). Estadísticamente, los resultados muestran que el modelo híbrido presenta una desviación menor respecto a las mediciones en laboratorio comparado con INSUL.

Abstract

Several software tools for the prediction of transmission loss in homogeneous and isotropic panels have been developed, which use as input physical and constructive properties of the panels. This study presents a comparison between predictions obtained using the commercial software INSUL and a hybrid model proposed by the authors. The values are compared with laboratory measurements of different materials made according to ISO 140-3. The study is divided into two groups of materials; concrete as illustrative of a heavy material, and glass, high density wood and gypsum boards as typical lightweight materials. The transmission loss in third octave bands and the weighted sound reduction indexes R_w (C, Ctr) are examined. Statistically, the results show that the hybrid model presents a smaller deviation with respect to the laboratory measurements compared with INSUL.

PROYECTO ACÚSTICO DE SISTEMAS DE PISOS EN EDIFICACIONES: ESTUDIO DE CASO DEL PROYECTO DE AISLAMIENTO DE UNA SALA DE CONTROL DE AUDIO

José C. Giner¹, Pedro E. S. Netto²

¹ Giner Environmental Solutions, Consultoria em acústica e vibrações, São Paulo, Brasil. engenharia@giner.com.br

² Giner - Environmental Solutions, Consultoria em acústica e vibrações, São Paulo, Brasil. lab@giner.com.br

Resumen

Uno de los principales problemas en acústica de edificaciones se trata del aislamiento entre unidades habitacionales distintas. Esta situación es responsable de la mayoría de las reclamaciones de ocupantes, pues además de incomodidad, quita la privacidad de usuarios. Al profundizar en este aspecto, gran parte de problemas encontrados se refieren a ruidos transmitidos por el sistema de piso. Con base en esto, este artículo presentará una revisión de soluciones utilizadas para la mitigación del ruido aéreo y estructural en pisos, abordando conceptualmente las soluciones y dando ejemplos de aplicación de productos y sistemas constructivos. Además, se discutirá el proceso de simulaciones computacionales de aislamiento acústico a través de los softwares INSUL y SONarchitect ISO. Como estudio de caso se describirá la construcción de una sala de control de audio sobre un ambiente social de una residencia, con alta exigencia de aislamiento acústico. Se abordarán la fase de proyecto y simulaciones com-

putacionales para dimensionamiento del piso, aspectos constructivos y finalmente mediciones in situ del aislamiento al ruido aéreo y de impacto, de acuerdo con las normas ISO 16283-1 e ISO 16283-2, para validación del proyecto. A partir de los resultados se puede percibir que los valores obtenidos se presentan próximos a los simulados.

Abstract

One of the main problems in building acoustics is the isolation between dwellings. This situation is responsible for most of the occupant's complaints, besides being uncomfortable, it takes privacy away from users. Deepening in this question, a great part of the problems found refer to the noises transmitted by the floor system. Based on this, the present article will present a review of the solutions used for airborne and structural noise mitigation in floor systems, approaching the solutions conceptually and giving examples of products application and construction systems. In addition, it will be discussed the process of acoustic insulation computational simulations through the software's INSUL and SONarchitect ISO. As a case study will be described the process of building an audio control room over a social environment of a residence, with a high degree of sound insulation requirement. The design phase and computational simulations for design of the floor system, construction aspects and finally in situ measurements of airborne noise and impact noise, according to ISO 16283-1 and ISO 16283-2 for project validation, will be addressed. From the results it can be seen that the values obtained are close to the simulated ones.

PERMANENCIA DE LA COMUNICACIÓN SONORA MEDIANTE LAS ALDABAS EN EL PAISAJE SONORO DEL BARRI GÒTIC DE BARCELONA

Francesc Daumal I Domènech¹, Sandra Del Rio Bonnin²

¹ ETS Arquitectura Barcelona (UPC-BarcelonaTech), Avda. Diagonal 649, 08028 Barcelona. francesc.daumal@upc.edu

² ETS Arquitectura Barcelona (UPC-BarcelonaTech), Avda. Diagonal 649, 08028 Barcelona. sandradelrio@outlook.es

Resumen

¿Todavía existen antiguas voces de aldabas que son usadas para llamar a los habitantes de Barrio Gótico de Barcelona? Estos particulares elementos se han integrado en los portales de muchas calles estrechas con diferentes estilos arquitectónicos y simbólicos. Han llenado las comunicaciones diurnas entre calles y casas con sus *pics i repicons*, que todavía resuenan por la calle y especialmente dentro del edificio, desde el hall hasta la ventana receptora, pasando por la caja de escalera y los patios de luces. En suma, los golpeadores y las aldabas hacen resonar la arquitectura desde la propia puerta de madera que recibe los impactos, hasta el receptor.

Golpear se vuelve un arte, una música, una forma de comunicarnos, que ahora debemos investigar, catalogar, grabar, fotografiar, hacer vídeo, geolocalizar, etc. En suma, no dejar en el olvido. Porque desaparecen los golpeadores de nuestras puertas en tantas ciudades, y se revenden en el mercado de ocasión dejando a los edificios afónicos o roncós. Esos timbres actuales, a menudo anodinos, nos igualan con nuestros vecinos.

RENOVACIÓN ACÚSTICA Y DISEÑO DE SISTEMA DE REFUERZO SONORO EN LA IGLESIA “NUESTRA SEÑORA DE LA PAZ”

Fernando Del Solar Dorrego^{1,2}

¹ Instituto Tecnológico de Buenos Aires, Departamento de Ingeniería Electrónica, Buenos Aires, Argentina. fdelsola@itba.edu.ar

² Penn State University, Graduate Program in Acoustics, State College, PA, USA. fmd117@psu.edu

Resumen

La iglesia católica “Nuestra Señora de la Paz” sufría de una excesiva reverberación (4 segundos en frecuencias medias) y de un sistema de refuerzo sonoro inapropiado. Mediciones del Speech Transmission Index (STI) en la zona de la congregación indicaron que la inteligibilidad de la palabra estaba muy comprometida. La aislación térmica del techo era a su vez insuficiente, y esto impactaba en los costos de climatización del templo. La renovación acústica incluyó el diseño de un cielo raso con absorción sonora y aislación térmica. La posterior medición de parámetros acústicos y térmicos indicó que los objetivos propuestos fueron alcanzados. Para el diseño del nuevo sistema de refuerzo sonoro se utilizó una fórmula de interpolación elíptica. Los valores de sonido directo obtenidos con dicha aproximación fueron contrastados con los predichos por un software de simulación. Los resultados indican que la fórmula de interpolación elíptica comete un error promedio de 3 dB en su estimación del sonido directo.

Abstract

Catholic church “Nuestra Señora de la Paz” suffered from an excessive reverberation (4 seconds at mid-frequencies) and an ill-suited sound reinforcement system. Measurement of the Speech Transmission Index (STI) in the congregation area indicated that speech intelligibility was greatly impaired. Thermal insulation on the roof was also insufficient and impacted in air conditioning costs. The acoustical renovation included the design of a sound-absorbing and thermally-insulating ceiling. Subsequent measurement of room acoustic and thermal parameters showed that the proposed goals were met. An elliptical interpolation formula was used in the design of the new sound reinforcement system. Direct-sound values calculated with this approximation were compared with those predicted by a simulation software. The results obtained in this study show that the elliptical interpolation formula makes an average error of 3 dB in its estimation of the direct sound.

CONTROL DIGITAL PARA SALA DE ACÚSTICA VARIABLE

C. Adrián Prado¹, Julio Daniel A. Moreno²

¹Laboratorio de Acústica y Sonido “Mario G. Camín” Facultad Regional Mendoza
Universidad Tecnológica Nacional. adrian.prado@outlook.com.ar

²Laboratorio de Acústica y Sonido “Mario G. Camín” Facultad Regional Mendoza
Universidad Tecnológica Nacional. juliodanielmoreno@yahoo.com.ar

Resumen

Se trata de un dispositivo que permite variar la acústica de una sala en forma remota (cableada), modificando la absorción acústica resultante mediante un conjunto de paneles absorbentes móviles. El movimiento es proporcionado por motores paso a paso comandados mediante un hardware y software diseñado especialmente que permiten seleccionar y establecer con suficiente precisión el tiempo de reverberación medio de la sala entre ciertos márgenes (máximo y mínimo). De esta manera nos permitirá variar la acústica de la sala, en forma remota y con precisión, con la simple acción de ingresar en una PC el valor numérico del RT60mid deseado (tiempo de reverberación medio). Es de muy fácil manejo, aunque su instalación requiere de personal especializado. Representa una gran ventaja frente a los sistemas de acústica variable manuales pues realiza el ajuste del RT60mid en un par de minutos. Otra ventaja es que permite mover “a distancia” todos aquellos paneles absorbentes de difícil acceso (ubicados sobre paredes en altura o sobre el techo). Esto sería de gran utilidad, por ejemplo, en un estudio de grabación, permitiéndole al ingeniero de grabación probar desde la consola variantes en la acústica de la sala sin tener que moverse de su puesto.

Abstract

It is a device that adjusts the acoustics of a room in a remote (wired) way, modifying the acoustic absorption resulting through a set of mobile-absorbent panels.

Stepper motors commanded by specially designed hardware and software provide the movement, y allow selecting and establishing with sufficient precision the mean reverberation time of the room between certain margins (maximum and minimum).

This will allow us to adjust the acoustics of the room, remotely and precisely, with the simple action of entering in a PC the numerical value of the desired RT60mid (mean reverberation time). It is very easy to use, although its installation requires specialized personnel. It represents a great advantage over manual systems of variable acoustics to perform the adjustment of RT60mid in a couple of minutes. Another advantage is that it allows moving all those inaccessible absorbent panels (located on walls, at high height or on the roof). This would be very useful for example, in a recording studio, allowing the recording engineer to try (from the console) variants in the acoustics of the room without having to move from his post.

TRES SALAS MULTIPROPÓSITO EN MADRID Y BUENOS AIRES: EL USO DE PROGRAMAS DE SIMULACIÓN ACÚSTICA

***Roberto D. Ottobre*¹, *Manuel Recuero López*², *Marcelo L. Ottobre*³, *Agustín Y. Arias*⁴**

¹ Ottobre & Ottobre Arquitectos, Asesores en Acústica, Ciudad Autónoma de Buenos Aires, Argentina. arq.daniel@ottobreyottobre.com.ar

² Universidad Politécnica de Madrid, Madrid, España. manuel.recuero@upm.es

³ Ottobre & Ottobre Arquitectos, Asesores en Acústica, Ciudad Autónoma de Buenos Aires, Argentina. arq.marcelo@ottobreyottobre.com.ar

⁴ Ottobre & Ottobre Arquitectos, Asesores en Acústica, Ciudad Autónoma de Buenos Aires, Argentina. agustinarias@ottobreyottobre.com.ar

Resumen

Se presentan tres salas multipropósito en las que se utilizó un software de análisis acústico como herramienta básica de diseño. Una de estas salas se encuentra en Pozuelo de Alarcón (Madrid), mientras que las otras dos están en Buenos Aires. Las mediciones obtenidas se compararon con los datos del modelo acústico, verificando así la validez del método de trabajo. Además, se detallan los criterios arquitectónicos y acústicos utilizados, ofreciendo un principio probado para la construcción de este tipo de salas. Al mismo tiempo, se presenta un método de trabajo económico para emprender grandes proyectos con un presupuesto moderado.

Abstract

Three multipurpose halls are presented in which an acoustic analysis software program was used as a basic design tool. One of these halls is located in Pozuelo de Alarcón (Madrid), while the other two are in Buenos Aires. The actual measurements obtained were compared to the design data, thus verifying the validity of the working method used. However, the research was not limited to the acoustics issue, but also dealt with the architectural and acoustic criteria used, offering a proven principle for building these types of halls. At the same time, an economical working method is presented for undertaking major projects with a moderate budget.

PROPUESTA DE UN FACTOR DE CALIDAD PARA RESPUESTAS AL IMPULSO DE RECINTOS CERRADOS

***Sol Brito*¹, *Lucas Bontempo*², *Mario Winter*³, *Leandro Nardi*⁴**

¹ Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina. sol.brito@msn.com

² Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina. Lucas.bontempo96@gmail.com

³ Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina. xentemario@hotmail.com

⁴ Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina.

Resumen

En este trabajo se propone la definición de un factor cuantitativo de calidad para la evaluación de las respuestas al impulso (RI) de recintos cerrados. El objetivo es evaluar el impacto, en el tiempo de reverberación (TR), de la acción de promediado de las mediciones acústicas in situ. Los procedimientos llevados a cabo son realizados en forma automática vía un script que permite la reproducción, adquisición y evaluación del TR según los estándares de la norma ISO 3382.

Acústica Forense

ESTIMACIÓN DE NIVELES DE EXPOSICIÓN SONORA DE DISPAROS EN CAMPO LIBRE

*Leandro S. Rodiño*¹

¹ Gendarmería Nacional Argentina, División Acústica Forense, Buenos Aires, Argentina. leo.rodino@hotmail.com

Resumen

El análisis acústico de disparos realizados por armas de fuego permite obtener valiosa información en el ámbito forense. A través de la medición y el cálculo de diversas propiedades físicas producto de la deflagración de los gases ocurrido al momento de realizar un disparo es posible estimar la energía acústica liberada. En primera instancia se aplica el cálculo de la energía angular de la fuente propuesto en la norma ISO 17201. Posteriormente se realiza la estimación de la propagación acústica en campo libre para obtener el nivel de exposición sonora a distancias determinadas alrededor de la fuente. Por último, se realiza una prueba de campo con la finalidad de validar los valores simulados. La implementación del método se compila en un software práctico para automatizar una rápida carga de datos y obtención de resultados.

Abstract

The acoustic analysis of gunshots allows to obtain valuable information in the forensic field. Through the measurement and calculation of the physical properties produced by the deflagration of the gases at the moment of shooting, it is possible to estimate the released acoustic energy. First, the calculation of the angular source energy proposed in the ISO 17201 standard is applied. Subsequently, the estimation of the acoustic propagation in free field is carried out to obtain the sound exposure level. Finally, a field test is performed in order to validate the simulated values. The implementation of the method is compiled in a practical software to automate a quick data loading and obtaining results.

AUTOCORRELACIÓN TEMPORAL APLICADA AL RECONOCIMIENTO FORENSE DE DISPAROS

*Leandro S. Rodiño*¹

¹ Gendarmería Nacional Argentina, División Acústica Forense, Buenos Aires, Argentina. leo.rodino@hotmail.com

Resumen

El reconocimiento del tipo de arma y munición utilizados a partir de los parámetros acústicos extraídos del sonido de un disparo es de gran interés en el marco de una investigación pericial. En este trabajo se busca determinar si una serie de evidencias de audio correspondientes a disparos de un rifle producidos en un enfrentamiento policial poseen un tipo de cartuchería con perdigones de goma o de plomo. Se realizan mediciones indubitadas en campo utilizando la misma arma con los distintos tipos de cartuchos de interés y se registran los sonidos para su posterior análisis. Se extraen los coeficientes coseno de la autocorrelación de cada señal para caracterizar las muestras indubitadas y se comparan las distancias vectoriales con los audios dubitados. Se logra determinar el tipo de cartuchería utilizada con un nivel de error del 8% dependiente de la cantidad de muestras de la base de datos.

Acústica Médica y Fisiológica

CONJETURA ACERCA DE UN MÉTODO PARA LA IDENTIFICACIÓN DE SINAPTOPATÍA AUDITIVA A TRAVÉS DE EXPERIMENTACIÓN PSICOACÚSTICA

*Horacio E. Cristiani*¹, *Maricruz Oviedo*²

¹ Mutualidad Argentina de Hipoacúsicos, Buenos Aires, Argentina. hcristiani@mah.org.ar

² Mutualidad Argentina de Hipoacúsicos. Buenos Aires, Argentina. moviedo@mah.org.ar

Resumen

Kujawa y Liberman mostraron en animales de laboratorio que, como resultado de la exposición al ruido en dosis que no producen un desplazamiento permanente de los umbrales, se produce la destrucción de sinapsis entre las células ciliadas internas (IHC) y las fibras del nervio auditivo (ANF). Se propusieron diferentes estudios para confirmar este resultado en humanos y estimar los efectos perceptuales que este tipo de disfunción (llamada pérdida auditiva oculta) podría ocasionar. La disminución en la cantidad de sinapsis afectaría principalmente a las neuronas de alto umbral y baja tasa espontánea de disparo, quedando menos afectadas las de bajo umbral y alta tasa espontánea de disparo.

El efecto de este tipo de pérdida debería manifestarse en situaciones de habla con ruido de fondo, en particular con altos niveles de dicho ruido. Se presenta una síntesis con algunos de los conocimientos previos sobre la sinaptopatía auditiva y se conjetura la base de un método que puede ayudar a la detección de estas pérdidas ocultas en sujetos con audición normal e hipoacúsicos. El método presentado se basa en la comparación de la pendiente de las curvas psicométricas de relación señal/ruido, obtenidas en alta frecuencia, para distintos niveles de ruido enmascarante.

Abstract

Kujawa and Liberman showed in laboratory animals that, as a result of exposure to noise doses that do not produce a permanent displacement of the thresholds, synapse destruction occurs between the internal hair cells (IHC) and the fibers of the auditory nerve (ANF). Studies were proposed to confirm this result in humans and estimate the perceptual effects that this type of dysfunction (called hidden hearing loss) could cause. The decrease in the number of synapses would mainly affect the neurons of high threshold and low spontaneous firing rate, being less affected the low threshold and high spontaneous firing rate. The effect of this type of loss should be detected in situations of speech detection with background noise, in particular with high levels of such noise. A summary is presented with some of the previous knowledge on auditory synaptopathy and conjecture the basis of a method that can help to detect these hidden losses in subjects with normal hearing and hearing impaired. The proposed method is based on the comparison of the slope of the psychometric curves of signal / noise ratio, obtained in high frequency, for different levels of masking noise.

DESARROLLO DE TEST PARA LOCALIZACIÓN DE FUENTES SONORAS EN NORMOYENTES Y PACIENTES CON IMPLANTES COCLEARES

*Andrés Piegari*¹, *Verónica Del Vecchio*², *Sebastián Ausili*³

¹ Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina.

andres.piegari@gmail.com

² Universidad de Museo Social Argentino, Facultad de Ciencias Humanas, Buenos Aires, Argentina.

³ Radboud University, Department of Biophysics, Nijmegen, Holanda.

Resumen

El objetivo general del trabajo es el desarrollo de un sistema que permita realizar pruebas audiológicas orientadas a la localización de fuentes sonoras, bajo los requerimientos clínicos necesarios. Se utilizó un dispositivo que registra el movimiento angular de la cabeza, tanto en forma horizontal como vertical. Posteriormente, se diseñó un multiplexor de audio el cual permite obtener mayor número de

fuentes sonoras. Participaron 8 normoyentes (de 15 a 45 años), 17 pacientes con hipoacusia bilateral (de 6 a 73 años) y un paciente con hipoacusia unilateral profunda (45 años). Durante el experimento, el oyente se ubicó en una silla fija en el centro de una habitación, la cual es utilizada diariamente para pruebas audiológicas. Se emplearon 20 parlantes dispuestos en forma semicircular con un radio de 1,2m. Se colocó una pantalla divisoria de color negra y de esta forma el sujeto evaluado no podía determinar la ubicación de los parlantes visualmente. Los estímulos sonoros fueron generados a partir de ruido blanco Gaussiano filtrado, todos ellos de 150 ms de duración. Las respuestas dadas por normoyentes se encuentran cercanas al ángulo del estímulo, mientras que la respuesta de los pacientes implantados mejora para aquellos que poseen prótesis en ambos oídos. Puede inferirse que, tanto el dispositivo electrónico empleado como la metodología de la prueba auditiva de localización de fuente sonoras arrojaron resultados similares a los obtenidos por laboratorios con sistemas más sofisticados. El dispositivo pueda obtener un alcance masivo para el desarrollo de distintas pruebas o como estudio complementario para establecer si pacientes bilaterales presentan una respuesta balanceada entre equipamientos.

Audio y Electrónica de Audio

PREAMPLIFICADOR PARA CAPTOR PIEZOELÉCTRICO

*Ezequiel Bonino*¹, *Gustavo Nazaro*²

¹ Bonino Audio, San Justo, Buenos Aires, Argentina. boninoezequielz@gmail.com

² Instrumentos De La Tierra, Castelar, Buenos Aires, Argentina. piponazaro@hotmail.com

Resumen

Se desarrolló un preamplificador para un sistema de preamplificación utilizado en instrumentos musicales de cuerda con puente. Se evaluaron distintas alternativas respecto a: morfología y dimensión del captor, tipo y modelo del dispositivo electrónico activo, tipo de controles y valor de la fuente de alimentación.

Abstract

It has been developed a preamplifier for a preamplification system employed in string instruments with bridge. Different options have been considered regarding the pickup shape and dimensions, type and model of the electronic active device, type of controls and power source value.

SONIDO ENVOLVENTE BALIZADO MEDIANTE DISPOSITIVOS TÁCTILES

*Fabián Esteban Luna*¹, *Melisa E. Aguilera González*², *Pablo Bas*³

1 Universidad Nacional Tres de Febrero, Artes Electrónicas, Buenos Aires, Argentina. fluna@untref.edu.ar

2 Universidad Nacional Tres de Febrero, Artes Electrónicas, Buenos Aires, Argentina.

3 Universidad Nacional Tres de Febrero, Artes Electrónicas, Buenos Aires, Argentina.

Resumen

La exposición describe un dispositivo producido en hardware y software que propaga emisiones físico/vibratorias y a través del cual posibilite el balizamiento de trayectorias espaciales de sonido envolvente. Este dispositivo es parte de un proyecto de mayor amplitud [5] dentro del cual se combinan sincrónicamente tres campos: sonido envolvente (surround), proyección de luces (lightround), y las nombradas emisiones físico/vibratorias (sensurround) propagados a la audiencia. En su conjunto el proyecto explora otra modalidad de realización de conciertos en música acusmática para sonido multicanal envolvente denominada Plataforma Inmersiva de Producciones Acusmáticas. En publicaciones previas fueron abordados los dos primeros campos nombrados (surround / lightround). En el presente texto describiremos en particular el tercer campo (sensurround) de exploración y desarrollo.

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN AMPLIFICADOR ANALÓGICO DE POTENCIA PARA AUDIO FRECUENCIAS, CON RETRO-ALIMENTACIÓN EN CORRIENTE

*Sebastian Zenca*¹, *Raul Bon Foster*², *José Gallardo*³

¹ Universidad de la Marina Mercante, Ingeniería Electrónica, Buenos Aires, Argentina.
sebastian.zenca@alumnos.udemm.edu.ar

² Universidad de la Marina Mercante, Ingeniería Electrónica, Buenos Aires, Argentina.
raul.bon.foster@docentes.udemm.edu.ar

³ Universidad de la Marina Mercante, Ingeniería Electrónica, Buenos Aires, Argentina.

³ Laboratorio de Resonancia Magnética Nuclear 500MHz (CONICET), FCEN, UBA, Buenos Aires, Argentina.

³ GIBIO (Grupo de Investigación y Desarrollo en Bioingeniería), FRBA, UTN, Buenos Aires, Argentina.
jose.gallardo@docentes.udemm.edu.ar

Resumen

En los amplificadores de potencia se emplea retroalimentación en tensión. El concepto de retroalimentación en corriente se introduce en los 90, generando un cambio en el diseño de amplificadores, siendo escasa la literatura hallada sobre esta topología. El objetivo de este trabajo es el diseño y construcción de un amplificador retroalimentado en corriente, simple, de bajo costo y de elevadas características técnicas. Se utilizó software libre, LTspice, para la simulación de circuitos y esquemas, Eagle

PCB Design, para el diseño de los circuitos impresos, realizados en simple faz. Los cálculos sobre el circuito simulado fueron confirmados mediante mediciones en el prototipo. Se obtuvo un circuito simple simétrico y complementario, que se realizó con transistores bipolares y Mosfets, lográndose una baja tensión de deriva de corriente continua, un gran ancho de banda y baja distorsión. Este trabajo permitió comprender el comportamiento de los amplificadores retroalimentados en corriente y construir un amplificador de audio que puede ser comparable por sus características técnicas, con algunos de los modelos de los principales fabricantes de equipos de audio alta calidad.

Abstract

Voltage feedback is used in the power amplifiers. The concept of current feedback is introduced in the 90s, and caused a change in the design of amplifiers, with little literature found on this topology. The purpose of this work is the design and construction of a simple, low cost, current feedback amplifier with good technical characteristics. Free software, LTspice, was used for the simulation of circuits and diagrams and Eagle PCB Design, was used for schematics and single sided printed circuit boards. Calculations with the simulated circuit were confirmed with measurements on the real circuit, achieving a simple symmetrical and complementary circuit, which was implemented with bipolar transistors and Mosfets, obtaining low offset voltage, high bandwidth and low distortion. This work helped understand the behavior of the current feedback amplifiers and build an audio amplifier that compares in its technical characteristics, to some models of high quality audio equipment from leading manufacturers.

Acústica Submarina

DETECCIÓN DE CLICKS PARA IMPLEMENTACIÓN DE MONITOREO ACÚSTICO PASIVO DE DELFINES

Alexander Marino^{1 2}

¹ Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina.

² Fundación Cethus, Gdor Luis Monteverde 3695 (B1636AEM), Olivos, Provincia de Buenos Aires, Argentina.
marinoalexander5@gmail.com

Resumen

Se desarrolló un programa en MATLAB para detectar clicks de delfines australes y toninas overas, caracterizarlos a través de parámetros acústicos y clasificarlos según la especie que los produjo. Se creó un detector semi-automático de picos a través de un umbral de relación señal a ruido. Se extrajeron los clicks emitidos por delfines, separándolos del ruido de un conjunto de grabaciones ob-

teniendo de cada uno de ellos la frecuencia pico, frecuencia centroide, anchos de banda -3 dB y -10 dB, y la duración -10 dB. Para el proceso de clasificación se implementó el algoritmo de aprendizaje autónomo “Máquina de vectores de soporte”, recurriendo a la biblioteca gratuita LIBSVM. Se realizaron diferentes evaluaciones comparativas en búsqueda del resultado óptimo para un modelo de predicción capaz de clasificar clicks según la especie de delfín emisor. El programa fue entrenado y evaluado sobre grabaciones hechas personalmente con equipamiento y asesoramiento de Fundación Cethus (ONG), así como con grabaciones registradas previamente al desarrollo del presente trabajo por la misma organización. Se concluye que los clicks emitidos por toninas overas y delfines australes en la provincia de Santa Cruz, Argentina son separables acústicamente con un grado prometedor de precisión y se proponen diferentes acciones a futuro para la mejora del trabajo realizado.

Abstract

A MATLAB code was developed in order to detect Peale's and Commerson's dolphins' clicks, characterize them through a series of acoustic parameters, and classify them according to the species which produced them. A semi-automatic detector was designed to find peaks within an audio file by setting a SNR threshold. Dolphins' clicks were extracted, separating them from unwanted noise from a set of audio files and obtaining from each of them peak frequency, centroid frequency, -3 dB and -10 dB bandwidths, and -10 dB duration. A machine learning algorithm called 'Support Vector Machine' was implemented for the classification process, using the free software package LIBSVM. Several evaluations were carried while searching for the optimum performance of a class prediction model capable of classifying clicks according to emitting dolphin species. The script was evaluated over acoustic recordings personally registered with equipment and advice provided by Fundación Cethus (NGO), as well as recordings made previously to the development of this work by the same organization. It is concluded that clicks produced by Peale's and Commerson's dolphins in Santa Cruz province in Argentina can be separated with a promising degree of precision and a series of future considerations are proposed so as to enhance and further develop the current work.

PROPIEDADES Y APLICACIONES DEL EFECTO PARAMÉTRICO EN AIRE Y AGUA

*María Campo-Valera** ^{1,2}, *Ivan Felis-Enguix* ^{1,2}

^{1,2} Universidad Politécnica de Cartagena, Murcia, España. mariacampo_2@hotmail.com

^{1,2} Centro Tecnológico Naval y del Mar, Murcia, España. ivanfelis@ctnaval.com

Resumen

La acústica no lineal ofrece un nuevo abanico de aplicaciones de la acústica que actualmente están siendo explotadas. El efecto no lineal paramétrico, es decir, la aparición de bajas frecuencias con

emisión de altas tiene especial interés en distintos campos. En este texto se muestra, en primer lugar, una exposición sistemática del marco teórico en el que se asientan las bases del llamado efecto no lineal paramétrico. Con ello, se discute de forma analítica como abordar el problema. Posteriormente, se realizan experimentos de emisión paramétrica en aire y en agua, utilizando un mismo transductor; los resultados se contrastan con las expresiones teóricas. Finalmente, en base a los comportamientos obtenidos del campo acústico no lineal, se describen una serie de aplicaciones del efecto paramétrico no lineal.

Abstract

Non-linear acoustics offers a new range of acoustic applications that are currently being exploited. The parametric nonlinearity, that is, the appearance of low frequencies with high emission, has a special interest in different fields. This work shows, first of all, a systematic exposition of the theoretical framework in which the bases of the so-called parametric non-linear effect are based. Regarding this behaviour, we discuss analytically how to solve the problem. Subsequently, parametric emission experiments are carried out in the air and in water, using the same transducer in order to compare the results with the theoretical part. Finally, based on the behaviours obtained from the non-linear acoustic field, a series of applications has been discussed for a specific nonlinear effect.

TÉCNICAS DE MODULACIÓN PARA LAS COMUNICACIONES ACÚSTICA NO LINEALES

*María Campo-Valera** ^{1,2}, *Ivan Felis-Enguix* ^{1,2}

^{1,2} Universidad Politécnica de Cartagena, Murcia, España. mariacampo_2@hotmail.com

^{1,2} Centro Tecnológico Naval y del Mar, Murcia, España. ivanfelis@ctnaval.com

Resumen

La acústica no lineal ofrece un nuevo abanico de aplicaciones de la acústica que actualmente están siendo explotadas en distintos campos. El efecto no lineal paramétrico, es decir, la aparición de bajas frecuencias con emisión de altas frecuencias moduladas tiene especial interés en las comunicaciones acústicas no lineales. En este ámbito, un aspecto esencial es el de estudiar la mejor modulación que se adecúe a las necesidades de la comunicación. Así, en este texto, se explican las técnicas de modulación paramétrica no lineal empleadas para generar las señales a propagar. Por un lado, se tienen modulaciones de tipo senos y sweeps y, por otro, modulaciones más comúnmente empleadas en comunicaciones lineales tales como CPFSK y LFM. Con todo ello, se realizan comparativas entre cada una de las técnicas, para obtener una detección y discriminación de los bits más precisa.

Abstract

Non-linear acoustics offers a new era in acoustic applications that are currently being exploited in different fields. The non-linear parametric effect, i.e, the appearance of extra harmonics in the spectrum besides the fundamental frequency is a particular feature in nonlinear acoustic and it can be used in the field of communications. In this area, an essential aspect is the study of the best modulation that suits the needs of communication. Thus, this work explains the techniques of non-linear parametric modulation induce harmonics to propagate. On the other hand, there are some types of modulations such as sinusoidal and sweeps beside CPFSK and LFM in linear communications. With all this, a comparative test can be done among all the technique to obtain more precise detection and discrimination of the bits.

GRUPO DE INVESTIGACIÓN EN ACÚSTICA SUBACUÁTICA: AVANCES Y NUEVOS HORIZONTES

*Nicolás Valse*¹, *Alexander Marino*^{2 3}, *Andres Albalat*⁴

¹ Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina. nicovalse@hotmail.com

² Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina.

³ Fundación Cethus, Gdor Luis Monteverde 3695 (B1636AEM), Olivos, Provincia de Buenos Aires, Argentina. marinoalexander5@gmail.com

⁴ Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina. aalbalat@gmail.com

Resumen

El Grupo de Investigación en Acústica Subacuática (G.I.A.S.), que surge a raíz de un convenio de colaboración entre la Fundación Cethus y la Carrera de Ingeniería de Sonido de la UNTREF, presentará en las JAAS 2018 los avances realizados hasta el momento en conjunto con los nuevos proyectos y sus objetivos.

Ciencias de la grabación

VIVENCIA Y TOMAS DE DECISIONES EN LA PRACTICA DIARIA EN EL ESTUDIO DE GRABACIÓN

Jorge Chikiar^{1 2}

¹ Concepto Sonorus Estudio. jorkia@conceptosonorus.com.ar

² Universidad Nacional de Tres de Febrero, Artes Electrónicas, Buenos Aires, Argentina.

Resumen

Este trabajo pretende hacer visibles las diferentes variables que un ingeniero de grabación debe manejar en la práctica diaria, son de por sí variables que exceden lo físico. Existen en toda grabación aspectos sociológicos, económicos culturales y psicológicos que van a determinar también el resultado final de nuestras grabaciones.

El material Sonoro desde su fuente y la radiación de estos regidos por principios cuánticos, “Quantum Sonoro”, así como la influencia del medio acústico son determinantes para la toma de decisiones a la hora de elegir correctamente una técnica con la tecnología necesaria para llevarla a cabo. El material humano es parte fundamental de dicho evento y también condiciona la direccionalidad de una grabación y su resultado. No solo el intérprete, quien ejecuta un instrumento, sino también el ingeniero o el productor musical son determinantes en los diferentes pasos de un proceso que es puramente “vivencial”.

Tanto la teoría de la relatividad, donde el fenómeno físico en el tiempo y el espacio se describe en función del Observador, como la teoría Cuántica de Planck quien otorga un carácter corpuscular, material, a un fenómeno tradicionalmente ondulatorio, como lo es la radiación (temas a desarrollar más detalladamente), declaran que no hay absolutos sino probabilidades que hacen del evento de la grabación un hecho único e irrepetible.

¿DE QUÉ ESTÁ HECHO UN OBJETO SONORO?

*Mariano A. Ferreira*¹

¹ EDAM. delosnavios@gmail.com

Resumen

Fuente y medio están entrelazados en un único fenómeno. Ese fenómeno es para el hombre una experiencia. La experiencia sonora es la experiencia de una actualidad acústica. No hay posibilidad de separar la fuente del espacio. Aún al aire libre los ecos lejanos del corno de caza arriban al escucha. El monte y el viento son parte del exterior. Así como la simbología y las asociaciones de la memoria, lo que se crea y lo que vuelve, es del interior del hombre. Indisoluble de las emociones y de la historia una articulación sonora es una resonancia en el tiempo. Cada consonante del narrador trae la caverna consigo. Cuando el tigre es la palabra tigre y el rugido del hombre. En el terreno estético supone la existencia de una estética acústica. Aunque esta aparezca como un resultado, un devenir de los movimientos de otras ramas del arte, su fuerza invisible define bordes y tramas, texturas y formas. El análisis sobre tres tópicos: silencio, acusmática y umbrales. Replanteo de una clásica pregunta: Si un árbol cae en el bosque, ¿quién es el que suena, el árbol o el bosque?

Abstract

Source and medium are intertwined in a single phenomenon. This phenomenon is for man an experience. The sound experience is the experience of an acoustic actuality. There is no possibility to separate the source from the space. Even outdoor, the hunting horn's distant echoes reach the listener. The mountain and the wind are part of the exterior. Just as symbology and memory's associations, what is created and what comes back, is from inner man. Indissoluble of emotions and history a sound articulation is a resonance in time. Each narrator's consonant brings the cavern with him. When the tiger is the word tiger and the roar of man. In the aesthetic field it supposes the existence of an acoustic aesthetic. Although this appears as a result, the movements's development of other art's branches, its invisible force defines edges and patterns, textures and forms. The analysis on three topics: silence, acousmatic and thresholds. Staking out a classic question: If a tree falls in the forest, who sounds, the tree or the forest?

MONITOREO COAXIAL DE RANGO EXTENDIDO

*Fernando Acquarone*¹, *Nicolás Del Prado*²

¹ Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina. feracqua@gmail.com

² Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina. nico_delpra@outlook.com

Resumen

Se construye un amplificador 2.1 de 3 canales clase AB (Integrado TDA8946) de 11 watts por canal con VCA sin ecualizadores analógicos, con entradas balanceadas y desbalanceadas. El amplificador se alimenta con fuente externa switching de 18v y dispone de un tercer canal para poder conectar un subwoofer. Se diseñan dos gabinetes acústicos del tipo línea de transmisión con parlantes de industria nacional marca "Audifiel" de tecnología Rango Extendido [45-15.000] Hz. Se eligen los parlantes por la coaxialidad que presentan; se estima una potencia máxima de 6 W para evitar excesiva distorsión en la bocina del parlante en frecuencias agudas. Se diseña para monitoreo a través de computadoras y el control de ecualización de salida del sistema operativo se realiza mediante ecualizadores digitales APO (Audio Processing Object) programables para computadora. Se miden parámetros de Thiele y Small, curvas de impedancia, respuesta en frecuencia con y sin ecualizador APO, distorsión y respuesta a transitorios.

Abstract

An amplifier 2.1 of 3 channels class AB (Integrated TDA8946) of 11 watts per channel is constructed with VCA without analog equalizers, with balanced and unbalanced inputs. The amplifier is powered by an external 18v switching source and has a third channel to connect a subwoofer. Two acoustic cabinets of the transmission line type are designed with loudspeakers of national industry "Audifiel"

brand of Extended Range technology [45-15,000] Hz. Speakers are chosen for the coaxiality that they present; a maximum power of 6 W is estimated to avoid excessive distortion in the loudspeaker horn at high frequencies. It is designed for computer-based monitoring and the output equalization control of the operating system is performed by digital APO (Audio Processing Object) programmable computer equalizers. Thiele and Small parameters, impedance curves, frequency response with and without APO equalizer, distortion and response to transients are measured.

DISEÑO Y DESARROLLO DE UN SISTEMA PARA LA LOCALIZACIÓN DE UNA FUENTE SONORA MEDIANTE UN ARREGLO DE CUATRO MICRÓFONOS

*Ariel Groisman*¹

¹Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina.

Resumen

En esta investigación se diseñó y desarrolló un sistema de bajo costo para la localización de una fuente sonora fija, compuesto por un arreglo de cuatro micrófonos Electret. Además, se elaboró un código en MATLAB para procesar las señales de audio. En todos los casos se trabajó con grabaciones, no en tiempo real. El posicionamiento de la fuente se realizó en dos etapas. En primer lugar, a partir del cálculo de la correlación cruzada entre las señales capturadas por los micrófonos, se obtuvieron tres valores de diferencia de tiempo de arribo (TDOA). Con cada valor de TDOA se obtuvo un hiperboloide con todas las posibles posiciones de la fuente. En segundo lugar, haciendo la intersección entre los tres planos, se calculó la posición de la fuente sonora y el ángulo de arribo. El correcto funcionamiento de ambos procesos fue corroborado utilizando una fuente virtual simulada. Sin embargo, a pesar de que el sistema es útil para la medición de los ángulos de incidencia, las mediciones en campo presentaron algunos problemas dado que los resultados indicaron una importante desviación en las mediciones de distancia fuente-receptor. Cabe mencionar que, de forma general, se observa que el error, tanto de la posición como del ángulo, va en aumento cuando la fuente se aleja del sistema de detección.

Instrumentación y Mediciones Acústicas

ACOUSTICAL PARAMETERS MEASUREMENT IN “TEATRO COLONIAL”

Carla Cupaiuolo¹, Leonardo Pepino², Alejandro Suárez³

¹ Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina. c.cupaiuolo@gmail.com

² Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina. alejandronicolassuarez@hotmail.com

³ Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido Buenos Aires, Argentina. l-pepino@hotmail.com

Resumen

Se realizó un análisis de la acústica del Teatro Colonial (Ciudad Autónoma de Buenos Aires, Argentina). Parámetros acústicos objetivos y subjetivos fueron medidos en la zona de audiencia. Una aplicación para procesar la información fue desarrollada y validada, la cual es capaz de realizar cálculos de parámetros y mapeos para una mejor visualización. Los principales resultados mostraron un bajo grado de reverberación y una alta inteligibilidad y claridad junto con otras características que permitieron concluir que el espacio está preparado para obras de drama y habladas. Tratamientos acústicos y electroacústicos fueron propuestos para mejorar las condiciones de escucha.

Abstract

An analysis of the acoustics of the theatre Teatro Colonial (Ciudad Autónoma de Buenos Aires, Argentina) was performed. Objective and subjective acoustical parameters were measured in the audience area. A software for data processing was developed and validated. It was able to carry out mappings, which allowed for a better visualization of the acoustical parameters. The main results showed a low degree of reverberation and high intelligibility and clarity, along with other characteristics upon which it was concluded that it is best suited for drama or spoken-word performances. Acoustical and electroacoustical treatments were suggested in order to improve the listening conditions.

STI INDEX AS AN INDICATOR OF ROOM INTELLIGIBILITY IN AUDIOMETRIC TEST ROOMS

R. Germán Barchi¹, Alejandro Suárez²

¹ Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina. germanbarchi@hotmail.com

² Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina. 2 alejandronicolassuarez@hotmail.com

Abstract

The aim of the present paper is to evaluate the effectiveness of the Speech Transmission Index (STI) for determining the acoustic quality of different audiometric test booths. Moreover, an objective test is performed under different noise floor conditions in three different test rooms in order to correlate SNR and RT with intelligibility loss. A strong correlation is observed between noise floor level and reverberation time on intelligibility loss. Insignificant variations on STI index were observed between acoustically treated and untreated rooms under the same noise floor conditions.

CARACTERIZACIÓN ACÚSTICA DE UN ANFITEATRO NATURAL AL AIRE LIBRE UTILIZANDO INFORMACIÓN DIRECCIONAL

*Damian Payo*¹, *Francisco Durante*², *Mauro Zannoli*², *Manuel Eguia*³

¹ Universidad Católica de Salta, Escuela Universitaria de Música, Salta, Argentina.

sdpayo@ucasal.edu.ar

² Universidad Nacional de Quilmes, Escuela Universitaria de Artes, Buenos Aires, Argentina. francdurante@gmail.com; mzannoli@unq.edu.ar

³ Laboratorio de Acústica y Percepción Sonora, Universidad Nacional de Quilmes, Buenos Aires, Argentina. meguia@unq.edu.ar

Resumen

El presente trabajo, expone una caracterización concisa del “Anfiteatro”, una formación rocosa natural semi cerrada ubicada en la “Quebrada de las Conchas” (Salta, Argentina), dotada de una acústica singular debido a los materiales que la componen y sus características (Irregularidades y grandes dimensiones), reconocida ampliamente por la comunidad artística y turística que los visita. Los parámetros acústicos se midieron para diferentes orientaciones de una fuente direccional y para diferentes direcciones principales decodificadas a partir de una grabación de Ambisonics. A partir del análisis de las diferencias relativas de estas medidas con respecto a sus contrapartes omnidireccionales es posible discernir, en los diferentes puntos observados, cuales posiciones se presentan más homogéneas en cuanto a su dirección y parámetros en relación a los valores de Tiempo de Reverberación (RT), Claridad (C50) y Centro Temporal (TS) estudiados.

Abstract

This work is a pithy characterization of the “Amphitheater”, a natural semi-closed rock formation located in the “Quebrada de las Conchas” (Salta, Argentina), gifted with a unique acoustics due to its irregular shape, its large size and the material of its walls. It is widely recognized by the artistic and touristic community that visits them. The acoustic parameters were measured for different orientations of a directional source and for different principal directions (Left, Right, Front, Back, Up and

Down) decoded from an Ambisonics recording. From the analysis of the relative differences of these measures with respect to their omnidirectional counterparts it is possible to discern, in the different points observed, which positions are more homogeneous in terms of their direction and parameters in relation to the values of Reverberation Time (RT), Clarity (C50) and Temporary Center (TS) studied.

Psicoacústica

MINIMUM AUDIBLE ANGLE IN THE HORIZONTAL PLANE USING PROCESSED NOISES WITH ERB FILTERS FOR NON-INDIVIDUAL HRTF

*Ezequiel Blanco*¹

¹ Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina. eze.blanco90@gmail.com

Resumen

En esta investigación se busca el mínimo ángulo audible para la función de transferencia de la cabeza no individualizada utilizando señales de ruido procesadas con filtros en base a los anchos de banda rectangulares equivalentes. La prueba se realizó para los ángulos frente a la cabeza en el plano horizontal. Se seleccionaron cuatro estímulos. Un ruido rosa y tres ruidos blanco filtrados en 500, 1600, y 4000 Hz. Para el mismo se llevó a cabo un test subjetivo tipo ABX variando los ángulos desde 0° (en frente) a 10° hacia la derecha en pasos de 1°. Las variaciones de ángulos se lograron utilizando las funciones de transferencia de una cabeza maniquí disponible en una base de datos pública. Para la reproducción de los estímulos se utilizaron auriculares. Los resultados mostraron que el mínimo ángulo audible depende de la frecuencia del estímulo. Los umbrales que se obtuvieron para los ruidos filtrados en 500, 1600, y 4000 Hz fueron respectivamente 2.9°, 3.8°, y 5.1°, mientras que para el ruido rosa fue 2.9°. Estos resultados son en concordancia con la teoría sobre la diferencia de tiempo interaural. Aunque se utilizaron funciones de transferencia de cabeza no individualizada se logró obtener mínimos ángulos audibles similares a los que un individuo puede percibir.

Abstract

In this investigation, the minimum audible angle for non-individual head-related transfer functions through noise processed with Equivalent Rectangular Bandwidth filters is analyzed. The test was carried out for the angles in front of the head in the horizontal plane. Four stimuli were selected. Pink noise and three white noises filtered with Equivalent Rectangular Bandwidth filters at 500, 1600, and 4000 Hz. ABX test were performed varying the angles from 0° (in front) to 10° to the right in steps of 1°. For the variations of the angles were achieved using the transfer functions of a dummy head

available in a public database. The reproduction of the stimuli were made with headphones. Results showed that the minimum audible angle depends on the frequency of the stimulus. The thresholds obtained for the noises filtered at 500, 1600, and 4000 Hz were respectively 2.9°, 3.8°, and 5.1°, whereas that for the pink noise was 2.9°. These results are in accordance with the theory about the interaural time difference. Although non-individual head transfer functions were used, it was possible to obtain minimum audible angles similar to those that an individual can perceive.

RELACIÓN ENTRE EL CONTEXTO AUDITIVO Y LA PERCEPCIÓN DE LA DISTANCIA VISUAL: EFECTO DE LA EXPERIENCIA MUSICAL EN LA CAPACIDAD DE TRADUCIR LAS SEÑALES DE REVERBERACIÓN EN LA PERCEPCIÓN DEL TAMAÑO DE UN RECINTO

*Ramiro Vergara*¹, *Pablo E. Etchemendy*²

¹Laboratorio de Acústica y Percepción Sonora, Escuela Universitaria de Artes, CONICET, Universidad Nacional de Quilmes, Bernal, Argentina. topovergara@gmail.com

²Laboratorio de Acústica y Percepción Sonora, Escuela Universitaria de Artes, CONICET, Universidad Nacional de Quilmes, Bernal, Argentina

Resumen

Para lograr una imagen coherente del mundo, nuestro cerebro debe procesar información proveniente de diferentes modalidades sensoriales con el fin de mejorar la detección, localización y discriminación de los objetos y acelerar las reacciones hacia ellos. Para navegar a través del entorno, los humanos usamos principalmente la información proveniente de las modalidades visual y auditiva. Varios estudios han demostrado que, además de las claves clásicas, la percepción de distancia tanto visual (PVD) como auditiva (PAD) están influenciadas por información sensorial relacionada con el contexto ambiental. Por ejemplo, estudios realizados en nuestro laboratorio mostraron que la distancia percibida de una fuente sonora se ve afectada por la presencia de información visual durante la tarea. Además, se demostró que los sujetos pueden almacenar en su memoria una representación del entorno que luego mejora la percepción de distancia en experimentos realizados en la oscuridad (Calcagno et al., 2012). En cuanto a la PVD, en un trabajo publicado recientemente por nuestro grupo (Etchemendy et al., 2017), realizamos experimentos en dos salas oscuras con tiempos de reverberación extremadamente diferentes: una cámara anecoica ($T \sim 0.12$ s) y una sala reverberante ($T \sim 4$ s). La distancia percibida de los objetos fue sistemáticamente mayor en la sala reverberante que en la cámara anecoica. Los participantes también reportaron el tamaño percibido de la sala utilizando la modalidad auditiva, que fueron mayores para la habitación reverberante. Nuestra hipótesis fue que las estimaciones de distancia se ven afectadas por el tamaño de la habitación, lo que resulta en respuestas más lejanas para la habitación percibida de mayor tamaño. De gran importancia para la tarea fue la capacidad de los sujetos para inferir el tamaño de la habitación mediante la modalidad auditiva.

En esta charla, presentaré un post análisis de los datos obtenidos en el trabajo antes mencionado que muestra que los participantes con experiencia musical fueron más capaces de extraer y traducir las claves de reverberación en información de tamaño de sala en comparación con los participantes no músicos. También hablaré de la manera en que esto afecta la PVD.

ESTUDIO DE LA INTELIGIBILIDAD DEL HABLA CON MICRÓFONOS DE CONDUCCIÓN ÓSEA

Guadalupe Galeano¹, Laura Gómez Bau², Wald Paolucci³

¹ Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina. gua.galeano@gmail.com

² Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina. lauragomezbau@gmail.com

³ Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina. paoluccieventos@gmail.com

Abstract

Vibrations produced by vocal chords while speaking are transmitted to bones. It is possible to record and analyze these vibrations using a transducer able to catch them. The purpose of the following research is to develop a prototype of bone conduction microphone to catch vibration, record them, perform an analysis of speech intelligibility on different zones of the skull and find the most efficient area for bone conduction.

Procesamiento de señales

ESTIMACIÓN DE PARÁMETROS ACÚSTICOS A PARTIR DE RESPUESTAS AL IMPULSO CON RUIDO

Leonardo D. Pepino¹, German R. Barchi²

¹ Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina. leonardodpepino@gmail.com

² Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina. germanbarchi@gmail.com

Resumen

En la práctica, las mediciones de respuestas al impulso se encuentran afectadas por el ruido de fondo. Varios métodos de corrección de ruido han sido propuestos con el fin de estimar parámetros acústicos de decaimiento a partir de mediciones ruidosas, entre ellos los algoritmos de Chu, Lundeby y Xiang. Un nuevo método basado en un modelo segmentado de regresión, el cual es robusto a ruido no estacionario, es presentado en este trabajo.

Abstract

Real impulse response measurements are affected by noise. Several noise correction methods have been proposed in order to estimate acoustic decay parameters from noisy measurements, among them Chu, Lundeby and Xiang's algorithms. A new method based in a segmented model fitting, which is robust against non-stationary noise, is presented in this work.

DISEÑO DE SOFTWARE PARA DISPOSITIVO ACÚSTICO DE LOCALIZACIÓN DE FUENTES SONORAS

*Joaquín García*¹

¹Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina.
joaquin.garcia1900@hotmail.com

Resumen

El presente trabajo de tesis consta en el diseño y realización de un algoritmo para el procesamiento de señales provistas por un dispositivo para mediciones acústicas. Este está compuesto por un arreglo de ocho micrófonos dispuestos sobre una circunferencia que permite la localización de fuentes sonoras en un plano horizontal. El software asociado permite integrar mediciones en varios puntos para establecer la distribución espacial de las fuentes sonoras en la zona evaluada. Los niveles de presión sonora se representan mediante una escala de colores, similar a un mapa de ruido. Las principales funciones son brindar un diagnóstico cualitativo de manera rápida y sencilla de un espacio sonoro. Este trabajo de tesis se encuentra en el marco del desarrollo de un nuevo producto de la empresa *gfai tech*, Acoustic Camera (Berlin, Alemania).

DISEÑO DE FILTROS DIGITALES PARA MEZCLAS BINAURALES CON LOCALIZACIÓN ESPACIAL

*Georgina A. Lizaso*¹, *Jorge R. Petrosino*²

¹Universidad Nacional de Lanús, CONICET-UNLa, Buenos Aires, Argentina. glizaso@unla.edu.ar

²Universidad Nacional de Lanús, CEPESA-UNLa, Buenos Aires, Argentina. jpetrosino@unla.edu.ar

Resumen

La convolución de respuestas al impulso de la cabeza correspondientes a cada oído con una señal monoaural produce audio binaural con sensación de localización espacial. Para incrementar la espacialidad de mezclas estéreo es posible convolucionar la señal con distintas respuestas del plano horizontal. Se han utilizado las bases de datos con mediciones del CIPIC y del IRCAM para analizar

detalladamente la información de un centenar de individuos mostrando regularidades en su espectro que pueden ser representadas mediante la utilización de un pequeño número de filtros digitales. Los parámetros de dichos filtros digitales son diferentes según el ángulo de acimut y es posible modelarlos matemáticamente en función del ángulo. El análisis estadístico muestra gran correspondencia entre el modelo y el conjunto de respuestas analizadas. Las pruebas de audición produciendo mezclas binaurales por convolución utilizando información de individuos particulares de las bases de datos parece generar cierto efecto de alteración perceptiva del espectro en los audios (coloración). Pruebas binaurales generadas con el modelo mantienen sensación de localización espacial con una menor alteración perceptiva.

Abstract

Spatial audio rendering is achieved convolving monoaural audio signal with head related impulse response. The signal can be convolved with different responses in the horizontal plane to improve localization in stereo mixes. Studies have been carried out using CIPIC and IRCAM databases to processing data on a hundred subjects revealing regularities in spectrum that can be represented by a limited number of digital filters. Different filter parameters correspond with different azimuth angles, and can be mathematically modeled as a function of angle. Statistical analysis has shown correspondence between model and data. Audition tests of binaural mixes convolving individual impulse responses introduce spectral modification (coloration). Binaural tests generated with the model maintains a sensation of localization with less coloration.

PROCESAMIENTO ANALÓGICO DE SEÑALES DE AUDIO CON CONTROL DIGITAL DE PARÁMETROS CARACTERÍSTICOS MEDIANTE MENSAJES OSC

*Fernando Vera*¹

¹ Universidad Nacional de Rosario, Ingeniería Electrónica, Rosario, Argentina. fv.fernandovera@gmail.com. fvera@fceia.unr.edu.ar

Resumen

El presente trabajo se origina producto de una investigación en el uso de las tecnologías en sistemas embebidos para Internet de las cosas (IoT). Las mismas se incluirá en un curso de posgrado de comunicación en sistemas embebidos en la Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Agrimensura de la Universidad Nacional de Rosario, institución donde me desempeño como docente. El dispositivo el cual me encuentro desarrollando consiste en un sistema electrónico capaz de realizar procesamiento analógico de una señal de audio, denominados generalmente efecto, el cuál permite el control de sus parámetros característicos mediante una aplicación en un dispositivo móvil.

Se envía un mensaje OSC mediante el dispositivo móvil al dispositivo en desarrollo, este se encarga de interpretar ese dato procesarlo y enviar una señal de control mediante un puerto serie a un convertidor digital analógico, esta señal analógica resultante se utiliza como control de un amplificador controlado por tensión VCA. Las posibles aplicaciones de este desarrollo son procesadores tipo efectos como trémolo, distorsión entre otros. Para el desarrollo se utiliza un módulo ESP 8266, un convertidor digital analógico con entrada serie y un LM13700 para realizar el módulo VCA.

Abstract

This work begins as a result of a research on the use of embedded systems technologies of Internet of Things (IoT). They will be included in a course of communication in embedded systems in Facultad de Ingeniería y Agrimensura of Universidad Nacional de Rosario, institution where I work as a lecturer. The device which I am developing consists of an electronic system capable of performing analog processing of an audio signal, generally called effect, which allows the control of its characteristic parameters by means of an application in a mobile device. An OSC message is sent by the mobile device to the developing device, which is responsible for interpreting that data process it and send a control signal through a serial port to an analog digital converter ADC, this analog signal is used as control of a controlled amplifier by VCA voltage. The possible applications of this development are processors type effects like tremolo, distortion among others. For the development an ESP 8266 module, an analog digital converter with serial input and an LM13700 are used to realize the VCA module.

DESARROLLO DE DISPOSITIVO ELECTRÓNICO PARA MEDICIÓN ANGULAR Y DE VELOCIDAD EN MOVIMIENTOS DE LA CABEZA HUMANA

*Andrés Piegari*¹

¹ Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina. andres.piegari@gmail.com

Resumen

El objetivo general del trabajo es el desarrollo de un sistema que permita mensurar los movimientos realizados por una cabeza humana, en parámetros de ángulo y velocidad. Dichas mediciones serían de utilidad para distintas ramas de la medicina, como ser la audiología, o en sistemas acústicos digitales donde se desee comprobar correlación entre distintas respuestas de HRTF. Para la detección del movimiento angular deben registrarse los ángulos de elevación y azimuth. Para ello, se optó por la utilización de sensores del tipo MEMS, más precisamente un acelerómetro y un magnetómetro. Ambos sensores envían su información a una unidad de procesamiento, vía comunicación inalámbrica Bluetooth. El sistema se sujeta a la altura del hueso frontal de la cabeza mediante una vincha elástica,

de modo tal que la respuesta del individuo no se vea influenciada o alterada por el mismo. El sistema fue evaluado mediante una prueba de localización de fuentes sonoras, demostrando que los resultados obtenidos corresponden a los esperados para un sistema de similares características.

SEPARACIÓN DE FUENTES MUSICALES MEDIANTE REDES NEURONALES CONVOLUCIONALES CON MÚLTIPLES DECODIFICADORES

*Leonardo Pepino*¹, *Laurence Bender*²

¹ Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina. leonardodpepino@gmail.com

² Universidad Nacional de Tres de Febrero, LAEIA, Buenos Aires, Argentina. lbender@untref.edu.ar

Resumen

La separación de fuentes musicales en grabaciones profesionalmente producidas es una tarea de creciente interés con aplicaciones en el ámbito de las ciencias de la grabación y la recuperación de información musical. En este estudio, se exploran técnicas de aprendizaje profundo con redes neuronales aplicadas a la separación de fuentes musicales en mezclas de audio. La red neuronal propuesta extrae descriptores espectrales y temporales mediante filtros convolucionales aplicados al espectrograma de la mezcla. Estos descriptores aprendidos constituyen la entrada a múltiples etapas decodificadoras que reconstruyen en forma paralela los espectrogramas de cada fuente separada. Se entrena y evalúa la red neuronal empleando la base de datos DSD100, que brinda mezclas estereofónicas de música popular con sus respectivas pistas de bajo, batería y voces. El impacto de distintas funciones de costo y de la cantidad de filtros convolucionales es examinado en base a índices SDR, SIR y SAR. Se analizan las potencialidades y debilidades del modelo propuesto y se sugieren futuras mejoras.

Abstract

Musical source separation of professionally produced recordings is a task of increasing interest with applications in recording sciences and music information retrieval. In this study, deep learning techniques using neural networks are applied to musical source separation of audio mixes. The proposed neural network extracts spectral and temporal features using convolutional filters applied to the audio mix spectrogram. These learned features are fed to multiple decoder stages which reconstruct in parallel the spectrograms of each separated source. The neural network is trained and tested on the DSD100 dataset, which provides stereophonic mixes of popular music with their respective bass, drum and vocal tracks. The influence of different cost functions and the number of convolution filters is examined using SDR, SIR and SAR measures. The potentials and drawbacks of the proposed model are analysed and future improvements are suggested.

OPTIMUM FILTERING THEORY APPLIED RECOGNITION AND NOISE REDUCTION FOR AUDIO SIGNALS

*Iam Kim S. Hermont*¹, *Marcelo S. Brites*², *Felipe R. Mello*², *João M. Kanieski*²

¹ Universidade Federal de Santa Maria, Engenharia Acústica, Santa Maria, Brasil. iamkim@eac.ufsm.br

² Universidade Federal de Santa Maria, Engenharia Acústica, Santa Maria, Brasil. joaokanieski@gmail.com

Abstract

This paper reports the development of an algorithm, based on Kalman filter, used for audio signal noise reduction. The interest signal is described by state space variables according to emitted sound waves harmonic composition of a western string musical instrument (e.g. acoustic guitar), considering measurement noise and plant uncertainties through estimate covariance parameters. Thus it is considered data frequencies inside 4 octaves, or 48 semitones, for further evaluation of magnitude, phase delay and noise attenuation (SNR) parameters. For the results, firstly, the signal acquisition was made in ambient conditions. Posteriorly, simulated signals were also evaluated. Finally, the acquired results were compared to the original signals with and without noise in order to verify the algorithm efficiency and addressed methodology. Based on the obtained results, as well as considering this signal processing potential and analysis tool, the authors evaluated that the studied procedure may be useful for noise reduction and detection of acoustic signals in real time.

ANÁLISIS DE NORMATIVA DE RUIDO APLICABLE A ESTABLECIMIENTOS DE CUIDADO DE LA SALUD. ESTUDIO DE CASO EN LA CIUDAD DE OBERÁ, MISIONES

*Valeria V. Sanabria*¹, *Sebastian F. Kolodziej*², *Eugenio R. Cruz*³

¹ Universidad Nacional de Misiones, Facultad de Ingeniería, Misiones, Argentina. valery.sanabria.95@gmail.com

² Universidad Nacional de Misiones, Facultad de Ingeniería, Misiones, Argentina. kolodz@fio.unam.edu.ar

³ Universidad Nacional de Misiones, Facultad de Ingeniería, Misiones, Argentina. cruz@fio.unam.edu.ar

Resumen

Los establecimientos de salud se encuentran dentro de los sectores considerados sensibles al ruido. La contaminación por ruido en los hospitales y centros de salud representa un peligro serio, que puede poner en riesgo la salud ya que afecta la recuperación de los pacientes interfiriendo en el sueño, la respuesta cardiovascular, el control del dolor, la cicatrización de heridas, entre otras cuestiones. Existen diferentes documentos normativos que hacen referencia a las características constructivas que tienen que tener los edificios en general, y en particular los destinados a la salud, para garantizar condiciones de calidad sonora que no afecten al interior del edificio. Entre las principales se pueden mencionar las Normas IRAM y los códigos de edificación de cada ciudad. Por otro lado, las ciudades tienen nor-

mativas específicas sobre niveles de ruido permitidos en diferentes zonas, una de las cuales son las zonas hospitalarias. En el presente trabajo se plantea como objetivo analizar la correspondencia entre ambas normativas, a fin de verificar si para un hospital en particular de la ciudad de Oberá Misiones los requisitos constructivos aseguran que, en función de los niveles máximos permitidos para las zonas hospitalarias, se obtengan los niveles recomendados en el interior del establecimiento de salud.

Abstract

Health establishments are within the sectors considered sensitive to noise. Noise pollution in hospitals and health centers represents a serious danger, which can put health at risk as it affects the recovery of patients by interfering with sleep, cardiovascular response, pain control, wound healing, between other questions. There are different normative documents that refer to the constructive characteristics that buildings have to have in general, and in particular those intended for health, to guarantee sound quality conditions that do not affect the interior of the building. Among the main ones, the IRAM Norms and the building codes of each city can be mentioned. On the other hand, cities have specific regulations of noise levels allowed in different areas, one of which are hospital areas. In the present work the objective is to analyze the correspondence between both regulations in order to verify if for a particular hospital in the city of Oberá Misiones the constructive requirements ensure that according to the maximum levels allowed for hospital areas, the recommended levels are obtained inside the health establishment.

DISEÑO, EVALUACIÓN Y GESTIÓN DE PAISAJES SONOROS URBANOS

*Nicolás Urquiza*¹

¹ Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina. nurquiza@untref.edu.ar

Resumen

Dado que la percepción sonora es un fenómeno psicoacústico que el oído transduce y el cerebro interpreta, no depende exclusivamente de las características propias de los sonidos, sino que influyen de forma directa las sensaciones que producen en cada persona en particular. El término Paisaje Sonoro surge de a partir del interés de investigar diferentes entornos acústicos (ya sea naturales, urbanos o artificiales) a partir de la reacción de los individuos y se asocia al paisaje que se puede contemplar en un determinado lugar del espacio, pero en términos acústicos. En este trabajo se presenta una revisión y compilación de investigaciones llevadas a cabo en diferentes lugares del mundo sobre paisajes sonoros urbanos.

Abstract

Sound perception is a psychoacoustic phenomenon that the ear transduces and the brain interprets. It does not only depend on the properties of sounds, because are influenced by sensations that they produce in each person in particular. The term Soundscape arises from the interest of investigating different acoustic environments (whether natural, urban or artificial) starting from the reaction of people and is associated to the landscape that can be seen in a particular place of space, but in acoustic terms. This paper presents a compilation and review of researches carried out in different parts of the world about soundscapes.

Vibraciones, Ultrasonido, Emisiones Acústicas y Ensayos No Destructivos

DETECCIÓN DE DAÑO EN CONCRETO MEDIANTE ENSAYOS DINÁMICOS, EMISIÓN ACÚSTICA, ENERGÍA Y ENTROPÍA WAVELET DE SHANNON

Miryam P. Sassano^{1,2}, *Miguel E. Zitto*², *Juan Pablo Muszkats*², *Rosa Piotrkowski*^{2,3}

¹ Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina.

² Grupo de Análisis de Series Temporales no Estacionarias y no Lineales, Facultad de Ingeniería, Universidad de Buenos Aires, Argentina.

³ Escuela de Ciencia y Tecnología, Universidad Nacional de San Martín, Argentina

psassano@fi.uba.ar

Resumen

Se aplicó la Entropía Wavelet de Shannon (SWE), una poderosa herramienta matemática para el análisis de series temporales no estacionarias, a las señales de emisión acústica (AE) provenientes de daño en hormigón armado. El daño consistió fundamentalmente en fracturas originadas en ensayos dinámicos, los que fueron realizados en una losa de hormigón armado con una mesa vibratoria en trabajos previos desarrollados en la Universidad de Granada, España. La banda de frecuencia asignada a la fractura se identificó usando la Transformada Wavelet Diádica Discreta (DDWT), un algoritmo rápido, que primero se utiliza como un filtro para obtener los coeficientes en la banda de frecuencia deseada, y luego se calcula la SWE. La SWE se extrae de cada hit de AE, lo que permite obtener la evolución de la SWE a lo largo del ensayo. Las transiciones bruscas de SWE se conectan con la aparición de macro grietas. Los resultados fueron corroborados con los obtenidos con el b-value asociado a la energía wavelet, un índice muy usado para detectar daño mediante el análisis de señales de AE.

Abstract

The Shannon Entropy Wavelet (SWE), a powerful mathematical tool for the analysis of non-stationary time series, was applied to acoustic emission (AE) signals from damage in reinforced concrete. The damage consisted mainly of fractures originated in dynamic tests, these were made in a reinforced concrete slab with a vibrating table in previous works carried out in the University of Granada, Spain. The frequency band assigned to the fracture was identified using the discrete dyadic wavelet transform (DDWT), a fast algorithm, which is used first as a filter to obtain the coefficients in the desired frequency band, and then the SWE is calculated. The SWE is extracted from each hit of AE, which allows to obtain the evolution of the SWE throughout the test. The abrupt transitions of SWE are connected with the appearance of macro cracks. The results were corroborated with those obtained with the wavelet energy b-value, an index that allows detecting damage by analyzing acoustic emission signals.

MÉTODO ULTRASÓNICO PARA LA DETECCIÓN DE HIDRUROS Y CARACTERIZACIÓN DE ALEACIONES BASE CIRCONIO DE USO EN LA INDUSTRIA NUCLEAR

Diego Cowes¹, Ignacio Mieza^{1,2,3}, Martín Pedro Gómez^{1,4}

¹ Instituto Sábato, CNEA, Universidad Nacional de San Martín, Argentina. diegocowes@cnea.gov.ar

² División Hidrógeno en Materiales, CNEA, Argentina.

³ Ingeniería de Sonido, Universidad Nacional de Tres de Febrero.

⁴ Proyecto ICES, GDTyPE, CNEA, Argentina.

Resumen

Las aleaciones de circonio, ampliamente utilizadas en la industria nuclear, son propensas a la incorporación de hidrógeno (deuterio) durante el servicio en los reactores, lo que puede disminuir las propiedades mecánicas de los componentes. Por lo tanto, sería útil contar con una técnica no destructiva para la determinación del contenido de hidrógeno aplicable in situ. En este trabajo se investigó la aplicación de ondas elásticas ultrasónicas mediante la técnica pulso-eco con el fin de determinar el contenido de hidrógeno en muestras de aleaciones de circonio (específicamente Zry4) a partir de cambios en la velocidad y la atenuación de las mismas. A su vez se evaluó la aplicabilidad del método para la aplicación in situ por lo que se agregaron dos variables: la textura cristalográfica y la morfología de los hidruros. Se observó la influencia de los hidruros en la propagación de ondas elásticas, pero los ensayos de pulso eco realizados en este trabajo no lograron la determinación del contenido de hidrógeno con la exactitud necesaria. Por otro lado se observó una fuerte dependencia tanto de la atenuación como de la velocidad de ondas longitudinales con la textura del material. Dado que la textura cristalográfica es de relevancia tecnológica para los componentes de Zr, se estima que se pueden utilizar métodos ultrasónicos para su determinación.

ESTUDIO DE LA PROPAGACIÓN DE ONDAS ELÁSTICAS EN ESTRUCTURAS TIPO SÁNDWICH

Augusto Bonelli Toro^{1,4}, *Martín Fuster*², *Martín P. Gómez*^{1,3}

¹ Grupo de Ondas Elásticas, GDType, CNEA, Av. Gral. Paz 1499 (1655), San Martín, Argentina. abonellitoro@gmail.com

² DFMC, GDType, CNEA, Av. Gral. Paz 1499 (1655), San Martín, Argentina. fuster@cnea.gov.ar

³ GEA, FRD, UTN, San Martín 1171 (2804), Campana, Argentina. mpgomez@cnea.gov.ar

⁴ Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina.

Resumen

En este trabajo se presentan etapas iniciales de la caracterización del mecanizado de materiales compuestos por medio del método de Ensayos No Destructivos de Emisión Acústica (EA). Se busca en una próxima etapa estudiar el fresado de estructuras tipo sándwich para aplicaciones aeroespaciales constituidas por multilaminados de fibra de Carbono (CFRP) con un núcleo de aluminio tipo panal de abeja. Para esto, dada la complejidad de la estructura, se comenzó con la caracterización de la propagación de las ondas en el material generando fuentes de ondas elásticas monopolares de banda ancha simuladas por medio del método de Hsu Nielsen y se analizó la direccionalidad de la propagación a partir de la atenuación. También se estudió el efecto de las barreras que se van produciendo en la superficie del compuesto por causa de los mecanizados, que obstaculizan la propagación de las ondas, como por ejemplo agujeros en las caras del compuesto, en distintas posiciones, con tamaños del orden de la longitud de onda de la EA medida. A su vez, se obtuvo el coeficiente de atenuación en función de la frecuencia, para distintas orientaciones del panel.

Abstract

In this work, the initial stages of the characterization of the machining of composite materials are presented by means of the Non-Destructive Testing method called Acoustic Emission (EA). The next step is to study the milling of sandwich structures for aerospace applications consisting of carbon fiber multilaminates (CFRP) with a honeycomb aluminum core. Given the complexity of the structure, we began with the characterization of the propagation of the waves in the material generating sources of elastic broadband monopolar waves simulated by means of the Hsu-Nielsen method and the directionality of the propagation was analyzed from the attenuation. The effect of the barriers that occur on the surface of the composite material due to machining, which hinder the propagation of waves, such as holes in the faces of the compound, in different positions, with sizes of the order of the wavelength of the measured EA. In turn, the attenuation coefficient was obtained as a function of frequency, for different orientations of the panel.

SIMULACION COMPUTACIONAL PARA LA DETERMINACION DEL COMPORTAMIENTO ESTRUCTURAL DE MECHAS DE PERFORACIÓN DE USO INDUSTRIAL

Alejandro Turel¹, Hector Sanzi¹

¹ Universidad Tecnológica Nacional, Facultad Regional Haedo, Grupo de Investigación Ingeniería Estructural GIIE, Buenos Aires, Argentina. tecsaing@tecsaing.com.ar

Resumen

En este trabajo se presentan los resultados obtenidos de un desarrollo sistemático del comportamiento e integridad estructural de mechas de perforación para aceros de alta resistencia de uso industrial, nuevas y en servicio, con distintos tipos de acabados superficiales y desgastes de su filo de corte. En una primera etapa se plantearon diferentes modelos tridimensionales de elementos finitos y se determinó el estado de deformaciones, tensiones y las primeras frecuencias de vibración, con el objeto de caracterizar cualitativamente y clasificarlas en cuanto a su terminación y estado del filo. El estudio se realizó a los fines de evaluar el comportamiento estructural y dinámico de la mecha, considerando el contacto inicial antes de llevar a cabo el proceso de desbaste. En esta instancia presentamos los primeros resultados obtenidos de un planteo más detallado y completo, considerando el proceso de desbaste continuo o dinámico de la mecha sobre una base homogénea de acero, completando el objetivo inicial respecto a la caracterización de las mechas, en función de su calidad y vida útil. En el presente estudio se utiliza el módulo “EXPLICIT DYNAMICS” del programa ANSYS, que tiene en cuenta el proceso dinámico de desbaste. Una vez completado el estudio, los resultados obtenidos, se corroborarán con los obtenidos del planteo de soluciones analíticas y ensayos obtenidos en Laboratorio, a partir del uso de la Emisión Acústica.

Abstract

This paper presents the results obtained from a systematic development of the behavior and structural integrity of different types of drill bit for high strength steels for industrial use, in new condition and in service, with different types of surface finishes and wear on the cutting edge. In the first stage different tridimensional models of finite elements were proposed and the state of deformations and the first frequencies of vibration were determined, in order to characterize qualitatively and classify these drill bits in terms of their termination and edge state. The study was carried out in order to evaluate the structural and dynamic behavior of the drill bit, considering the initial contact before carrying out the drilling process. In this instance we will present the first results obtained from a more detailed and complete approach, considering the process of continuous or dynamic drilling of the drill bit on a homogeneous steel base, completing the initial objective with respect to the characterization of the drill bits, depending on its quality and useful life. In the present study the “EXPLICIT DYNAMICS” module of the ANSYS program is used, which takes into account the dynamic

drilling process. Once the study is completed, the results obtained will be corroborated with those obtained from the formulation of analytical solutions and tests obtained in the Laboratory, based on the use of Acoustic Emission.

Plenario

LIMITATIONS AND POSSIBILITIES OF SOUND SOURCE LOCALIZATION AND ADVANCED ALGORITHMS

Olaf Bölke¹

¹ gfai tech GmbH, Volmerstraße 3, 12489 Berlin, Germany
boelke@gfaitech.de

Abstract - Even 15 years after the market launch of commercial beamforming systems, the basic limits remain largely unknown. One reason for this might be the insufficient understanding of phenomena specific to array design. Various examples of simulated and measured acoustic images are discussed in order to increase the understanding that the limits of standard beamforming can be extended by knowledge of the occurring phenomena and by the application of advanced algorithms. For this purpose, effects such as masking of quiet sound sources, artificial sources due to the superposition of side lobes, and frequency depending spatial resolution are investigated for different array designs. It could be shown that sound sources can reliably be detected by using advanced algorithms (HDR and CLEAN-SC) as well as by suitable interpretation of the array specific main and side lobe patterns.

1 INTRODUCTION

Due to the increasing pressure of competition as well as acoustic guidelines becoming stricter, the demand for acoustical optimization of mechanical devices in the industry is constantly increasing. In addition to complying with acoustic standards, sound design and sound quality are also increasingly stronger sales arguments. In order to achieve high acoustic requirements a fundamental understanding of the acoustic interaction mechanisms is necessary. The detection of unwanted sound sources is only one possible area of application for the Acoustic Camera. Furthermore, sound emission like rattling, hissing or squeaking can also be used to find malfunctioning subsystems. Thus, the field of applications for the Acoustic Camera is steadily increasing since its market introduction 15 years ago.

Sound sources are omnipresent at each time of our life. To localize sound sources, our hearing (subconsciously) evaluates the time differences of sound arriving at both ears. However, sound source localization via our hearing is restricted due to physical and psychological limitations. For instance, our lower frequency limit for the localization of sound sources depends on the distance between our ears. Due to the same reason, the accuracy of localization decreases with the distance of the source since the delay time decreases. To overcome this drawback an acoustic detector for the localization of aircrafts was developed by Jean-Babtiste Perrin in World War I (Fig. 1). Nowadays microphone arrays are used for a more precise detection of acoustic sources, but the basic time-delay principle remains the same.

In order to assign sound sources to individual components, multi-microphone arrays are used. These arrays consist of 24 microphones and more that are usually arranged in regular patterns like 1D-line arrays, 2D-pattern (e.g. star, ring, wheel) and 3D-pattern (e.g. sphere, cylinder). Analogous to the human hearing, the analysis of the time delay between the microphones is used in order to generate an acoustic map. By superposition of the acoustic “heat-map” and a recorded photo or video, an assignment of the sound source to a specific component becomes possible, Fig. 2. The acous-

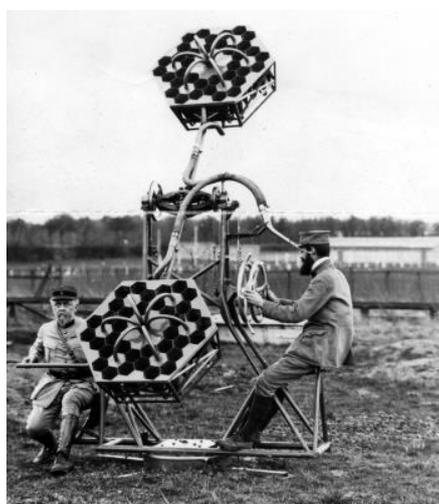


Figure 1: Acoustic Array, developed by Sergeant Jean Perrin (right) and utilized in order to find enemy planes. (Source: (C) AIP Niels Bohr Lib.)

tic map is generated by a pixelwise utilization of the Delay-and-Sum (DAS) algorithm. These selective evaluation is called beamforming.

Due to contradictory specifications and descriptions of sound source localization system, the possibilities and limitations of the beamforming algorithm are mostly unclear. In the following, the basics of sound localization using time-domain and frequency-domain beamforming is explained. In addition, the limitations and possibilities are discussed by means of theoretical and practical examples. Based on a selection of advanced algorithms (HDR, CLEAN-SC) it is shown how the limits of general beamforming can be extended.

2 TIME AND FREQUENCY DOMAIN BEAMFORMING

In order to understand the limitations of the beamforming algorithm, this chapter gives a brief summary of the basic approach of beamforming in time and frequency domain. A detailed theory can be found, for example,



Figure 2: Superimposing of acoustic “heat map” (colormap) and photo for localization of sound sources at a wind turbine (Source: www.acoustic-camera.com)

in [1, 2].

2.1 Time domain

The simplest realization of beamforming is the delay-and-sum approach. The entire image plane of interest (e.g. object surface, projected measurement plane) is divided into a variety of surfaces. The evaluation of the individual surfaces can be described as shown in Fig. 3.

Due to the different distances between the sound source and the microphones of the array, the sound waves reach the respective microphones with a distance-dependent delay Δ_n (step 1). The incoming pressure fluctuation is converted by the microphones into a voltage signal (step 2). The microphone specific time delay $\Delta_n = L/c$ can be calculated by knowing the speed of sound c and the distance between each microphone and the current pixel of the image plane L . If the current image pixel contains the source localization, the delayed microphone signals are perfectly aligned (step 3). In the last step the microphone signals are summed up and normalized with the number of microphones (step 4). This results in a constructive superposition of the source in the current pixel. Signals from other directions are not perfectly aligned before summation and therefore do not add up constructively.

The reconstructed time function $f(\mathbf{x}, t)$ at the image plane of interest x is calculated as:

$$f(\mathbf{x}, t) = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M w_n p_n(t - \Delta_n(\mathbf{x})) \quad (1)$$

where w_i denotes optional spatial shading weights to reduce leakage and smearing effects, p_n are the individually delayed pressure signals and M is the number of microphones.

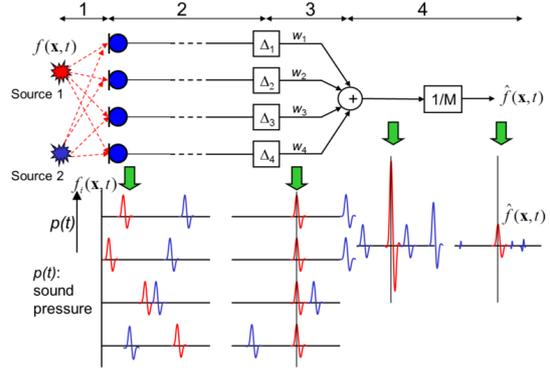


Figure 3: Principle of time domain beamforming via delay and sum approach: Evaluation of the pixel containing the red source. (Source: www.acoustic-camera.com)

2.2 Frequency domain

The delay-and-sum algorithm in the frequency domain is performed analogously. First, the time signal of each microphone is transformed into the frequency domain via Fourier Transformations. Each Fourier coefficient is phase shifted by ω_n according to the time delay Δ_n . Afterwards, all phase shifted spectra are superposed and divided by the amount of microphones. The frequency-dependent acoustic map is calculated by

$$F(\mathbf{x}, \omega) = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^N w_n F_n(\mathbf{x}, \omega) e^{-j\phi_n(\mathbf{x})}, \quad (2)$$

where

$$F_n(\mathbf{x}, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} p_n(\mathbf{x}, t) e^{-j\omega t} dt \quad (3)$$

denotes the Fourier transform of the pressure $p_n(\mathbf{x}, t)$. ω and ϕ denote the circular frequency and the distance related phase-shift, respectively. By analogy between the time and the spectral representation results from Eq. (1) are equivalent to those from Eq. (2). However, in order to improve the signal-to-noise ratio, ensemble averaged values are usually utilized. Another common formulation of the frequency domain beamforming is the Cross-Spectral-Matrix (CSM) which contains the averaged cross- and auto-spectra of all microphone combinations. Among other advantages, the beamforming formulation via CSM is particularly effective for advanced algorithms, such as CLEAN-SC [3] or HDR [4]. However, the general properties and limits remain the same, which is why this formulation is not discussed in detail here.

3 EXPLORING THE LIMITATIONS

Due to its simple mathematical formulation, first, a line array consisting of M equidistant microphones is examined [1]:

$$f(\Omega, x) = p_0 \frac{1}{M} \left| \frac{\sin(\pi M \Omega(x))}{\sin(\pi \Omega(x))} \right| \quad (4)$$

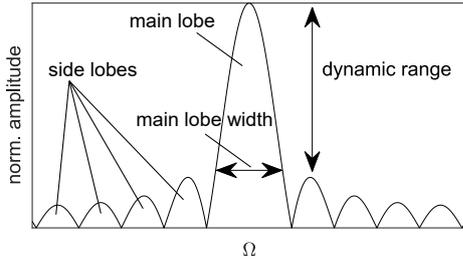


Figure 4: Characteristic amplitude profile using the example of a 1D-line array

where p_0 is the pressure amplitude and Ω is an array design specific constant, which depends on the number and arrangement of microphones as well as the frequency.

Assuming that a source is located at half the length of the line array, for representative values of Ω , the amplitude profile in Fig. 4 is determined. Besides the actual main source in the middle of the picture, artificial sources also appear in periodic intervals. The main peak in the center describes the so-called main lobe. Other directional peaks are called side lobes. The dynamic range (or S/N-Ratio) is defined by the level difference of the main lobe and the side lobes. While the dynamic range is mainly influenced by the number of microphones, the characteristics of the main lobe and side lobes depend on the frequency and the array design. In general one can show the main lobe width increases with the inverse frequency (wavelength). The same is true for the dynamic range and the number of microphones.

Fig. 5 shows the simulated acoustic pattern (top) and the level of the horizontal centerline (bottom) for four different regular arrays (red dots). Each array consists of 36 microphones. An synthetic harmonic source is located in 1 m distance to the center of the array.

As can be seen, depending on the respective array

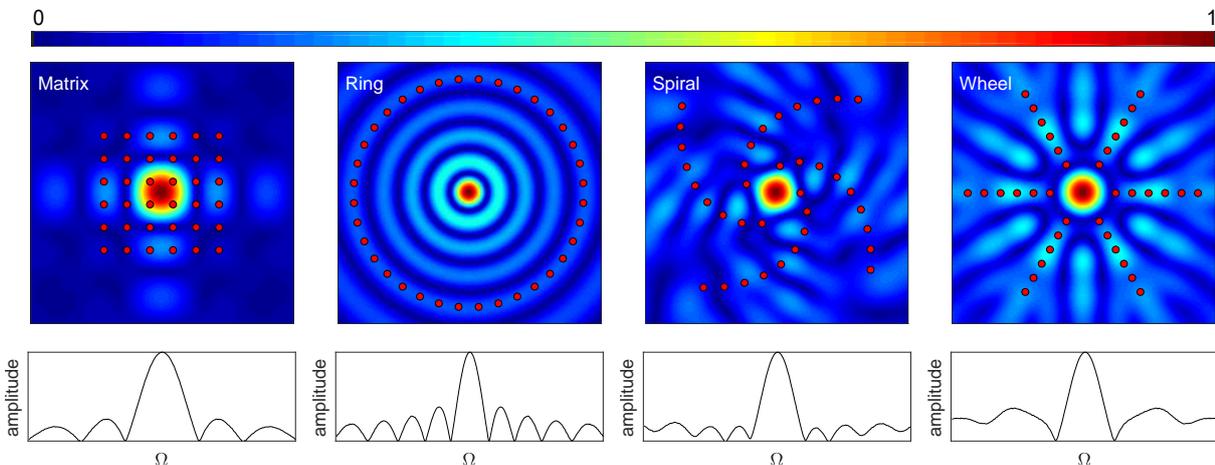


Figure 5: Acoustic patterns of four array configurations (from left to right: matrix, ring, spiral, wheel), each consisting of 36 microphones; acoustic source (2 kHz) located in the array-center; top: acoustic image; bottom: amplitude at horizontal centerline

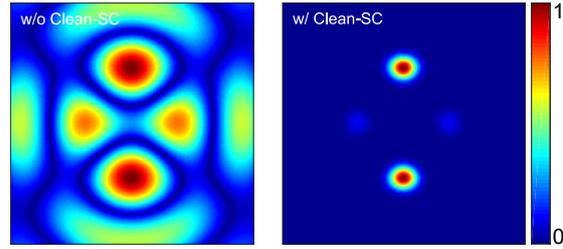


Figure 6: Artificial sound sources due to the superposition of side lobes, Ring-Array; left: w/o CLEAN-SC; right: w/ CLEAN-SC

design, the DAS algorithm generates different side lobe patterns as well as main lobes of different widths. The most important criteria for a good array design are a narrow main lobe and a high dynamic range. Advanced algorithms are used in order to improve exactly these parameters. Due to the small main lobe width and the well recognizable side lobe pattern, the following observations focus on the ring array.

3.1 Artificial sound sources due to superimposing of side lobes

One of the known phenomena when using the DAS algorithm is the appearance of artificial sound sources due to a superposition of side lobes. Figure 6 (left) shows the acoustic image of two simulated sinusoidal sound sources evaluated by a ring array. The focus of the array is set between the two vertically aligned sources. In this example, both sources emit sound waves at the same frequency and amplitude. Due to the unfavorable combination of array alignment, source frequency and focus point, the side lobes (Fig. 5, second from left) of both sources generate a new periodic acoustic pattern. This results in constructive and destructive superposition of the two acoustic patterns, whereby periodic artificial sound sources appear. With-

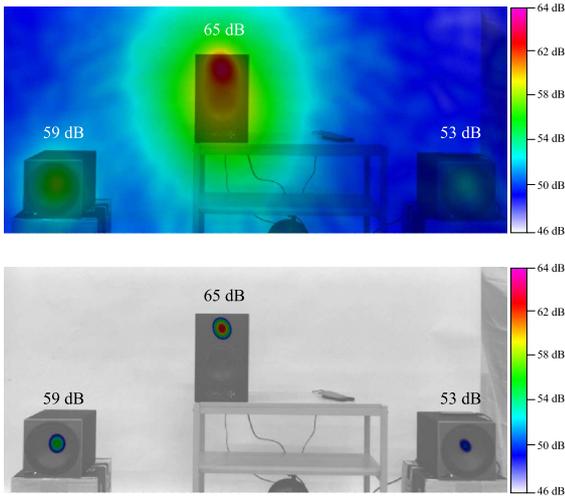


Figure 7: Three loudspeakers with different sound pressure level (white noise 0.05 – 10 kHz): Masking of quiet sources by side lobes; top: w/o HDR; bottom: w/ HDR

out knowledge of the real source positions it is quite difficult to distinguish whether there are two or more sources in the acoustic image. One way to improve the acoustic image representation is to use the CLEAN-SC algorithm.

CLEAN-SC (CLEAN based on spatial source coherence) is an iterative deconvolution method which leads to an improved dynamic range and increased spatial resolution. This method takes advantage of the fact that sources in source plots are spatially coherent with their side lobes. The algorithm iteratively removes the correlated parts, the side lobes. Thus, CLEAN-SC was found to be a very effective tool for increasing the dynamic range [5, 6]. Figure 6 (right) shows the deconvoluted results using the CLEAN-SC algorithm. Due to the reduction of the amplitude of the side lobes, a clear source localization is possible.

3.2 Masking of quiet sources by side lobes

In contrast to the case shown in Fig. 6, in reality sound sources usually occur at very different sound pressure levels. If the amplitude of a sound source falls below the level of the side lobes from the loudest sound source, the location of the first mentioned sound source is masked.

Figure 7 (top) shows the acoustic image of three loudspeakers by the DAS algorithm. Each speaker played white noise in the range of 0.05 to 10 kHz and different amplitudes. The loudest source is located in the middle (65 dB), where the left and the right speaker feature an amplitude decreased by 6 dB and 12 dB, respectively. Due to the high level of the side lobes of the middle source, the left speaker is partially masked and the quietest source (right speaker) is almost invisible. In order to reconstruct the quiet sound sources, a high dynamic range algorithm is applied (Fig. 7). The HDR algorithm divides the acoustic field into individ-

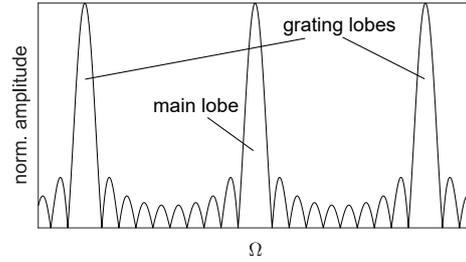


Figure 8: Characteristic amplitude profile at high frequencies including grating lobes, according to Eq. 4

ual, uncorrelated source terms. For this purpose, the loudest source (and all correlating parts) is removed from the acoustic image, the side lobes are deleted, and the remaining main lobe is transferred to a clean map. This iterative procedure is conducted until the termination condition is fulfilled e.g. a maximum number of sources to be extracted [4]. This procedure makes it possible to reliably detect all three loudspeakers as sound sources, Fig. 7.

3.3 Decreasing wavelength

As already mentioned, using the DAS algorithm results in a repeating pattern in the acoustic image, see Fig. 5. Considering sufficiently high source frequencies, the example of the line array Eq. (4) shows that another possible source position arises. These local maxima formed at regular intervals to the main lobe are called grating lobes, Fig. 8. Thus, grating lobes are duplicates of the main lobe with the same amplitude. In most relevant cases, these grating lobes appear in the acoustic image, when the minimum distance between the microphones d is greater than half the wavelength $\lambda = c/f$ of the highest frequency of interest: $d > \lambda/2$. This falling below the local Nyquist criteria is also called spatial

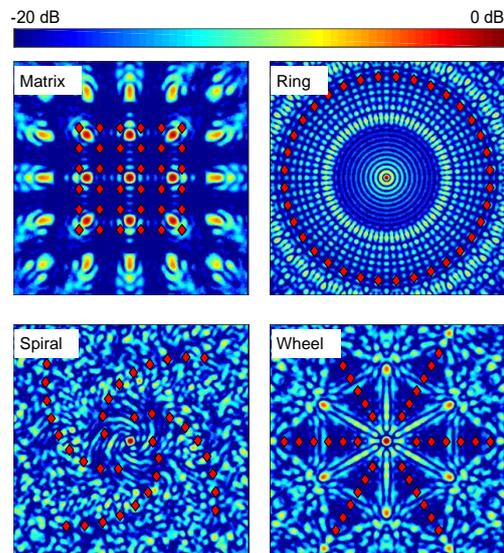


Figure 9: Aliasing pattern of different array designs

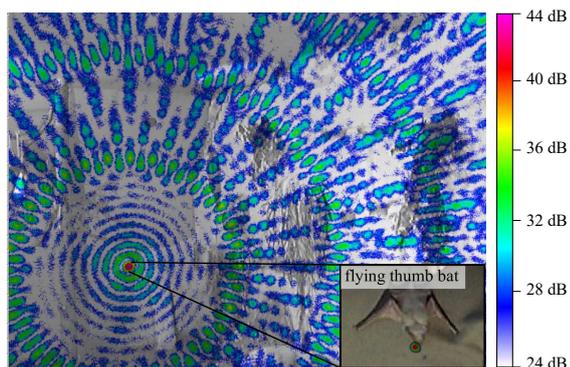


Figure 10: Localization of a bat based on the clicking sound (35 – 40 kHz) of the bat. Detection possible due to the knowledge of aliasing pattern of Ring array (Fig. 9 top, right)

aliasing. The shape and characteristics of the grating lobes differ for different array geometries as shown in Fig. 9.

Figure 10 shows an acoustic image of the clicking sound of a flying thumb bat (see Fig. 10 bottom right) measured with a ring array. The clicking sound is a pulsed sound wave with frequency components in the range of 35 to 40 kHz. Even without the use of advanced algorithms, the sound sources can be effectively localized in the bottom left region of the image by knowledge of the array specific acoustic patterns.

3.4 Increasing wavelength

Finally, the localization accuracy for decreasing, respectively increasing, wavelength is analyzed. Figure 11 shows the acoustic images of a synthetic white noise source in the center of the image. The DAS algorithm is applied to a decreasing cut-off frequency of 4, 2, 1, and 0.5 kHz. As this investigations shows, an increase in main lobe width can be observed with decreasing frequency.

Due to the increasing main lobe width, source localization is only possible with a low local resolution. This physical limit can only be improved to a certain limited extent by advanced algorithms like CLEAN-SC or HDR. However, due to the physical conditions, high wavelength are usually only emitted well by objects of the same size. Therefore, a spatial resolution much smaller than the wavelength is unnecessary in most relevant cases.

For example, the spacial resolution of the acoustic image of the “rumble noise” of an elephant (frequency range of 15 to 107 Hz) is sufficiently accurate to assign the source position to the trunk and not the mouth, see Fig. 12.

4 CONCLUSIONS AND FUTURE WORK

Defining sharp limits for the application of the standard beamforming algorithm is not easy. These depend not only on the array design (number and position of the microphones) but also on the source character-

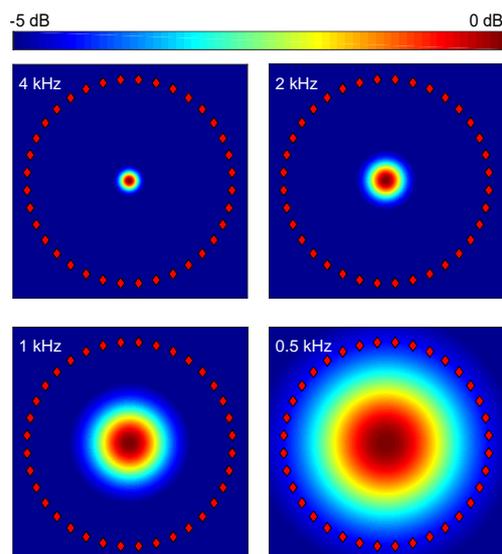


Figure 11: Synthetic white noise sound source at the image center, evaluated for decreasing low-pass frequencies

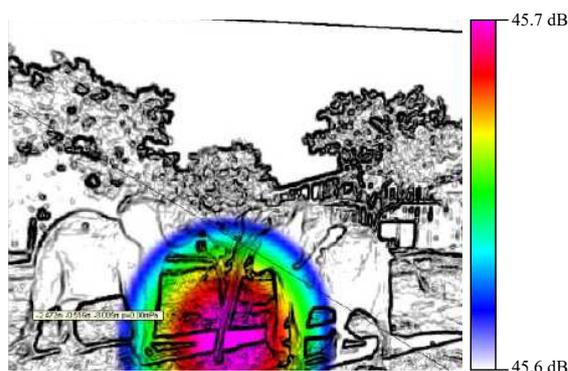


Figure 12: Elephant's nasal rumble (15 to 107 Hz), using a ring array with diameter of 3.4 m (Source: [7])

istics to be examined (frequency, quantity and SPL of the sources). Furthermore, using various advanced algorithms (e.g. HDR, CLEAN-SC), unwanted phenomena such as masking effects or artificial sources can be successfully avoided. By the nature of the technology, standard beamforming produces excellent results in the frequency range of 0.6 to 15 kHz (for regular array designs). However, examples discussed in this work show that the Acoustic Camera provides reliable results even outside of these limits, if the acoustic images are interpreted with the appropriate expertise. Not only due to the constantly increasing number of advanced algorithms but also due to the increasing quality of array design, the limits of acoustic beamforming will be continuously extended in the future.

REFERENCES

- [1] D.H. Johnson and D.E. Dudgeon. Array signal processing. concepts and techniques. *Prentice Hall PTR: Englewood Cliffs*, 1993.

- [2] E. Sarradj. Three-dimensional acoustic source mapping with different beamforming steering vector formulations. *Advances in Acoustics and Vibration*, 2012, 1993.
- [3] D. Döbler, C. Puhle, and G. Heilmann. Correlation of high channel count beamforming measurement of a car in a wind tunnel using clean-sc. *InterNoise*, 2015.
- [4] D. Döbler and R. Schröder. Contrast improvement and sound reconstruction of quiet sound sources using a high dynamic range algorithm. *BeBeC*, 2012.
- [5] P. Sijtsma. Clean based on spatial source coherence. *13th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference*, 2007.
- [6] P. Sijtsma, R. Merino-Martinez, A. Malgoezar, and M. Snellen. High-resolution clean-sc: Theory and experimental validation. *International Journal of Aeroacoustics*, 16(4-5):274–298, 2017.
- [7] G. Heilmann, D. Döbler, and M. Böck. Exploring the limitations and expectations of sound source localization and visualization techniques. *InterNoise*, 2014.

Acústica arquitectónica

PREDICCIÓN DEL AISLAMIENTO ACÚSTICO A RUIDO AÉREO DE PANELES MULTICAPA

JOAQUÍN MANSILLA ¹, LAURENCE BENDER ², LEONARDO PEPINO ³

¹ Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina.
jmansilla@untref.edu.ar

² Universidad Nacional de Tres de Febrero, LAEIA, Buenos Aires, Argentina.
lbender@untref.edu.ar

³ Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina.
leonardopepino@gmail.com

Resumen – Los modelos de predicción de aislamiento a ruido aéreo, que permiten obtener el índice de reducción sonora por bandas de frecuencia a partir de los datos físicos de los materiales, son una herramienta importante a la hora de diseñar soluciones constructivas reales. Uno de los métodos de construcción más comunes es la superposición de distintas capas del mismo o distintos materiales, principalmente en el caso de paneles de poco espesor y por lo tanto de poca masa superficial. Las distintas láminas o capas de un panel multicapa suelen fijarse mediante uniones de tipo puntual, como pueden ser tornillos o clavos. En este estudio se revisan expresiones y fórmulas que extienden la predicción de panel simple para el caso de paneles multicapa no adheridas. Se comparan las predicciones respecto a paneles multicapa medidos en laboratorio según la norma ISO 140-3. Los resultados muestran la concordancia de la frecuencia crítica y una buena aproximación de los índices de reducción sonora por bandas de frecuencia de tercios de octava.

Abstract – Airborne sound insulation prediction models, which give estimations of the transmission loss in frequency bands based on the physical characteristics of materials, are an important tool for the design of real constructive solutions. One of the most common construction methods is the superposition of layers of the same or different materials, mainly in the case of thin panels and therefore low surface mass. The different sheets or layers of a multilayer panel are usually fixed by point-type linkages, such as screws or nails. In this study we review expressions and formulas that extend the single panel predictions for the case of non-adhered multilayer panels. The predictions are compared to laboratory measurements of multilayer panels made according to ISO 140-3. The results show agreement with the critical frequency and a good approximation of the sound reduction indexes in third-octave bands.

1. INTRODUCCIÓN

La modelización del aislamiento acústico a ruido aéreo es una herramienta extensamente estudiada y muy utilizada para la predicción de las pérdidas de transmisión a través de tabiques, fachadas, etc. Una solución ampliamente utilizada es la superposición de distintas capas de distinto material o láminas del mismo material y espesor para aumentar las pérdidas de transmisión. En estas situaciones, el comportamiento de un sistema multicapa sin cavidad de aire, con fijaciones de tipo puntual mediante tornillos o clavos es distinto al mismo material con espesor igual a la suma de espesores de las láminas individuales. En la Figura 1 se muestra una comparativa de mediciones realizadas en laboratorio [1], [2], según norma ISO 140-3 [3], donde se muestra la curva de índices de reducción sonora R en bandas de tercio de octava entre 100 y 5000 Hz de tres espesores de placa de yeso laminado: 6,35 mm, 12,7 mm y dos placas de 6,35 mm superpuestas. Se puede

observar un rango de frecuencias donde los resultados entre 12,7 mm y 6,35+6,35 mm presentan resultados muy similares, pero la diferencia se encuentra en el valor de la frecuencia crítica f_c , que es la frecuencia donde se iguala la velocidad de propagación en el aire c_0 a la velocidad de propagación de las ondas de flexión c_F en una pared. Para el caso de superposición de láminas del mismo material y espesor, la f_c resultante es igual a la del panel individual. En cambio, si se considera un solo material pero de doble espesor f_c disminuye. Este fenómeno se puede tratar a partir de las ecuaciones de movimiento de una placa delgada y del modelo de predicción de paneles múltiples por método de impedancias [4], [5], asumiendo que el espesor de cavidad tiende a cero.

El objetivo de esta investigación es presentar un modelo general de predicción del índice de reducción sonora R , por bandas de tercio de octava, para paneles simples considerando el efecto de superposición de capas que pueden ser de diferentes o iguales

materiales y espesores. A partir de utilizar un modelo de predicción basado en Davy para $f < f_c$ [6]-[7], y una extensión del modelo de Sharp [8]-[9] para $f \geq f_c$ se presentan las ecuaciones adaptadas del panel de una sola hoja a una solución multicapa.

La estructura del presente trabajo se divide en una primera presentación de las ecuaciones utilizadas, seguida por una comparativa del modelo respecto a mediciones de paneles multicapa, y finalmente la discusión de los resultados y las conclusiones.

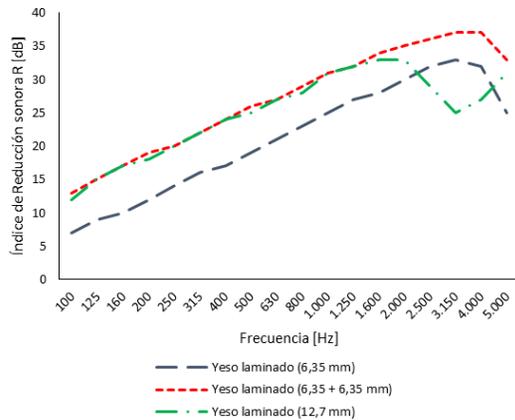


Figura 1: Comparativa de los índices de reducción sonora entre paneles de yeso laminado de 6,35 mm, 12,7 mm y 6,35+6,35 mm respectivamente.

2. MODELO DE PREDICCIÓN

2.1. Modelo para frecuencias menores a la frecuencia crítica

El modelo utilizado se basa en el trabajo desarrollado por Davy [6], quien define el coeficiente de transmisión en campo difuso como:

$$\tau_d = 2 \int_0^{\frac{\pi}{2}} \tau(\theta) \cos \theta \sin \theta d\theta \quad (1)$$

donde $\tau(\theta)$ es el coeficiente de transmisión en función del ángulo de incidencia θ y el término 2 es un factor de normalización.

En este caso particular el modelo tiene en cuenta el tamaño finito de la pared a partir de la eficiencia de radiación σ [10]. Para pared infinita este factor se aproxima con la siguiente expresión:

$$\sigma(\theta) = \frac{1}{\cos \theta} \quad (2)$$

Para el caso de pared finita, Davy define la eficiencia de radiación como [10]:

$$\sigma(\theta) = \begin{cases} \frac{1}{\frac{2\pi c_0^2}{\omega^2 A} + \cos \theta} & \text{si } |\theta| \leq \varphi \\ \frac{1}{\frac{2\pi c_0^2}{\omega^2 A} + \frac{1}{2}(3 \cos \varphi - \cos \theta)} & \text{si } \varphi < |\theta| \leq \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (3)$$

Donde φ toma los siguientes valores:

$$\varphi = \begin{cases} 0 & \text{si } \sqrt{\frac{\pi c_0}{\omega \sqrt{A}}} \geq 1 \\ \cos^{-1} \left(\sqrt{\frac{\pi c_0}{\omega \sqrt{A}}} \right) & \text{si } \sqrt{\frac{\pi c_0}{\omega \sqrt{A}}} < 1 \end{cases} \quad (4)$$

siendo ω la frecuencia angular en rad/s, c_0 la velocidad de propagación del sonido en el aire en m/s y A la superficie del panel en metros cuadrados.

Partiendo de las ecuaciones (1) y (2), se puede reescribir la ecuación del coeficiente de transmisión difuso considerando la eficiencia de radiación como:

$$\tau_d = 2 \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{\tau(\theta)}{\sigma(\theta)} \sin \theta d\theta \quad (5)$$

Substituyendo el factor de radiación $\sigma(\theta)$ de la ecuación (3) en la ecuación (5) y el coeficiente de transmisión en función del ángulo de incidencia [5]:

$$\tau(\theta) = \left| \frac{p_t}{p_i} \right|^2 = \left| \frac{1}{1 + \frac{Z_T}{2\rho_0 c_0 \sigma(\theta)}} \right|^2 \quad (6)$$

donde p_t y p_i son la presión acústica transmitida e incidente respectivamente en Pascal, θ es el ángulo de incidencia y ρ_0 es la densidad del aire en kg/m³.

Z_T es la impedancia total del sistema multicapa, que se puede expresar como:

$$Z_T = \sum_{i=1}^N Z_i \quad (7)$$

donde Z_i es la impedancia mecánica de la i -ésima lámina de la estructura multicapa y N el número de capas. Mediante la teoría de placas, la impedancia se obtiene a partir de la siguiente relación:

$$Z_i = j \left(m_i \omega - B_i \frac{\omega^3}{c_0^4} \sin^4(\theta) \right) + B_i \eta_i \frac{\omega^3}{c_0^4} \sin^4(\theta) \quad (8)$$

Substituyendo (8) en (7), Z_T se puede reescribir como:

$$\begin{aligned}
 Z_T &= j \left(\omega \sum_{i=1}^N m_i - \sum_{i=1}^N B_i \frac{\omega^3}{c_0^4} \sin^4(\theta) \right) + \sum_{i=1}^N (B_i \eta_i) \frac{\omega^3}{c_0^4} \sin^4(\theta) = \\
 &= \omega \sum_{i=1}^N m_i \left[j \left(1 - \frac{\sum_{i=1}^N B_i}{\sum_{i=1}^N m_i} \frac{\omega^2}{c_0^4} \sin^4(\theta) \right) + \frac{\sum_{i=1}^N (B_i \eta_i)}{\sum_{i=1}^N m_i} \frac{\omega^2}{c_0^4} \sin^4(\theta) \right]
 \end{aligned} \quad (9)$$

donde m_i es la masa superficial en kg/m^2 , B_i es la rigidez a la flexión y η_i es el factor de pérdidas total de la capa i -ésima. Este factor está compuesto por el factor de pérdidas interno del propio material $\eta_{int,i}$ más el factor de pérdidas por los bordes $\eta_{edge,i}$ [6], el cuál según la norma ISO 12354-1 [11] se puede expresar de la siguiente forma:

$$\eta_i = \eta_{int,i} + \eta_{edge,i} \cong \eta_{int,i} + \frac{m_i}{485\sqrt{f}} \quad (10)$$

La rigidez a la flexión se obtiene a partir del módulo de Young E_i , coeficiente de Poisson σ_i y el espesor h_i de la siguiente forma:

$$B_i = \frac{E_i h_i^3}{12(1 - \sigma_i^2)} \quad (11)$$

Por otro lado, la frecuencia crítica de cada una de las capas se obtiene a partir de su rigidez a la flexión y su masa superficial, de forma que:

$$f_{c_i} = \frac{c_0^2}{2\pi} \sqrt{\frac{m_i}{B_i}} \quad (12)$$

De manera análoga, la frecuencia crítica equivalente de la estructura multicapa es:

$$f_{c,eq} = \frac{c_0^2}{2\pi} \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N m_i}{\sum_{i=1}^N B_i}} \quad (13)$$

Substituyendo (13) en la expresión (9):

$$Z_T = \omega \sum_{i=1}^N m_i \left[j \left(1 - \frac{f^2}{f_{c,eq}^2} \sin^4(\theta) \right) + \frac{\sum_{i=1}^N (B_i \eta_i)}{\sum_{i=1}^N B_i} \frac{f^2}{f_{c,eq}^2} \sin^4(\theta) \right] \quad (14)$$

A su vez, se puede definir la relación entre frecuencia y frecuencia crítica equivalente de la siguiente forma:

$$r^2 = \frac{f^2}{f_{c,eq}^2} \quad (15)$$

Substituyendo entonces (15) en la expresión (14), la impedancia total Z_T se puede expresar como:

$$Z_T = \omega \sum_{i=1}^N m_i \left[j \left(1 - r^2 \sin^4(\theta) \right) + \frac{\sum_{i=1}^N (B_i \eta_i)}{\sum_{i=1}^N B_i} r^2 \sin^4(\theta) \right] \quad (16)$$

Finalmente, para calcular el índice de reducción sonora R expresado en decibeles para $f < f_{c,eq}$:

$$R = -10 \log(\tau_d) \quad (17)$$

Donde la integral (5) se evalúa numéricamente.

2.1 Modelo para frecuencias mayores o igual a la frecuencia crítica

La expresión del índice de reducción sonora R del modelo de Sharp [8] para $f \geq f_c$ de un panel de una sola capa, se calcula a partir de comparar frecuencia a frecuencia R_1 y R_2 y elegir el resultado menor:

$$R_1 = 10 \log \left(1 + \left(\frac{\pi m f}{\rho_0 c_0} \right)^2 \right) + 10 \log \left(\frac{2 \eta f}{\mathcal{A} f_c} \right) \quad (18)$$

$$R_2 = 10 \log \left(1 + \left(\frac{\pi m f}{\rho_0 c_0} \right)^2 \right) - 5,5 \quad (19)$$

Al considerar un panel formado por capas superpuestas, no adheridas, las expresiones (18) y (19) se modifican. Siguiendo el análisis desarrollado en [7] usando la expresión de la impedancia total (16) para $r > 2$, las ecuaciones se reescriben de la siguiente manera para $f \geq f_{c,eq}$:

$$R_1 = 10 \log \left(1 + \left(\frac{\pi \sum_{i=1}^N (m_i) f}{\rho_0 c_0} \right)^2 \right) + 10 \log \left(\frac{2 \sum_{i=1}^N (B_i \eta_i) f}{\sum_{i=1}^N (B_i) \mathcal{A} f_{c,eq}} \right) \quad (20)$$

$$R_2 = 10 \log \left(1 + \left(\frac{\pi \sum_{i=1}^N (m_i) f}{\rho_0 c_0} \right)^2 \right) - 5,5 \quad (21)$$

3. COMPARATIVA

Las características físicas de este material se presentan en la Tabla 1. En las Figuras 2 a 5 se muestran las curvas de resultados de comparar distintas mediciones de paneles multicapa de placas de yeso laminado.

Tabla 1: Datos de yeso laminado utilizado para la comparativa

Material	Densidad [Kg/m ³]	Módulo de Young [N/m ²]	Coefficiente de Poisson	Factor de pérdidas interno
Yeso laminado	768	2 e9	0,23	0,01

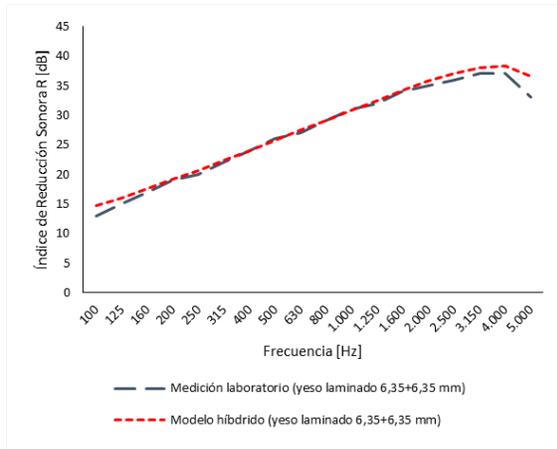


Figura 2: Comparativa de los índices de reducción sonora del modelo propuesto respecto a la medición en laboratorio de un panel de yeso laminado de 6,35+6,35 mm.

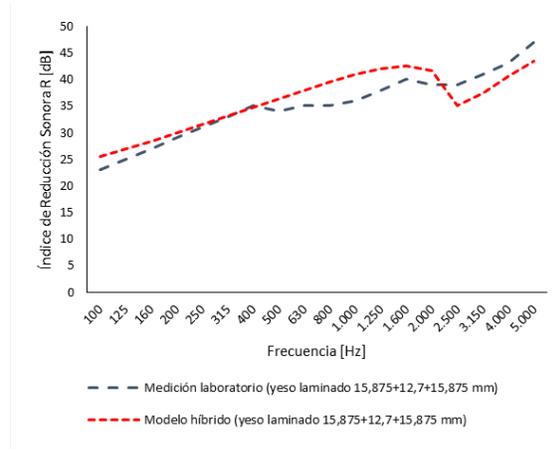


Figura 5: Comparativa de los índices de reducción sonora del modelo propuesto respecto a la medición en laboratorio de un panel de yeso laminado de 15,9+12,7+15,9 mm.

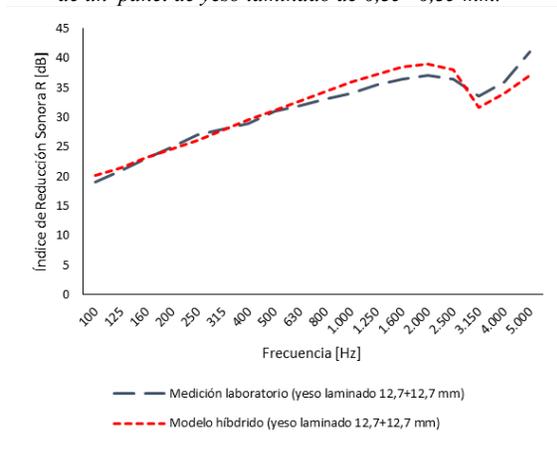


Figura 3: Comparativa de los índices de reducción sonora del modelo propuesto respecto a la medición en laboratorio de un panel de yeso laminado de 12,7+12,7 mm.

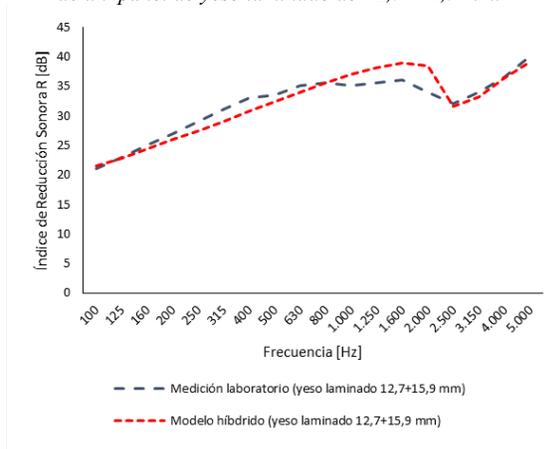


Figura 4: Comparativa de los índices de reducción sonora del modelo propuesto respecto a la medición en laboratorio de un panel de yeso laminado de 12,7+15,9 mm.

4. ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS

Como se observa en las Figuras 2 a 5, el modelo de predicción híbrido propuesto para paneles multicapa se adapta correctamente a los resultados de las mediciones reales. Para cuantificar el error del modelo con respecto a las mediciones, se promedian por cada banda de frecuencia las diferencias absolutas entre predicción y medición. En la Figura 6 se muestra el promedio de errores absolutos entre 100 y 5000 Hz.

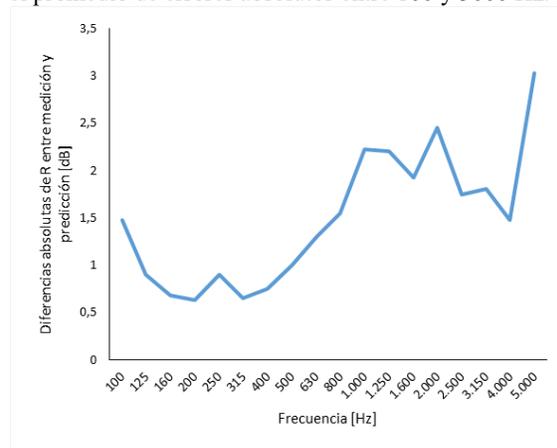


Figura 6: Promedio de las diferencias absolutas entre el modelo de predicción y las mediciones, en bandas de tercio de octava entre 100 y 5000 Hz.

Los resultados muestran que el modelo obtiene buenos resultados para identificar la frecuencia crítica equivalente del sistema multicapa, y en gran parte del rango de frecuencias por debajo de esta frecuencia. A medida que se agregan capas se observa un cambio en la pendiente de crecimiento antes de alcanzar la frecuencia crítica, error que puede apreciarse en la Figura 6 entre 500 y 2000 Hz. Según Sharp [8] este cambio en la respuesta está asociado a la distancia entre las uniones puntuales entre las distintas capas. Si bien sería necesario encontrar mayor cantidad de mediciones para corroborar el modelo, los resultados

obtenidos en esta investigación muestran ser válidos como aproximación.

En el caso particular de superponer dos paneles de igual material y espesor, se obtiene la aproximación mostrada en la Figura 1. Matemáticamente se demuestra que un panel simple del doble de espesor es diferente al panel formado por las dos capas superpuestas, cuya impedancia mecánica total Z_T es igual a 2 veces la impedancia del panel individual:

$$Z_T = \sum_{i=1}^N Z_i = 2Z \quad (22)$$

De igual manera, la rigidez a la flexión B_{eq} es el doble de B_i , pudiendo expresarse (13) como:

$$f_{c,eq} = \frac{c_0^2}{2\pi} \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N m_i}{\sum_{i=1}^N B_i}} = \frac{c_0^2}{2\pi} \sqrt{\frac{2m_i}{2B_i}} = \frac{c_0^2}{2\pi} \sqrt{\frac{m_i}{B_i}} = f_{c,i} \quad (23)$$

De esta forma queda demostrado que superponer dos materiales iguales con mismo espesor, la masa superficial total aumenta al doble pero la $f_{c,eq}$ es igual a la f_c de una capa.

5. CONCLUSIONES

Se presenta un modelo combinado de predicción de panel simple adaptado para paneles multicapa de materiales superpuestos, en el caso que se encuentren unidos entre sí de forma puntual y no adheridas en toda su superficie. A partir de un modelo de impedancia modificado, se pudo construir un modelo adecuado para predecir el índice de reducción sonora por bandas de frecuencia.

6. AGRADECIMIENTOS

Esta investigación tiene el apoyo del Programa Científico de la Universidad Nacional Tres de Febrero.

7. REFERENCIAS

- [1] Rudder F. F. “*Airborne sound transmission loss characteristics of wood-frame construction*”. Gen. Tech. Rep. FPL-43. Madison, WI: U.S. Department of Agriculture, Forest Service, Forest Products Laboratory. 1985.
- [2] Halliwell R. E. Nightingale T. R. T. Warnock, A. C. C. Birta J. A. “*Gypsum Board Walls: Transmission Loss Data, Internal Report IRC-IR-761*”. Institute for Research in Construction, National Research Council of Canada, Ottawa. 1988.
- [3] ISO 140-3: “*Acústica. Medición del aislamiento acústico en los edificios y de los elementos de construcción. Parte 3: Medición en laboratorio del aislamiento acústico al ruido aéreo de los elementos de construcción*”. 1995.
- [4] London A. “*Transmission of Reverberant Sound Through Double Walls*”. Research Paper RP2058, National Bureau of Standards, Volume 44. 1950.

[5] B.H.S. Sharp, J.W. Beauchamp, “*The transmission loss of multilayer structures*”, Journal of Sound and Vibration, Volume 9, Issue 3, pp. 383-392. 1969.

[6] Davy J.L. “*Predicting the sound insulation of walls*”. Build. Acoust. 16, 1–20. 2009.

[7] Davy J.L. “*Predicting the sound insulation of single leaf walls: extension of Cremer’s model*”. Acoustical Society of America, DOI 10.1121/1.3206582. 2009.

[8] Sharp B. H. “*A Study of Techniques to Increase the Sound Insulation of Building Elements*”. Wyle Laboratories Report, WR 73-5, Wyle Laboratories Research Staff, El Segundo, California. Distributed as PB222 829, National Technical Information Service, United States Department of Commerce, Springfield, Virginia. 1973.

[9] Sharp, B. H. “*Prediction Methods for the Sound Transmission of Building Elements*”. Noise Control Engineering, 11 (2), 53–63. 1978.

[10] Davy, J. L. “*The radiation efficiency of finite size flat panels*,” Acoustics 2004, Transportation Noise and Vibration—The New Millennium, Proceedings of the Annual Conference of the Australian Acoustical Society, Gold Coast, Australia, 3–5 November, edited by M. J. Mee, R. J. Hooker, and I. D. M. Hillock, Australian Acoustical Society, Castlemaine, Victoria, Australia, pp. 555–560. 2014.

[11] ISO 12354-1: “*Acústica de la edificación. Estimación de las características acústicas de sus elementos. Parte 1: Aislamiento acústico del ruido aéreo entre recintos*”. 2000.

COMPARATIVA ENTRE EL PROGRAMA COMERCIAL INSUL Y UN MODELO HÍBRIDO PARA LA PREDICCIÓN DEL AISLAMIENTO ACÚSTICO DE PANELES SIMPLES

JOAQUÍN MANSILLA ¹, LAURENCE BENDER ², LEONARDO PEPINO ³

¹ Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina.
jmansilla@untref.edu.ar

² Universidad Nacional de Tres de Febrero, LAEIA, Buenos Aires, Argentina.
lbender@untref.edu.ar

³ Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina.
leonardodpepino@gmail.com

Resumen – En la actualidad existen diversas herramientas informáticas para la predicción de las pérdidas por transmisión de paneles homogéneos e isotrópicos a partir de sus propiedades físicas y constructivas. Esta investigación presenta una comparativa entre predicciones obtenidas utilizando el software comercial INSUL y un modelo combinado propuesto por los autores. Se comparan los valores con mediciones en laboratorio de distintos materiales realizadas según la norma ISO 140-3. El estudio se divide en dos grupos de materiales; el hormigón como material pesado, y el vidrio, la madera de alta densidad y placas de yeso laminado como típicos materiales livianos. Se examinan las pérdidas por transmisión en bandas de tercio de octava, así como los índices de reducción sonora ponderados y los términos de adaptación espectral $R_w(C, Ctr)$. Estadísticamente, los resultados muestran que el modelo híbrido presenta una desviación menor respecto a las mediciones en laboratorio comparado con INSUL.

Abstract – Several software tools for the prediction of transmission loss in homogeneous and isotropic panels have been developed, which use as input physical and constructive properties of the panels. This study presents a comparison between predictions obtained using the commercial software INSUL and a hybrid model proposed by the authors. The values are compared with laboratory measurements of different materials made according to ISO 140-3. The study is divided into two groups of materials; concrete as illustrative of a heavy material, and glass, high density wood and gypsum boards as typical lightweight materials. The transmission loss in third octave bands and the weighted sound reduction indexes $R_w(C, Ctr)$ are examined. Statistically, the results show that the hybrid model presents a smaller deviation with respect to the laboratory measurements compared with INSUL.

1. INTRODUCCIÓN

La transmisión de sonido a través de paneles es un proceso que involucra distintos tipos de ondas, como son las ondas de compresión, torsión y flexión. La predicción del índice de reducción sonora, que expresa la relación energética entre la onda transmitida respecto a la onda incidente, ha sido un tema de estudio tratado por muchos autores desde hace más de setenta años. La primera referencia sobre el comportamiento de una panel simple, homogéneo e isotrópico fue Cremer [1] en el año 1942, quien mostró la importancia del efecto de coincidencia de las ondas de flexión. Desde Cremer hasta la actualidad existe una extensa bibliografía sobre modelos de predicción de paneles simples de una sola hoja. Investigaciones como la de London [2], Josse y Lamure [3], Crocker y Pryce [4], Sewell [5], Brekke [6], hasta Sharp [7], [8], Arau [9] o Davy [10], [11], han tratado la temática desde distintos puntos de vista,

sea mediante modelos de impedancia, análisis energético estadístico, o mediante analogías electromecano-acústicas. Todo este desarrollo ha permitido crear herramientas de cálculo para predecir el comportamiento de materiales constructivos y poder así cumplir con las exigencias de aislamiento y confort necesarios según el tipo de construcción. Entre los comerciales más conocidos se encuentran INSUL [12], dBKaisla [13], ENC [14] y SoundFlow [15], entre otros.

El objetivo de este trabajo de investigación es la comparativa entre un nuevo modelo de predicción basado en los trabajos de Sharp y Davy respecto a los resultados obtenidos con el programa predicción INSUL, a partir de analizar las desviaciones con respecto a los índices de reducción sonora R por bandas de tercio de octava de mediciones reales [17-19], y sus índices globales $R_w(C, Ctr)$ según norma ISO 717-1 [20]. Se buscaron fuentes de información con mediciones en cumplimiento con la ISO 140-3

[21]. El modelo propuesto se basa en dos aproximaciones según si la frecuencia es menor o mayor e igual a la frecuencia crítica, que es la frecuencia donde se iguala la velocidad de propagación en el aire c_0 a la velocidad de propagación de las ondas de flexión c_F en una pared.

Primero se presentan las ecuaciones necesarias para el modelo propuesto, considerando si se realiza la predicción para frecuencias menores o mayores con respecto a la frecuencia crítica f_c . A partir de los datos físicos de los materiales disponibles, se comparan las desviaciones entre el modelo propuesto y el programa INSUL, analizando por separado dos grupos de materiales: livianos y pesados. Posteriormente se discute los resultados obtenidos de la comparativa para validar el modelo propuesto respecto a los resultados obtenidos por un programa comercial. Finalmente se presentan las conclusiones de la investigación.

2. MODELO DE PREDICCIÓN

A partir del análisis de distintos métodos de predicción [22], se propone un modelo de aislamiento acústico de paneles simples homogéneos e isotrópicos. Dicho modelo se basa en diferenciar las expresiones de cálculo para frecuencias menores a la frecuencia crítica ($f < f_c$) y otro modelo para frecuencias mayores e iguales a la frecuencia crítica ($f \geq f_c$). El modelo para frecuencias bajas se basa en el trabajo realizado por Davy [10], considerando el panel con dimensiones finitas, y para frecuencias altas se basa en el modelo propuesto por Sharp [8].

2.1 Modelo para frecuencias menores a la

frecuencia crítica

El modelo utilizado se basa en el trabajo desarrollado por Davy [11], quien define el coeficiente de transmisión en campo difuso como:

$$\tau_d = 2 \int_0^{\frac{\pi}{2}} \tau(\theta) \cos \theta \sin \theta d\theta \quad (1)$$

donde $\tau(\theta)$ es el coeficiente de transmisión en función del ángulo de incidencia θ y el término 2 es un factor de normalización.

En este caso particular el modelo tiene en cuenta el tamaño finito de la pared a partir de la eficiencia de radiación σ [23]. Para pared infinita este factor se aproxima con la siguiente expresión:

$$\sigma(\theta) = \frac{1}{\cos \theta} \quad (2)$$

Para el caso de pared finita, Davy define la eficiencia de radiación como [23]:

$$\sigma(\theta) = \begin{cases} \frac{1}{\frac{2\pi c_0^2}{\omega^2 A} + \cos \theta} & \text{si } |\theta| \leq \varphi \\ \frac{1}{\frac{2\pi c_0^2}{\omega^2 A} + \frac{1}{2}(3 \cos \varphi - \cos \theta)} & \text{si } \varphi < |\theta| \leq \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (3)$$

donde φ toma los siguientes valores:

$$\varphi = \begin{cases} 0 & \text{si } \sqrt{\frac{\pi c_0}{\omega \sqrt{A}}} \geq 1 \\ \cos^{-1} \left(\sqrt{\frac{\pi c_0}{\omega \sqrt{A}}} \right) & \text{si } \sqrt{\frac{\pi c_0}{\omega \sqrt{A}}} < 1 \end{cases} \quad (4)$$

Siendo ω la frecuencia angular en rad/s, c_0 es la velocidad de propagación del sonido en el aire en m/s y A la superficie del panel en metros cuadrados.

Partiendo de las ecuaciones (1) y (2), se puede reescribir la ecuación del coeficiente de transmisión difuso considerando la eficiencia de radiación como:

$$\tau_d = 2 \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{\tau(\theta)}{\sigma(\theta)} \sin \theta d\theta \quad (5)$$

Substituyendo el factor de radiación $\sigma(\theta)$ de la ecuación (3) en la ecuación (5) y el coeficiente de transmisión en función del ángulo de incidencia obtenida por Cremer [1]:

$$\tau(\theta) = \left| \frac{1}{1 + Z/(2\rho_0 c_0 \sigma(\theta))} \right|^2 \quad (6)$$

donde Z es la impedancia mecánica del panel por unidad de superficie y ρ_0 es la densidad del aire. Para el caso de paneles simples, la impedancia total se puede expresar como:

$$Z = j \left(\omega m - B \frac{\omega^3}{c_0^4} \sin^4(\theta) \right) + \frac{B \eta \omega^3}{c_0^4} \sin^4(\theta) \quad (7)$$

donde m es la masa superficial en kg/m², B es la rigidez a la flexión y η es el factor de pérdidas total del panel. La rigidez a la flexión se obtiene a partir del módulo de Young E , el coeficiente de Poisson σ_p y el espesor h de la siguiente forma:

$$B = \frac{Eh^3}{12(1 - \sigma_p^2)} \quad (8)$$

Por otro lado, la frecuencia crítica se calcula a partir de su rigidez a la flexión y su masa superficial, de forma que:

$$f_c = \frac{c_0^2}{2\pi} \sqrt{\frac{m}{B}} \quad (9)$$

Finalmente, para calcular el índice de reducción sonora expresado en decibeles para $f < f_c$:

$$R = -10 \log(\tau_d) \quad (10)$$

Donde la integral (5) se evalúa numéricamente.

2.2 Modelo para frecuencias mayores o igual a la frecuencia crítica

Para resolver el cálculo del índice de reducción sonora para $f \geq f_c$ se propone utilizar la expresión del modelo de predicción de Sharp. A partir de estudios previos [22] se comprobó que es uno de los métodos que mejor aproxima a mediciones reales, en especial para la predicción del índice de reducción sonora R para $f = f_c$.

La expresión del índice de reducción sonora R del modelo de Sharp para $f \geq f_c$ de un panel de una sola capa se determina a partir de encontrar el mínimo entre dos funciones, R_1 y R_2 , dadas por las ecuaciones siguientes:

$$R_1 = 10 \log \left(1 + \left(\frac{\pi m f}{\rho_0 c_0} \right)^2 \right) + 10 \log \left(\frac{2 \eta f}{\pi f_c} \right) \quad (11)$$

$$R_2 = 10 \log \left(1 + \left(\frac{\pi m f}{\rho_0 c_0} \right)^2 \right) - 5,5 \quad (12)$$

El parámetro η es el factor de pérdidas total del panel. Este factor está compuesto por el factor de pérdidas interno del propio material η_{int} más el factor de pérdidas por los bordes η_{edge} [10], el cual según la norma ISO 12354-1 [24] se puede expresar de la siguiente forma:

$$\eta = \eta_{int} + \eta_{edge} \cong \eta_{int} + \frac{m}{485 \sqrt{f}} \quad (15)$$

3. COMPARATIVA

Para evaluar la efectividad del modelo híbrido presentado, se realiza una comparativa respecto a cuatro materiales con distintos espesores por material. Solamente se han utilizado referencias con resultados en bandas de tercio de octava obtenidos mediante laboratorio según norma ISO 140-3. Los materiales utilizados con sus respectivas características se muestran en la Tabla 1. Se han utilizado un total de 22 mediciones. También se realiza la misma comparativa con respecto a los resultados arrojados por el modelo de predicción del programa comercial INSUL en su versión 9, a fin de comparar los resultados con el modelo propuesto.

Tabla 1: Lista de materiales y sus características físicas.

Material	Espesor [mm]	Densidad [Kg/m ³]	Módulo de Young [N/m ²]	Coefficiente de Poisson	Factor de pérdidas interno
Hormigón	50, 8; 101,6; 140; 160(x2); 180; 200; 220; 240	2100	3 e10	0,2	0,03
Vidrio	3; 4; 6; 8; 10; 12; 19	2500	7,1 e10	0,23	0,02
Yeso laminado	6,4; 9,5; 12,7; 15,9	769	2 e9	0,23	0,01
Madera HDF	3,2; 6,4	1250	3 e9	0,15	0,03

En las Figuras 1 a 4 se muestran los ejemplos de distintos materiales a un espesor determinado, comparando los resultados de las mediciones en laboratorio, la predicción obtenida con el programa INSUL y la predicción del modelo híbrido propuesto.

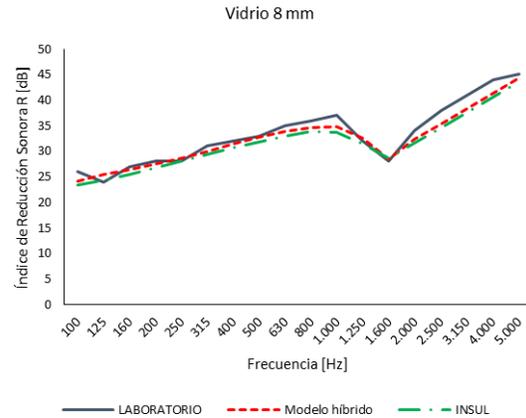


Figura 1: Comparativa de los índices de reducción sonora para vidrio de 8 mm de espesor

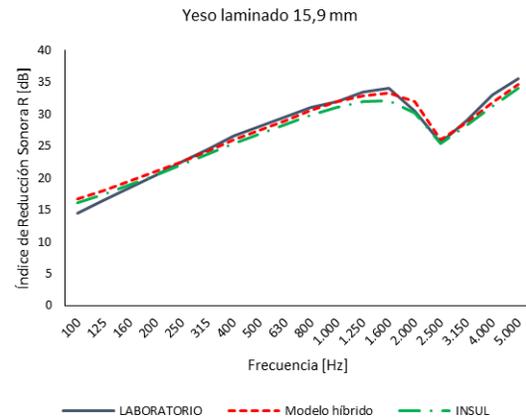


Figura 2: Comparativa de los índices de reducción sonora para placa de yeso laminado de 15,9 mm de espesor

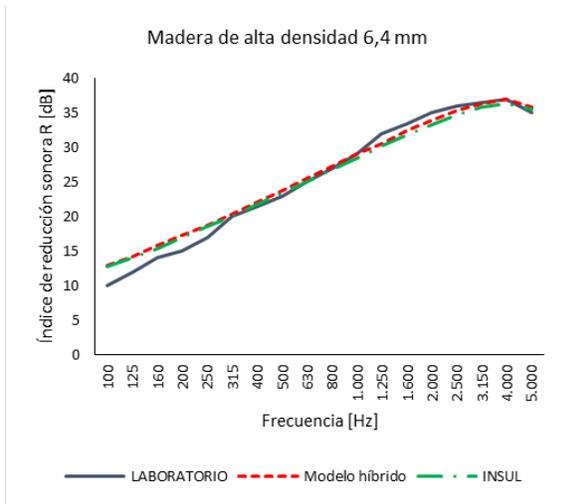


Figura 3: Comparativa de los índices de reducción sonora para placa de madera HDF de 6,5 mm de espesor

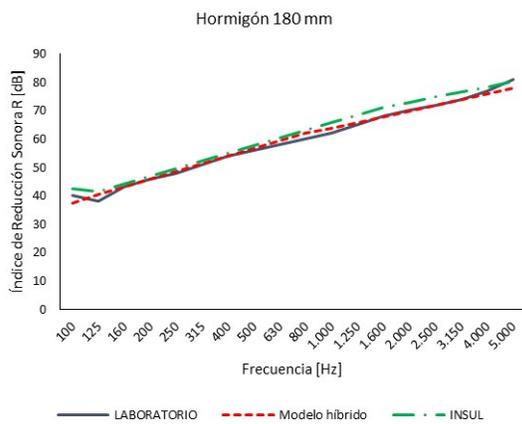


Figura 4: Comparativa de los índices de reducción sonora para hormigón de 180 mm de espesor

4. ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS

Para comparar los resultados entre ambos modelos se calculan las diferencias absolutas de los índices de reducción sonora R por bandas de tercio de octava entre 100 y 5000 Hz, y los parámetros globales R_w , R_w+C y R_w+C_{tr} según norma ISO 717-1. Los materiales se dividieron en dos grupos: materiales livianos (vidrio, yeso laminado, madera HDF) y materiales pesados (hormigón). En las Figuras 5 a 8 se muestran los promedios de desviaciones del índice R en bandas de tercio de octava y de los parámetros globales para ambos grupos de materiales.

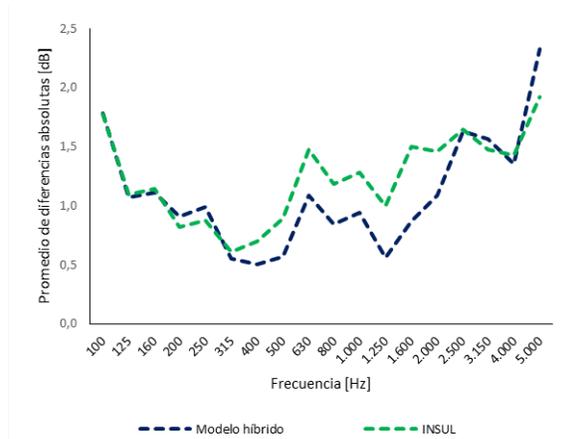


Figura 5: Promedio de diferencias absolutas por bandas de tercio de octava para el grupo de materiales livianos

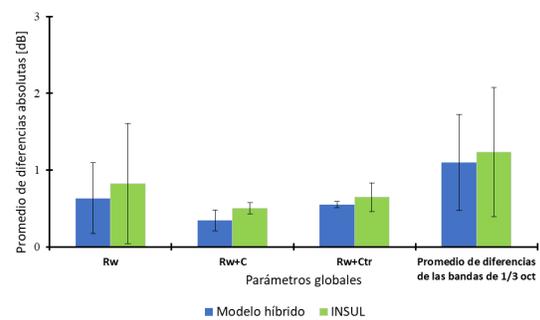


Figura 6: Promedio de diferencias absolutas de distintos indicadores globales para el grupo de materiales livianos

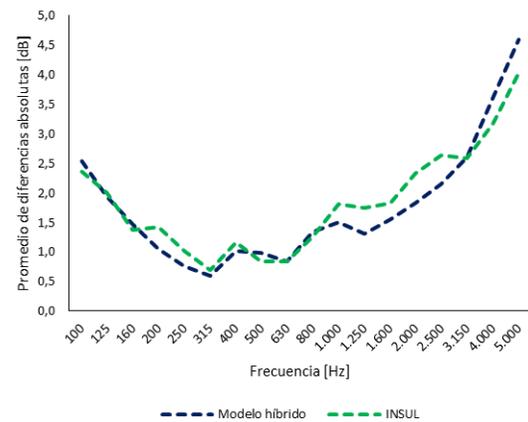


Figura 7: Promedio de diferencias absolutas por bandas de tercio de octava para el grupo de materiales pesados

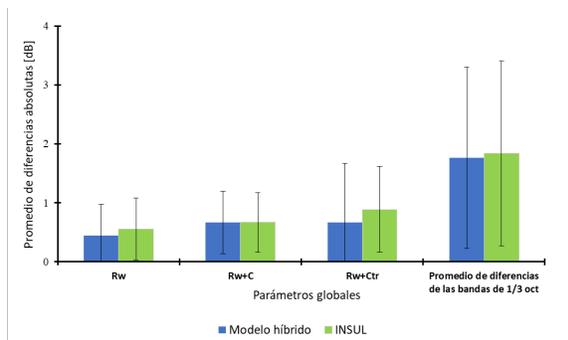


Figura 8: Promedio de diferencias absolutas de distintos indicadores globales para el grupo de materiales pesados

5. DISCUSIÓN

De la comparativa del promedio de desviaciones absolutas en los indicadores globales $Rw(C, Ctr)$ y el promedio de desviaciones del índice de reducción sonora R para cada banda de tercio de octava entre 100 y 5000 Hz, los resultados para el caso de los distintos materiales livianos muestran un desvío promedio por debajo de 1 dB en los indicadores globales y para el promedio de diferencias de R en bandas de tercios de octava el error está entre 0,5 a 2,5 dB según la frecuencia. Entre el modelo propuesto en este trabajo y INSUL, el primero presenta una mejor aproximación para predecir materiales livianos de poco espesor. Los resultados para el caso del hormigón como material pesado muestran un desvío promedio de 0,5 a 1,5 dB en los indicadores globales y para el promedio de diferencias de R en bandas de tercios de octava el error está entre 0,5 a 4,5 dB según la frecuencia. El modelo propuesto también presenta una mejor predicción en el caso del hormigón.

Estos resultados deberían ampliarse a partir de comparar el modelo propuesto respecto a más mediciones de mayor variedad de materiales.

6. CONCLUSIONES

Frente a la ausencia de un modelo de predicción para obtener el índice de reducción sonora R que satisfaga todo el rango de frecuencias, generalmente de 100 a 5000 Hz en bandas de tercio de octava, se presenta un modelo híbrido basado en los modelos de Davy y Sharp, según si se trata de una frecuencia menor o mayor a la frecuencia crítica. Este modelo se compara respecto a mediciones reales hechas en laboratorio y respecto a uno de los programas comerciales más conocidos, como es el programa comercial de predicción INSUL en su versión 9. Al no disponer de los datos intrínsecos de los materiales medidos, se opta por usar los valores más representativos, sabiendo que se produce un cierto error en los datos de entrada. A partir de agrupar en materiales livianos y pesados, los resultados del modelo híbrido y el programa INSUL muestran un error muy pequeño con respecto a las mediciones reales, siendo ambos métodos una buena herramienta de predicción para paneles simples. Sin embargo, con

el modelo híbrido se obtienen resultados algo mejores para los materiales considerados en este trabajo.

7. AGRADECIMIENTOS

Esta investigación tiene el apoyo del Programa Científico de la Universidad Nacional Tres de Febrero.

8. REFERENCIAS

- [1] Cremer L. “*Theorie der Schalldämmung Wände bei schrägem Einfall*”. *Akustische Zeitschrift* 7, 81-104. 1942.
- [2] London A. “*Transmission of Reverberant Sound Through Single Walls*”. Research Paper RP1998, National Bureau of Standards, Volume 42. 1949.
- [3] Josse R. Lamure C. “*Transmisión du son par une paroi simple*”. *Acustica*, 14, 266-280. 1964.
- [4] Crocker M. J. Price, A. J. “*Sound transmission using statistical energy analysis*”. *Journal of Sound and Vibration*, 9 (3), 469-486. 1969.
- [5] Sewell E. C. “*Transmission of reverberant sound through a single-leaf partition surrounded by an infinite rigid baffle*”. *Journal of Sound and Vibration*, 12 (1), 21-32. 1970.
- [6] Brekke A. “*Calculation method for the transmission loss of single, double and triple partitions*”. *Applied Acoustics*, 14, 225-240. 1981.
- [7] Sharp B. H. “*A Study of Techniques to Increase the Sound Insulation of Building Elements*”. Wyle Laboratories Report, WR 73-5, Wyle Laboratories Research Staff, El Segundo, California. Distributed as PB222 829, National Technical Information Service, United States Department of Commerce, Springfield, Virginia. 1973.
- [8] Sharp, B. H. “*Prediction Methods for the Sound Transmission of Building Elements*”. *Noise Control Engineering*, 11 (2), 53-63. 1978.
- [9] Arau H. “*A new contribution to the study of the sound transmission loss of single panels*”. *Fortschritte der Akustik FASE/DAGA’82*, vol. 1, 267-270. 1982.
- [10] Davy J.L. “*Predicting the sound insulation of walls*”. *Build. Acoust.* 16, 1-20. 2009.
- [11] Davy J.L. “*Predicting the sound insulation of single leaf walls: extension of Cremer’s model*”. *Acoustical Society of America*, DOI 10.1121/1.3206582. 2009.
- [12] INSUL, Marshall Day Acoustics [En línea]. Disponible en: <http://www.insul.co.nz>.
- [13] dBKaisla, Ingeniería para el Control del Ruido [En línea]. Disponible en: <http://dbkaisla.com>.
- [14] Hansen C. ENC: Software de cálculo de aislamiento acústico. Universidad de Adelaide, Australia [En línea]. Disponible en: <http://www.causalsystems.com>.
- [15] SoundFlow, Ahnert Feistel Media Group [En línea]. Disponible en: <http://soundflow.afmg.eu>.
- [16] Rudder F. F. “*Airborne sound transmission loss characteristics of wood-frame construction*”. Gen. Tech. Rep. FPL-43. Madison, WI: U.S. Department of

Agriculture, Forest Service, Forest Products Laboratory. 1985.

[17] Halliwell R. E. Nightingale T. R. T. Warnock, A. C. C. Birta J. A. “*Gypsum Board Walls: Transmission Loss Data, Internal Report IRC-IR-761*”. Institute for Research in Construction, National Research Council of Canada, Ottawa. 1988.

[18] Solé J. “Aislamiento Acústico Índice R”, URSA Insulation [En línea]. Disponible en: <http://www.ursa.es/eses/descargas/programas-de-calculo/paginas/calculo-aislamiento-acustico.aspx>.

[19] Viracon [En línea]. Disponible en: <https://www.viracon.com/acoustic>.

[20] ISO 717-1: “*Acústica. Evaluación del aislamiento acústico en edificios y de los elementos de construcción. Parte 1: Aislamiento a ruido aéreo*”. 1997.

[21] ISO 140-3: “*Acústica. Medición del aislamiento acústico en los edificios y de los elementos de construcción. Parte 3: Medición en laboratorio del aislamiento acústico al ruido aéreo de los elementos de construcción*”. 1995.

[22] Mansilla J. Masson F. Calderón de Palma I. Pepino L. Bender L. “*Sound insulation of homogeneous single panels: comparison between real construction materials and several prediction models*”. 24th International Congress on Sound and Vibration ICSV24, Londres. 2017.

[23] Davy, J. L. “*The radiation efficiency of finite size flat panels*”. Acoustics 2004, Transportation Noise and Vibration—The New Millennium, Proceedings of the Annual Conference of the Australian Acoustical Society, Gold Coast, Australia, 3–5 November, edited by M. J. Mee, R. J. Hooker, and I. D. M. Hillock, Australian Acoustical Society, Castlemaine, Victoria, Australia, pp. 555–560. 2014.

[24] ISO 12354-1: “*Acústica de la edificación. Estimación de las características acústicas de sus elementos. Parte 1: Aislamiento acústico del ruido aéreo entre recintos*”. 2000.

PROYECTO ACÚSTICO DE SISTEMAS DE PISOS EN EDIFICACIONES – ESTUDIO DE CASO DEL PROYECTO DE AISLAMIENTO DE UNA SALA DE CONTROL DE AUDIO

JOSÉ C. GINER¹ PEDRO E. S. NETTO²

¹ Giner Environmental Solutions, Consultoria em acústica e vibrações, São Paulo, Brasil.
engenharia@giner.com.br

² Giner - Environmental Solutions, Consultoria em acústica e vibrações, São Paulo, Brasil.
lab@giner.com.br

Resumen – Uno de los principales problemas en acústica de edificaciones se trata del aislamiento entre unidades habitacionales distintas. Esta situación es responsable de la mayoría de las reclamaciones de ocupantes, pues además de incomodidad, quita la privacidad de usuarios. Al profundizar en este aspecto, gran parte de problemas encontrados se refieren a ruidos transmitidos por el sistema de piso. Con base en esto, este artículo presentará una revisión de soluciones utilizadas para la mitigación del ruido aéreo y estructural en pisos, abordando conceptualmente las soluciones y dando ejemplos de aplicación de productos y sistemas constructivos. Además, se discutirá el proceso de simulaciones computacionales de aislamiento acústico a través de los softwares INSUL y SONarchitect ISO. Como estudio de caso se describirá la construcción de una sala de control de audio sobre un ambiente social de una residencia, con alta exigencia de aislamiento acústico. Se abordarán la fase de proyecto y simulaciones computacionales para dimensionamiento del piso, aspectos constructivos y finalmente mediciones in situ del aislamiento al ruido aéreo y de impacto, de acuerdo con las normas ISO 16283-1 e ISO 16283-2, para validación del proyecto. A partir de los resultados se puede percibir que los valores obtenidos se presentan próximos a los simulados.

Abstract – One of the main problems in building acoustics is the isolation between dwellings. This situation is responsible for most of the occupant's complaints, besides being uncomfortable, it takes privacy away from users. Deepening in this question, a great part of the problems found refer to the noises transmitted by the floor system. Based on this, the present article will present a review of the solutions used for airborne and structural noise mitigation in floor systems, approaching the solutions conceptually and giving examples of products application and construction systems. In addition, it will be discussed the process of acoustic insulation computational simulations through the software's INSUL and SONarchitect ISO. As a case study will be described the process of building an audio control room over a social environment of a residence, with a high degree of sound insulation requirement. The design phase and computational simulations for design of the floor system, construction aspects and finally in situ measurements of airborne noise and impact noise, according to ISO 16283-1 and ISO 16283-2 for project validation, will be addressed. From the results it can be seen that the values obtained are close to the simulated ones.

1. INTRODUCCIÓN

Uno de los principales problemas en acústica de edificaciones se trata del aislamiento entre unidades habitacionales distintas. Esta situación es responsable de la mayoría de las reclamaciones de los ocupantes, pues además de incómodo, concurre para perjudicar la privacidad de los usuarios. Al profundizar en este aspecto, gran parte de los problemas encontrados se refieren al ruido transmitido por el sistema de piso. Estos sucesos tienden a acompañar el crecimiento urbano, que lleva a la verticalización de las ciudades.

El ruido puede propagarse por vía aérea o estructural, siendo que, para cada fenómeno de propagación, soluciones específicas deben ser empleadas.

De acuerdo con [1] los ruidos de impacto en edificaciones son causados, en su mayoría, por caminatas, carreras, saltos, arrastre de muebles y consisten en las causas más importantes de incomodidad al usuario.

Por otro lado, el ruido aéreo puede ser causado por conversaciones en las unidades vecinas, así como por el accionamiento de equipos electrónicos, como sistemas de sonido y televisores.

Para proyectar el aislamiento acústico del sistema de suelo en unidades habitacionales autónomas, se debe tener la comprensión de los fenómenos de propagación, de manera a aplicar soluciones específicas para la mitigación de tales ruidos.

Actualmente, es posible contar con *softwares* de simulación de aislamiento acústico, tanto de elementos

constructivos, como de edificaciones enteras, para auxiliar la etapa de proyecto.

En casos de estudios de grabación y salas de control construidos en edificaciones, el nivel de exigencia de aislamiento acústico aumenta, debido al ruido generado por el estudio / sala de control para los ocupantes de ambientes adyacentes. Lo contrario también ocurre, siendo que las actividades del estudio / sala de control no pueden ser perturbadas por ruidos externos.

Por este motivo, no sólo un buen proyecto de aislamiento debe ser realizado, pero también gran atención debe ser dada a los detalles constructivos. Esto se debe al hecho de que errores constructivos pueden llevar a altas caídas de rendimiento acústico del sistema como un todo.

De esta forma, el presente artículo aborda los aspectos teóricos de proyectos de aislamiento acústico de sistemas de piso. Además, se discuten las etapas de diseño y construcción de una sala de control de audio, sobre un ambiente social de una residencia de alto nivel. Al final de la construcción, se realizaron mediciones de desempeño, para comparación con los valores simulados en proyecto.

2. TEORÍA

En general, el diseño de aislamiento acústico de sistemas de piso debe tener en cuenta el ruido aéreo y el ruido estructural.

El proyecto de aislamiento al ruido aéreo en sistemas de suelo es similar al estudio de aislamiento en paredes, siendo que los ensayos se realizan posicionando una fuente sonora en el recinto emisor y tomando las mediciones en los recintos receptor y emisor.

El sistema de suelo ideal para el aislamiento al ruido aéreo debe presentar masa elevada, sistema de contrapiso flotante, gran distancia entre el piso y el forro, además del desacoplamiento entre estas estructuras [2].

En situaciones en las que hay individuos caminando en el ambiente superior, el ruido es producido de dos formas: por el impacto de un cuerpo contra el piso, y por la deflexión estructural causada. El procedimiento para mediciones de aislamiento al ruido de impacto se describe en la norma ISO 16283-2 [3]. Para la aplicación de esta norma, se hace el uso de una *tapping machine* como fuente excitadora. De acuerdo con [2] las mediciones que utilizan la *tapping machine* estiman bien el impacto inicial de la pisada, pero no tienen en cuenta la aplicación de las cargas del cuerpo entero, presentes en una caminata completa. Por lo tanto, los resultados de estas mediciones no aportan garantía de comodidad al usuario en relación al ruido de las caminatas.

Además, durante el piso de una persona, el piso sufre deflexión debido a las cargas estáticas y dinámicas del peso del individuo. Por lo tanto, el piso actúa como un gran sistema masa-resorte, respondiendo a los impulsos conductores. Si la superficie de la losa está

expuesta al recinto inferior, el sonido de baja frecuencia generado por el caminar será radiado directamente sobre el receptor. Es importante resaltar que el ruido generado por deflexión es de baja frecuencia y el ruido generado por impactos de cuerpos contra el piso presentan componentes espectrales en frecuencias más altas [2].

Por lo tanto, estos son los principales tipos de ruido que el sistema de pisos debe ser capaz de aislar. Para ello, se pueden emplear aumentos de masa y rigidez del sistema original, adición de forros bajo el piso, instalación de forros flotantes y construcción de pisos flotantes.

Pisos flotantes son sistemas compuestos por una determinada composición de piso apoyada sobre elementos resilientes, conjunto éste instalado sobre el sistema estructural original de la edificación (losa). Como la capa de suelo apoyada sobre los elementos resilientes son, en general, más pesadas que los materiales utilizados en la construcción de los forros flotantes, el sistema de piso flotante presenta la ventaja de poseer mayor masa. En cambio, la cavidad de aire es menor, así como las deflexiones de las mantas resilientes normalmente aplicadas. Las menores deflexiones, ocasionan en menor grado de aislamiento, que también sufre decrecimientos con el aumento de rigidez debido al aire confinado entre el piso. En el sistema constructivo de pisos flotantes, otro factor que reduce considerablemente su desempeño se trata de la caída de material sólido entre el piso flotante, ocasionando una conexión rígida entre la estructura de base y el piso flotante, hecho este más observado en pisos de hormigón.

Como el piso flotante puede ser entendido como un sistema masa-resorte actuando como un aislador de vibraciones, es deseable que la frecuencia natural del sistema sea la menor posible. Esto puede ser alcanzado aumentando la carga sobre el elemento resiliente del sistema. Una forma eficaz de hacer esto, consiste en la sustitución de las mantas continuas de material resiliente por elementos discretos individuales. De esta forma, la carga en cada elemento será mucho mayor, permitiendo mayores deflexiones y consecuentemente menor frecuencia natural. Esto garantizará mayores grados de aislamiento para las frecuencias de excitación de interés.

La masa del piso flotante se hace importante por diversos factores, siendo los principales: aumento del aislamiento al ruido aéreo y la posibilidad de mayores deflexiones en los elementos resilientes. Además, una alta rigidez del piso flotante es beneficiosa a la estructuración del piso, principalmente en los sectores entre los elementos resilientes.

Además del estudio de la transmisión directa por el piso, el nivel de presión sonora transmitida al recinto receptor también sufre influencias de las transmisiones de los flancos de la edificación, según lo explicado por [4]. Por lo tanto, elaborar minuciosamente el modelo del piso flotante no es suficiente para que se obtenga una correcta previsión de los niveles de recepción,

siendo necesaria también el modelado de toda la edificación involucrada, así como de sus elementos constructivos.

Existen normas específicas que tratan de la estimación del índice de reducción sonora global entre ambientes de una edificación, teniendo en cuenta todos los caminos de transmisión, además de aberturas, ventanas y puertas. Haciendo uso de estas normas, existen actualmente *softwares* comerciales, como por ejemplo, el SONArchitect, que hacen posible el modelado de toda la edificación, permitiendo definir los elementos constructivos de pisos, paredes, forros, cubiertas, ventanas, puertas y fachada de la edificación. Después del modelado, el *software* muestra los valores globales de reducción sonora, a través de los índices: DnT,w (diferencia de niveles estandarizada ponderado), L'nT, w (nivel de presión sonora de impacto estándar ponderado) y D2m,nT,w (diferencia de niveles estandarizada ponderada a dos metros de distancia de la fachada). Estos índices son los mismos encontrados al realizar las mediciones de desempeño conforme a las normas ISO 16283 partes 1, 2 y 3 [5] [3] [6] y con aplicación de las normas ISO 717 partes 1 y 2 [7] [8]. El índice DnT,w, representa el aislamiento al ruido aéreo entre ambientes, siendo obtenido a través de la diferencia de nivel de presión sonora entre las mediciones en el recinto emisor y receptor. El índice L'nT,w, representa el aislamiento al ruido de impacto entre ambientes, siendo obtenido a través de mediciones del nivel de presión sonora en el recinto receptor, estando el recinto emisor con la excitación de una *tapping machine*. El índice D2m,nT, w representa el aislamiento al ruido aéreo de fachadas, obtenido a través de la diferencia de nivel de presión sonora entre las mediciones realizadas a dos metros de distancia de la fachada y en el interior del recinto receptor, estando la fuente sonora posicionada externamente al edificio. En todos los casos, todas las mediciones son estandarizadas teniendo en cuenta el tiempo de reverberación del recinto receptor y ponderadas en frecuencia para la obtención del valor único correspondiente a las mediciones.

Un ejemplo de la influencia de las transmisiones por los flancos puede ser observado a través de la Tabla 1, que presenta mediciones de impacto realizadas in loco, de acuerdo con la norma ISO 16283-2 [3] en edificaciones.

Tabla 1: Esquema de los ensayos según ISO 16283-1 e ISO 16283-2

Medición	Volumen del recinto receptor (m ³)	Composición del piso	Espesor del piso (mm)	No. de paredes en el perímetro	Composición de las paredes	Espesor de las paredes (mm)	No. de paredes con "grout"	L'nt,w (dB)
A	20,4	Losa de concreto macizo	130	4	Bloque de hormigón estructural	140	1	77
B	20	Losa de concreto macizo	130	4	Bloque de hormigón estructural	140	0	83

Los ambientes de las mediciones A y B son muy similares, presentando prácticamente el mismo volumen y los mismos elementos constructivos. La gran diferencia se da a través de la presencia de una pared con "grout" en el ambiente de las mediciones A. Por ser presentar "grout", la pared poseía mayor rigidez que las demás, llevando un aumento de la rigidez del flanco existente con el sistema de piso. La diferencia en el resultado de L'nT,w es expresiva (6 dB), teniendo en cuenta que la única gran diferencia entre los ambientes era la presencia de "grout" en una pared. Por lo tanto, es posible concluir la gran importancia no sólo del análisis aislado del sistema de piso, sino también de sus elementos de contorno.

Con base en los conceptos de que pisos flotantes compuestos por elementos resilientes discretos, bajo un piso de alta masa, se presentan más eficientes cuando bien proyectados, se parte para un estudio más profundo sobre su dimensionamiento.

De acuerdo con [9], la capacidad de un material resiliente de un piso flotante, reducir el nivel de presión sonora de impacto transmitido, es definido por su rigidez dinámica aparente, s' (MN/m³). La rigidez dinámica aparente se presenta como la relación entre el módulo de elasticidad E (N/m) y el espesor del material d (m) como se muestra en la ecuación (1).

$$s' = E/d \quad (1)$$

De acuerdo con [9] apud [10], la reducción del nivel de presión sonora de impacto puede ser calculada a través de la Ecuación (2):

$$\Delta L = 30 \log (f/f_n) \quad (2)$$

Donde f_n es la frecuencia natural del sistema. La frecuencia natural del sistema, teniendo en cuenta la masa real del suelo flotante m (kg/m²), puede obtenerse a través de la ecuación 3:

$$f_n \approx 160 \sqrt{(s'/m)} \quad (3)$$

Es importante resaltar que este modelo presenta limitaciones, principalmente en situaciones en que el material resiliente presenta elevada deflexión estática con el tiempo, además de presentar variaciones debido a la amortiguación de este.

Con base en estas teorías, hay también *softwares* específicos para la simulación de los índices de reducción sonora y de aislamiento de impacto de elementos constructivos. Como ejemplo, se puede citar el *software* INSUL, que permite la simulación de pisos, paredes y forros, permitiendo el modelado de materiales con varias capas. Además, con respecto al sistema de suelo, el INSUL permite el modelado de pisos flotantes teniendo en cuenta el incremento del rendimiento acústico debido a la adición de elementos resilientes. Por este motivo, se presenta una

herramienta esencial en proyectos de aislamiento acústico en edificaciones.

Otra mejora considerable que puede ser realizada en la construcción de pisos flotantes, se debe a la inserción de materiales absorbentes en la cavidad existente entre los elementos resilientes y el piso. A través de simulaciones en el *software* INSUL, evidenciadas en las Figuras 1 y 2, es posible percibir una diferencia en el R_w , índice de reducción sonora del elemento, de 7 dB.

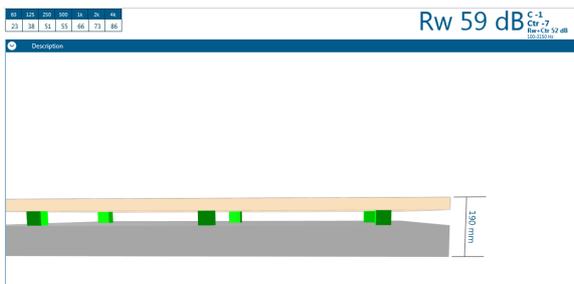


Figura 1: Piso flotante sin material absorbente en la cavidad.

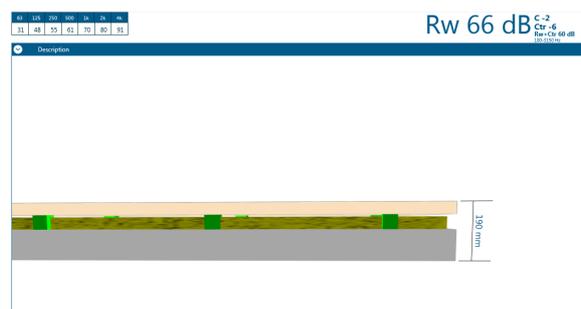


Figura 2: Piso flotante con material absorbente en la cavidad.

En las simulaciones ilustradas por las Figuras 1 y 2, se modeló una losa de hormigón de 100 mm de espesor. Se observa que, al aumentar el espesor, y consecuentemente el aislamiento de los elementos del piso, menor es el aumento de desempeño generado por la inserción del material absorbente. Las Figuras 3 y 4 exhiben las mismas simulaciones, pero esta vez aumentando el espesor de la losa de concreto a 150mm y duplicando la capa del piso flotante.

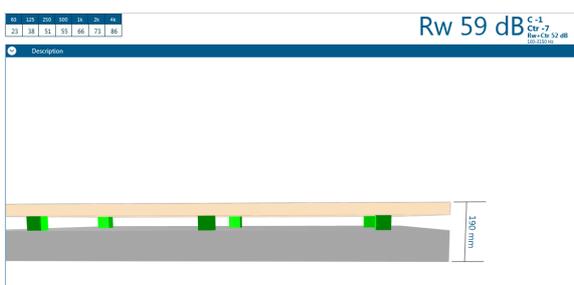


Figura 3: Piso flotante con losa de mayor espesor sin material absorbente en la cavidad

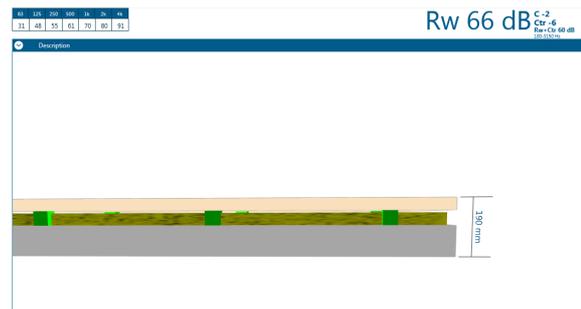


Figura 4: Piso flotante con losa de mayor espesor con material absorbente en la cavidad

En el caso de las variables 3 y 4, es posible percibir que la diferencia en el índice de reducción sonora, R_w , fue en este caso de 4 dB, evidenciando que la inserción de material absorbente es menos efectiva, a medida que los elementos que componen el piso presentan mayores índices de reducción sonora individuales.

3. ESTUDIO DE CASO

Para ejemplificar la aplicación de los conceptos teóricos sobre el proyecto de aislamiento en sistemas de piso, se presenta el proyecto y construcción de una sala de control sobre un ambiente social de una residencia.

Para este proyecto, fue demandada la construcción de una sala de control sobre un ambiente social de una residencia de alto nivel, que exigía alto grado de aislamiento acústico.

La primera etapa del proyecto fue el levantamiento de las informaciones dimensionales de espacio disponible para la sala de control, así como sobre las especificaciones de los elementos constructivos existentes. El área disponible para la sala de control era de 41 m², con altura de 3 m. La losa del piso estaba compuesta de concreto macizo, con 400 mm de espesor y las paredes estaban compuestas de bloques de hormigón de 140 mm de espesor. La Figura 5 muestra los diseños de arquitectura iniciales de los entornos.



Figura 5: Planta y corte inicial del espacio disponible para la sala de control.

A continuación, el diseño de la sala de control fue definido a través de la realización de estudios de optimización modal para la definición de las dimensiones de la sala, así como el estudio geométrico de reflexiones primarias para ajustar la geometría de

esta. La Figura 6 ilustra este proceso, mostrando también en planta la geometría final de la sala de control.

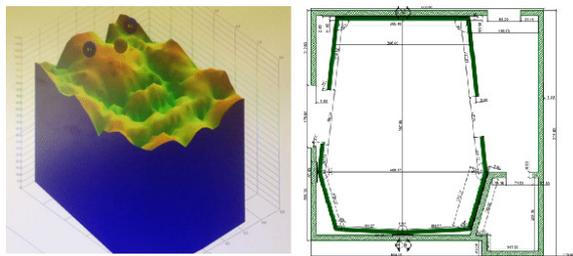


Figura 6: Estudio modal y diseño geométrico de la sala de control.

Se adoptó para el proyecto de aislamiento, como concepto general, el método *box-in-box*, en que se desacopla los sistemas de piso, paredes y forro de la estructura principal del ambiente, como se puede ver en la Figura 7.

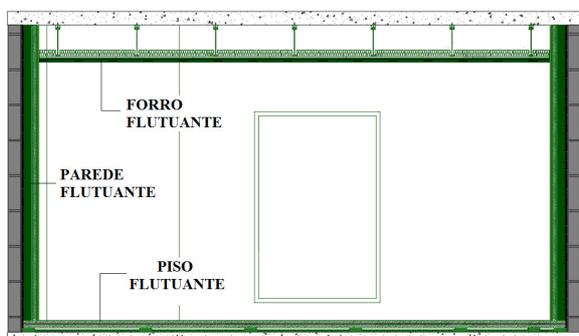


Figura 7: Esquema de diseño *box-in-box*.

Con el diseño, dimensiones y concepto de aislamiento definidos, se partió para la elaboración del proyecto de aislamiento acústico del recinto. Por tratarse de una sala de control posicionada por encima del ambiente social, la transmisión sonora a través del sistema de piso fue el principal elemento a ser estudiado dentro del proyecto de aislamiento.

Los parámetros de referencia adoptados para el desempeño acústico de los elementos fueron inicialmente basados en los límites superiores de la norma de desempeño brasileña NBR 15575 partes 3 y 4 [11] [12]. Esta norma recomienda valores mínimos, intermedios y superiores de rendimiento de elementos constructivos en edificaciones residenciales. Los valores superiores para cada situación se pueden ver en la Tabla 2.

Se resalta que los valores de desempeño de elementos constructivos mostrados en la Tabla 2, sirvieron única y exclusivamente como punto de partida referencial al proyecto de aislamiento. Debido al proyecto ser de alto estándar, se adoptaron límites aún más restrictivos para el aislamiento del sistema de piso, con el objetivo de que los niveles de presión sonora en el ambiente receptor, en la situación de utilización de la sala de

control, quedaran cerca del propio ruido residual del ambiente. De esta manera, para el sistema de piso se adoptaron como criterio de diseño los valores de $L_{nT,w} \leq 35$ dB y $D_{nT,w} \geq 65$ dB.

Tabla 2: Requisitos superiores para ambientes de edificaciones residenciales según NBR 15575: 2013.

Sistema constructivo	Parámetro	Situación	Desempeño Superior
Piso	$L_{nT,w}$	Sistema de suelo de áreas de uso colectivo (actividades de ocio y deportivas, tales como cine en casa, salas de gimnasia, salón de fiestas, salón de juegos, baños y vestuarios colectivos, cocinas y lavanderías colectivas) sobre unidades habitacionales autónomas.	≤ 45 dB
Piso	$D_{nT,w}$	Sistema de suelo que separa unidades habitacionales autónomas de áreas comunes de uso colectivo, para actividades de ocio y deportivas, tales como cine en casa, salas de gimnasia, salón de fiestas, salón de juegos, baños y vestuarios colectivos, cocinas y lavanderías colectivas.	≥ 55 dB
Paredes internas	$D_{nT,w}$	Pared entre unidad habitacional autónoma de áreas comunes de permanencia de personas, actividades de ocio y deportivas, tales como cine en casa, salas de gimnasia, salón de fiestas, salón de juegos, baños y vestuarios colectivos, cocinas y lavanderías colectivas	≥ 55 dB
Paredes externas	$D_{2m,nT,w}$	Situación en la que la vivienda esté sujeta al ruido intenso de medios de transporte y de otras naturalezas, siempre que esté de acuerdo con la legislación	≥ 40 dB

Con el fin de predecir estos índices, se utilizó el *software* INSUL y SONarchitect ISO. En el *software* INSUL se modelan las composiciones de losas, paredes y forros. Al modelar estos materiales, el *software* calcula el índice de reducción sonora al ruido aéreo y de impacto R_w y $L_{n,w}$, respectivamente, de la composición especificada. En el *software* SONarchitect la edificación como un todo es modelada, y el $L_{nT,w}$ y el $D_{nT,w}$ son calculados, teniendo en cuenta no sólo la transmisión directa del elemento a ser evaluado, sino también las transmisiones por los flancos.

Al principio, se inició el proyecto de piso seleccionando el concepto de solución. De acuerdo con [2] una manera eficiente de aumentar el desempeño acústico de pisos flotantes al ruido de impacto se da a través de la discretización del elemento resiliente. Esto significa el uso de *pads* resilientes en vez de mantas continuas bajo un contrapiso. Esto permite mayor carga en los elementos resilientes, permitiendo mayores deflexiones. Con mayores deflexiones, menor es la transmisión de ruidos de impacto y consecuentemente, mayor es el desempeño del piso según lo explicado anteriormente. Por lo tanto, el concepto de solución adoptado para este caso fue la utilización de piso flotante compuesto por *pads* resilientes.

Una vez definido el concepto, se partió para las simulaciones digitales de desempeño, con el fin de encontrar una solución adecuada al problema.

La Figura 8, ilustra el modelado del sistema de piso en el INSUL. La composición consta de la losa estructural de base del ambiente, en concreto macizo, seguida por los elementos resilientes discretos, con adición de lana mineral en la cavidad, y las capas que componen el piso flotante propiamente dicho. Se

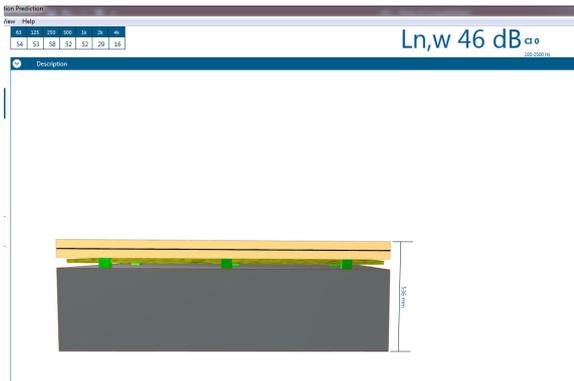


Figura 8: Modelado del sistema de suelo en el software INSUL.

observa que, para este modelo, el valor de $L_{n,w}$ encontrado fue de 46 dB, que representa un desempeño de aislamiento al ruido de impacto elevado y considerado inicialmente satisfactorio. El aislamiento al ruido aéreo también es elevado para la composición en cuestión.

Las simulaciones continuaron entonces para el software SONarchitect, donde toda la edificación fue modelada. Además, se insertaron todos los elementos constructivos que componían el sistema de pisos, paredes y forros. Con esto fue posible obtener el $L'_{nT,w}$ y el $D_{nT,w}$ de la solución del sistema de piso entre la sala de control y el ambiente social. Como se puede observar en la Figura 9, el valor de $L'_{nT,w}$ alcanzado fue de 31 dB, que cumplir con los requisitos de diseño para el sistema de piso. En la Figura 10, el resultado de $D_{nT,w}$ puede ser visualizado, alcanzando 79 dB, satisfaciendo también los criterios de proyecto.

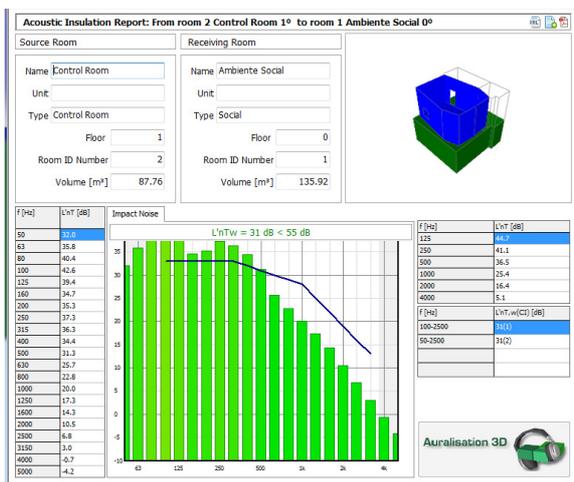


Figura 9: Modelado de la edificación en el software SONarchitect, con resultados de L'_{nT} y $L'_{nT,w}$.

Sin embargo, a pesar de conseguir buenos resultados en las simulaciones digitales, el proyecto real presenta singularidades que deben ser observadas para que el desempeño simulado se extienda a la aplicación práctica. La principal diferencia se debe a la geometría

de la sala de control, que no puede ser tenida en cuenta en el software INSUL.

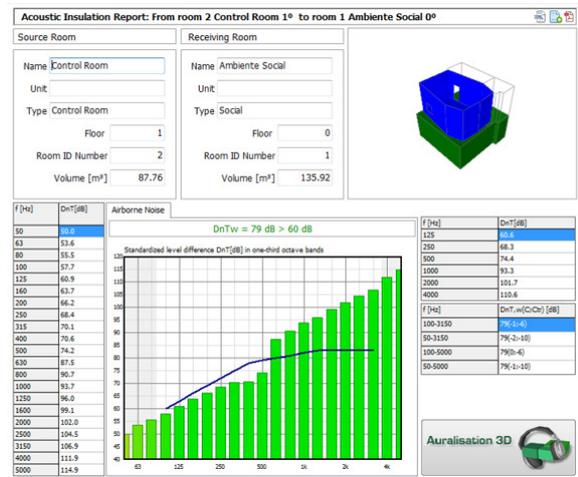


Figura 10: Modelado de la edificación en el software SONarchitect, con resultados de D_{nT} y $D_{nT,w}$.

El software asume que los pads también se cargan como un sistema ideal. Luego, el objetivo es colocar los pads de manera que las cargas por ellos soportadas sean las más igualitarias posible. De esta forma, no sólo el rendimiento referente al aislamiento de vibraciones es alcanzado en toda área del piso, pero tampoco permite que haya desniveles en la sala de control. Además de distribuir correctamente los pads, la cantidad también debe ser observada. Si se insertan muchos pads, la rigidez del sistema aumentará, haciendo que la frecuencia natural también aumente. De modo contrario, al utilizar menos pads de lo necesario, los elementos estarán trabajando en sobrecarga, perdiendo de manera análoga su eficiencia. Por lo tanto, conociéndose la rigidez dinámica del pad es posible proyectar el conjunto de parámetros: número de pads y masa del piso flotante, de manera a garantizar una frecuencia natural lo suficientemente baja para aislar frecuencias de excitación de al menos 30 Hz. Esto es ilustrado por la Figura 11. Vale resaltar que en la región en que serán construidas las paredes, un número mayor de pads debe ser previsto debido a las mayores cargas existentes en la región. La Figura 12 ilustra el sistema constructivo del piso flotante.

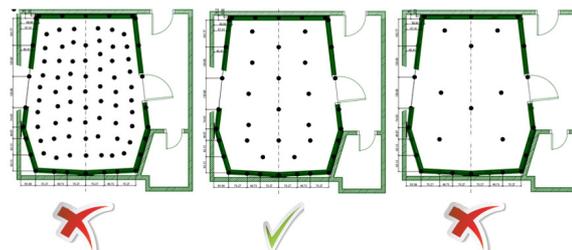


Figura 11: Distribución correcta de los pads del piso flotante.

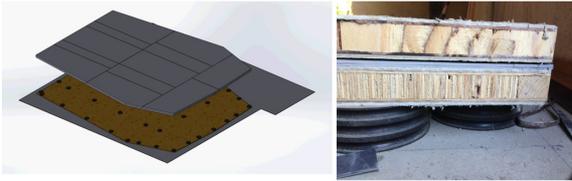


Figura 12: Sistema constructivo del suelo.

Los detalles ejecutivos son fundamentales para el éxito del proyecto. Uno de ellos se refiere al espesor de lana mineral utilizada. La capa de lana mineral que se inserta en la cavidad del piso flotante no debe tocar el mismo, de modo que no soportará ningún tipo de carga vertical, lo que aumentaría la rigidez del sistema. Por lo tanto, el espesor de la lana mineral utilizada siempre debe ser inferior al espesor de los *pads*, previendo también las deflexiones del piso.

Otro aspecto constructivo para observar está relacionado con la cavidad entre los *pads* y el piso flotante. Como ya se ha descrito anteriormente, los pisos flotantes compuestos por elementos resilientes discretos presentan cavidad de aire entre la losa estructural de base y el piso flotante propiamente dicho. Esta cavidad de aire posee una rigidez propia, que incrementa la rigidez total del sistema masaresorte del piso flotante. De esta manera, se deben tomar medidas constructivas para minimizar este efecto. Para la construcción de la sala de control en cuestión, se dejaron pequeñas aberturas de aire en lugares apropiados en los cierres laterales, de manera a garantizar el flujo de aire bajo el piso, evitando su completo confinamiento y consecuente acrecimiento de rigidez al sistema. La Figura 13 muestra las aberturas realizadas durante la fase constructiva de la sala de control.



Figura 13: Cierre lateral en el perímetro del piso y apertura para flujo de aire.

En sistemas *box-in-box*, esta situación es evidenciada debido a la necesidad de cierre lateral del perímetro del piso. Este cierre se hace necesario por dos motivos: para evitar que los residuos sólidos, corrientes en actividades de obra, puedan alojarse en la cavidad conectando rígidamente el piso flotante y la

losa, así como para generar una capa de aislamiento entre los ambientes adyacentes. Obviamente, el material de cierre utilizado debe ser resiliente.



Figura 14: Vista panorámica de la sala de control completada.

Después de la construcción de la sala de control (que se puede ver en la Figura 14), se realizaron mediciones de rendimiento "in situ" de acuerdo con las normas ISO 16283-1 [4] y 16283-2 [3]. La Figura 15 muestra la *tapping machine* utilizada y la fuente sonora omnidireccional. La Figura 16 ilustra el esquema de medición.



Figura 15: Fuentes sonoras utilizadas para las mediciones de rendimiento según ISO 16283-1 y 16283-2.

Los resultados de las mediciones se pueden ver en las Figuras 17 y 18. Es posible percibir que los valores de $L'_{nT,w}$ y $D_{nT,w}$ se presentaron muy satisfactorios. La Tabla 3 trae una comparación entre los valores simulados y medidos.

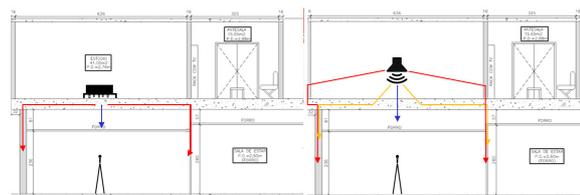


Figura 16: Esquema de los ensayos según ISO 16283-1 e ISO 16283-2.

Se observa que el valor medido de $L'_{nT,w}$, se presentó más eficiente que el simulado. Esto se puede atribuir a algunos motivos: la presencia de forro de acabado en el recinto receptor, la capa extra de contrapiso necesaria para la etapa constructiva y que no fue tomada en cuenta en la fase de diseño, así como a la carga ligeramente mayor actuante sobre los *pads* resilientes observados en la práctica.

En cuanto a los valores de $D_{nT,w}$, una mayor diferencia (12 dB) fue observada entre el valor medido y simulado, siendo el valor medido menos eficiente que el simulado. Este hecho es fácilmente explicado analizando las curvas referentes a las mediciones de

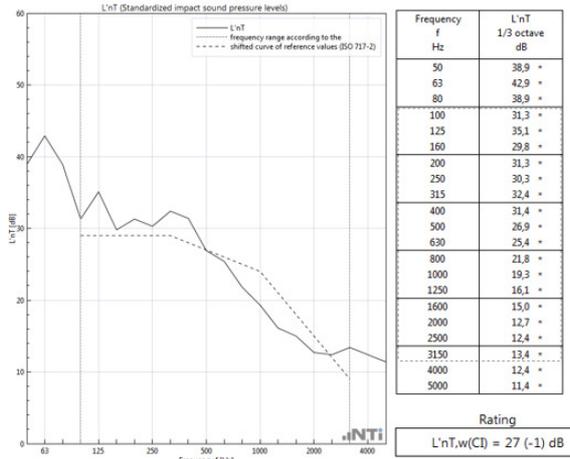


Figura 17: Resultados del ensayo de aislamiento al ruido de impacto en el sistema de pisos según ISO 16283-2.

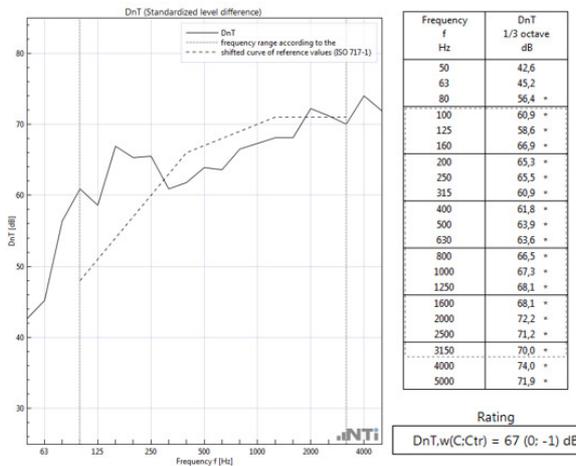


Figura 18: Resultados del ensayo de aislamiento al ruido aéreo en sistema de pisos, según ISO 16283-1.

Tabla 3: Comparación entre valores simulados y medidos de rendimiento acústico de piso.

Parámetro	Simulado	Medido	Norma de medición
Nivel de presión sonora de impacto estándar ponderado L'nT,w (dB)	31	27	ISO 16283-2
Diferencia de niveles estandarizada ponderada DnT,w (dB)	79	67	ISO 16283-1

desempeño, expuestas por la Figura 19. Se observa que los niveles de recepción son muy similares a los niveles de ruido de fondo, mostrando que no hay influencia, en el ambiente receptor (ambiente social), de la fuente sonora cuando se acciona en su máximo en el ambiente emisor (sala de control). De esta manera se puede decir que el valor de DnT, w de 67 dB se presenta satisfactorio.

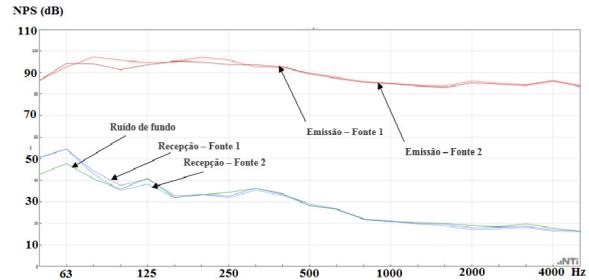


Figura 19: Medias de medición de rendimiento según ISO 16283-1.

4. CONCLUSIONES

Al analizar los resultados obtenidos a través de las mediciones de desempeño, se concluye que el objetivo general del proyecto de aislamiento del sistema de suelo fue alcanzado. Además de los resultados de las mediciones, la percepción sonora en el recinto receptor demostró que las actividades sonoras generadas por la sala de control son prácticamente inaudibles.

También se puede percibir que los cambios de valores simulados y medidos fueron plausibles y se comportaron de manera esperada, mostrando de esta forma que los valores de aislamiento de los elementos constructivos, obtenidos a través de simulaciones computacionales, ilustran con proximidad el desempeño real del sistema. Se confirmó también la importancia de la correcta ejecución constructiva de los sistemas.

5. REFERENCIAS

- [1] J. Y. Jeon, P. J. Lee e S. Sato “Use of the standard rubber ball as an impact source with heavyweight concrete floors”, *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 126, no. 167, pp. 167-178, May 2009.
- [2] M. Long, *Architectural Acoustics*, Elsevier Academic Press, 2006.
- [3] ISO 16283-2:2015 - Acoustics -- Field measurement of sound insulation in buildings and of building elements -- Part 2: Impact sound insulation
- [4] T. E. Vigran, *Building Acoustics*, Taylor and Francis, 2008
- [5] ISO 16283-1:2014 - Acoustics -- Field measurement of sound insulation in buildings and of building elements -- Part 1: Airborne sound insulation
- [6] ISO 16283-2:2016 - Acoustics -- Field measurement of sound insulation in buildings and of building elements -- Part 3: Façade sound insulation
- [7] ISO 717-1:2013 - Acoustics -- Rating of sound insulation in buildings and of building elements -- Part 1: Airborne sound insulation

- [8] ISO 717-2:2013 - Acoustics -- Rating of sound insulation in buildings and of building elements -- Part 2: Impact sound insulation
- [9] A. Schiavi, A. P. Belli e F. Russo “Estimation of Acoustical Performance of Floating Floors from Dynamic Stiffness of Resilient Layers”, *Building Acoustics*, vol. 12, no. 2, pp. 99-113, March 2005.
- [10] L. Cremer, M. Heckl e B.A.T. Petersson, *Structure Borne Sound*, Springer, 2005
- [11] ABNT NBR 15575:2013 - Edificações habitacionais — Desempenho - Parte 3: Requisitos para os sistemas de pisos ABNT NBR 15575:2013 - Edificações habitacionais — Desempenho - Parte 4: Requisitos para os sistemas de vedações verticais internas e externas

PERMANENCIA DE LA COMUNICACIÓN SONORA MEDIANTE LAS ALDABAS EN EL PAISAJE SONORO DEL BARRI GÒTIC DE BARCELONA

Francesc Daumal I Domenech, Sandra Del Río Bonnin

Univesitat Politècnica de Catalunya, Barcelonatech. Escola Tècnica Superior d'Arquitectura de Barcelona

Objetivos

- Elaborar una primera **herramienta científico-técnica** del patrimonio cultural sonoro de aldabas y picaportes de Barcelona.
- Proceder a la **catalogación** de los existentes y desaparecidos en las viviendas preexistentes.
- Incluir mediciones sonométricas, grabaciones digitales (WAV), fotografías, levantamiento de planos, estudio de los recorridos de transmisión sonora aérea y sólida, descripción de materiales y sistemas constructivos, encuestas, etc.

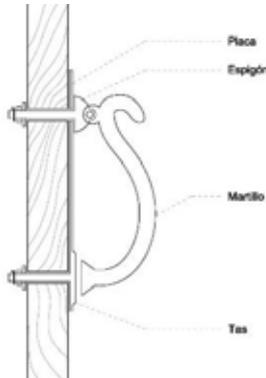
Metodología

1. Estudio del estado del arte actual y pretérito.
2. Definiciones de diccionario, refranes y referencias literarias.



3. Inspección "in situ".
4. Catalogación.

Partes de la aldaba

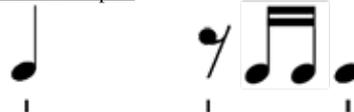


Simbología



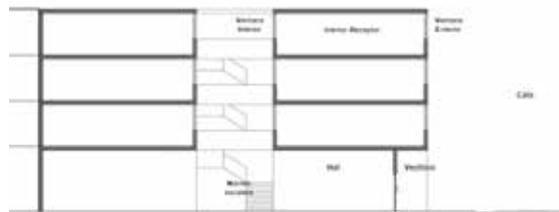
Iguana León Búho Mano de fátima

Código entre emisor - receptor



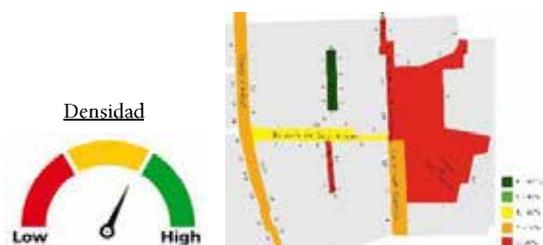
5. Realización de mediciones sonométricas
6. Grabaciones digitales con calidad WAV
7. Fotografías
8. Levantamiento de los planos y dibujos precisos
9. Estudio de la emisión sonora en la aldaba y puerta, así como los recorridos de transmisión sonora aérea y sólida en el interior y exterior de los edificios.
10. Descripción de los materiales y sistemas constructivos
11. Encuestas de opinión a los usuarios

Recorridos de transmisión sonora



Resultados / Conclusiones

- Los usuarios piensan que deberían inventariarse, mantenerse y protegerse.
- ¿Valor simbólico, origen, significado arquitectónico, códigos?



CONTROL DIGITAL PARA SALA DE ACÚSTICA VARIABLE

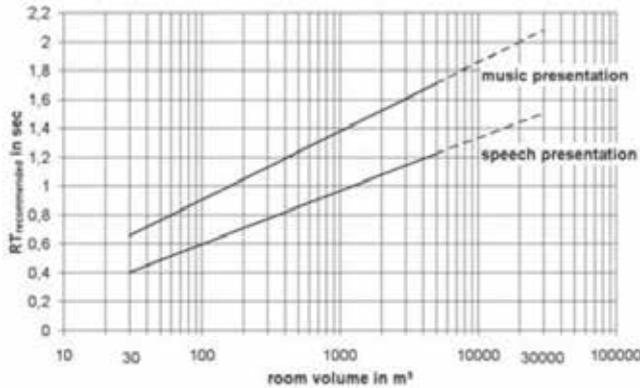
Adrián Prado, Julio Daniel Moreno

UTN- Facultad Regional Mendoza, Laboratorio de Acústica y Sonido Mario Guillermo Camín

OBJETIVOS GENERALES

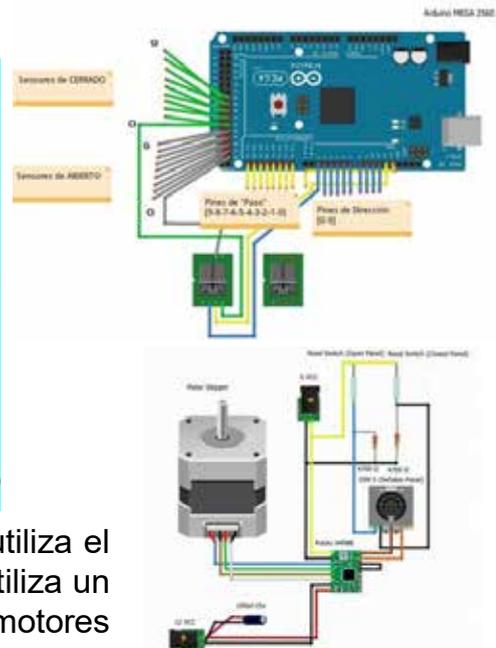
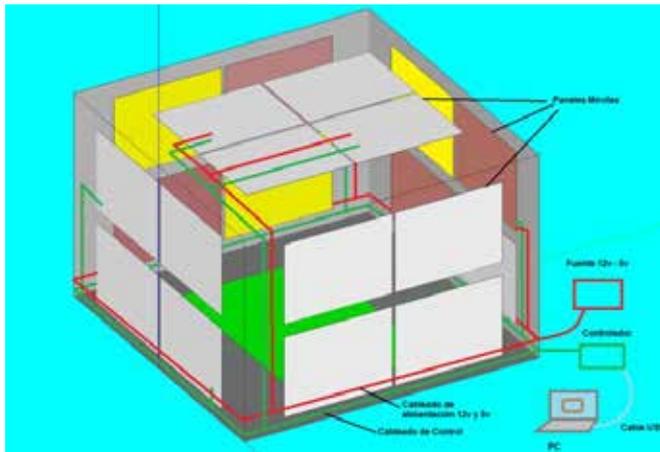
Mejorar la respuesta acústica de salas de grabación y de salas de eventos multipropósito.

Modificar el tiempo de reverberación medio de una sala y controlar el valor del mismo mediante un sistema, dentro de un rango medido en segundos



Existen recomendaciones para el valor del tiempo de reverberación óptimo según el uso de la sala.

En la figura (izq.) se muestran como ejemplo música y presentación de discurso.



Para modificar la respuesta del recinto se utiliza el concepto de acústica variable. El sistema utiliza un microcontrolador Arduino y una serie de motores *stepper* para desplazar paneles absorbentes móviles.



CONCLUSION:

Este sistema permite de forma simple y precisa, ajustar el valor del TR (tiempo de reverberación) de la sala al valor deseado por el usuario, accionando sobre un conjunto de paneles absorbentes móviles instalados en las paredes y techo de la misma. Se podrá modificar el valor del TR60 con el simple ingreso del valor deseado, en segundos

PROPUESTA DE UN FACTOR DE CALIDAD PARA RESPUESTAS AL IMPULSO DE RECINTOS CERRADOS

Lucas Bontempo, Sol Brito, Leandro Nardi, Mario Winter

UNTREF

Resumen

En este trabajo se propone la definición de un **factor cuantitativo de calidad para la evaluación de las respuestas al impulso (RI) de recintos cerrados**. El objetivo es evaluar el impacto del ruido de fondo, en el tiempo de reverberación (TR). Los procedimientos llevados a cabo son realizados en forma automática vía un script que permite la reproducción, adquisición y evaluación del TR según los estándares de la norma ISO 3382.

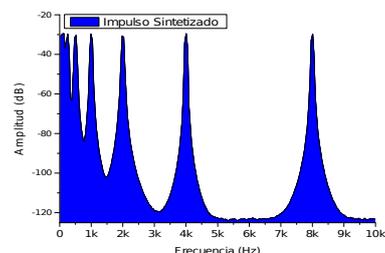
¿Cuánto influye el ruido de fondo en el cálculo de los parámetros acústicos?

Introducción

Uno de los factores más importantes a la hora de realizar la medición de respuesta al impulso de un recinto, es la **relación entre la señal de excitación y el ruido de fondo**: la relación señal/ruido. La presencia de niveles de ruido elevados, o bien relaciones señal/ruido bajas, aumenta el error que se obtiene en el cálculo de los parámetros acústicos: EDT, T20, T30. El objetivo es determinar un factor o índice de calidad, de manera tal que los parámetros que se quieran calcular no se vean influenciados por el ruido.

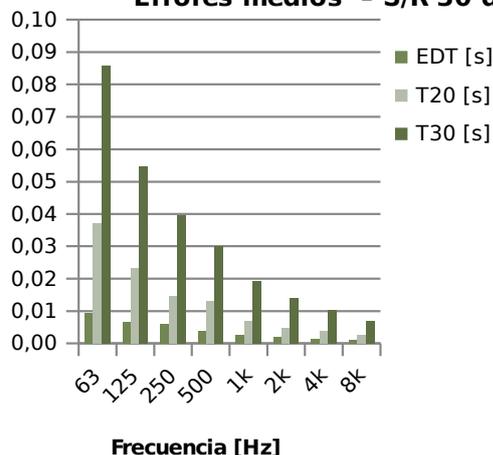
Desarrollo experimental

Las muestras utilizadas para el estudio fueron sintetizadas y con ruido aditivo. La siguiente figura muestra el espectro de una de las muestras utilizadas:

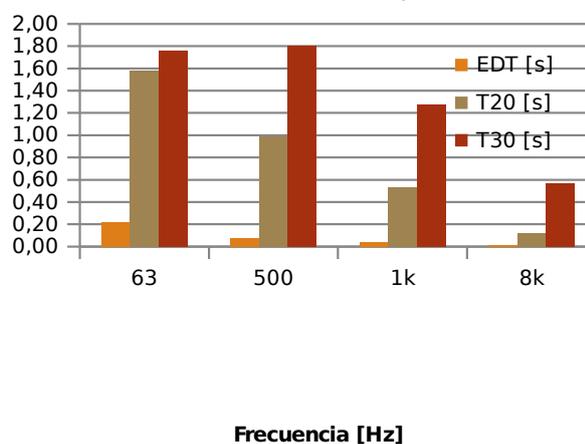


Resultados

Errores medios - S/R 30 dB



Errores medios - S/R 10 dB



A medida que aumenta la relación señal/ruido, los errores tienden a disminuir considerablemente. **Se aprecia que cuando la relación S/R es de 10 dB, el EDT presenta un error despreciable, pero el resto de descriptores no.** Para que todos ellos tengan el mismo orden de magnitud de error, se debe aumentar la relación S/R.

Conclusiones

La magnitud de error establecida varía en función de la relación S/R para cada RI estudiada, y para cada descriptor calculado:

- Para la RI de **0.25 s**, la relación S/R óptima es de **20 dB**.
- Para la RI de **1 s**, la relación S/R óptima es de **25 dB**.
- Para la RI de **3 s**, la relación S/R óptima es de **30 dB**.

Futuros trabajos

La propuesta a futuro consiste en utilizar los resultados alcanzados para el desarrollo de un software open source y evaluar el TR según los estándares de la norma ISO 3382. El mismo determinará si la medición realizada se encuentra degradada o no por el ruido de fondo.

Audio y electrónica de audio

PREAMPLIFICADOR PARA CAPTOR PIEZOELÉCTRICO

EZEQUIEL BONINO ¹ Y GUSTAVO NAZARO ²

¹ Bonino Audio, San Justo, Buenos Aires, Argentina.
boninoezequelz@gmail.com

² Instrumentos De La Tierra, Castelar, Buenos Aires, Argentina.
piponazaro@hotmail.com

Resumen – *Se desarrolló un preamplificador para un sistema de preamplificación utilizado en instrumentos musicales de cuerda con puente. Se evaluaron distintas alternativas respecto a: morfología y dimensión del captor, tipo y modelo del dispositivo electrónico activo, tipo de controles y valor de la fuente de alimentación.*

Abstract – *It has been developed a preamplifier for a preamplification system employed in string instruments with bridge. Different options have been considered regarding the pickup shape and dimensions, type and model of the electronic active device, type of controls and power source value.*

1. INTRODUCCIÓN

En los sistemas de preamplificación para instrumentos musicales de cuerda que son exclusivamente eléctricos o instrumentos electroacústicos un tipo de captor que se utiliza es el piezoeléctrico. Éstos sistemas captan la vibración del instrumento y la convierten en una señal eléctrica. El captor magnético es sensible a las variaciones del campo magnético presente a su alrededor, entonces para que el sonido del instrumento sea captado las cuerdas del instrumento deben ser magnéticas. En cambio el captor piezoeléctrico es sensible a las variaciones de las fuerzas que se le aplican, por lo tanto en este caso ya no es obligatorio que las cuerdas del instrumento sean magnéticas para que el sistema funcione, lo cual amplía el rango de aplicación del sistema.

La principal ventaja de un sistema de preamplificación que capta las vibraciones del instrumento frente a un sistema que capta las ondas sonoras aéreas que emite el instrumento, es la inmunidad frente al ruido exterior ya que las ondas sonoras provenientes del exterior se transfieren menos al cuerpo del instrumento que a los micrófonos utilizados para captar el sonido aéreo del instrumento. Esto posibilita incrementar el nivel sonoro del monitoreo del ejecutor del instrumento sin que se produzcan acoples y disminuye la sensibilidad del micrófono del instrumento frente a los sonidos de los instrumentos circundantes, que son características muy deseadas en ejecuciones en vivo. A cambio se resigna detalle en el rasgado y brillo del instrumento. Entonces si bien la aislación entre instrumentos es una característica muy deseada en grabaciones multipista en estudios, para no perder detalle del instrumento, en esta situación se suele complementar la toma del

sonido del sistema del instrumento con un micrófono de toma aérea.

Las entradas para instrumento de las cajas directas, amplificadores, interfaces de audio, pedales de efecto, consolas y demás dispositivos están diseñadas para el nivel de salida de los instrumentos con captor magnético. Este nivel es mayor al del captor piezoeléctrico, por lo tanto para que el instrumento suene con la misma intensidad es necesario acondicionar la señal del captor piezoeléctrico. Para ello se coloca un preamplificador entre el captor y la salida del instrumento.

El objetivo de este trabajo de investigación fue desarrollar un preamplificador que se ajusta a los requerimientos de las entradas para instrumento, teniendo en cuenta también que debe poseer las funciones mínimas de un sistema de preamplificación para instrumentos musicales, como control de tono y volumen, las dimensiones físicas requeridas por el fabricante del instrumento musical, tipo y tensión de la fuente de alimentación y factibilidad económica de la fabricación del dispositivo.

2. LOS CAPTORES PIEZOELÉCTRICOS

Los captosres piezoeléctricos son dispositivos que entregan una tensión eléctrica proporcional a la variación de las fuerzas mecánicas que se les aplica, en este caso las vibraciones del instrumento musical.

2.1. Características eléctricas

Para caracterizar eléctricamente al captor piezoeléctrico, se utilizó un modelo que consiste en una fuente de tensión alterna V_s con un resistor en serie R_s . Para medir los parámetros eléctricos del modelo se coloca el captor en el instrumento musical, se toca una sola cuerda y se toma la medición en el

sustain. Inicialmente se obtiene el valor del resistor, para ello se realizan dos mediciones. Para la primera medición se coloca un resistor de carga de valor conocido R_i (inicial) y se mide el nivel de salida del captor. En este caso se utilizó como resistor de carga a la resistencia de entrada del osciloscopio empleado para realizar la medición, de valor $1M\Omega$. En la segunda medición se coloca otro resistor de carga de valor conocido R_f (final) y se mide el nivel de salida del captor. Se calcula la relación A_v , en veces, del nivel final dividido el nivel inicial.

Aplicando la expresión (1) se obtiene el valor del resistor en serie R_s :

$$R_s = \frac{R_i * R_f * (1 - A_v)}{(A_v * R_i) - R_f} \quad (1)$$

Donde R_s es el valor del resistor en serie.

En las mediciones experimentales se ajustó R_f hasta obtener una A_v de 0,5. Se debe recalculer el valor de R_f adicionando en conexión paralelo el valor de la resistencia de entrada del instrumental de medición. La ventaja de utilizar este método es que no es necesario poseer un patrón de referencia de tensión, porque los patrones de referencia en este caso es el valor de resistencia de los resistores final e inicial R_f y R_i .

Para obtener el valor de la fuente de tensión alterna V_s del modelo se introducen en la expresión (2) el valor de R_s obtenido, el valor de resistencia total del resistor R_f (resistencia del resistor físico sumada en paralelo a la resistencia de entrada del instrumental de medición) colocado en la segunda medición, y el valor de tensión V_f obtenido sobre el resistor R_f en dicha medición:

$$V_s = V_f * \frac{(R_s + R_f)}{R_f} \quad (2)$$

Donde V_s es el valor de tensión de la fuente.

2.2. Tipos de captores

Los sistemas de preamplificación desarrollados en este trabajo pueden contener tres tipos diferentes de captores piezoeléctricos. Se describe brevemente cada uno de ellos y se detallan las características más relevantes que poseen los mismos.

2.2.1. Captor zumbador (moneda)

Dada la naturaleza recíproca de los captores piezoeléctricos, los mismos también pueden ser utilizados como zumbadores, al igual que sucede en el caso de los micrófonos dinámicos y los parlantes de bobina móvil. Por lo tanto una forma de obtener captores piezoeléctricos es utilizar zumbadores. Éstos se componen de una lámina circular plana de latón sobre la cual se deposita el material piezoeléctrico. La

lámina de latón actúa como uno de los terminales de conexión, el otro terminal es una capa de plata depositada sobre todo el material piezoeléctrico que cumple la función de interconectar el material eléctricamente, ya que el mismo es aislante. El material piezoeléctrico es de tipo cerámico, por lo tanto es quebradizo e inflexible, esto implica que el captor no se puede utilizar en superficies curvas, solo en superficies rectificadas. Una vez que se quiebra el material cerámico, el nivel de salida disminuye por debajo del nivel útil y el captor queda inutilizado. A simple vista este tipo de captor tiene un aspecto similar al de una moneda o de una medalla, por tal motivo también se lo conoce como piezoeléctrico moneda o piezoeléctrico medalla.

En este trabajo el captor moneda fue utilizado solamente para violoncellos eléctricos. No es apto para violoncellos acústicos debido a que la tapa del instrumento no es plana en el sector donde apoya el puente. El captor completo consta de dos monedas separadas la distancia apropiada para que cada una quede debajo de cada pata del puente. La tensión de las cuerdas a través del puente presiona al captor hacia la tapa.

Para captores circulares con una cerámica piezoeléctrica de $14mm$ de diámetro montados en violoncellos se obtuvo un valor de R_s de alrededor de $100k\Omega$ y una tensión de salida V_s de alrededor de $2Vp$ (Volt pico) o $4Vpp$ (Volt pico a pico).

2.2.2. Captor para violín eléctrico.

Este tipo de captor solo puede ser utilizado en superficies planas, por tal motivo se utilizó en violines eléctricos en los cuales el sector del cuerpo donde apoya el puente es plana. El captor completo consiste en un rectángulo de $6mm$ por $40mm$ y va colocado entre el puente y la tapa. El captor original posee solo una pastilla piezoeléctrica que va situada debajo de la pata del puente por la que pasan las cuerdas G y D (las mas graves), y la vibración de las cuerdas A y E se transmite a través del puente. Para mejorar el balance de nivel y que todas las cuerdas suenen con la misma intensidad se coloca otra pastilla debajo de la pata del puente que no poseía pastilla quitando una pastilla de otro captor original. Por lo tanto con dos captores originales se obtiene uno modificado que consiste en dos pastillas situadas debajo de cada pata del puente, en conexión paralelo.

Se realizaron mediciones experimentales de captores montados en violines y se obtuvo un valor de R_s de alrededor de $300k\Omega$ y una tensión de salida V_s de alrededor de $400mVp$ (miliVolt pico) u $800mVpp$ (miliVolt pico a pico).

2.2.3. Captor cable coaxil

Este captor se utiliza en guitarras criollas, cuatros venezolanos, ukeleles, charangos, laúdes y demás instrumentos que poseen puente con cejuela (o también denominada selleta). El captor es un cable

sensible a la presión de 80mm de longitud por 2mm de diámetro. El material piezoeléctrico es una cinta que está bobinada sobre un alma y recubierta por un trenzado de cobre que cumple la función de blindaje. El captor va situado debajo de la cejuela del puente y de este modo capta las vibraciones que las cuerdas transmiten hacia la tapa del instrumento. Si bien este tipo de captor admite flexión, el canal en el puente donde se alojan la cejuela y el captor debe estar rectificado para que el apoyo de la cejuela se produzca sobre todo el captor y todas las cuerdas suenen con el mismo nivel.

Respecto a las mediciones experimentales para este tipo de captor se obtuvo un valor de R_s de aproximadamente $3M\Omega$ y una tensión V_s de alrededor de 50mVp (miliVolt pico) o 100mVpp (miliVolt pico a pico).

3. EL PREAMPLIFICADOR

Los valores de R_s y V_s para captos magnéticos dependen del fabricante y modelo del captor, pero en líneas generales el valor de R_s no supera los $20k\Omega$ y el valor de V_s es igual o superior a 100mVp (miliVolt pico) o 200mVpp (miliVolt pico a pico). Comparando estos valores con los de los captos piezoeléctricos, se observa que el caso mas desfavorable es para el captor tipo cable coaxil, seguido por el utilizado para violín eléctrico. Para llevar los niveles de salida de estos captos a los del captor magnético o a valores superiores se coloca a la salida del captor un preamplificador activo. El circuito debe tener un tamaño reducido para caber dentro de la caja calada en el cuerpo del instrumento. La fuente de alimentación elegida es la batería de 9Volt por ser de fácil obtención, tener tamaño reducido, ser una fuente de alimentación portátil y poseer la tensión necesaria para lograr un alto nivel a la salida sin que se produzca la saturación de la señal de salida. Para el diseño de los preamplificadores se estableció una tensión de diseño de 7Volt que es la tensión en el peor caso, a la cual se considera que la batería perdió su vida útil. Los equipos comerciales como multímetros y sistemas de preamplificación alimentados por baterías de 9V indican que la batería está baja cuando la tensión de alimentación cae por debajo de los 7V .

En este trabajo se desarrollaron tres modelos diferentes de preamplificadores.

3.1. Preamplificador con transistor JFET

Para el primer desarrollo se eligió este tipo de transistor por su alta impedancia de entrada, dado que para el captor cable coaxil la impedancia de entrada es de $3M\Omega$. Los transistores utilizados fueron los modelos 2N5458 y MPF-102, ambos de similares características. En la Figura 1 se muestra el circuito del preamplificador, simulando a la entrada un captor piezoeléctrico tipo cable coaxil, y a la salida simulando a una entrada para instrumento. En la entrada se ha colocado un capacitor para desacoplar la

tensión continua, luego un divisor de tensión proporciona una tensión de polarización respecto de masa de aproximadamente $2,3\text{V}$ en el terminal compuerta del transistor si se alimenta al circuito con una tensión de 7V que es el peor caso en el cual se podría llegar a producir la saturación de las señales. La caída de tensión entre el terminal fuente y el terminal compuerta es de alrededor de $1,3\text{V}$ y no varía significativamente con los diferentes lotes de transistores. Entonces bajo estas condiciones la tensión de polarización en el terminal fuente es de alrededor de $3,6\text{V}$ con lo que se logra una excursión de la señal de salida de $3,4\text{V}$ hacia el riel positivo de la fuente (+V) y de $3,6\text{V}$ hacia masa. A la salida nuevamente se debe colocar un capacitor para desacoplar la tensión continua.

El transistor está conectado en la configuración seguidor de fuente (o también denominada drenaje común) por lo tanto la ganancia en tensión del circuito es levemente menor a 1 (ganancia unitaria). Se ha intentado la alternativa de utilizar la configuración fuente común pero no se obtuvieron los resultados esperados en lo que concierne a excursión de la señal. Si bien el divisor de tensión a la entrada se podría simplificar utilizando solo dos resistores, se decidió utilizar tres para no bajar la impedancia de entrada del preamplificador ya que en las tiendas de electrónica no se consiguen de manera sencilla resistores superiores a $8,2M\Omega$. A la salida del preamplificador se adicionan un control de volumen y un control de tono similares a los que se pueden encontrar en los instrumentos comerciales.

3.2. Preamplificador con amplificador operacional

Para obtener mayor nivel a la salida es necesario aumentar la ganancia en tensión del amplificador. Por lo tanto se desarrolló un circuito con amplificador operacional. Este amplificador debe tener alta impedancia de entrada y bajo consumo, por lo que se eligió el circuito integrado TL061 con entrada JFET.

En la Figura 2 se muestra el circuito del preamplificador. Debido a que es muy costoso e innecesario utilizar fuente partida empleando dos baterías de 9V se coloca un divisor de tensión que provee una tensión de referencia respecto a masa de la mitad del valor de la fuente de alimentación y se utiliza para polarizar a las entradas del amplificador operacional. Al igual que en el preamplificador con JFET la entrada y la salida se desacoplan con un capacitor. Se coloca un diodo en serie para no dañar al circuito integrado en caso de que se coloque al revés la batería de 9V y una resistencia de $1k\Omega$ en serie a la salida en caso de que se produzca un cortocircuito en el conector de salida. La ganancia de tensión del preamplificador se estableció en 3,7 veces, lo que otorga un nivel de salida similar o superior al de un instrumento con captor magnético.

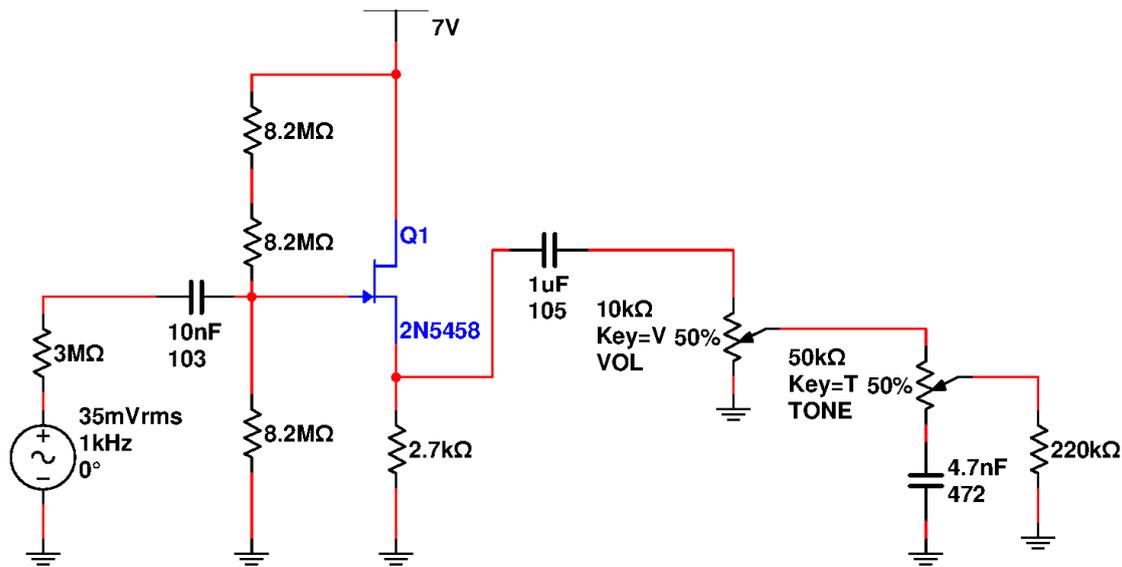


Figura 1: Circuito del preamplificador con JFET.

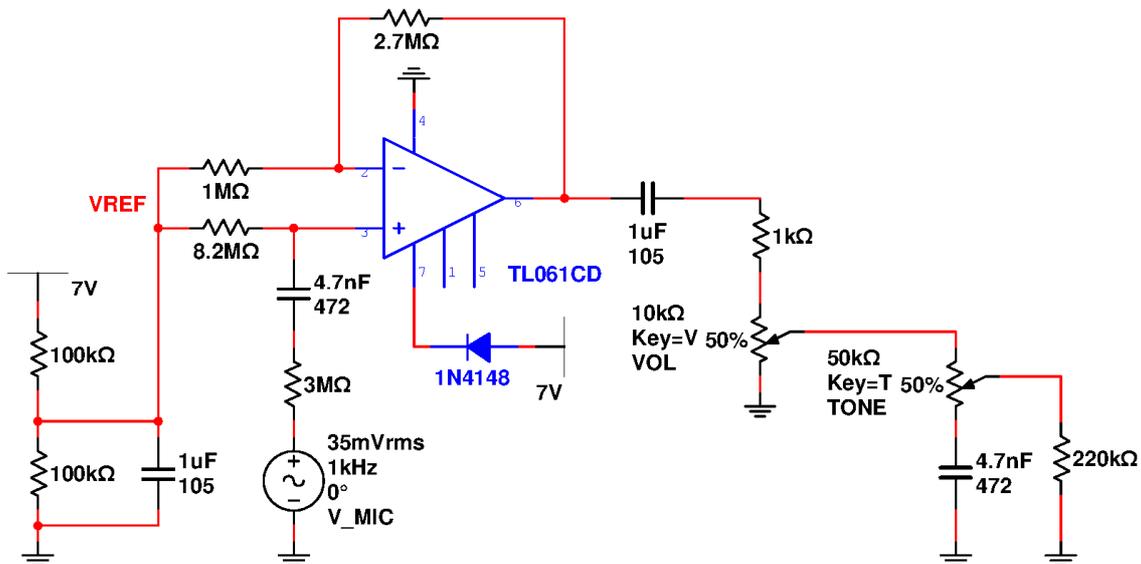


Figura 2: Circuito con amplificador operacional.

La ventaja de este preamplificador es que se puede obtener un alto nivel de señal de salida con un consumo de batería menor que el circuito con el JFET. Las desventajas son que posee más componentes, lo que aumenta el tamaño físico y el tiempo de armado y por lo tanto el costo. Además el circuito integrado posee en su interior más de una etapa de amplificación a diferencia del circuito del JFET, lo que resulta en mayor ruido térmico a la salida del preamplificador.

3.3. Preamplificador con transistor BJT

Debido a que los transistores JFET son cada vez más difíciles de conseguir en las tiendas de electrónica y por lo tanto su precio está en alza (presumiblemente porque están siendo discontinuados) se desarrolló un circuito que en vez de utilizar al transistor JFET utiliza al transistor bipolar de unión (o BJT por sus siglas en inglés de Bipolar Junction Transistor). El transistor elegido es el modelo BC549C. La Figura 3 se muestra el circuito del preamplificador.

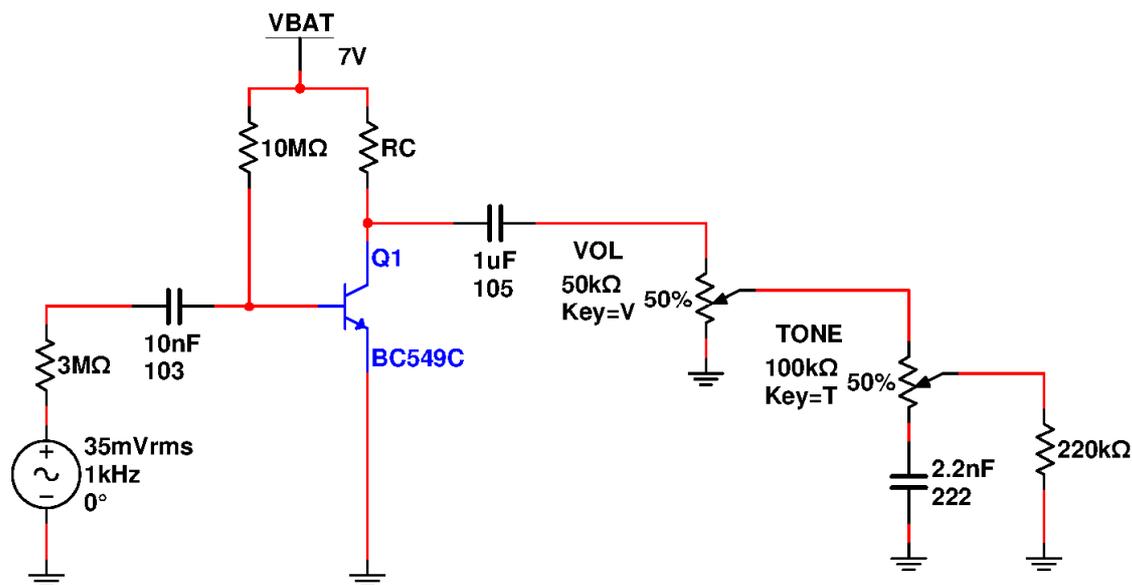


Figura 3: Circuito del preamplificador con BJT.

El transistor está conectado en la configuración emisor común para obtener el mayor nivel de salida posible. Esta configuración a diferencia de las anteriores no posee una ganancia de tensión fija sino que entrega una tensión a la salida en función de la corriente de entrada. El captor produce variaciones en la corriente de polarización a la entrada que son proporcionales a las vibraciones que recibe. Entonces para que las variaciones produzcan un gran nivel a la salida, la corriente de polarización debe ser lo menor posible y es por eso que se coloca un resistor de polarización de $10M\Omega$ y se escoge el sufijo “C” del transistor modelo BC549 que es el que posee el parámetro *beta* de mayor valor. El resistor de colector *RC* debe ser ajustado para que valor de la tensión en el terminal colector respecto de masa sea cercana a la mitad de la tensión de la fuente de alimentación. El parámetro *beta* del transistor varía significativamente con cada lote de transistores, por mas que sean todos del mismo modelo. Por tal motivo el valor del resistor *RC* se debe ajustar para cada transistor de manera individual, ya que el circuito no posee ningún tipo de realimentación. En líneas generales el valor de *RC* está en el orden de los $12k\Omega$ con lo cual la impedancia de salida del preamplificador es comparable con la de un captor magnético. Las tensiones continuas a la entrada y salida se desacoplan con un capacitor respectivamente.

La desventaja del diseño es que se debe medir a los transistores uno por uno y asignarles el resistor *RC* adecuado, lo que dificulta la producción en serie. Las ventajas son que la escasa cantidad de componentes que posee permite lograr preamplificadores de tamaño reducido que pueden ser colocados en instrumentos de

poco tamaño como violines y charangos, que al tener menos componentes se acelera el tiempo de armado y por lo tanto disminuye el costo de fabricación. Otra ventaja es que el nivel obtenido a la salida es comparable al del preamplificador con amplificador operacional de ganancia de tensión de 3,7 veces.

4. CONCLUSIONES

Al comparar los valores de tensión y resistencia [2] de salida de los captosres magnéticos contra los captosres piezoeléctricos se observa que es necesario introducir un preamplificador para equiparar estos valores a los de los captosres magnéticos, y de esta forma lograr que el instrumento musical tenga un nivel de salida igual o superior a un instrumento musical con captor magnético. Esto es primordial para que el instrumento musical sea aceptado por el cliente ya que un nivel de salida alto hace que el cliente tenga un buen concepto acerca del instrumento.

La primera solución desarrollada fue el preamplificador con JFET [1] cuya principal ventaja es la escasa cantidad de componentes. La desventaja mas notoria es su ganancia unitaria en tensión que si bien produce niveles de salida aceptables, son ampliamente superados por los otros modelos de preamplificadores. El siguiente modelo con amplificador operacional [1] soluciona el problema de la ganancia de tensión unitaria pero a costa de utilizar mayor cantidad de componentes y reducir la relación señal-ruido debido al ruido térmico generado por el amplificador operacional. De todos modos este preamplificador encuentra su aplicación en instrumentos que utilizan captosres con bajo nivel de

salida como el captor de tipo cable coaxil combinado con una baja tensión de cuerdas, instrumentos en los cuales es necesario que el preamplificador tenga una alta ganancia para lograr un buen nivel en la señal de salida. El último modelo de preamplificador con BJT [1] aunque posee la desventaja de tener que ajustar RC para cada transistor tiene varias ventajas significativas como un alto nivel de salida, escasa cantidad de componentes (lo cual agiliza el armado y reduce el tamaño físico) y utiliza un modelo de transistor que es económico y hoy en día está en plena producción. Este modelo de preamplificador es empleado en instrumentos que poseen poco espacio para colocar el sistema de preamplificación, como ser violines y charangos eléctricos o electroacústicos.

A futuro queda pendiente caracterizar los parámetros de los captosres en función de la frecuencia y de la fuerza aplicada, mediante el empleo de un sistema de medición que incluya un excitador de vibración (shaker) calibrado. Junto a esto también hay que caracterizar los parámetros de los preamplificadores: distorsión armónica, respuesta en frecuencia e impedancia de salida.

5. REFERENCIAS

- [1] Boylestad Robert L., Nashelsky Louis. *“Electrónica: Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos”*. Décima edición. Pearson Educación. México. 2009.
- [2] Karki James. *“Signal Conditioning Piezoelectric Sensors”*. Application Report SLOA033A. Texas Instruments Incorporated. Dallas, Texas, EE.UU. Septiembre,2000.

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN AMPLIFICADOR ANALÓGICO DE POTENCIA PARA AUDIO FRECUENCIAS, CON RETRO-ALIMENTACIÓN EN CORRIENTE

SEBASTIAN ZENCA¹, RAUL BON FOSTER² Y JOSÉ GALLARDO³

¹Universidad de la Marina Mercante, Ingeniería Electrónica, Buenos Aires, Argentina.
sebastian.zenca@alumnos.udemm.edu.ar

²Universidad de la Marina Mercante, Ingeniería Electrónica, Buenos Aires, Argentina.
raul.bon.foster@docentes.udemm.edu.ar

³Universidad de la Marina Mercante, Ingeniería Electrónica, Buenos Aires, Argentina.

³Laboratorio de Resonancia Magnética Nuclear 500MHz (CONICET), FCEN, UBA, Buenos Aires, Argentina.

³GIBIO (Grupo de Investigación y Desarrollo en Bioingeniería), FRBA, UTN, Buenos Aires, Argentina.
jose.gallardo@docentes.udemm.edu.ar

Resumen – En los amplificadores de potencia se emplea retroalimentación en tensión. El concepto de retroalimentación en corriente se introduce en los 90, generando un cambio en el diseño de amplificadores, siendo escasa la literatura hallada sobre esta topología. El objetivo de este trabajo es el diseño y construcción de un amplificador retroalimentado en corriente, simple, de bajo costo y de elevadas características técnicas. Se utilizó software libre, LTspice, para la simulación de circuitos y esquemas, Eagle PCB Design, para el diseño de los circuitos impresos, realizados en simple faz. Los cálculos sobre el circuito simulado fueron confirmados mediante mediciones en el prototipo. Se obtuvo un circuito simple simétrico y complementario, que se realizó con transistores bipolares y Mosfets, lográndose una baja tensión de deriva de corriente continua, un gran ancho de banda y baja distorsión. Este trabajo permitió comprender el comportamiento de los amplificadores retroalimentados en corriente y construir un amplificador de audio que puede ser comparable por sus características técnicas, con algunos de los modelos de los principales fabricantes de equipos de audio alta calidad.

Abstract – Voltage feedback is used in the power amplifiers. The concept of current feedback is introduced in the 90s, and caused a change in the design of amplifiers, with little literature found on this topology. The purpose of this work is the design and construction of a simple, low cost, current feedback amplifier with good technical characteristics. Free software, LTspice, was used for the simulation of circuits and diagrams and Eagle PCB Design, was used for schematics and single sided printed circuit boards. Calculations with the simulated circuit were confirmed with measurements on the real circuit, achieving a simple symmetrical and complementary circuit, which was implemented with bipolar transistors and Mosfets, obtaining low offset voltage, high bandwidth and low distortion. This work helped understand the behavior of the current feedback amplifiers and build an audio amplifier that compares in its technical characteristics, to some models of high quality audio equipment from leading manufacturers.

1. INTRODUCCIÓN

Si bien algunos autores [1], [2], consideran que, el diseño del amplificador de potencia de audio es tanto un arte como una ciencia, hay otros como Mark Alexander, de Analog Devices [3], quien sostiene que el diseño de amplificadores de potencia es uno de esos temas controvertidos en el campo de la ingeniería de audio y que continúa generando un intenso debate, a pesar del hecho que hay docenas de trabajos disponibles como guía en el diseño. Estas diferentes topologías han evolucionado desde los comienzos relativamente modestos del diseño de amplificadores de potencia de estado sólido a fines de la década de 1950 y comienzos de la década de 1980, conduciendo a la realización de diseños únicos y originales. Siendo la gran mayoría de los amplificadores transistorizados

construidos durante estos primeros años un poco más que re diseños de circuitos de tubos de vacío funcionando con un menor rango de voltaje en su fuente de alimentación que a menudo tenían niveles de rendimiento que dejaban mucho que desear. Algunos de ellos sonaron significativamente peores que sus predecesores termoiónicos.

Para este autor, la "revolución real" en el diseño del amplificador de potencia de audio ocurrió en realidad durante la década de 1970 donde se introdujo una serie de innovaciones como el acoplamiento directo, diseños con circuitos complementarios, la polarización en pseudo clase A, además de descubrimientos importantes como la distorsión por su intermodulación transitoria (TIM, del Inglés, Transient Intermodulation Distortion) y relación con la velocidad de subida (Slew Rate, del Inglés) de la señal. Por lo que solamente en

estos últimos años se observaron leves modificaciones a los viejos circuitos en las etapas de entrada, ganancia o salida. También considera que existen notables esfuerzos para lograr impresionantes rendimientos a expensas de aumentar la distorsión y generar circuitos de mayor complejidad. En su trabajo [3], de 1990, presenta realmente una nueva topología de amplificador de potencia, no una adaptación de lo ya existente, cambiando completamente el concepto de su realimentación, no siendo la clásica de los amplificadores de potencia, la realimentación en tensión (VF, del inglés Voltage Feedback) si no la nueva realimentación en corriente (CF, del inglés, Current Feedback), (que se desarrollara más adelante en el texto).

Consultando recientemente la escasa bibliografía existente sobre el diseño de amplificadores de potencia para audio, [1], [2], [4], no tratan la nueva topología propuesta [3] y en los sitios de internet de las más importantes fabricantes de equipos de audio de alta gama transistorizados (de los varios cientos existentes) son muy pocos [w1] los que informan de la utilización de la topología CF. Sí, es posible encontrar estos diseños en amplificadores operacionales y algunos pocos amplificadores de potencia en sitios como la IEEE (del inglés, Institute of Electrical and Electronics Engineers) y en la AES (del inglés, Audio Engineering Society), con configuraciones circuitales complejas.

Dado el estado del arte, en la aplicación de CF en el diseño de amplificadores de potencia de audiofrecuencias, esto motiva la exploración de esta nueva topología. Por lo que surge, entonces, este trabajo de análisis, diseño y construcción de un amplificador de potencia de audio con realimentación mediante CF, simple, de bajo costo y de elevadas características técnicas.

1.2 Amplificadores digitales y lineales

En la actualidad podemos considerar a los amplificadores de audio divididos en dos grupos los digitales y los lineales.

Los amplificadores digitales (clase D), lideran actualmente los dispositivos del mercado de consumo donde es necesario un alto rendimiento energético. Estos amplificadores de audio son ampliamente utilizados en aplicaciones de bajo consumo sobre todo para dispositivos que funcionan con baterías, como reproductores de mp3, teléfonos celulares, etc. debido a su alto rendimiento (relación entre potencia entregada y potencia consumida), cercano al 96%, [6], [7]. Poseen una gran distorsión armónica total (THD) y elevados niveles de ruido a su salida.

Otras aplicaciones para esta clase de amplificadores son las de uso profesional, conciertos, discotecas, etc. y en equipos de audio de bajo costo, [1], [2], Figura 1.

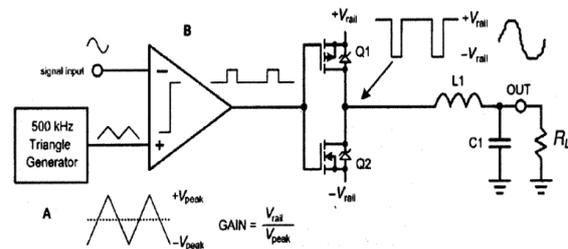


Figura 1: Esquema simplificado de un amplif. clase D.

A-Generador de onda triangular. B-Comparador onda senoidal entrada y triangular. Etapa salida con transistores MOS-FETs complementarios Q1 y Q2. Filtro reconstrucción señal amplificada, L1, C1, (extraído y modificado de [1]).

Los amplificadores de audio de alta gama para el entretenimiento doméstico con niveles de potencia de cientos de vatios, distorsión armónica total (THD, del inglés, Total Harmonic Distortion) por debajo del 0.1%, una ganancia de 23dB para un ancho de banda de cientos de kilohercios que evita la distorsión de fase en el rango audible de 20 Hz - 20 KHz y relaciones de ruido (SNR, del inglés, Signal Noise Ratio) superiores a 100 dB. Todas estas especificaciones técnicas pueden lograrse solamente con amplificadores de potencia lineales. Equipos destinados a un mercado de consumo donde la eficiencia energética no es el principal desafío en el diseño. Estos amplificadores de potencia son implementados generalmente a través de una arquitectura de realimentación de VF. [1], [2], [4], [8].

1.3 Amplificadores con retroalimentación en corriente (CFA)

La topología del amplificador de realimentación de corriente básica se muestra en la Figura 2. Se observa que, dentro del modelo, un buffer de ganancia unitaria que conecta la entrada no inversora a la entrada inversora. En el caso ideal, la impedancia de salida de este buffer es cero ($R_o = 0$) y la señal de error es una pequeña corriente i , que fluye hacia la entrada inversora. La corriente de error, i , se refleja en una alta impedancia, T y el voltaje desarrollado a través de T es igual a $T \cdot i$, (T es la ganancia de *transimpedancia* de lazo abierto, [3], [8]).

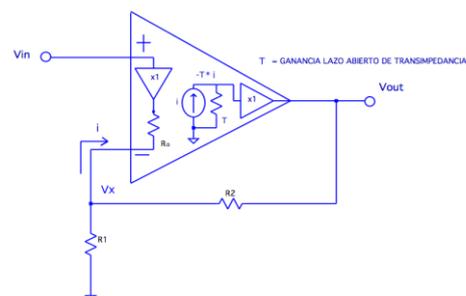


Figura 2: Topología de un amplificador con realimentación de corriente, CF.

Analizando el circuito de la Figura 2, se obtiene:

$$i = V_x/R1 - (V_{out} - V_x)/R2 \quad (1)$$

$$V_x = V_{in} - i * R_o \quad (2)$$

$$V_{out} = i * T \quad (3)$$

$$i = V_{out}/T \quad (4)$$

La señal de error, en los amplificadores CF, es una diferencia de corrientes, i , (1), reemplazando (2) en (1)

$$i = (V_{in} - i * R_o)/R1 - [V_{out} - (V_{in} + i * R_o)]/R2 \quad (5)$$

Operando algebraicamente

$$i + i * R_o/R1 + i * R_o/R2 = V_{in}(1/R1 + 1/R2) - V_{out}/R2 \quad (6)$$

R_o es aproximadamente igual a 0; además $R_o \ll R1$ y $R2 > R1$, reemplazando i con (4)

$$V_{out}/T + V_{out}/R2 = V_{in} (1/R1 + 1/R2) \quad (7)$$

Operando algebraicamente

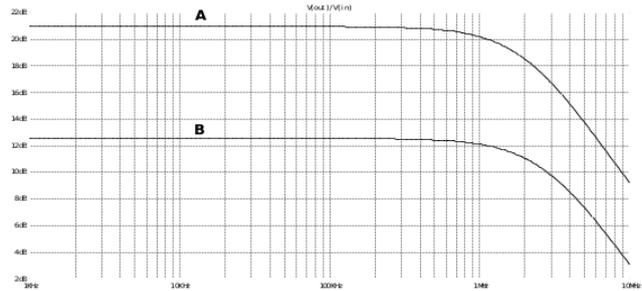
$$V_{out}/V_{in} = (1 + R2/R1)/(1 + R2/T) \quad (8)$$

Se observa en (8) que para una resistencia $R2$ de realimentación de valor fijo, la ganancia de lazo cerrado de un amplificador CF se puede variar cambiando $R1$, sin afectar significativamente el ancho de banda de lazo cerrado. El denominador determina la respuesta en frecuencia y si $R2$ es constante, entonces $R1$ del numerador puede cambiar, variando la ganancia, sin afectar el denominador, de ahí que el ancho de banda permanezca relativamente constante.

Una diferencia principal entre los amplificadores CF y VF es que el amplificador CF no tiene un producto de ganancia por ancho de banda. Si bien hay un pequeño cambio en el ancho de banda con la ganancia, que es mucho menor que los 6 dB / octava, Figura. 3.

El ancho de banda de un amplificador CF es proporcional a la resistencia de realimentación, $R2$ y su ganancia se puede fijar con $R1$, Figura 2. Para cada amplificador CF hay un valor recomendado de resistencia de realimentación para un ancho de banda máximo. Si aumenta el valor de la resistencia más allá de este valor, reduce el ancho de banda, [3], [5], [9].

Figura 3. Respuesta en frecuencia, para dos valores de ganancia de tensión diferentes, un valor de $R2$ y variando $R1$. A, $V_o/V_{in}=21dB$, frecuencia corte superior 2,5MHz. B, $V_o/V_{in}=13dB$, frecuencia corte superior 2,5MHz. Obtenidos mediante simulación. Se observa que la frecuencia de corte superior es prácticamente la misma.



Del diagrama de la Figura 2 se puede pasar al diagrama en bloques, propuesto por [3], para desarrollar un circuito de un amplificador con CF, que se muestra en la Figura 4.

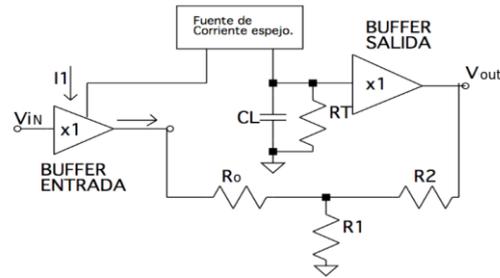


Figura 4. Esquema propuesto por [3], para implementar prácticamente un amplificador con realimentación en corriente. CL y RT , representan la impedancia de entrada del seguidor o buffer de salida. R_o impedancia salida seguidor o buffer entrada. $R2$ y $R1$ conforman la red de realimentación. V_{out} y V_{in} , señal de salida y entrada, respectivamente.

Basado en el esquema Figura 4, en la Figura 5, se muestra el circuito implementado por [3] en su trabajo.

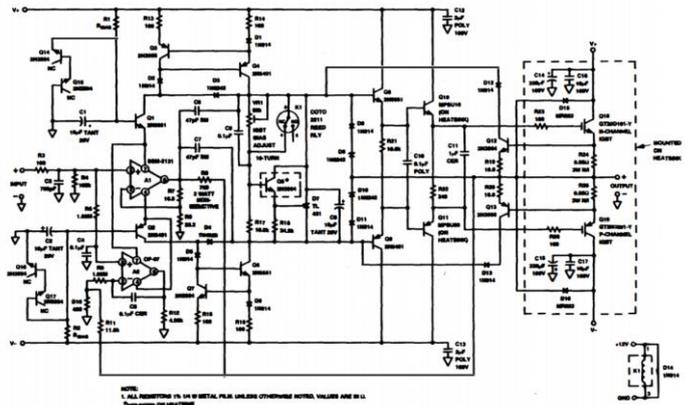


Figura 5. Circuito diseñado por [3], primer amplificador con realimentación en corriente de potencia, (extraído y modificado de [3]).

Un trabajo posterior [5], se observa en la Figura 6.

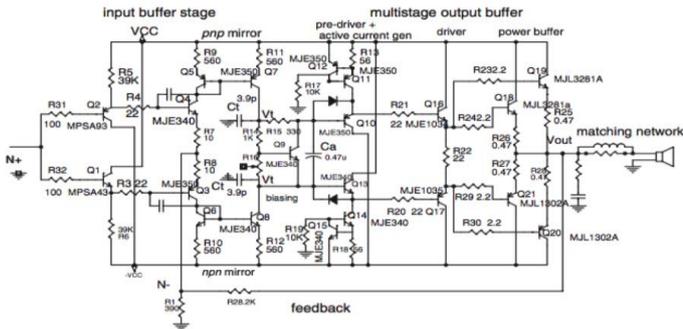


Figura 6. Circuito diseñado por [5], amplificador con realimentación en corriente de potencia, (extraído y modificado de [5]).

2. MATERIALES Y MÉTODOS.

Para el desarrollo de este trabajo se utilizó software de uso libre, Ltspice, Linear Technology, [11], [12], en la simulación de circuitos electrónicos y esquemas, Eagle PCB Design de Autodesk Inc., para la realización de los esquemas y el diseño de los circuitos impresos, que se realizaron en pertinax cobreado y con un diseño de simple faz.

Se utilizaron transistores bipolares y MOSFETs, cuyas tensiones de trabajo duplican las máximas tensiones de la fuente de alimentación, como margen de seguridad.

Las mediciones realizadas sobre el circuito simulado fueron replicadas posteriormente sobre el circuito real.

Se midió el comportamiento del amplificador en corriente continua (DC, del inglés, Direct Current), variaciones del punto de trabajo en DC con diferentes valores de temperatura de trabajo. Comportamiento en corriente alterna (AC, del inglés Alternating Current), medición de ganancia de tensión con señal senoidal de 1 KHz a -10dB del máximo recorte y del ancho de banda ambas mediciones con y sin carga de 8 y 4 ohm. Análisis de estabilidad con cargas resistivas (4 y 8, ohm) y capacitivas (0.1uF, 1uF y 2uF). Impedancia de entrada, impedancia de salida. Factor de amortiguamiento. Slew Rate. Además de THD%, solamente simulado.

El prototipo del amplificador se alimentó con una fuente de laboratorio, marca KAISE, modelo HY300SD-3 y se procedió a efectuar mediciones, para cada canal, similares a las realizadas en la simulación con excepción de la medición correspondiente a la distorsión armónica total (solamente realizada en la simulación).

Para las mediciones se utilizó un generador de funciones RIGOL DG4062, un osciloscopio digital GWINSTEK, modelo GDS-1102A, un osciloscopio analógico GOLDSTAR OS-8100A y un multímetro digital UNI-T modelo UT70A. La carga fue un resistor

marca CENCO de $20\Omega \pm 5\%$, ajustado mediante el multímetro a un valor de 8Ω . y cargas capacitivas de $0,1\mu\text{F} \times 250\text{V}$, $1\mu\text{F} \times 250\text{V}$ y $2,2\mu\text{F} \times 250\text{V}$, todos los materiales fueron provistos por el Laboratorio de Electrónica de la UdeMM.

3. RESULTADOS

3.1 Descripción del circuito desarrollado

El circuito del amplificador, Figura 7, presenta una configuración circuital simétrica y complementaria, la cual disminuye la distorsión armónica total, THD, por la atenuación de los armónicos pares [8], esta topología además favorece la disminución de las derivas en tensiones y corrientes introducidas por la falta de apareamientos entre los dispositivos semiconductores.

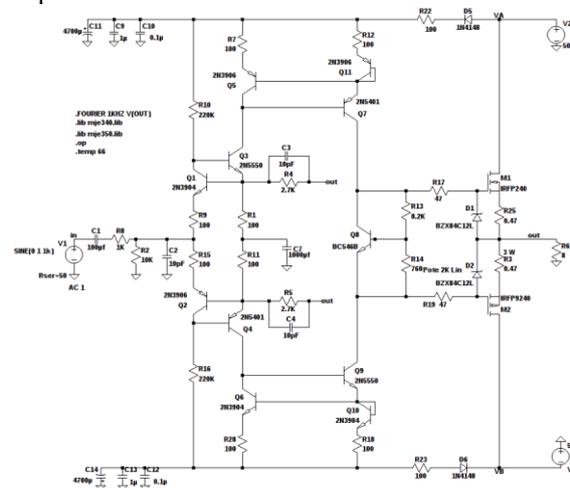


Figura 7. Circuito diseñado para implementar un amplificador de potencia con retroalimentación en corriente.

La entrada del amplificador esta desacoplada de DC mediante $C1$, $R8$ y $C2$ conforman un filtro pasa bajos con una frecuencia de corte de aproximadamente 1MHz para evitar interferencias de radio frecuencias y $R2$ fija la impedancia de entrada del amplificador además de equalizar la deriva de corriente generada en la etapa de entrada que se reflejaran como deriva de tensión a la salida del amplificador.

Como se observa, el circuito está compuesto por 4 fuentes de corriente simétricas y complementarias con una topología similar a la fuente de corriente de Wilson, pero en una variante denominada *independiente de las fuentes de alimentación*, [8].

Estas fuentes de corriente, están fuertemente realimentadas localmente, la primera compuesta por los transistores NPN, $Q1$, $Q3$, y los resistores $R10$, $R9$, $R1$ y simétricamente, la segunda, por los transistores PNP, $Q2$, $Q4$, y los resistores $R16$, $R15$, $R11$. La tercera fuente de corriente está formada por $Q5$, $Q7$, $Q11$ todos PNP y $R7$, $R12$. Simétricamente, la cuarta fuente de

corriente, con componentes NPN, $Q6$, $Q9$, $Q10$ y los resistores $R18$, $R28$.

El circuito compuesto por las primera y segunda fuente de corriente conformarían el seguidor de entrada de la Figura 7, cuya R_o sería la representada por los emisores de $Q3$ y $Q4$.

Por medio de la tercera y cuarta fuente de corriente, ambas simétricas, se espeja la corriente, i , circulante por los colectores de $Q3$ y $Q4$, corriente esta que atacara la impedancia de entrada del seguidor de salida, formado por el par complementario de mosfets $M1$, $M2$.

La red $R4$, $R1$, $R5$, $R11$, $C3$, $C4$ y $C7$ desacoplando la DC, conforman la red de realimentación. Todo esto cumple con la disposición del esquema propuesto de un amplificador con CF y su comportamiento en AC.

La corriente de colector de $Q1$ y $Q2$, I_{CQ1} y I_{CQ2} respectivamente, es la corriente de referencia, I_{ref} , para ambas fuentes de corriente. El análisis del punto de operación en corriente continua (DC) del circuito, Figura 7, permite obtener:

$$I_{ref} = (V_2 + V_3 - V_{BEQ3} - V_{BEQ1} - V_{BEQ2} - V_{BEQ4}) / (R10 + R9 + R15 + R16) \quad (9)$$

V_{BE} , corresponde al voltaje entre la base y el emisor del transistor.

Por $Q3$, $Q5$, $R1$, $R7$, circula

$$I_{CQ3} = (I_{ref} * R9 + V_{BEQ1}) / R1 \quad (10)$$

si I_{ref} es pequeña

$$I_{CQ3} = V_{BEQ1} / R1 \quad (11)$$

por la simetría del circuito el mismo valor resulta para I_{CQ4} , I_{CQ6} donde

$$I_{CQ3} = I_{CQ4} = I_{CQ6} \quad (12)$$

Esta misma corriente circula por el espejo de corriente formado por la tercer y cuarta fuente de corriente, etapas, excitadoras de la etapa de salida seguidora. Esta etapa de salida es una clásica salida push pull, [1], [2], [8], complementaria, conformada por dos transistores MOSFET, $M1$ canal N y $M2$ canal P, como seguidores de tensión, con retroalimentación local $R3$, $R25$.

Para obtener la polarización de clase "AB High" y además una realimentación térmica, en el seguidor de salida, se recurre a la polarización de esta etapa mediante un circuito multiplicador de V_{BE} , [8], $Q8$, $R13$ y $R14$, donde

$$V_{CEQ8} = (1 + R13 / R14) * V_{BEQ8} \quad (13)$$

Actuando sobre $R14$, es posible lograr la corriente de polarización para $M1$, $M2$ de aproximadamente 150mA.

Por ser $Q8$ y $M1$, $M2$, semiconductores de diferentes tecnologías para mantener la linealidad del circuito push pull, frente a los cambios de temperatura, $Q8$ no debe estar en contacto térmico con $M1$ y $M2$, que si están entre ellos [10].

Los diodos $D2$, $D3$, protegen las compuertas de los MOSFETs $M1$, $M2$ y los resistores $R17$, $R19$ previenen posibles oscilaciones de $M1$ y $M2$.

Los capacitores $C9$, $C10$, $C11$ y $R22$, al igual que $C12$, $C13$, $C14$ y $R23$, conforman un filtro pasa bajos para las fuentes de alimentación. Los diodos $D5$ y $D6$ evitan fluctuaciones de alimentación en las etapas de clase A, al no permitir la descarga de los capacitores de filtrado de fuente de alimentación, sobre la etapa de salida del amplificador.

3.2 Mediciones

La Tabla 1, representa la medición real sobre el prototipo, de las variaciones de las corrientes de polarización al variar la tensión de alimentación en vacío, sin carga, con señal de entrada en cortocircuito y a temperatura ambiente de 27°C.

Tabla 1. Mediciones de la variación de las corrientes de polarización de DC por variación de las tensiones en la fuente de alimentación

Etapas entrada/referencia [mA]	Etapas entrada [mA]	Etapas ganancia tensión [mA]	Etapas salida [mA]	Deriva de tensión salida [V]	Alimentación [V]
0,14	6,22	6,22	122	0,01	± 35
0,10	6,00	6,00	102	0,01	± 25
0,05	5,50	5,50	71	0,01	± 15

La Figura 8, muestra la señal de salida y la señal de entrada en el amplificador CF en prueba. La ganancia de tensión obtenida es de 26 veces o 28dB.

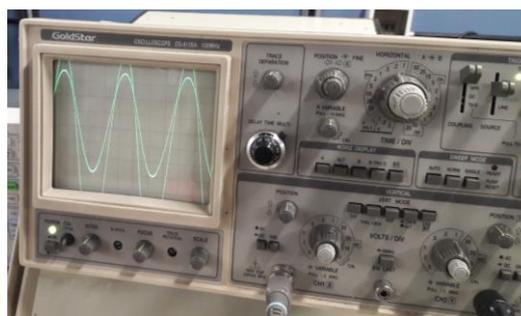


Figura 8. Señal de entrada amplificador $V(in)$, canal 2 osciloscopio 0,1 v/div. Señal amplificada a la salida $V(out)$, canal 1, 5 v/div. Frecuencia 1 KHz, horizontal 0,2 ms/div y con carga de 8 Ω . Ganancia de tensión 28dB.

En la Figura 9, se observa en la captura de la pantalla del osciloscopio digital, la respuesta a la salida del amplificador real, a una señal de entrada cuadrada de 110 KHz, sobre una carga resistiva de 8 Ω .

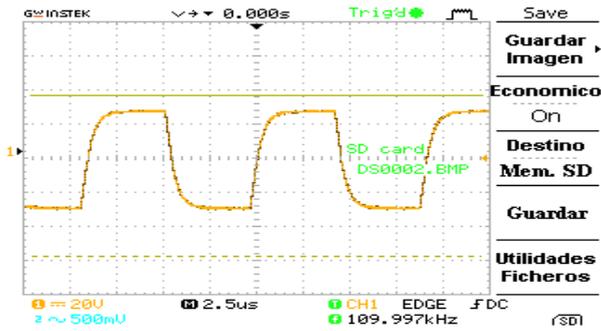


Figura 9. Respuesta del amplificador real, a una señal cuadrada de 110 KHz en su entrada, con carga resistiva de 8Ω.

La respuesta en frecuencia correspondiente a la simulación del circuito del amplificador, Figura 7, con carga resistiva de 8 Ω, se representa en la Figura 10, se observa la ganancia de tensión de 28dB a 1 KHz, con una caída de 0,09dB a 20Hz y 0,01dB a 20 KHz. La frecuencia de corte inferior (fci) es de 3 Hz y la superior (fcs) de 330 KHz.

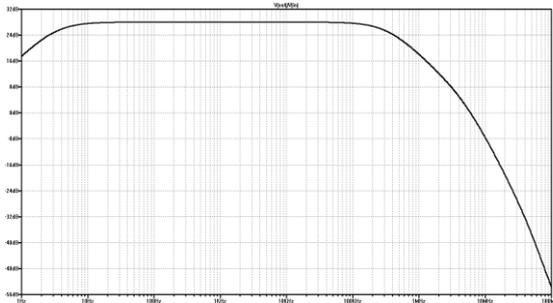


Figura 10. Resultado de la simulación respuesta en frecuencia del amplificador, con carga resistiva de 8 Ω. Ganancia tensión a 1 KHz, 28dB, atenuación ganancia a 20 Hz de 0.09dB y a 20 KHz de 0.01dB, fci=3 Hz y fcs=330 KHz.

La medición de la impedancia de entrada R_{in} , en función de la frecuencia simulada con carga, muestra una impedancia de 10KΩ prácticamente constante desde 1Hz, hasta los 100 KHz en que cae a 9KΩ, Figura 11

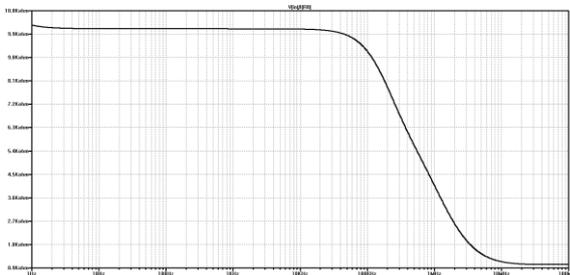


Figura 11. Medición mediante simulación impedancia de entrada del amplificador en función a la frecuencia, con carga resistiva de 8 Ω. $R_{in} = 10\text{ K}\Omega$ a 1 KHz.

La simulación de impedancia de salida del amplificador R_{out} , en función de la frecuencia se observa en la Figura 12, donde R_{out} es igual a 0,040Ω a 1 KHz y se incrementa a 0,7Ω a 100 KHz.

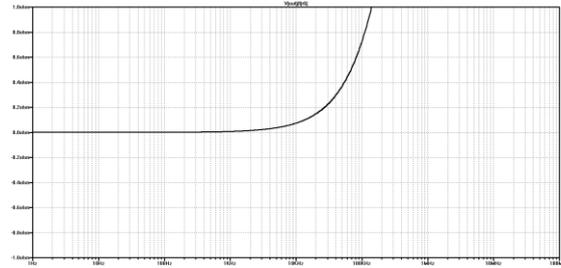


Figura 12. Medición mediante simulación impedancia de salida del amplificador en función a la frecuencia, con carga resistiva de 8 Ω. $R_{out} = 0,040\Omega$ a 1 KHz.

Los resultados del análisis de estabilidad para el amplificador, Figura 7, mediante simulación, se presentan en la Figura 13.

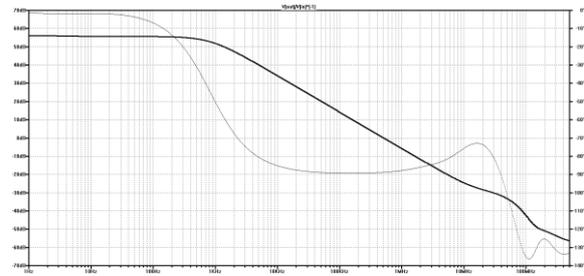


Fig. 13. Simulación del análisis de estabilidad del amplificador

La Figura 14, señal de salida del amplificador excitado con una señal cuadrada de 5 KHz, muestran el ensayo real realizado, al amplificador, con carga resistiva de 8Ω en paralelo con una capacitiva de 2,2μF.

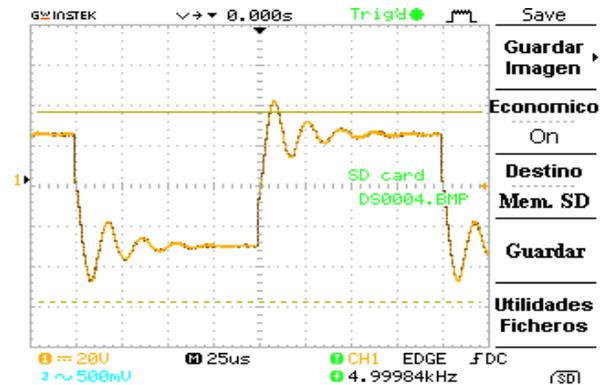


Fig. 14. Señal de salida con carga capacitiva en paralelo.

Mediciones complementarias realizadas sobre el prototipo final, Fig. 7, se muestran en las tablas, Tabla 2 y Tabla 3.

Tabla 2. Mediciones de corriente alterna del prototipo final

Temp 27°C RL=8Ω	Ganancia Tensión [dB]	Fci [Hz]	Fcs [Hz]	Zin a 1KHz [Ω]	Zout a 1KHz [Ω]	Potencia Salida a 1KHz [Watts]	THD% a 1KHz 20W	THD% a 1KHz 10mW
Simulado	28	3	330 K	10 K	0,04	123	0,01	0,04
Medido	28	12	520 K	9,50 K	0,06	115	-----	-----

Tabla 3. Mediciones sobre prototipo final

Temperatura 27°C carga; RL=8Ω	Corriente etapa salida [mA]	Deriva tensión salida [V]	Rendimiento [%]	Relación Señal Ruido [dB]
Simulado	122	0,01	45	-----
Medido	120	0,10	40	>85

La Figura 15 muestra el prototipo final, terminado, en su versión estereofónica con los disipadores de calor la fuente de alimentación dedicada dentro del gabinete.

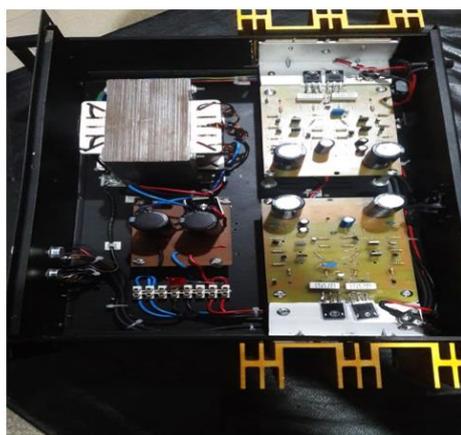


Figura 15. Fotografía del prototipo final, estereofónico con fuente de alimentación y gabinete.

4. DISCUSIÓN

Toda la literatura consultada [1], [2], [4], [6], [13], no hacen mención a la teoría relacionada con los amplificadores de potencia con CF, sin embargo, trabajos sobre operacionales [9], [17], si desarrollan la teoría sobre el funcionamiento de los mismos.

El primer trabajo sobre el diseño de un amplificador de potencia de audio con CF [3], y otros consultados [5], de los pocos existentes, Figura 5, y Figura 6, muestran circuitos sumamente complejos, que incluyen amplificadores operacionales, en la etapa principal del amplificador, los cuales tienen un elevado número de transistores en el paso de la señal, salida por lo general cuasi complementaria y en clase B, que genera distorsión y requieren de circuitería adicional para generar las diferentes tensiones para su alimentación, también presentan transistores de potencia complementarios del tipo IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), Figura 5, costosos y difíciles de obtener en los comercios especializados, locales. Otros circuitos, Figura 6, poseen transistores bipolares complementarios de media y alta potencia para conformar el seguidor de salida, que, debido a la baja impedancia de entrada de estos dispositivos, requieren de un número elevado de estos para lograr un circuito de elevada impedancia de entrada. Además, estos amplificadores presentan un circuito de realimentación para control de las derivas de DC, por el acoplamiento directo, realizado con un integrador, implementado por medio de un amplificador operacional.

El circuito del amplificador desarrollado en este proyecto, es muy simple al compararlo con los de los trabajos consultados [3], [5], esto se debe por un lado a la etapa de entrada (primera y segunda fuente de corriente) seguidora que cumple varias funciones, ser la fuente de corriente principal para todo el amplificador, además determina la impedancia de entrada del amplificador, que no es tan elevadas como en los circuitos de las Figura 5 y Figura 6. Se observa en la Figura 11, que el valor de dicha impedancia es de aproximadamente 10Kohms y constante entre 20 Hz y 20 KHz, adecuado para ser excitado por la mayoría de preamplificadores de audio.

Estas fuentes de corriente permiten que sus transistores estén sometidos a la mitad de la tensión de polarización, que si se utilizaban los otros esquemas Figura 5, Figura 6, además la R_o , según el esquema de retroalimentación global, Figura 2, es mucho menor en este caso pues se realimenta directamente en el emisor de estas fuentes y no a través de un resistor en serie con los mismos Figura 5, Figura 6.

Por otro lado simplifica el diseño la etapa seguidora de salida implementada con el par complementario $M1$, $M2$, en configuración Push Pull [8], que proporcionan una elevada impedancia de entrada con gran capacitancia de entrada, que generará un polo dominante del amplificador a lazo abierto, por lo cual no requerirá de elaboradas compensaciones para su estabilidad, Figura 13, solamente se adiciona un cero mediante $C3$ y $C4$.

La Tabla 1 muestra el comportamiento de las corrientes que polarizan las diferentes etapas del amplificador, se observa la poca variación respecto a las grandes variaciones de la tensión de alimentación, esto demuestra el buen comportamiento de la etapa de entrada, fuente de corriente del sistema.

La ganancia de tensión de 28 dB, aproximadamente 26 veces, permite que un gran número de dispositivos, como reproductores de discos compactos, receptores y preamplificadores de home theater, logren excitarlo y obtener su máxima potencia, sin necesidad de pre amplificador, un amplificador de estas características comercialmente

se lo llama amplificador integrado. Estos, no requiere de etapa pre amplificadora, pero no necesariamente están compuesto por circuitos integrados.

La respuesta en frecuencia, Figura 10, asegura una variación máxima de 0,09dB en la banda de audio audible de 20 Hz a 20 KHz. Aun así, es posible mejorar la fci aumentando el valor de capacidad de C1 y así lograr una menor atenuación de la ganancia en tensión a 20 Hz, Figura 10.

Es evidente que la topología de CF permite lograr un elevado ancho de banda, Figura 9, Figura 10, Tabla 2, pues la etapa excitadora cumple su función con solamente 6mA. de corriente de polarización para atacar el seguidor de salida que presenta una capacidad de aproximadamente 2000pF para cada MOSFET, [16]. En un amplificador con VF se necesitaría mínimamente 15mA. para obtener resultados similares de ancho de banda. Es posible incrementar los valores de corrientes, para lograr un mayor ancho de banda, pero es necesario cambiar el esquema de realimentación, haciéndolo similar al circuito de la Figura 6, pero esto incrementara la R_o , no pudiéndose despreciar en la obtención de (8).

Se observa en la Figura 11 el comportamiento casi constante de la impedancia de entrada respecto a la frecuencia y en la Tabla 1 se aprecia una diferencia entre el valor simulado y el real medido, podemos considerar el valor real medido como el mínimo valor y al máximo el resultante de la simulación, pues se considera que existen errores al medir la pequeña caída de tensión sobre R_8 . Como podemos ver la impedancia de entrada es baja comparada con otras etapas, como por ejemplo las de par diferencial, en los amplificadores de VF, esto se debe a que para la señal de entrada nuestra etapa de entrada representa una configuración base común, caracterizada por una baja impedancia de entrada, [1], [2], [8].

La impedancia de entrada de un amplificador integrado, es un parámetro muy importante pues condiciona el tipo de atenuador (potenciómetro) a utilizar; activo o pasivo. Si es activo su impedancia de salida es muy baja y no hay problemas, pero en caso de ser pasivo, debe ser logarítmico para controlar el volumen de entrada y seleccionar correctamente su valor de resistencia de manera que al encontrarse en paralelo con Z_{in} del amplificador no tienda a resultar

lineal la impedancia de entrada resultante, que debería ser en todo caso la del potenciómetro utilizado.

Observando la Figura 12 se aprecia que la impedancia de salida, R_{out} , tiende a incrementar con la frecuencia, esto supone la existencia de una inductancia en serie con la salida del amplificador, la cual estaría conformada por las inductancias asociadas a los resistores R_{25} , R_3 y las salidas seguidoras en fuente común de M_1 , M_2 , [5]. La relación entre la impedancia de carga y la impedancia de salida del amplificador determina el Factor de Amortiguamiento, en este caso para una señal de entrada de 1 KHz y para una carga de 8Ω , se obtiene un valor de 200. Este valor determina cuan ideal es el comportamiento de la salida del amplificador para con su carga, [1], [2], [4], [5], [10].

La THD solo fue posible de medir mediante simulador. Por experiencias anteriores a este trabajo, con mediciones comparativas de la THD entre la simulación y el medidor de THD Sound Technology 1700B, la simulación siempre arrojó valores mayores de THD.

El valor de THD del amplificador resulta bajo, Tabla 2, si bien no se muestra, la THD principalmente la componen armónicos de orden impar, como resultado de aplicar los conceptos de alta linealidad, gran respuesta en frecuencia del amplificador a lazo abierto, baja realimentación total y simetría complementaria, [8], [9], [13], [14], en el diseño del circuito.

El valor obtenido de THD a 10 mW de potencia, Tabla 2, muestra que son, también en este caso, muy bajas las distorsiones por cruce en el push pull, M_1 , M_2 , de salida, debido a la polarización en clase "AB High", [8], [10], [14]. Estos valores elevados en la corriente de polarización, es responsable por otra parte, de los bajos rendimientos de potencia, observados en la Tabla 3.

Problemas de ruidos y zumbidos inducidos durante el proceso de medición no permitieron registrar niveles de ruido menores a la salida del amplificador, que permitieran obtener una mejor relación señal ruido, SNR que la medida, por lo cual consideramos una $SNR > 85$ dB, para este amplificador.

El análisis de la estabilidad del sistema amplificador, se realizó primeramente mediante simulación, por ser más sencilla su implementación, [15], Figura 13 y posteriormente se realizó un análisis con el prototipo y diversas cargas Figura 14, donde se observa la gran estabilidad del sistema, lograda por la implementación de circuito con retroalimentación local en cada una de las etapas del amplificador y una baja retroalimentación a lazo cerrado como sugieren en sus trabajos, [2], [13] y [14]. Esta estabilidad se logró con el agregado de C_3 y C_4 , compensaciones en el sistema amplificador. El circuito desarrollado Figura 7, no requiere para su funcionamiento con cargas reales de redes de adaptación a las mismas, como la conocida red de Zobel, [18] o la inductancia en serie con la carga,

[1], [2], [4] véase circuito salida en Figura 6, (matching network).

Con la implementación del multiplicador de $V_{BE,Q1}$ (NPN), R_{13} , R_{14} y R_{25} , R_3 como retroalimentación térmica y polarización para las corrientes de $M1$ y $M2$, [6], [10], fuera del disipador, se observó que, para una temperatura constante de 40°C , dentro del gabinete, un incremento solamente de 10mA para un aumento de 40°C a 80°C sobre los transistores $M1$ y $M2$, montados en el disipador. Este control es responsable de obtener valores muy bajos de THD%, siendo $Q8$, bipolar y $M1$, $M2$ MOSFETs.

El rendimiento de potencia Tabla 3, en general de los amplificadores CF es algo menor que los con VF, debido a las fuentes espejos y a los resistores de polarización, el de este proyecto es aún menor por la utilización de $M1$, $M2$, en la etapa de salida para la simplificar el circuito, al requerir cada uno para su polarización aproximadamente 4,3V contra 0,5V o menos de los bipolares de potencia. Tensiones que debe proveer la fuente de alimentación.

Además se debe considerar que este bajo rendimiento es debido en parte a los elevados valores de corriente de polarización utilizados en la etapa Push Pull.

Como se observa en la Figura 15, el prototipo se dispuso en un gabinete en una configuración estereofónica y se diseñó una fuente de alimentación, para poder lograr los valores de potencia obtenidos en la Tabla 2, los cuales se refieren solamente a un canal, es decir la potencia total del amplificador desarrollado otorga un total de 230W, sobre una carga de 8Ω a una frecuencia de 1 KHz y a menos del 10% del recorte de la señal de tensión de salida.

5. CONCLUSIONES

En este trabajo, se aplicó gran parte de la enseñanza impartida por la UdeMM en los años de formación. Para diseñar, construir y poner en funcionamiento, un amplificador de potencia lineal, realizado con componentes discretos, en una configuración circuital, novedosa, simétrica y complementaria, de bajo costo, con un mínimo número de componentes, que permiten obtener un dispositivo de alta calidad y excelentes características técnicas.

Se comprobó la importancia de los aportes de la simulación en el proceso de diseño y en los análisis previos a la confección del prototipo.

Se logró un amplificador, que posee una etapa de entrada diferente a las propuestas por otros autores, que le confiere gran parte de las características sobresalientes, del diseño, como la disminución del número de componentes, comparándolo con otros circuitos analizados, su gran ancho de banda y baja distorsión.

En futuros trabajos se medirán, sobre el amplificador, la distorsión armónica total, distorsión

por intermodulación y distorsión por intermodulación transitoria.

Además, en estos próximos trabajos se incrementará la potencia de salida del amplificador mediante conexión en paralelo de un mayor número de MOSFET, complementarios a su salida.

Se diseñará y fabricará para cada canal del amplificador estereofónico un sistema de protección, para la deriva de tensión continua a su salida, cortocircuitos y protección por sobre temperatura, evitando que estas protecciones modifiquen las características técnicas obtenidas actualmente sin ellas.

El amplificador de audio desarrollado en este trabajo, puede ser comparables en cuanto a sus características técnicas, ganancia tensión, respuesta en frecuencia, impedancia de salida, factor de amortiguamiento, etc.; con las obtenidas por algunos de los modelos de los principales fabricantes, actuales, de equipos de audio alta calidad, [w3], [w4], [w5], [w6], [w7], [w8].

6. REFERENCIAS

- [1] Bob Cordell. *Designing Audio Power Amplifier*. Mc Graw Hill (2011).
- [2] Self Douglas. *Audio Power Amplifier Design Handbook*. Fifth Edition, Newness, Elsevier, Linacre House, Jordan Hill, Oxon OX14 4RN, 30 Corporate Drive, Burlington, MA 01803. (2013).
- [3] Mark Alexander. *The Alexander Current-Feedback Audio Power Amplifier*. Application Note AN-2116. Analog Device. March (1990).
- [4] Valero S. D.. *Amplificadores de Potencia Teoria y Problemas*. Ed. Paraninfo (1993).
- [5] S. Saponara. *Current-feedback architecture for high-slew-rate and low-THD high-end audio amplifier*. ELECTRONICS LETTERS, Vol.44, N°25. 4th December (2008).
- [6] Ronan van der Zee. *High Efficiency Audio Power Amplifier design and practical use*. Philips Semiconductors. (1999).
- [7] *TPA2000D2.2-W FILTERLESS STEREO CLASS-D AUDIO POWER AMPLIFIER*. Texas Instrument. March (2000).
- [8] Gray P., Hurst P., Lewis S., Meyer R. *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*, 5th Edition. John Wiley & Sons. (2009).
- [9] Mancini Ron. *Current Feedback Amplifier Analysis and Compensation*. Application Report. Texas Instrument. USA, (2001).
- [10] *Linear Power Amplifier Using Complementary HEXFET Power MOSFETs*. Application Note AN-948. International Rectifier
- [11] *Switcher CAD III/LTspice Getting Started Guide*. Linear Technology. (2008)
- [12] Tuinenga Paul W. *A Guide to Circuit Simulation and Analysis Using Pspice*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey 07632. (1995).

- [13] Peter J. Baxandall. *Audio Power Amplifier Design*. Wireless World, pag. 93. (1978).
- [14] Marshall Leach. *Build A Low TIM Amplifier*. *Audio*. February (1976).
- [15] Alex Rysin. *Use PSpice To Verify Feedback Amplifier Stability*. Ideas for Design. Electronic Design. (2012).
- [16] Michael F. Thompson. *Linear Mode Operation of Radiation Hardened MOSFETS*. Application Note AN-1155. International Rectifier
- [17] *Current Feedback (CFB) Op Amps*. Analog Devices. MT-034. (2008).
- [18] Marshall Leach *Introduction to Electroacoustic and Audio Amplifier Design*, Second Edition. Published by Kendall/Hunt, (2001).

Paginas Web consultadas

[w1]

http://www.accuphase.com/cat/a-200_e.pdf

(fecha última consulta: 11/12/17)

[w2]

<http://www.krellonline.com/integrated-amps.html>

(fecha última consulta: 11/12/17)

[w3]

<https://www.caryaudio.com/products/sli-80/>

(fecha última consulta: 11/12/17)

[w4]

<https://passlabs.com/amplifier/int-60>

(fecha última consulta: 11/12/17)

[w5]

<https://passlabs.com/amplifier/int-60#modal2>

(fecha última consulta: 11/12/17)

[w6]

<http://www.marklevinson.com/productdetail/~product/no585.html>

(fecha última consulta: 11/12/17)

[w7]

<https://www.cambridgeaudio.com/products/cx/cxa60>

(fecha última consulta: 11/12/17)

[w8]

<http://dandagostino.com/>

(fecha última consulta: 11/12/17)

Acústica submarina

PROPIEDADES Y APLICACIONES DEL EFECTO PARAMÉTRICO EN AIRE Y AGUA

MARÍA CAMPO-VALERA* ^{1,2}, IVAN FELIS-ENGUIX ^{1,2}

^{1,2} Universidad Politécnica de Cartagena, Murcia, España.
mariacampo_2@hotmail.com

^{1,2} Centro Tecnológico Naval y del Mar, Murcia, España
ivanfelis@ctnaval.com

Resumen – La acústica no lineal ofrece un nuevo abanico de aplicaciones de la acústica que actualmente están siendo explotadas. El efecto no lineal paramétrico, es decir, la aparición de bajas frecuencias con emisión de altas tiene especial interés en distintos campos. En este texto se muestra, en primer lugar, una exposición sistemática del marco teórico en el que se asientan las bases del llamado efecto no lineal paramétrico. Con ello, se discute de forma analítica como abordar el problema. Posteriormente, se realizan experimentos de emisión paramétrica en aire y en agua, utilizando un mismo transductor; contrastando los resultados con las expresiones teóricas. Finalmente, en base a los comportamientos obtenidos del campo acústico no lineal, se describen una serie de aplicaciones del efecto paramétrico.

Abstract – *Non-linear acoustics offers a new range of acoustic applications that are currently being exploited. The parametric nonlinearity, that is, the appearance of low frequencies with high emission, has a special interest in different fields. This work shows, first of all, a systematic exposition of the theoretical framework in which the bases of the so-called parametric non-linear effect are based. Regarding this behaviour, we discuss analytically how to solve the problem. Subsequently, parametric emission experiments are carried out in the air and in water, using the same transducer in order to compare the results with the theoretical part. Finally, based on the behaviours obtained from the non-linear acoustic field, a series of applications has been discussed for a specific nonlinear effect.*

1. INTRODUCCIÓN

Cuando dos ondas de sonido de diferentes frecuencias f_1 y f_2 se propagan en la misma dirección en un medio no lineal interactúan entre sí formando frecuencias suma y diferencia ($f_1 + f_2$) y ($f_1 - f_2$). Las frecuencias sumas ($f_1 + f_2$) no tiene ningún interés práctico ya que se absorben rápidamente. Sin embargo, la frecuencia diferencia ($f_1 - f_2$) generada a través de la interacción no lineal, tiene una serie de propiedades que la hacen útil para aplicaciones prácticas en bajas frecuencias [1].

Las fuentes acústicas paramétricas han sido objeto de considerable investigación a lo largo de los últimos 70 años, donde la primera aplicación fue relacionada con los sistemas SONAR empleando el agua como medio de transmisión. En la década de los 80, se comprobó la aplicación de la generación paramétrica en el aire [2] construyendo el primer array paramétrico aéreo, empleando transductores de pistón. Este proceso de interacción no lineal fue estudiado y bautizado por primera vez por Westervelt como *scattering of sound by sound* [3], en el que se deriva la relación existente entre la onda primaria y la secundaria (paramétrica) en presencia de dos tonos, aunque posteriormente su análisis se generalizó mediante la conocida teoría de *auto-demodulación* del medio en el que, en vez de emitir una onda de dos

frecuencias, se emite una onda de frecuencia dada (portadora) modulada en amplitud con otra de frecuencia más baja (moduladora), siendo el propio medio quien se encarga, por efectos no lineales, de demodular la onda emitida dando lugar a nuevas frecuencias.

Entre los estudios que se pueden realizar sobre este fenómeno [4] [5], este trabajo tiene como objetivo el estudio de fuentes paramétricas en el que dos frecuencias primarias f_1 y f_2 de igual amplitud interactúan en un medio acústico no lineal para formar un componente de frecuencia diferencia $f_d = |f_1 - f_2|$. En términos de auto-demodulación, se trata de emitir una onda modulada con portadora $f_p = (f_1 + f_2)/2$ modulada en amplitud con una frecuencia $f_m = f_d/2$, de modo que en el medio se genera la frecuencia no lineal f_d .

Para ello se realizan dos montajes experimentales, uno para el estudio de las propiedades del campo acústico paramétrico en aire y otro en agua, utilizando el mismo emisor piezoeléctrico de geometría circular y plano.

Con ello, se pretende analizar las propiedades de directividad y atenuación de la frecuencia diferencia (haz secundario), tanto en aire como en agua, y compararla con las de las frecuencias primarias (haz primario).

2. INTRODUCCIÓN FENOMENOLÓGICA: LAS 3 DISTANCIAS CARACTERÍSTICAS

Dado que el efecto paramétrico en estudio es un proceso de propagación y generación de ondas no lineal, para su descripción es necesario tener presente la fenomenología asociada a las siguientes distancias características: la distancia de choque, la distancia de absorción y la distancia de Rayleigh [6].

- Distancia de choque: en los casos en los que una onda armónica de amplitud finita, de una frecuencia dada, se propaga, su perfil cambia progresivamente (se deforma) debido a la diferencia de velocidad de propagación de sus distintas partes, de modo que los puntos con mayor presión (crestas) se desplazan más rápidamente que los de menor presión (valles) [7]. Así, dicho perfil se va haciendo más abrupto en la propagación hasta alcanzar una forma en “diente de sierra” cuando la onda recorre la conocida *distancia de choque*. En el dominio de frecuencias, este fenómeno se traduce en la aparición de armónicos y subarmónicos, o distorsión.

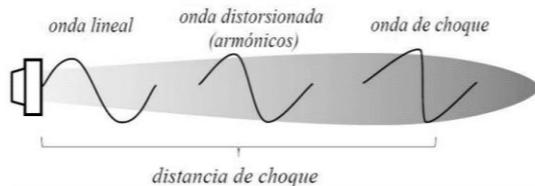


Figura 1: Esquema para interpretar distancia de choque.

Esta distancia de choque viene dada por la siguiente expresión:

$$L_S = \frac{1}{\beta k M} \quad (1)$$

donde $\beta = 1 + B/2A$ es el parámetro de no linealidad del medio, k es el número de onda, y M el número de Mach acústico $M = v/c_0$.

- Distancia de absorción: a medida que se propaga la onda, cada una de las frecuencias que aparecen en el medio son absorbidas con distinta intensidad por el medio, de modo que las frecuencias mayores f_1 , f_2 , $f_1 + f_2$, ... (armónicos) decaerán más rápidamente que la frecuencia diferencia $|f_1 - f_2|$ y, por tanto, ésta se podrá propagar a mayores distancias. Por ello, el proceso de generación no lineal de nuevas frecuencias está limitado a una distancia respecto al transductor llamada distancia de interacción o *longitud de absorción*. Así, este proceso puede ser visualizado como la interacción de un conjunto de fuentes acústicas virtuales (array) contenidas a lo largo de la longitud de absorción [8]:



Figura 2: Esquema para interpretar distancia de absorción.

Esta distancia de absorción viene dada por la siguiente expresión:

$$L_A = \frac{1}{\alpha} \quad (2)$$

donde α es el coeficiente de absorción para la frecuencia primaria.

- Distancia de Rayleigh: es la frontera que separa el campo cercano del lejano, por ende, es la distancia a partir de la cual se puede considerar que la onda pasa de comportarse como una onda plana a una onda esférica. A partir de esta distancia la onda se atenúa 6dB al duplicar la distancia a la fuente [9]. Dado que se está estudiando un fenómeno de emisión, debe tenerse en cuenta el campo cercano del transductor para las frecuencias primarias radiadas, donde la radiación está contenida principalmente en un cilindro de longitud la distancia de Rayleigh, y de sección la de la superficie del transductor mientras que, en el campo lejano, empieza la divergencia esférica de la radiación y la energía se expande más rápidamente [8]:

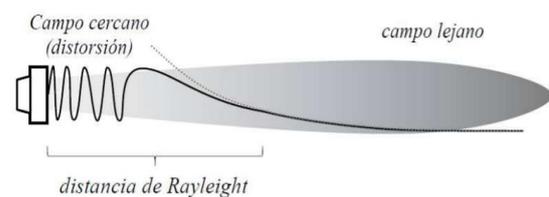


Figura 3: Esquema para interpretar distancia de Rayleigh.

Esta distancia de Rayleigh viene dada por la siguiente expresión:

$$L_R = \frac{ka^2}{2} \quad (3)$$

donde a es el diámetro de la zona activa del transductor emisor. Una vez se tienen en cuenta las distancias anteriores, se emplean modelos matemáticos que ayudarán a predecir el comportamiento del campo acústico de las frecuencias secundarias [10]. A continuación, se estudiará uno de esos modelos, que se ha empleado en los presentes estudios.

3. ANÁLISIS TEÓRICO: LA ECUACIÓN DE WESTERVELT

3.1 Formulación del problema

El proceso de generación paramétrica que se presenta tiene lugar en un medio fluido. Entonces, las ecuaciones de partida deben ser las ecuaciones fundamentales de la dinámica de fluidos, a saber:

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \nabla(\rho \vec{u}) = 0 \quad (4)$$

$$\rho D\vec{u} = \rho \left(\frac{\partial \vec{u}}{\partial t} + (\vec{u} \cdot \nabla) \vec{u} \right) = -\nabla P + \eta \nabla^2 \vec{u} + \left(\zeta + \frac{1}{3} \eta \right) \nabla(\nabla \cdot \vec{u}) \quad (5)$$

$$\rho T \left(\frac{\partial S}{\partial t} + (\vec{u} \cdot \nabla) S \right) = \frac{\eta}{2} \left(\frac{\partial u_i}{\partial x_k} + \frac{\partial u_k}{\partial x_i} - \frac{2}{3} \delta_{ik} \frac{\partial u_l}{\partial x_l} \right)^2 + \zeta (\nabla \cdot \vec{u})^2 + \kappa \nabla^2 T \quad (6)$$

donde:

- ρ es la densidad del medio.
- \vec{u} es la velocidad de las partículas del fluido con componentes u_i .
- P, T, S son las variables termodinámicas de presión, temperatura y entropía, respectivamente.
- η, ζ son los coeficientes de viscosidad de cizalla y de volumen.
- κ es la conductividad térmica.

A partir de éstas y de una ecuación de estado del medio, en general $P = P(\rho, S)$, se tiene el conjunto de ecuaciones necesario para plantear el problema acústico. Admitiendo que el fenómeno acústico tiene lugar en un medio adiabático y considerando únicamente los dos primeros términos del desarrollo de Taylor de la ecuación de estado:

$$P = c_0^2 \rho + \frac{1}{2} \left(\frac{\partial^2 c}{\partial^2 \rho} \right)_s \rho^2 \quad (7)$$

donde c_0 es la velocidad del sonido para pequeñas perturbaciones (considerando únicamente el primer término del desarrollo) y c es la velocidad del sonido teniendo en cuenta perturbaciones finitas, que depende de la densidad del fluido.

Teniendo en cuenta nuevas variables que representen el desplazamiento de cada una de estas respecto del estado de equilibrio del medio $p' = P - P_0$, $\rho' = \rho - \rho_0$, y $s' = S - S_0$, y despreciando los efectos disipativos, se obtiene la ecuación de Westervelt, que describe la evolución de ondas progresivas en un medio no lineal:

$$\nabla^2 p' - \frac{1}{c_0^2} \frac{\partial^2 p'}{\partial t^2} = -\frac{\beta}{\rho_0 c_0^4} \frac{\partial^2 p'^2}{\partial t^2} \quad (8)$$

donde β es el parámetro de no linealidad que, para el aire toma el valor de 1.2 y para el agua de 3.6.

Si se seleccionan sucesivos términos de la ecuación de estado se obtienen otras ecuaciones particulares que resuelven problemas acústicos no lineales, con distinto rango de validez [9].

Para resolver la ecuación de Westervelt y obtener una expresión para el campo acústico de la frecuencia paramétrica, es necesaria una expresión para la onda primaria que excita al medio.

Puede encontrarse una solución analítica de la ecuación de Westervelt que viene dada por (9). Sea $p_i(t)$ la onda de presión del haz primario que excita el medio, el haz secundario viene dado por:

$$p_s(r) = -\frac{1}{4\pi} \int \frac{\beta}{\rho_0 c_0^4} \frac{\partial^2 p_i^2}{\partial t^2} \frac{e^{-ik|r-r_0|}}{|r-r_0|} dV \quad (9)$$

donde las variables r y r_0 hacen referencia a la siguiente geometría:

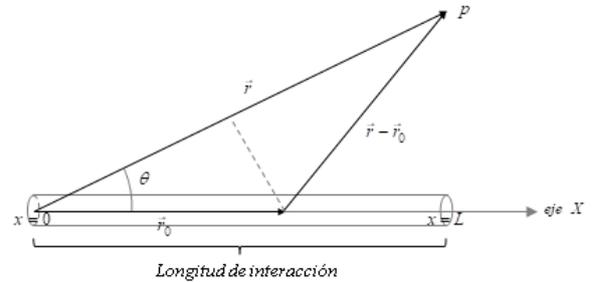


Figura 4: Esquema geométrico para interpretar la ecuación del efecto paramétrico.

3.2 Solución analítica del problema

Tal como se ha comentado, el efecto paramétrico se puede abordar de dos formas: excitando el medio con dos ondas primarias, o bien con una onda primaria convenientemente modulada. En este trabajo se mostrará la solución de la ecuación de Westervelt en ambos casos y la convergencia entre ambas soluciones:

- Modulación de amplitud. es un método general para la generación no lineal de una frecuencia audible a partir de frecuencias ultrasónicas [11], que consiste en emitir una onda primaria ultrasónica modulada en amplitud mediante una frecuencia audible, que es demodulada en el medio a través de los efectos no lineales, proceso llamado auto-demodulación:

$$p_i(x, t) = p_p E(t) \sin(2\pi f_p t - k_p x) e^{-\alpha x} \quad (10)$$

donde p_p , f_p , k_p y α son, respectivamente, la amplitud, frecuencia, número de onda y coeficiente de absorción de la onda portadora, y $E(t)$ es la envolvente definida por la onda moduladora. En este texto se utiliza la técnica de modulación de doble banda lateral sin portadora (DSBAM-SC) [12], con lo que la envolvente toma la forma: $E(t) = mg(t - x/c_0)$, siendo m la profundidad de la modulación y $g(t - x/c_0)$ la señal de audio deseada.

Entonces, sustituyendo la expresión del campo primario (10) en la ecuación (9) e integrando, se obtiene la distribución de presiones de la frecuencia paramétrica a lo largo del eje de radiación:

$$p_s(x, t) = p_p^2 \frac{S\beta m^2}{16\pi\rho_o c_o^4} \frac{1}{r} \frac{1}{\alpha} \frac{\partial^2}{\partial t^2} [g(t - x/c_o)]^2 \quad (11)$$

De este primer desarrollo se observa que el perfil temporal del paramétrico es proporcional a la segunda derivada de la envolvente al cuadrado $E(t)$.

▪ Interacción no lineal de dos ondas monocromáticas (*scattering of sound by sound*). La onda primaria viene dada por:

$$p_i(x, t) = p_1(x, t) + p_2(x, t) = p_0 e^{-\alpha r} [\cos(2\pi f_1 t - k_1 x) + \cos(2\pi f_2 t - k_2 x)] \quad (12)$$

donde, después de algunos cálculos trigonométricos, se llega a:

$$p_i(x, t) = p_0 \underbrace{2 \sin\left(2\pi \frac{f_d}{2} t - \frac{k_d}{2} x\right)}_{E(t)} \cdot \cos(2\pi f_p t - k_p x) e^{-\alpha x} \quad (13)$$

De modo que la onda primaria equivale a una onda portadora de frecuencia $f_p = (f_1 + f_2)/2$, modulada en amplitud por una onda de frecuencia $f_d/2 = |f_1 - f_2|/2$, la mitad de la frecuencia diferencia.

De estos desarrollos se tiene que ambas técnicas están relacionadas de modo que la interacción no lineal de dos ondas monocromáticas es un caso particular del método de modulación de amplitud. Así, se observa que la onda primaria del caso particular equivale a una onda portadora de frecuencia $f_p = (f_1 + f_2)/2$, modulada en amplitud por una onda sinusoidal de frecuencia $f_d/2$, con el doble de amplitud.

Para el caso concreto de emisión con dos ondas armónicas, se puede extender la solución en campo lejano, pero más allá del eje acústico, es decir, contemplando también la directividad del paramétrico. Para ello, induciendo la ecuación (13) en la expresión teórica de la ecuación de Westervelt (9), se obtiene la siguiente expresión que muestra el campo acústico del haz secundario:

$$p_d(r, \theta) = \underbrace{-\frac{S\beta p_o^2 (2\pi)^2 f_d^2 e^{i(2\pi f_d t - k_d r)}}{8\pi\rho_o c_o r \alpha}}_{R(r)} \underbrace{\left[\frac{1}{1 + \frac{k_d}{\alpha} \sin^2(\theta/2)} \right]}_{H(\theta)} \quad (14)$$

En esta expresión, la parte que depende de la distancia radial respecto de la fuente, $R(r)$, queda separada de la parte que depende del ángulo respecto del eje de radiación, $H(\theta)$. De esta solución se puede

extraer las siguientes características del campo no lineal:

▪ Directividad. El parámetro f/f_d establece la directividad del paramétrico de modo que, cuanto más próxima esté la frecuencia primaria media f y la frecuencia diferencia f_d , más estrecha será la directividad de ésta. Además, se tiene que para una misma relación f/f_d , conforme mayor es la absorción del medio menor es la directividad del paramétrico, dado que las frecuencias primarias no se propagan lo suficiente para que f_d adquiera mayor directividad [6]. La Figura 5 muestra la directividad de señales paramétricas en aire con una frecuencia media portadora de 200 kHz, y distintas frecuencias diferencia de 10, 15 y 20 kHz, con un diámetro de transductor de 33 mm.

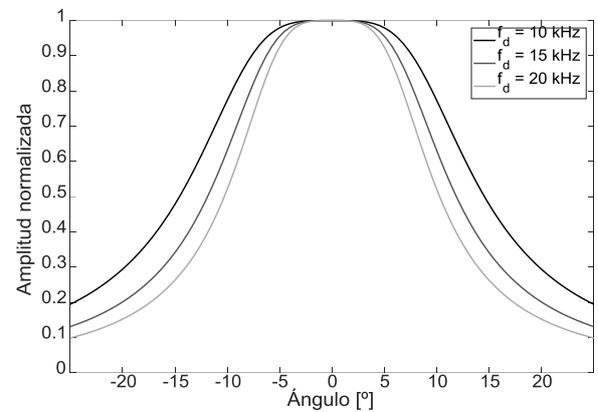


Figura 5: Directividad simulada en aire para una f_d de 10, 15 y 20 kHz y una frecuencia primaria de 200 kHz.

▪ Atenuación. Una vez formado el paramétrico (condición necesaria ya que se trata de una solución en campo lejano), la atenuación del paramétrico es inversamente proporcional a la distancia, al igual que ocurre con el haz primario, con la salvedad de que este presentará más absorción que el secundario. La Figura 6, muestra el comportamiento del paramétrico con la distancia para los mismos casos que la figura anterior. La línea vertical marca la distancia de absorción, a partir de la cual es aplicable la teoría de Westervelt.

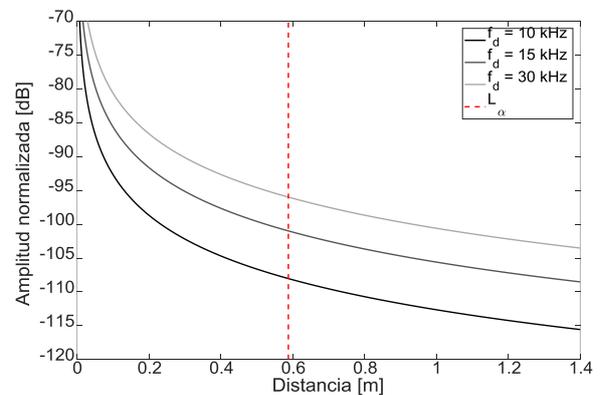


Figura 6: Modelo analítico para la atenuación de la frecuencia paramétrica con base a la teoría de Westervelt.

4. MONTAJE EXPERIMENTAL

Se presenta el desarrollo experimental implementado para la realización de las medidas del efecto paramétrico tanto en aire como en agua.

En ambos casos, el emisor utilizado fue el transductor piezoeléctrico Airmar P19, que presenta una frecuencia de resonancia en 200 kHz, con una sensibilidad en emisión (TVR) de 167 dB re $\mu\text{Pa/V}$ @ 1 m. Esta frecuencia se emplea como la frecuencia primaria f_p . La superficie de emisión es plana y circular con un diámetro de 33 mm.

Todas las medidas experimentales se realizaron en el campus de Gandía de la Universidad Politécnica de Valencia y se realizaron para la caracterización de la directividad y atenuación de los haces primario y secundario.

A continuación, se exponen las características específicas de los montajes experimentales en los dos medios en los que se ha trabajado.

4.1 En aire

Tal como se presenta en la Figura 7, en este caso las medidas se realizaron en una cámara anecoica. El receptor acústico utilizado fue un micrófono Behringer de condensador ECM 8000, con una respuesta bastante plana en el rango audible y una sensibilidad (RVR) de aproximadamente, 60 dB @

$1\text{V}/20\mu\text{Pa}$. La distancia entre el emisor y el micrófono fue de 90 cm. Las frecuencias paramétricas en estudio fueron $f_d = 10, 15$ y 20 kHz.

Adicionalmente, se realizó un dispositivo *ad hoc* que permitía la ubicación del micrófono a una distancia fija respecto del emisor y girarlo automáticamente respecto del centro de este, permitiendo realizar medidas de directividad de forma autónoma.

4.2 En agua

En la Figura 8, se muestra el tanque de agua utilizado para estas medidas, cuyas dimensiones son de $1.12 \times 0.96 \times 0.51 \text{ m}^3$. En recepción, se utiliza el hidrófono ITC 1032, que posee una sensibilidad en recepción (RVR) de $-194 \text{ dB @ } 1 \text{ V}/\mu\text{Pa}$ y una frecuencia de resonancia en 33 kHz, sensible a las bajas frecuencias $f_d = 20, 30$ y 40 kHz que se quieren detectar.

En este caso, la distancia entre emisor y receptor fue de 38 cm en el punto más cercano, mientras que la directividad se realizó desplazando linealmente el hidrófono perpendicularmente al eje del transductor emisor de modo que, posteriormente, se corrigieron cada una de las distancias para obtener una directividad fiable.

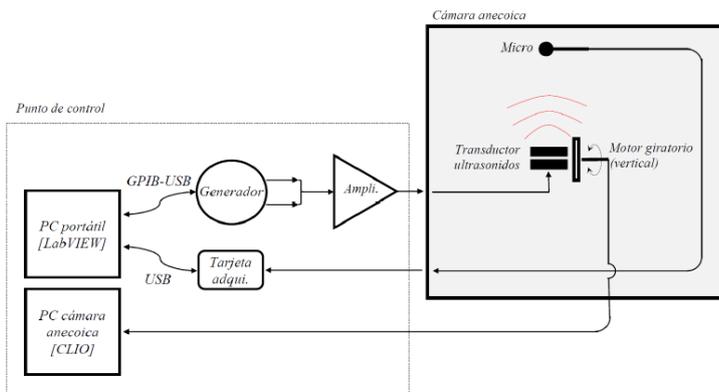


Figura 7: Izquierda, esquema del montaje experimental para las medidas de paramétrico en aire.

Derecha, imagen del dispositivo utilizado en estas medidas.

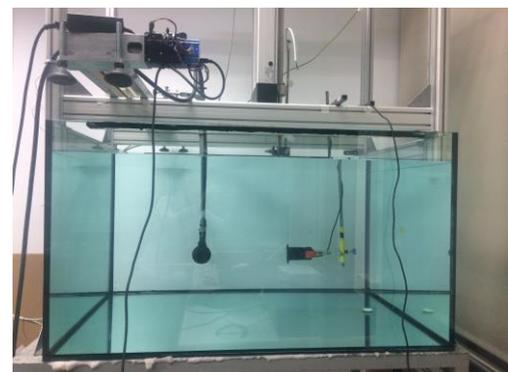
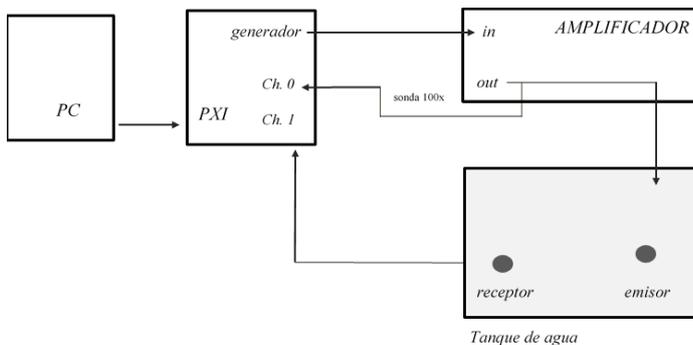


Figura 8: Izquierda, esquema del montaje experimental para las medidas de paramétrico en agua.

Derecha, imagen del dispositivo utilizado en estas medidas.

5. ANÁLISIS Y RESULTADOS

5.1 Directividad y atenuación en aire

Las frecuencias diferencias empleadas para esta medidas fueron señales tipo seno de: $f_d=10\text{ kHz}$, 15 kHz y 20 kHz [•••] emitiendo con las frecuencias primarias $f_1=197\text{ kHz}$ y $f_2=207\text{ kHz}$, 212 kHz , 217 kHz , a 90 cm entre el transductor emisor y el micrófono. Estos resultados experimentales se contrastan con el modelo teórico de no linealidad según Westervelt [—].

En la Figura 9, se puede colegir que los datos experimentales se ajustan en gran medida a la directividad obtenida según el modelo analítico de Westervelt. Esto es debido a que las frecuencias primarias se han absorbido en el medio (aire) dando posibilidad que el paramétrico se forme, siendo aplicable a la aproximación de campo lejano.

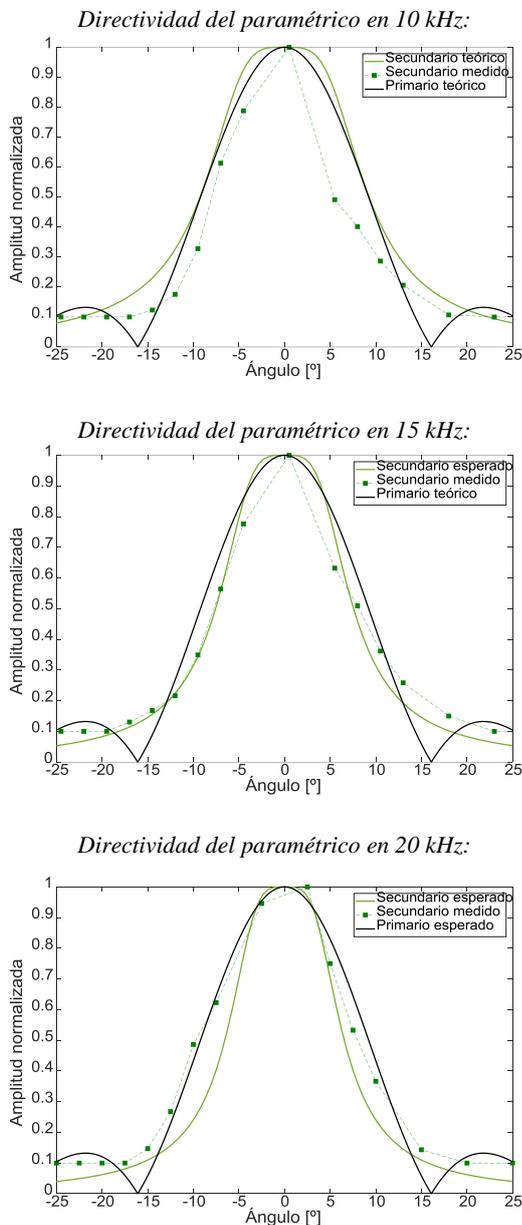


Figura 9: Directividad del paramétrico a 10 kHz (arriba), 15 kHz (centro) y 20 kHz (debajo) emitiendo con el transductor Airmar P19 en el aire.

En este caso, el haz primario no se midió, pues el micrófono utilizado únicamente presentaba sensibilidad en el rango audible, hasta 20 kHz . Por ello, se muestran la directividad esperada del haz primario, según la expresión del pistón plano [8], y la del haz secundario, según la teoría de Westervelt.

Respecto a la atenuación en la Figura 10, se presentan las medidas experimentales para las frecuencias estudiadas y se contrastan con el modelo analítico de Westervelt (haz secundario) con el modelo del pistón plano (haz primario). Se observa que la teoría de Westervelt se acerca a los datos experimentales en las últimas distancias medidas ya que esta aproximación sólo es válida en campo lejano del paramétrico.

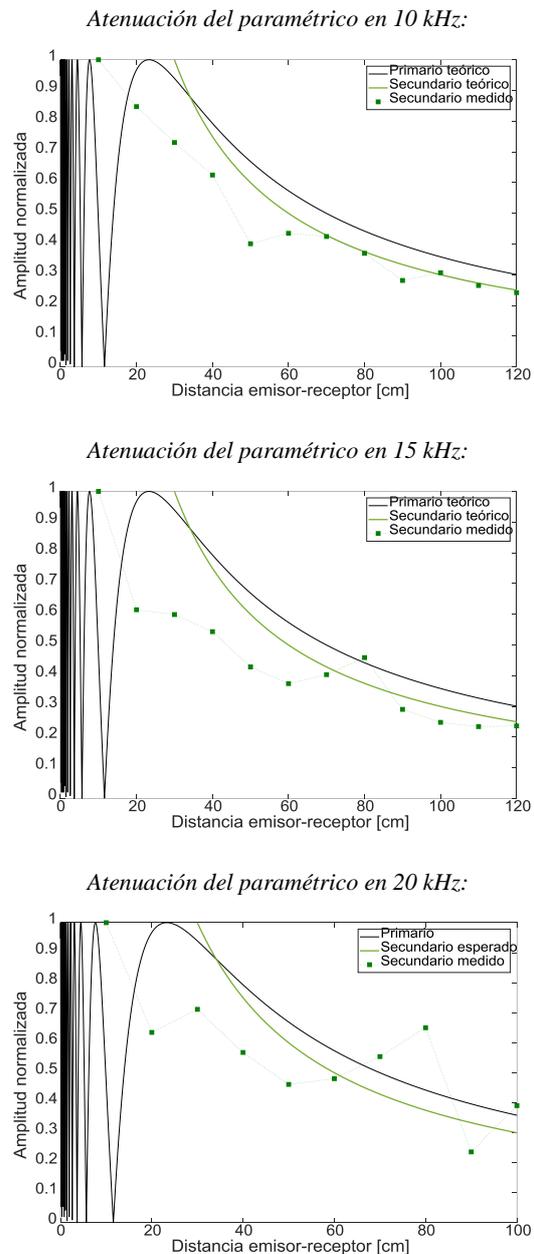


Figura 10: Atenuación del paramétrico a 10 kHz (arriba), 15 kHz (centro) y 20 kHz (debajo) emitiendo con el transductor Airmar P19 en el aire.

5.2 Directividad y atenuación en agua

Las frecuencias tipo seno empleadas para estos ensayos en agua han sido las frecuencias moduladoras f_m de 20 kHz con una duración de 250 μ s, 30 kHz a 167 μ s, y 40 kHz a 125 μ s, con frecuencia portadora f_p de 200 kHz. En estos experimentos, la sensibilidad del hidrófono empleado ha permitido medir tanto el haz primario como el secundario [13].

En la Figura 11, se presenta la directividad para estas frecuencias y se compara la directividad del haz primario con el haz secundario confirmando, así, que la generación de señales paramétricas en bajas frecuencias (haz secundario) presenta una directividad con un ángulo de apertura similar a la de la alta frecuencia (haz primario).

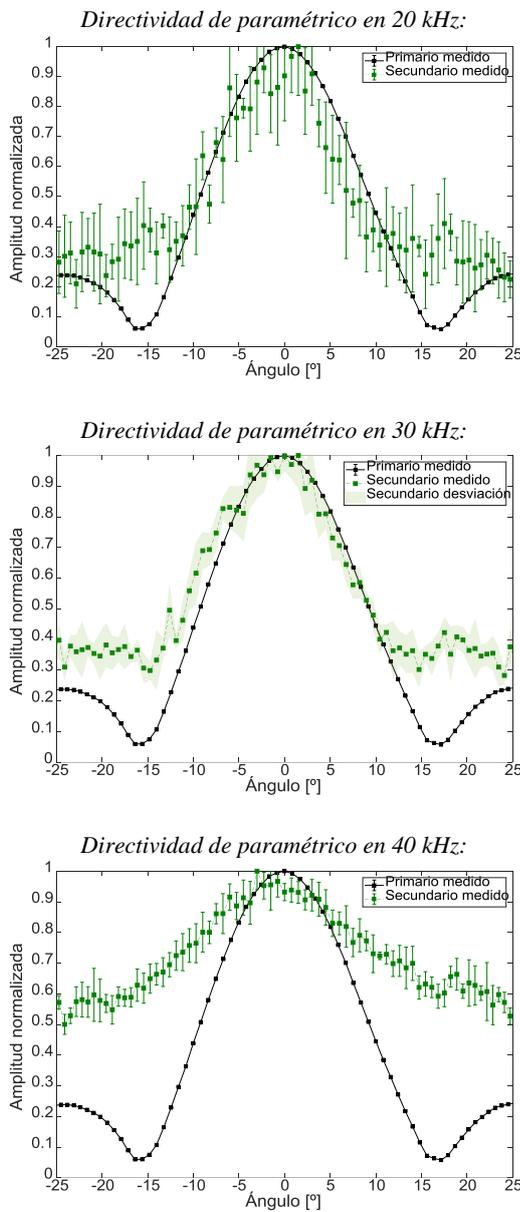


Figura 11: Directividad del paramétrico emitiendo con el transductor Airmar P19 en tanque de agua a 20 kHz (arriba), 30 kHz (centro) y 40 kHz (debajo).

Respecto a la atenuación, este estudio analiza la generación del haz secundario en el medio al cambiar la distancia entre el emisor y el transductor receptor. Con una distancia inicial de 15 cm, posteriormente el receptor se irá alejando en pasos de 4 cm hasta llegar a 55 cm de distancia respecto al emisor.

En la Figura 12, se tiene que las medidas de ambos haces, primario y secundario se ajustan a una función ax^{-b} . Despreciando la absorción, para un haz de propagación esférico, se espera un valor de $b = 1$. El valor para el haz primario es 0.89 aproximadamente para los tres estudios, tan cerca de 1, sin embargo, el valor para el haz secundario es mucho más pequeño, 0.69. Esto puede entenderse como la generación paramétrica del haz en el medio, y por lo tanto disminuyendo menos con la distancia.

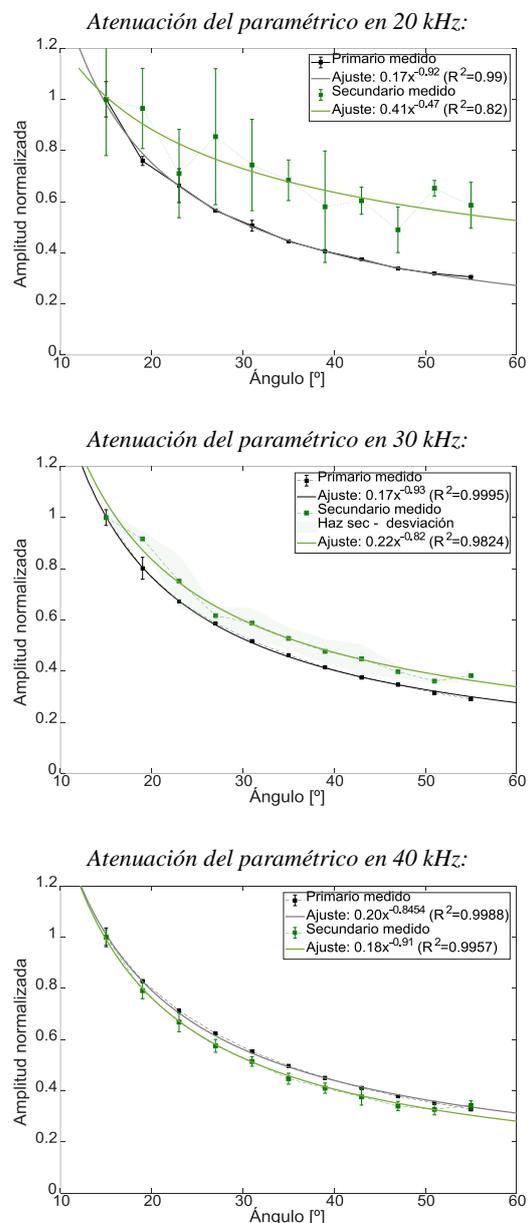


Figura 12: Atenuación del paramétrico emitiendo con el transductor Airmar P19 en tanque de agua a 20 kHz (arriba), 30 kHz (centro) y 40 kHz (debajo).

6. CONCLUSIONES

Para las medidas en aire:

- La directividad de las frecuencias paramétricas medidas en aire es aproximada a la de las frecuencias primarias. Para la frecuencia de 10 kHz la medida experimental es más estrecha que la simulada.
- La teoría de Westervelt es aproximada cuando se emite con frecuencias primarias de 200 kHz. Esto se debe, ya que para frecuencias primarias del orden de 200 kHz la absorción de éstas es elevada, lo que implica que en pocos metros se alcanza la situación de campo lejano del paramétrico, donde la teoría de Westervelt es aplicable.
- La atenuación del paramétrico depende de las condiciones de los experimentos, así como de la relación entre campo cercano del paramétrico (L_A) y campo lejano (L_R). Cuando se mide en campo lejano del paramétrico la atenuación de este es menor respecto al de las frecuencias primarias, mientras que si medimos en campo cercano del paramétrico éste presenta un nivel elevado para distancias próximas al transductor, del orden del campo cercano del mismo, estabilizándose para largas distancias.

Para las medidas en agua:

- La evidencia del efecto paramétrico del haz secundario también se muestra claramente en el estudio de directividad, cuyos resultados presentados en la Figura 11 muestran un ángulo de apertura de $\pm 10^\circ$ para el haz secundario, mientras que, para el haz primario es $\pm 9^\circ$ con el seno de 10 y 30 kHz. Por lo tanto, ambos haces presentan un patrón de directividad bastante similar a pesar de las grandes diferencias en el contenido frecuencial.
- En contraste, se tiene que, para la frecuencia de 20 kHz, se presenta un ángulo de apertura de $\pm 18^\circ$ contra uno para el haz primario de $\pm 9^\circ$. Aun así, si se quisiera obtener la directividad en lineal para tan baja frecuencia su resultado podría ser mucho mayor que el alcanzado a través de la generación paramétrica.
- Respecto a la atenuación, se tiene que éstas son parecidas para las señales estudiadas. Las amplitudes tanto del haz primario como del secundario disminuyen a medida que aumenta la distancia, sin embargo, la atenuación del haz secundario para el primer caso (20 kHz) se atenúa menos que la frecuencia primaria.
- Resumiendo, todos estos efectos concuerdan en que la señal se ha generado paraméricamente y, por lo tanto, esta técnica podría usarse para comunicaciones acústicas submarinas en circunstancias en que se prefiere haces altamente directivos.

7. APLICACIONES

Para generación paramétrica en el aire:

- En museos y salas de exposiciones en los que las obras exhibidas se explican directamente al usuario que se disponga en su cercanía (ajustando la directividad), sin molestar a los demás visitantes.
- El control activo de ruido.
- La transmisión y recepción paramétrica puede ser aplicada a sistemas de control y automática, destinada al ámbito industrial, de seguridad, etc.

Para generación paramétrica en el agua:

Las Comunicaciones acústica submarinas, precisan altos anchos de banda para altas velocidades de datos, una señal portadora de baja frecuencia y transductores directivos. Todo esto es posible a través de los arrays paramétricos, debido a que con estos se alcanza un haz altamente directivo que mitiga el multitrajecto, y reduce el retraso y la propagación Doppler de ondas de bajas frecuencias con pequeños transductores.

- Por lo tanto, los arrays paramétricos se pueden emplear como balizas para la señalización de zonas peligrosas para la navegación. Además, en caso de navegación autónoma se puede utilizar este tipo de tecnología para asistir en el proceso de localización.
- Vigilancia táctica distribuida. En combinación con robots subacuáticos no tripulados, se pueden implementar sistemas de vigilancia, reconocimiento y detección.
- Prevención de catástrofes [14].

BIBLIOGRAFÍA

- [1] R. J. Urick, *Principles of underwater sound*, 3era Edici. Los Alots Hills, California: McGraw-Hill, 1967.
- [2] Bennett Mary Beth and Blackstock David T., "Parametric array in air," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 57, no. 3, pp. 562–568, 1974.
- [3] Westervelt P. T., "Parametric acoustic array," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 35, no. 4, pp. 535–537, 1963.
- [4] D. Ding, "A simplified algorithm for second-order sound beams with arbitrary source distribution and geometry (L)," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 115, no. 1, pp. 35–37, 2003.
- [5] Moffett M. y Mello P., "Parametric acoustic sources of transient signals," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 66, no. 4, pp. 1182–1187, 1979.
- [6] I. Felis-Enguix, "Estudio del efecto paramétrico en aire y de los efectos de interponer una capa de material tras el transductor," Universtat Politècnica de València. EPSG. Gandia: TFM, 2012.
- [7] F. J. Pompei, "Sound From Ultrasound: The Parametric Array as an Audible Sound Source,"

- Massachusetts Institute of Technology.: Phd, 1997.
- [8] L. E. Kinsler, A. R. Frey, A. B. Coppens, y J. V. Sanders, *Fundamentals of Acoustics*, 4ta Edició. United States of America: Palatino by Publication Services, 2000.
- [9] V. Yagüe-Jimenez, “Análisis, modelado e igualación no lineal de arrays paramétricos acústicos,” Universidad Politécnica de Madrid.: PhD, 2016.
- [10] T. D. Kite, J. T. Post, y M. F. Hamilton, “Parametric array in air: Distortion reduction by preprocessing,” *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 103, no. 5, p. 2871, 1998.
- [11] P. Cervenka and Alais P., “Fourier formalism for describing nonlinear self-demodulation of a primary narrow ultrasonic beam,” *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 88, no. 1, pp. 473–481, 1990.
- [12] Yoneyama M. y Jun-ichiroh F., “The audio spotlight: An application of nonlinear interaction of sound waves to a new type of loudspeaker design,” *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 73, no. 5, pp. 1532–1536, 1983.
- [13] M. Campo-Valera, M. Ardid, D. D. Tortosa, I. Felis, y J.A. Martínez-Mora, “Estudio del efecto paramétrico en agua con aplicación a un calibrador acústico para detección de neutrinos,” in *48º Congreso Español de Acústica Tecnicacústica*, 2017, pp. 1466–1472.
- [14] A.I. López-Tacoronte, “Propagación de ondas acústicas en espacios subacuáticos,” Universidad de La Laguna.: Trabajo Fin de Grado, 2017.

TÉCNICAS DE MODULACIÓN PARA LAS COMUNICACIONES ACÚSTICA NO LINEALES

MARÍA CAMPO-VALERA*^{1,2}, IVAN FELIS-ENGUIX^{1,2}

^{1,2} Universidad Politécnica de Cartagena, Murcia, España.
mariacampo_2@hotmail.com

^{1,2} Centro Tecnológico Naval y del Mar, CTN, Murcia, España.
ivanfelis@ctnaval.com

Resumen – La acústica no lineal ofrece un nuevo abanico de aplicaciones de la acústica que actualmente están siendo explotadas en distintos campos. El efecto no lineal paramétrico, es decir, la aparición de bajas frecuencias con emisión de altas frecuencias moduladas tiene especial interés en las comunicaciones acústicas no lineales. En este ámbito, un aspecto esencial es el de estudiar la mejor modulación que se adecúe a las necesidades de la comunicación. Así, en este texto, se explican las técnicas de modulación paramétrica no lineal empleadas para generar las señales a propagar. Por un lado, se tienen modulaciones de tipo senos y sweeps y, por otro, modulaciones más comúnmente empleadas en comunicaciones lineales tales como CPFSK y LFM. Con todo ello, se realizan comparativas entre cada una de las técnicas, para obtener una detección y discriminación de los bits más precisa.

Abstract – Non-linear acoustics offers a new era in acoustic applications that are currently being exploited in different fields. The non-linear parametric effect, i.e, the appearance of extra harmonics in the spectrum besides the fundamental frequency is a particular feature in nonlinear acoustic and it can be used in the field of communications. In this area, an essential aspect is the study of the best modulation that suits the needs of communication. Thus, this work explains the techniques of non-linear parametric modulation induce harmonics to propagate. On the other hand, there are some types of modulations such as sinusoidal and sweeps beside CPFSK and LFM in linear communications. With all this, a comparative test can be done among all the technique to obtain more precise detection and discrimination of the bits.

1. INTRODUCCIÓN

Las aplicaciones de transmisión de información en agua se basan en sistemas acústicos debido a que las ondas sonoras se adaptan mejor al medio marino, aunque la propagación de estas en el canal acústico submarino presentan limitaciones importantes debido al ancho de banda limitado, el multicamino, las propiedades refractivas del medio, entre otros.

Los sistemas de comunicación paramétrica son de especial interés ya que estos se basan en el hecho de que la propagación de ondas acústicas submarinas es básicamente un proceso no lineal. Para utilizar este fenómeno con fines de comunicación, una onda acústica de alta frecuencia (haz primario) modulada por otra de baja frecuencia (haz secundario) es emitida por el transductor. Durante la propagación de las ondas en el medio no lineal (agua), tiene lugar la intermodulación, generándose los armónicos (frecuencia secundaria) de la onda primaria. Los componentes de la alta frecuencia sufrirán una atenuación significativa, mientras que los de baja frecuencia son de especial interés ya que ofrecen un amplio ancho de banda y su atenuación es mucho menor, propagándose a grandes distancias en el orden de los kilómetros, además, presentan haces bastante

directivos parecidos a los de las altas frecuencias reduciendo así la propagación multirrayecto.

Solo unos pocos sistemas de comunicación paramétrica para transmisión de datos digitales se han realizado [1] [2] [3]. Entre ellos el MAST project, PARACOM, en la cual emplearon modulaciones para comunicaciones acústicas paramétricas logrando una comunicación de largo alcance.

Este artículo tiene como objetivo presentar un enfoque general para estudiar algunas técnicas de modulación para transmisión paramétrica desde el punto de vista teórico y posteriormente presentar ciertos análisis de señales experimentales. Para este propósito, se parte de tres modulaciones tales como las CPFSK¹, LFM² y AM³ y así estudiarlas por el método de la correlación cruzada para detectar los bits 1 y 0, cuando es enviado un mensaje (cadena de bits) al canal de comunicación.

¹ Del inglés: Continuous-Phase Frequency-Shift Keying

² Del inglés: Linear Frequency Modulation

³ Del inglés: Amplitude Modulation

2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS DEL EFECTO PARAMÉTRICO

Cuando una señal acústica, con ancho de banda dado, interactúa en un medio no lineal se forman frecuencias secundarias que son suma y resta de las frecuencias originales. Este fenómeno fue estudiado por primera vez por Westervelt [4], quien explicó que cuando una onda con una frecuencia portadora se modula en amplitud por otra de baja frecuencia, [5] el medio es el encargado de demodular la onda dando como resultado otro tipo de frecuencias no presentes en la emisión pero que guardan cierta relación con la frecuencia moduladora. A esto se le conoce como *efecto paramétrico*; posteriormente fue desarrollado y aplicado en diferentes condiciones [6] [7].

Actualmente, el estudio de la generación paramétrica se ha convertido en una de las áreas de investigación más populares en acústica submarina durante las últimas décadas con múltiples aplicaciones.

La característica fundamental de este efecto es el aumento de la directividad con un ángulo de apertura bastante estrecho siendo similar al de las altas frecuencias, ya que la onda secundaria generada en el medio hereda ciertas propiedades de la onda primaria como el haz de propagación; esto se debe a que la onda emitida presenta una frecuencia portadora elevada (*haz primario*), absorbiéndose rápidamente en el medio permitiendo que las bajas frecuencias que se forman (*haz secundario*), se propaguen a mayores distancias. Otra característica, es que el haz secundario no tiene radiación de lóbulos laterales, siendo una propiedad muy útil en comunicaciones permitiendo el envío de información de manera segura.

En contraposición a las características anteriormente descritas, se tiene una pobre eficiencia de conversión, ya que solo una pequeña fracción de la potencia acústica generada en las frecuencias primarias aparece en la frecuencia diferencia.

Estudios teóricos para fuentes acústicas paramétricas transitorias o de banda ancha basadas en las formulaciones de Westervelt y desarrolladas por Moffett y Mello [6] [8] son útiles para diseñar señales transitorias primarias que generan señales paramétricas con características predeterminadas. La distribución de la presión a lo largo del eje para el haz secundario generado a través de la emisión paramétrica de las señales transitorias, se deduce a través de la siguiente ecuación, donde la forma de la señal resultante del haz secundario (p_{param}) es proporcional a la segunda derivada de la envolvente al cuadrado de la señal emitida [9], siendo además su amplitud proporcional al cuadrado de la del haz primario:

$$p_{param} = \left(1 + \frac{B}{2A}\right) \frac{p^2 S}{16\pi\rho c^4 \alpha x} \frac{\delta^2}{\delta t^2} \left[E\left(t - \frac{x}{c}\right)\right]^2 \sim \frac{\delta^2}{\delta t^2} E^2 \quad (1)$$

donde S es el área de la superficie vibrante del transductor, $E\left(t - \frac{x}{c}\right)^2$ es la envolvente de la modulación definida por la onda moduladora, x es la

distancia a la fuente a lo largo del eje acústico y t es el tiempo, B/A es el parámetro de no linealidad del medio, ρ la densidad, c la velocidad del sonido y α el coeficiente de absorción en el medio para la frecuencia primaria.

Como se ha comentado en la introducción, en este texto se pretende estudiar distintas técnicas de modulación con el fin de transportar información digital sobre una onda portadora dada, normalmente una onda de tipo seno. Estas técnicas permiten un mejor aprovechamiento del canal de comunicación lo que posibilita transmitir más información en forma simultánea protegiéndola de posibles interferencias utilizando señales no lineales para ser aplicadas en comunicaciones acústicas.

Básicamente, la modulación consiste en hacer que un parámetro de la onda portadora cambie de valor de acuerdo con las variaciones de la señal moduladora, que es la información que se desea transmitir. En este sentido, las técnicas de modulación, aplicadas a la señal de entrada en un transductor paramétrico, son importantes ya que ayudan a disminuir la distorsión y obtener una señal lo más fiel a la señal de entrada original. Las primeras modulaciones aplicadas fueron las AM, posteriormente, nació el interés de aplicar otras técnicas de modulación con el fin de mejorar ciertos aspectos como la distorsión que generaba esta modulación.

En este artículo, se parte de ondas convenientemente moduladas para que en el medio se generen paraméricamente las codificaciones tipo CPFSK, LFM y AM, que serán estudiadas en los próximos subapartados.

Dado que en todas las señales en estudio se parte de una señal portadora de frecuencia f_p , todas las ondas a estudiar pueden escribirse de la siguiente forma:

$$x(t) = A \cdot E(t) \cdot \sin(2\pi f_p t) \quad (2)$$

donde la señal modulada $x(t)$ es el resultado del producto entre la señal portadora $y(t) = \sin(2\pi f_p t)$, y la señal envolvente $E(t)$. En este estudio, la frecuencia portadora utilizada en todas las señales es de 200 kHz, con una frecuencia de muestreo de 20 Ms/s.

Entonces, para obtener paraméricamente la señal de interés p_{param} , se parte de la expresión concreta de la codificación deseada, es decir; la señal moduladora o la baja frecuencia paramétrica $E(t) = \sin(2\pi f_m t)$ y, aplicando la expresión (1), se obtiene la envolvente asociada. En este proceso se realiza una doble integración que no siempre hace posible la utilización de todas las modulaciones que se emplean en comunicaciones acústicas submarinas en el rango lineal. Las modulaciones CPFSK, LFM y AM no presentan problemas en este desarrollo y pueden emplearse sin ningún inconveniente.

En lo que sigue, se mostrarán las expresiones analíticas de las señales moduladoras estudiadas $E(t)$ para su obtención a través del efecto paramétrico.

2.1 Modulación CPFSK

La modulación CPFSK es una técnica utilizada para la transmisión de comunicaciones digitales. En ella, se utiliza una señal con dos frecuencias portadoras que representan, los bits 1 y 0. La alternancia de una frecuencia a la otra, manteniendo la fase continua, representa el cambio de bit correspondiente enlazadas hasta reproducir el código binario deseado. La Figura 1, muestra un esquema de generación de una modulación CPFSK.

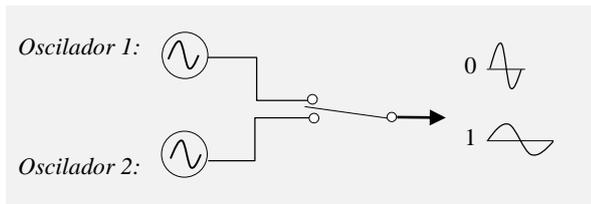


Figura 1: Representación de una señal tipo CPFSK.

Efectivamente, una señal de este tipo puede describirse como:

$$E_{CPFSK}(t) = \begin{cases} \sin(2\pi f_{bit1}t + \varphi_{bit1}), & t = t_{bit1} \\ \sin(2\pi f_{bit0}t + \varphi_{bit0}), & t = t_{bit0} \end{cases} \quad (3)$$

La siguiente Figura 2 muestra las dos señales que se emplearon para codificar el bit 1 y 0, estas consisten en dos tonos paramétricos esperados en las frecuencias de 40 y 30 kHz, respectivamente.

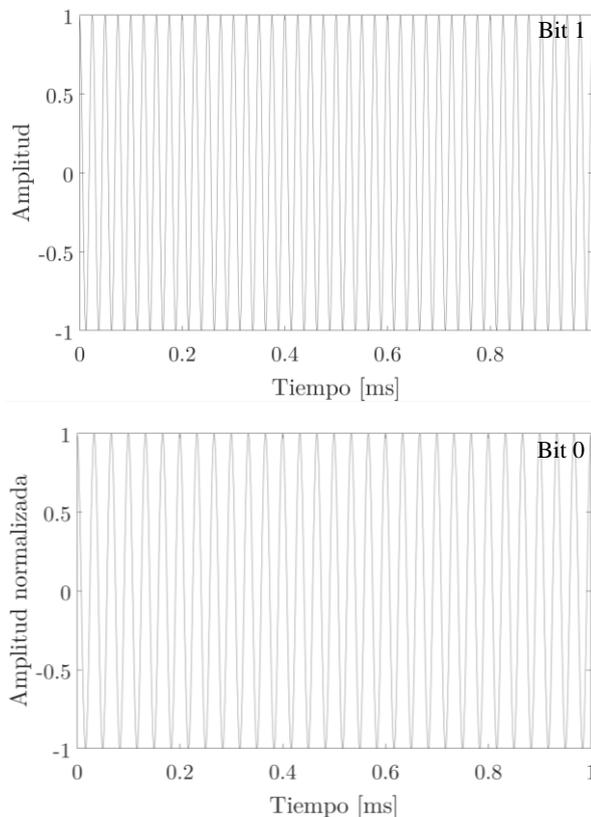


Figura 2: Señales tipo CPFSK que se desean obtener paraméricamente. Bit 1 señal superior y bit 0 señal inferior.

Paraméricamente, aplicando la expresión (3), esta modulación se puede conseguir empleando dos ondas moduladoras de frecuencias f_{m1} y f_{m0} , cuyas frecuencias sean la mitad de las frecuencias asociadas a cada uno de los bits que se quieren recibir ($f_{m1} = f_{bit1}/2$ para el bit 1 y $f_{m0} = f_{bit0}/2$ para el bit 0) que es, propiamente, otra señal tipo CPFSK paramétrica [10]. Así, mediante esta técnica no lineal, modulando una portadora con una CPFSK se obtiene otra CPFSK del doble de frecuencia.

En este trabajo se emplearon modulaciones no lineales de tipo CPFSK con una frecuencia portadora f_p de 200 kHz (la misma en todos los estudios) y dos modulaciones enlazadas a la mitad del paramétrico deseado que, para este caso, ha sido de 20 kHz para el bit 1 y de 15 kHz para el bit 0, con 1 ms de duración para cada bit (velocidad de transferencia de 1 kbits/s). La siguiente Figura 3, presenta los bits 1 y 0 que se enviaron para conseguir los bits paraméricos de la Figura 2.

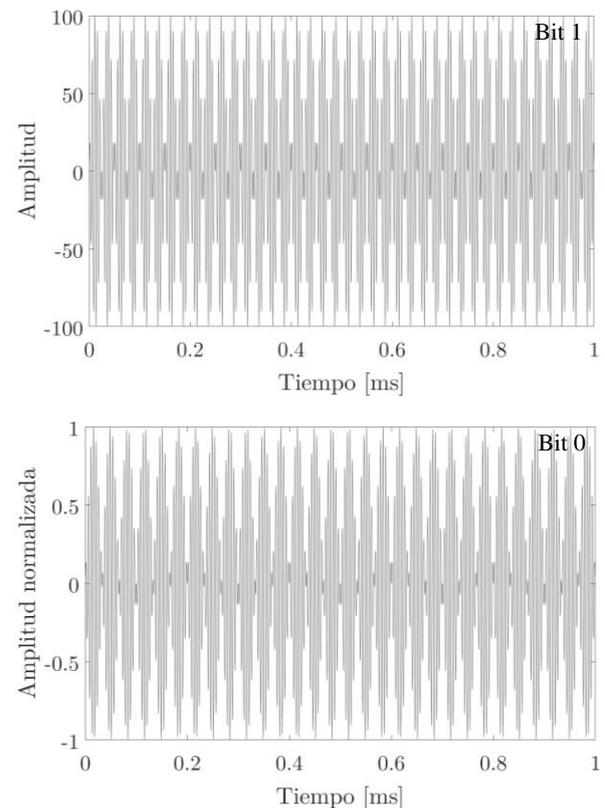


Figura 3: Señales con modulación CPFSK enviadas obtenidas de modular un tono con una frecuencia portadora de 200 kHz a 20 kHz y 15 kHz respectivamente. Bit 1 señal superior y bit 0 señal inferior.

2.2 Modulación LFM

La modulación LFM es una técnica en la que la frecuencia de la señal emitida varía cuadráticamente con el tiempo durante una duración τ dada. La

Figura 4, muestra un esquema de generación de esta técnica de modulación.

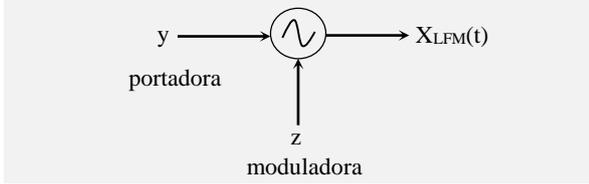


Figura 4: Representación de una señal tipo LFM.

En este sentido, la idea es utilizar esta técnica como modulación de la señal primaria utilizando una frecuencia diferencia central equivalente a la frecuencia moduladora, $f_{dc} = f_m$ y un ancho de banda Δf . Entonces, la forma de la modulación LFM presenta la siguiente forma:

$$E_{LFM}(t) = \sin(2\pi f_m t + 0.5\mu t^2) \quad (4)$$

donde $\mu = 2\pi\Delta f/\tau$ es el coeficiente de frecuencia y el tiempo de un bit se encuentra entre $-\tau/2 \leq t \leq \tau/2$. La Figura , muestra las señales moduladas con $f_m=11$ kHz y $\Delta f=18$ utilizadas para codificar los bits 1 y 0, una de ellas recorre el espectro de altas a bajas frecuencias y la otra, al contrario.

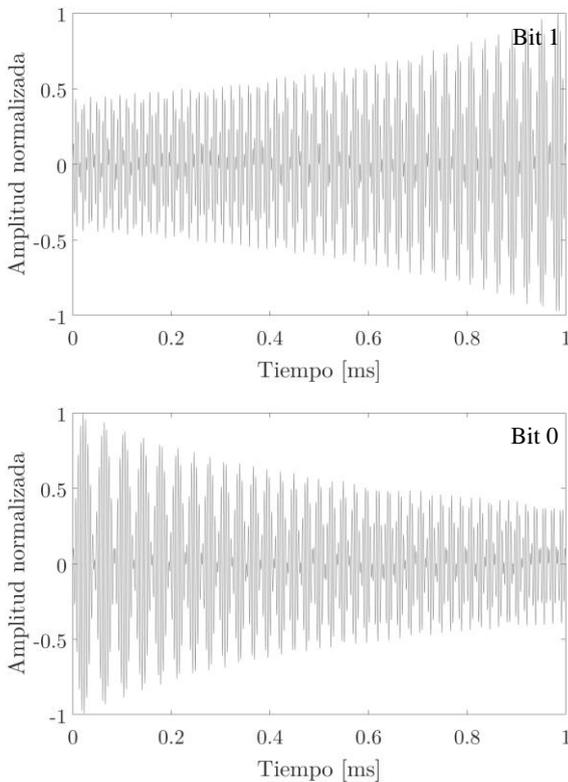


Figura 5: Señales con modulación LFM enviadas obtenidas de modular un tono de 200 kHz con la expresión (5) y los valores $f_m=11$ kHz y $\Delta f=18$ kHz. Bit 1 señal superior y bit 0 señal inferior.

Si se desea obtener paramétricamente estas señales en el medio, la e que se tiene que emplear a la señal portadora aplicando la doble integración en la ecuación (4), toma la siguiente forma:

$$p_{param} = 2(2\pi f_m t + \mu t)^2 \cos[2(2\pi f_m + 0.5\mu t^2)] + A\mu \sin[2(2\pi f_m t + 0.5\mu t^2)] \quad (5)$$

En esta expresión se observa nuevamente, que el espectro de las componentes de la envolvente es el doble que el de la señal que se desea obtener. En el primer término se puede ver que es una señal LFM donde la frecuencia diferencia central f_m y el ancho de banda frecuencial Δf es el doble de la envolvente de la señal LFM [10], esto cumple con la regla de que la amplitud de la frecuencia diferencia es proporcional al cuadrado de la frecuencia portadora.

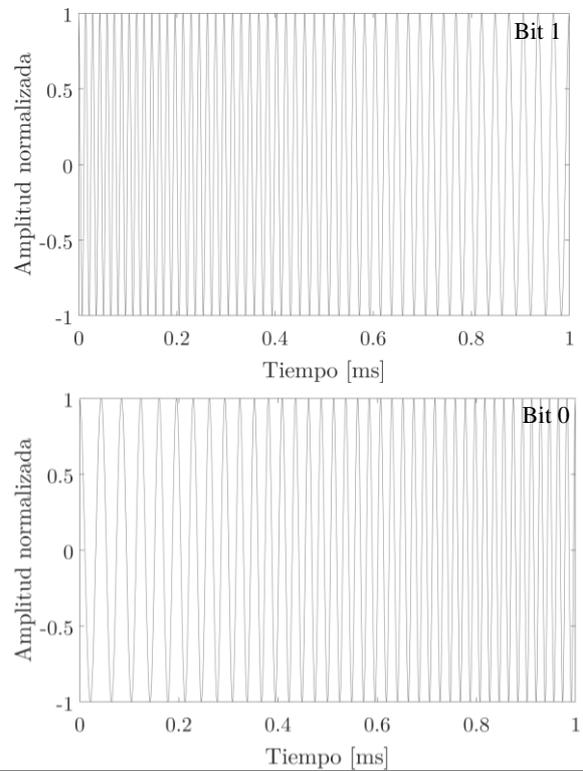


Figura 6: Señales tipo LFM que se quieren obtener paramétricamente. Bit 1 señal superior y bit 0 señal inferior.

2.3 Modulación AM

La modulación en amplitud (AM) consiste en cambiar la amplitud de la frecuencia portadora de acuerdo con la amplitud de la señal moduladora (información), de modo que la señal que se desea transmitir se usa para modular la amplitud de otra señal. Esta modulación se puede emplear en sistemas digitales cambiando la modulación para diferenciar la transmisión de un bit 1 ó 0 [11].

En este trabajo, con el fin de mejorar el comportamiento de las anteriores modulaciones, se emplea, como señal emisora, la propia modulación AM con dos moduladoras tipo sweep lineal. Un sweep ascendente en frecuencia con el tiempo, y otra que desciende de modo que cada uno de ellos dará lugar a un bit de cada tipo.

La siguiente Figura 7, muestra las señales AM enviadas. En el primer caso se trata de una modulación sweep ascendente de 2 kHz hasta los 20 kHz donde, tal como se verá, dará lugar a un sweep del doble de frecuencias, que se identificará como bit 1. A cambio, el sweep descendente, irá desde los 20 kHz hasta los 2 kHz, y de la misma forma dará lugar a un sweep del doble de frecuencias, ambos tendrán una duración de 1 ms.

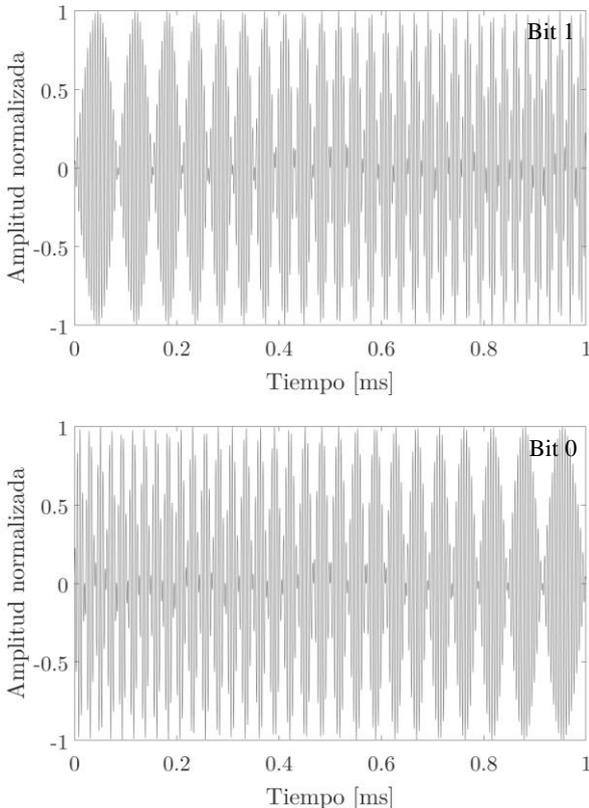


Figura 7: Señales con modulación AM enviadas. Bit 1 señal superior y bit 0 señal inferior, obtenidas de modular un tono de 200 kHz con un sweep de 4 a 40 kHz.

Así, la expresión que define la envolvente de la señal moduladora viene definida a continuación:

$$E_{AM}(t) = \sin \left[2\pi \left(\frac{|f_{m2} - f_{m1}|}{T} \cdot t + f_1 \right) t \right] \quad (6)$$

donde f_{m1} es la frecuencia inicial del sweep, f_{m2} es la frecuencia final del sweep, T es la duración total del sweep y t es el instante de tiempo, expresados en segundos.

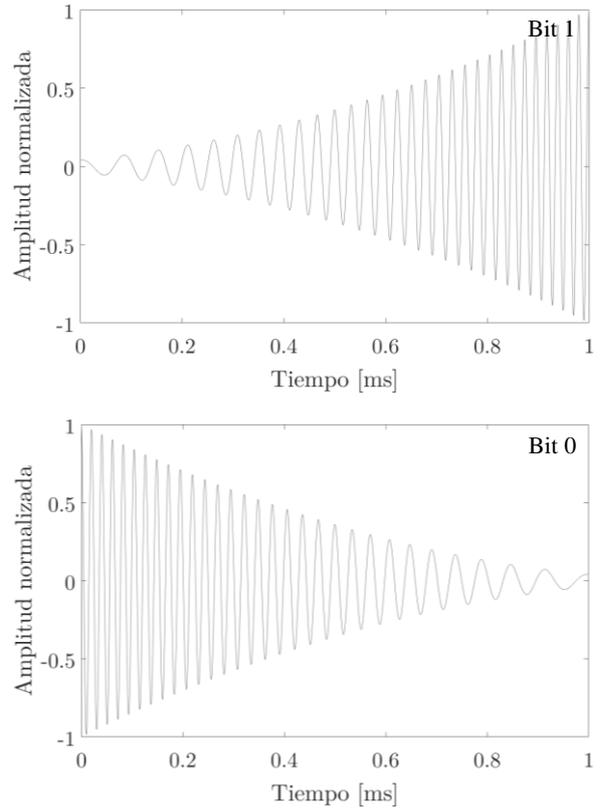


Figura 8: Señales paramétricas esperadas (envolvente) al enviar con la modulación AM con sweeps. Bit 1 señal superior y bit 0 señal inferior.

Una vez obtenida la $E(t)$ del sweep paramétrico, se calcula de forma analítica con la siguiente expresión la distribución de la presión para la generación paramétrica (baja frecuencia) cuando se parte de una emisión dada.

$$p_{param} \sim 4\pi \left\{ \frac{f_d}{T} \sin \left[4\pi t \left(\frac{f_d}{T} t + f_1 \right) \right] + \right. \\ \left. + 2\pi \left(2 \frac{f_d}{T} t + f_1 \right)^2 \sin \left[4\pi t \left(\frac{f_d}{T} t + f_1 \right) + \frac{\pi}{2} \right] \right\} \quad (7)$$

En este caso, la frecuencia diferencia viene dada por $f_d = |f_{m2} - f_{m1}|$.

En esta ecuación, se tiene que el haz secundario es la combinación de dos señales tipo seno con frecuencia variable y amplitud creciente en función de la frecuencia moduladora Δf [12].

3. DETECCIÓN DE LOS BIT

La correlación cruzada es una operación matemática que se utiliza para medir el grado de semejanza entre dos señales para poder extraer cierta información deseada. esto es, si existe cierto parecido en las formas de onda $x(t)$ y $y(t)$ [13].

Debido a que todas las medidas fueron registradas mediante un sistema de adquisición digital, las señales en estudio se trabajan en tiempo discreto, con lo que la correlación entre las dos señales $x[n]$ y $y[n]$ con un número de muestras N , se anuncia mediante la siguiente expresión:

$$r_{xy}[l] = \sum_{n=1}^N x[n] y[n+l] \quad (8)$$

Se puede suponer, que la señal digitalizada por el transductor emisor es $x[n]$ y la señal digitalizada del hidrófono es $y[n]$, donde $l = 1, 2, \dots, n$, son el número de muestras en que $y[n]$ se retrasa. Así, la función de correlación cruzada se determina para un número de valores l y la estimación del tiempo de retardo estará entre los valores de l en los que la función de correlación es máxima.

Para determinar la correcta detección de los bits, se tiene que, el pico máximo obtenido al correlar la señal recibida con la señal emitida establece el tiempo de llegada de la señal recibida. Conociendo la velocidad de propagación del sonido en el medio donde se transmite la señal, se determina la distancia que existe entre la emisión y la recepción. Para ampliar mas revisar la Ref. [14].

En este estudio, interesa la detección de los picos de correlación de la señal recibida, sin embargo, en esta señal se tendrá influencia de las reflexiones que pueden intervenir en la amplitud y detección de la señal directa, por lo que, a través del estudio de la correlación cruzada resulta más fácil y eficaz discernir la señal directa de las reflexiones, sobre todo para señales con un mayor ancho de banda (pico de correlación más estrecho).

Con todo lo anterior, se realiza un análisis por correlación de una medida experimental de un sweep paramétrico recibido tanto de forma ascendente (bit 1) como descendente (bit 0), y se correlan con la envolvente $E(t)$ (baja frecuencia paramétrica) ascendente y descendente respectivamente.

Este estudio tiene por objeto, el detectar por correlación el bit 1 y bit 0. Así, si se correla un sweep ascendente (bit 1) con la envolvente ascendente lo suyo, es que se detecte dicho evento. Por el contrario, si se correla el sweep ascendente (bit 1) con la envolvente descendente; no se deberá detectar ningún evento. Lo mismo se debe esperar para la detección del bit 0, correlando el sweep recibido descendente con la envolvente descendente. A continuación, se presenta dicho análisis donde se tiene la señal recibida para el bit 1 y para el bit 0 correlándola con la envolvente (bit 1 y bit 0).

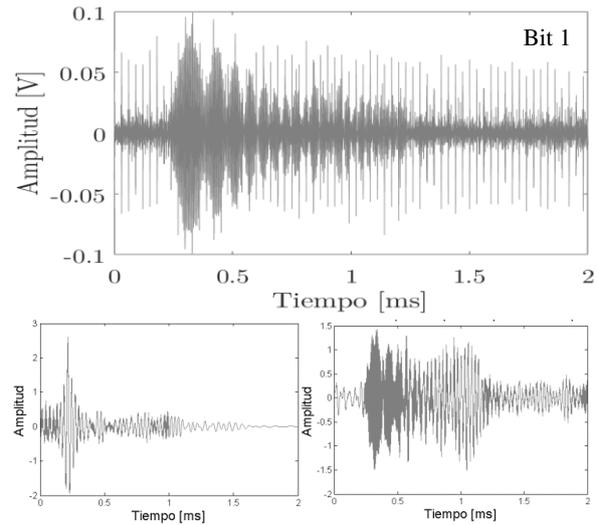


Figura 9: Señal del bit 1 recibido (superior) con el resultado de correlarlo con el bit 1 enviado (debajo izquierda) y con el bit 0 (debajo derecha).

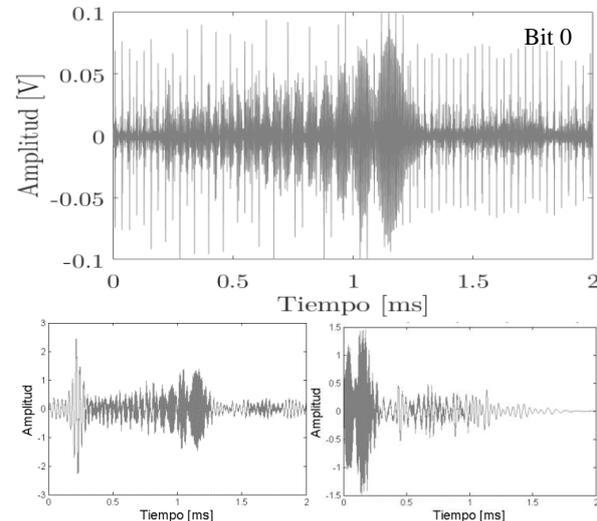


Figura 10: Señal del bit 0 recibido (superior) con el resultado de correlarlo con el bit 0 enviado (debajo izquierda) y con el bit 1 (debajo derecha).

En la Figura 9, al correlar el sweep ascendente recibido (bit 1) con la envolvente (señal paramétrica esperada) del bit 1 se aprecia un pico de correlación en el tiempo esperado de 0.2 ms para la distancia esperada entre transductores (30 cm), mientras que si se correla con la envolvente del bit 0 se observa que no existe ningún máximo de correlación. Respecto a la Figura 10, la correlación del sweep descendente recibido (bit 0) con la envolvente del bit 0 aparece un máximo de correlación esperado en 0.2 ms, a diferencia de correlarlo con el bit 1, donde no se precisa ningún pico de correlación. Con ello, se hace patente la bondad de la correlación cruzada como técnica de detección de señales digitales, partiendo de señales paramétricas tipo sweeps.

En los siguientes apartados se estudia una cadena de 16 de bits organizada como sigue [1010010110010110].

3.2 Detección de la modulación CPFSK

Para las señales CPFSK comentadas anteriormente, se presentan los análisis de detección y discriminación de cada uno de los bits obtenidos paramétricamente. Dado que las frecuencias esperadas de cada bit 1 y 0 son 40 y 30 kHz, respectivamente, antes de correlar se realiza un filtro centrado en cada una de estas frecuencias a la señal recibida. La Figura 11, muestra la señal recibida original, tanto en tiempo como en frecuencia, así como la aplicación de los filtros correspondientes.

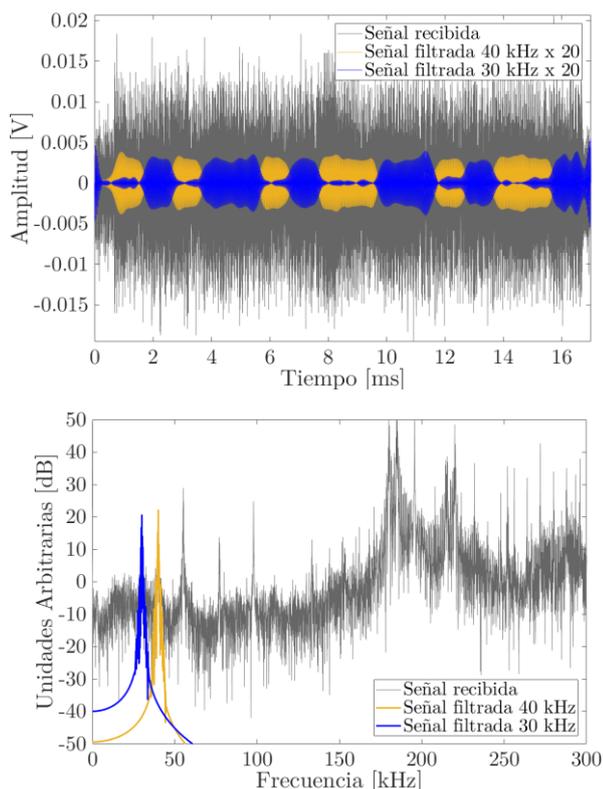


Figura 11: Señales recibidas de la cadena de bits con modulaciones CPFSK originales y filtradas en dos rango frecuenciales distintos: centrado en 40 y 30 kHz para detección de bits 1 y 0 paramétricos, respectivamente.

Cada una de estas dos señales recibidas y filtradas se correlan con cada uno de los bits esperados, obteniendo las correlaciones cruzadas que se muestran en la Figura 12.

Dado que la distancia entre emisor y receptor fue de 30 cm, el primer bit se espera ser detectado a los 0.2 ms, y cada uno de los siguiente se esperan 1 ms después. En ambas correlaciones, la línea discontinua representa la posición esperada de los bits 1 y la línea continua la de los bits 0. Se observa que se tiene una buena detección temporal de cada bit.

Adicionalmente, se observa que los picos de correlación son bastante anchos (del orden de la duración de cada bit, aproximadamente) debido a que este tipo de modulación es, en esencia, un tono puro que cambia de frecuencia. Esto, puede observarse en el espectro de la señal recibida en la Figura 11, donde aparecen dos picos en bajas frecuencias que corresponden a cada tono paramétrico. Efectivamente, las correlaciones con señales de banda estrecha se caracterizan por no ser demasiado eficientes en su detección y discriminación temporal. Con todo, la localización de cada bit se obtiene correctamente con una desviación menor a 1.5 % respecto del instante esperado.

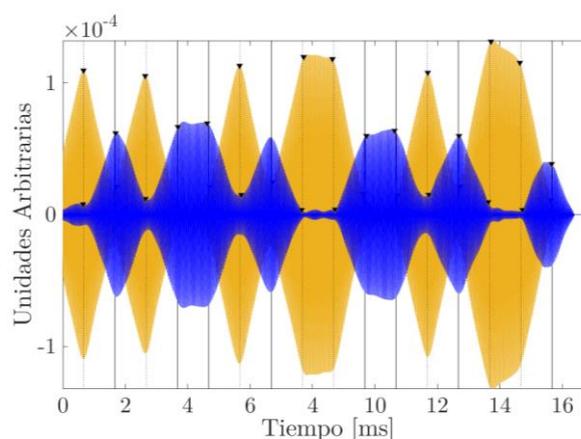


Figura 12: Correlaciones cruzadas entre la señal recibida filtrada a 40 kHz y el bit 1 esperado (detrás), y entre la señal filtrada a 30 kHz y el bit 0 esperado (encima).

Por su parte, el promedio de las amplitudes de los bits 1 y 0 detectados correctamente es de $1.15 \cdot 10^{-4}$ y $0.60 \cdot 10^{-4}$ u.a. (unidades arbitrarias), respectivamente; mientras que el promedio de las amplitudes de los falsos bits 1 y 0 es de $0.16 \cdot 10^{-4}$ y $0.09 \cdot 10^{-4}$. El cociente entre los bits correctamente detectados respecto de los falsos nos pueda dar una estimación del bit error utilizando la técnica CPFSK. En este caso se ha obtenido un valor cercano a 7 para ambos bits. Este valor nos permite establecer un umbral de detección basado en las amplitudes de la correlación después del filtrado correspondiente. No obstante, deben realizarse estudios que contemplen la variación de esta tasa de bit error a mayores distancias, con mayor ruido ambiental para establecer, correctamente, un umbral de detección de bit óptimo.

3.3 Detección de la modulación LFM

Para intentar salvar estas limitaciones del ancho de pico de correlación que introduce cierto error en la detección de bits iguales seguidos (CPFSK), así como en la estimación de la detección de cada bit individualmente, algunos autores han estudiado la modulación LFM [15] [10]. Esta modulación, dado que tiene un mayor ancho de componente espectral, va a presentar unos picos de correlación mucho más estrechos, pero, por el contrario, empeorará la capacidad de distinción entre bits de tipo 1 y 0.

En este caso, debido a que las frecuencias esperadas paramétricas de ambos bits oscilan entre 22 y 38 kHz (de forma ascendente para el bit 1 y descendente para el bit 0), antes de correlar se realiza un único filtro paso banda entre estas frecuencias. La Figura 13 muestra la señal recibida original, tanto en tiempo como en frecuencia, así como aplicando el filtro correspondiente.

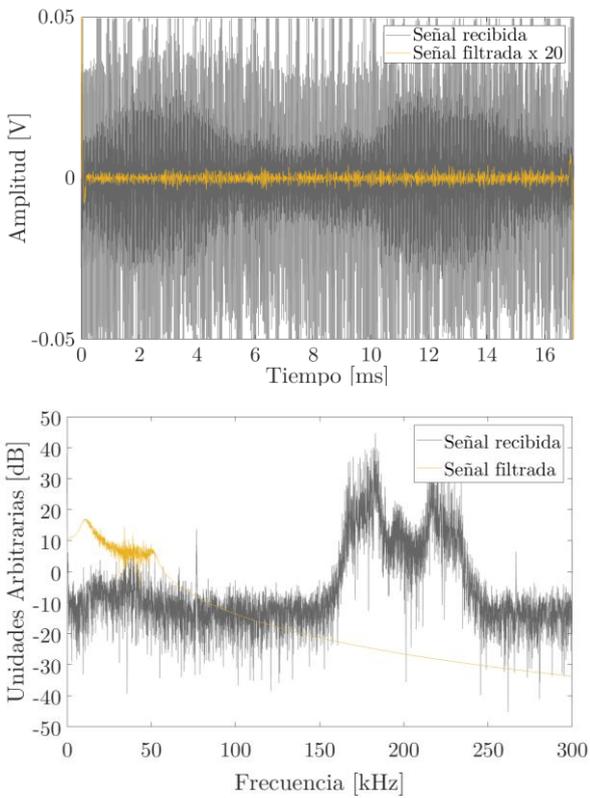


Figura 13: Señales recibidas de la cadena de bits con modulaciones LFM originales y filtradas en entre 22 y 38 kHz.

En este caso, la señal recibida y filtrada se correla con cada uno de los bits esperados, obteniendo así las correlaciones cruzadas que se muestran en la Figura 14. En este caso, se presenta cada correlación por separado para analizar mejor los resultados.

Se observa que los picos de correlación, aun siendo mucho más estrechos que los que se obtuvieron con las modulaciones CPFSK, no permiten una clara discriminación entre bits correctos y bits falsos.

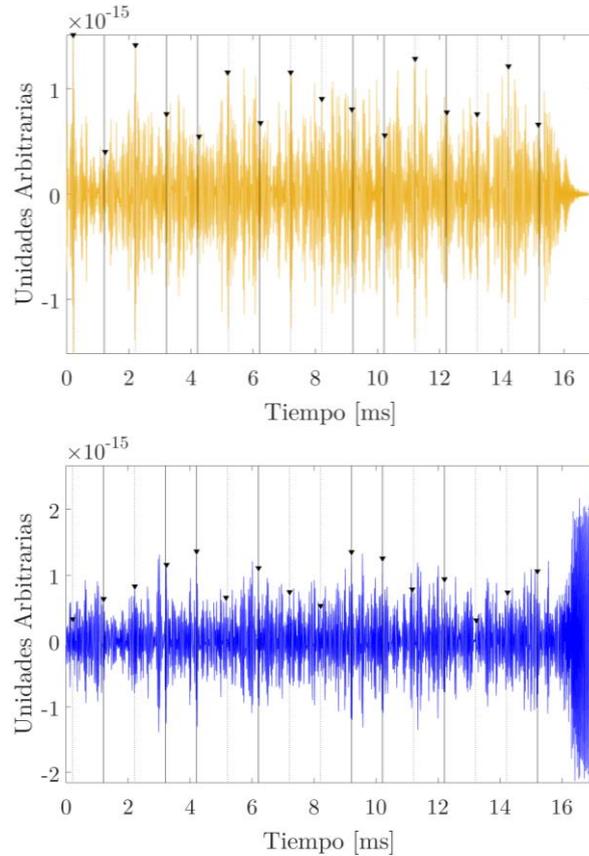


Figura 14: Correlaciones cruzadas entre la señal recibida filtrada entre 22 y 38 kHz y la señal LFM esperada paraméricamente para cada bit.

En efecto, en un estudio de las amplitudes obtenidas en los instantes esperados de cada bit, se obtiene que el promedio de las amplitudes de los bits 1 y 0 detectados en el instante correcto es de $1.17 \cdot 10^{-15}$ y $1 \cdot 10^{-4}$ u.a., respectivamente; mientras que el promedio de las amplitudes de los falsos bits 1 y 0 es de $0.64 \cdot 10^{-4}$ y $0.61 \cdot 10^{-4}$ u.a. Con ello, se obtiene una tasa de bit correctamente detectados respecto de los falsos de alrededor de los 1.80 para ambos bits. Con este valor, resulta difícil establecer un umbral fiable de detección, por lo que se concluye que la técnica LFM, a pesar de que es robusta para otro tipo de comunicaciones, no lo es tanto para emplearlas con comunicaciones acústicas paramétricas.

3.4 Detección de la modulación AM

En una búsqueda de nuevas técnicas de modulación que permitan, tanto localizar temporalmente cada uno de los bits 1 y 0, como discriminarlos entre ellos, se hace uso de la modulación AM aplicando sweeps paramétricos. Dada su robustez, estas señales están siendo utilizadas recientemente como técnicas de comunicación acústica no lineal [16] [17].

Como se estudió en el apartado 3, fue posible la detección por correlación para el bit 1 y 0 con sweeps. Por lo tanto, se analizarán estas señales aplicando la cadena de 16 bits para así determinar si la detección por correlación aún sigue siendo apropiada para este tipo de señales.

En este caso, debido a que las frecuencias esperadas paramétrica de ambos bits oscila entre 4 y 40 kHz (de forma ascendente para el bit 1 y descendente para el bit 0), antes de correlar, se realiza un único filtro paso banda entre estas frecuencias. La Figura 15, muestra la señal recibida original, tanto en tiempo como en frecuencia, así como aplicando el filtro correspondiente. Nuevamente la señal filtrada paramétrica se multiplicada por un factor de 20, para que pueda ser visualizada.

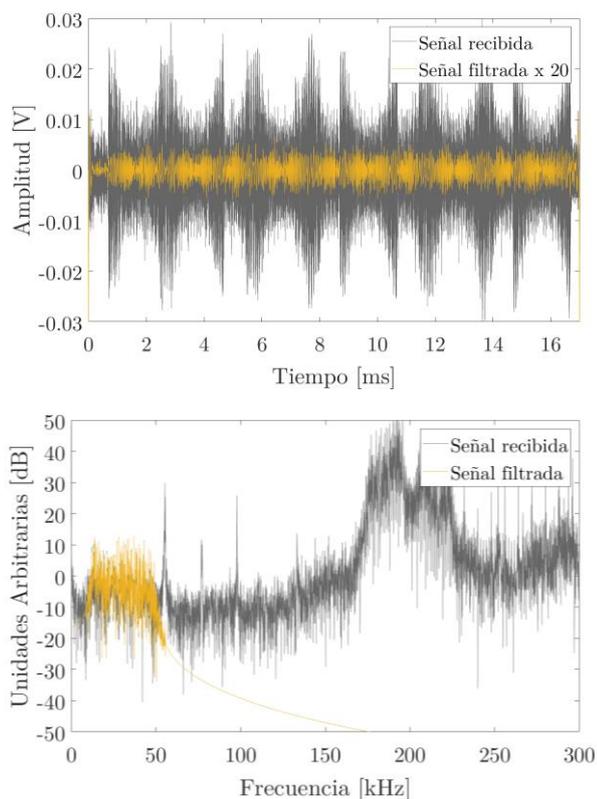


Figura 15: Señales recibidas de la cadena de bits con modulaciones AM originales y filtradas en entre 4 y 40 kHz.

De nuevo, la señal recibida y filtrada se correla con cada uno de los bits esperados, obteniendo las correlaciones cruzadas que se muestran en la Figura 16.

Por un lado, se observa que los picos de la correlación son mucho más estrechos que en el caso de las modulaciones CPFSK y, por otro lado, los bits correctos respecto de los falsos son mucho más claros de discernir que en el caso de la modulación analizada en el apartado anterior, la LFM.

De hecho, en este caso se tiene una desviación de los instantes de detección de cada bit respecto de los instantes esperados del 1 %.

Respecto a la discriminación de los bits, se tiene que el promedio de las amplitudes de los bits 1 y 0 detectados en el instante correcto es de $0.41 \cdot 10^{-5}$ y $0.40 \cdot 10^{-5}$ u.a., respectivamente; mientras que el promedio de las amplitudes de los bits falsos 1 y 0 es de $0.07 \cdot 10^{-5}$ u.a. Con esto, se obtiene una tasa de bit correctamente detectados respecto de los falsos de alrededor de los 5.8 para el bit 1 y 0.

Con todo esto, se concluye que la modulación AM con sweeps paramétricos es una alternativa adecuada para la utilización en comunicaciones acústicas submarinas no lineales ya que proporciona un máximo de correlación bastante alto de los bits verdaderos respecto de los falsos con amplitudes de pico muy estrechos debido al amplio ancho de banda frecuencial empleado.

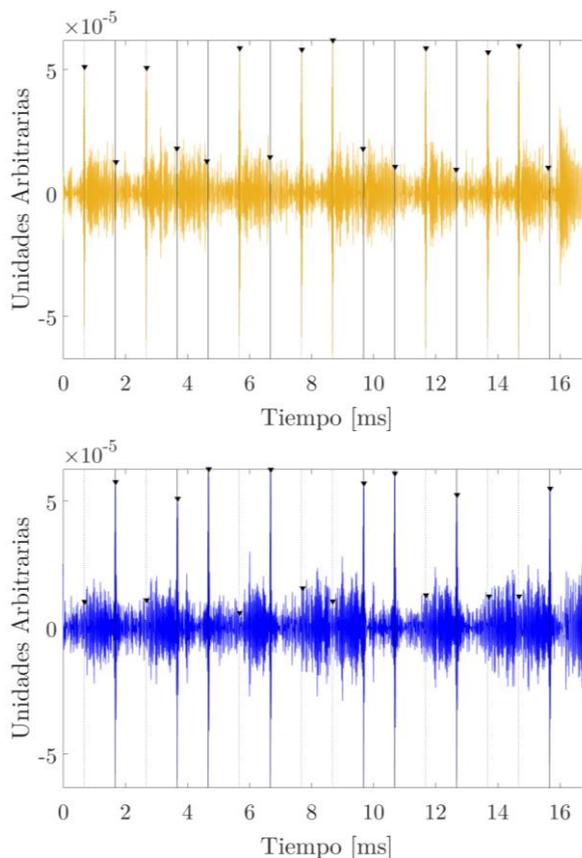


Figura 16: Correlaciones cruzadas entre la señal recibida filtrada entre 4 y 40 kHz y la señal AM esperada paraméricamente para cada bit.

4. COMPARATIVAS DE LAS TÉCNICAS DE MODULACIÓN

En todas las señales estudiadas se tiene que los picos de correlación se detectan bastante cercanos respecto de los tiempos esperados, teniendo en cuenta el tiempo de vuelo inicial donde se espera ser recibida dicha señal. Ahora bien, el comportamiento de la correlación y el ancho de los picos resultantes tiene consecuencias tanto en la detección como en la discriminación de bits.

A continuación, se comparan las diferentes señales empleadas en los análisis, en régimen no lineal, con las modulaciones CPFASK, LFM y AM utilizadas en comunicaciones acústicas submarinas:

- CPFASK: al ser señales prácticamente senos modulados se obtienen picos de correlación bastante anchos, por lo tanto, su comportamiento es idéntico al de los senos paramétricos dificultado un poco su detección.
- LFM: en algunas posiciones de detección del bit 1, las amplitudes no distan mucho de las del bit 0. Lo mismo ocurre cuando se detectan los máximos de correlación para el bit 0, donde algunas amplitudes de estos son cercanas a la de los bits 1.
- AM: el máximo de correlación se comporta de forma más estrecha, la señal se amortiza mucho más rápido, por lo tanto, se tiene una amplitud de correlación y un ancho de la misma mucho más definido.

5. CONCLUSIONES

Este trabajo, presentó un estudio general de algunas técnicas de modulación digitales aplicadas a la generación paramétrica enfocadas al ámbito de la transmisión en las comunicaciones acústicas submarinas desde un punto de vista teórico, para posteriormente realizar el análisis por el método de la correlación cruzada con señales medidas experimentalmente. En base a ello, se obtuvo la correlación para un mensaje de 16 bits (1 y 0) con las modulaciones CPFASK, LFM y AM, obteniendo así el pico máximo de correlación para cada una de las posiciones de bits. En este sentido, se compararon las 3 modulaciones estudiadas, obteniendo así una mejor detección para la modulación AM, con picos de correlación bastantes estrechos y bien definidos en cada uno de los tiempos esperados.

6. REFERENCIAS

- [1] A. Quazi y W. Konrad, "Underwater Acoustic Communications," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 20, no. 2, pp. 24–30, 1982.
- [2] R.F.W. Coates, M. Zheng, and L. Wang, "Bass 300 PARACOM: A 'Model' Underwater Parametric Communication System," *IEEE J. Ocean. Eng.*, vol. 21, no. 2, pp. 225–232, 1996.
- [3] L. Kopp, D. Cano, E. Dubois, L. Wang, B. Smith, and R.R.W. Coates, "Potential

performance of parametric communications," *IEEE J. Ocean. Eng.*, vol. 25, no. 3, pp. 282–295, 2000.

- [4] P. J. Westervelt, "Parametric Acoustic Array," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 35, no. 4, pp. 535–537, 1963.
- [5] S. Adrián-Martínez, "Design and Development of an Acoustic Calibrator for Deep-Sea Neutrino Telescopes and First Search for Secluded Dark Matter with ANTARES," Universitat Politècnica de València. EPSG. Gandía, 2015.
- [6] Moffett M. and Mellen R., "Model for parametric acoustic sources," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 61, no. 2, pp. 325–337, 1976.
- [7] H. O. Berktaay and D. J. Leahy, "Farfield performance of parametric transmitters," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 55, no. 3, pp. 539–546, 1974.
- [8] Moffett M. and Mello P., "Parametric acoustic sources of transient signals," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 66, no. 4, pp. 1182–1187, 1979.
- [9] Saldaña Coscollar M., "Acoustic System Development for Neutrino Underwater Detectors," Universitat Politècnica de València. EPSG. Gandía, 2017.
- [10] S. Li, "Pre-processing methods for parametric array to generate wideband difference frequency signals," *IEEE*, 2008.
- [11] I. Leon W. Couch, *Sistemas de comunicaciones digitales y analógicos*, Séptima ed. Nauacalpan de Juárez, Estado de México: Pearson Education, 2008.
- [12] D.D. Tortosa, "Caracterización de un transductor paramétrico para emular el patrón acústico de neutrinos de energía ultra alta como calibrador del telescopio de neutrinos," Universitat Politècnica de València. EPSG. Gandía.: Trabajo Fin de Máster, 2017.
- [13] J. G. Proakis and D. G. Manolakis, *Tratamiento Digital de Señales.*, 4a Edición., vol. 53, no. 9. España: Pearson-Prentice Hall, 2007.
- [14] S. Adrián-Martínez *et al.*, "Acoustic signal detection through the cross-correlation method in experiments with different signal to noise ratio and reverberation condition," *Ad-hoc Networks Wirel.*, vol. 8629, pp. 66–79, 2015.
- [15] L. Kopp and D. Cano, "Parametric Transmission of Wide-band Signals," *IEEE*, pp. 839–844, 1985.
- [16] M. Campo-Valera, M. Ardid, I. Felis, D. D. Tortosa, C. D. Llorens, and J. A. Martínez-Mora, "Underwater Communication Using Acoustic Parametric Arrays," in *4th International Electronic Conference on Sensors and Applications*, 2018, pp. 1–7.
- [17] M. Campo-Valera *et al.*, "Acoustic Parametric Signal Generation for Underwater Communication," *Sensors*, vol. 18, no. 7, pp. 1–11, 2018.

Ciencias de la grabación

¿DE QUÉ ESTÁ HECHO UN OBJETO SONORO?

Mariano Ferreira

EDAM / De los navíos. delosnavios@gmail.com

Fuente y medio están entrelazados en un único fenómeno.

La escucha, como captación, se sitúa en un punto en el espacio (dos en el caso de una escucha binaural) que no distingue la energía que arriba de una fuente puntual, de la que refleja un límite físico o de la agitación de toda la materia.

No hay posibilidad de separar la fuente del medio. Aún al aire libre los ecos lejanos del corno de caza arriban al oyente.

El frente sonoro define formas, límites, texturas, gradientes, a medida que recorre el espacio. Como un haz de luz, es una energía que define al mundo.

Este fenómeno es para el hombre una experiencia. La experiencia sonora es la experiencia de una actualidad acústica.



La actualidad acústica es un suministro de lo circundante, acerca, trae consigo. Su lenta velocidad de propagación (en comparación con la luz), sus longitudes de onda análogas al tamaño de las cosas con las que lidiamos, se contraponen a la rápida reacción humana para sintetizar y acopiar esa información.

En la dominación visual lo sonoro corre el riesgo de desfasarse, de ser relegado o escapar de los cánones de lo vincular. Pero nuestro cerebro no para de procesar esa información porque el corpus epistemológico fracase al crear la imagen del fenómeno.

El objeto sonoro aparece en la fuente mientras se preste a lo visual, mientras que esa percepción sea una audiovisión, al menos como racionalización. Pero como mensaje no lo es. En la transferencia de información hay mucho más; el medio elástico por el cual se transmite no es un éter continuo homogéneo: es un campo de espigas dobladas por el calor, una playa frente a un acantilado, es una cueva parcialmente inundada de agua, un dormitorio, una calle de un pueblo, una oficina o un teatro.

El objeto sonoro es un objeto de información del mundo.



Puede ser una voz, la palabra hablada o el canto. Así como la simbología y las asociaciones de la memoria, lo que se crea y lo que vuelve. Indisoluble de las emociones y de la historia una articulación sonora es una resonancia en el tiempo. Cada consonante del narrador trae la caverna consigo. Como cuando el tigre es la palabra tigre y el rugido del hombre.

Aunque la percepción del sonido y la percepción del sentido no sean la misma cosa sus transiciones son quebradizas, tienen grietas y fisuras.

El objeto sonoro es un objeto estético.

Su fuerza invisible define bordes y tramas, texturas y formas. El flujo del gusto lo atraviesa, lo jerarquiza, lo esconde o lo expone.

Silencio.



¿Qué tipo de objeto sonoro es el silencio? O ¿podría ser la ausencia de algún tipo de objeto sonoro en particular? Pero, ¿qué objeto sonoro podría dar lugar en su ausencia al silencio?

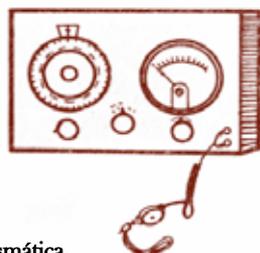
¿Será el objeto de la audiovisión? Un objeto sonoro con una forma distinguible, con sombras, anguloso o curvo, con hendiduras o picos, cóncavo, convexo ¿Eso lo escuchamos?

El silencio también es un terreno visual, de un mundo que parece no expresarse. El silencio es un cuadro, un televisor apagado, un instrumento sin ser ejecutado.

Su potencia se realiza con fuerza en la visualización. Hasta pareciera ser que en una exclusiva percepción sonora no hay lugar para el silencio.

Siempre hay algo sonando en el fondo; al cerrar los ojos es aún más claro el paisaje acústico, que grita o susurra, despacio, acercándose al umbral, pero nunca deja de sonar.

Umbral.



Por un lado los umbrales son difusos. ¿Cómo tener noción de estar acercándose? El sonido se enmascara debajo de otros, o pierde su tonicidad al entrar en la zona de la vibración.

Y del otro lado el dolor.

¿Cómo es un objeto sonoro capacitado de hacer doler? Es destructivo. Porque ese dolor es el producto de la tensión de los músculos protegiendo las células nerviosas, que si se extiende o sigue en aumento acabará con el sistema auditivo. Pero en la naturaleza ¿cuándo se llega al umbral de dolor? ¿Qué sonidos que de por sí no lleven el nombre de catástrofe tienen esos niveles?

Acusmática.

Tomemos un punto en el espacio, al sonido que arriba a ese punto, y llevémoslo a otro espacio. Nada más que el sonido ¿Qué es lo que tenemos ahora?

Una de las posibilidades es que en el espacio original haya habido una fuente sonora; pongamos como ejemplo que había un músico ejecutando una celesta. Se coloca un micrófono en el centro del salón.

En el segundo espacio, un living, contamos con un parlante. Este reproduce lo que sucede en el punto del primer espacio.

Lo primero que notamos es que hemos perdido lo visual, ya no hay en vista una persona y una celesta.

Este parlante, como nueva fuente no sólo reproduce la fuente del espacio anterior, si no que nos entrega toda la información (con sus limitaciones del sistema y añadidos) del campo sonoro en ese punto. El oyente en el segundo recinto no sólo tiene la experiencia de la escucha detrás de la cortina, si no que percibe que detrás de la cortina hay un mundo en el cual no está inmerso. Un mundo que se proyecta desde un punto y que indefectiblemente se mixtura en el nuevo. El mundo desde el punto es el que está inmerso en el segundo espacio.

El artificio acusmático se nos ha vuelto natural. No hay extrañeza. Pero si hay una evidencia de escuchas dispares. Objetos no idénticos pero corriendo el riesgo de ser indistinguibles. Y aun en la distinción el peligro del origen es más que un fantasma.



El objeto sonoro está hecho de todo esto. Se ubica como un área sobre múltiples tipos de experiencias. Es interdimensional, integrador. Pertenece a la construcción del mundo que nos da nuestro cerebro. Un mundo de percepción, de racionalización, de comprensión, de emoción.

Pertenece a la escucha, a la visión, a la audiovisión, a la inteligibilidad.

Está hecho de lo que se escucha, y de lo que no se escucha también.

Instrumentación y mediciones acústicas

ACOUSTICAL PARAMETERS MEASUREMENT IN “TEATRO COLONIAL”

CUPAIUOLO, CARLA¹ - PEPINO, LEONARDO² - SUÁREZ, ALEJANDRO³

¹Universidad Nacional de Tres de Febrero, Acoustical Measurements and Instruments, Buenos Aires, Argentina c.cupaiuolo@gmail.com

²Universidad Nacional de Tres de Febrero, Acoustical Measurements and Instruments, Buenos Aires, Argentina alejandronicolassuarez@hotmail.com

³Universidad Nacional de Tres de Febrero, Acoustical Measurements and Instruments, Buenos Aires, Argentina l-pepino@hotmail.com

Resumen – *Se realizó un análisis de la acústica del Teatro Colonial (Ciudad Autónoma de Buenos Aires, Argentina). Parámetros acústicos objetivos y subjetivos fueron medidos en la zona de audiencia. Una aplicación para procesar la información fue desarrollada y validada, la cual es capaz de realizar cálculos de parámetros y mapeos para una mejor visualización. Los principales resultados mostraron un bajo grado de reverberación y una alta inteligibilidad y claridad junto con otras características que permitieron concluir que el espacio está preparado para obras de drama y habladas. Tratamientos acústicos y electroacústicos fueron propuestos para mejorar las condiciones de escucha.*

Abstract - *An analysis of the acoustics of the theatre Teatro Colonial (Ciudad Autónoma de Buenos Aires, Argentina) was performed. Objective and subjective acoustical parameters were measured in the audience area. A software for data processing was developed and validated. It was able to carry out mappings, which allowed for a better visualization of the acoustical parameters. The main results showed a low degree of reverberation and high intelligibility and clarity, along with other characteristics upon which it was concluded that it is best suited for drama or spoken-word performances. Acoustical and electroacoustical treatments were suggested in order to improve the listening conditions.*

1. INTRODUCTION

This work aims to characterize the acoustics of the theatre *Teatro Colonial* (Ciudad Autónoma de Buenos Aires, Argentina). In order to achieve this goal, impulse responses and anechoic sound sources measurements were made in the audience area, the gathered information was processed, and objective acoustical parameters and others related with subjective perception were calculated and analyzed. A software was developed for the data processing and the calculation of the acoustical parameters.

In section 2 the theory about acoustical parameters is reviewed. Section 3 contains the history of the theatre and its acoustic-architectural features. Section 4 has a description of the methodology of measurements and signal-processing. Results and discussions are treated in section 5, to finally reach conclusions in section 6.

2. THEORETICAL FRAMEWORK

2.1 Reverberation Time

It is the time it takes for the sound level to decrease 60 dB from its initial level, once the sound source stops. It's frequently stated as a single value; however, being frequency dependent, it can be more precisely described in terms of frequency bands. Wallace Clement Sabine, considered the father of architectural acoustics, developed a formula to calculate the Reverberation Time:

$$RT = \frac{0.161 V}{S \bar{\alpha}} \quad (1)$$

V = Volume of the room.

S = Total surface area of the room.

$\bar{\alpha}$ = Average absorption coefficient of room surfaces.

In practice it is difficult to measure a 60 dB decay because of the background noise, therefore, the time taken for the reflections to decay by 20 dB or 30 dB is measured. These readings can then be extrapolated to a decay time of 60 dB. Thus, the reverberation time T20 is calculated as 3 times the time to decay by 20 dB and T30 is calculated as 2 times the time to decay by 30 dB.

2.2 Early Decay Time (EDT)

It is the exact amount of time it takes for a sound to decay 10 dB after it is cut off, multiplied by a factor of 6. This allows a direct comparison between EDT and RT. According to Beranek’s studies, EDT indicates acoustic quality better than RT does [1].

2.3 Direct-to-Reverberant Ratio

The sound field in a large space can be highly complex. Statistically, it can be divided into two basic components: the direct field and the reverberant field. The critical distance is the distance from a source at which the direct sound is exactly the same Lp as the reverberant field. Critical distance is important in a number of concepts including intelligibility. Figure 1 shows the direct-to reverberant sound ratio (dB).

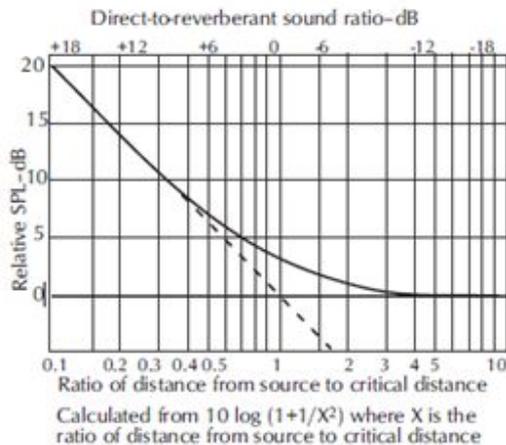


Figure 1. Critical Distance. JBL Professional [2]

Direct to reverberant measurements or more accurately direct and early reflected sound energy-to-late reflected and reverberant energy ratios have been used as predictors of potential intelligibility in architectural and auditorium acoustic for many years. A number of split times have been employed as delineators for the direct or direct and early reflected sounds and the late energy. The most common measure is C50 (equation 2), which takes as its ratio the total energy occurring within the first 50 ms to the total

sound energy of the impulse response. Other measures include C35, whereby the split time is taken as 35 ms and also sometimes C7 where this early split time effectively produces an almost pure D/R ratio. A well-defined scale has not been developed, but it is generally recommended that for good intelligibility (in an auditorium or similar relatively large acoustic space) a positive value of C50 is essential and that a value of around +4 dB C50 should be aimed for. This is equivalent to about 5%Alcons.

$$C_{50} = 10 \log \left[\frac{\int_0^{50 \text{ ms}} p^2(t) dt}{\int_{50 \text{ ms}}^{\infty} p^2(t) dt} \right] \quad [3] \quad (2)$$

C80 is calculated as C50, but for $t_c = 80$ ms as integration limit instead of 50 ms.

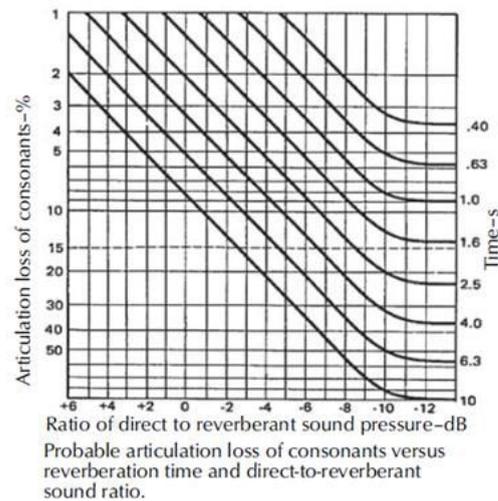


Figure 2. Effect of direct-to-reverberant ratio as a function of RT60 on %Alcons. [2]

2.4 Speech Transmission Index

The definition of speech transmission index according to IEC 60268-16 [4] is: metric ranging between 0 and 1 representing the transmission quality of speech with respect to intelligibility by a speech transmission channel. It’s an objective measure based on the weighted contribution of a number of frequency bands belonging to the frequency range of the speech signals in which the contributions are determined with the corresponding signal-to-noise ratio. By correctly selecting the nature of the test signal, this signal-to-noise ratio can include and allow access to distortions in the time domain, and non-linearities, as well as background noise, etc.

It is possible that distortion in the time domain (reverberation, echoes and automatic gain control) degrades the modulated speech signal and reduces

intelligibility. This is taken into account in the STI procedure when determining the modulation transfer function for the range of relevant frequencies that are present in the envelope of natural speech signals. The relevant frequency range for these modulation frequencies extends from 0.63 Hz to 12.5 Hz in 14 thirds of octaves. So the modulation transfer index, m , for each octave band (125 Hz - 8 kHz) and each modulation frequency (0.63 - 12.5 Hz) is determined separately. A noise signal with the required frequency spectrum is amplitude modulated by a signal $\sqrt{1 + \cos(2\pi f_m t)}$ which results in a sinusoidal intensity modulation $I(1 + \cos(2\pi f_m t))$. This modulation function can be obtained digitally and can be generated by computer. At the receiving side, octave-band filtering and (intensity) envelope detection is applied. From the resulting envelope function a Fourier analysis determines the modulation index reduction, due to the reduction of by the transmission channel.

The STI calculation takes into account the masking effect. As the masking effect by only one lower frequency band is considered, the intensity of the masking signal becomes:

$$I_{am,k} = I_{k-1} amf \tag{3}$$

$I_{am,k}$ represents the intensity level of the auditory masking signal for octave band k , I_{k-1} represents the signal intensity of octave band $(k-1)$, and amf is the intensity attenuation of masking signal upon adjacent next higher octave band. It is shown in table 1.

Octave level dB	Auditory masking factor
46-55	0.000100
56-65	0.000316
66-75	0.003162
76-85	0.010000
86-95	0.031622
>95	0.100000

Table 1. Auditory masking factors.

The corrected modulation index is calculated by equation 4.

$$m'_{k,f} = m_{k,f} \frac{I_k}{I_k + I_{am,k} + I_{rs,k}} \tag{4}$$

$I_{rs,k}$ is the absolute reception threshold.

The effective signal-to-noise ratio for octave band k and modulation frequency f then becomes:

$$SNR_{k,f} = 10 \log \frac{m'_{k,f}}{1 - m_{k,f}} \tag{5}$$

Then the effective signal-to-noise ratio is converted to transmission index ($TI_{k,f}$), specific for octave band (k) and modulation frequency (f) by the equation 6. The shift equals to 15 dB and the range equals to 30 dB.

$$TI_{k,f} = \frac{SNR_{k,f} + shift}{range}, 0 < TI_{k,f} < 1 \tag{6}$$

Modulation transfer index is calculated by equation 7.

$$MTI_k = \frac{1}{14} \sum_{f=1}^{14} TI_{k,f} \tag{7}$$

Finally, according to the standard IEC 60268 [4] the STI_r is obtained by a weighted summation of the modulation transfer indices for all seven octave bands and the corresponding redundancy correction (equation 8).

$$STI_r = \alpha_1 MTI_1 - \beta_1 \sqrt{MTI_1 MTI_2} + \alpha_2 MTI_2 - \beta_2 \sqrt{MTI_2 MTI_3} + \dots + \alpha_7 MTI_7 \tag{8}$$

Where

$$\sum_{k=1}^7 \alpha_k - \sum_{k=1}^6 \beta_k = 1$$

The factor α_k represents the octave-weighting factor and β_k the so-called redundancy correction factor, which is related to contribution of adjacent frequency bands. In table 2, α and β values are shown for male and female speech.

Octave band (Hz)	Male		Female	
	α	β	α	β
125	0.085	0.085	-	-
250	0.127	0.078	0.117	0.099
500	0.23	0.065	0.223	0.066

1000	0.233	0.011	0.216	0.062
2000	0.309	0.047	0.328	0.025
4000	0.224	0.095	0.25	0.076
8000	0.173	-	0.194	-

Table 2. Octave-Weighting and redundancy correction factors.

A flow diagram of the calculation procedure of the STI is given in figure 3.

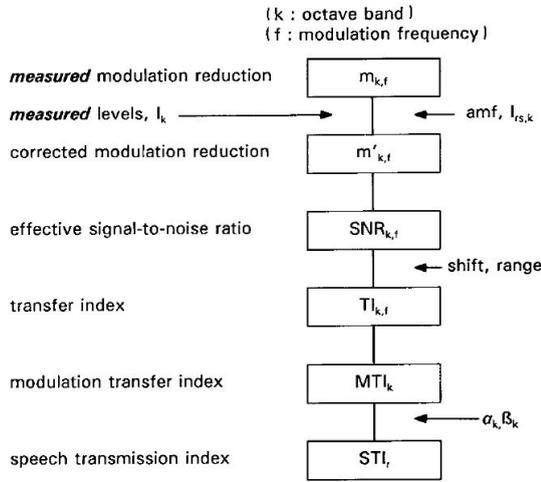


Figure 3. STI Signal Flow.

Barnett [5] proposes in his investigation a reference scale for STI:



Figure 4. Reference STI Scale.

2.5 Percentage Articulation Loss of Consonants (%ALCONS)

Experiments done by Peutz, which were made in different rooms, concluded that intelligibility shows a decrease with increased distances from the source, up until a critical distance D_c is reached, beyond which the intelligibility is constant. This critical distance can be obtained by the following equation:

$$D_c = 0.2 \sqrt{\frac{QV}{RT}} \quad (9)$$

Where Q is the source directivity factor, V is the room's volume and RT its Reverberation Time. Peutz inferred that intelligibility is only dependent on the reverberation time of the enclosure. He also

found that articulation losses due to loss of vowels are not significant when compared to articulation losses due to loss of consonants. This led to the development of Alcons [6], an acoustic parameter which relates the articulation loss of consonants to distance and reverberation time, at relatively small distances. It can be obtained through the following formula:

$$Al_{cons} = \left(\frac{200 D^2 RT^2}{QV} + a \right) \% \quad (10)$$

Where D is the source-listener distance, in meters (considering that $D < D_c$), and a is the zero correction, which ranges from 1.5 and 12.5 % for different listeners of a given listener group. Beyond the critical distance, the articulation loss is defined as:

$$Al_{cons} = (9 RT + a) \% \quad (11)$$

Since the information is transmitted by the direct sound, this parameter can also be defined in terms of a combination of direct and reverberant sound energies. By applying information theory, the following equation was developed:

$$Al_{cons} = 0.09 RT \left(\frac{I_R}{I_R + 10 I_D} \right) \quad (12)$$

Where I_R and I_D refer to the amount of reverberant and direct information transmitted, respectively.

Finally, Al_{cons} can also be obtained from a room's measured impulse response [7]:

$$Al_{cons} = 0.652 RT \left[\frac{\int_{35\text{ms}}^{\infty} h^2(t) dt}{\int_0^{35\text{ms}} h^2(t) dt} \right] \quad (13)$$

Since Al_{cons} expresses loss of consonant definition, lower values are associated with greater intelligibility. Zero $\%Al_{cons}$ indicates perfect intelligibility. It is generally assumed that the maximum allowable value for typical applications is 10 %, assuming that the environment is relatively free of masking noise. For learning environments and voice warning systems, the desired value is 5% or less.

Although Alcons as a parameter can be measured, it is also possible to estimate it from STI values. Figure 5 shows experimental Alcons values in relation to STI values.

It can be seen that the relation between both parameters has a linear regression with relatively

little dispersion. Thus, the following equation can be established to approximate Alcons:

$$Al_{cons} = 10^{\frac{1-STI}{0.46}} \quad (14)$$

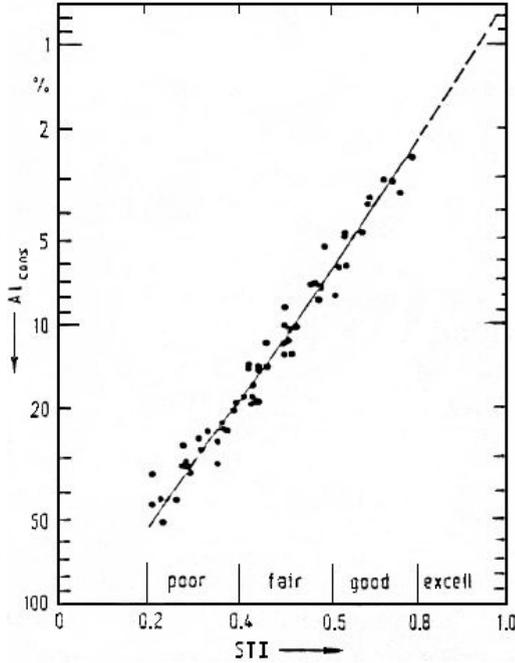


Figure 5. STI and Alcons values.

2.6 Lateral Fraction

The possible importance of early lateral reflections was proposed in 1967 by Marshall [8]. The effect of early lateral reflections was termed ‘spatial impression’, whereas Marshall had referred to ‘spatial responsiveness’. Early lateral energy fraction emerged as a measure of spatial impression [9].

Bradley and Soloudre in 1995 suggested that early reflections are predominantly responsible for creating a sense of source broadening [and apparent source width (ASW)], whereas a sense of envelopment is almost solely produced by later lateral reflections [10][11].

In 2001, Barron [12] measured the late lateral energy fraction and the late lateral energy level (GLL or LG80) in 17 halls. In his paper, he gives the expressions for the early lateral energy fraction (LF) and late lateral energy fraction (LLF):

$$LF = \frac{\int_{0.005}^{0.08} p_F^2(t) dt}{\int_{0.005}^{0.08} p_O^2(t) dt} \quad (15)$$

$$LLF = \frac{\int_{0.005}^{\infty} p_F^2(t) dt}{\int_{0.005}^{\infty} p_O^2(t) dt} \quad (16)$$

$p_F(t)$ is the impulse response measured at the listener position with a figure-of-eight microphone with the null pointing at the source, and $p_O(t)$ is the pressure measured with the omni-directional microphone.

2.7 Strength factor (G)

The strength factor G is defined as the difference between the sound pressure level measured at one point inside the enclosure given an omnidirectional sound source located on the stage and the sound pressure level measured at a distance of 10 meters of the same sound source functioning at the same power level, located inside an anechoic chamber [13]. Mathematically, it can be expressed as follows:

$$G = 10 \log \left(\frac{\int_0^{\infty} p^2 dt}{\int_0^{\infty} p_A^2 dt} \right) \quad (17)$$

It can be calculated for different frequency bands, thus obtaining G_{low} (125 and 250 Hz) and G_{mid} (500 and 1000 Hz).

Theoretical calculations yield the following equation for estimating the sound level corresponding to the reflected energy:

$$L_{refl} = 10 \log \left(\frac{31200T}{V} \right) - \frac{0.174r}{T} [dB] \quad (18)$$

Where T is the reverberation time in seconds, V the volume in m^3 , and r the distance from the sound source.

Measurements performed at a concert hall with an average RT of 2 s showed results as seen in figure 6.

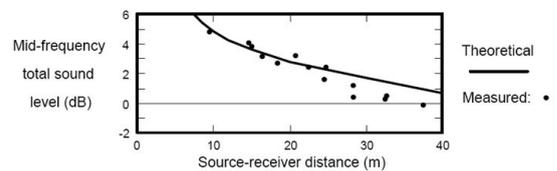


Figure 6: Theoretical and measured results regarding total sound level.

It was therefore concluded that for a concert hall with an average RT of 2 s, at listener positions located far from the sound source the attenuation is approximately of 0.087 dB/m. Inversely, the perceived loudness apparently increases with distance, possibly due to the fact that listeners relate their judgement of loudness to how far they judge themselves to be distant from the stage, this being an example of acoustic judgement being influenced by a visual cue [14]. Thus, it is considered a reasonable assumption that listeners judge the loudness as roughly constant throughout a hall,

with the possible exception of positions close to the stage.

Given a concert hall with 30000 m^3 of volume, an average capacity of 3000 people, a maximum listener distance of 40 meters, and an average RT of 2 s, then the minimum G value obtained is 0 dB. Therefore, this criterion assigns 0 dB to the minimum sound strength value to be measured within a hall, and it can be calculated as:

$$G = 10 \log \left(\frac{100}{r^2} + 2.08e^{-0.02r} \right) \quad (19)$$

2.8 Interaural Cross Correlation (IACC)

A way of characterising the laterality of reflected sounds is based upon the fact that sound impinging on a listener's head from its vertical symmetry plane will produce equal sound pressures at both his ears, whereas a sound wave from outside the symmetry plane will produce different ear signals. The similarity or dissimilarity of two signals is measured by their cross-correlation function or by the correlation coefficient (equation 20). The maximum of its absolute value within the range $|\tau| < 1$ ms is called the 'interaural cross-correlation' (equation 21). This quantity is negatively correlated with the spatial impression, and high values of the IACC mark a low degree of spaciousness and vice versa. [15]

The ISO 3382 [3] standard establishes how to measure and calculate this parameter:

$$IACF_{t_1, t_2} = \frac{\int_{t_1}^{t_2} p_l(t)p_r(t+\tau)dt}{\sqrt{\int_{t_1}^{t_2} p_l^2(t)dt \int_{t_1}^{t_2} p_r^2(t)dt}} \quad (20)$$

$$IACC = \max |IACF_{t_1, t_2}|, |\tau| < 1 \text{ ms} \quad (21)$$

$p_l(t)$ is the impulse response at the entrance of the left ear canal, $p_r(t)$ is the impulse response at the entrance of the right ear canal.

Different options have been suggested in order to choose the time limits t_1 and t_2 and frequency filtering of signals. The most general form of IACC is defined with $t_1 = 0$ and $t_2 = \infty$ (in room acoustics, a time of the order of reverberation time), and with a wide frequency band. As in monaural measurements, IACC can be measured usually in the octave bands from 125 Hz to 4000 Hz. It can be measured to describe the disparity in the arrival of the signal to both ears by the first reflections ($t_1 = 0$, and $t_2 = 80$ ms), or by the reverberant sound ($t_1 = 80$ ms and $t_2 =$ a time greater than the reverberation time).

However, the use of IACC and its subjective relevance is still subject to discussion and research,

though subjective tests have shown that listeners prefer low values of IACC [16]. Beranek [1] ranks IACC values in categories: values between 0.28 and 0.38 rank from excellent to superior', 0.39-0.54 as 'good to excellent', and 0.55-0.59 as 'fair to good'.

2.9 Autocorrelation Function (ACF)

Autocorrelation, also known as serial correlation, is the correlation of a signal with a delayed copy of itself as a function of delay. Informally, it represents the similarity between observations as a function of the time lag between them. Mathematically, it can be written as follows:

$$\Phi_p(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T p'(t)p'(t+\tau)dt \quad (22)$$

The analysis of autocorrelation is a mathematical tool for finding repeating patterns, such as the presence of a periodic signal obscured by noise, or identifying the missing fundamental frequency in a signal implied by its harmonic frequencies. The normalized autocorrelation function can be obtained by calculating:

$$\phi_p(\tau) = \frac{\Phi_p(\tau)}{\Phi_p(0)} \quad (23)$$

Assuming that the maximum value of the ACF corresponds to $\tau = 0$.

The effective duration of the ACF is defined by the time τ_e by which the ACF envelope decays -10 dB in regards to its maximum value [16]. This τ_e value can be thought of as an indicative of the intrinsic reverberation of the signal being analyzed.

2.10 Echo Speech and Echo Music

The fact that an echo that appears after the direct sound is annoying or not depends fundamentally on the time that the auditory system requires to mask such signals. Dietsch and Kraak proposed an objective echo criterion for evaluating disturbances in music and speech performances [17]. Criteria is based on Kurer center time, defined as follows [18]:

$$t_s = \frac{\int_0^{\infty} t|p(t)|^2 dt}{\int_0^{\infty} |p(t)|^2 dt} \quad (24)$$

$$EK(\tau) = \frac{\Delta t_s(\tau)}{\Delta \tau} \quad (25)$$

Higher t_s at a certain position implies higher spatial impression. Dietsch and Kraak take the center time buildup function which is shown in equation 26, and calculate the difference quotient

(equation 25). A critical echo is obtained from its maximum, as shown in figure 7 which is then compared to a certain threshold.

$$t_s(\tau) = \frac{\int_0^\tau t |p(t)|^2 dt}{\int_0^\tau |p(t)|^2 dt} \quad (26)$$

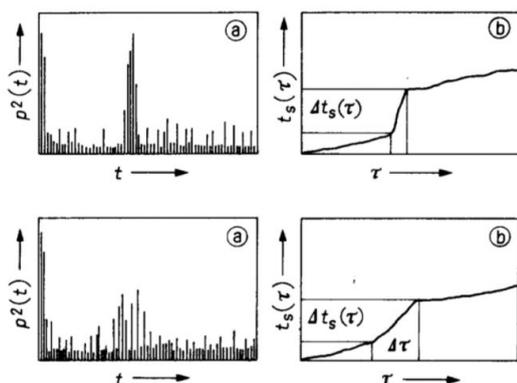


Figure 7: Effect of a strong reflection (above image) and a group of weaker reflections (below image) in the buildup function of the center time, where a) is the squared room impulse response and b) is the buildup function of the center time defined in equation 26.

Source: Dietsch, L. and Kraak, W., *Ein objektives Kriterium zur Erfassung von Echostörungen bei Musik- und Sprachdarbietungen*.

Values of n and $\Delta\tau$ were obtained from subjective tests: $n = 1$, $\Delta\tau = 14$ ms for music and $n = 2/3$, $\Delta\tau = 9$ ms for speech. Criterion depends on the music motif of interest. Fast motives require lower limit values, because echoes tend to bother earlier than in slow motives. So, for speech, an echo criterion of ten percent is $EK = 0.9$ and the fifty percent equation equals 1. For music, threshold is higher, so the echo criterion states that EK should not exceed 1.5 for a ten percent criterion, and 1.8 for a fifty percent criterion [17].

2.11 Listener Envelopment (LEV)

The sound arriving at a listener's ears following a note played on the performing stage is comprised of three parts: direct sound, early reflections, and reverberant sound [1]. Listener Envelopment is the degree to which the reverberant sound seems to surround the listener; to come from all directions. In the best halls, sound waves are free to travel around the overhead spaces, front sides and rear of the upper side walls giving the listener the feeling of being immersed in the sound.

Bradley and Soulodre in 1995 [10], [11] have proposed the parameter listener envelopment or LEV for the spatial effect of the later reverberant sound. Spatial impression includes this spatial effect, and also the apparent source width (ASW).

They also proposed the late lateral level (LG) as a suitable measure of LEV:

$$LG_{80}^\infty = 10 \log \left[\frac{\int_{0.08}^\infty p^2(t) \cos^2\theta dt}{\int_0^\infty p_A^2(t) dt} \right] dB \quad (27)$$

This measure is based on the ratio between energy measured with a figure-of-eight microphone with its null pointing at the source, and the energy measured with an omni-directional microphone, though in this case the denominator effectively measures the source level [13].

2.12 Impulse response filtering and time-window

Subjective studies of the acoustic characteristics of auditoriums showed that some magnitudes, that can be obtained from the measured impulse responses, are correlated with particular subjective aspects of the acoustic character of an auditorium. The parameters that can be obtained from the impulse responses are: G , EDT, RT, C_{50} , C_{80} and LF.

Impulse responses should be filtered in octave bands. The filters produce signal delays that can be significant in the lower octave bands, of which bandwidths are smaller. That is why the beginning of the filtered impulse is delayed respect to the unfiltered signal, and also continues after the unfiltered signal has ended. This carries a problem with some parameters like C_{80} or LF where small parts of time intervals of the signal are filtered in octave bands.

The best approach that avoids the delay is to apply a time-window to the impulse response before any filtering. The beginning of the impulse response should be determined from the broadband impulse response, where the signal increases significantly above the background noise for the first time, but it is still 20 dB below the maximum. The initial and final components of the impulse response are filtered separately, and the integration intervals are increased to include the delayed energy because of the filters.

A good approximation for the use of a time-window before filtering can be obtained using a window correction. If the impulse response signals are first filtered by octave bands, the beginning of the integrations for the equations should be determined as the point where the filtered signal increases significantly above the background noise, but still is 20 dB below the maximum. The initial interval should begin from this starting point and continue during t_c seconds plus half of the filter delay. The final time interval should begin from t_c seconds plus half of the filter delay after the starting point.

Due to the possibility of significant attenuation of the direct and initial sound arrival at low frequencies, to determine the low frequency impulse response beginning might not be feasible. It is necessary to determine the beginning time from the broadband signal or from high frequency bands of the impulse response and from the measured filters delay [3].

3. THE THEATRE: TEATRO COLONIAL

The history of the theatre, located in the center of Buenos Aires, Argentina, dates back to the beginning of the 18th century. The lot belonged to Don Vicente de Azcuénaga, a merchant and politician that emigrated from Spain to Río de la Plata. Then, the Customs worked there.

The Colonial Theater of Buenos Aires was founded on June 3, 1946. The same building also houses the National Confederation of Beneficences, and the House of Provinces and Territories.

The theatre has 132 seats. They are upholstered in fabric (figure 8). The audience zone has a painted wooden floor. The side walls are made of painted wood, and they have painted concrete columns.



Figure 8. *Seats, side and back walls.*

Figure 8 also shows the back wall, that is made from carpeted wood. Between the audience and the stage there is ceramic floor.

The stage is made of painted wood. There are curtains, as figure 9 shows, and also two suspended curtains to cover the stage lights. In the ceiling there is a cavity where another set of lights is placed. The stage walls are made of painted concrete.



Figure 9. *The stage.*

The theatre floor, including the stage, is 17.8 m long and 8.8 m wide.

Below, the views of the 3D modeling of the theatre are shown. Some dimensions are taken into account (figures 10, 11 and 12).

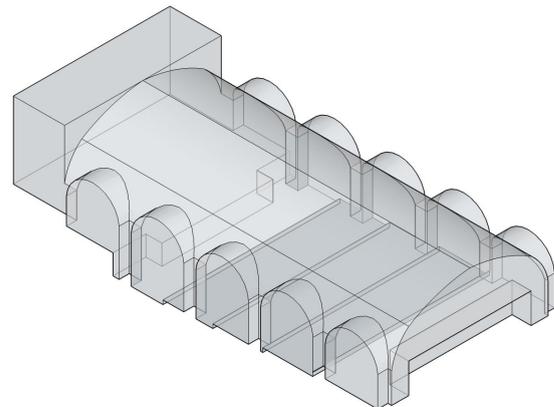
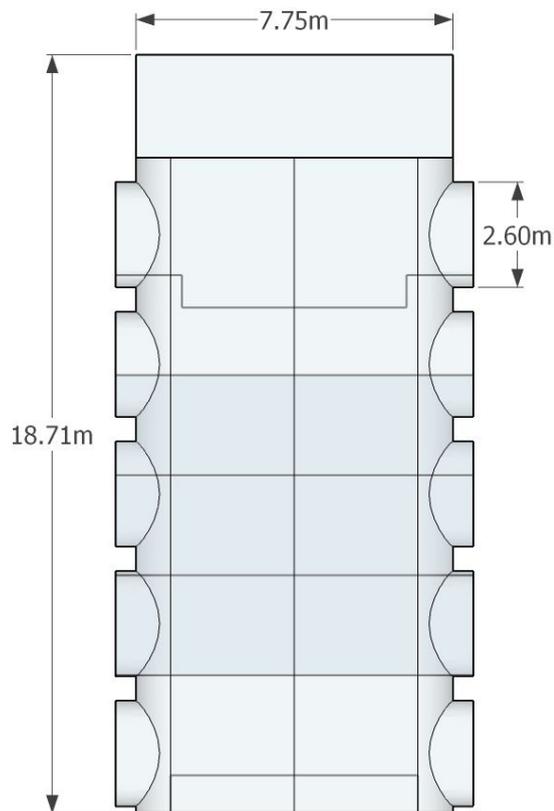
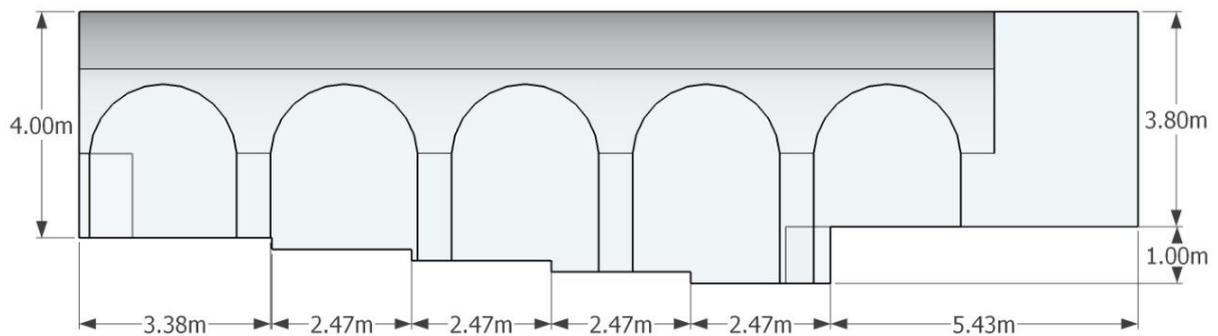


Figure 10. *Perspective view.*

Figure 11. *Top view.*Figure 12. *Lateral view.*

4. METHODOLOGY

For the measurements, both playback and recording stations were set up. For the playback station, the following equipment was used:

- Yamaha MSR250 two-way powered speaker.
- Omnidirectional sound source OUTLINE Globe Source Radiator (GSR).
- M-audio Fast Track USB audio interface.
- Laptop PC.

Both the speaker as well as the GSR were located on stage and used as sound sources. Two positions were used for each source, one near the centre of the stage and one towards the left front corner of the stage, as shown in figure 13. These configurations will be referred to as position 1 for

the GSR located centre of stage, and position 2 for the GSR located near the left front side of the stage (with the Yamaha occupying the other position in each case).

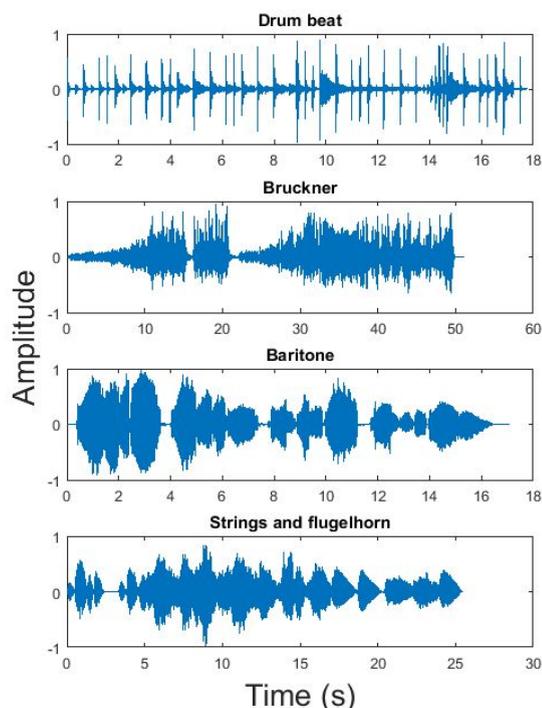


Figure 13. *Source positions.*

The programs played through the sources aimed to cover a wide array of stimuli, and as such they ranged from test signals to musical passages. They are listed as follows:

- A 90 seconds long sinusoidal sweep, from 25 to 15000 Hz. An inverse filter to this sweep is also generated, although it is not reproduced.
- 30 seconds of white noise.
- An anechoic recording of a drum set playing a basic beat (Anechoic 1).
- A short passage from a Bruckner symphony (Anechoic 2).
- An anechoic recording of a baritone singer (Anechoic 3).
- A musical recording of a string trio and a flugelhorn (Anechoic 4).

All of these stimuli were monophonic sound files sampled at 48000 Hz. The sinusoidal sweep and the white noise were played through the GSR, while the rest of the audios were reproduced through the Yamaha speaker. Figure 14 shows the waveforms of each musical excerpt.

Figure 14. *Audio waveforms.*

All of these audio files were played and recorded in succession. The recording setup used the following equipment:

- 16 Earthworks M50 measurement microphones.
- A pair of DPA 4060 miniature omnidirectional microphones.

- RME Fireface UFX+ USB audio interface.
- Zoom H4n Handy Recorder.
- Soundfield SPS 200 Software Controlled Microphone.
- Svantek SV 30A Class 1 Acoustic Calibrator

Three types of recordings were made. The Earthworks microphones were used to obtain monaural recordings at 48 different positions throughout the audience area. The monaural audios were recorded through the RME audio interface.

Binaural recordings were obtained with the miniature DPA pair. The microphones were attached as close as possible to each of the ear canals of a volunteer (onwards described as 'human dummy head'), in order to simulate the audio a person would listen to. The microphones' outputs were connected to the Zoom Handy Recorder, thus creating a portable recording system (also known as Autonomous Listening Ears, or ALE).

Figure 15 shows the human dummy head being fitted with the microphones.

Figure 15. *Human dummy head.*

Three audience spots were chosen as the locations for the binaural recordings.

Finally, the Soundfield microphone was used in another three audience spots to record 4 different channels, which would later be used to simulate different polar patterns.

Figure 16 shows a diagram of the selected positions.

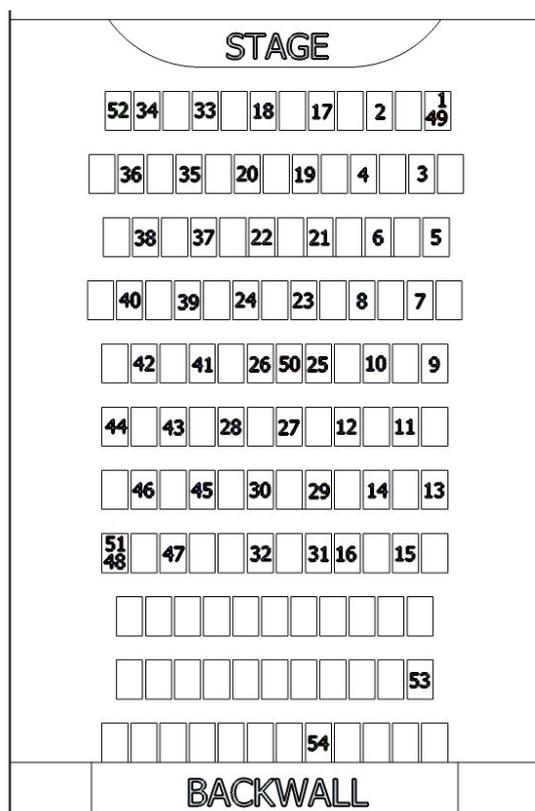


Figure 16. Recording positions.

With positions 1-48 corresponding to monaural recordings, and positions 49-51 and 52-54 corresponding to binaural and Soundfield recordings, respectively (even though some positions are shared between monaural and binaural recordings, they are assigned different numbers).

A sampling rate of 48000 Hz and a depth of 32 bits were used for Soundfield and monaural recordings, while the binaural data was captured with a rate of 44100 Hz (the maximum allowed by the portable device).

Additionally, a calibration audio for each microphone was recorded using the acoustic calibrator, with the exception of the Soundfield microphone.

Regarding the background noise present at the theatre, it must be noticed that it is located within a high traffic city zone. Therefore, the background noise isn't completely stationary and some transient stimuli occurs. This was taken into account by recording during periods of time where only the stationary background noise was present.

Figure 17 shows the frequency spectrum for approximately 10 seconds of background noise, measured at a position located at the centre of the audience area.

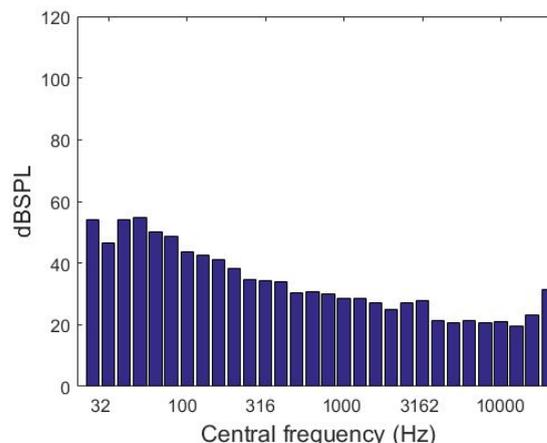


Figure 17. Background noise spectrum..

With a global value of 40.66 dBA. Thus, according to ISO 3382 standards, at least a 35 dB difference was established between the stimuli and the background noise, in order to minimize its influence.

4.1 Technical issues and difficulties

It can be noticed that there's an absence of recording positions in the back of the hall. Originally, sixteen additional measuring positions were planned, and they were to be distributed throughout said area, as well as more Soundfield and binaural positions. However, technical issues appeared: the GSR malfunctioned during the latter part of the session, thus making it impossible to achieve the measurements for those positions.

Nonetheless, the mapping was still performed and analyzed for this area, since it was considered that the available data could be successfully extrapolated to characterize the missing section.

4.2 Signal Processing

Once all the recordings had been made, it was necessary to prepare the data for processing. Thus, the following steps were taken:

- First, since each recorded audio contained the full length of the program (i. e. the six mentioned recordings), the recordings needed to be divided in order to generate separate audio files for each recorded program.
- Once everything was separated, the recorded sweeps were convolved with the inverse filter in order to obtain Room Impulse Responses (RIRs) for each position.
- The Soundfield recordings needed to be processed to simulate both figure-of-eight and omnidirectional polar patterns of directivity.

This resulted in a curated data set, which could then be analyzed in order to obtain the hall's objective and subjective parameters. To achieve this, a dedicated software [19] was developed within the Matlab environment, which was designed to automatically calculate the parameters and render the mappings as needed. It was named Acuntref, and its graphical user interface is seen in figure 18.

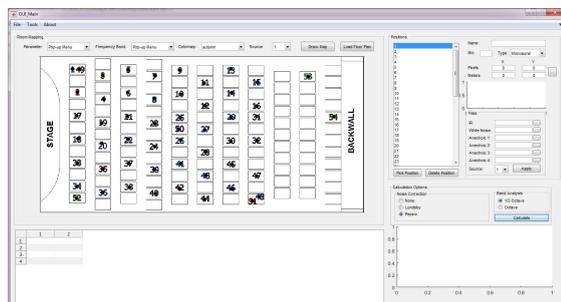


Figure 18. GUI of developed software.

The software included the options to cut and convolve large batches of audio files, and calculate and export every required parameter and mapping. Additionally, the user could select one of two methods for noise-correcting the impulse responses, and also determine if the analysis was to be performed for 1 or 1/3 octave frequency bands. The validation of the software is detailed in annex B.

The use of Kirkeby's inverse filters was considered in order to minimize the influence of all of the recording equipment used. This could not be achieved due to the non-availability of said equipment during the processing stage of this study. Nonetheless, the microphones and recording setup used are considered to add very little in terms of noise and distortion.

4.2.1 Subjective Windowing

At [20] it was found that the temporal window of audition was an exponential function of the percentile 95% of the τ_e values. In order to simulate the effect of the auditory temporal window, impulse responses were multiplied by a sliding window as shown in figure 19 and energy integrated.

This processing acts as a low pass filtering as it is similar to a moving average filter. As the duration of the integration window increases, the cutoff frequency decreases.

Three window effective duration values were used: 10, 100 and 300 ms in order to simulate different τ_e conditions. For example, impulsive sounds will exhibit small τ_e values and auditory perception will focus on achieving a high temporal resolution. In the opposite hand, sustained sounds will show large τ_e values and auditory perception

will need lower temporal resolution and so a longer integration window.

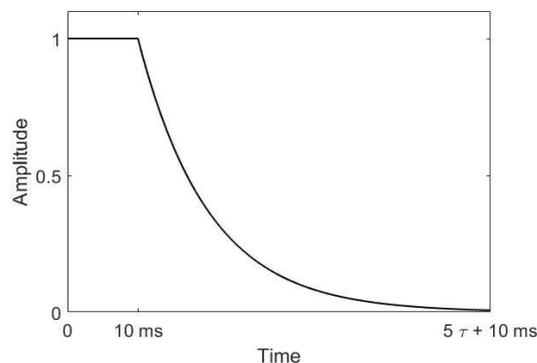


Figure 19. Sliding window.

5. RESULTS & DISCUSSION

The following parameters were calculated from the room impulse response: EDT, RT, C_{50} , C_{80} , G, STI, Alcons%, LF early, LF late, LEV, Echo Music and Echo Speech.

The four anechoic recordings were used to find the variation of τ_e (minimum and average), and to map IACC by binaural recordings.

The next subsections detail all of the results obtained.

5.1 Objective parameters

5.1.1 Early Decay Time (EDT)

Figure 20 shows the mapping corresponding to global EDT results for source position 1.

As expected, lower EDT values appear near the front of the hall, with higher values corresponding to the back positions (which points to a more prevalent reverberant field at such distances from the stage). There's a particular asymmetry: higher values are found in the right back corner, while lower values are seen in the front left corner.

The average value for EDT across all audience positions is 0.62 seconds, with a standard deviation of 0.10 seconds. In order to compare these values with those corresponding to a different source configuration, figure 21 shows the mapping for position 2.

It can be observed that the trend is the same as before, even showing the same asymmetrical behaviour. The average value, this time is of 0.64 s, with a 0.12 s deviation, and the average difference between the same seat for both source positions is of 0.08 s. Thus, it can be said that the EDT is fairly independent regarding the sound source position on the stage.

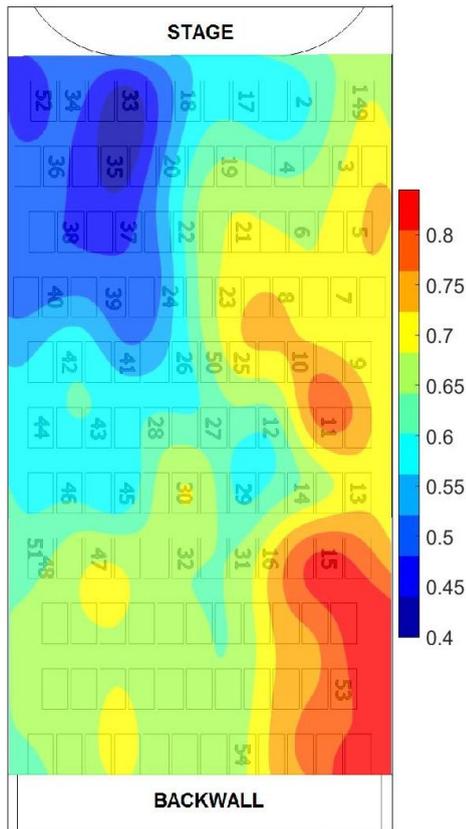


Figure 20. Global EDT values for first configuration.

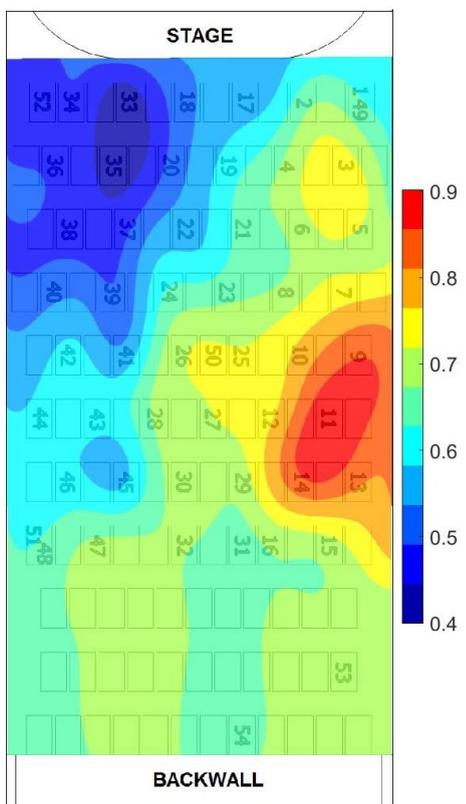


Figure 21. Global EDT values for second configuration.

Since this hall is meant to host theatrical plays as opposed to orchestral or operatic performances, a relatively low reverberation was expected. The measured values, however, were exceptionally low even for this type of enclosure.

Figure 22 shows the average EDT throughout the hall for third-octave frequency bands ranging from 100 to 5000 Hz (as per ISO 3382 recommendations).

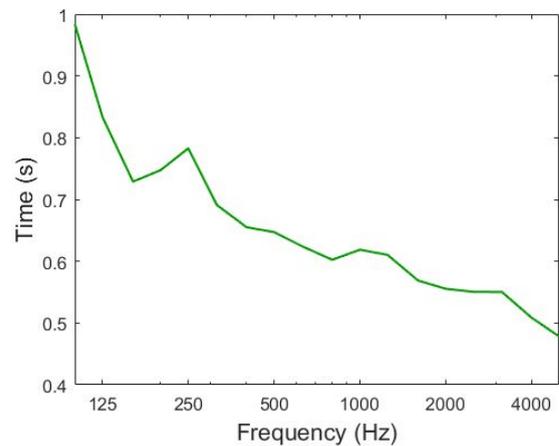


Figure 22. Average EDT per third-octave band.

The curve shows a constantly decaying behaviour along frequency bands, with the exception of a negative peak at 160 Hz and a positive peak at 250 Hz.

5.1.2 Reverberation Time (T20 and T30)

Figure 23 shows a mapping for the T20 values obtained, averaged for both source positions.

It can be seen that the room's behaviour (in terms of 'hot' and 'cold' spots) is very similar regarding EDT and T20 values. However, the average value obtained for T20 is 0.8s. Similarly, T30 has an average value of 0.89 s.

Generally, lower EDT values in relation to T20 and T30 means that the decay curve has a cliff-like shape. That is, there is a lack of early reflections. To confirm this, the first part of the Energy-Time Curve obtained for audience position 27 and source position 1 is shown in figure 24.

In it, it can be seen that a sudden drop occurs shortly after the initial stimulus (direct sound). Even though the decay is not too steep, it explains the differences observed between EDT and T20/T30 results.

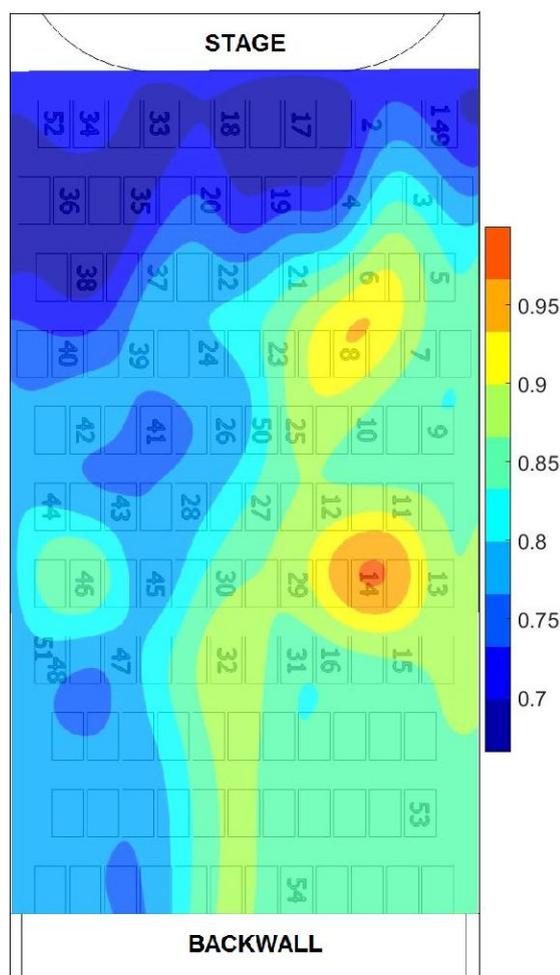


Figure 23. Average T_{20} values for both source positions.

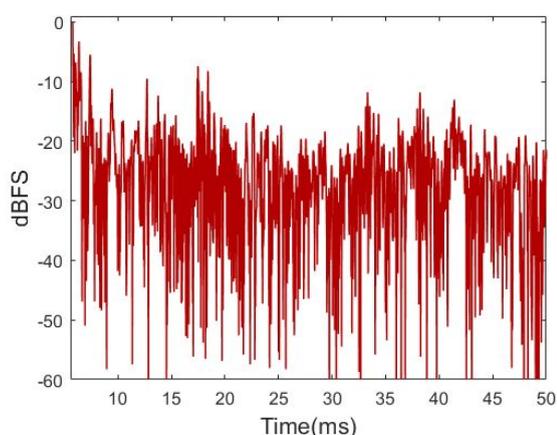


Figure 24. ETC for audience positions 27.

Nonetheless, and as was mentioned before, reverberation time results confirmed what was hinted at by EDT analysis: the hall seems to be more reverberant at the back, with an emphasis on the right-back corner, where the highest values were obtained for all parameters. Inversely, the lowest values were seen at the front-left corner of the enclosure. This might be caused by low absorption in the back walls of the hall.

For a more frequency-oriented analysis, figure 25 shows the three parameters over third-octave frequency bands, averaged over every listener and source position.

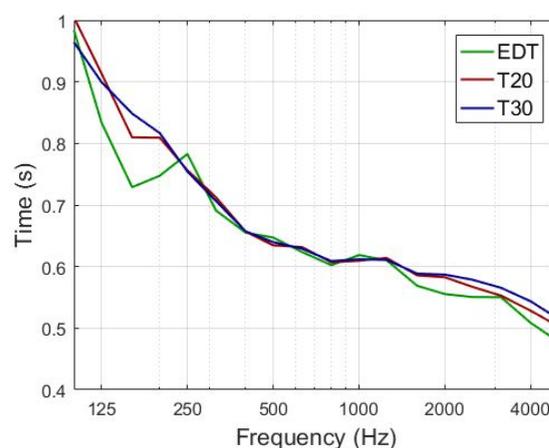


Figure 25. Average EDT, T_{20} , and T_{30} per third-octave band.

The most pronounced difference between EDT and RT values is seen in the 160 Hz centered frequency band. It can be thus said that the lack of early reflections in the 160 Hz centered band are the primary cause of the differences between EDT and T_{20}/T_{30} results.

An analysis based on average T_{20} results yields a Bass Ratio of 1.33. Beranek [1] measured the bass ratio for 45 concert halls, and obtained an average value of roughly 1.15. This places the obtained result above the mean. While the same author also concluded that there seems to be little to no correlation between BR and the degree of preference regarding the hall, this hall would rank well above most, and it would have the second highest BR out of the aforementioned 45 concert halls studied. Subjectively, this could invoke a sensation of the room sounding too 'dark'. This is because of the so called 'booming effect' caused by an excessive high frequency absorption with respect to low frequencies.

5.1.3 Clarity (C50 and C80)

Given that the theatre's main programmes are theatrical plays where the spoken word predominates over musical performances, parameters which aim to quantify the level of clarity or intelligibility of the enclosure are of much importance. Figure 26 shows the mapping for C50, averaging both source positions.

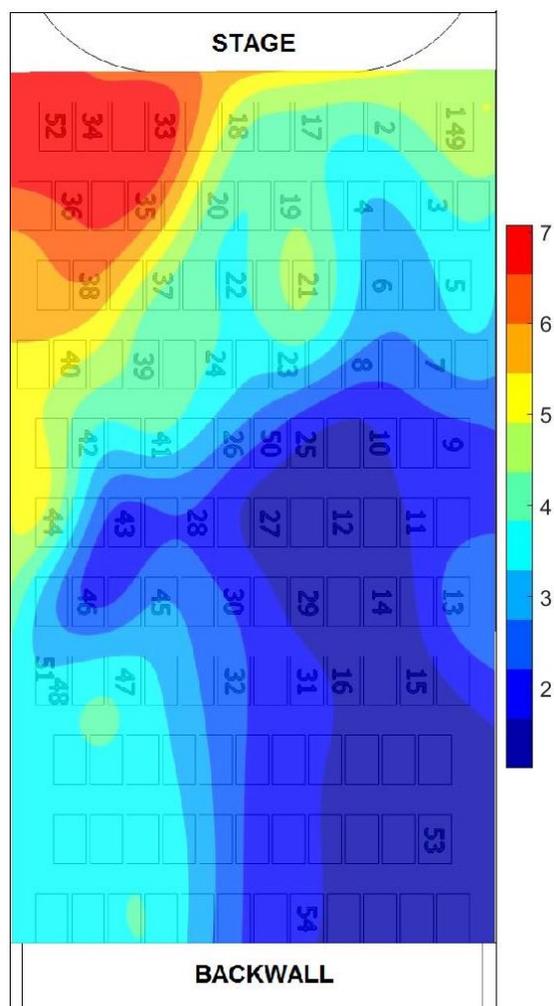


Figure 26. Average C50 values for both source positions.

The results are coherent with reverberation time values. Though it is interesting to notice that there's a maximum difference of roughly 5 dB between positions. Since C50 is often associated to the intelligibility of the spoken word (as opposed to C80, which is thought of an indicator of musical clarity), this suggests that the room shows a very uneven behaviour in this regard.

The average values across all audience positions is 3.33 dB, and the mentioned unevenness yields a standard deviation of 1.64 dB.

Mapping results for C80 are seen in figure 27.

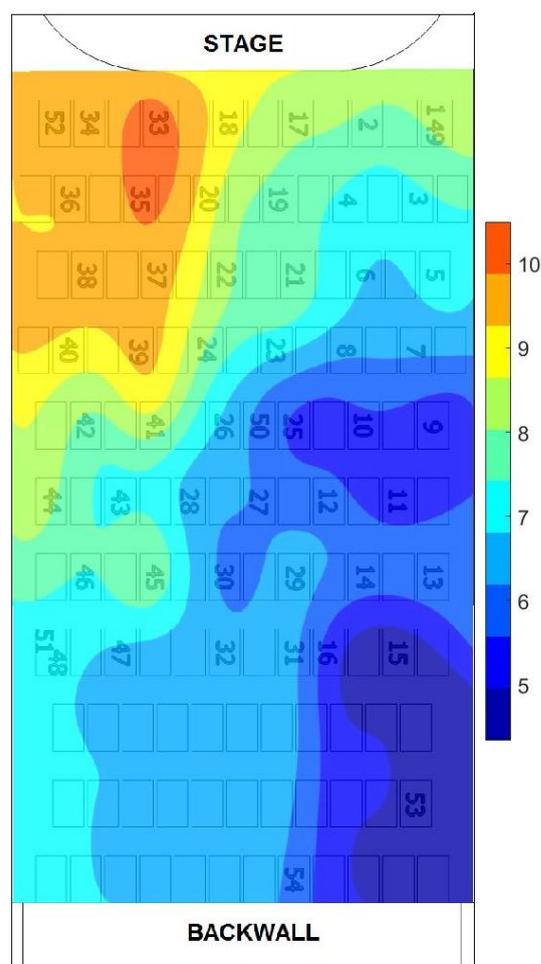


Figure 27. Average C80 values for both source positions.

Again, results are in line with what was previously seen. Logically, C80 values are larger than C50 values (since a larger part of the RIR was taken as indicative of direct sound and early reflections). It is worth noticing that the difference between maximum and minimum values is more or less the same, suggesting an ETC that decays logarithmically with time (at least within the 50-80 ms range).

5.1.4 Strength (G), Listener Envelopment (LEV) and Sound Pressure Level (SPL)

Unfortunately, the anechoic measurement of the sound source needed in order to calculate G couldn't be performed.

At first, there seemed to be a workaround: the Aurora Acoustical Parameters plug-in for Audacity software delivers G results given only the RIR. However, when using this method, results were not coherent. This led to an attempt to validate the software: a perfect unit impulse was used as the test impulse response. The expected result was to obtain a G value equal or close to 0 dB (since there is no added energy because of the lack of reflections in

the perfect impulse). This, however, turned out not to be the case: the result obtained by the Aurora plug-in presented a G value of -3.45 dB. As another example, a signal with two consecutive perfect unit impulses was generated and tested, and the value given by the software was -2.42 dB, when it should have been a positive number.

Due to this fact, calculations regarding G and LEV parameters could not be performed. This could be rectified in the future by obtaining the source's level at 10 m in an anechoic chamber.

Nonetheless, SPL values throughout the hall were measured to analyze how much attenuation was present between front and back seats. The mapping is shown in figure 28.

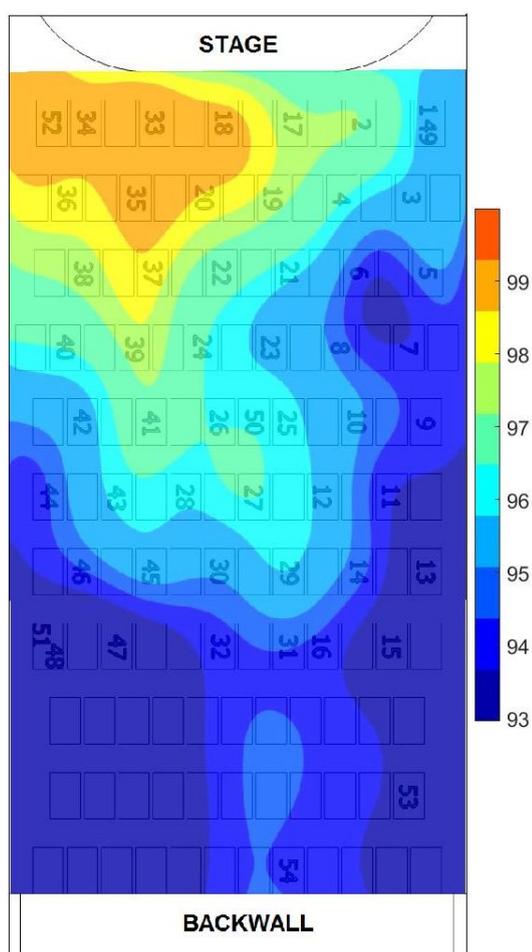


Figure 28. Average global SPL (dB) values for both source positions.

Noticeable differences of approximately 6 dB (half the sound pressure) are observed.

Positions 34 and 15 were selected (since each one represented areas of high and low pressure levels respectively), and the SPL differences per third-octave band were calculated, as seen in figure 29.

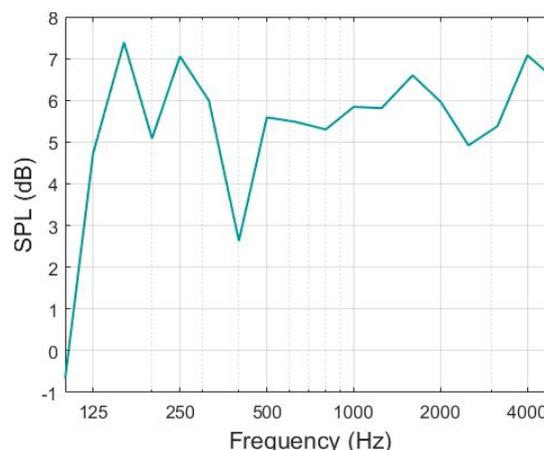


Figure 29. SPL differences for positions 34 and 15.

It can be observed that the greatest differences are located in the 160 and 250 Hz centered bands (7.39 and 7.05 dB SPL respectively), though most other bands with the exception of 100 and 400 Hz show similarly high values.

As seen when analyzing reverberation time, there seems to be a lack of early reflections in the 160 Hz band. This might also be the cause of the decrease in SPL in the same band, since there are not any early reflections present to support the direct sound and prevent high degrees of attenuation.

5.1.4 STI and Alcons%

The mapping for STI values is shown in figure 30.

Again, these results show strong correlation with the previously analyzed parameters.

It is interesting to notice that, if the STI scale is used, some audience positions would rank as 'good' while others would rank as 'excellent'. Using the CIS scale, the positions would rank from 'fair' to 'good', though extreme low cases are closer to 'poor'. This is something worth considering when it comes to the staging of theatrical plays, since they rely heavily on the spoken word.

The same trend is seen with Alcons%, where the average value is 3.49%, with a maximum of 4.44% (Pos. 15) and a minimum of 2.48% (Pos. 33), as seen in figure 31.

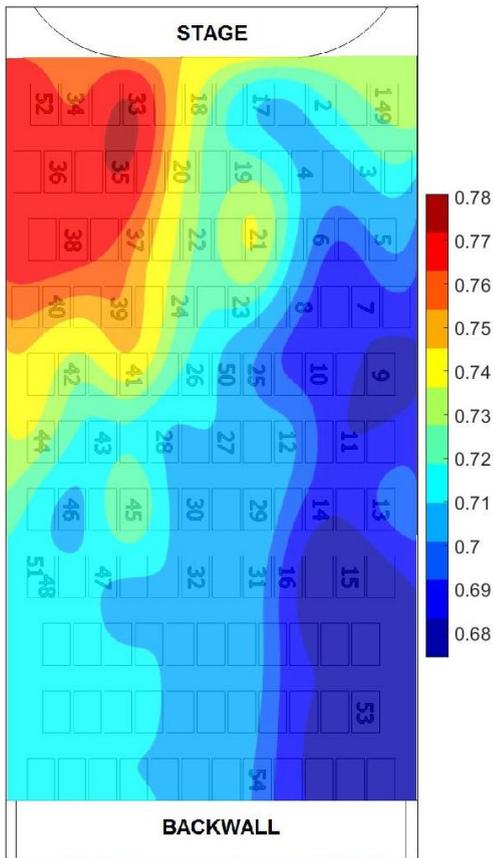


Figure 30. Average STI values for both source positions.

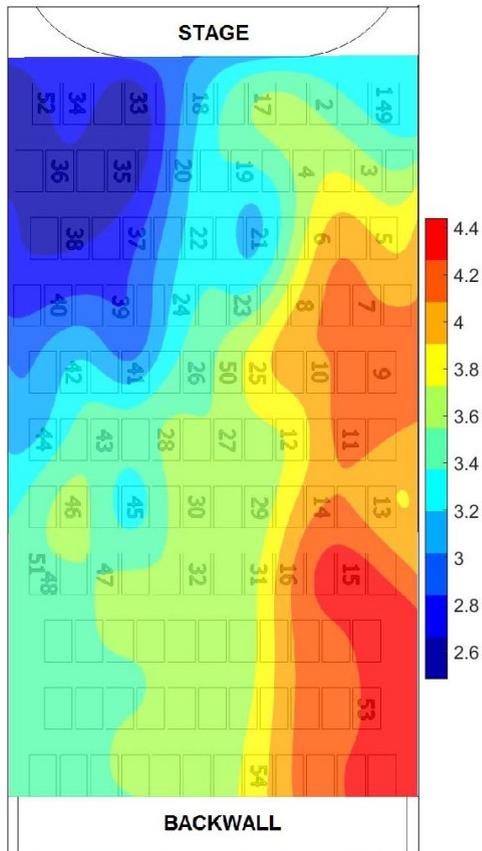


Figure 31. Average Alcons values for both source positions.

5.1.5 D/R (Direct to Reverberant ratio)

Figure 32 shows the mapping for D/R.

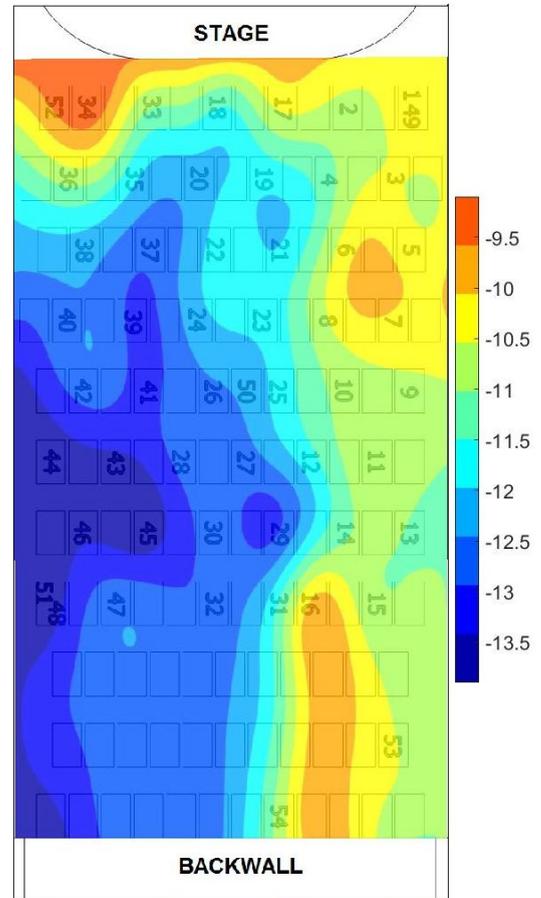


Figure 32. Average D/R values for both source positions.

Strangely, the results are not as expected. All of the other calculated parameters suggested an increase in reverberant energy in the back right corner. However, D/R values show the opposite: the reverberant energy is nearly the same as at the front seats, and the more reverberant field seems to have shifted to the left back corner.

This behaviour is seen for both source positions, but is more prevalent for the first configuration (figure 33).

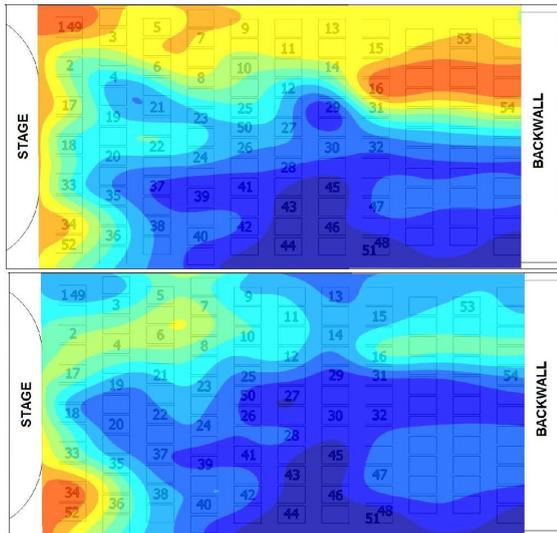


Figure 33. *D/R* values for source position 1 (top) and source position 2 (bottom)

The reason for this is not immediately clear, especially since the algorithm used was validated. It must be taken into account that *D/R* calculations are performed based on a fixed window that assumes that the direct sound is within the first milliseconds. This can be unreliable, since it would mean that the portion of the signal taken as ‘direct’ sound may not only include a certain amount of early reflections, but this amount would not be consistent between IRs measured at different locations.

5.1.6 Echo Speech and Echo Music

The measurements performed for both source positions returned values of Echo Speech and Echo Music parameters no larger than 0.75 (figures 34 and 35).

Thus, neither parameter exceeds its recommended maximum value (0.9 for Echo Speech and 1.5 for Echo Music, taking a 10% criterion). The time at which the maximum occurs does not matter, since such low values suggest that there are no discernible echoes, even if said peaks appeared much later than the direct sound.

Nonetheless, these mappings do seem to confirm what was proposed before: higher echoes are found towards the back of the enclosure, which point to strong reflections coming from the back walls of the room. These reflections are slightly stronger in the right back corner, which is in line with EDT and T20 results (particularly the former, since these are mostly early reflections).

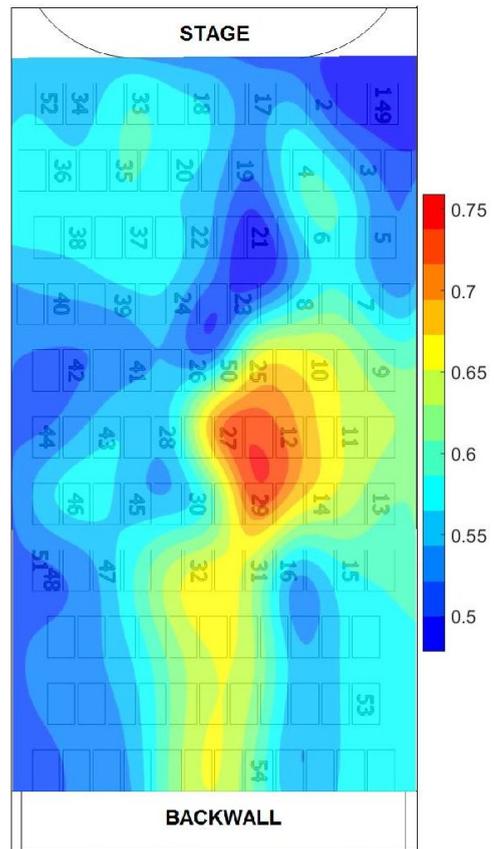


Figure 34. Echo Music maximum values for source position 1.

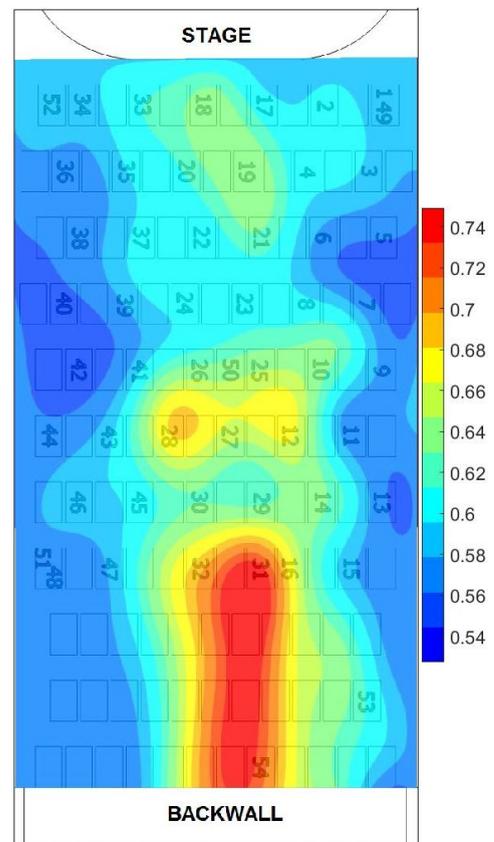


Figure 35. Echo Speech maximum values for source position 2.

5.1.6 ACF and Tau-e analysis

For this analysis, a calculation of the shift in minimum τ_e values was performed. That is, how much the room shifted the anechoic minimum τ_e values. Minimum τ_e values for the anechoic audios were 8.23, 53.56, 24.88, and 36.71 ms, respectively. Figure 36 shows the mapping corresponding to the shifts that were measured for the first anechoic audio (the drum beat) for source position 1. Both τ_e minimum and τ_e mid calculations were performed to the A-weighted recordings.

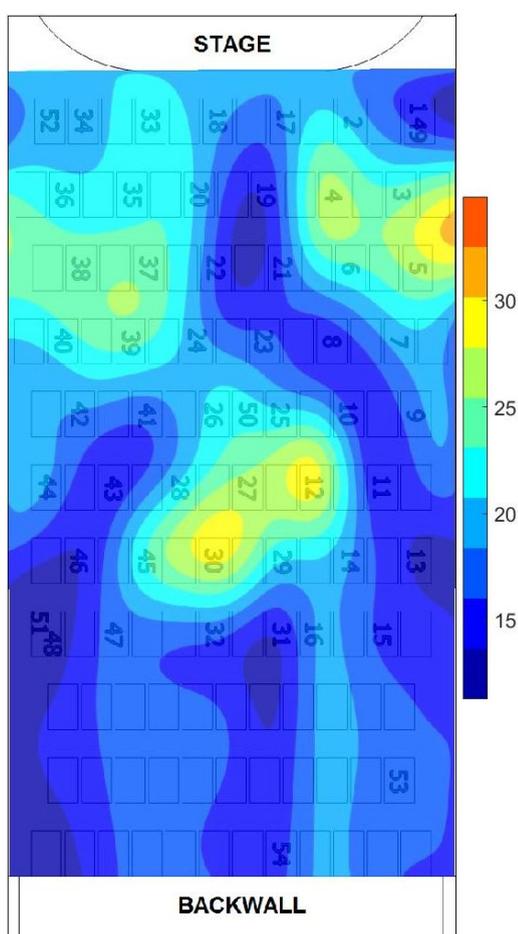


Figure 36. $\Delta \tau_e$ minimum values (in ms) for drum beat audio, source position 1.

Where the ‘hotter’ areas show a shift of approximately 30 ms. The average shift is of 19.73 ms, which represents a change in 239% regarding its anechoic value.

In order to compare this to the results of another musical programme, figure 37 shows the results for the second anechoic audio (the Bruckner excerpt).

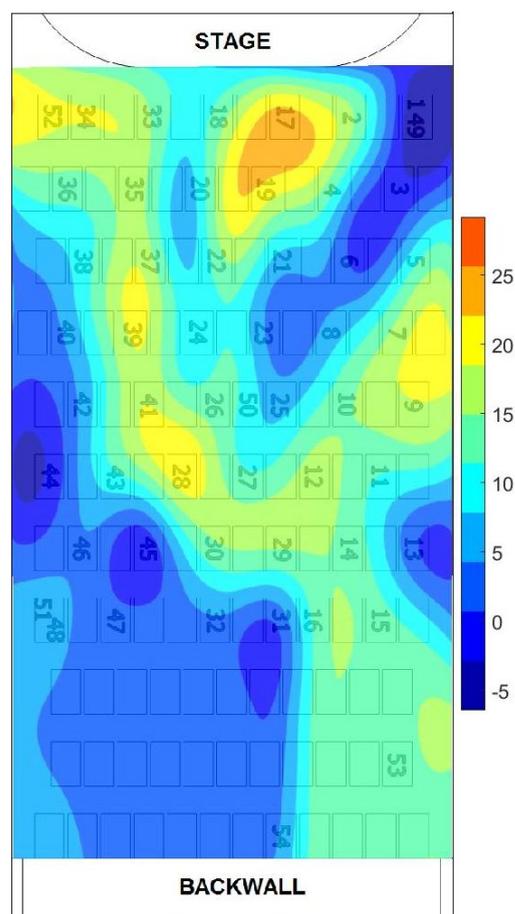


Figure 37. $\Delta \tau_e$ minimum values for Bruckner excerpt, source position 1.

Now the average shift is down to 11.50 ms (20.91% of the original value). This demonstrates that this type of programme is less affected by the room than the first type. The pattern of shifts has also changed with more pronounced values at the front of the hall. Similarly, average values for the baritone singer and the string trio are of 4.78 ms (19.21%) and 18.09 ms (49.28%), respectively. Thus it can be said that the third program is the less ‘distorted’ by the room, and therefore the one that will be perceived more similar to how it was intended than the others.

However, the type of musical program might not be the only variable that shifts minimum tau-e values. Figure 38 shows a mapping for the drum beat audio, source position 2.

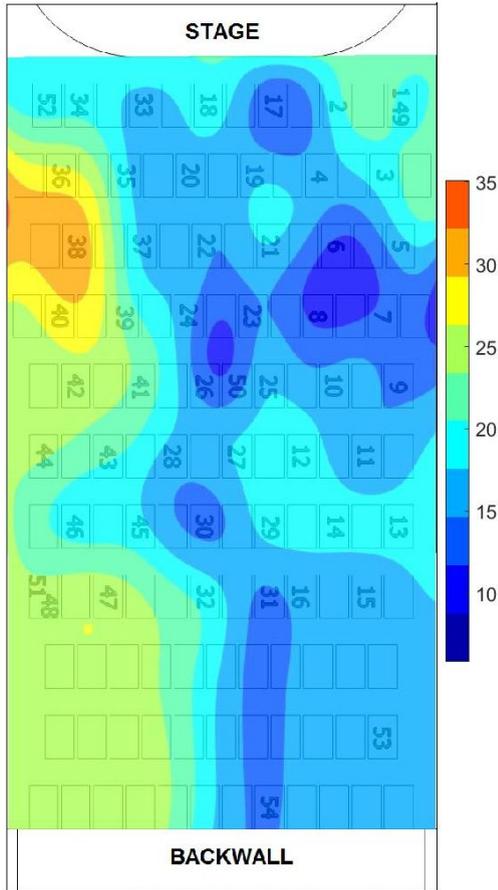


Figure 38. $\Delta \tau_e$ minimum values for drum beat audio, source position 2.

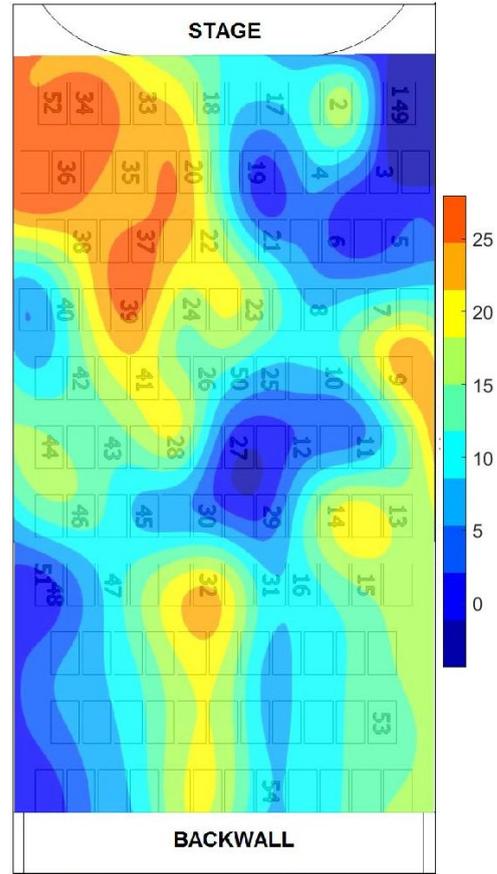


Figure 39. $\Delta \tau_e$ minimum values for Bruckner excerpt, source position 2.

In this case, while the average shift does not seem to change much (18.38 ms), the pattern does change drastically with respect to the first source position. This is also the case for the Bruckner excerpt where the average shift for the second source position is 13.02 ms, as seen in figure 39.

Similarly, average values for the third and fourth audio for source position 2 are 4.66 ms and 16.09 ms, respectively.

Upon analyzing all of this information, it can be concluded that, while different source positions do not seem to greatly affect average shifts in minimum τ_e values, they do change the spatial disposition of said shifts.

The same analysis can be done to mean values of τ_e (or τ_e mid). Average changes to τ_e mid values are seen in table 3.

	Original τ_e mid	Delta τ_e mid	% of change
Anechoic 1	21.78	50.68	232.69 %
Anechoic 2	106.12	83.11	78.32 %
Anechoic 3	46.56	51.03	109.60 %
Anechoic 4	304	357.13	117.48 %

Table 3. Average shifts in τ_e mid values (in ms).

The shifts in τ_e mid values are much greater than those of τ_e min. The most ‘distorted’ audio is still the drum beat, but this time the Bruckner excerpt shows the less prominent shift. Figures 40 figure 41 show the shifts in τ_e mid values for source position 1 and 2, respectively.

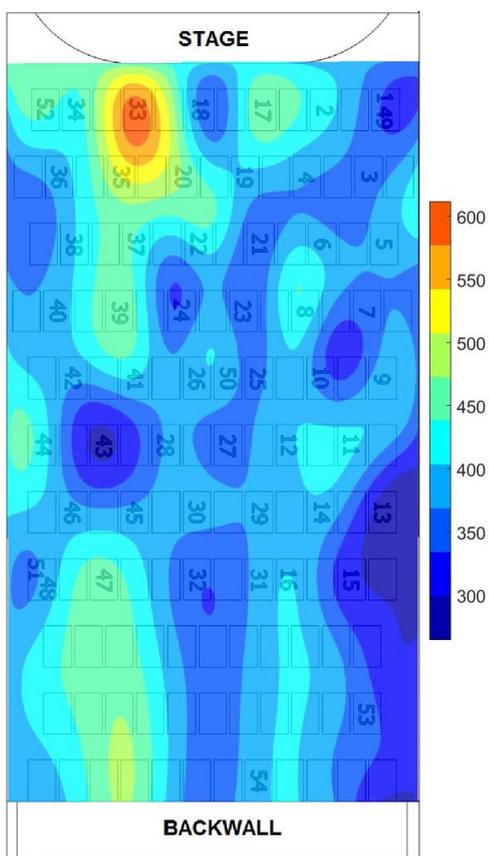


Figure 40. $\Delta \tau_c$ mid values (in ms) for string trio, source position 1.

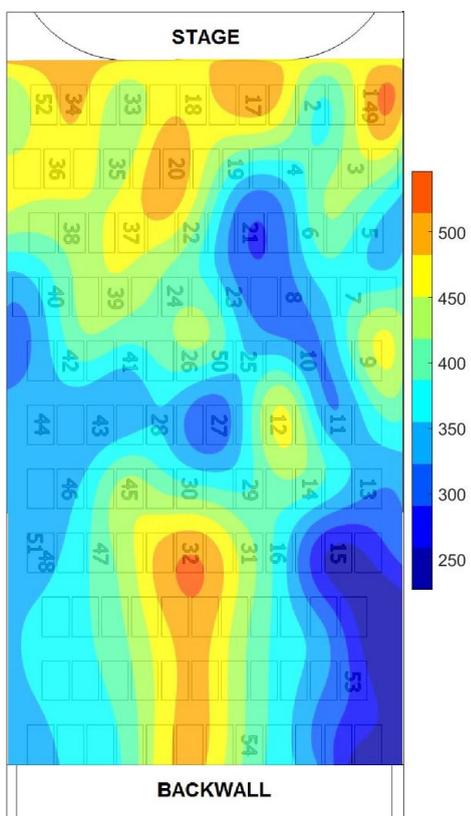


Figure 41. $\Delta \tau_c$ mid values (in ms) for string trio, source position 2.

Which again show a high degree of dependence regarding the position of the sound source: the average differences between the two source positions for the same seat is of 72.65 ms, while the maximum difference is of 209.29 ms, measured for seat #32. These values represent 20.34 % and 58.60 % of the global average shift.

Interestingly, when analyzing the third anechoic audio, the average change in shifts for the two different source positions is of 10.90 ms, while the maximum difference is of 31.00 ms (at seat #26). These values represent very similar percentages of the global average as before: 21.35% and 60.74% respectively. This behaviour is present in all of the measurements, as seen in table 4.

	Avg. Diff. (ms)	Avg. Diff. (%)	Max. Diff. (ms)	Max. Diff. (%)
An 1	8.14	16.06	28.24	55.72
An 2	15.61	18.78	47.25	56.85
An 3	10.90	21.35	31.00	60.74
An 4	72.65	20.34	209.29	58.60

Table 4. Differences in $\Delta \tau_c$ mid values for source positions 1 and 2.

An unexpected trend is present here: both the average difference and the maximum difference do not change much for the different musical passages (in terms of % with respect to the average shift). This suggests that this characteristic can be considered intrinsic to the theatre itself, independent of the type of program to be performed.

5.1.7 IACC

It must be mentioned that, given that the results were obtained from only three measurement positions (#49, #50, and #51), a mapping was considered to be misleading (since there would be a bigger amount of data produced due to interpolation than due to actual measurements). Thus, the IACCa values obtained are shown in table 3.

Remarkably low values are found, but a great degree of variation is also present. The higher IACC ('worst ranked') position is located at the centre of the audience area, while the lowest IACC ('best ranked') position is towards the left back

corner of the enclosure. The front position presents a value closer to the back position, but slightly higher.

	Position 1	Position 2
Seat #49	0.19	0.52
Seat #50	0.39	-
Seat #51	0.21	0.20

Table 5. *IACCa* values obtained.

These results also show that this particular parameter is heavily linked to the source position, and averaging between different source positions (as has been done previously with several other parameters) can provide unreliable results when it comes to IACC. It is heavily suggested that seat positions closer to the axis of the direct sound show higher values of IACC. Likewise, this value also increases with proximity to the source. In this case, seat #49 with source position 2 showed the absolute highest value: 0.52. A third-octave frequency band comparison for both source positions for seat #49 is shown in figure 42.

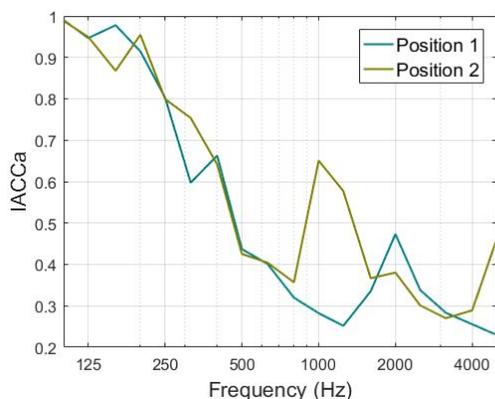


Figure 42. *IACC* source position comparison for seat #49.

First, it must be noticed that the general trend and decay of the curves is in line with what was expected: IACC values decrease along with the wavelength, due to the fact that both the head and the body present a more pronounced degree of acoustical diffraction at higher frequencies. This highlights the importance of using a dummy head during these types of measurements, because otherwise the highly influential effects of said diffraction would not be observed as well.

When analyzing the differences between curves, a sudden increase appears in the IACC values at 1000 Hz for the second source positions, but otherwise both curves are rather similar. The differences in that frequency band is of 0.37, and is

likely the primary cause of the difference in global values.

Nonetheless, the small amount of data available makes it impossible to confirm whether this sudden difference in IACC is due to an outlier or to the change in source positions, so future studies should focus on obtaining more data.

Low IACC values are linked to a subjective sensation of spaciousness and listener envelopment in halls [21]. Because of this, it can be said that the general results show a high degree of these qualities. Overall, the average value between the three positions is 0.32, which would rank the theatre as 'excellent' (closer to 'superior') according to Beranek. However, since the parameter might be dependent on source positions, it is suggested to take the highest value as a worst case scenario. In this case this would be 0.52, which would mean that, in the worst of cases, the room would be ranked as 'good'.

IACCe and IACCi were also calculated, as seen in tables 6 and 7.

	Position 1	Position 2
Seat #49	0.18	0.27
Seat #50	0.36	-
Seat #51	0.23	0.16

Table 6. *IACCe* values obtained.

	Position 1	Position 2
Seat #49	0.23	0.25
Seat #50	0.28	-
Seat #51	0.20	0.26

Table 7. *IACCi* values obtained.

These values are not entirely in line with IACCa results. Results are inconclusive due to the small amount of data. For example, for seat #49 and source position 1, the IACCi is larger than both IACCa and IACCe. This means that there is a higher degree of autocorrelation past the 80 ms mark, possibly due to a lack of enough diffusion in the area. For seat #50 and source position 1, IACCe is higher than IACCi, which means that the highest degree of autocorrelation is found within the first 80ms, maybe because of an adequate diffusion. These opposite conclusions point to the fact that the audience area presents varyingly different values and interpretations, and the three positions analyzed

are not enough to make an accurate statement regarding these results.

Another way of measuring the degree of ‘lateralization’ is to calculate the mean of the decay times (-10 dB with respect to the maximum) of the envelope of the cross correlation function between both ears. A value of 0 indicates that the image is centered, while higher values point to a higher degree of lateralization. This procedure was performed for the four anechoic recordings, which were previously A-weighted. Results can be seen in table 8.

	#49	#50	#51
Anechoic 1	52.10	52.08	58.60
Anechoic 2	116.48	105.08	127.04
Anechoic 3	70.97	65.45	70.61
Anechoic 4	311.12	263.95	334.31

Table 8. Mean decay times for CCF, in ms.

It can be seen that the fourth anechoic recording (the string trio) consistently shows the higher values, while the opposite is true for the first anechoic audio (the drum beat). It’s also interesting to notice that the ‘ranking’ of each audio from high to low decay times is always the same. This suggests that even though there are slight changes for different audience positions, the most influential factors when it comes to lateralization are intrinsic to the musical passages themselves. It can also be seen that for seat #50, mean CCF decay times are the lowest. This correlates with the highest IACCe observed in this position, as a higher cross-correlation leads to a higher CCF envelope decay time.

5.1.8 Lateral Fraction

Lateral fraction was measured through the use of the Soundfield microphone and its dedicated plug-in, for three positions: #52, #53, and #54. Due to only having three positions, the mappings are not shown as they can be misleading given the small amount of data available (as it was the case when analyzing IACC parameters).

Global values obtained are seen in table 9 and table 10.

	Position 1	Position 2
Seat #52	-4.56	-0.65
Seat #53	-3.44	-5.46
Seat #54	-7.31	-

Table 9. LFe global values obtained.

	Position 1	Position 2
Seat #52	-13.56	-7.62
Seat #53	-11.49	-10.21
Seat #54	-12.46	-

Table 10. LFI global values obtained.

It’s hard to notice a clear trend. This might also be due to the lack of measurement data. Third-octave band LFe values for source position 1 are shown in figure 43.

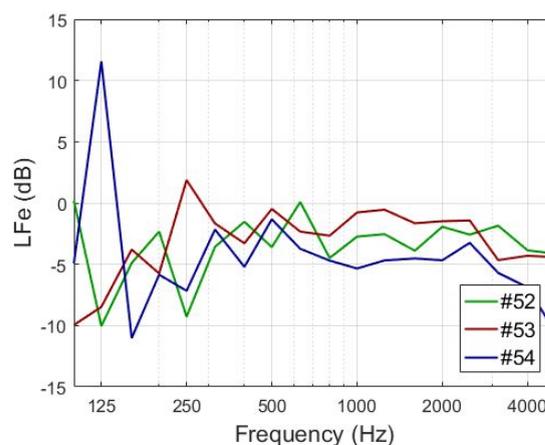


Figure 43. LFe values for source position 1.

Results are still unclear, since no apparent behaviour is seen. Another explanation might be that the usage of this particular microphone and its accompanying software has been known to give strange and inaccurate results before [22].

5.2 Subjective parameters

5.2.1 EDT and Reverberation Time

Figure 44 shows the average EDT results for the 10 ms windowed IR.

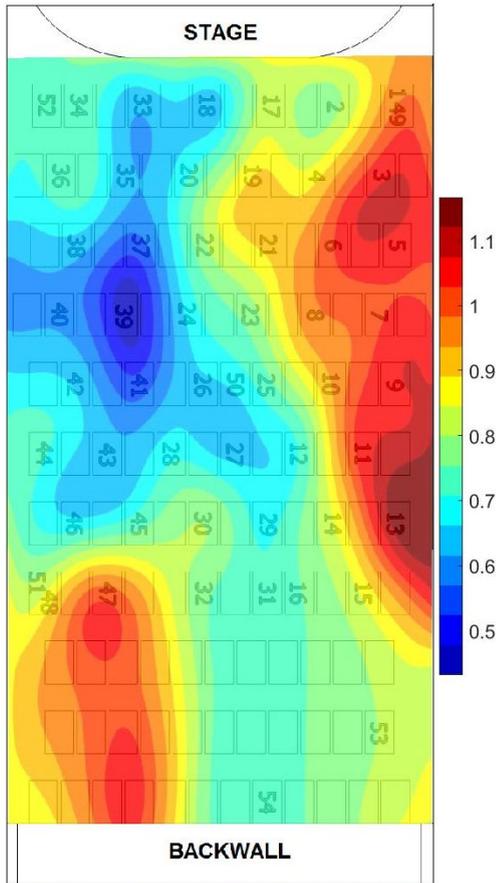


Figure 44. Average EDT values for both source positions, calculated with a 10 ms window applied to the IRs..

Slightly higher results are observed, with an average value of 0.79 s. The use of 100ms and 350ms long windows yielded similar results, with global averages of 0.77 and 0.76 s, respectively. The pattern, however, is slightly different, with hotter areas at the right side of the theatre and colder areas centered around seat #39.

T20 mapping for the 100ms window are seen in figure 45.

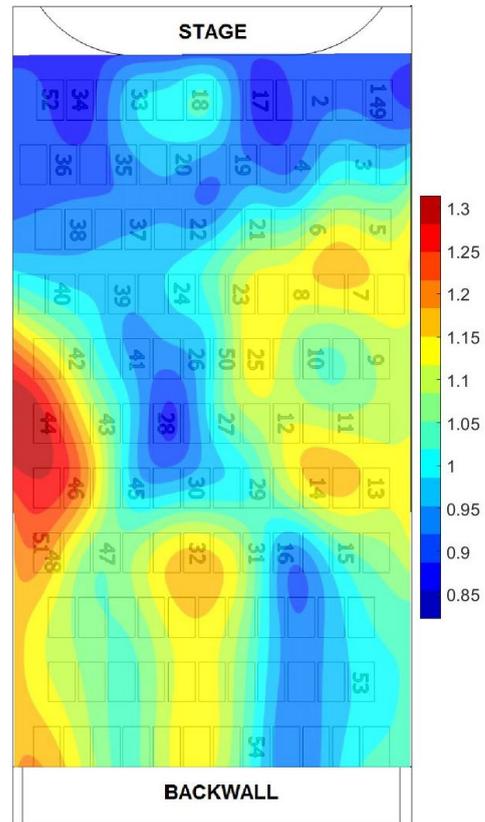


Figure 45. Average T20 values for both source positions, calculated with a 100 ms window applied to the IRs.

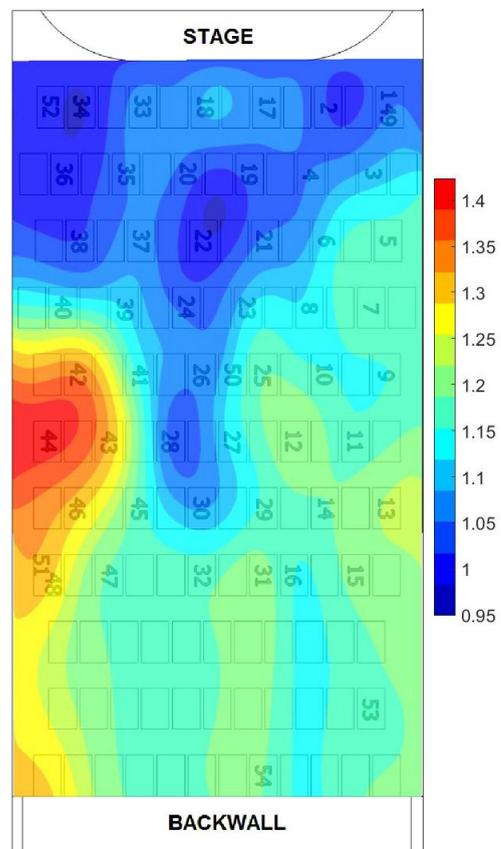


Figure 46. Average T30 values for both source positions, calculated with a 350 ms window applied to the IRs.

Again, values are slightly higher than before, and the average result is 1.03s. This global average is exactly the same with the other windows used, but now the spatial distribution of ‘hot’ and ‘cold’ spots is closer to the original mappings.

Finally, the mapping for T30 using a 350ms window is shown in figure 46.

Which yields an average value of 1.13 s (1.3 and 1.17 s for 100 and 10 ms windows), and a similar distribution to T20 results.

All of these results show the same tendency as before: shorter EDT in relation to both T20 and T30 values. The main difference is a slight increase in all of the parameters. This is caused by the low-pass filtering performed by the subjective windowing, which leads to more prevalent low frequency decays, which are longer.

5.2.2 Clarity (C50 and C80)

Figure 47 shows the average C50 results for the 10 ms windowed IR.

The general tendency and distribution of the values is the same. However, the values themselves are now negative in certain parts of the audience area, and the higher values are not as high as before. Instead of ranging from ~ 2 to ~ 7 dB, now values range from ~ -2 to ~ 5 dB, while the average value is now of 0.92 dB (2.41 dB below the previous average). The same is true for the 100ms windowed IRs (that result in an average value of 0.99 dB). Thus, it can be said that, generally speaking, everything is ~ 2 dB lower than before.

This is also coherent in regards to the increase seen in EDT and T20 values, and points to a decrease in the perceived sensation of clarity.

C80 results showed a similar trend, as seen in figure 48.

Using a 100 ms window, the average value of C80 is 5.14 dB; the same results were obtained with the 10 ms window, while 3.83 dB was the average using the 350 ms window. This is contrasted to the 7.35 dB average obtained through the unprocessed impulse responses.

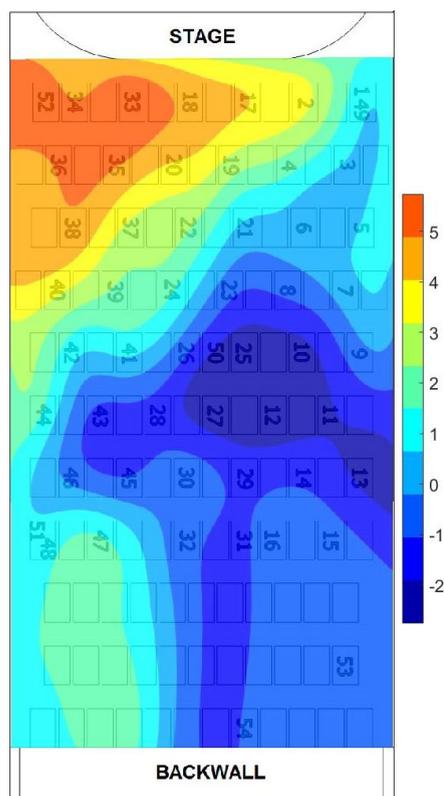


Figure 47. Average C50 values for both source positions, calculated with a 10 ms window applied to the IRs..

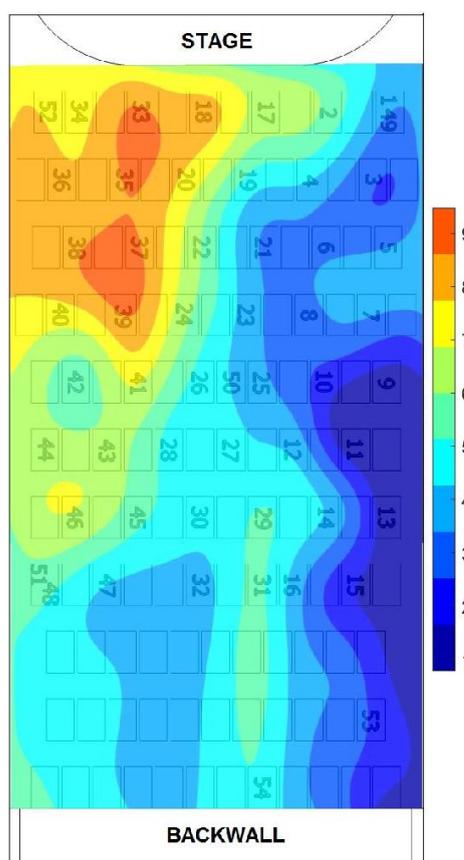


Figure 48. Average C80 values for both source positions, calculated with a 100 ms window applied to the IRs.

5.2.3 STI and Alcons%

STI values obtained through the windowing of the RIRs showed very similar results between windows, as seen in figure 49.

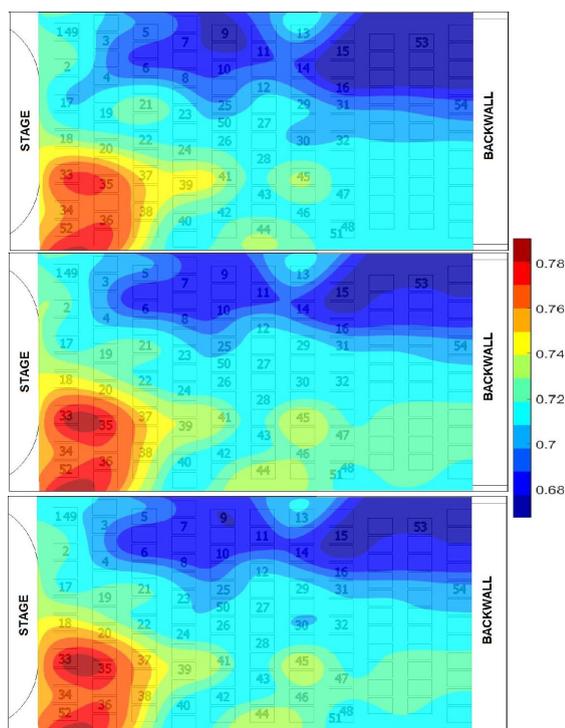


Figure 49. Average STI values for both source positions, calculated with 10 ms (top), 100 ms (middle), and 350 ms (bottom) windows applied to the IRs.

With average values of 0.71, 0.72, and 0.72 for each window. This fully coincides with the 0.72 value obtained without windowing, so it was concluded that, in the case of this particular parameter, the processing of the IRs had no discernible effect.

5.2.4 D/R (Direct to Reverberant ratio)

Figure 50 shows the average D/R results for the 10ms windowed IRs.

The spatial distribution of ‘hot’ and ‘cold’ spots shows significant changes: now the colder areas align closer to the back right corner of the enclosure. This is more in line with the spatial distributions seen in other related parameters (primarily EDT, T20, and STI).

The magnitude of the values is also different: the average value for the 10 ms window is -17.8 dB, while 100 ms and 350 ms windows yield -18.02 and -18.37 dB, respectively.

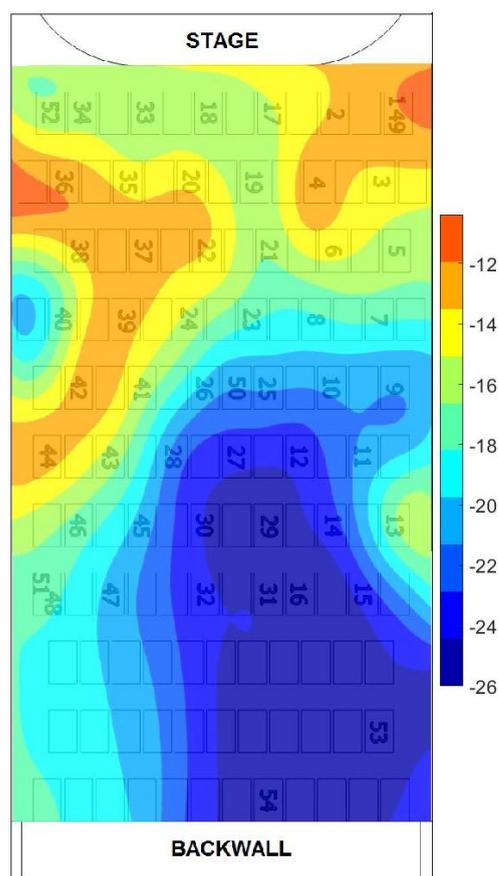


Figure 50. Average D/R values for both source positions, calculated with a 10 ms window applied to the IRs.

5.2.5 Echo Speech and Echo Music

The maximum values obtained for Echo Music present an increase in regards to the previous measurements, but there are no important changes in the spatial distribution (figure 51).

However, these values still rank below the Echo Music threshold of 1.5 (for a 10% criterion). Thus, there are still no discernible echoes when it comes to musical performances.

Echo Speech maximum values also showed an increase. While both parameters are increased by the same amount (~0.2), in the case of Echo Speech, some areas rank slightly above the 0.9 threshold, as seen in figure 52.

This behaviour was very similar across all three windows, and it means that, if the maximum value occurs after a certain temporal threshold, then an audible echo can possibly be perceived. This threshold is defined at approximately 9 ms.

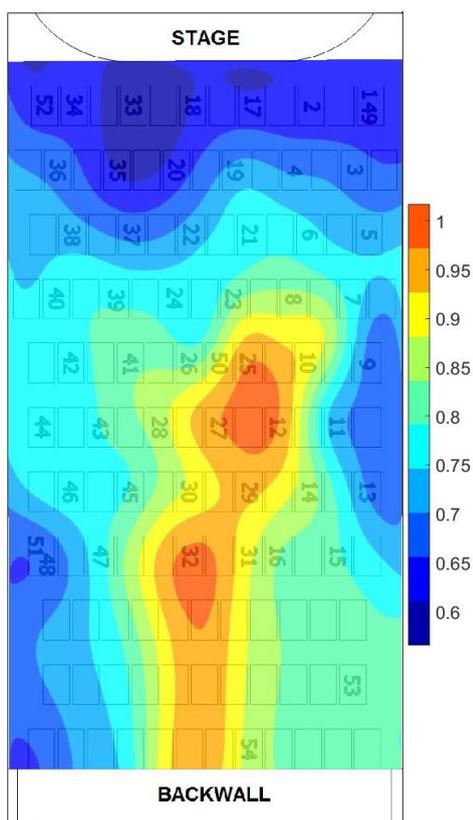


Figure 51. Average Echo Music (max) values for both source positions, calculated with a 100 ms window applied to the IRs.

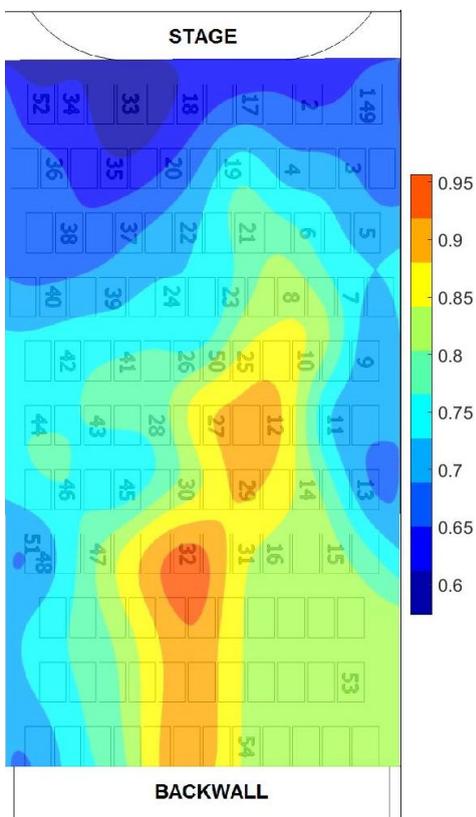


Figure 52. Average Echo Speech (max) values for both source positions, calculated with a 100 ms window applied to the IRs.

Figure 53 shows the average times at which these echoes occur.

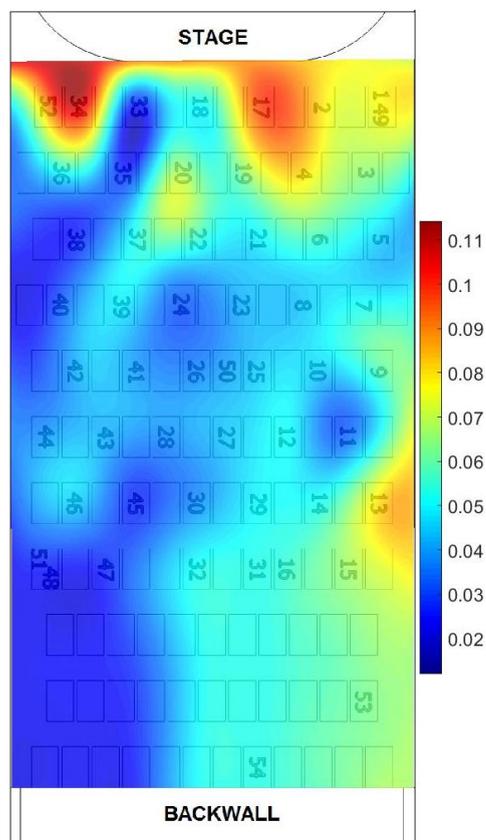


Figure 53. Average Echo Speech (time) values for both source positions, calculated with a 100 ms window applied to the IRs.

Since the echoes occur roughly between ~20 and ~110 ms, thus surpassing the temporal threshold mentioned before, it can be said that a trained ear could hypothetically perceive a small echo for certain spoken word performances. Nonetheless, given the fact that the maximum value is so close to the threshold, in most cases this should not present a considerable problem.

5.2.6 Lateral Fraction

Table 11 shows the average LFe values obtained with a 10 ms window.

	Position 1	Position 2
Seat #52	-7.61784125	-1.94436688
Seat #53	-1.34661147	0.5033304
Seat #54	-1.38677193	-

Table 11. LFe values obtained with a 10ms window.

Again, the results are hardly coherent, particularly the 0.5 value obtained for seat #53, source position 2, since it does not make sense to obtain a positive Lateral Fraction value. Even more incongruent is the fact that these values are not even similar to the ones obtained without the use of the window. They are, however, similar between different windows.

LFI values are shown in table 12.

	Position 1	Position 2
Seat #52	-8.53130514	-5.41309205
Seat #53	-9.80552089	-4.21866134
Seat #54	-5.98402089	-5.98402089

Table 12. *LFI values obtained with a 10ms window.*

Even though these results do not seem to be definitely erroneous (i.e. they are all negative values), they still don't seem to be coherent with what was expected and, again, they are not similar to the previously obtained results.

All of this seems to suggest that there was an error when processing the audios. This could either refer to a human error, or to a fundamental issue with the Soundfield plug-in software.

6. CONCLUSIONS

Given the large amount of parameters and information included in this work, table 13 aims to provide a concise compilation of global results obtained. In it, average values along with the standard deviation regarding audience positions are shown. Also, when applicable, the maximum difference found between two individual seating positions is shown, as a way to portray a worst-case-scenario. Lateral Fraction results are shown but they are singled out as they were deemed too unreliable to take into account when making value judgements on the acoustics of the theatre. Generally, binaural and soundfield measurements were not enough to show a distribution over space of the related parameter values.

Parameter	Average	Std. Dev.	Max Diff.
<i>EDT [s]</i>	0.63	0.1	0.45
<i>T20 [s]</i>	0.8	0.08	0.33
<i>T30 [s]</i>	0.89	0.08	0.35
<i>C50 [dB]</i>	3.33	1.64	5.96
<i>C80 [dB]</i>	7.35	1.5	6.16
<i>STI</i>	0.72	0.03	0.11
<i>Alcons%</i>	3.49	0.5	1.96
<i>DRR [dB]</i>	-11.75	1.22	4.8
<i>SPL (dB SPL)</i>	96.1	1.8	7
<i>Echo Speech (max)</i>	0.6	0.04	-
<i>Echo Speech (time [ms])</i>	34	17	-
<i>Echo Music (max)</i>	0.58	0.06	-
<i>Echo Music (time [ms])</i>	37	17	-
<i>Delta Tau-e min 1 [ms]</i>	19.05	4.02	21.8
<i>Delta Tau-e min 2 [ms]</i>	11.55	7.45	32.14
<i>Delta Tau-e min 3 [ms]</i>	4.71	2.15	10.38
<i>Delta Tau-e min 4 [ms]</i>	17.01	7.99	34.64
<i>IACCa</i>	0.32	0.1	0.18
<i>LFearly</i>	-4.79	2.37	4.71
<i>LFlate</i>	-11.3	1.01	1.87

Table 13. *Global parameters obtained.*

Generally speaking, the acoustical properties that make a room good for speech are often the

same as those that make it poor for music, and viceversa [23]. For good speech intelligibility, room volumes and reverberation times should be low. The first reflections should be primarily from the ceiling, and there is little need for diffusion. Conversely, rooms designed for listening to unamplified music require longer reverberation times, higher volumes, lateral rather than overhead reflections, and high diffusion. Rooms designed for mixed uses require a judicious compromise between the needs of speech and music. The analyzed enclosure falls into this category.

For speech-focused performances, the main parameter to take into account is STI. The average value obtained is rather large, which points to a high degree of intelligibility. However, there are large variations throughout the theatre that might affect the listener's experience at different seating positions.

For musical programmes, reverberation times found are rather low (0.8 s for T20). Table 14 shows the recommended values of RT for different types of programmes, according to Barron [13].

Type of music	RT occupied (s)
Organ	> 2.5
Romantic classical	1.8 - 2.2
Early classical	1.6 - 2.8
Opera	1.3 - 1.8
Chamber	1.4 - 1.7
Drama (spoken word)	0.7 - 1.0

Table 14. Recommended RT values under occupied conditions.

Considering that the theatre was measured under approximately half-occupied conditions (there were about 30 people, but most of them were scattered throughout the hall in non-audience positions), it is expected for the reverberation to be even lower for fully occupied conditions. This would mean that the theatre is more suitable for drama-type performances, as opposed to musical ones. The same is true for C50 and C80, which show values more suited to the spoken word than to musical performances.

Therefore, it can be said that the theatre would be much more suited for theatrical plays or other type of programmes that feature and/or focus on spoken word.

There is, nonetheless, the problem of the variation of the acoustical characteristics for different audience positions. In order to try and homogenize the experience throughout the audience area, several changes could be made: the back and right side walls seem to play an important role in the higher early decay times found near that area. Thus, applying acoustical treatment in those areas is recommended. The high Bass Ratio found suggests that said treatment should focus on absorbing energy in the 125-250 Hz octave bands in order to also give some sensation of 'liveness' to the room. This could be achieved by using Helmholtz resonators of perforated type over the back walls and would also diminish the possible echoes that may appear in that area.

Likewise, very low reverberation times are found at the left front corner of the audience area (and, conversely, high values of Clarity and STI). The acoustical treatment in this section would seek the opposite effect: by adding reflective surfaces near that area, its acoustical characteristics would resemble more those of the rest of the theatre.

However, reducing the influence of reflections at the back and increasing it at the front could also have the negative effect of causing a steeper decay of sound levels towards the back of the hall, so it might also be possible to only treat the front part of the room and not interfere with the reverberation caused by the back wall.

An alternative to this approach would be to install electroacoustic systems in order to have a certain degree of control over the acoustical conditions of the theatre, primarily to make it more appropriate for musical performances without compromising its natural drama-suited qualities.

IACCa values are ranked from 'good' to 'excellent' and, even though there are variations between seating positions, these could also be attributed to the position of the sound source. This indicates a high degree of listener envelopment, that generally improves the subjective perception of the hall. Nonetheless, there are very few measurements to make any statement with a great degree of confidence.

The changes in minimum τ_e values were less prominent in the case of the baritone singer recording; therefore, it presents the least amount of room 'distortion' of all of the musical passages. However, the stage size is not nearly large enough to accommodate for most operatic or orchestral performances. Thus, it could be assumed that the most likely type of classical performance would be something similar to a string trio (anechoic recording #4), which showed the second higher τ_e distortion values out of the four anechoic recordings. Unfortunately, anechoic recording of spoken word passages were not utilized, and thus

minimum τ_e variations for this type of programme could not be measured.

As a final conclusion, it could be said that the theatre is at its best when hosting programmes that focus on the spoken word, although some acoustical treatment might be necessary in order to offer a more consistent experience in all of the audience area. Musical performances are limited given the small stage size, and are deemed as not ideal for this particular theatre as reverberation times are too low (at least for classical music). Also, further studies should focus on background noise measurements (NC curves) as it is an important parameter for speech intelligibility evaluation.

7. ACKNOWLEDGEMENTS

This research was supported by UNTREF University, under the Acoustical Instruments and Measurements course, corresponding to the Sound Engineering curriculum. Special thanks go to Prof. Alejandro Bidondo and student assistants Esteban Lombera and Leonardo Funes for providing their knowledge and guidance throughout the course as well as the in situ measurements. The authors would also like to thank the employees and staff of Teatro Colonial for their kindness and disposition. Finally, acknowledgements also go to the authors' fellow students for providing help and suggestions.

This work would not have been possible without the help and support provided by the people and institutions mentioned.

8. REFERENCES

- [1] L. Beranek, *Concert Halls and Opera Houses. Music, Acoustics and Architecture*, New York: Springer-Verlag, 2004. New York: Springer-Verlag, 2004.
- [2] G. Ballou, *Handbook for Sound Engineers*. CRC Press, 2015.
- [3] A. E. de Normalización y Certificación, *UNE-EN ISO 3382: acústica : medición del tiempo de reverberación de recintos con referencia a otros parámetros acústicos : (ISO 3382:1997)*. 2001.
- [4] International Electrotechnical Commission, "Sound system equipment – Part 16: Objective rating of speech intelligibility by speech transmission index," IEC 60268-16:2011, 2001.
- [5] P. W. Barnett and R. D. Knight, "The Common Intelligibility Scale," *Proc. Institute of Acoustics*, vol. 17, no. 7, 1995.
- [6] V. M. A. Peutz, "Articulation Loss of Consonants as a Criterion for Speech Transmission in a Room," *J. Audio Eng. Soc.*, vol. 19, no. 11, pp. 915–919, 1971.
- [7] W. Ahnert and H.-P. Tennhardt, "Acoustics for Auditoriums and Concert Halls," in *Handbook for Sound Engineers*, 2008, pp. 145–200.
- [8] A. H. Marshall, "A note on the importance of room cross-section in concert halls," *J. Sound Vib.*, vol. 5, no. 1, pp. 100–112, 1967.
- [9] M. Barron and A. H. Marshall, "Spatial impression due to early lateral reflections in concert halls: The derivation of a physical measure," *J. Sound Vib.*, vol. 77, no. 2, pp. 211–232, 1981.
- [10] J. S. Bradley and G. A. Soulodre, "The influence of late arriving energy on spatial impression," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 97, pp. 2263–2271, 1995.
- [11] J. S. Bradley and G. A. Soulodre, "Objective measures of listener envelopment," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 98, pp. 2590–2597, 1995.
- [12] M. Barron, "Late lateral energy fractions and the envelopment question in concert halls," *Appl. Acoust.*, vol. 62, no. 2, pp. 185–202, 2001.
- [13] M. Barron, *Auditorium Acoustics and Architectural Design*. Routledge, 2009.
- [14] P. Zahorik, "Auditory/visual distance perception," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 137, no. 4, pp. 2374–2374, 2015.
- [15] H. Kuttruff, *Room Acoustics*, 5th ed. Aachen, Germany: Spon Press. London and New York, 2009.
- [16] Y. Ando, *Architectural Acoustics*. Springer, 1998.
- [17] L. Dietsch and W. Kraak., "Ein objektives Kriterium zur Erfassung von Echostörungen bei Musik- und Sprachdarbietungen," in *Acustica*, 1986, pp. 205–216.
- [18] R. Kurer, "Zur Gewinnung von Einzahlkriterien bei Impulsmessungen in der Raumakustik," in *Acustica*, 1969, p. 370.
- [19] L. Pepino, "Acountref v1.1," *GitHub*. [Online]. Available: <https://github.com/mrpep/Acountref-v-1.1>.
- [20] A. Bidondo, "Rediscovering the auditory temporal window – consequences on the acoustics science in J. Temporal Des. Arch. Environ.," *J. Temporal Des. Arch. Environ.*, pp. 116–120, 2009.
- [21] T. Hidaka, T. Okano, and L. Beranek, "Interaural cross correlation (IACC) as a measure of spaciousness and envelopment in concert halls," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 92, no. 4, pp. 2469–2469, 1992.
- [22] L. Filgueira and P. Pelaez, "Acoustical Parameters: Measurement of Liceo Theater at Buenos Aires. Universidad Nacional de Tres de Febrero. 2017," Universidad Nacional de

Tres de Febrero, Buenos Aires, 2017.
[23] M. Long, *Architectural Acoustics*. Academic

Press, 2014.

9. ANNEX A: EQUIPMENT AND SERIAL NUMBERS

Table 15 shows the equipment used with its corresponding serial numbers.

Omnidirectional sound source OUTLINE GlobeSource Radiator (GSR)	UVOABU001 - VOABU001
M-audio Fast Track USB audio interface	BXDCY02201155B1
Soundfield SPS 200 Software Controlled Microphone	303
A pair of DPA 4060 miniature omnidirectional microphones	H62674
RME Fireface UFX+ USB audio interface	23771444
Zoom H4n Handy Recorder	370058
Yamaha MSR250 two-way powered speaker	18562
Earthworks M50 Measurement Microphone	4210H - 4211H - 4212H - 4213H - 4214H - 4215H -4216H -4217H -4218H -4219H -4220H -4221H -4222H -4223H -4224H - 4225H

Table 15. *Equipment and serial numbers.*

10. ANNEX B: SOFTWARE VALIDATION

Monaural parameters for positions 1, 20, and 40 were calculated through commercial or otherwise trustworthy software, and the results were compared to those obtained with the developed Matlab software. STI, Alcons%, Echo Speech Max, Echo Music Max and DRR were obtained through EASERA, while C50, C80, EDT and T30 were calculated with the help of the Aurora Acoustical Parameters plug-in for Audacity 2.0.5. Finally, the SPL results were compared to those obtained with a previously developed Matlab sound level meter, which was validated with results obtained with a Svantek SVAN 959 Sound & Vibration Analyzer. Table 16, tables 17 and 18 show this comparison.

Parameter	Developed software	Commercial software	Difference
STI	0.699	0.700	0.001
Alcons%	3.856	3.839	0.017
Echo Speech (max)	0.520	0.510	0.010
Echo Music (max)	0.490	0.480	0.010

DRR [dB]	-8.400	-8.400	0.000
C50 [dB]	3.488	3.462	0.026
C80 [dB]	7.588	7.583	0.005
EDT [s]	0.681	0.675	0.006
T30 [s]	0.766	0.766	0.000
SPL [dB]	96.600	96.700	0.100

Table 16. Comparison of monaural parameters for audience position 1.

Parameter	Developed software	Commercial software	Difference
STI	0.742	0.742	0.000
Alcons%	3.067	3.056	0.011
Echo Speech (max)	0.550	0.580	0.030
Echo Music (max)	0.540	0.540	0.000
DRR [dB]	-11.100	-11.200	0.100
C50 [dB]	5.171	4.718	0.453
C80 [dB]	8.774	8.784	0.010
EDT [s]	0.557	0.556	0.001
T30 [s]	0.862	0.854	0.008
SPL [dB]	97.200	97.300	0.100

Table 17. Comparison of monaural parameters for audience position 20.

Parameter	Developed software	Commercial software	Difference
STI	0.763	0.764	0.001
Alcons%	3	3	0.005
Echo Speech (max)	0.56	0.57	0.010
Echo Music (max)	0.53	0.54	0.010
DRR [dB]	-12.8	-12.8	0.000
C50 [dB]	5	5	0.052

C80 [dB]	10	9	0.050
EDT [s]	0.489	0.497	0.008
T30 [s]	0.813	0.811	0.002
SPL [dB]	96.8	96.9	0.100

Table 18. Comparison of monaural parameters for audience position 40.

It can be seen that most differences are negligible. Therefore, the developed software was deemed apt to accurately calculate the required monaural parameters.

Binaural parameters proved to be a problem. First, no commercial software was available that could calculate both LF early as well as LF late, since both Aurora Acoustical Parameters and EASERA give LF early values only. Thus, the only validation was made to LFe. Table 19 shows an octave-band comparison for source position 1.

P52	Frequency Band (Hz)	Acuntref v1.1	EASERA
	125	-7.38	-7.20
	250	-5.61	-5.00
	500	-1.81	-1.90
	1000	-3.18	-3.10
	2000	-2.77	-2.70
	4000	-3.66	-4.00
	8000	-3.90	-3.80
P53	Frequency Band (Hz)	Acuntref v1.1	EASERA
	125	-5.45	-5.10
	250	-0.94	-1.00
	500	-2.60	-2.50
	1000	-1.19	-1.20
	2000	-1.75	-1.70
	4000	-4.60	-5.30
	8000	-5.30	-5.20
P54	Frequency Band (Hz)	Acuntref v1.1	EASERA
	125	-2.84	-2.50
	250	-4.69	-4.60

	500	-3.40	-3.40
	1000	-5.33	-5.20
	2000	-4.49	-4.50
	4000	-8.10	-9.10
	8000	-12.44	-12.40

Table 19. Comparison of LFe values for source position 1.

These results were very similar. Therefore, LFe was considered to be validated and, by extrapolation, LFI was considered to be validated as well.

IACC values were intended to be validated with EASERA. The results obtained with said software differed greatly when compared to the developed software's values. However, when comparing these results with those of another software (Aurora Acoustical Parameters plug-in for Audacity 2.0.5), great differences were still found between all three calculation methods. This comparison is shown in table 20 and figure 54, for the #49 audience position.

Frequency (Hz)	125	250	500	1000	2000	4000
IACCa 49	0.97	0.77	0.50	0.28	0.38	0.26
IACCa 49 - Aurora	0.18	0.13	0.14	0.04	0.06	0.03
IACCa 49 - EASERA	0.961	0.716	0.377	0.162	0.122	0.069

Table 20. Comparison of IACCa values for audience position 49.

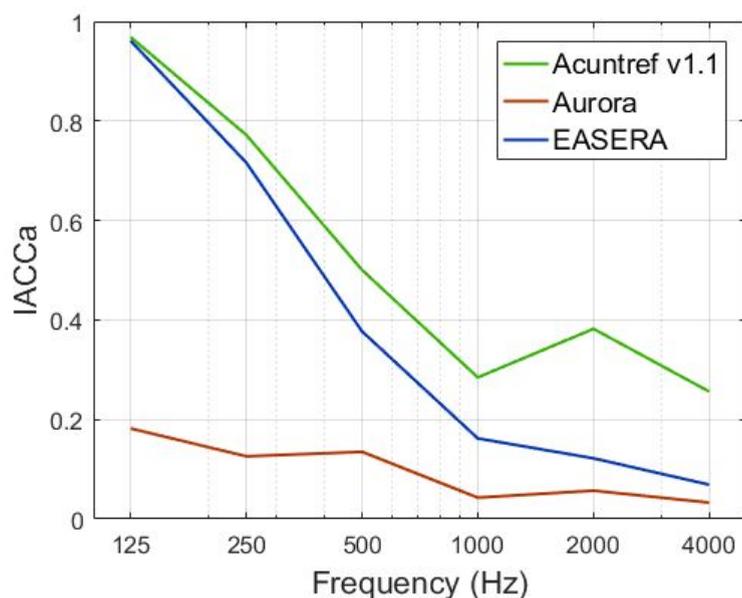


Figure 54. Line graph comparison of IACCa values for audience position 49.

It can be seen that both EASERA and Acuntref show results with a similar trend, but they diverge at higher frequencies. Due to the fact that neither commercial or traditionally used software showed consistent results, it was deemed that the use of the developed software would be as accurate as any other choice.

PREGUNTAS:

1. ¿Qué problemas acústicos presenta la sala medida?

El principal problema acústico de la sala es la no homogeneidad acústica, sobre todo en el fondo, en donde se deterioran en general los parámetros acústicos (inteligibilidad, claridad, ecos, etc.). A su vez, si el uso de la sala no está destinado solo a reproducción de la voz hablada, sino que de música, los parámetros no son óptimos para piezas clásicas, aunque sí podrían serlo para música popular (Pop, Rock). Esto, en gran parte se debe a los valores bajos de TR, sin embargo, el IACC posee valores óptimos por lo cual habrá una buena sensación de envolvimiento y un ancho aparente de la fuente aumentado.

2. ¿Cómo mejoraría la acústica de la sala medida? (liste 3 actividades a realizar en orden de prioridad, de mayor efecto a menor efecto).

- Colocación de resonadores de Helmholtz y difusores en las paredes traseras para homogeneizar la acústica en este sector y a su vez lidiar con el “efecto booming”.
- Colocación de un sistema de refuerzo electroacústico para permitir una acústica variable: el bajo TR de la sala en estudio permite el agregado artificial de reverberación con el fin de poder adaptar la acústica a , por ejemplo, la reproducción de piezas musicales lentas e interpretación de ópera, drama.
- Reflectores podrían ser colocados en la zona frontal de la audiencia, de forma que estos aumenten la cantidad de reflexiones tempranas en dicha área. Esto aumentaría el EDT de forma que el mismo fuera más homogéneo a lo largo de la sala.

3. ¿Cómo relacionaría la inteligibilidad de la fuente con la variación del TAUe que produce la sala en cada posición?

La variación de TAUe indica una modificación en la señal ocasionada por la acústica de la sala, lo que implica que la reverberación intrínseca de, en este caso, la palabra hablada, se verá modificada. Si los TAUe aumentan, esto implica una mayor reverberación intrínseca en cada fonema y palabra pronunciada, lo que puede provocar un solapamiento entre los elementos constitutivos de la palabra hablada. Este solapamiento lo que provocará es una disminución de la profundidad de modulación, lo cual resulta en una menor inteligibilidad y STI.

A modo de ejemplo, es conocido que un tiempo de reverberación elevado resulta perjudicial para la inteligibilidad de la palabra. Desde un punto de vista de la autocorrelación, la reverberación añade copias retrasadas de la señal, por lo cual provoca un aumento en el lapso de tiempo en el que la señal se correlaciona consigo mismo. Este aumento en la duración de los tiempos donde la autocorrelación es elevada genera una envolvente en la ACF que decae lentamente, y por lo tanto un TAUe más elevado.

STI INDEX AS AN INDICATOR OF ROOM INTELLIGIBILITY IN AUDIOMETRIC TEST ROOMS

R. Germán Barchi¹, Alejandro Suárez²
Universidad Nacional de Tres de Febrero, Sound Engineering, Buenos Aires, Argentina.

¹germanbarchi@hotmail.com

²alejandronicolassuarez@hotmail.com

***Abstract** – The aim of the present paper is to evaluate the effectiveness of the Speech Transmission Index (STI) for determining the acoustic quality of different audiometric test booths. Moreover, an objective test is performed under different noise floor conditions in three different test rooms in order to correlate SNR and RT with intelligibility loss. A strong correlation is observed between noise floor level and reverberation time on intelligibility loss. Insignificant variations on STI index were observed between acoustically treated and untreated rooms under the same noise floor conditions.*

1. INTRODUCTION

Hearing is one of the major means in the process of communication among human beings. It is considered to be essential for gathering social skills and learning [1]. It is a fundamental part of the speech chain which includes the processes of speech production, transmission and perception [2]. This is the main reason for the development of reliable hearing evaluation systems and testing methods.

When performing audiological tests, several conditions have to be met in order to ensure the validity of the obtained results. This is why a correct characterization of the room and equipment involved in the process is required. The present paper focuses on STI index as an indicator for quality of audiometric booths and communication channels used to perform speech recognition tests. The aim of this study is to correlate signal degradation and intelligibility loss, taking into account that room acoustics and electroacoustic features of the implemented equipment can alter significantly the delivered signal, leading to erroneous diagnoses.

1.1. Audiometric tests

When studying hearing ability, there are several audiometric tests that can be performed in order to obtain a complete auditory system functional characterization. Nowadays, the standard test battery for hearing loss diagnosis includes subjective tests, as tone or speech audiometry, and objective ones such as impedance audiometry, Auditory Brainstem Response (ABR) and Otoacoustic Emissions (OAEs) [3].

Although the previously mentioned tests can provide reliable information when combined, they require specialized equipment which is not always available in health institutions, forcing audiologists to rely, in a first instance, on subjective and most basic ones. These subjective tests have to be performed under ISO 8253 standard [4], which describes in detail testing conditions and methods to be applied.

There are basically two different scenarios when evaluating hearing abilities. In cases in which patients have not previously been diagnosed with hearing loss, the mentioned tests are performed in an audiometric booth and signals reproduced through headphones. On the other hand, when evaluating hearing impaired persons which are already using a hearing device, such as a hearing aid or a cochlear implant, the stimulus has to be presented through near field speakers due to the impossibility of delivering the test signal via headphones.

In several occasions, in daily applications, a properly designed audiometric booth might not be available. When this situation occurs, professionals usually have to perform tests in rooms which may or may not have a proper acoustic treatment, in terms of isolation and sound pressure distribution, among others. Moreover, noise floor level and spectrum might not meet ISO recommendations. This special situation, have encouraged the authors of this paper to evaluate the speech Transmission Index (STI) as an indicator of quality of audiometric test systems as a whole, with the intention of including it in validation protocols for proper test delivery.

1.2. Speech Audiometry

Audiometry speech or logaudiometry is a technique aimed at assessing the ability of a person to hear and understand speech. It has become a basic tool in the overall assessment of hearing loss [5]. Along with pure tone audiometry, it can help determine the degree and type of hearing loss. Logaudiometry also brings information on degrees of discomfort or tolerance to speech.

As stated by Steeneken [6] speech intelligibility should not be confused with speech quality. Speech intelligibility is related to the amount of speech items that are recognized correctly, while speech quality is related to the quality of a reproduced speech signal with respect to the amount of audible distortions. The subjective intelligibility measure might be based on phonemes, words (these may be meaningful words or nonsense words), and sentences.

2. OBJECTIVE MEASURING METHODS FOR SPEECH INTELLIGIBILITY PREDICTION: A REVIEW

The first description of the use of a "computational method for the prediction of the intelligibility of speech and its implementation in an objective measuring device" was given by Licklider et al. (1959). They described a system that could measure the spectral correspondence between speech signals at the input and at the output of the transmission channel under test, the so-called Pattern Correspondence Index (PCI). Schwarzlander (1959) described the electronic design of the system. Licklider proposed an improvement of the PCI by making use of synthetic signals, physically related to average speech, and with a duration of about one-second for the total measurement of the PCI.

Kryter and Ball (1964) described a system called the Speech Communication Index Meter (SCIM), which was based on the Articulation Index as described by Kryter (1963). The measurements were mainly concentrated on deriving the signal-to-noise ratio within a frequency range of 100-7000 Hz and a dynamic range of 30 dB. The auditory masking corrections according to the AI concept were also included. An evaluation of the system was performed for several types of transmission conditions, including low-pass filtering, noise, frequency shifts, and clipping.

In 1970, Steeneken and Houtgast developed a system based on the use of an artificial test signal which was transmitted over the channel-to-be-tested

and which was analyzed at the output. This method is described in section 2.

Payne and McManamon (1973) introduced the Speech Quality Measure (SQM) for communication channels. This system was based on the AI concept. The authors mentioned limitations for digital encoding, fading, and non-linear distortion. They remarked "when using the system it should be checked to have none of these distortions present". The test signal was based on 20 tones with frequencies at the mid-point of the 20 frequency bands with "equal contribution to intelligibility" as used for the original AI concept.

Steeneken and Houtgast (1980) extended the MTF approach (that had already been validated for channels with noise, echoes, and reverberation) to channels with distortions more specific for communication channels, namely band-pass limiting, noise, non-linear distortion, quantization errors from digital coders and reverberation. Schroeder (1981) developed a mathematical background of the MTF referred to as CMTF. This function is more generic as it also includes the phase transfer. However, this parameter is not used for the STI.

Based on the STI concept, the RASTI method (Room Acoustical Speech Transmission Index) was developed in 1979 (Steeneken and Houtgast, 1979; Houtgast and Steeneken, 1984). This simplified method was especially developed as a *screening* device for applications in room acoustics and restricted to person-to-person communications. The method was standardised in 1988 by IEC 268-16. Notice that the effect of PA-systems on the frequency transfer and possible non-linear distortion was not accounted for.

Quackenbush et al. (1988) gave an overview of "Objective measures of speech quality" especially applied to digital coders. They also evaluated some objective measures, which were mainly based on signal-to-noise ratios.

A major improvement of the STI method, in use since 1980, was achieved in 1992. The additive model on which the AI and STI were based was extended with a so-called redundancy correction. This correction accounts for the correlation of the information content within two adjacent frequency bands of a speech signal. This is essential for systems with a very limited frequency transfer (PA systems) and a discontinuous frequency transfer. Also, various extensions were added to the STI measuring procedure such as a separate assessment of male and female speech, the type of speech material used for the prediction of the intelligibility, and a model for the prediction of speaker variations. The results of

this study are described by Steeneken (1992) and by Steeneken and Houtgast (1999, 2002a, 2002b).

3. TECHNICAL AND THEORETICAL TERMS

3.1. Speech Transmission Index

Modifications made to the envelope of a signal can be quantified by applying a signal with a simple and well-defined envelope and measuring the envelope of the received signal. Such process is done, for example, for Reverberation Time measurements. However, if the output envelope deviates substantially from an exponential shape, extracting and relating a single parameter regarding musical appreciation or speech intelligibility is not straightforward.

Houtgast and Steeneken [8] proposed that a Modulation Transfer Function (MTF) of the enclosure should be used for quantifying speech intelligibility in enclosures. Room characteristics can be measured by applying harmonic intensity functions that take the form $i(t) = i_0(1 + \cos(2\pi ft))$. Then, the output envelope takes the form $i_r(1 + m\cos(2\pi f(t + \tau)))$ where τ represents the phase response and m the amplitude response. The latter determines precisely the modulation transfer function. An apparent signal-to-noise ratio is subsequently defined as:

$$\frac{S}{N}_{app}(f) = 10 \log\left(\frac{m(f)}{1-m(f)}\right) \quad (1)$$

Where f ranges from 0.4 Hz to 20 Hz in 1/3 octave intervals. Thus, mean apparent signal-to-noise ratio is:

$$\overline{\frac{S}{N}_{app}} = \frac{1}{18} \sum_{f=0.4}^{20} \frac{S}{N}_{app}(f) \quad (2)$$

Appropriate normalization results in the Speech Transmission Index, ranging from 0 to 1 [9]:

$$STI = \frac{\overline{\frac{S}{N}_{app}} + 15}{30} \quad (3)$$

The squared impulse response of a linear room is related to MTF through the Fourier Transform [10]:

$$m(f) = \frac{\int_0^{\infty} h^2(t) e^{-i2\pi ft} dt}{\int_0^{\infty} h^2(t) dt} \quad (4)$$

Therefore, this set of equations might be applied in order to find the STI value of a given impulse response. This, nonetheless, presupposes that the system is both linear and time-invariant.

When only considering intelligibility of male or female speech, a special frequency weighting is needed. Steeneken and Houtgast [11] obtained, experimentally, band-specific weighting factors α_k , dividing the speech spectrum into seven octaves: 125, 250, 500, 1000, 2000, 4000, and 8000 Hz. This model is extended to eliminate redundant information contained on adjacent frequency bands by introducing redundancy-correction factors (β_k). Optimal values are shown in figure 1.

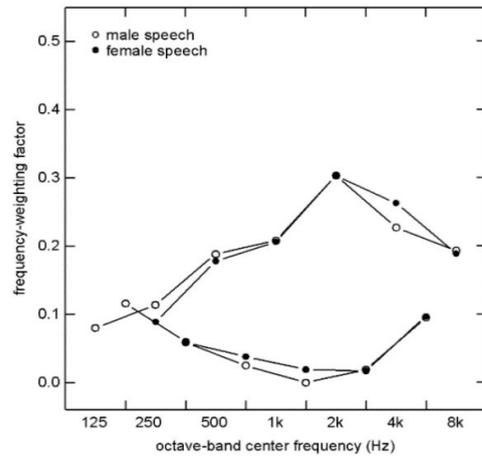


Figure 1: Frequency weighting factors (upper curve), and redundancy-correction factors (lower curve), for both male and female speakers.

In order to obtain corrected STI values, octave-band filtering is applied to the signal-to-noise ratio and the frequency-dependent transmission index TI_k is calculated by expressing equation 3 in terms of frequency-dependent signal-to-noise ratio:

$$TI_k = \frac{\frac{S}{N}_k + 15}{30} \quad (5)$$

Where k is the frequency band. Corrected STI, noted as STI_r , can then be calculated as follows:

$$STI_r = \alpha_1 TI_1 - \beta_1 \sqrt{TI_1 TI_2} \dots + \alpha_n TI_n - \beta_n \sqrt{TI_n TI_{n+1}} \quad (6)$$

STI measurement techniques are standardized by IEC 60268-16 standards [12]. By this standard, several other parameters are defined:

- Speech Transmission Index for Telecommunications systems (STITEL). This is

obtained through an abbreviated version of STI, but it is still sensitive to distortion present in telecommunication systems.

- Speech Transmission Index for Public Address systems (STIPA). Idem STITEL, but for Public Address systems.
- Room Acoustics STI (RASTI). This parameter focuses on direct communication between people that does not make use of a communication system. The RASTI method is centered on noise interference and time-domain distortion (echoes, reverberation).

Regarding speech intelligibility in general, two scales are commonly used: the Common Intelligibility Scale (CIS) [13] and the STI scale. CIS scale is calculated from STI values through the following formula:

$$CIS = 1 + \log(STI) \quad (7)$$

Both of these scales can be seen in figure 2, along with a general assessment of speech intelligibility that can be estimated from the obtained values.



Figure 2: STI (above) and CIS (below) scales of measurement.

3.2. Articulation Loss of Consonants

Experiments done by Peutz, which were made in different rooms, concluded that intelligibility shows a decrease with increased distances from the source, up until a critical distance D_c is reached, beyond which the intelligibility is constant. This critical distance can be obtained by the following equation:

$$D_c = 0.2 \times \sqrt{\frac{QV}{RT}} \quad (8)$$

Where Q is the source directivity factor, V is the room's volume and RT its Reverberation Time. Peutz inferred that intelligibility is only dependent on the reverberation time of the enclosure. He also found that articulation losses due to loss of vowels are not significant when compared to articulation losses due to loss of consonants. This led to the development of Al_{cons} [14], an acoustic parameter which relates the articulation loss of consonants to distance and reverberation time, at relatively small distances. It can be obtained through the following formula:

$$Al_{cons} = \left(\frac{200 D^2 RT^2}{Q \times V} + a \right) \% \quad (9)$$

Where D is the source-listener distance, in meters (considering that $D < D_c$), and a is the zero correction, which ranges from 1.5 and 12.5 % for different listeners of a given listener group. Beyond the critical distance, the articulation loss is defined as:

$$Al_{cons} = (9RT + a) \% \quad (10)$$

Since the information is transmitted by the direct sound, this parameter can also be defined in terms of a combination of direct and reverberant sound energies. By applying information theory, the following equation was developed:

$$Al_{cons} = 0.09 RT \left(\frac{I_R}{I_R + 10I_D} \right) \quad (11)$$

Where I_R and I_D refer to the amount of reverberant and direct information transmitted, respectively.

Finally, Al_{cons} can also be obtained from a room's measured impulse response [15]:

$$Al_{cons} = 0.652 RT \left(\frac{\int_0^{\infty} h^2(t) dt}{\int_0^{\frac{35ms}{35ms}} h^2(t) dt} \right) \quad (12)$$

Since Al_{cons} expresses loss of consonant definition lower values are associated with greater intelligibility. Zero % Al_{cons} indicates perfect clarity. It is generally assumed that the maximum allowable value for typical applications 10 %, assuming that the environment is relatively free of masking noise. For learning environments and voice warning systems, the desired value is 5% or less.

Although Al_{cons} as a parameter can be measured, it is also possible to estimate it from STI values. Figure 3 shows experimental Al_{cons} values in relation to STI values.

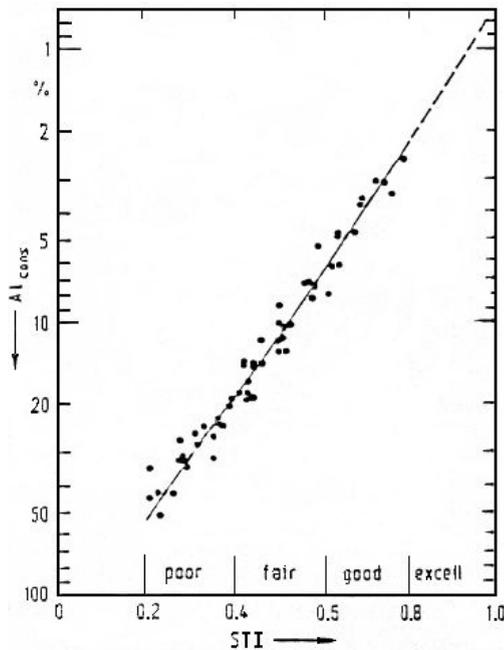


Figure 3: STI and Alcons values.

It can be seen that the relation between both parameters has a linear regression with relatively little dispersion. Thus, the following equation can be established to approximate Alcons:

$$Alcons = 10^{\frac{1-STI}{0.46}} \quad (13)$$

4. METHODOLOGY

The following methodology has been developed according to Angelo Farina's user guide for Aurora STI module plugin. The software's algorithm follows IEC 60268-16 (2003) standard. STI results were also obtained through this software, while Alcons values were estimated from equation 13.

4.1. Evaluated Rooms

The procedure for STI calculation was performed in three rooms with different acoustic characteristics. One of them is an audiometric booth and the others are medical consulting rooms placed within the health institution where the test was carried out. A floor plan is displayed in figure 4.

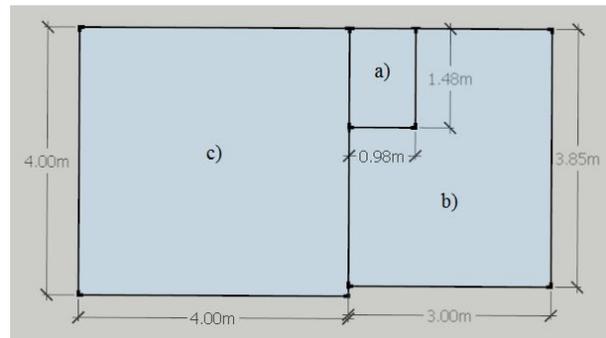


Figure 4: Floor plan for a) Audiometric booth, b) Medical office 1 c) Medical office 2.

The heights were of 2.2, 3.85, and 2.5 meters for the booth, office 1 and office 2, respectively. The audiometric booth presented some soundproofing treatment, by means of 12 cm thick walls. The first medical office had some acoustical treatment: resonant panels were distributed in an unspecified pattern throughout the room's lateral walls. The second medical office presented no acoustical or soundproofing treatment at all.

The measurements took place on a weekend day, from approximately 09:00 hs to 17:00 hs.

4.2. Data recording

The test was performed using the same signal emitting and recording system in all of the measuring situations. The whole system consisted of two separate stations. One was dedicated exclusively for recording and the other one, for signal reproduction. Two Behringer 8000 (S/N D1504984118 -D1608848118) measurement microphones were used together with two Focusrite Scarlett 8i6 analog-to-digital converters for signal acquisition.

4.3. Test Signals

Pink noise, a log sine sweep (LSS) and an inverse log sine sweep (ILSS) were generated using Aurora plugin hosted in Audacity 2.0.5 software. Audacity was also used as recording and reproduction software. The sample rate and bit depth for all of the signals was set to 48 kHz and 24 bit, respectively.

ILSS and LSS were generated for a frequency range of 50 to 20 kHz, due to the impossibility of reproducing lower signals through the speakers used as signal source.

4.4. Procedure

The main electroacoustic system used for speech audiometry tests consisted on a Kamplex audiometer, a custom made power amplifier and a custom made speaker. With the aim of evaluating the influence of the electroacoustical source frequency response as an intelligibility loss factor, the measurements carried out in the audiometric booth were performed with the an EDIFIER speaker and compared with the custom made one. The system connection is displayed in figure 4.

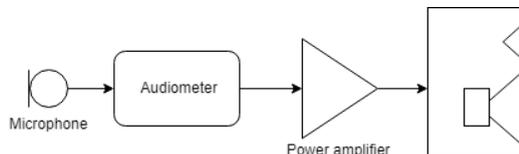


Figure 4. Block diagram of the system used for performing "free field" audiological tests.

An external speaker and two microphones were placed as shown in figure 5.

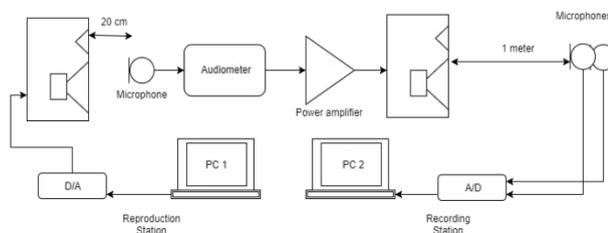


Figure 5: Connection diagram of the external system used for signal reproduction and recording.

The external source distance to the audiometer microphone was chosen in order to emulate a logaudiometry real situation, in which the audiologist usually speaks close to the microphone to improve signal to noise ratio.

Microphones were placed aside a patient head (figure 6), as close as possible to the auditory ear canal in order to capture spectrum alterations due to head related transfer function (HRTF). Moreover, the 0° and 1m distance from the main speaker to the recording microphones was set following ISO 8253 standard as recommendation for performing "free field" tests.



Figure 6: Microphone positions.

A 30 seconds calibration signal (1 kHz and 94dB SPL) was recorded for each microphone, using a Svantek SV 30A Class 1 acoustic calibrator (S/N 14327). Noise floor level was recorded as well, as required by Aurora STI plugin.

Pink noise was reproduced and recorded at a sound pressure level of 62dBA, following IEC 60268-16 standard.

For impulse response acquisition, a LSS was emitted through the external speaker and recorded. Finally, with the use of Aurora convolver plugin, an impulse response was obtained for each microphone by the convolution of the recorded LSS and its inverse filter (ILSS).

The same procedure was performed in both of the medical rooms using the EDIFIER speaker as communication channel source.

4.5. Emulation of different noise conditions

In order to study the effect of noise on intelligibility loss, two different daily life noises were recorded with the use of DPA 4060 binaural microphones. These noises consisted of traffic sounds and crowded bar sounds. Furthermore, spoken female voice was recorded in a quasi-anechoic chamber and several phrases were mixed together in order to recreate a multi speaker situation. The three noise signals were convolved with the impulse responses of each of the tested rooms using Aurora convolver, and added digitally to the recorded noise floor. The main idea for doing this was to emulate different noise floor situations, as if those noises were really present, inside of the evaluated room, at the time at which the measurement was done.

In order to obtain an equivalent loudness level between the real and the artificial noises, signal loudness levels were compared using Waves Loudness Meter (WLM) plugin. This plugin performs calculations according to the algorithms specified in ITU-R BS.1770-3 standard for audio programme loudness measurement.



Figure 7. Waves Loudness Meter plugin interface displaying one of the recorded noise LUFS level (Loudness Units Full Scale)

The artificial noises were set to be 0dB, 10dB, 20dB, and 30dB higher than the real noise floor measured loudness. Finally, STI was calculated for these digitally created noise conditions with the aim of comparing the obtained values with those of the real measurement.

5. RESULTS AND ANALYSIS

5.1. Audiometry booth

For the measurements performed inside the audiometric booth with its original PA, STI results are shown in table 1. All of the STI results obtained are shown corrected for signal-to-noise ratios (since such correction corresponds to a real life situation).

Parameter	Direct		Through Mic	
	Left	Right	Left	Right
STI Male	0.957	0.964	0.955	0.954
STI Female	0.973	0.978	0.971	0.968
RASTI	0.973	0.974	0.973	0.964
STITEL	0.981	0.982	0.981	0.972
STIPA	0.929	0.939	0.922	0.922
%Alcons	1.240	1.197	1.253	1.259

Table 1: Values obtained for audiometric booth.

It can be seen that the values are mostly similar for every parameter analyzed. As was expected, near perfect intelligibility is found in this environment.

Figure 8 shows the STI values per octave band.

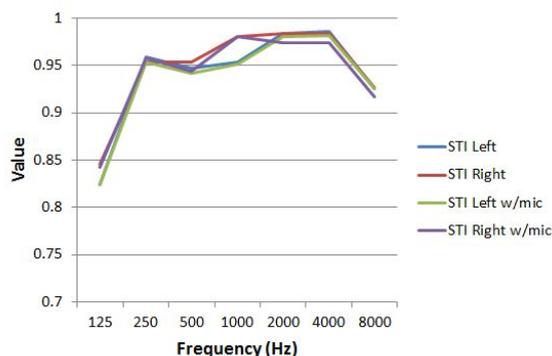


Figure 8: STI values per band for original PA with audio played directly and through the microphone.

While there are still no significant differences between direct-to-PA and mic-to-PA conditions, a slight decrease in STI values can be seen in the 1000 Hz centered octave band between left and right values. This can be attributed to reflections and comb-filtering produced by the door next to the left-ear microphone. Although this difference is relatively small (approximately 0.03), it shows the influence of the environment, especially regarding room asymmetries.

Although STI values are generally stable with frequency, a noticeable dip can be seen at the 125 Hz octave band. This can be due to either deficiencies in the PA system, background noise influence, or the room's reverberation time. To investigate this, figure 9 shows the spectrum of background noise, measured with a seated person inside the booth.

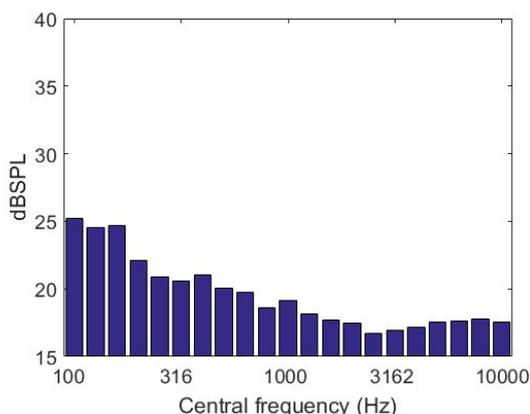


Figure 9: Background noise values for audiometric booth.

A slight level increase (of about 5 dB) can be noticed in the 125 Hz band in relation to the levels measured at higher frequencies. However, at approximately 25 dB SPL, it might not have had a significant influence. Overall, the background noise reaches an equivalent global level of 30.22 dBA,

considering that all background noise levels were measured during a period of ten seconds.

Figure 10 shows the T30 measured (from one impulse response corresponding to the left-ear microphone).

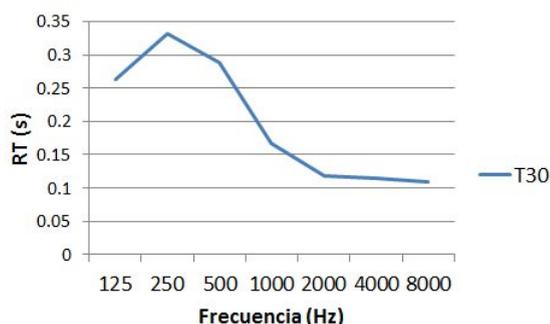


Figure 10: T30 measured inside audiometric booth.

A clear increase in T30 at lower frequencies is seen, which might be correlated to the loss in intelligibility at 125 Hz. The average T30 for the bands of interest is 0.2 seconds.

Table 2 shows the results obtained for the substitute (Edifier) PA.

Parameter	Direct	
	Left	Right
STI Male	0.899	0.928
STI Female	0.912	0.94
RASTI	0.884	0.918
STITEL	0.922	0.939
STIPA	0.876	0.907
%Alcons	1.658	1.434

Table 2: Values obtained for substitute PA.

Although the values still correlate with excellent intelligibility, a decrease is seen in all STI-related parameters, with a subsequent increase in Alcons values. This was somewhat surprising given the fact that, even though neither set of speakers was measured, the substitute PA was thought to have a flatter frequency response and an overall higher construction quality.

Thus, it can be said that positioning of the PA system is a highly influential variable. In this case, the location of the substitute PA was not ideal, since the space available inside the booth did not allow for an ideal positioning. Because of this, the speakers were placed at different distances regarding each corresponding measuring position, in an asymmetrical manner. This can be seen in the increased difference between results for left and right channels.

This analysis is supported by results shown in figure 11, which presents STI values obtained per octave band.

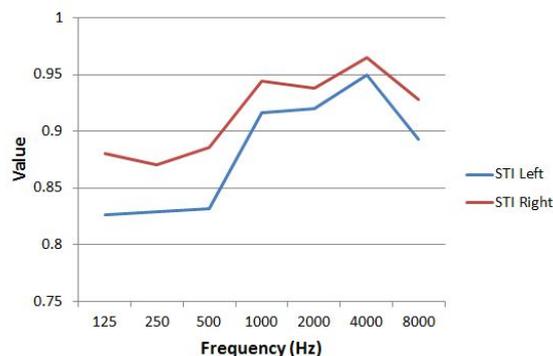


Figure 11: STI values per octave band for substitute PA.

Regarding the curves' shape, lower values are seen up to the 1000 Hz band, and the values are less stable with frequency when compared to the previously measured curves. As was present in the global results, STI values are higher for the right-ear curve, across all frequencies analyzed.

5.2. First medical office

Table 3 shows the results for the first medical office analyzed, using the substitute PA.

Parameter	Left	Right
STI Male	0.82	0.81
STI Female	0.83	0.80
RASTI	0.79	0.74
STITEL	0.8	0.83
STIPA	0.8	0.82
%Alcons	2.499	2.550

Table 3: Values obtained for first medical office.

As expected, lower intelligibility results are observed. According to figure 2 as seen in section 2.1, the values nonetheless correspond to excellent levels of speech transmission. This time, values for left and right microphones are nearly identical. This is an interesting and surprising result since, given the irregularities and asymmetries of the enclosure, some differences were expected.

Figure 12 shows the STI values obtained per octave band.

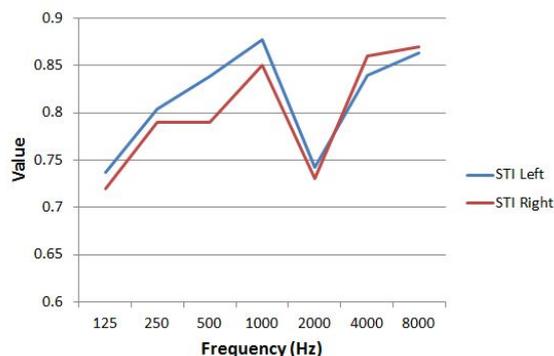


Figure 12: STI values per octave band for first medical office.

Where a noticeable dip can be seen at the 2000 Hz band.

To find an explanation for the reduced values, figure 13 shows the background noise spectrum measured for the first medical office.

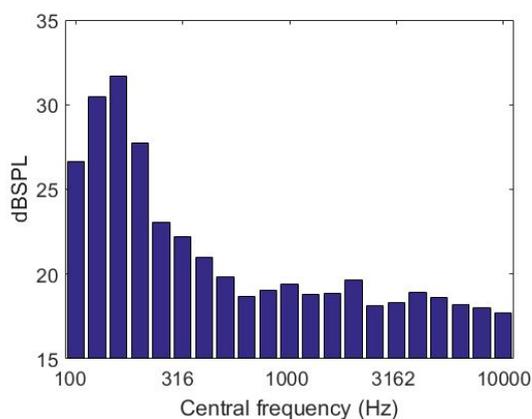


Figure 13: Background noise values for first medical office.

Higher levels in relation to the booth are clearly observed, especially in the 125 Hz and 160 Hz bands, where sound pressure levels higher than 30 dB SPL are measured. A global value of 31.55 dBA was obtained. This increase in background noise levels can be translated into a decrease in signal-to-noise ratio, which would explain the lower intelligibility seen in the global results. However, the diminished STI measured at 2000 Hz does not seem to correlate with background noise, since the SPL measured for that frequency band does not show higher values in relation to the levels measured at surrounding frequency bands.

Figure 14 shows the T30 values measured for this enclosure.

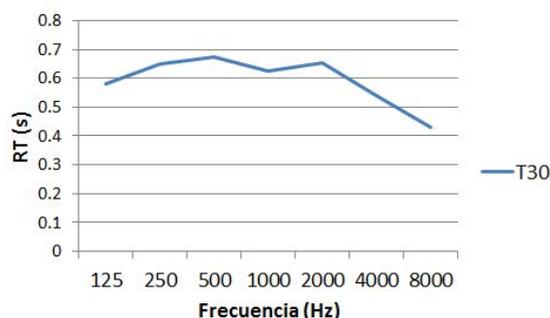


Figure 14: T30 measured inside first medical office.

Reverberation time values are relatively stable, and only begin to decay for 4000 Hz and 8000 Hz centered frequency bands. This time, the average T30 is 0.59 seconds, more than twice the magnitude of the average RT measured inside the audiometric booth.

It can be concluded that both the general increase seen in reverberation time as well as background noise levels are the primary causes regarding the lower STI and higher Alcons values obtained.

5.3. Second medical office

Results for the measurements performed inside the second medical office are shown in table 4.

Parameter	Left	Right
STI Male	0.817	0.839
STI Female	0.828	0.85
RASTI	0.781	0.815
STITEL	0.813	0.836
STIPA	0.807	0.824
%Alcons	2.499	2.239

Table 3: Values obtained for second medical office.

Global results are similar to the ones obtained for the other room. However, differences are seen when analyzing the results per octave band (figure 15), where both curves have a more stable behavior with frequency (although the dip at 2000 Hz can be observed again, it is less pronounced).

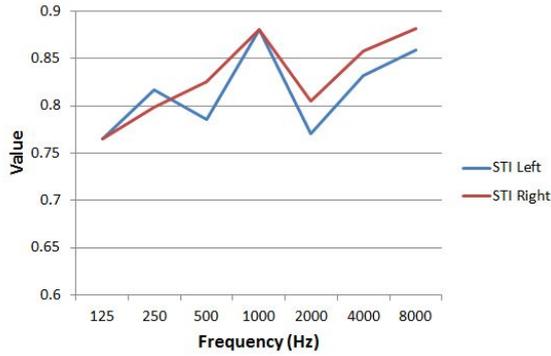


Figure 15: STI values per octave band for second medical office.

With a global L_{eq} value of 34.43 dBA, background noise levels were the highest for all three enclosures measured, as seen in figure 16.

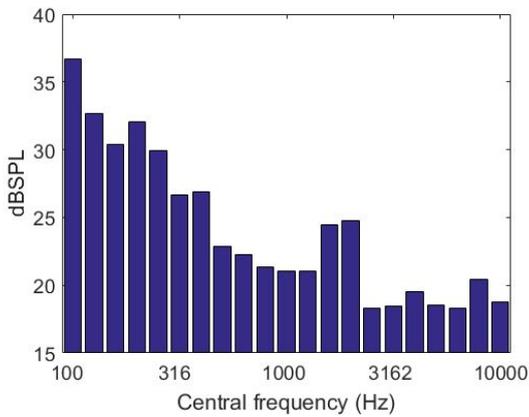


Figure 16: Background noise values for second medical office.

The same is true for T30 results, where the global value obtained was of 0.62 seconds. This can be observed in figure 17.

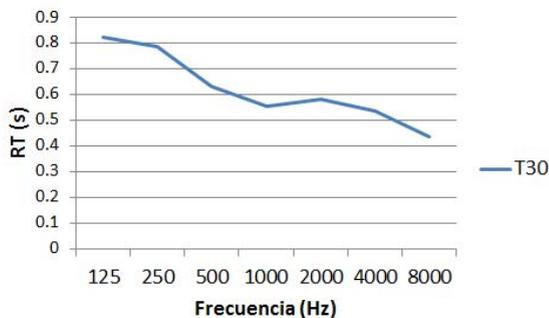


Figure 17: T30 measured inside second medical office.

Given all of this information, it is interesting to see that it had little to no effect on global intelligibility values, and even STI values per octave

band can be seen as an improvement over the first medical office. This is even more worthy of note given the fact that the first medical room had a number of acoustic resonator panels, whereas the second office did not have any acoustical treatment.

5.4. Added noise results

For the artificially added noise, global results for the first medical office are shown in figure 18.

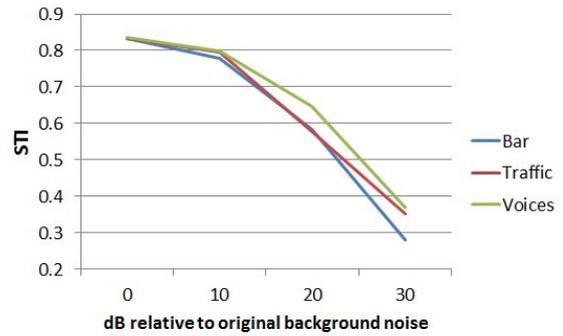


Figure 18: Global STI values obtained for different background noises.

The general trend shows that, once the background levels reach a certain threshold (in this case, 10 dB higher than the original background noise), the relation between levels of background noise and STI decay has a linear shape.

It can also be seen that the background noise corresponding to the bar environment has the most deteriorating effect on STI: the lowest value is of 0.280, whereas the lowest value for traffic and voices noises was 0.352 and 0.368, respectively.

Figure 19 shows the values obtained per octave band for the 30 dB condition.

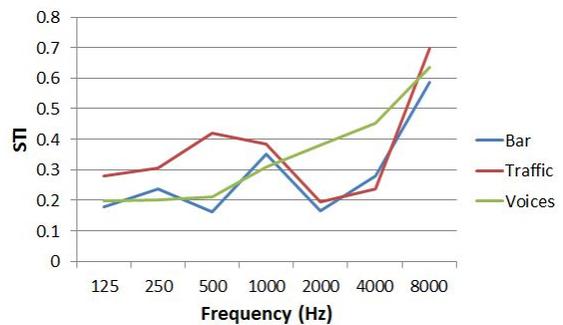


Figure 19: STI values obtained for different background noises, per band.

Surprisingly, both bar and voices noises seem to affect more the low-frequency spectrum than traffic

noise; the latter has a more noticeable effect on the 2000-4000 Hz bands.

6. CONCLUSIONS

An audiometric booth and two medical offices where audiometry tests are regularly performed were put under test, in order to determine whether they were apt to perform such tests.

The audiometric booth showed excellent levels of intelligibility, due to a combination of low background noise levels and low reverberation time values.

Both consulting offices, while still presenting very good values of intelligibility, suffered from a decrease in STI values when compared to the audiometric booth. This was due to an increase in both reverberation time and background noise levels. The presence of acoustical resonators inside the first office did not seem to have any effect on intelligibility, possibly due to a deficient design and/or placement.

Even though the values obtained for all three enclosures are generally very good, it has been proved how an increase in background noise can severely deteriorate intelligibility. Although the evaluation of three acoustic spaces can not be considered a significant sample in order to formulate solid conclusions on STI as an indicator of quality of audiometry test rooms, the obtained index values showed a strong incidence of noise floor level and signal-to-noise ratio on intelligibility loss. The previous statement together with the fact that high values for STI were obtained even in the untreated room, suggest that when correctly isolated, medical room acoustic conditions might be sufficient for performing logaudiometry tests, even without internal acoustical treatment.

It is relevant to highlight the fact that the medical offices under test were located in relatively quiet areas, and the measurements were not performed during particularly busy hours when background noise, especially traffic-related, might be more prevalent. In different test conditions, the artificially added noise might correspond to a real life situation. Thus, its influence must be taken into account.

It is a suggestion for future works to study different consulting offices in order to provide a wider range of data regarding intelligibility values that can be commonly obtained in such spaces. This would be carried out with the purpose of verifying if untreated medical rooms, in general, meet the basic intelligibility requirements for performing speech audiometry tests, as well as validating STI index as an indicator of audiometric test rooms quality.

7. REFERENCES

- [1] Miyamoto, R.T, Houston D.M, Kirk K.I, Perdew A.E, Svirsky M.A. Language development in deaf infants following cochlear implantation. *Acta Oto-laryngologica*, 123:241–244 (2008).
- [2] P.B Denes and E.N. Pinson, “The speech chain: he physics and biology of Spoken Language” W.H Freeman, Oxford, UK, 2nd edition, 1993.
- [3] Jack Katz, “Handbook of Clinical Audiology, Fifth edition”, Lippincott, Williams, and Wilkins, ISBN 0-683-30765-7
- [4] ISO 8253(1) 1989 Audiometric Test Methods.
- [5] Suzanne H Kimball, “Speech Audiometry”, Medscape, July 30, 2015.
- [6] Herman J.M. Steeneken, “The measurement of speech intelligibility” TNO Human Factors, Soesterberg, the Netherlands.
- [7] Carhart R. Monitored live-voice as a test of auditory acuity. *J Acoust Soc Am*. 17: 338–49, 1946.
- [8] Houtgast, T., and Steeneken, H. J. M. *The Modulation Transfer Function in Room Acoustics as a Predictor of Speech Intelligibility*. The Journal of the Acoustical Society of America 54, 557. 1973.
- [9] Steeneken H. J. M. Houtgast T. and R. Plomp. *Predicting Speech Intelligibility in Rooms from the Modulation Transfer Function*. *Acta Acustica united with Acustica*, Vol. 46, 1. 1980.
- [10] M. R. Schroeder. *Modulation Transfer Functions: Definition and Measurement*. *Acta Acustica united with Acustica*, Vol. 49, 3. 1981.
- [11] Houtgast, T., and Steeneken, H. J. M. *Mutual dependence of the octave-band weights in predicting speech intelligibility*. *Speech Communication*, Vol. 28, 2. Pp 109-123. 1999.
- [12] IEC 60268-16:2011. *Sound system equipment – Part 16: Objective rating of speech intelligibility by speech transmission index*. International Standard. International Electrotechnical Commission. 2011.
- [13] Barnett, P. W., and Knight, R. D. *The Common Intelligibility Scale*. Proceedings – Institute of Acoustics. 1995.
- [14] Peutz, V. M. A. *Articulation Loss of Consonants as a Criterion for Speech Transmission in a Room*. *Journal of the Audio Engineering Society*, Vol. 19, 11. Pp 915-919. 1971.
- [15] Ahnert W. and Tenhardt H. *Acoustics for Auditorium and Concert Halls*. In: Handbook for Sound Engineers. Ed. by G. Ballou. 4th edition. Focal Press, 2008. Chap. 7, pp. 145–200. ISBN: 978-0-240-80969-4.

ANNEX A: ENCLOSURES UNDER TEST



Figure 20: Audiometric booth, outside.

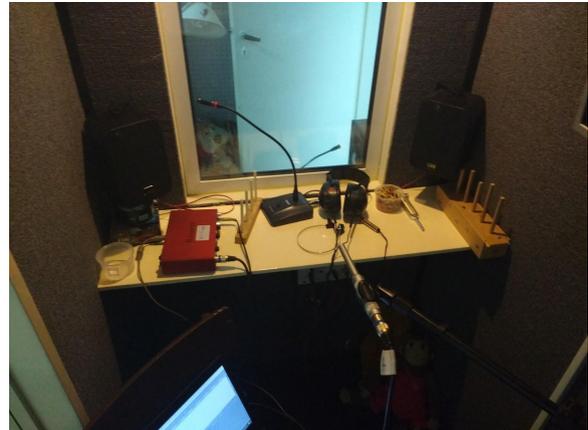


Figure 22: Audiometric booth, inside.



Figure 21: Audiometric booth, inside.



Figure 23: First medical office. Wall with resonant panels view.



Figure 23: First medical office, door view.



Figure 24: Second medical office, desk view.



Figure 25: Second medical office, front view.

CARACTERIZACIÓN ACÚSTICA DE UN ANFITEATRO NATURAL AL AIRE LIBRE UTILIZANDO INFORMACIÓN DIRECCIONAL

DAMIAN PAYO¹ FRANCISCO DURANTE² MAURO ZANNOLI² Y MANUEL EGUIA³

¹ Universidad Católica de Salta, Escuela Universitaria de Música, Salta, Argentina.
sdpayo@ucasal.edu.ar

² Universidad Nacional de Quilmes, Escuela Universitaria de Artes, Buenos Aires, Argentina.
francdurante@gmail.com; mzannoli@unq.edu.ar

² Laboratorio de Acústica y Percepción Sonora, Universidad Nacional de Quilmes, Buenos Aires, Argentina.
meguia@unq.edu.ar

Resumen – El presente trabajo, expone una caracterización concisa del "Anfiteatro", una formación rocosa natural semi cerrada ubicada en la "Quebrada de las Conchas" (Salta, Argentina), dotada de una acústica singular debido a los materiales que la componen y sus características (Irregularidades y grandes dimensiones), reconocida ampliamente por la comunidad artística y turística que los visita. Los parámetros acústicos se midieron para diferentes orientaciones de una fuente direccional y para diferentes direcciones principales decodificadas a partir de una grabación de Ambisonics. A partir del análisis de las diferencias relativas de estas medidas con respecto a sus contrapartes omnidireccionales es posible discernir, en los diferentes puntos observados, cuales posiciones se presentan más homogéneas en cuanto a su dirección y parámetros en relación a los valores de Tiempo de Reverberación (RT), Claridad (C50) y Centro Temporal (TS) estudiados.

Abstract – *This work is a pithy characterization of the "Amphitheater", a natural semi-closed rock formation located in the "Quebrada de las Conchas" (Salta, Argentina), gifted with a unique acoustics due to its irregular shape, its large size and the material of its walls. It is widely recognized by the artistic and touristic community that visits them. The acoustic parameters were measured for different orientations of a directional source and for different principal directions (Left, Right, Front, Back, Up and Down) decoded from an Ambisonics recording. From the analysis of the relative differences of these measures with respect to their omnidirectional counterparts it is possible to discern, in the different points observed, which positions are more homogeneous in terms of their direction and parameters in relation to the values of Reverberation Time (RT), Clarity (C50) and Temporary Center (TS) studied.*

1. INTRODUCCIÓN

El estudio acústico de espacios cerrados está basado tradicionalmente en el relevamiento de respuestas impulso (RI) para una serie de posiciones de fuente/ receptor y los diferentes parámetros acústicos derivados de estas respuestas, muchas veces promediando sobre las diferentes posiciones. Sin embargo, es frecuente encontrar casos en los que los parámetros acústicos difieren significativamente entre los distintos sitios. Por otro lado, de acuerdo con la norma relevante [1] las medidas se realizan con parlantes y micrófonos omnidireccionales. De esta manera, se presuponen ciertas condiciones (e.g. un "campo sonoro difuso"), [2], lo cual no es aplicable en

todos los casos. Cabe destacar que, en el caso de espacios abiertos o semi-abiertos, es mucho más difícil que se cumpla la condición de "campo sonoro difuso" y no existen directrices generales para el uso de fuentes o receptores omnidireccionales en estos ámbitos. En este trabajo, estudiamos la acústica de un anfiteatro natural a cielo abierto sin asumir la condición difusa y teniendo en cuenta la información direccional, tanto para la fuente como para el micrófono. Aunque ha habido varios enfoques recientes para incluir características direccionales que se encuentran en fuentes sonoras reales y receptores [3-5], aún no existe un método comúnmente aceptado para realizar este tipo de estudios. Aquí adoptamos un

procedimiento simple utilizando un solo parlante con un patrón de direccionalidad conocido, en diferentes orientaciones y un micrófono Ambisonics, para los distintos puntos de medición.

El espacio estudiado es conocido como el “Anfiteatro” y es una formación rocosa semicerrada de volúmen pseudo-oval. Se encuentra ubicado sobre la Ruta Nacional N° 68 a 16Km de la ciudad de Cafayate (Salta), dentro de la Quebrada del Río de las Conchas. Este sitio geológico tiene una extensión aproximada de 50 kilómetros y es de particular interés, ya que en sus distintos estratos, elevados a la superficie por un proceso que coincidió con el levantamiento de la Cordillera de los Andes, pueden evidenciarse los lentos y constantes procesos que afectan a la superficie del planeta desde su gestación y las diferentes irrupciones de lagos y mares a la región [6].

En particular, el Anfiteatro es producto de la acción de los elementos, incluida la erosión producida por el agua de una cascada que existió hace millones de años y que dieron como resultado formas arbitrarias que generan una cavidad de formas y estructura muy particular. En la Figura 1 se muestra una imagen de esta formación. Compuesta principalmente por una cavidad semicerrada, a la que se accede por una grieta entre las rocas, tiene más de 20 metros de altura, aproximadamente 35 metros de profundidad y 28 metros de ancho. Asimismo, este espacio es de gran interés cultural y turístico para la región, ya que forma parte del antiguo territorio Diaguita-Calchaquí y del patrimonio cultural inmaterial de Argentina. Un atributo de este lugar, que es inmediatamente apreciado por las personas que ingresan a primera escucha, es la amplificación natural del sonido. Su forma y el alto grado de difusión de sus paredes crean una notable sensación de inmersión sonora, resonancias específicas y un nivel de refuerzo significativo. Estas características lo convierten en un espacio óptimo para la ejecución musical, sin la necesidad de ningún tipo de refuerzo sonoro agregado.

De hecho, El Anfiteatro ha sido utilizado durante las últimas tres décadas como espacio natural para conciertos por tener fama de una calidad acústica tan buena como la de muchas salas de conciertos reconocidas. Sin embargo, hasta la fecha, no existe un solo estudio que valide o refute dichas afirmaciones. No es tampoco el objetivo de este trabajo, sin embargo pretendemos mostrar que existen cualidades singulares en la acústica de este espacio que se observan para ciertos puntos de la fuente o el receptor y que se ponen en evidencia realizando un estudio que incluye información direccional de la fuente y el micrófono.



Figura 1: Vista desde el interior del Anfiteatro donde puede apreciarse con claridad la grieta de entrada. En el centro, el micrófono Ambisonics usado para las mediciones junto con la cámara 360.

2. MATERIALES Y MÉTODOS.

Una característica notable del Anfiteatro, que es evidente a primera vista, es la gran irregularidad de sus paredes y piso (ver Figura 1). Si bien esto sin duda favorece la acústica, resulta un inconveniente a la hora de realizar un relevamiento de las posiciones de la fuente y receptor ya que no existen puntos de referencia claros. Por esta razón, se realizó primero una grilla romboidal a una altura fija, abarcando cuatro puntos extremos del recinto, utilizando un nivel topográfico. La posición de fuente L3 (ver Figura 2) quedó ubicada en el centro de esta grilla. A partir de este punto se determinaron dos ejes de coordenadas y cinco targets de referencia (uno para el centro y cuatro para cada esquina del rombo). De este modo, para cada posición se midieron las distancias hasta al menos tres targets, pudiendo de esta forma tener una ubicación precisa y unívoca de la misma en el recinto. La fuente acústica utilizada fue un parlante Genelec 8030B biamplificado, ubicado a una altura de 1,60 m. Se emplearon tres posiciones de fuente (ver L1-L3 en la Figura 2), que corresponden a los lugares más utilizados como escenario durante los conciertos. Para cada posición de fuente, se tomaron cuatro posiciones de micrófono, también a una altura de 1,60 m. Debido a la proximidad, la posición del micrófono 4 se excluyó de las grabaciones realizadas con la fuente 3. Esto produce un total de 11 combinaciones fuente-receptor.

Para la grabación, se usaron un micrófono Sennheiser Ambeo, una placa de audio RME Babyface y un preamplificador Behringer Ada8200. El método empleado para obtener la respuesta al impulso es el barrido senoidal exponencial tradicional (ESE) propuesto por Angelo Farina [7]. Un barrido de 20 segundos de una onda sinusoidal de 20 a 20 kHz generado previamente en Matlab. Para alinear las Respuestas Impulso (RI's), se registró un loopback. Es necesario aclarar que en este caso particular se usó un emisor direccional en cuatro orientaciones correspondientes a cuatro rotaciones de 90 grados

(F-B-L-R por sus siglas en inglés). Los barridos fueron grabados por el micrófono Ambisonics en formato A. Las RI se obtuvieron al convolucionar las grabaciones de barrido con el filtro inverso. Estas se codificaron en Matlab del formato A al formato B. Con el formato B, se realizó una decodificación en seis direcciones ortogonales, frontal, posterior, izquierda, derecha, arriba y abajo (F-B-L-R-U-D por su siglas en inglés). Además de las respuestas direccionales, se obtuvo una Respuesta Impulso pseudo-omnidireccional a partir de la medición original utilizando los componentes Ambisonics W para cada dirección de altavoz resumida en una señal. La grabación de loopback se utilizó en este caso para preservar la coherencia de fase.

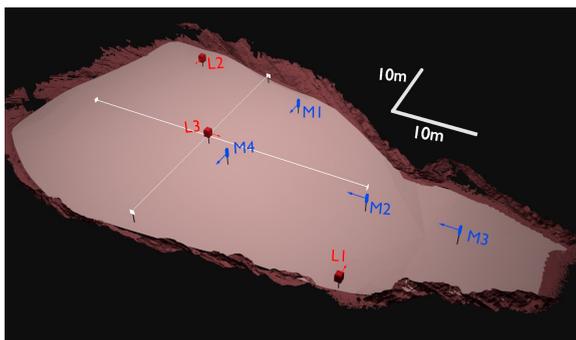


Figura 2: Planta del Anfiteatro que muestra el contorno escaneado y las posiciones de Fuentes (L1, L2, L3) y Micrófonos (M1, M2, M3, M4), indicando la dirección frontal (F) con una flecha. La entrada al recinto se encuentra localizada en la esquina inferior derecha de la imagen.

3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

Las Figuras 3-5, muestran los resultados obtenidos para tres parámetros acústicos relevantes relacionados con los aspectos temporales de las RI's: el tiempo de reverberación tradicional RTRH (obtenido de la parte del decaimiento con el coeficiente de correlación lineal más alto RH en términos de dB por segundo), el Centro Temporal TS (el primer momento de la RI) y el índice de Claridad C50 en dB. En todos los casos mostramos las once combinaciones de posición de parlante (L) y micrófono (M) en diferentes paneles, y en cada panel las cuatro direcciones del fuente y las seis direcciones de receptor decodificadas, utilizando siempre la misma escala de color. Como referencia, el parámetro acústico obtenido para el caso omnidireccional se muestra en el título de cada panel. De esta manera, la variación relativa de cada uno de los parámetros de decaimiento temporal, dependiendo de la orientación del eje principal del parlante y el micrófono, puede analizarse fácilmente en el gráfico.

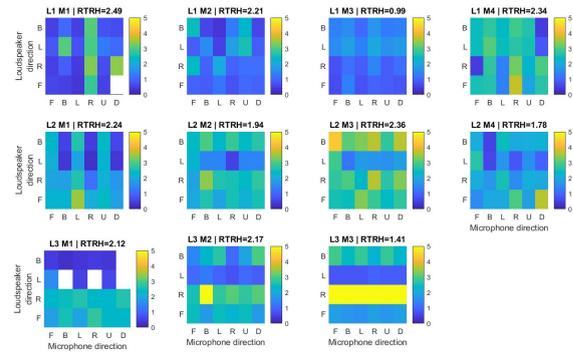


Figura 3: Tiempos de Reverberación ponderados-A (RT) en segundos, obtenidos para las tres Fuentes (L1, L2, L3), en filas, y las cuatro posiciones de Micrófono (M1, M2, M3, M4), en columnas, descartando la combinación (L4, M4). Cada tabla, mediante la misma escala de colores, muestra los valores de TR obtenidos para las 24 combinaciones posibles de Fuente (Frente, Derecha, Izquierda, Atrás) y direcciones de Micrófono (Frente, Atrás, Izquierda, Derecha, Arriba, Abajo), como se describe en el texto.

3.1 Tiempo de reverberación (RT)

Se presenta el análisis para cada posición de la fuente.

Fuente en L1: los valores de RT omnidireccionales están comprendidos en un rango entre 2.2 y 2.5 segundos para las posiciones M1, M2 y M4; disminuyendo en el sector de entrada al recinto donde RT es de aproximadamente 1 segundo (M3). Analizando la direccionalidad en M1, se observa una mayor variación para las direcciones L-R (~1 y ~3 segundos) que corresponden a la parte frontal y posterior del Anfiteatro, respectivamente (ver Figura 2). Es notable que esto se observa para todas las orientaciones de la fuente, lo que podría indicar que hay un decaimiento temporal secundario más extenso en la parte posterior del anfiteatro (probablemente generada por una chimenea de piedra que quedó como resultado de que el Anfiteatro fue en un tiempo anterior una cascada de agua). Este decaimiento secundario puede ser excitado del mismo modo por todas las direcciones de la fuente. La respuesta uniforme de RT con respecto a la orientación de la fuente se ve mejor para M3, que al estar en la grieta de entrada probablemente tome un promedio de decaimientos múltiples. En M4, se presenta una RT más elevada, que muestra un tiempo de caída máximo cuando se dirige hacia la parte posterior del anfiteatro.

Fuente en L2: en este caso, los valores omnidireccionales de RT permanecen alrededor de los 2 segundos para todas las fuentes, pero se observa una mayor heterogeneidad direccional en M1, probablemente debido a la proximidad a la fuente. El aumento en el RT medido en M3 en comparación con la fuente L1 es notable, excepto cuando la fuente apunta hacia la entrada (L1R). Las posiciones en el eje central, M2 y M4 muestran un valor más bajo de RT y son relativamente homogéneas con respecto a las direcciones.

Fuente en L3: Para los valores omnidireccionales, la disminución de RT es notoria cuando el receptor se aleja de la fuente, especialmente en la grieta de entrada al Anfiteatro (M3).

Los valores direccionales muestran una gran heterogeneidad según la posición de la fuente. Cuando esta es direccionada hacia atrás (L3B) se observa una pérdida de RT independientemente de la directividad del receptor en M1. El caso inverso ocurre para M3 cuando la fuente es direccionada hacia el lado derecho (L3R) donde se percibe un aumento de RT del orden de 5 segundos.

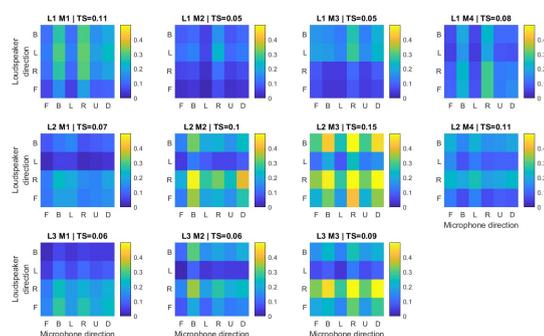


Figura 4: Centros Temporales ponderados A (TS) en segundos, obtenidos para las tres posiciones de Fuente y las cuatro de Micrófono, y las 24 combinaciones de direcciones posibles, como fue descrito al pie de la Figura 3.

3.2 Centro Temporal (TS)

Fuente en L1: los valores de TS omnidireccionales son más altos para las posiciones del receptor más alejadas de la fuente (M4 y M1), mientras que para las posiciones en la entrada del recinto disminuyen a 50 ms, probablemente debido a la preponderancia en el sonido directo. Es preciso mencionar, como en el caso de RT, la gran homogeneidad para esta posición de fuente en relación a la dirección del emisor. Para las posiciones más cercanas al receptor (M2 y M3) el TS disminuye cuando la fuente apunta hacia él, mientras que para el caso opuesto, es decir, si la fuente y el receptor mantienen direcciones opuestas, se presentan valores superiores a 300 ms. El par L1-M2 se presenta como el más homogéneo en todas sus direcciones y del valor más bajo de todas las muestras estudiadas.

Fuente en L2: En este caso, los valores más altos (M3, M2 y M4) de TS se presentan para todas las muestras relevadas, con la excepción de M1, posiblemente debido a la proximidad a la fuente. También vale la pena señalar que, para todos los casos, cuando L2 es direccionada hacia la izquierda, es decir, hacia una concavidad localizada a la derecha del recinto (ver Figura 2), hay una disminución considerable en TS. El par L2-M3 es el que muestra la mayor heterogeneidad, al comparar las diferentes direcciones fuente-receptor. Los valores de más de 400 ms se presentan cuando se dirige la fuente hacia

las paredes de la parte trasera y parte posterior del recinto.

Fuente en L3: En las muestras omnidireccionales, los micrófonos más cercanos a esta fuente (M1 y M2) mantienen un bajo valor de TS. Este valor aumenta 30 milisegundos en M3 ya que es el sector más alejado de la fuente. Al dirigir la fuente hacia la izquierda, se observa una disminución en TS de los receptores cerca de la grieta de entrada del Anfiteatro (M2 y M3) y un aumento considerable (en algunos casos superior a 300 ms) al dirigir la fuente hacia la derecha (L3R) especialmente para el receptor más alejado (M3).

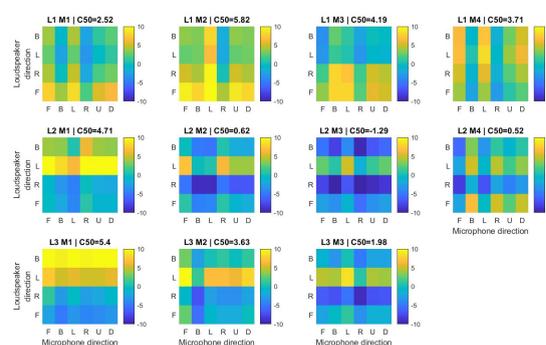


Figura 5: Índices de Claridad ponderados A (C50) en escala de decibels, obtenidos para las tres posiciones de Fuente y las cuatro de Micrófono, y las 24 combinaciones de direcciones posibles, como fue descrito al pie de la Figura 3.

3.3 Claridad (C50)

Este parámetro acústico está fuertemente correlacionado con TS. Los valores de TS más altos (>100ms) corresponden a índices de claridad alrededor de 0 dB, mientras que los valores de TS más bajos dan como resultado valores de C50 cercanos a 5 dB.

L1: Como se esperaba, se obtuvieron índices de claridad más altos para las posiciones de micrófono más cercanas a la fuente (M2 y M3), con valores superiores a 3 dB, disminuyendo a medida que el receptor se aleja de la fuente. Esta posición de origen es la que tiene los mejores índices de claridad promediados sobre todas las posiciones de receptor. Sin embargo, para M4 (centro) hay valores de claridad por debajo de 0 dB al direccionar la fuente hacia la parte posterior del anfiteatro. Se obtiene un resultado llamativo para M3 al ser orientado hacia atrás. Incluso cuando esta dirección es opuesta a la ubicación de la fuente, los valores de claridad son altos.

L2: en este caso se muestran valores más desfavorables de C50, por debajo de 1 dB en algunos casos (M2 y M4) y negativos en otros (M3). Sólo se obtiene un valor positivo superior a 2 dB para el receptor cercano a la fuente (M1). Al dirigir la fuente hacia la derecha (extremo posterior del anfiteatro), se nota claramente una disminución de C50 en todas las posiciones del receptor.

L3: en cuanto a los parámetros anteriores, esta es la posición de origen que expone mayor heterogeneidad con respecto a la orientación. La intensidad del sonido directo parece dominar la respuesta, y esto proporciona los valores más altos de claridad cuando la fuente se dirige hacia el micrófono.

4. CONCLUSIONES

El análisis de los parámetros que surgen de las RI's direccionales (tanto desde la fuente como desde el receptor) nos permitió evaluar la acústica del anfiteatro sin asumir la condición de "campo de sonido difuso". De hecho, a partir de las fuertes diferencias observadas en los parámetros acústicos con respecto a la orientación de la fuente o el receptor, es evidente que esta condición no se verifica. Además, este análisis fue útil para determinar que L1 es la ubicación de origen que mejor se aproxima a esta condición, ya que fue la posición de parlante con menor variación en los parámetros, con respecto a su orientación. Sin embargo, incluso en este caso, la orientación del micrófono fue influyente, especialmente en términos de claridad. Vale la pena señalar que esta ubicación es la preferida por los ejecutantes solistas en el Anfiteatro. Por otro lado, la posición L2 tiene los valores de RT más cercanos a una sala de conciertos (aproximadamente 2 segundos para todas las ubicaciones de receptores), pero tiene una mayor heterogeneidad y valores de claridad muy pobres (con la excepción de M1 ubicado más cerca de la fuente). Esta posición es utilizada por pequeños conjuntos de músicos como escenario. Finalmente, la ubicación en el centro del Anfiteatro (que se usa con frecuencia para actuaciones de orquesta y coro) es la peor en términos de heterogeneidad y respuesta desigual con respecto a la orientación.

5. Agradecimientos

Los autores desean agradecer a Mariana Carrizo, Leonardo Giamminola, Rafael Dellamea y Edgardo Palotta. Este trabajo fue financiado por UCASal, UNQ y el Fondo Ciudadano de Desarrollo Cultural de la Provincia de Salta.

2. REFERENCIAS

- [1] ISO 3382-1:2009; Acoustics—Measurement of Room Acoustic Parameters. I: Performance Spaces (International Standards Organization, 2009).
 [2] Kuttruff, H. *Room Acoustics* Sixth Edition, CRC Press, 2014.
 [3] Wenmaekers, R. H. C., Hak, C. C. J. M., Hornikx, M. C. J., and Kohlrausch, A. G. "Sensitivity of stage acoustic parameters to source and receiver directivity : Measurements on three stages and in two orchestra pits," *Applied Acoustics*, vol. 123, pp 20–28, 2017.

[4] Berzborn, M., and Vorländer, M. "Investigations on the Directional Energy Decay Curves in Reverberation Rooms.," *Euronoise 2018*, Crete.

[5] Martellotta, F; Álvarez-Morales, L; Girón, S.; Zamarreño, T. "An investigation of multi-rate sound decay under strongly non-diffuse conditions: The crypt of the Cathedral of Cadiz". *Journal of Sound and Vibration*, vol. 421, pp. 261-274, 2018.

[6] Comisión de Sitios de Interés Geológico de la República Argentina, CSIGA (Ed.) "La Quebrada de las Conchas: Una galería de formas y colores" en "Sitios de Interés Geológico de la República Argentina" Instituto de Geología y Recursos Minerales. Servicio Geológico Minero Argentino, *Anales* vol. 46, no. I, pp 446-450, Buenos Aires. 2008.

[7] Farina, A. "Advancements in impulse response measurements by sine sweeps" *Audio Engineering Society Convention 122*, 21, 2007.

Psicoacústica

MINIMUM AUDIBLE ANGLE IN THE HORIZONTAL PLANE USING PROCESSED NOISES WITH ERB FILTERS FOR NON-INDIVIDUAL HRTF

BLANCO EZEQUIEL¹

¹Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina
eze.blanco90@gmail.com

Abstract – *In this investigation, the minimum audible angle for non-individual head-related transfer functions through noise processed with Equivalent Rectangular Bandwidth filters is analyzed. The test was carried out for the angles in front of the head in the horizontal plane. Four stimuli were selected. Pink noise and three white noises filtered with Equivalent Rectangular Bandwidth filters at 500, 1600, and 4000 Hz. ABX test were performed varying the angles from 0° (in front) to 10° to the right in steps of 1°. For the variations of the angles were achieved using the transfer functions of a dummy head available in a public database. The reproduction of the stimuli were made with headphones. Results showed that the minimum audible angle depends on the frequency of the stimulus. The thresholds obtained for the noises filtered at 500, 1600, and 4000 Hz were respectively 2.9°, 3.8°, and 5.1°, whereas that for the pink noise was 2.9°. These results are in accordance with the theory about the interaural time difference. Although non-individual head transfer functions were used, it was possible to obtain minimum audible angles similar to those that an individual can perceive.*

Resumen – *En esta investigación se busca el mínimo ángulo audible para la función de transferencia de la cabeza no individualizada utilizando señales de ruido procesadas con filtros en base a los ancho de banda rectangulares equivalentes. La prueba se realizó para los ángulos frente a la cabeza en el plano horizontal. Se seleccionaron cuatro estímulos. Un ruido rosa y tres ruidos blanco filtrados en 500, 1600, y 4000 Hz. Para el mismo se llevó a cabo un test subjetivo tipo ABX variando los ángulos desde 0° (en frente) a 10° hacia la derecha en pasos de 1°. Las variaciones de ángulos se lograron utilizando las funciones de transferencia de una cabeza maniquí disponible en una base de datos pública. Para la reproducción de los estímulos se utilizaron auriculares. Los resultados mostraron que el mínimo ángulo audible depende de la frecuencia del estímulo. Los umbrales que se obtuvieron para los ruidos filtrados en 500, 1600, y 4000 Hz fueron respectivamente 2.9°, 3.8°, y 5.1°, mientras que para el ruido rosa fue 2.9°. Estos resultados son en concordancia con la teoría sobre la diferencia de tiempo interaural. Aunque se utilizaron funciones de transferencia de cabeza no individualizada se logró obtener mínimos ángulos audibles similares a los que un individuo puede percibir.*

1. INTRODUCTION

Binaural auralization consists in the process of spatializing sound. It has applications in fields such as virtual auditory display (VAD), simulation programs, virtual reality (VR) and in the entertainment industry (videogames, movies, etc.). To approach to reality, this simulation should take into account the influence of the listener's anatomy. The interaction of sound waves with the listener's body (torso, head, pinna, and ear canals) affects in sound source localization. The main cues for static sound source localization are interaural time and level differences (ITD and ILD, respectively). This information can be obtained with binaural impulse responses for the corresponding source position. This are known as Head Related Impulse Response (HRIR), or by its Fourier transform, Head Related Transfer Function (HRTF). By applying convolution to anechoic sounds with a specific pair of HRIR, the signal generated correspond to the specific point where the HRIR has been measured. To

appreciate the result, it must be reproduced by headphones or with a proper audio monitoring system [1,2].

In spatial localization of sources, one important parameter is the minimum audible angle (MAA). Mills defined the MAA as the smallest detectable difference between the azimuths of two identical sources of sound [3]. He made a subjective two alternative forced choice (2-AFC) test using pure tones of 1 s duration with a loudspeaker in an anechoic chamber. Two sounds were presented sequentially and the listener was asked to judge if the second came from right or left referred to the first stimulus. The subject was blindfolded during the test. The MAA was 1° for 500 Hz in the front region. The most important conclusion of his research is that the MAA depends of the frequency of the signal. This source location resolution is an important aspect for VAD or VR. If the spatial resolution rendering is higher than the human perception, computational resources are wasted. In

contrast, low resolution will degrade the auditory spatial perception.

Some authors who carried out investigations related to the MAA in the horizontal plane with HRTF synthesis followed a similar procedure but using different stimuli. Plogties et al. used pink noise of 0.65 s of duration in a 3-AFC test in steps of the power of two degrees. The results were less than 8° for the front region [4]. Sodnik et al. used white noise of 0.6 s of duration in a 2-AFC test in steps of 5° . As a result, 87% of subjects were able to differentiate sound sources only 5° of azimuth apart in the front region [5]. Wersényi used bandpass and broadband white noise of 0.3 s in a 3-AFC test in steps of 5° and interpolations. He obtained an average of $7-10^\circ$ [6]. Hoffmann and Møller used pink noise of 0.3 s in a 3-AFC test in steps of power of two degrees. The minimum detected was 2.4° in the front region, however, the average in the horizontal plane was 8° [7]. The MAA depends on the position of the reference stimuli; it is not the same if the reference is at 0° or if it is at 90° . This is the reason why average results are higher than the minimum detectable.

On the other hand, following the line of human auditory perception, it is interesting to perform an analysis with the Equivalent Rectangular Bandwidth filters (ERB). The ERB filters gives an approximation to the bandwidths of the filters in human hearing [8]. This approach is oriented to the idea of maximizing computational resources without affecting human perception. An analogy is the compression of audio in MP3 format; but in this case applied to source location.

The aim of this study is to analyze the MAA using processed white noises with ERB filters for a non-individual HRTF. The present study focuses on the front region with three specific ERB filters and broadband pink noise.

2. PROCEDURES

2.1. HRTF FILTER

For the HRTF synthesis, the database of the Institut für Technische Akustik at Technische Universität Berlin (TU Berlin) is used [9]. The responses were measured using a Knowles Electronics Manikin for Acoustic Research (KEMAR, type 45BA) with the corresponding large ears (type KB0065 and KB0066). The resolution is 1° in the horizontal plane. They measured for four different distances, 0.5, 1.0, 2.0, and 3 m from the center of the head. An active two-way loudspeaker was used as a sound source. The database for 2 m of distance was chosen because the interaction of the two-ways of the loudspeaker becomes negligible for distances greater than 1.5 m [10]. For the test, the impulses from 0° to 10° (to the right) in steps of 1° were used. This is because the average MAA found by the researchers was around 8° . Performing larger range would not be necessary. If symmetry is assumed, the direction to the right is as valid as to the left. Therefore, the right direction to the listener was

selected for this study. Figure 1 and 2 show the difference in time and relative magnitude in frequency of a pair of HRIR and HRTF for 10° .

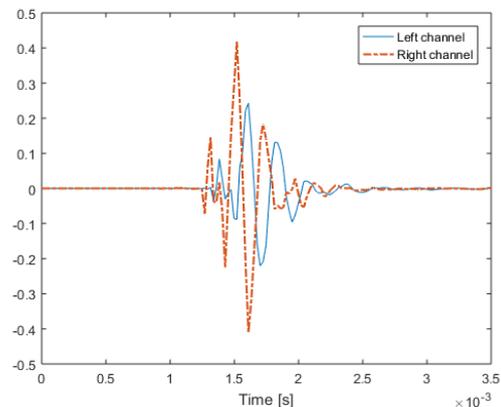


Figure 1. Pair of HRIR at 10° to the right at 2 m distance.

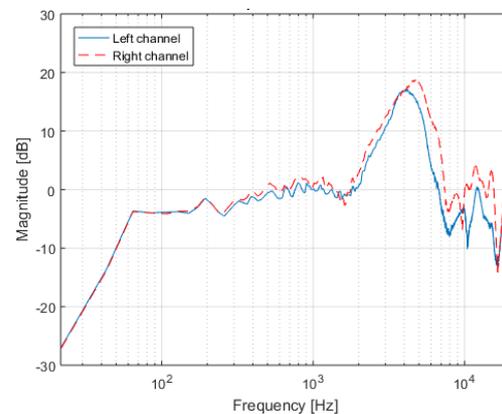


Figure 2. Pair of HRTF at 10° to the right at 2 m distance.

2.2. STIMULI

Following the line of other researchers, pink noise is a common stimulus to evaluate parameters related to source location. In this case, it was chosen to make comparison with the results of Hoffmann and Møller on the front region.

However, as mentioned above, the goal is to analyze the MAA with ERB filters. To reduce the duration of the test, three center frequencies were selected. The results obtain by Mills showed three clear regions where the MAA varies considerably; one minimum in 500 Hz, one maximum around 1600 Hz, and another minimum around 4000 Hz. These frequencies were chosen to be the center frequency of the ERB filters for this study.

To generate the stimuli, a gammatone filter of fourth order was applied to white noises (due to its constant power spectral density). In the time domain, it follow the equation:

$$g(t) = at^{n-1} \cos(2\pi ft + \varphi) e^{-2\pi bt} \quad (1)$$

where n is the order of the filter; b is the bandwidth of the filter; a is the amplitude; f is the filter center frequency; and φ is the phase.

The implementation of the filter with $n = 4$, provides an approximation of the auditory filter shapes [11]. In Figure 3 the ERB filters with the selected center frequencies are shown.

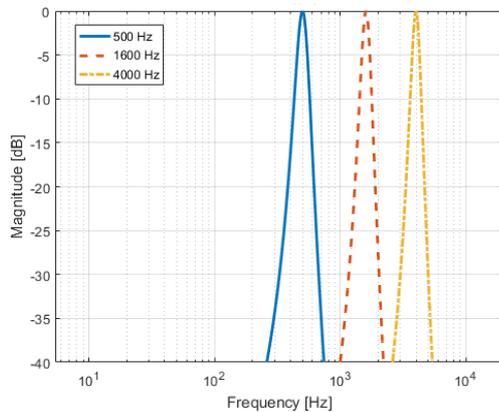


Figure 3. Forth order ERB filters shapes in the center frequency of 500, 1600, and 4000 Hz.

2.3. HEADPHONES EQUALIZATION

Even though high-fidelity headphones seems enough for binaural reproduction, people responds better to sound source localization when the headphones are compensated with a proper equalization [12]. The goal is to have a flat frequency response of the audio reproduction system. The frequency response can be compensated by using an inverse filter. Farina A. applied this method for a limited-range loudspeaker [13]. The same methodology can be apply to headphones.

First, the impulse response of the headphones were obtained by the log sine sweep method using an acoustic dummy head (Figure 4) [13]. Two impulse responses were obtained, left channel and right channel. Then, Kirkeby transform was applied to obtain each inverse filter between the ranges of 80-16000 Hz. The headphones frequency response and its inverse filters are plotted in Figure 5.



Figure 4. Impulse response measurement using an acoustic dummy head and headphones. The measurement took place in the acoustic laboratory of the UNTREF. Focusrite HP60 were used for the test.

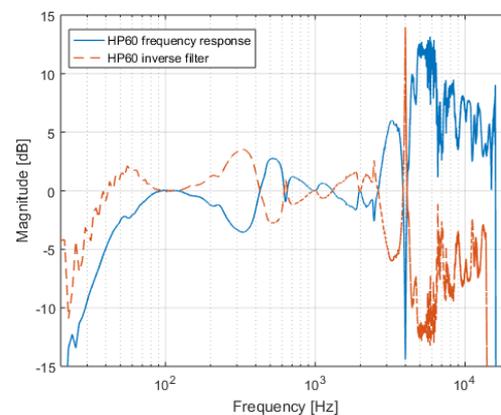


Figure 5. Headphones frequency response and its inverse filter.

The peak at 4 kHz of the inverse filter was attenuated because it added buzz. This is a common problem with the inverse filters of headphones, on high frequencies it tends to add pronounced peaks that add background noise to the signal [12].

2.4. SIGNAL PROCESSING

After generating the monaural stimuli, they were convolved with each pair of HRIR, and then, with the impulse response of the inverse filter. After that, loudness adjustment was made according to ANSI S34-2007 for steady noise. The signal processing was made before the test. The final stage of reproduction was done with the stimuli post processed. A scheme of the signal process is shown in Figure 6.

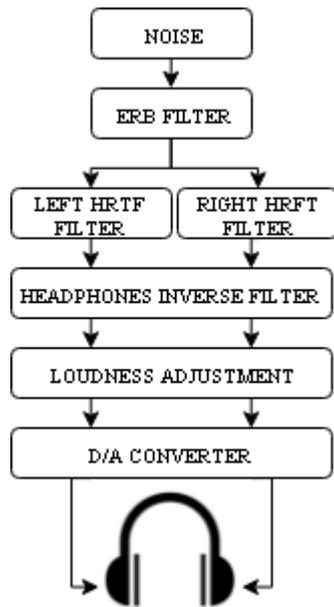


Figure 6. Signal processing scheme.

2.5. SUBJECTIVE TEST METHOD

Since the aim is to find a subjective threshold, a discrimination test was chosen. ABX test with tie option was selected to analyze the subjective response. This is a common test method to find psychoacoustic thresholds. This test presents two known samples as reference named A and B, and a third one named X. The subject is then required to identify X as either A or B. The tie option is added to reduce random answers when the difference between A and B is in fact inaudible.

Each ABX group was prepared randomly in an audio editor software. The stimuli were presented using 0° as reference. Each stimulus had a duration of 150 ms. 300 ms inter stimuli and 5 s of silence were used to give time to the subject to write their answer. It took 55.5 s to make each ABX session. With an average of 15 s between sessions, the test duration was around 4.8 min.

The subjects were informed about the kind of stimuli and the parameter to be evaluated. They sat on a chair and received a paper with four tables; ten columns and three rows per table. Each table corresponded to each noise; each column to each ABX group; and each row to stimulus A, B and tie option. For each group, they were asked to mark with an "X" as their answer. They had to put on the headphones and receive 20 s of training procedure. After that, the test began. Reproduction control and repetition were not allowed. At the end, the subjects were asked to fill out a questionnaire about personal data (gender, and age).

32 subjects made the test (between 18 and 50 years). 24 made it in the laboratory of the UNTREF and 8 in home environments. Stimuli were reproduced by headphones at 70 dB SPL. Sometimes, the level had to be increased due to higher background noise in both environments.

3. DATA ANALYSIS

Since the experiment used an ABX test with tie option, each correct answer was assigned the value of 1, tie answer the value of 0.5, and wrong answer the value of 0. As the proportion of correct responses follows a binomial distribution, the probability of correct answers made randomly will decrease by adding more samples to the test. For 32 subjects the percentage of correct responses required for 95% reliability is 68.8% ($p < 0.05$).

4. RESULTS

The results of the test are shown in the Figures 7a-7d. The average of correct answers are plotted in blue circles for each stimulus. Linear regression was necessary because the MAA is a continuous value, not discrete. The correlation value between the discrete results and the regression is added to the plots. It can be seen, that the regression coefficient R are between 0.94 and 0.98. This indicates that there are significant correlation between the values obtained in the test and the linear regressions ($p < 0.05$).

When the linear regression crosses the statistical threshold, it marks the value of the MAA. The results are marked in each plot with dotted lines. The four MAA results are in Table 1.

Table 1. MAA results for the four stimuli.

	Pink noise	ERB 500 Hz	ERB 1600 Hz	ERB 4000 Hz
MAA	2.9°	2.9°	3.8°	5.1°

The results show a tendency of a lower MAA on low frequencies. Since pink noise is broadband, it is reasonable that the MAA is dominated by low frequencies. The difference between the MAA for ERB at 500 and 4000 Hz is quite significant. The MAA for ERB at 4000 Hz is 76% higher. Therefore, to represent this frequency band, a smaller number of spatial points will be needed along the horizontal plane. This is significant if it is about saving computational resources.

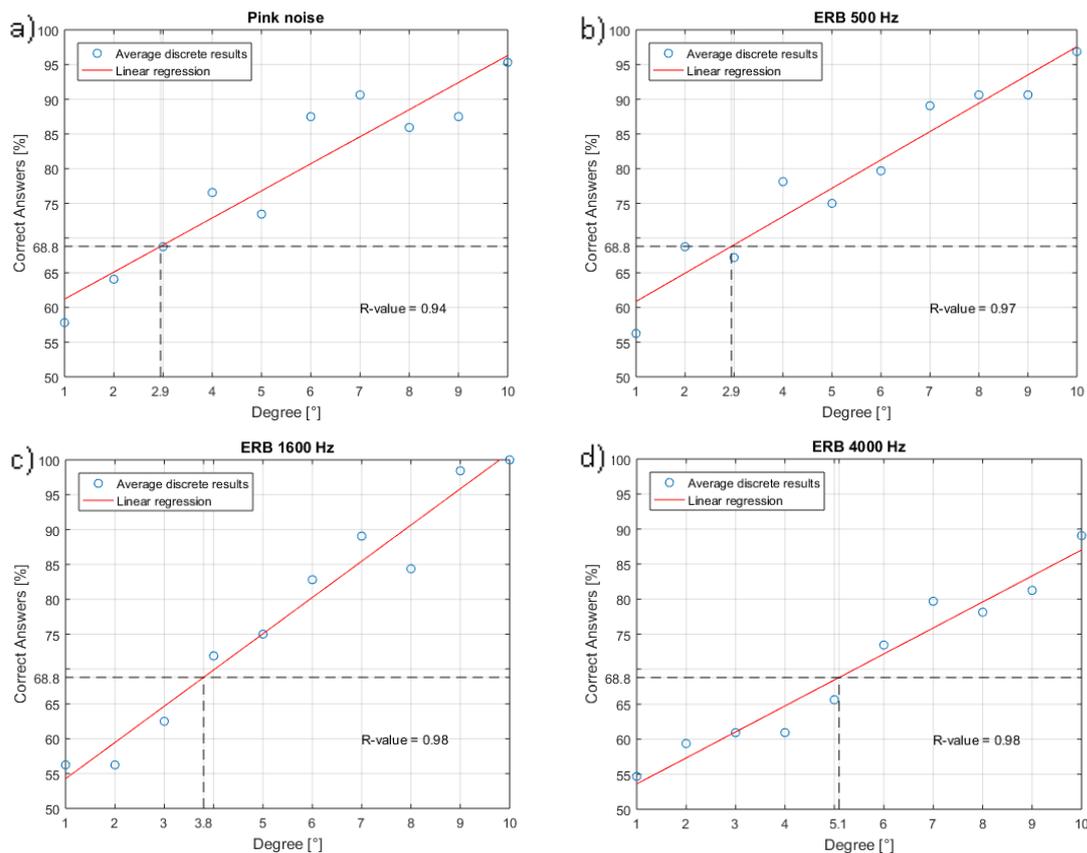


Figure 7. The percentage of correct answer as a function of angle steps for the different stimuli. Results for pink noise stimulus are in graph (a); for white noises filtered with ERB at 500, 1600, and 4000 Hz are in graphs (b), (c), and (d), respectively. Discrete results for each angle is marked with blue circles. Linear regression of the results for each stimulus is marked with red line.

5. DISCUSSION AND CONCLUSIONS

The results were similar to the previous studies, as expected; the MAA depends on the frequency of the stimuli. Although non-individual head transfer functions were used, it was possible to obtain minimum audible angles similar to those that an individual can perceive.

The tendency of lower MAA on the region of 500 Hz remains. It is interesting that the results obtained for 1600 and 4000 Hz bands differ in the trend. Mills found a higher MAA for 1600 Hz region than 4000 Hz region. The results obtained in this test showed higher MAA for ERB at 4000 Hz than ERB at 1600 Hz. In addition, the comments of the subjects was that they found more difficult to judge the ERB at 4000 Hz stimulus than the others.

The result obtained for pink noise (2.9°) was a bit higher than the result obtained by Hoffmann and Møller (2.4°). The MAA values in the front region were smaller than the average values in the horizontal plane found by the other authors (in average 8°). It is reasonable to have a better spatial resolution in the front region.

The results of MAA are statistical. This does not mean that it is not possible to detect values lower than

the MAA. Several subjects could detect lower values than the MAA obtained.

The finality of using the ERB filters is to get the MAA value for the human auditory filters bands. This is guided by the idea of generating a different spatial resolution for each ERB filter band.

It is considered to highlight some limitations of the test. In some cases, the subjects recognize a lower angle step but fails in a higher step. The short duration of the burst requires high level of concentration. These wrong answers are estimated to be due to distraction of high background noise at the time that they hear the ABX group. Adding the option of repetition will reduce this kind of errors. The negative point is that by adding that option the time of the test increases. In addition, the environmental conditions of the test could be improved.

The analysis with other central frequencies of the ERB filters could be analyzed in future investigations. Another interesting point will be to analyze other reference angles, e.g. 45° , 90° , 135° and 180° . The MAA tends to increase as the reference angle moves away from the front region. Another approach will be to analyze the median plane with the same test method. The sound source localization it is not just limited to the horizontal plane.

REFERENCES

- [1] Begault, D., 3-D Sound for Virtual Reality and Multimedia Application, San Diego, CA: Academic Press Professional Inc (1994).
- [2] Xie, B., Head-Related Transfer Function and Virtual Auditory Display, J. Ross Publishing, (2013).
- [3] Mills, W., On the minimum audible angle, J. Acoust. Soc. Am., vol. 30, pp. 237-246 (1958).
- [4] Plogsties, J., Minnaar, P., Christensen, F., Olesen, S. K. and Møller, H., The directional resolution needed when measuring head-related transfer functions, Oldenburg (2000).
- [5] Sodnik, J., Susnik, R. and Tomazic, S., Acoustic signal localization through the use of Head Related Transfer Functions, Ljubljana (2003).
- [6] Wersényi, G., Localization in a HRTF-based Minimum-Audible-Angle, Listening test for GUIB applications, Electronic Journal (2007).
- [7] Hoffmann, P. F. and Møller, H., Audibility of Differences in Adjacent Head-Related Transfer Functions, Acta Acustica united with Acustica, vol. 94, pp. 945-954 (2008).
- [8] Glasberg, B. R. and Moore, B. C. J., Derivation of auditory filter shapes from notched-noise data, Hear. Res., vol. 47, pp. 103-138 (1990).
- [9] Wienstorf, H., Geier, M., Raake, A. and Spors, S., A Free Database of Head-Related Impulse Response Measurements in the Horizontal Plane with Multiple Distances, the 130th AES convention, London (2011).
- [10] Takane, S., Abe, K., Watanabe, K. and Sato, S., Influence of loudspeaker systems on acquisition of Head-Related Transfer Functions, the 135th AES Convention, New York (2013).
- [11] Patterson, R. D., Robinson, K., Holdsworth, J., McKeown, D., Zhang, C. and Allerhand, M., Complex sound and auditory images, Auditory physiology and perception, Proc. 9th International Symposium on Hearing, Pergamon, Oxford (1992).
- [12] Masiero, B. and Fels, J., Perceptually Robust Headphone Equalization for Binaural Reproduction, the 130th AES Convention, London (2011).
- [13] Farina, A., Advancements in impulse response measurements by sine sweeps, the AES 122nd Convention, Vienna, Austria (2007).

Procesamiento de señales

ESTIMACIÓN DE PARÁMETROS ACÚSTICOS A PARTIR DE RESPUESTAS AL IMPULSO CON RUIDO

LEONARDO D. PEPINO ¹ Y GERMAN R. BARCHI ²

¹Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina.
leonardodpepino@gmail.com

²Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina.
germanbarchi@gmail.com

Resumen – En la práctica, las mediciones de respuestas al impulso se encuentran afectadas por el ruido de fondo. Varios métodos de corrección de ruido han sido propuestos con el fin de estimar parámetros acústicos de decaimiento a partir de mediciones ruidosas, entre ellos los algoritmos de Chu, Lundeby y Xiang. Un nuevo método basado en un modelo segmentado de regresión, el cual es robusto a ruido no estacionario, es presentado en este trabajo.

Abstract – Real impulse response measurements are affected by noise. Several noise correction methods have been proposed in order to estimate acoustic decay parameters from noisy measurements, among them Chu, Lundeby and Xiang's algorithms. A new method based in a segmented model fitting, which is robust against non-stationary noise, is presented in this work.

1. INTRODUCCIÓN

Casi todos los parámetros acústicos de una sala se pueden obtener a partir del análisis de las respuestas al impulso de la misma (RIR) y su distribución de energía a lo largo del tiempo. El parámetro más relevante entre estos, es el tiempo de reverberación (TR), que se considera que es un indicador directo de la "calidad" de una sala. Es una herramienta de uso común en control de ruido y diseño acústico de salas. Además, se ha demostrado que afecta la inteligibilidad del habla y la localización espacial del sonido [1].

El tiempo de reverberación puede obtenerse mediante inspección de la curva de energía en función del tiempo (ETC), teniendo en cuenta que este parámetro representa el tiempo necesario para disminuir la energía acústica de la señal en 60 dB desde su nivel original después de finalizar la excitación [2].

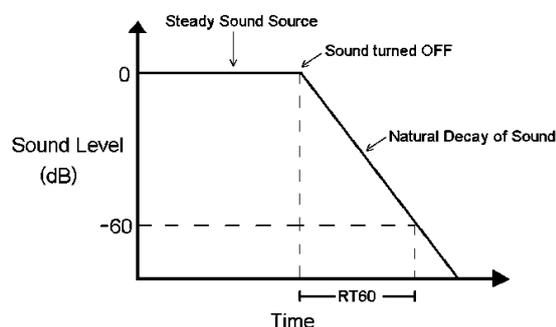


Figure 1. Ideal ETC displaying T_{60}

En condiciones reales donde existe un piso de ruido, la ETC puede ser modelada como un decaimiento exponencial hasta que alcanza un umbral

mínimo de ruido constante, como se muestra en la Figura 2.

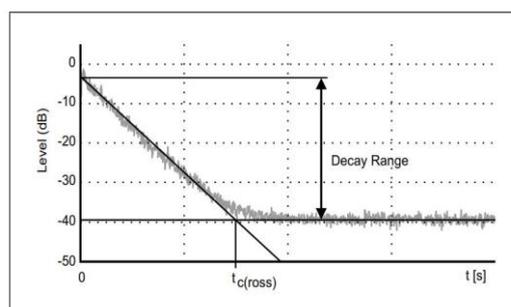


Figura 2. ETC mostrando el T_c y el rango de decaimiento de la RIR.

El tiempo de cruce (T_c) se puede definir como el tiempo en el que el decaimiento de la ETC alcanza el nivel de ruido de fondo, como se muestra en la Figura 2.

El presente estudio se centrará en ilustrar la necesidad de obtener valores precisos de T_c , así como evaluar la eficacia de varios métodos para la obtención de parámetros acústicos a partir de las respuestas al impulso ruidosas. Además, se propondrá un nuevo método para el cálculo del punto de cruce y los resultados serán comparados con los obtenidos mediante la implementación de métodos ya existentes.

2. MARCO TEÓRICO

2.1 Integración de Schroeder

Al analizar RIR reales, las múltiples respuestas obtenidas mediante la técnica de ruido interrumpido agregan complejidad al proceso de determinación del

tiempo de reverberación. Según Schroeder [3], se tiene una gran variabilidad en los resultados de tiempo de reverberación, no solo por el batido de los modos normales en diferentes frecuencias naturales del recinto, sino también por la amplitud inicial y los ángulos de fase de esos modos en el momento en que la señal de excitación se apaga. En la Figura 3 se ilustra este fenómeno, en el que, dentro de un mismo recinto en las mismas condiciones de medición, se obtienen diferentes decaimientos al usar el método de ruido interrumpido [3]. En el pasado, era necesario realizar varias mediciones de RIR para obtener una respuesta promedio de la sala. En 1964 Schroeder propuso el "método de integración hacia atrás" el cual permitió obtener ETC suavizadas, y demostró que son iguales al promedio de un conjunto infinito de mediciones de ruido interrumpido. Este método no solo proporcionó una estimación más precisa del tiempo de reverberación, sino que también redujo considerablemente el tiempo involucrado para la medición de RIRs.

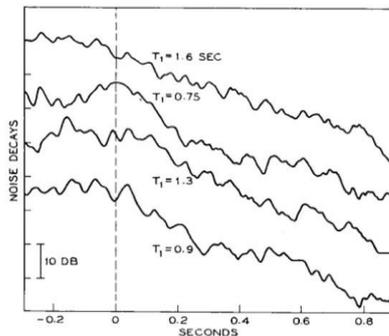


Figura 3. Cuatro mediciones de ruido interrumpido realizadas en 1963 por Schroeder, bajo las mismas condiciones, en el Philharmonic Hall de Nueva York. Las diferencias se deben a la variabilidad de la señal de excitación.

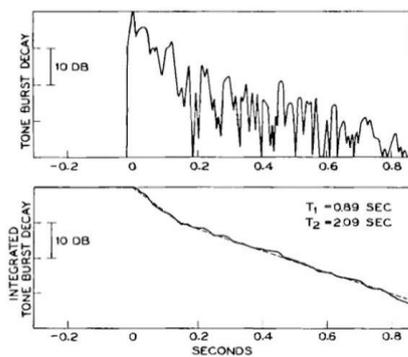


Figura 4. El gráfico superior muestra una medición de ruido interrumpido, y el inferior la comparación entre el promedio de múltiples mediciones por ruido interrumpido promediadas y una medición con la técnica de integración de Schroeder.

2.2 El efecto del ruido en la EDC

A pesar de que las curvas de decaimiento suavizadas con el método de Schroeder reducen de forma significativa la incertidumbre de la medición, analizar una medición de RIR completa puede llevar a estimaciones erróneas debido a la integración de la energía de ruido hacia el final de la señal. La Figura 5 muestra la dependencia de TR60 con la relación señal-ruido, lo que resulta en valores de TR más largos para peores condiciones de SNR.

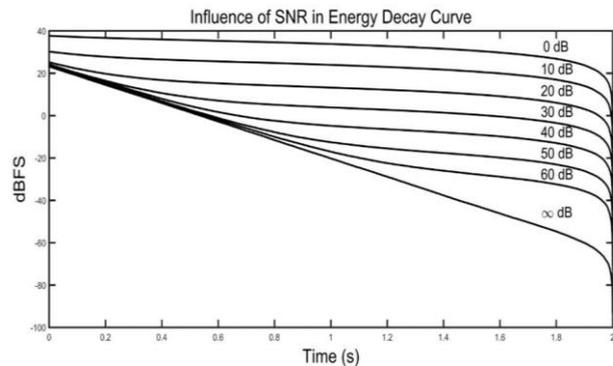


Figura 5. Influencia de la relación señal a ruido en la estimación del TR.

Teniendo en cuenta el efecto del ruido en las curvas EDC, es crucial incluir la mayor parte de la información de decaimiento de la respuesta al impulso y excluir la mayor parte del ruido de fondo. Esto lleva a la conclusión de que el primer enfoque para minimizar el error sería un correcto truncamiento de la señal en el punto de cruce. La Figura 6 muestra la diferencia entre tres curvas de decaimiento correspondientes a la misma respuesta de impulso con diferente longitud.

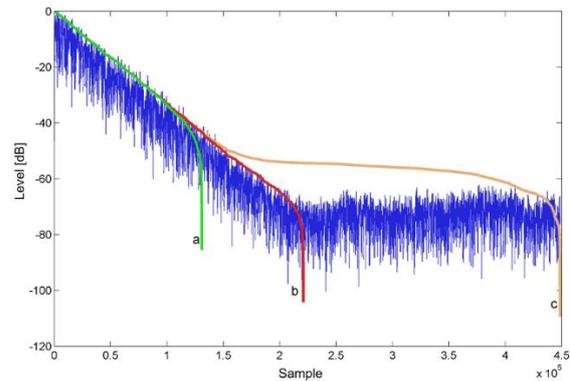


Figure 6. Comparación entre tres EDC, correspondientes a la misma RIR truncada en distintos puntos.

2.3 T_c como límite de integración

Parámetros como el T_{20} , T_{30} , C_{80} , D_{50} , G , $IACC$, entre otros descritos en la norma ISO 3382 [2], pueden ser extraídos de la ETC. Aunque algunos límites de tiempo de integración, como en el cálculo del Lateral Fraction (LF) o Strength (G), se especifican en el estándar mencionado, hay otros que se configuran como infinito, tal es el caso de las definiciones de C_{80} o D_{50} . En estos casos, se debe aplicar un criterio personal para asignar un cierto valor de tiempo a este límite de integración.

$$C_{80} = 10 \log \left(\frac{\int_0^{80} p^2(t) dt}{\int_{80}^{\infty} p^2(t) dt} \right) [dB]$$

$$D_{50} = \frac{\int_0^{50} p^2(t) dt}{\int_{50}^{\infty} p^2(t) dt}$$

Figura 7. Expresiones para la Claridad (C_{80}) y Definición (D_{50}).

Al calcular estos parámetros "indefinidos", sería un enfoque intuitivo establecer que el valor infinito requerido sea igual al de la duración de la medición de la respuesta al impulso. Sin embargo, como se mencionó anteriormente, en presencia de ruido, estos resultados también dependen de la duración de la medición y del rango de decaimiento [4].

El T_c se usa comúnmente como el límite de integración "infinito" para calcular los parámetros acústicos de la sala. Esta es la razón por la cual una estimación errónea del T_c podría conducir a un error sistemático en el análisis de las propiedades acústicas.

2.3 Estado del arte en métodos robustos al ruido

Con los años, los investigadores han propuesto diferentes enfoques para reducir el efecto de ruido en las curvas de decaimiento. Algunos de ellos implican la limitación del período de integración para reducir el efecto del ruido de fondo [6], restando un nivel estimado de energía del piso de ruido de una respuesta [7] o usando dos mediciones separadas para reducir el efecto del ruido [8]. Se ha demostrado que todos los métodos anteriores son efectivos para reducir el error agregado por efecto del ruido.

Un enfoque diferente fue tomado por Xiang [9] quien propuso un método alternativo usando un enfoque de regresión iterativa no lineal para evaluar tiempos de reverberación de las curvas de decaimiento de Schroeder, argumentando que bajo condiciones ruidosas, la aplicación exitosa de la integral de Schroeder requiere una elección cuidadosa del límite de integración o una estimación precisa del valor

medio cuadrático del ruido de fondo. En el método de Xiang, un modelo de señal más ruido se ajusta a los datos de medición integrados por Schroeder buscando una solución óptima de mínimos cuadrados (MMSE) (1).

$$\min_{x_1, x_2, x_3} \int_{t_1}^{t_2} \{ y_{sch}(t) - [x_1 e^{-x_2 t} + x_3(L-t)] \}^2 dt \quad (1)$$

Este método se ha probado robusto ante situaciones adversas de relación señal a ruido.

Lundebey (1995) desarrolló un algoritmo iterativo para la estimación del punto de cruce [10].

Los pasos son los siguientes:

1. Un filtro de media móvil es aplicado a la ETC. El tamaño de ventana no es especificado.
2. El nivel de ruido de fondo es estimado con el último 10% de la señal.
3. Una regresión lineal entre los puntos 0 dB y 5 – 10 dB por sobre el piso de ruido es calculada. El punto de cruce preliminar es la intersección de esta recta y el nivel de ruido.
4. Se aplica un filtro de media móvil pero con 3-10 intervalos por cada 10 dB de decaimiento.
5. El piso de ruido se estima nuevamente con un punto posterior al punto de cruce.
6. La pendiente del decaimiento tardío se estima mediante una regresión lineal entre 5 y 25 dB por sobre el piso de ruido. Se determina el punto de cruce.
7. Se repiten los pasos 5 y 6 hasta convergencia.

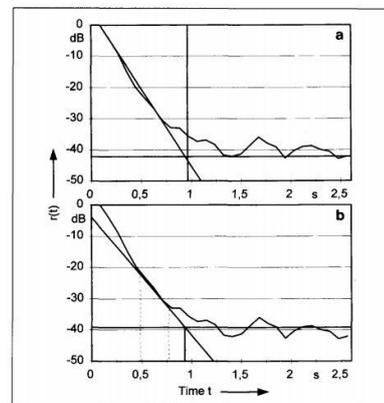


Figura 8. Iteraciones al procesar la ETC, a) Pendiente y piso de ruido iniciales b) Pendiente final y piso de ruido tras 5 iteraciones.

El método también tiene en cuenta que al integrar una ETC truncada, el punto final de la integración de Schroeder tiende a $-\infty$, por lo cual tras truncar la ETC e integrar se añade una cola exponencial como se muestra en la Figura 9.

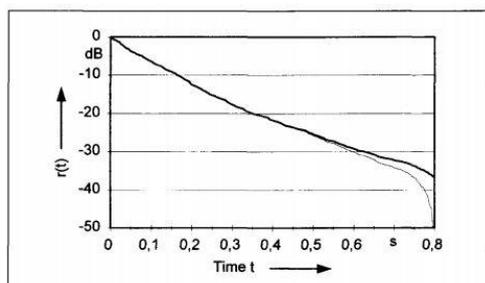


Figura 9. Respuesta al impulso integrada con cola añadida (línea gruesa) y sin compensación.

3. MÉTODO PROPUESTO

El método propuesto para corregir las respuestas al impulso ruidosas consiste en modelar la respuesta medida $y(n)$ como una función segmentada $\hat{y}(n)$:

$$\hat{y}(n) = \begin{cases} x_1 t + x_2 & \text{para } n \leq x_3 \\ \hat{y}(x_3) & \text{para } n > x_3 \end{cases} \quad (2)$$

Donde x_1 es la pendiente del decaimiento exponencial, x_2 es el nivel en $n = 0$, y x_3 es el punto de cruce.

Los parámetros x_1, x_2 y x_3 que minimizan el error cuadrático medio se estiman combinando una regresión lineal y una búsqueda en grilla. Los pasos del algoritmo resultante son:

1. Crear una grilla X_3 de N x_{3i} valores candidatos en el intervalo $[0:T]$ equidistantes, donde T es la duración de $y(n)$. T/N es la resolución R de la grilla.
2. Para cada elemento x_{3i} en X_3 , realizar una regresión lineal en el intervalo $[0:x_{3i}]$ y concatenar un valor constante de $\hat{y}_k(x_{3i})$ que corresponde al nivel en el último punto de la regresión lineal. Esto resulta en un conjunto de modelos $\hat{y}_k(n)$.
3. Para cada modelo se calcula el error cuadrático medio entre el mismo $\hat{y}_k(n)$ y la respuesta al impulso medida $y(n)$. Una función de error $\varepsilon(k)$ es generada.
4. El mínimo de $\varepsilon(k)$ es encontrado, el cual corresponde al \hat{y}_k con un valor x_3 que mejor se ajusta a la medición. Este valor de x_3 se denota x_{3S} .
5. La grilla se refina y un nuevo conjunto de N x_{3i} valores candidatos equidistantes en el intervalo $[x_{3S} - 2R : x_{3S} + 2R]$ es creado. De esta manera, la resolución se incrementa reduciéndose a la vez los intervalos de búsqueda.
6. Los pasos del 2 al 5 son repetidos hasta alcanzar la resolución deseada.

El x_{3S} encontrado es el punto de cruce (T_c) de la respuesta al impulso medida. El procedimiento descrito es el optimizado para un tiempo de cálculo más corto. El método alternativo es usar una

cuadrícula de longitud fija e iterar sobre ella. Este método es más complejo computacionalmente, pero es más probable la convergencia a los mínimos globales de la función de error. En la Figura 10, se muestran diferentes funciones candidatas resultantes. Las rojas (1 y 3) tienen un error cuadrático medio mayor que el verde que es el elegido. Cuando los puntos de cruce están sobre o subestimados, el valor constante es mayor que el nivel medio de ruido por lo que el error aumenta. En la Figura 11, se muestra la función de error correspondiente. Se puede ver que el mínimo global corresponde al punto de cruce.

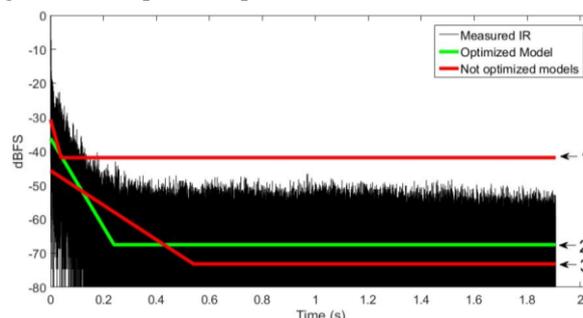


Figura 10. Conjunto de 3 modelos candidatos diferentes. 1) subestima el punto de cruce sobreestimando el piso de ruido. 2) minimiza el error. 3) sobreestima el punto de cruce subestimando el nivel de ruido.

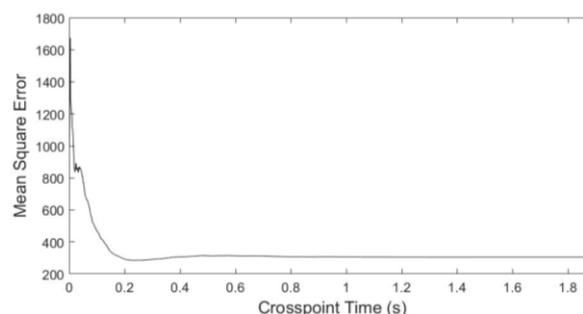


Figura 11. Función de error de la respuesta al impulso de la Figura 10 evaluado en cada punto de cruce candidato. Puede verse que el mínimo error se alcanza en 0.23 segundos el cual es el punto de cruce estimado.

Después de estimar el punto de cruce, la señal se trunca 6 dB sobre este. Esto se hace para garantizar que el decaimiento no este afectado por ruido.

El truncamiento conduce a una ETC que se aproxima a $-\infty$ hacia el final de la misma, como se ve en la Figura 12, por lo que si la curva de caída de energía no llega a -35 dB antes del punto de truncamiento, esto dará como resultado una subestimación de T30. Para superar este problema, se agrega una cola exponencial con la pendiente del último segmento de la ETC antes del punto de truncamiento.

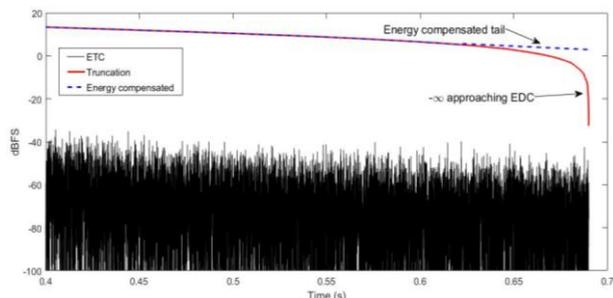


Figura 12. Efectos de la truncación en la EDC.

4. METODOLOGÍA

Se implementó un generador de IR sintético y respuestas al impulso de la forma (3) como se muestra en la Figura 13)a se generaron.

$$x(t) = Be^{-at} \cdot w(t) + N \cdot w(t) \quad (3)$$

Donde B es la amplitud, a la tasa de decaimiento, N el nivel de ruido de fondo, y w(t) ruido blanco gaussiano.

También respuestas al impulso de la forma (4) mostradas en la Figura 13)b fueron generadas.

$$x(t) = Be^{-at} \cdot \sin(\omega t) + N \cdot w(t) \quad (4)$$

El RT60 puede ser calculado mediante (5)

$$RT60 = \frac{-\log(10^{-6}/B^2)}{2a} \quad (5)$$

Y el punto de cruce estimado mediante (6)

$$t_c = \frac{\log\left(\frac{10^{-6}}{B^2}\right)}{2a} \quad (6)$$

Finalmente, la señal dada por (3) se multiplica por un pulso triangular de amplitud 1.15 en el último 10% de la señal. De esta forma, el piso de ruido se vuelve no estacionario ya que su envolvente varía en el tiempo. La forma de onda resultante se muestra en la Figura 13)c.

Cada una de estas señales se genera con B fijo y valores de 1 y 5 respectivamente. El T60 resultante es 1,38 segundos. N es variado para lograr diferentes relaciones señal/ruido (SNR). Los valores de SNR utilizados para el experimento fueron: 0 dB, 10 dB, 20 dB, 30 dB, 40 dB, 50 dB, 60 dB y ∞ dB.

Las señales generadas se introdujeron en otro software desarrollado en Matlab que permite al usuario elegir entre Lundeby, Chu y el método propuesto, y seleccionar si la señal se trunca o si se agrega una cola artificial.

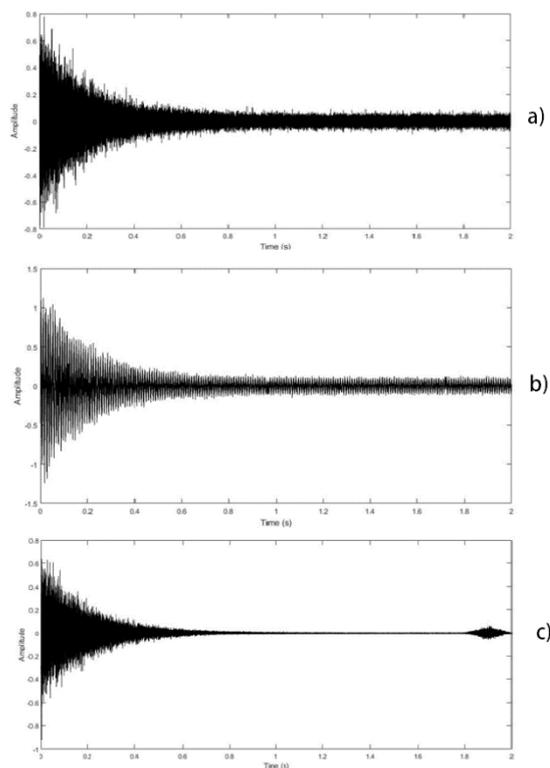


Figura 13. Formas de onda de las respuestas al impulso sintéticas generadas. a) Ruido blanco con decaimiento exponencial b) Sinusoide con decaimiento exponencial c) Ruido blanco con decaimiento exponencial y piso de ruido no estacionario.

5. RESULTADOS

Los resultados de T30 para cada método de corrección de ruido se contrastan con la medición sin corrección y el T30 real. Las diferencias no fueron significativas entre el uso de ruido blanco o funciones sinusoidales como señales de prueba.

Se puede ver, en la Figura 14, que cuando no se aplica corrección, los valores de los tiempos de reverberación tienen el mayor error y este disminuye a medida que aumenta la SNR. Esto lleva a la conclusión de que la corrección de ruido es necesaria para reducir las incertidumbres en la estimación de los parámetros de decaimiento. El algoritmo de Chu es el método de corrección de ruido con mayor error entre los analizados. Entre Lundeby y el modelo propuesto, las diferencias en la estimación del RT30 no son significativas. La adición de la cola exponencial es un proceso muy sensible al punto de truncamiento ya que la pendiente de la EDC varía de manera continua. Se recomienda evitar el truncamiento a menos que el decaimiento no sea suficiente para realizar un cálculo del tiempo de reverberación. Los resultados se muestran en la Tabla 1.

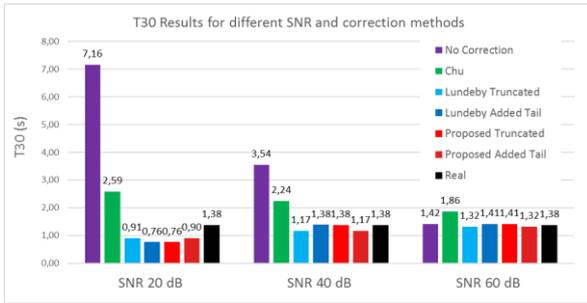


Figura 14. Resultados de RT30 tras aplicar distintos métodos de corrección. La señal de prueba fue ruido blanco con decaimiento exponencial.

Tabla 1. Resultados del experimento usando ruido blanco con decaimiento exponencial. Se muestran valores de RT30 en segundos.

SNR (dB)	No Correction	Chu	Lundebey		Pepino	
			Truncated	Added Tail	Truncated	Added tail
0	3,68	2,86	0,48	0,02	0,01	0,65
10	5,99	2,75	0,81	0,14	0,08	0,86
20	7,16	2,59	0,91	0,76	0,76	0,90
30	5,53	2,42	1,33	1,17	1,18	1,34
40	3,54	2,24	1,17	1,38	1,38	1,17
50	1,59	2,04	1,28	1,44	1,44	1,28
60	1,42	1,86	1,32	1,41	1,41	1,32
Infinite	1,38	1,60	1,38	1,38	1,38	1,38

La estimación del punto de cruce se evaluó en una respuesta al impulso con piso de ruido no estacionario como el mostrado en la Figura 15. En este caso, el método de Lundebey subestima el punto de cruce, lo que resulta en una pérdida de información después del truncamiento. El punto de cruce real es 0.92 segundos y el obtenido por el método propuesto es 0.91 segundos. En cambio, el método de Lundebey estima el punto de cruce en 0.39 segundos.

Cuando se evalúa una señal con SNR alta, el ruido de fondo es el ruido de cuantificación. En estas condiciones, el método de Lundebey devuelve un punto de cruce de valor negativo que no es válido. Por otro lado, el método propuesto puede estimar un punto de cruce cerca del piso de ruido generado por la representación en punto flotante como se muestra en la Figura 16. De esta manera, el proceso de corrección de ruido no daña una señal con alta SNR. Este hecho refleja la importancia de verificar si la corrección de ruido es necesaria antes de realizarla.

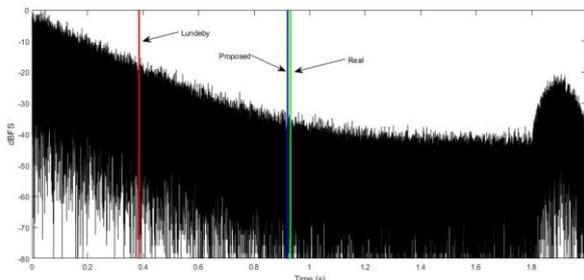


Figura 15. Estimación del punto de cruce ante ruido no estacionario. La línea verde corresponde al punto de cruce

teórico, el rojo a la estimación mediante el método de Lundebey y el azul al modelo propuesto.

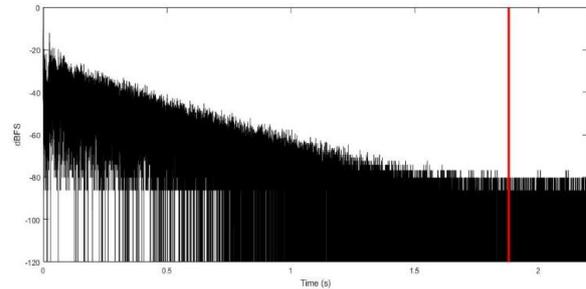


Figura 16. Estimación del punto de cruce en una medición real de RIR con alta SNR. El método de Lundebey estima un punto de cruce negativo y el propuesto la línea roja.

El tiempo de procesamiento también fue analizado. Se realizó un promedio del tiempo de procesamiento de 10 cálculos sobre una señal con 108222 muestras para el método de Lundebey y el propuesto (con 2 resoluciones). Los resultados se muestran en la Tabla 2.

Tabla 2. Tiempos de cálculo con distintas resoluciones temporales.

	Tiempo de cálculo (s) con resolución de 0.01 s	Tiempo de cálculo (s) con resolución de 0.001 s
Lundebey	0.0035	
Método Propuesto	0.53 s	5.1 s
Método propuesto optimizado	0.053 s	0.075 s

Se puede observar que el método de Lundebey es más rápido que el propuesto, pero la optimización realizada reduce significativamente los tiempos de cálculo, aunque no siempre converge. Los parámetros del método optimizado propuesto deben ajustarse adecuadamente para garantizar una convergencia. El método propuesto sin optimización sufre un aumento por un factor de 10 en tiempos de cálculo cuando la resolución aumenta por el mismo factor, pero el método propuesto optimizado aumenta en menor medida los tiempos de cálculo.

Los cálculos se realizaron con un procesador I7-4770K funcionando a 3.5 GHz.

6. CONCLUSIONES

Se destaca la importancia de corregir las mediciones de respuesta al impulso ruidosas. Se contrastan diferentes métodos para superar la problemática y se propone uno nuevo. Se necesitan más investigaciones que cuantifiquen las incertidumbres introducidas por el ruido en la

estimación de parámetros acústicos y su peso comparado con otros factores como el filtrado. El método propuesto debe mejorarse en términos de costos computacionales y contrastarse con el método de Xiang. Los softwares que implementan algoritmos de corrección de ruido deben verificar primero si la corrección es necesaria para evitar dañar una señal con adecuada relación señal a ruido.

7. REFERENCIAS

- [1] Horvat, M., Jambrosic K., and Domitrovic, H. "Method of Measuring the Reverberation Time".3rd Congress of the Alps Adria Acoustics Association. Austria. 2007. 27-28 September.
- [2] ISO 3382-1:2009 international standard, "Measurement of room acoustic parameters"
- [3] M. R. Schroeder, "New Method of Measuring Reverberation Time," J. Acoust. Soc. Am., vol. 37, pp. 409–412,1965.
- [4] C. C. J. M. Hak, "Measuring Room Impulse Responses: Impact of the Decay Range on Derived Room Acoustic Parameters" ACTA ACUSTICA UNITED WITH ACUSTICA Vol. 98 (2012) 907 – 915.
- [5] Matti *et. al* Estimation of Modal Decay Parameters from Noisy Response Measurements.
- [6] D. Morgan, "A parametric error analysis of the backward integration method for reverberation time estimation," J. Acoust. Soc. Am., vol. 101, no. 5, pp. 2686–2693, 1997 May.
- [7] L. Faiget, C. Legros, and R. Ruiz, "Optimization of the Impulse Response Length: Application to Noisy and Highly Reverberant Rooms," J. Audio Eng. Soc., vol. 46, no. 9, pp. 741–749, 1998 Sept.
- [8] Y. Hirata, "A Method of Eliminating Noise in Power Responses," J. Sound Vib., vol. 82, no. 4, pp. 593–595, 1982.
- [9] A. Lundeby, T. E. Vigran, H. Bietz, and M. Vorlander, "Uncertainties of measurements in Room Acoustics," Acustica, vol. 81, pp. 344–355, 1995.
- [10] N. Xiang, "Evaluation of Reverberation Times Using a Nonlinear Regression Approach," J. Acoust. Soc. Am., vol. 98, no. 4, pp. 2112–2121, 1995 Oct.

PROCESAMIENTO ANALÓGICO DE SEÑALES DE AUDIO CON CONTROL DIGITAL DE PARÁMETROS CARACTERÍSTICOS MEDIANTE MENSAJES OSC

ING. FERNANDO VERA ¹

¹ Universidad Nacional de Rosario, Ingeniería Electrónica, Rosario, Argentina.

fv.fernandovera@gmail.com

fvera@fceia.unr.edu.ar

Resumen – El presente trabajo se origina producto de una investigación en el uso de las tecnologías en sistemas embebidos para Internet de las cosas (IoT). Las mismas se incluirá en un curso de posgrado de comunicación en sistemas embebidos en la Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Agrimensura de la Universidad Nacional de Rosario, institución donde me desempeño como docente. El dispositivo el cual me encuentro desarrollando consiste en un sistema electrónico capaz de realizar procesamiento analógico de una señal de audio, denominados generalmente efecto, el cual permite el control de sus parámetros característicos mediante una aplicación en un dispositivo móvil.

Se envía un mensaje OSC mediante el dispositivo móvil al dispositivo en desarrollo, este se encarga de interpretar ese dato procesarlo y enviar una señal de control mediante un puerto serie a un conversor digital analógico, esta señal analógica resultante se utiliza como control de un amplificador controlado por tensión VCA. Las posibles aplicaciones de este desarrollo son procesadores tipo efectos como trémolo, distorsión entre otros. Para el desarrollo se utiliza un módulo ESP 8266, un conversor digital analógico con entrada serie y un LM13700 para realizar el módulo VCA.

Abstract – This work begins as a result of a research on the use of embedded systems technologies of Internet of Things (IoT). They will be included in a course of communication in embedded systems in Facultad de Ingeniería y Agrimensura of Universidad Nacional de Rosario, institution where I work as a lecturer. The device which I am developing consists of an electronic system capable of performing analog processing of an audio signal, generally called effect, which allows the control of its characteristic parameters by means of an application in a mobile device. An OSC message is sent by the mobile device to the developing device, which is responsible for interpreting that data process it and send a control signal through a serial port to an analog digital converter ADC, this analog signal is used as control of a controlled amplifier by VCA voltage. The possible applications of this development are processors type effects like tremolo, distortion among others. For the development an ESP 8266 module, an analog digital converter with serial input and an LM13700 are used to realize the VCA module.

1. INTRODUCCIÓN

La utilización de herramientas de Internet de las Cosas IoT ha avanzado en distintas áreas de la ingeniería electrónica. Esta tecnología se implementa en el área de audio tanto en consolas digitales controladas mediante tablets como en interfaces de audio para Raspberry, entre otras. Previa a esta investigación se trabajó en procesamiento de señales de audio mediante programación en Supercollider utilizando Raspberry junto con la interfaz Pisound, recibiendo datos OSC de un dispositivo móvil.

El objetivo de este trabajo de investigación es conectar la tecnología de IoT junto con la electrónica de audio para brindar nuevas herramientas didácticas en la comunidad de la FCEIA-UNR y FHUMYAR-UNR.

Se explicarán las diferentes opciones elegidas para la implementación de los circuitos de electrónica de

audio y generación de señales de control, se realizarán comparaciones de desempeño de los distintos métodos desarrollados y por último se mostrarán resultados.

2. RESUMEN

En este trabajo se explicará cómo realizar una comunicación mediante el protocolo OSC enviando datos desde un dispositivo móvil a un sistema embebido capaz de recibir esos datos y controlar la amplitud de una señal de audio analógica mediante un VCA. Se diseñó una aplicación que posee un fader de volumen y encendido y se verificó el funcionamiento del mismo.

3. CONCEPTOS

Se plantearon dos posibles soluciones, la primera consiste en un sistema compuesto por un kit de desarrollo de NodeMCU que contiene el módulo ESP8266 que envía datos serie mediante el estándar

de comunicación SPI a un convertor digital analógico encargado de controlar la amplitud de la señal mediante un módulo VCA, el mismo fue construido utilizando un amplificador operacional de transconductancia LM13700. Este sistema se complementa con un dispositivo móvil que se encarga de enviar datos OSC. Se puede observar en la figura 1 el siguiente diagrama.



Figura 1. Diagrama general de la solución implementando control con SPI y CDA.

Por otro lado se planteó como segunda solución un sistema compuesto por el kit de desarrollo de NodeMCU, el mismo genera una señal PWM que es filtrada con un circuito en configuración pasa bajos para obtener un nivel de tensión continua, con esta señal de control se procesa la señal de entrada de audio modificando su amplitud mediante un circuito VCA implementado con una resistencia dependiente de la luz. Se puede observar dicho esquema en la Figura 2.



Figura 2. Diagrama general de la solución implementando control con PWM.

4. DESARROLLO

A continuación se detallarán las dos soluciones propuestas, se desarrollarán los circuitos dos VCA implementados, las dos estructuras de control y los esquema general del código programado mediante el lenguaje Python.

4.1 VCA implementados

Se detalla a continuación dos circuitos VCA implementados.

4.1.1 VCA implementado mediante el amplificador de transconductancia LM13700.

Se utilizó el circuito indicado en la figura 3, el mismo es la solución que brinda el fabricante como una aplicación típica de este circuito integrado. Por otro lado se agregaron capacitores en la fuente para mejorar la relación señal ruido.

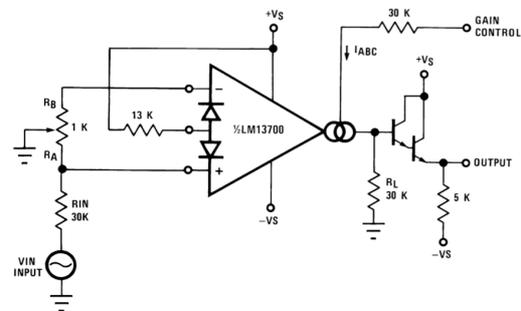


Figura 3. VCA implementado con LM13700

Se diseñó el circuito impreso mediante el software Kicad. Se observa a continuación en las figuras 3, 4 y 5 la capa de pistas de diseño, un modelo 3D del mismo y una fotografía de la implementación

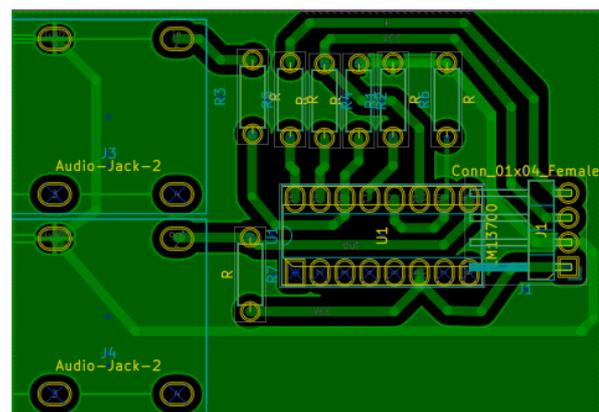


Figura 4. Diseño mediante el software Kicad.



Figura 5. Fotografía del circuito realizado.

Este circuito tiene una curva característica como se indica en la figura 6.

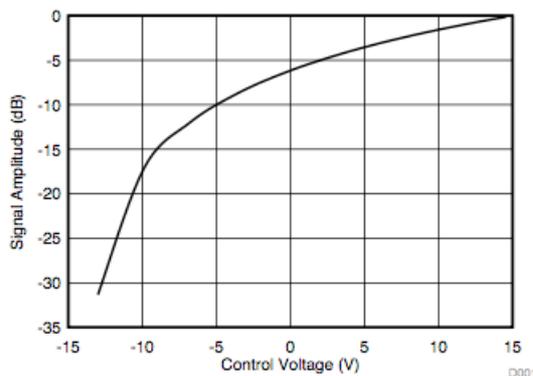


Figura 6. Curva característica de VCA implementado con LM13700

4.1.2 VCA implementado mediante amplificador operacional y LDR.

Se planteó una solución para el procesamiento de la señal mediante la implementación de un circuito con un amplificador operacional en configuración seguidor, la señal de entrada se aplica directamente a un divisor resistivo formado por un LDR y una resistencia, el valor de resistividad del componente LDR es modificado mediante la cantidad de luz que emite un led, este es excitado por una tensión de control. En esta solución se utilizó fuente simple, siendo una mejora significativa mediante la implementación con el amplificador de trasconductancia.

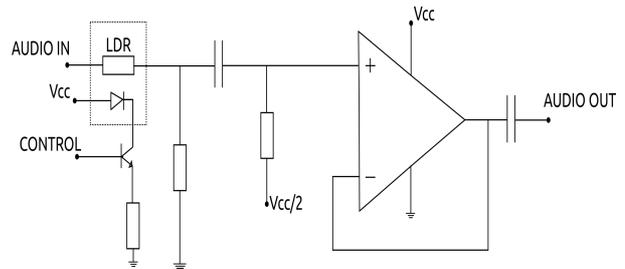


Figura 7. VCA implementado mediante LDR

La implementación de este VCA fue realizada mediante el diseño de un empresa local que comparte sus archivos fuentes en su página web.

4.2 Generación de señal de control

4.2.1 Control mediante PWM

Para generar la señal de control se utilizaron dos técnicas diferentes, la primera que se describe a continuación es mediante la generación por software de una señal PWM en donde se modifica el ancho del pulso de una señal cuadrada, luego se filtra esta señal con un filtro PB implementado con un circuito RC, el cual entrega una señal de tensión continua a su salida.

4.2.2 Control mediante CDA TLV5625

Una segunda solución para obtener una tensión continua de control se implementó mediante un convertor digital analógico TLV5625, el cual se comunica mediante el estándar de comunicación SPI, la señal generada por este posee un rango de 0v a 5v, por lo que se implementó una etapa posterior al convertor que adapta niveles de tensión a los requeridos por el VCA implementado con LM13700 como se observa en la figura 8. Dicho circuito se construyó con el amplificador operacional TL071 en configuración sumador no inversor (Figura 9).

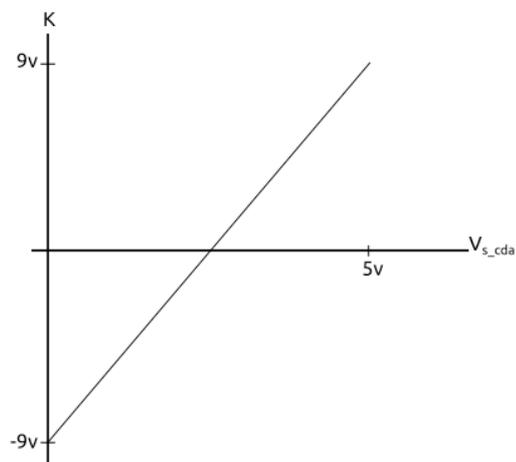


Figura 8. Adaptación de niveles de la señal de control

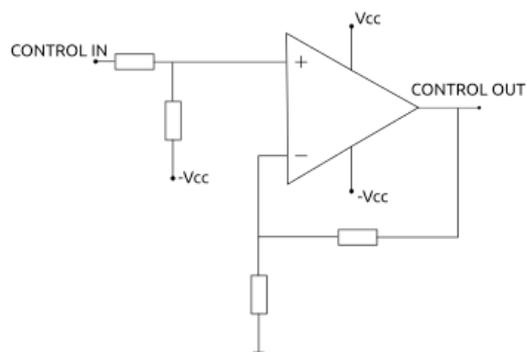


Figura 9. Circuito adaptador de niveles de señal de control

4.3 Código implementado

La programación se implementó en Python, para el caso del control por PWM se programó mediante la siguiente estructura:

1. Declaración de variables y se importaron las librerías de OSC y funciones matemáticas.
2. Configuración del servidor para recibir datos OSC
3. Manipulación el ancho del pulso de una salida GPIO en base al dato recibido.

Por otro lado se implementó la siguiente estructura para el caso de solución con CDA

1. Se importaron las librerías de OSC, funciones matemáticas y comunicación SPI y se declararon las variables a utilizar.
2. Configuración el servidor para recibir datos OSC.
3. Envío del dato mediante SPI al conversor Digital Analógico.

4.4 Envío de datos mediante dispositivo móvil

Para realizar una prueba la cual nos permita verificar el método empleado. Se diseñó un control de volumen junto con un botón de encendido. Al mantener el botón de encendido en 0, el código resuelve entregar una señal de control igual a 0, luego de aplicar esa tensión al circuito de adaptación de niveles se obtuvo elevados niveles de atenuación. Encendiendo este botón el potenciómetro de Volumen controla el nivel de amplitud de la señal de salida. Se observa a continuación en la figura 11 la aplicación diseñada mediante TouchOSC.

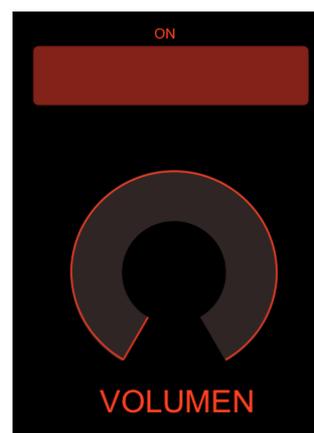


Figura 10. Control de volumen y encendido

5. MEJORAS A IMPLEMENTAR

Una vez corroborado el correcto funcionamiento del sistema controlando la amplitud de una señal mediante un control de volumen en un dispositivo móvil se fijó un punto de partida para nuevas aplicaciones.

El objetivo a realizar como próximo paso será programar mediante código una señal de control oscilatoria senoidal la cual permita controlar la envolvente de la señal de audio, de esta manera se podrá obtener un efecto de trémolo. Los parámetros de profundidad y frecuencia podrán ser controlado mediante el dispositivo móvil.

Una vez realizada esta etapa, la siguiente etapa se proyectará una mejora en el hardware. Utilizando dos VCA para luego sumarlas se podrá tener un control del tipo dry/wet mezclando señales procesadas y sin procesar. El diagrama a implementar se puede observar en la figura 11.

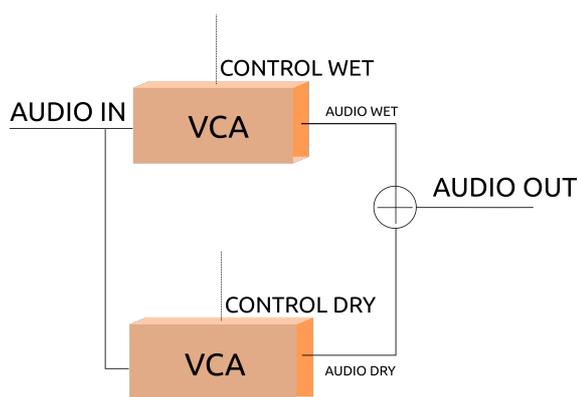


Figura 11. Control Dry/Wet

6. CONCLUSIONES

En este trabajo se intentó resolver una comunicación mediante el protocolo de comunicación OSC y procesamiento de una señal de audio. Para resolver esto se plantearon dos posibles esquemas, a

continuación se comparará las dos soluciones y se mostrarán conclusiones generales.

En cuanto a los circuitos VCA, se observaron comportamientos diferentes en cuanto a la linealidad. El circuito implementado mediante LDR ofrece las ventajas del aislamiento óptico lo cual mejora el problema del ruido, además que el mismo puede ser alimentado íntegramente por una fuente simple y la implementación podría realizarse a batería. Por otro lado, este componente introduce un comportamiento a lineal en el sistema, que puede ser corregido mediante métodos digitales.

En cuanto al circuito implementado mediante el amplificador de transconductancia, posee las ventajas de una respuesta logarítmica conocida por el fabricante, aunque el aislamiento del ruido proveniente de la etapa digital resulta más conflictivo de resolver que en el circuito con LDR. Por otro lado posee la desventaja de necesitar alimentación partida $+9v-9v$.

Estas dos soluciones poseen por el momento niveles de relación señal a ruido aceptable, luego de unas primeras pruebas se mejoró notablemente el problema implementando capacitores para filtrar ruido, un gabinete metálico que funciona como jaula de Faraday y especial atención en el soldado de cables.

Con este trabajo se pudo verificar el principio básico de funcionamiento del sistema, quedando a continuación por resolver distintas aplicaciones.

7. REFERENCIAS

[1] Federico Miyara. “*Acústica y sistemas de sonido*”. Cuarta Edición. Rosario, Argentina. Marzo 2006

SEPARACIÓN DE FUENTES MUSICALES MEDIANTE REDES NEURONALES CONVOLUCIONALES CON MÚLTIPLES DECODIFICADORES

LEONARDO PEPINO ¹, LAURENCE BENDER ²

¹Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina.
leonardodpepino@gmail.com

²Universidad Nacional de Tres de Febrero, LAEIA, Buenos Aires, Argentina.
lbender@untref.edu.ar

Resumen – La separación de fuentes musicales en grabaciones profesionalmente producidas es una tarea de creciente interés con aplicaciones en el ámbito de las ciencias de la grabación y la recuperación de información musical. En este estudio, se exploran técnicas de aprendizaje profundo con redes neuronales aplicadas a la separación de fuentes musicales en mezclas de audio. La red neuronal propuesta extrae descriptores espectrales y temporales mediante filtros convolucionales aplicados al espectrograma de la mezcla. Estos descriptores aprendidos constituyen la entrada a múltiples etapas decodificadoras que reconstruyen en forma paralela los espectrogramas de cada fuente separada. Se entrena y evalúa la red neuronal empleando la base de datos DSD100, que brinda mezclas estereofónicas de música popular con sus respectivas pistas de bajo, batería y voces. El impacto de distintas funciones de costo y de la cantidad de filtros convolucionales es examinado en base a índices SDR, SIR, SAR e ISR. Se analizan las potencialidades y debilidades del modelo propuesto y se sugieren futuras mejoras.

Abstract – Musical source separation of professionally produced recordings is a task of increasing interest with applications in recording sciences and music information retrieval. In this study, deep learning techniques using neural networks are applied to musical source separation of audio mixtures. The proposed neural network extracts spectral and temporal features using convolutional filters applied to the audio mixture spectrogram. These learnt features are fed to multiple decoder stages which reconstruct in parallel the spectrograms of each separated source. The neural network is trained and tested on the DSD100 dataset, which provides stereophonic mixtures of popular music with their respective bass, drum and vocal tracks. The influence of different cost functions and the number of convolution filters is examined using SDR, SIR and SAR measures. The potentials and drawbacks of the proposed model are analysed and future improvements are suggested.

1. INTRODUCCIÓN

La separación de fuentes musicales es un campo de investigación de interés creciente. Sus principales aplicaciones son realizar upmixing [1], remover instrumentos musicales [2], y recuperar información musical [3], entre otras. Existe una gran cantidad de técnicas para separar fuentes, entre las que destacan la factorización en matrices no negativas [4] y el uso de redes neuronales [5].

Diversas topologías de red neuronal han sido exploradas previamente, entre ellas, redes completamente conectadas [5], convolucionales [2], recurrentes [6] y adversarias generativas [7]. Normalmente operan sobre magnitudes de espectrogramas, aunque también se han desarrollado redes que toman como entrada las muestras de audio [8]. Es común realizar un postprocesamiento de las salidas de la red mediante el uso de máscaras binarias [9], suaves [10], o filtros de Wiener multicanal [6], entre otros métodos.

Desde el año 2008, se realiza cada un año y medio una campaña de evaluación de separación de señales

(SISEC) [11]. Su principal objetivo es reportar avances en el campo de la separación de fuentes, permitiendo la comparación de métodos desarrollados, y proveer de datos para el diseño y evaluación de nuevas técnicas. En el caso de la separación de fuentes musicales, provee la base de datos DSD100, la cual brinda mezclas estereofónicas y fuentes separadas (bajo, batería, voces y otros) de 100 canciones de música popular. La base de datos está dividida en un conjunto de entrenamiento y otro de validación, con 50 canciones cada uno.

Este trabajo se centra en el desarrollo y evaluación de una red neuronal convolucional inspirada principalmente en el trabajo de Chandna et al. [10]. El modelo propuesto utiliza como entrada el espectrograma de una mezcla estereofónica y devuelve los espectrogramas de las fuentes musicales separadas. Estas fuentes separadas corresponden a cuatro categorías: bajo, batería, voces y otros. El objetivo de este trabajo de investigación es evaluar el modelo propuesto en el conjunto de validación de la base de datos DSD100. Con este fin, se comparan los

índices relación señal a distorsión (SDR), relación señal a artefactos (SAR), relación señal a interferencias (SIR) y relación imagen a distorsión espacial (ISR) [12] obtenidos con otros modelos de separación de fuentes musicales presentados en SISEC 2016. Asimismo, se varía el número de parámetros de la red y se observan las variaciones en el desempeño. Por último, se exploran los filtros convolucionales aprendidos por la red y se analizan algunas potencialidades y debilidades del modelo desarrollado.

2. MODELO PROPUESTO

La Figura 1 muestra el diagrama en bloque del sistema de separación de fuentes musicales desarrollado. Un espectrograma de la mezcla estereofónica es obtenido a partir de la aplicación de una Transformada de Fourier de Tiempo Corto (STFT). Para el cómputo de la STFT se utiliza una ventana de Hanning de 2048 muestras con un factor de solapamiento del 75%. El modelo propuesto realiza la separación sobre la magnitud del espectrograma descartando la información de fase. Como entrada a la red neuronal convolucional se utiliza el cuadro de interés y una ventana contextual de 10 cuadros pasados y futuros con respecto al de interés. Por ende, los espectrogramas que son alimentados a la red poseen 21 cuadros y 1025 muestras en frecuencia sobre 2 canales, resultando ser tensores en $\mathfrak{R}^{2 \times 21 \times 1025}$. La ventana contextual permite a la red neuronal modelar dependencias temporales, las cuales son importantes en audio, sin recurrir a arquitecturas de redes recurrentes. Posteriormente, las salidas de la red neuronal son postprocesadas con máscaras suaves y devueltas al dominio del tiempo mediante la inversión de los espectrogramas.

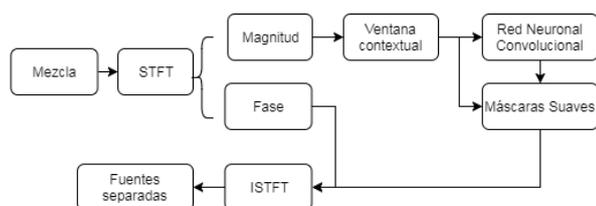


Figura 1: Diagrama en bloque del proceso de separación de fuentes musicales

2.1 Arquitectura de red neuronal

Se implementó una red neuronal convolucional inspirada en [10], la cual consiste de una etapa de codificación que reduce la dimensión del espectrograma de la mezcla, y múltiples etapas de decodificación que recuperan cada una de las fuentes a partir de la representación comprimida. La arquitectura de red utilizada es ilustrada en la Figura 2.

La etapa de codificación consiste de 2 capas convolucionales en serie. La primera capa consiste en N_v filtros de dimensión 1025×1 . Estos filtros verticales abarcan un solo cuadro y todas las frecuencias. De esta manera, se pretende que la red

capture patrones espectrales en la mezcla. La segunda capa convolucional consiste de N_H filtros de dimensión 1×6 . Estos filtros horizontales permiten modelar la evolución temporal de los patrones espectrales capturados por los filtros verticales.

A diferencia del modelo propuesto en [10], se utilizan funciones de activación ReLU en la salida de las capas convolucionales y normalización por lotes en las entradas [13]. La alinealidad de la función de activación elegida evita que las salidas de las capas sean negativas, conservando el sentido físico de los espectrogramas de un modo similar a la técnica de factorización de matrices no negativas (NMF). A su vez, la normalización de las entradas contribuye a que la distribución de las entradas no cambie durante el entrenamiento al cambiar los parámetros de las capas previas. Esto permite reducir el tiempo de entrenamiento y mejorar la convergencia del error.

El uso de las capas convolucionales permite la reducción de la dimensionalidad del espectrograma, y la captura de sus características más importantes. A su vez, la forma de los filtros utilizados tiene como finalidad el poder modelar características musicalmente relevantes. La salida de la capa convolucional horizontal es alimentada a una capa completamente conectada de N_L neuronas, la cual representa estas características relevantes formando un espacio latente.

La salida de la capa completamente conectada sirve de entrada a un conjunto de decodificadores en paralelo, que tienen la función de transformar el espacio latente y recuperar los espectrogramas de cada una de las fuentes. Se utilizan 4 decodificadores correspondientes a las fuentes musicales a separar: bajo, batería, voz y otros. Cada decodificador consiste en una primera capa completamente conectada de N_L neuronas, seguida por una serie de capas deconvolutivas. La primera capa tiene la función de extraer las características del espacio latente que corresponden a la fuente a separar. Tanto esta capa como la del espacio latente poseen funciones de activación ReLU.

A continuación, la salida de la primera capa de cada decodificador es redimensionada para hacer coincidir sus dimensiones con las de la salida de la segunda capa convolutiva de la etapa codificadora. La capa redimensionada es alimentada a dos capas deconvolutivas en serie. Estas capas tienen como finalidad recuperar la dimensionalidad de los espectrogramas que corresponden a las fuentes separadas.

Los pesos de las capas deconvolutivas son compartidos entre los distintos decodificadores con el fin de que el proceso de separación ocurra en la capa completamente conectada, mientras que el de recuperación de los espectrogramas sea compartido entre los distintos decodificadores. A su vez, esto permite reducir el número total de parámetros de la red neuronal, disminuyendo las probabilidades de sobreajustar el modelo, además de reducir el tiempo

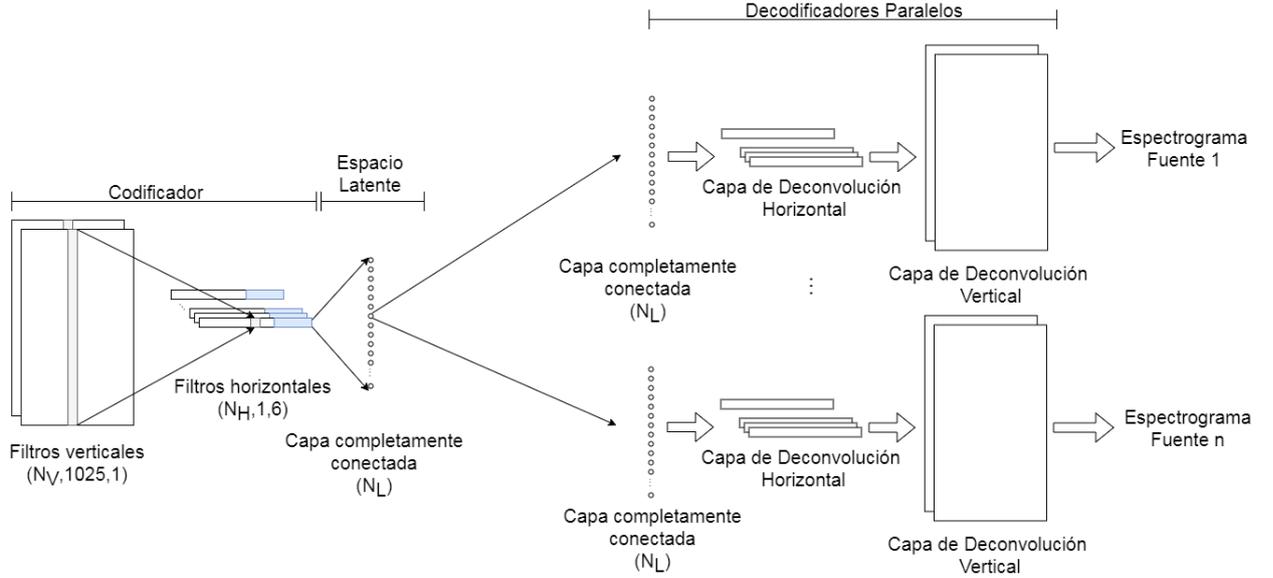


Figura 2. Modelo de red neuronal convolucional utilizado.

de entrenamiento de la red y su tamaño en memoria.

2.2 Postprocesamiento de las salidas

Resulta beneficioso para la separación de las fuentes el cálculo de máscaras en tiempo-frecuencia [14]. Estas máscaras se obtienen a partir de los espectrogramas generados a la salida de los decodificadores de acuerdo a

$$M_i = \frac{\hat{S}_i}{\sum_{n=1}^N \hat{S}_n}, \quad (1)$$

siendo \hat{S}_i las magnitudes de los espectrogramas estimados por la red para cada fuente. Este tipo de máscara se denomina suave ya que toma valores continuos entre 0 y 1, a diferencia de las máscaras binarias que sólo toman valores 0 o 1. Una vez calculada la máscara, se multiplica elemento a elemento con el espectrograma de la mezcla para obtener el espectrograma final de cada fuente.

A partir de las magnitudes de los espectrogramas de cada fuente, es necesario recuperar la señal en el dominio del tiempo. Dos problemas surgen: la falta de información de fase y la inconsistencia de los espectrogramas, esto es, que correspondan al espectrograma de alguna señal real de audio. El algoritmo de Griffin-Lim [15] es utilizado, el cual estima una fase a partir de la magnitud del espectrograma tal que minimice el error cuadrático medio entre la magnitud de la STFT de la señal en tiempo y la magnitud deseada. El cálculo de los espectrogramas es realizado cuadro a cuadro, tomando para cada cuadro de salida la ventana contextual de 21 cuadros de la mezcla.

2.3 Función de costo

Se utiliza una función de costo para entrenar la red neuronal consistente de múltiples términos, cada

uno orientado a penalizar un aspecto distinto de la separación.

El primer término es el error de estimación de las fuentes que no considera a la categoría otros como una fuente separada, debido a su variabilidad y la diversidad de fuentes que la componen:

$$L_{MSE} = \overline{\sum_{i=1}^{N-1} (\hat{S}_i - S_i)^2}. \quad (2)$$

Un segundo término penaliza las interferencias entre fuentes estimadas como se usa en [16]. La siguiente ecuación expresa este término:

$$L_{INT} = \overline{\sum_{i=1}^{N-1} (\hat{S}_i - \hat{S}_{n \neq i})^2}. \quad (3)$$

Un tercer término, tal como es implementado en [10], penaliza las interferencias entre voces y otros, debido a que ambas categorías son fuertemente armónicas y suelen interferirse mutuamente:

$$L_{OT-VOZ} = \overline{(\hat{S}_N - \hat{S}_{VOZ})^2}. \quad (4)$$

Un cuarto término penaliza interferencias entre otros y las demás fuentes:

$$L_{OT} = \overline{\sum_{i=1}^{N-1} (\hat{S}_N - \hat{S}_i)^2}. \quad (5)$$

Un quinto término, introducido en este trabajo, penaliza el error entre la mezcla obtenida al sumar los espectrogramas de las fuentes estimadas y la mezcla original:

$$L_{REC} = \overline{\left(\sum_{i=1}^N S_i - \sum_{i=1}^N \hat{S}_i \right)^2}. \quad (6)$$

Finalmente, las expresiones (2) a (6) son combinadas conformando la función de costo total:

$$L = L_{MSE} - \alpha L_{INT} - \beta L_{OT} - \gamma L_{OT-VOZ} + \delta L_{REC}. \quad (7)$$

Los valores de α , β y γ se tomaron de los utilizados en [10], siendo 0.001, 0.01 y 0.03 respectivamente. El término δ se determinó experimentalmente en 0.01.

3. METODOLOGIA

El modelo de red se implementó en el lenguaje de programación Python mediante el uso de la biblioteca Keras [17], la cual permite un rápido prototipado de redes neuronales y se soporta en el uso de la biblioteca Tensorflow [18]. Se utilizaron distintos tamaños de red y se evaluaron las métricas SDR, SIR, SAR y ISR utilizando el código provisto en [19].

Los modelos entrenados se detallan en la Tabla 1. Estos fueron entrenados durante 11 épocas, cada una consistente en el procesamiento completo en orden aleatorio de las 50 canciones provistas en el conjunto de entrenamiento de la base de datos DSD100. Se utilizó el optimizador de Adam con un learning rate de 0.001 y recorte de gradiente en 0,9. Se entrenaron los modelos con un tamaño de lote de 16 muestras. Para eliminar un posible efecto del orden de las muestras de entrenamiento, éste fue fijado y compartido entre los entrenamientos de las distintas redes.

Tabla 1. Tamaños de modelo implementados y evaluados.

Modelo	N_V	N_H	N_L	Número de parámetros
A	32	32	512	1456422
B	64	64	1024	5558854
C	128	128	2048	21701766
D	256	256	4096	85739782

Se analizaron los espectrogramas de entrada que maximizan las activaciones de las neuronas del espacio latente. Para esto, se realizó una optimización mediante ascenso por gradiente [20]. También se analizaron los filtros verticales aprendidos, los cuales reflejan los tipos de patrones espectrales capturados por la red. Además, se analizó la influencia del término L_{REC} de la función de costo.

4. RESULTADOS

En la Tabla 2 se pueden observar los resultados de evaluar los distintos modelos de red entrenados utilizando las métricas propuestas en [12] e implementadas en [18]. Los resultados se obtuvieron evaluando el modelo sobre las 50 canciones del conjunto de validación de la base de datos DSD100. Los modelos evaluados incluyen el término L_{REC} en la función de costo.

Se puede observar que el modelo B obtiene el mayor SDR en batería, voz y otros, siendo sólo superado por el modelo D en separación de bajo. Esto indica que incrementar el número de parámetros de la red no implica una mejora del modelo. Sin embargo, un número bajo de parámetros lleva a un mal desempeño como se observa en el modelo A, el cual posee el peor SDR en todos los instrumentos salvo la voz.

Es posible que la red neuronal al buscar minimizar el error cuadrático medio, se enfoque en separar las fuentes con mayor energía como la voz y la batería. Este fenómeno explicaría que al aumentar el número de filtros la separación del bajo mejora, ya que es una fuente con poca energía en la mezcla y ante un número limitado de filtros, la red neuronal destinará menos recursos a su análisis que, por ejemplo, al de la voz.

Tabla 2. Resultados de la evaluación de los distintos modelos implementados que corresponden a diferentes tamaños de red.

Fuente	Métrica [dB]	Modelo			
		A	B	C	D
Bajo	SDR	2,16	2,28	2,26	2,37
	SIR	1,48	1,76	2,23	2,44
	SAR	7,24	6,81	6,42	6,36
	ISR	7,98	7,34	8,40	8,22
Batería	SDR	3,66	3,95	3,87	3,91
	SIR	5,75	6,48	6,66	6,99
	SAR	5,67	6,07	5,50	5,35
	ISR	7,76	8,00	8,53	8,68
Voz	SDR	2,36	2,46	2,30	2,35
	SIR	3,75	3,57	5,04	4,91
	SAR	3,97	4,22	2,63	2,76
	ISR	4,42	5,20	4,35	4,69
Otros	SDR	2,79	2,97	2,84	2,87
	SIR	4,59	5,23	4,96	5,28
	SAR	6,10	5,86	6,27	5,97
	ISR	8,54	8,85	10,21	10,23

Una posible limitación del modelo propuesto es la forma de los filtros convolucionales. Al ser verticales y horizontales, fenómenos como modulaciones en frecuencia o reverberación resultan difíciles de capturar. En la Figura 3 se ven algunos de los espectrogramas que maximizan las activaciones de las neuronas del espacio latente. En todos los casos analizados, los espectrogramas que mayor activación producen en las neuronas consisten de líneas horizontales.

En la Figura 4 se observa un ejemplo de separación de fuentes con el modelo B y se

contrastan los espectrogramas separados con los verdaderos. Se puede observar que, en la voz, los finales de las palabras son perdidos en la separación, en el bajo una gran parte del contenido armónico se pierde, y en la categoría otros hay una gran interferencia por parte de las demás fuentes.

En la Figura 5 se muestran dos de los filtros verticales aprendidos por la red. Algunos filtros tienden a capturar señales armónicas, mientras que otros, ruido blanco filtrado correspondiente a componentes percusivas y transitorias.

También se evaluó la influencia del término L_{REC} de la función de costo en el desempeño del modelo. Los resultados sugieren que su incorporación mejora la separación tal como se observa en la Tabla 3.

La Tabla 4 compara los resultados obtenidos con el modelo B propuesto, y los resultados de la campaña SISEC 2016 disponibles en su sitio web [21]. Se observa que el modelo propuesto da resultados comparables con el estado del arte y supera en todos los instrumentos al modelo CHA en el que está basado.

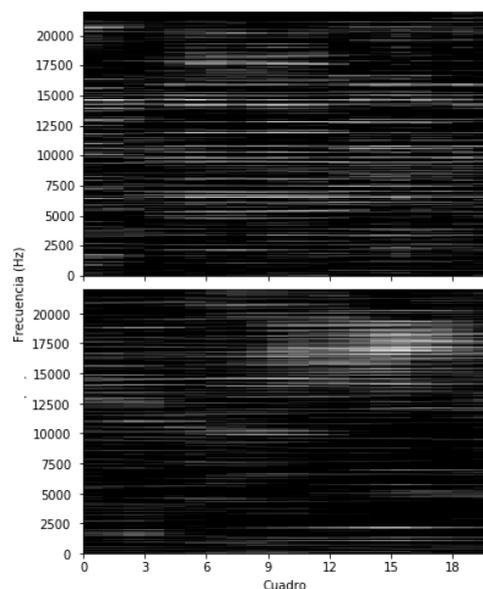


Figura 3. Espectrogramas que maximizan las activaciones de 2 neuronas del espacio latente. Se puede observar que no responden a modulaciones en frecuencia.

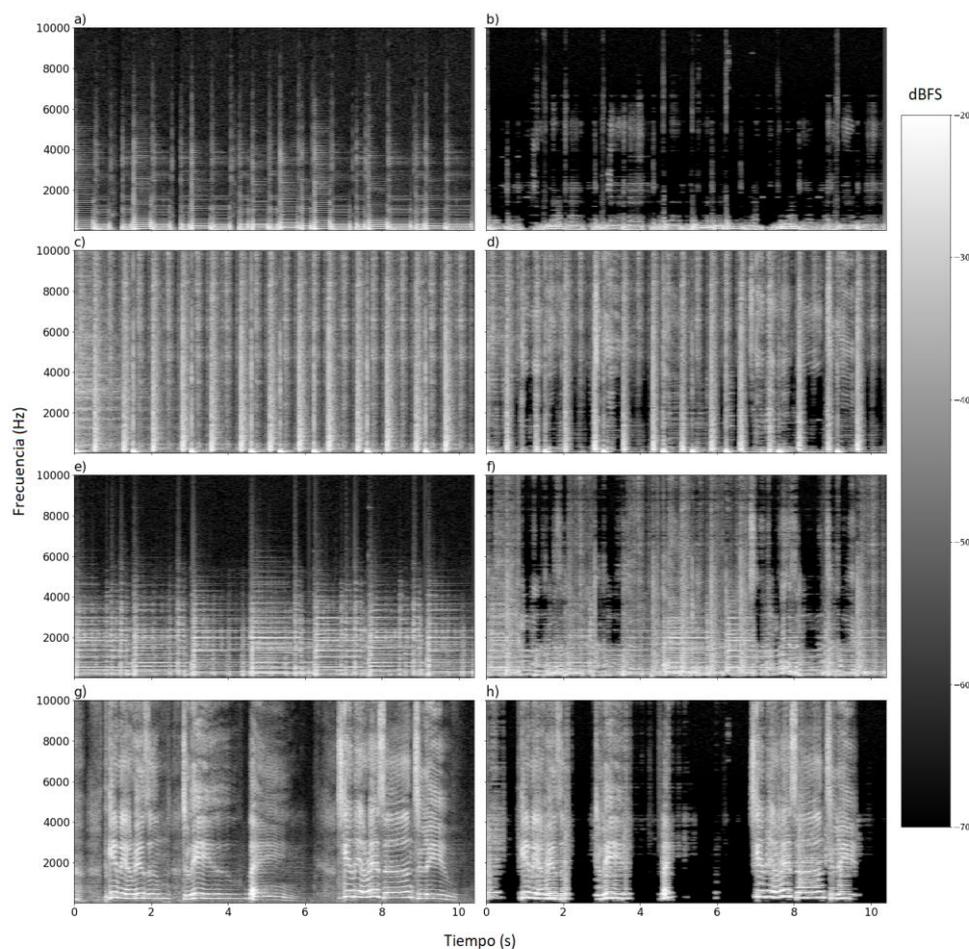


Figura 4. Espectrogramas resultantes de separar las fuentes de un fragmento de la canción “A Reason to Leave” de Patrick Talbot. a) y b) corresponden a la fuente bajo, c) y d) a la batería, e) y f) a otros y g) y h) a voces. Los espectrogramas de la izquierda son los verdaderos y los de la derecha los estimados por el modelo B

Tabla 3. Variaciones en las métricas tras incorporar costo de reconstrucción en el modelo B.

Métrica	Bajo	Batería	Otros	Voz	Media
Δ SDR (dB)	-0,01	0,17	0,04	0,14	0,09
Δ SIR (dB)	-0,12	0,44	-0,16	0,27	0,11
Δ SAR (dB)	0,23	0,24	0,40	0,15	0,26
Δ ISR (dB)	-0,07	-0,16	0,30	0,18	0,06

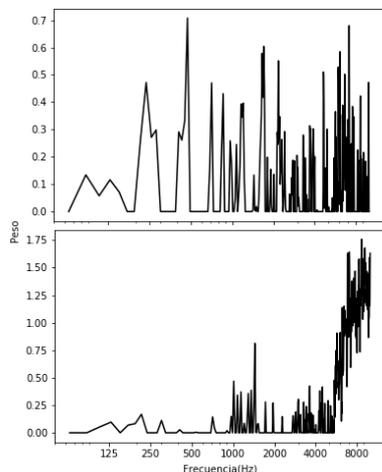


Figura 5. Pesos positivos de 2 filtros verticales convolutivos. Se observa cómo el superior captura componentes armónicas, mientras que el inferior captura componentes no tonales de alta frecuencia.

Tabla 4. Valores de SDR (dB) de métodos presentados en SISEC 2016 y el modelo propuesto. Las siglas de los métodos corresponden a las utilizadas en [19].

	Bajo	Batería	Otros	Voz
CHA [10]	-0.02	1.66	0.95	1.01
NUG4 [22]	2.57	4.12	2.96	4.23
UHL3 [23]	2.91	4.58	3.47	5.25
Propuesto	2.28	3.95	2.46	2.97

5. CONCLUSIONES

Se presentó un modelo de red neuronal basado en [10] con modificaciones que llevaron a mejoras en la separación de fuentes musicales. La arquitectura de la red tiene margen para mejorar mediante la incorporación de una mayor variedad de filtros, el uso de aumentación de datos y un entrenamiento más exhaustivo con una mayor cantidad de épocas. Una representación tiempo-frecuencia apta tanto para el análisis de componentes transitorias como de baja frecuencia sería recomendable, al igual que la incorporación de modelos auditivos. La inclusión de la categoría guitarra podría llevar a una mejora de los modelos debido a la presencia de este instrumento en la mayor parte de las canciones populares de la base de datos DSD100.

6. REFERENCIAS

[1] Kraft, S., Zölzer, U., “Stereo signal separation and upmixing by mid-side decomposition in the

frequency domain”, Proceedings of the 18th Int. Conference on Digital Audio Effects (DAFx-15), Trondheim (2015).

[2] Simpson, A., Roma, G., Plumbley, M., “Deep Karaoke: Extracting Vocals from Musical Mixtures using Convolutional Deep Neural Network”, Proceedings of the 12th International Conference on Latent Variable Analysis and Signal Separation, pp. 429-436, Liberec, 2015.

[3] Vincent, E., Ono, N., “Music source separation and its applications to MIR”, Proceedings of International Society for Music Information Retrieval Conference (ISMIR), Utrecht, 2010.

[4] Virtanen, T., Gemmeke, J.F, Raj, B., Smaragdis, P., “Compositional Models for Audio Processing: Uncovering the structure of sound mixtures”, IEEE Signal Processing Magazine, 2015.

[5] Grais, E., Sen, M.U, Erdogan, H., “Deep neural networks for single channel source separation”, ICASSP, IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vancouver, 2013.

[6] Uhlich, S., Porcu, M., Giron, F., Enekl, M., Kemp, T., Takahashi, N., Mitsufuji, Y., “Improving Music Source Separation Based On Deep Neural Networks”, IEEE ICASSP, 2017.

[7] Stoller, D., Ewert, S., Dixon, S., “Adversarial Semi-Supervised Audio Source Separation applied to Singing Voice Extraction”, CoRR, abs/1711.00048, 2017.

[8] Grais, E. M., Ward, D., Plumbley, M. D., “Raw Multi-Channel Audio Source Separation using Multi-Resolution Convolutional Auto-Encoders”, ArXiv e-prints, 1803.00702, 2018.

[9] Wang D. “Time-Frequency Masking for Speech Separation and Its Potential for Hearing Aid Design”. Trends in Amplification. 2008;12(4):332-353. doi:10.1177/1084713808326455.

[10] Chadna, P., Miron, M., Janer, J., Gómez, E., “Monaural Audio Source Separation using Deep Convolutional Neural Networks”, 13th International conference on latent variable analysis and signal separation (LVA ICA2017), Grenoble, 2017.

[11] Liutkus, A., Stoter, F., Rafii, Z., Kitamura, D., Rivet, B., Ito, N., Ono, N., Fontecave, J., “The 2016 signal separation evaluation campaign”, Proceedings of Latent Variable Analysis and Signal Separation, Liberec, 2015, pp 323-332.

[12] Vincent, E., Gribonval, R., Févotte, C., “Performance measurement in blind audio source separation” IEEE Trans. on Audio, Speech and Language Processing, 14(4):1462-1469, 2006.

[13] Ioffe, S., Szegedy, C., “Batch Normalization: Accelerating Deep Network Training by Reducing Internal Covariate Shift”, CoRR, abs/1502.03167, 2015.

[14] Wang, Y., Narayanan, A., Wang, D. “On Training Targets for Supervised Speech Separation”, IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 22(12):1849–1858, 2014.

- [15] Griffin, D., Lim, J., “*Signal Estimation from Modified Short-Time Fourier Transform*”, IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 2, 236-243, 1984.
- [16] Huang, P. S., Kim, M., Hasegawa-Johnson, M., Smaragdīs, P., “*Deep Learning for Monaural Speech Separation*”. Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 1562–1566, 2014.
- [17] Keras: The Python Deep Learning library. <https://keras.io/> Revisado: 27/7/2018.
- [18] Sitio de Tensorflow. <https://www.tensorflow.org/> Revisado: 27/7/2018.
- [19] Parse, process and evaluate the demixing secrets dataset (DSD100). <https://github.com/faroit/dsd100m> at
- [20] Erhan, D., Bengio, Y., Courville, A., Vincent, P. “*Visualizing higher-layer features of a deep network*”. Technical report, Technical report, University of Montreal, 2009.
- [21] SISEC MUS. Objective Evaluation Results <https://www.sisec17.audiolabs-erlangen.de/#/results/1/4/2>. Revisado: 27/7/2018.
- [22] Nugraha, A. A., Liutkus, A., Vincent, E., “*Multichannel audio source separation with deep neural networks*”, IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, vol. 24, no. 9, pp. 1652-1664, Sept. 2016.
- [23] Uhlich, S., Porcu, M., Giron, F., Enenkl, M., Kemp, T., Mitsufuji, Y., Takahashi, N., “*Combining DNNs for Enhanced Music Source Separation*”, to appear.

ANÁLISIS DE NORMATIVA DE RUIDO APLICABLE A ESTABLECIMIENTOS DE CUIDADO DE LA SALUD. ESTUDIO DE CASO EN LA CIUDAD DE OBERÁ, MISIONES

VALERIA V. SANABRIA ¹; SEBASTIAN F. KOLODZIEJ ²; EUGENIO R. CRUZ ³

¹ Universidad Nacional de Misiones, Facultad de Ingeniería, Misiones, Argentina. valery.sanabria.95@gmail.com

² Universidad Nacional de Misiones, Facultad de Ingeniería, Misiones, Argentina. kolodz@fio.unam.edu.ar

³ Universidad Nacional de Misiones, Facultad de Ingeniería, Misiones, Argentina. cruz@fio.unam.edu.ar

Resumen – Los establecimientos de salud se encuentran dentro de los sectores considerados sensibles al ruido. La contaminación por ruido en los hospitales y centros de salud representa un peligro serio, que puede poner en riesgo la salud ya que afecta la recuperación de los pacientes interfiriendo en el sueño, la respuesta cardiovascular, el control del dolor, la cicatrización de heridas, entre otras cuestiones. Existen diferentes documentos normativos que hacen referencia a las características constructivas que tienen que tener los edificios en general, y en particular los destinados a la salud, para garantizar condiciones de calidad sonora que no afecten al interior del edificio. Entre las principales se pueden mencionar las Normas IRAM y los códigos de edificación de cada ciudad. Por otro lado, las ciudades tienen normativas específicas sobre niveles de ruido permitidos en diferentes zonas, una de las cuales son las zonas hospitalarias. En el presente trabajo se plantea como objetivo analizar la correspondencia entre ambas normativas, a fin de verificar si para un hospital en particular de la ciudad de Oberá Misiones los requisitos constructivos aseguran que, en función de los niveles máximos permitidos para las zonas hospitalarias, se obtengan los niveles recomendados en el interior del establecimiento de salud.

Abstract – Health establishment are within the sectors considered sensitive to noise. Noise pollution in hospitals and health centers represents a serious danger, which can put health at risk as it affects the recovery of patients by interfering with sleep, cardiovascular response, pain control, wound healing, between another questions. There are different normative documents that refer to the constructive characteristics that buildings have to have in general, and in particular those intended for health, to guarantee sound quality conditions that do not affect the interior of the building. Among the main ones, the IRAM Norms and the building codes of each city can be mentioned. On the other hand, cities have specific regulations of noise levels allowed in different areas, one of which are hospital areas. In the present work the objective is to analyze the correspondence between both regulations in order to verify if for a particular hospital in the city of Oberá Misiones the constructive requirements ensure that according to the maximum levels allowed for hospital areas, the recommended levels are obtained inside the health establishment.

1. INTRODUCCIÓN

El ruido, o también conocido como sonido inarticulado, está claramente establecido como un contaminante atmosférico fundamentalmente en las grandes ciudades en las cuales la densidad de población es mayor. La percepción de este fenómeno es diferente en cada una de las personas y puede presentar variaciones en cada uno, dependiendo del género, cultura o edad. Sin embargo, los efectos nocivos del ruido no respetan estos patrones, sus efectos sobre la salud, son numerosos e importantes, pudiéndose nombrar algunos como las alteraciones del sueño, cardiovasculares, hormonales, respiratorias, dolores, cólicos, alteraciones gastrointestinales, efectos negativos sobre la visión, entre otros [17]. Los factores que convierten a los hospitales en lugares ruidosos son varios, en primer lugar, se puede mencionar al tránsito y el murmullo habitual, tanto del

personal como de los pacientes, además de la implementación de nuevos aparatos tecnológicos como ser aspiradoras, ventiladores, computadoras, impresoras, monitores, aire acondicionado, entre otros aparatos que forman parte del instrumental de trabajo diario en los centros médicos y a su vez pueden comprometer la salud de los pacientes. El campo de investigación es el hospital Samic de Oberá que se encuentra en la Avenida Pincen s/n, una zona residencial de baja densidad destinada a un pequeño número de casas residenciales y viviendas, incluyendo una gran cantidad de espacio abierto, exenta de grandes industrias, complejos de apartamentos y otras estructuras de gran tamaño, lo que lo hace un lugar relativamente tranquilo y silencioso. Abarca una superficie total de 20.387m². La planta baja se encuentra dividida en sectores de diagnóstico por imágenes, emergencias y urgencias, hemoterapia,

oncología, administración y buffet público. En el primer piso se encuentra el centro quirúrgico, terapias intensivas pediátricas y de adultos, sector administrativo, y buffet de médicos. En el segundo piso se desarrolla el sector obstétrico, sector neonatal y lactario. Mientras que el subsuelo contempla los sectores de diálisis, laboratorio, anatomía patológica, centro de esterilización, morgue y el pasillo de interconexión entre el edificio antiguo con este nuevo edificio. Tanto las normas IRAM, como el código de edificación [13] y la ordenanza municipal de la ciudad [12], reconocen el riesgo ocupacional en el ambiente hospitalario, y destacan las medidas a tener en cuenta, como también los límites máximos a respetar.

El objetivo del siguiente trabajo es realizar una revisión bibliográfica de las normas, códigos y ordenanzas disponibles sobre el tratamiento de ruido en el hospital de la ciudad de Oberá Misiones, Argentina, realizando una comparación entre los valores establecidos y necesarios para el buen funcionamiento del centro médico indicado, verificando el cumplimiento y la relación entre los documentos.

La estructura del siguiente trabajo consiste en el desarrollo de los materiales y métodos utilizados para el análisis de las normas y ordenanzas, seguido por los resultados y discusiones en base a los parámetros en consideración como ser valores máximos y mínimos establecidos en los documentos.

2. DESARROLLO. MATERIALES Y METODOS

La metodología consistió en una revisión de material sobre ruido y requerimientos normativos para su atenuación consultando las fuentes digitales de IRAM colección, la Ordenanza N°1926 Oberá [12] y los códigos de edificación tanto de CABA [15], Posadas [14] y Oberá [13]. Además, se analizaron algunas publicaciones como la de Walderes Aparecida Filus y otros [11], que consiste en estudios cuantitativos de ruido en hospitales de Brasil a partir de enero de 2000 a marzo de 2011, siendo de importancia para este trabajo, la información de los resultados obtenidos en cuanto a los niveles de ruidos en los diferentes ambientes hospitalarios y las estrategias de acciones propuestas para la reducción del mismo.

3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

Según datos de la Organización Mundial de la Salud [16], el valor mínimo que debe tener un centro de salud en el interior del mismo en periodo nocturno, es de 30dB, llegando a un máximo de 40dB en un lapso de tiempo de 8 horas como máximo. Casi de igual manera, el valor mínimo establecido para el

periodo diurno es de 30dB, siendo el máximo no establecido, en un lapso de tiempo de 16 horas.

Contrastando estos valores exigidos con la ordenanza N° 1926 de la ciudad de Oberá, se establece para la zona hospitalaria, un límite máximo de 45dB en periodos de descanso (13hs. – 14:30 hs. y de 22 hs. – 6hs.), mientras que, en periodos de actividad (6hs. – 13hs. y de 14:30hs. – 22hs.), el máximo es de 55dB. Indicando esto que la ordenanza posee un rango mayor con respecto a lo recomendado por la OMS.

Con respecto a las normas IRAM consultadas se encuentran las IRAM 4044 [1], 4043-1 [2], 4043-2 [3], 4063-2 [4], 4063-3 [5], 4063-4 [6], 4063-5 [7], 4063-7 [8], 4063-10 [9] y 4063-14 [10]. De las mencionadas se tomó en consideración principalmente a la primera 4044, ya que se refiere a la protección contra el ruido en edificios, brindando requisitos de aislamiento acústico mínimo. Mientras que las otras se centran en la evaluación y medición del aislamiento acústico en los edificios y elementos de construcción, siendo estas normas las recomendadas como lineamientos futuros en esta investigación para tener en cuenta cuales son los materiales de construcción más adecuados para la edificación de centros médicos.

La Norma IRAM 4044 “Acústica. Protección contra el ruido en edificios. Requisitos de aislamiento acústico mínimo. Método de medición y clasificación. Cerramientos y aberturas, verticales y horizontales.” [1] establece valores mínimos de aislamiento in situ al ruido aéreo en el área de Salud, presentándose en la tabla 1.

Tabla 1- Valores mínimos de aislamiento in situ al ruido aéreo en el área de Salud.

SALUD		
Entre habitaciones o consultorios entre sí	53	46
Entre habitaciones o consultorios, y circulaciones	46	39
Entre habitaciones y áreas de servicios	46	39

Indicando que las paredes deberán aislar por lo menos la cantidad de decibeles que indica la tabla entre cada uno de los recintos respectivamente. Es decir, si en una habitación o consultorio, se genera ruido hasta un valor de 53dB, en la habitación contigua, no se debería percibir ruido proveniente de la primera.

Por lo tanto, comparando con el informe de la OMS y con la ordenanza Municipal, se puede verificar que lo descrito por la norma garantizaría que no se superen los valores límites establecidos.

Con respecto a los niveles que realmente existen en un hospital, analizando los resultados de Walderes Aparecida Filus y otros [11], se puede ver que los valores medidos en las salas que deberían ser las más silenciosas, por ejemplo, la sala de cuidados intensivos

pediátrico, se encuentran entre 60 a 70 dB, incumpliendo todo lo anteriormente mencionado. De igual manera sucede con los valores en otros recintos del centro médico, reflejando que los niveles de ruido que se generan en esos sectores, no colaboran con la buena recuperación de los pacientes, por lo tanto, no resultan ser los ideales como lo plantean las normativas.

En el hospital de Oberá se han realizado mediciones preliminares, las cuales se presentan en la tabla 2, donde se ven reflejados los niveles sonoros continuos equivalentes (NSCE) en horario de descanso y actividad.

Tabla 2- Mediciones preliminares realizadas en hospital SAMIC-Oberá Misiones.

Punto de medición	NSCE (Actividad)	NSCE (Descanso)
Frente al edificio del hospital antiguo.	64,59	70,09
Sector de atención al público (hospital antiguo)	61,52	66,38
Sala de espera sector emergencia (hospital nuevo)	56,01	62,78
Sala de espera servicio de diagnóstico por imagen (hospital nuevo)	57,35	62,52
Frente al edificio del hospital nuevo	63,61	59,89

Haciendo la comparación de los valores establecidos por la Ordenanza y la norma IRAM 4044 [1], con los obtenidos en las mediciones se observa que se sobrepasa el límite máximo permisible en todos los puntos. Siendo el valor más alto registrado en horario de descanso (70,09 dBA), el cual corresponde al punto frente al hospital viejo. Mientras que el menor valor medido fue de 56,01 dBA, correspondiendo a la sala de espera del sector de emergencia, pero siendo aún el menor sobrepasa los límites máximos permisibles por la Ordenanza.

Con respecto al código de edificación de la ciudad [13], este no establece valores máximos ni mínimos, simplemente establece las actividades que no pueden realizarse a un lado de un muro divisorio privativo, o bien, recomienda tomar las medidas necesarias para que las instalaciones de un predio no produzcan molestias a terceros. De igual manera, menciona que las paredes, techos, paredes no portantes y muros medianeros deben estar acústicamente aislados.

4. CONCLUSIONES

En principio se ha cumplido con el objetivo planteado, ya que se ha tenido acceso a la información normativa sobre ruido principalmente orientado a establecimientos de salud, y se ha analizado la

relación entre estos documentos y los niveles existentes.

Las comparaciones entre los valores establecidos en los documentos anteriormente mencionados, muestran relación entre los niveles de la norma y la ordenanza. Mientras que, si bien el código de edificación de la ciudad [13] no establece valores, si detalla una serie de normas a cumplir, siendo su principal objetivo, concientizar la disminución de ruido entre recintos y proponer que los materiales de los mismos, posean características aislantes.

A su vez, se han comparado con los valores existentes, tanto en el hospital en cuestión, como así también teniendo en cuenta estudios realizados en hospitales de Brasil, verificando que los niveles de ruido en los mismos, no son los ideales, como lo requiere la norma, para la recuperación de los pacientes. Si bien, los valores no se alejan tanto de los rangos establecidos, no respetan los límites vigentes.

Se considera importante seguir con los estudios de ruido en ambientes hospitalarios, contemplando las demás normas IRAM basadas en la evaluación y medición del aislamiento acústico en los edificios y elementos de construcción, para establecer de manera más específica que requisitos deben cumplir los materiales de construcción de los recintos hospitalarios para que el impacto del mismo sea mínimo en la salud de la población.

5. REFERENCIAS

- [1] IRAM 4044. Acústica. Protección contra el ruido en edificios. Requisitos de aislamiento acústico mínimo. Método de medición y clasificación. Cerramientos y aberturas, verticales y horizontales. Buenos Aires, Argentina, IRAM, 2015.
- [2] IRAM 4043-1. Acústica. Evaluación del aislamiento acústico en los edificios y de los elementos de construcción. Parte 1: Aislamiento al ruido aéreo. Buenos Aires, Argentina, IRAM, 2003.
- [3] IRAM 4043-2. Acústica. Evaluación del aislamiento acústico en los edificios y de los elementos de construcción. Parte 2: Aislamiento del ruido de impactos. (ISO 717-2:1996, MOD). Buenos Aires, Argentina, IRAM, 2003.
- [4] IRAM 4063-2. Acústica. Medición del aislamiento acústico en los edificios y de los elementos de construcción. Partes 2: Determinación, verificación y aplicación de datos de precisión. Buenos Aires, Argentina, IRAM, 2004.
- [5] IRAM 4063-3. Acústica. Medición del aislamiento acústico en los edificios y de los elementos de construcción. Partes 3: Medición en laboratorio del

aislamiento acústico al ruido aéreo de los elementos de construcción. Buenos Aires, Argentina, IRAM, 2004.

[6] IRAM 4063-4. Acústica. Medición del aislamiento acústico en los edificios y de los elementos de construcción. Partes 4: Medición 'in situ' del aislamiento al ruido aéreo entre locales. Buenos Aires, Argentina, IRAM, 2004.

[7] IRAM 4063-5. Acústica. Medición del aislamiento acústico en los edificios y de los elementos de construcción. Parte 5: Mediciones 'in situ' del aislamiento acústico a ruido aéreo de elementos de fachadas y de fachadas. Buenos Aires, Argentina, IRAM, 2004.

[8] IRAM 4063-7. Acústica. Medición del aislamiento acústico en los edificios y de los elementos de construcción. Parte 7: Medición 'in situ' del aislamiento acústico de pisos al ruido de impactos. (ISO 140-7:1998, MOD). Buenos Aires, Argentina, IRAM, 2004.

[9] IRAM 4063-10. Acústica. Medición del aislamiento acústico en los edificios y de los elementos de construcción. Parte 10: Medición en laboratorio del aislamiento al ruido aéreo de los elementos de construcción pequeños. Buenos Aires, Argentina, IRAM, 2004.

[10] IRAM 4063-14. Acústica. Medición del aislamiento acústico en los edificios y de los elementos de construcción. Parte 14: Guía para situaciones especiales in situ. Buenos Aires, Argentina, IRAM, 2004.

[11] Walderes Aparecida Filus, Liane Fuhr Pivatto, Francisca Pinheiro Fontoura, Marilu Rita Villa Koga, Evelyn Joice Albizu, Vânia Muniz Néquer Soares, Adriana Bender Moreira de Lacerda, Cláudia Giglio de Oliveira Gonçalves. "RUÍDO E SEUS IMPACTOS NOS HOSPITAIS BRASILEIROS: UMA REVISÃO DE LITERATURA". Rev. CEFAC. 2014 Jan-Fev; 16(1):307-317.

[12] Ordenanza N° 1926 de la ciudad de Oberá. Misiones, Argentina. Diciembre de 2009.

[13] Código de edificación de la Ciudad de Oberá. Misiones, Argentina. Última modificación marzo 2018.

[14] Código de edificación de la Ciudad de Posadas. Misiones, Argentina. Última modificación enero 2014.

[15] Código de edificación de la Ciudad Autónoma de Buenos Aires. Argentina. Última modificación Febrero 2017

[16] Birgitta Berglund, Thomas Lindvall, Dietrich H Schwela. "GUÍAS PARA EL RUIDO URBANO". Reino Unido, abril de 1999.

[17] Dr. Daniel Bernabeu Taboada. "EFECTOS DEL RUIDO SOBRE LA SALUD." Madrid. 2007.

**Vibraciones, ultrasonido, emisiones acústicas
y ensayos no destructivos**

DETECCIÓN DE DAÑO EN CONCRETO MEDIANTE ENSAYOS DINÁMICOS, EMISIÓN ACÚSTICA, ENERGÍA Y ENTROPÍA WAVELET DE SHANNON

MIRYAM P. SASSANO^{1,2}, MIGUEL E. ZITTO², JUAN PABLO MUSZKATS² Y ROSA PIOTRKOWSKI^{2,3}

¹ Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina
psassano@fi.uba.ar

² Grupo de Análisis de Series Temporales no Estacionarias y no Lineales, Facultad de Ingeniería, Universidad de Buenos Aires, Argentina
series.nsnl@fi.uba.ar, ezitto@gmail.com

³ Escuela de Ciencia y Tecnología, Universidad Nacional de San Martín, Argentina

Resumen – Se aplicó la Entropía Wavelet de Shannon (SWE), una poderosa herramienta matemática para el análisis de series temporales no estacionarias, a las señales de Emisión Acústica (AE) provenientes de daño en hormigón armado. El daño consistió fundamentalmente en fracturas originadas en ensayos dinámicos, los que fueron realizados en una losa de hormigón armado con una mesa vibratoria en trabajos previos desarrollados en la Universidad de Granada, España. La banda de frecuencia asignada a la fractura se identificó usando la Transformada Wavelet Diádica Discreta (DDWT), un algoritmo rápido, que primero se utiliza como un filtro para obtener los coeficientes en la banda de frecuencia deseada, con los que luego se calcula la SWE. La SWE se extrae de cada hit de AE, lo que permite obtener la evolución de la SWE a lo largo del ensayo. Las transiciones bruscas de SWE se conectan con la aparición de macro grietas. Los resultados fueron corroborados con los obtenidos con el b-value asociado a la energía wavelet, un índice que permite detectar daño mediante el análisis de señales de AE.

Abstract –The Shannon Wavelet Entropy (SWE), a powerful mathematical tool for the analysis of non-stationary time series, was applied to Acoustic Emission (AE) signals coming from damage in reinforced concrete. The damage consisted mainly of fractures originated in dynamic tests; these were performed in a reinforced concrete slab with a vibrating table in previous works carried out in the University of Granada, Spain. The frequency band assigned to fracture was identified using the Discrete Dyadic Wavelet Transform (DDWT), a fast algorithm, which is used first as a filter to obtain the coefficients in the desired frequency band, and then the corresponding SWE is calculated. The SWE is extracted from each hit of AE, which allows obtaining the evolution of the SWE throughout the test. The abrupt transitions of SWE are linked to the appearance of macro cracks. The results were corroborated with those obtained with the wavelet energy b-value, an index that allows detecting damage by analysing acoustic emission signals.

1. INTRODUCCIÓN

El daño principal en edificaciones debido a sismos de mediana intensidad consiste primordialmente en fracturas del concreto. Las fracturas son estructuras disipativas que se propagan a velocidades de 3200 m/s en hormigón.

En general el proceso dinámico de la fractura en materiales, que comprende la iniciación y propagación de la misma, abarca una amplia gama de escalas de

tiempo y longitud que involucran desde ruptura de enlaces atómicos hasta terremotos. Es importante identificar y cuantificar en forma temprana los procesos de falla, detectando con técnicas adecuadas fracturas peligrosas incipientes. La Emisión Acústica (AE, del inglés *Acoustic Emission*) es una herramienta muy valiosa para estos fines. La AE es el fenómeno por el cual se libera energía rápidamente en forma de ondas elásticas transitorias en el interior de un material sometido a algún tipo de sollicitación externa. Las fuentes de AE tienen su origen en el cambio

rápido del campo de tensiones dentro del material como ocurre en procesos de deformación, crecimiento de fisuras, movimiento de dislocaciones, rotura de inclusiones, etc. Las ondas elásticas se propagan dentro del material y llegan a su superficie para ser detectadas por sensores, generalmente de cristal piezoeléctrico, que convierten la vibración mecánica en señal eléctrica para su posterior procesamiento y análisis, [1, 2].

El presente trabajo continúa la línea de análisis de señales de AE adquiridas en experimentos dinámicos que simulan terremotos, realizados previamente en la mesa sísmica de la Universidad de Granada [3,4]. El objetivo es lograr mayor eficiencia en los procedimientos y mayor precisión en los resultados aplicando a las señales la Transformada Wavelet Discreta, (DWT, del inglés *Discrete Wavelet Transform*) [5] y la Entropía Wavelet de Shannon (SWE, del inglés *Shannon Wavelet Entropy*) [6,7]. Estos procesamientos son muy adecuados y muy usados en la actualidad para detectar valores críticos en parámetros de fenómenos no estacionarios mediante el análisis de series.

2. MARCO EXPERIMENTAL

2.1 Fracturas

Las macro fracturas como las que se observan en la Figura 1, [4], son el emergente de un daño que comienza con micro fisuras, como se observa en la Figura 2, [8]. A medida que la carga aumenta las micro fisuras coalescen formando macro fisuras.



Figura 1: Fisuras visibles en concreto.



Figura 2: Micro fisuras en concreto.

2.2 Emisión Acústica

La AE es un proceso y una técnica. Las ondas elásticas se propagan a través del material y alcanzan la superficie, produciendo pequeños desplazamientos temporarios, que son de baja amplitud y alta frecuencia, normalmente ultrasónica. Para su detección se requieren transductores piezoeléctricos muy sensibles. La Figura 3 muestra la disposición experimental para un ensayo genérico de AE. El sensor transforma la energía mecánica en energía eléctrica que es inmediatamente preamplificada e ingresa al sistema de AE, donde se realizan diversos preprocesamientos. La Figura 4 ilustra un sensor piezoeléctrico como el usado en este estudio.

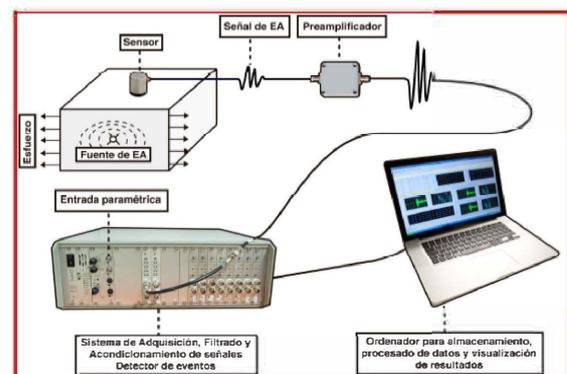


Figura 3: Disposición experimental para un ensayo de AE.

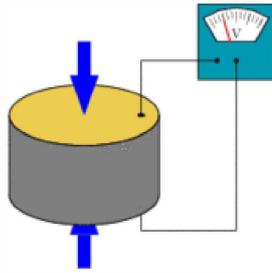


Figura 4: Sensor de AE

La AE proveniente de fracturas es en forma de señales explosivas, oscilatorias y de corta duración, llamadas *hits*. La Figura 5 muestra una señal de AE que consta de dos *hits* consecutivos.

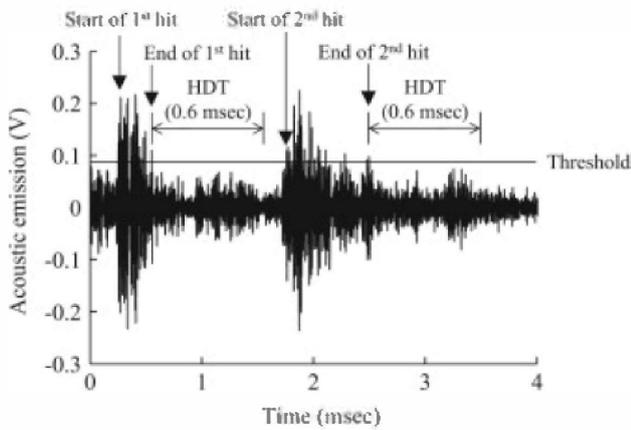


Figura 5: Señal real de AE.

2.3 Experimento en la mesa sísmica

La Figura 6 (a) muestra un esquema de la mesa instrumentada (actuador, columnas de acero que sostienen la placa de hormigón, extensómetros, acelerómetros, peso agregado para simular el peso de un edificio, transductor diferencial de variación lineal (LVDT, del inglés *Linear Variable Differential Transformer*). En tanto la Figura 6 (b) muestra la ubicación de los sensores de AE. La descripción completa puede encontrarse en [3].

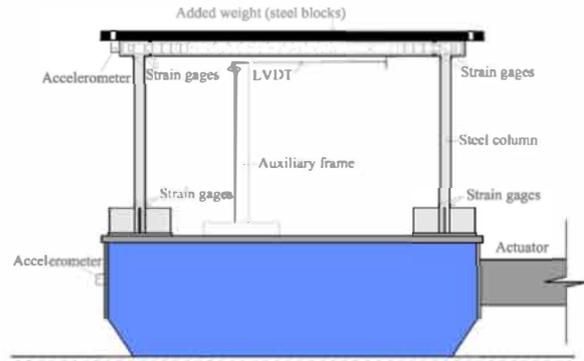


Figura 6 (a): Mesa sísmica.

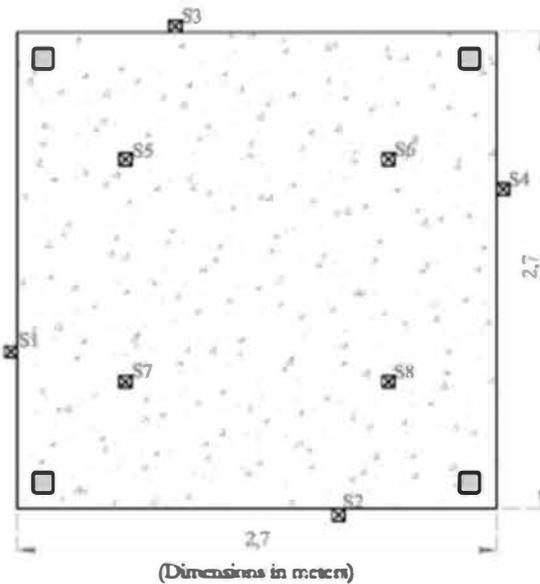


Figura 6 (b): Posición de los sensores de AE en la placa.

La Figura 7 (a) muestra uno de los sensores utilizados mientras que la Figura 7 (b) muestra su respuesta en frecuencia.



Figura 7 (a): Sensor de AE.

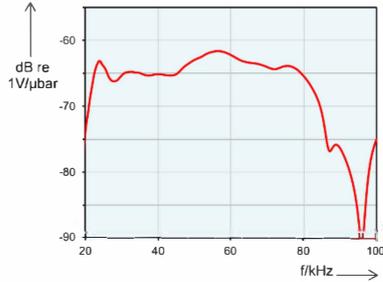


Figura 7 (b): Respuesta en frecuencia del sensor de AE.

2.4 Parámetros de los ensayos

La carga a la que fue sometida la mesa a través del actuador siguió el patrón del terremoto ocurrido en Calitri, Italia, en 1980. En este trabajo se presentan resultados de seis ensayos con aceleración pico (PA, del inglés *Peak Acceleration*) creciente (A1...F1). La Tabla 1 exhibe los valores de PA para cada uno de los ensayos.

Tabla 1: Ensayos con aceleración creciente.

Test Series	PA (g)
A1	0.08
B1	0.10
C1	0.12
D1	0.19
E1	0.29
F1	0.38

El colapso se debe al desprendimiento del concreto de las barras de sostén como se muestra en la Figura 8.

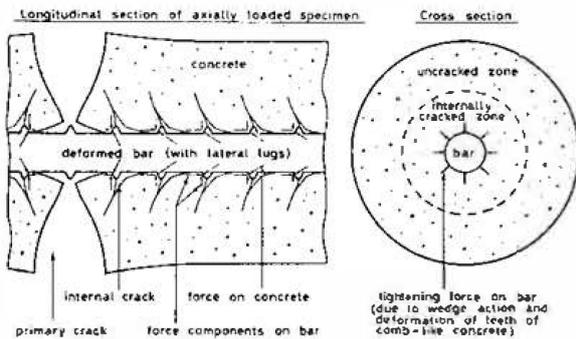


Figura 8: Esquema del desprendimiento del concreto.

3. MARCO TEÓRICO

Los sistemas estudiados son complejos y los procesos involucrados son no lineales, no estacionarios y estocásticos. No existe una teoría física completa que relacione el daño y la carga.

Las alternativas para identificar y evaluar daño podrían ser métodos numéricos aproximados.

La estrategia mediante el uso de AE es superar estas dificultades mediante la identificación y cuantificación de un pequeño número de parámetros relacionados con el daño, teniendo en cuenta algunos conceptos fundamentales de la física involucrados en daño y AE, una medida cuidadosa de las señales de entrada y salida, la aplicación del concepto de entropía wavelet y la elección de una ondita madre apropiada.

3.1 Transformada wavelet discreta.

La Transformada Wavelet (WT, del inglés *Wavelet Transform*) es usada para descomponer una señal repetidas veces en las sucesivas componentes de baja y alta frecuencia. Un paquete de wavelets es una familia de escalas y funciones wavelet construidas siguiendo un árbol binario de aproximaciones/detalles. Sus coeficientes se pueden obtener como se muestra en la ecuación (1):

$$c_0 = a_0 [n] = \langle f(t), \varphi(t - n) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \varphi(t - n) dt \quad (1)$$

Los coeficientes de aproximación y detalle se obtienen como lo indican las ecuaciones (2) y (3), donde φ es la función de escala y ψ es la ondita madre:

$$c_j = a_j [n] = \langle f(t), \varphi_{2^j}(t - n) \rangle \quad (2)$$

$$\text{con } \varphi_{2^j}(t) = \frac{1}{\sqrt{2^j}} \varphi\left(\frac{t}{2^j}\right)$$

$$d_j [n] = \langle f(t), \psi_{2^j}(t - n) \rangle = Wf(n, 2^j) \quad (3)$$

Un esquema del procedimiento se muestra en la Figura 9.

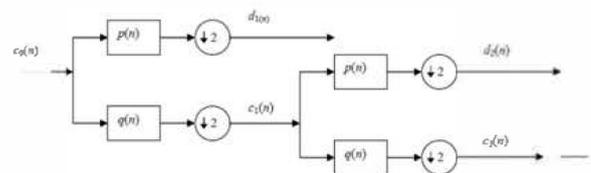


Figura 9: Esquema del proceso de descomposición.

La señal c_0 puede ser reconstruida a partir de las secuencias de coeficientes de aproximación c_j , y de

los coeficientes wavelets d_j con $0 < j \leq M$ donde $i = M$ es la menor resolución en la descomposición.

Como lo indica la ecuación (4)

$$c_{j-1}(n) = \sum_k c_j(k) \langle \varphi_{i,k}, \varphi_{i-1,n} \rangle + \sum_k d_j(k) \langle \psi_{i,k}, \varphi_{i-1,n} \rangle$$

$$= 2^{-1/2} \sum_k c_j(k) p(n-2k) + 2^{-1/2} \sum_k d_j(k) q(n-2k) \quad (4)$$

Un esquema se muestra en la Figura 10.

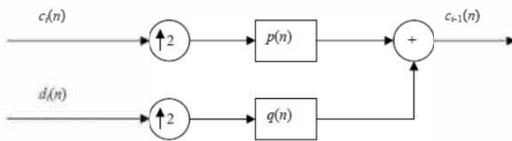


Figura 10: Esquema del proceso de descomposición.

Si bien el esquema es aplicable a cualquier ondita madre la usada en el presente trabajo es Daubechies de orden cuatro.

3.2 Entropía wavelet de Shannon

La Entropía Wavelet (SWE, del inglés *Shannon Wavelet Entropy*) es una combinación de la teoría de descomposición wavelet y la entropía estadística. Este concepto sintetiza las ventajas de la complejidad de la múltiple resolución y el análisis de series temporales.

Los aspectos macro y micro de señales no estacionarias pueden ser investigados en el dominio tiempo-frecuencia. Se utiliza la entropía wavelet como medida de la incertidumbre, para lograr la separación selectiva de las frecuencias, que consiste en detectar las frecuencias relevantes, a partir de la identificación de los mínimos. Es decir, se buscan los mínimos en la curva entropía wavelet versus nivel, de los distintos hits correspondientes a un ensayo.

La entropía wavelet está basada en el concepto de la entropía y de la energía obtenida para cada banda de frecuencia en la descomposición wavelet como lo indica la ecuación (5):

$$WE = - \sum_{i=1}^N p_i \ln(p_i) \quad (5)$$

Donde p_i es la distribución de probabilidad de energía de los coeficientes wavelet, definida como lo indica la ecuación (6):

$$p_i = \frac{|d_L(i)|^2}{\sum_{j=1}^N |d_L(j)|^2} \quad i=1, 2, \dots, N \quad (6)$$

Con $\sum_{i=1}^N p_i = 1$, y $p_i \ln(p_i) = 0$ si $p_i = 0$. N es el

número de coeficientes wavelets (es decir la cantidad de detalles que hay en el nivel de descomposición L) y L es el nivel de descomposición. La entropía wavelet está limitada por:

$$0 \leq WE(L) \leq \ln(N)$$

3.3 Entropía y Frecuencia

Se realiza una correspondencia entre el nivel de Descomposición Wavelet y la banda de frecuencia correspondiente, como se muestra en la Tabla 2.

Tabla 2: Correspondencia entre nivel de descomposición y frecuencia para la ondita Daubechies 4

NIVEL	FRECUENCIA
D1	312.5 Khz
D2	154.25 Khz
D3	78.13 Khz
D4	39.06 Khz
D5	19.53 Khz
D6	9.77 Khz

Ubicar los mínimos de entropía permite elegir el nivel al cual asignamos el daño. La Ecuación (7) es la que caracteriza la relación entre la frecuencia de muestreo y la frecuencia característica, siendo en este trabajo la frecuencia de muestreo $1.6 \mu s$:

$$\frac{f_s}{2^{L+1}} \leq f_{char} \leq \frac{f_s}{2^L} \quad (7)$$

Donde f_s es la frecuencia de muestreo y f_{char} es la frecuencia de interés. El nivel 4 corresponde a la frecuencia de aproximadamente 40 Khz que según el trabajo anterior corresponde a creación y avance de macro fracturas en concreto. El nivel 7 donde se produce otro mínimo no se considera dado que como se mostró en la tabla 2, corresponde a una banda de frecuencias fuera del rango útil de los detectores, que es 20-100 KHz.

3.4 b-value como indicador de daño.

El energy b-value se define como la pendiente de la recta que se obtiene graficando en escala log-log la

distribución de energía wavelet en la banda de frecuencia seleccionada partir de la entropía wavelet calculada según (5). Es una modificación del b-value tradicional y ya fue presentado en [4]

Se grafica así en escala doble logarítmica para cada ensayo A1, B1, etc., N vs AEE. Donde AEE es la energía wavelet de las señales reconstruidas y N es la cantidad de hits reconstruidos con una energía superior a AEE.

3.5 Modelo mecánico

El modelo para calcular la energía mecánica disipada por la losa está descrito en [3].

Básicamente está gobernado por las ecuaciones (8) y (9).

$$m \ddot{x} + c \dot{x} + F_r = 0 \quad (8)$$

$$CDE(t) = \int_0^t F_r \dot{x} dt \quad (9)$$

La ecuación 8 corresponde a un sistema disipativo de un grado de libertad en un medio viscoso.

m : masa total de la estructura.

x^t : posición absoluta del centro de masa de la losa.

x : posición relativa del centro de masa de la losa respecto de la mesa.

c : coeficiente de viscosidad.

F_r : Fuerza restauradora opuesta al desplazamiento x . Actúa como fuerza disipativa y su trabajo constituye la energía total asociada al daño.

La posición relativa se mide con el LVDT. El coeficiente de viscosidad se determina con una fórmula conocida en estructuras [3]. La aceleración absoluta se mide con acelerómetros colocados en la losa. A partir de la ecuación (8) se calcula numéricamente F_r .

Calculando el trabajo de F_r con la ecuación (9) hasta cada instante t del ensayo se obtiene la energía mecánica acumulada asociada al daño total en función del tiempo.

4. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

A lo largo de los ensayos A1, B1, C1, D1, E1, F1, la Entropía Wavelet de la mayoría de los hits presenta el siguiente comportamiento: un mínimo en el Nivel 4 y otro en el Nivel 7, como se muestra en las Figuras 11 (a), 11 (b), 11 (c) y 11 (d).

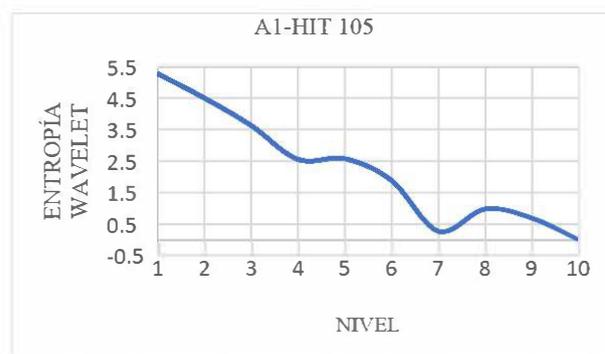


Figura 11 (a): Evento A1 Hit 105, mínimos en Nivel 4 y Nivel 7.

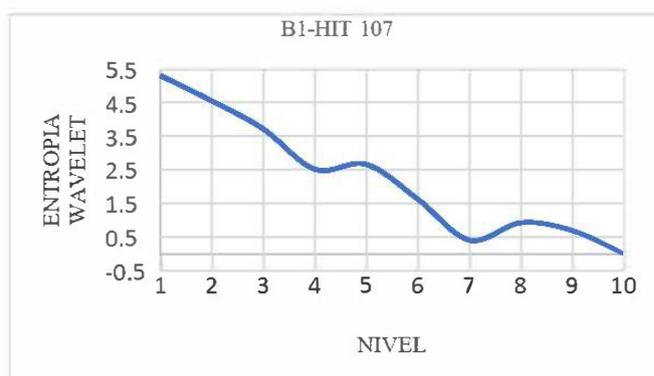


Figura 11 (b): Evento B1 Hit 107, mínimos en Nivel 4 y Nivel 7.

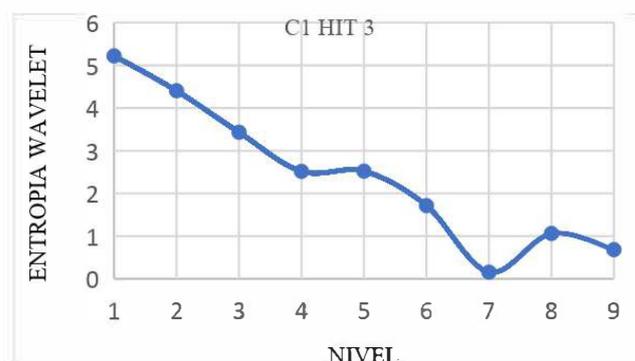


Figura 11 (c): Evento C1 Hit 3, mínimos en Nivel 4 y Nivel 7.

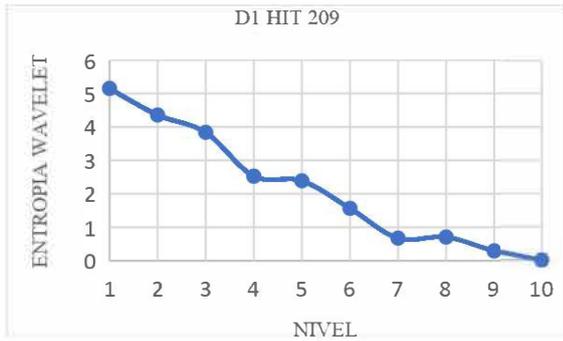


Figura 11(d): Evento D1 Hit 209, mínimos en Nivel 4 y Nivel 7

Al calcular el energy b-value se observan en cada gráfico dos secciones casi lineales; el segundo tramo, en el que hay una línea recta, es el de interés (esta región del gráfico se le atribuye a las macro fisuras) en concordancia con el trabajo [4]. Se fija un rango de valores de AEE único (33-50) para todos los ensayos entre A1 y F1, dentro del cual se calculará el b-value. En la Tabla 3. se muestran los resultados obtenidos.

Tabla 3 Cálculo del b-value para los distintos eventos.

ENSAYO	energy b-value
A1	1.9436
B1	3.3004
C1	4.053
D1	3.7192
E1	4.0297
F1	0.9964

A modo de ejemplo se muestran los gráficos correspondientes a los eventos A1, B1, C1, D1 y F1 en las Figuras 12, 13, 14, 15 y 16 respectivamente. El brusco descenso del índice para el ensayo F1 indica la aparición de macro-fracturas peligrosas.

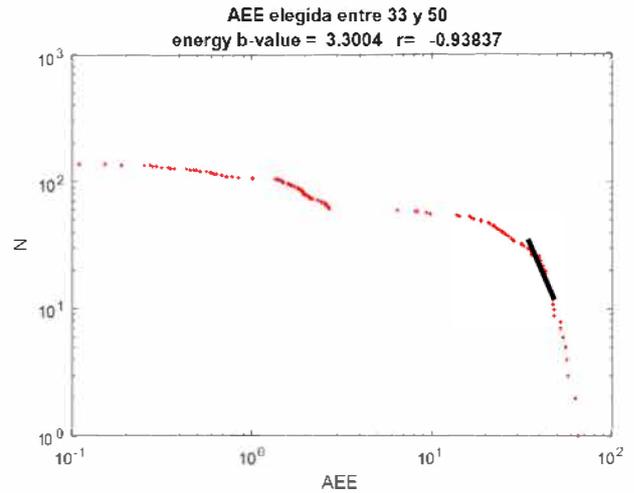


Figura 13: Evento B1, N versus Energía wavelet

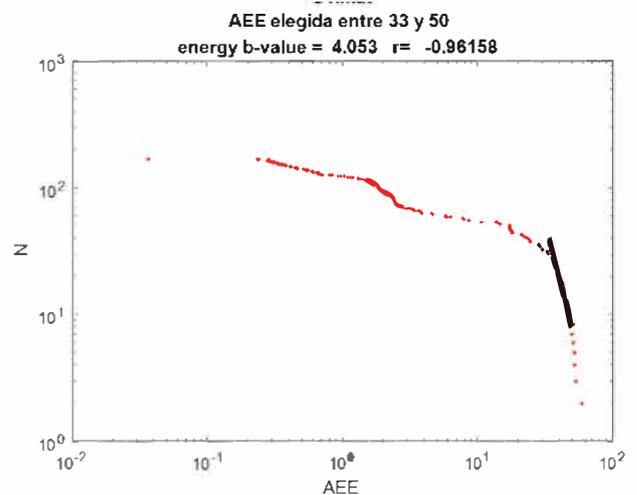


Figura 14: Evento C1, N versus Energía wavelet

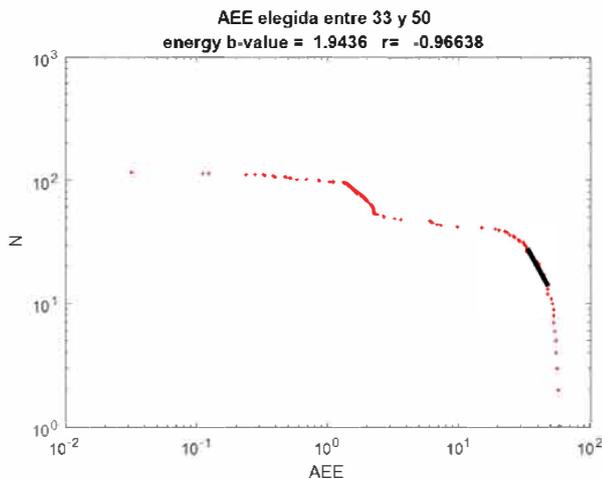


Figura 12: Evento A1, N versus Energía wavelet

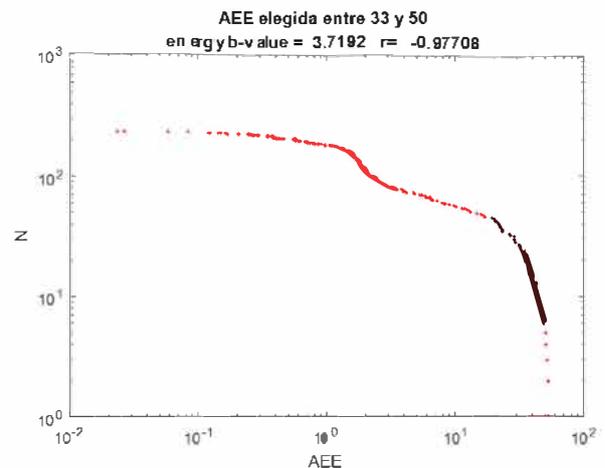


Figura 15: Evento D1, N versus Energía wavelet

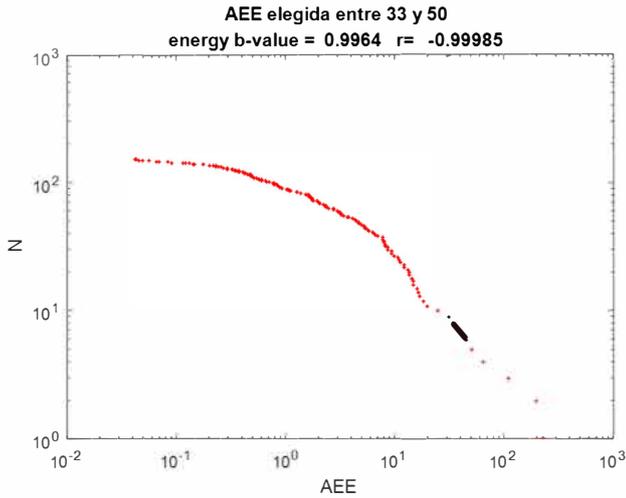


Figura 16: Evento F1, N versus Energía wavelet

Se ha observado que, al principio de todos los ensayos, la entropía es relativamente alta porque el daño es en la forma de pequeñas y abundantes microfisuras. Luego la entropía va bajando porque se produce “coalescencia” de las mismas y llega a un mínimo cuando se producen macro fisuras que avanzan rápidamente. La entropía vuelve a subir o se mantiene casi constante porque de las macro fisuras vuelven a emerger microfisuras.

Se comparan la energía wavelet acumulada y la energía mecánica acumulada, para todos los ensayos en correspondencia con el cálculo del b-value. Estas comparaciones se muestran para los eventos A1 y C1 en las Figuras 17 y 18 respectivamente.

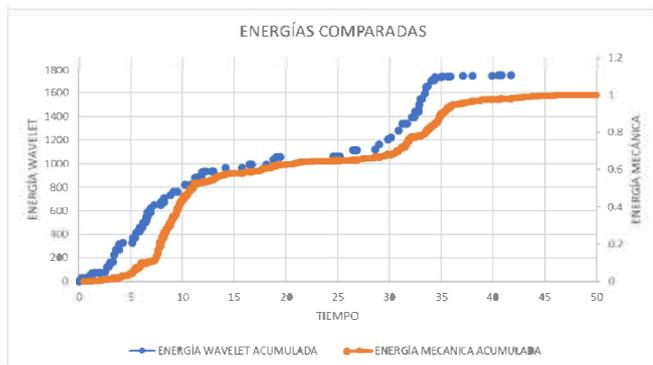


Figura 17: Comparación de energías para el ensayo A1

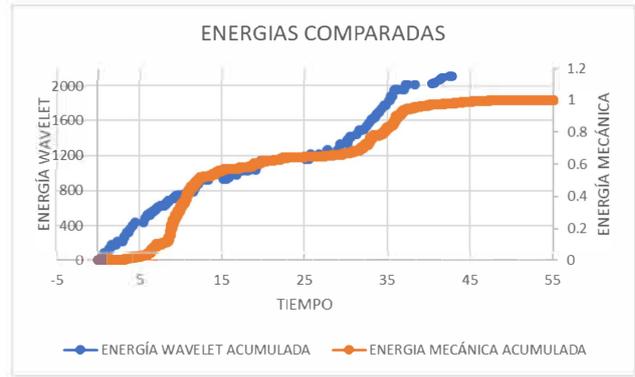


Figura 18: Comparación de energías para el ensayo C1

Si realizamos un zoom como lo muestran las Figuras 19 (a) y 19 (b) vemos que la energía wavelet acompaña fielmente a la energía mecánica acumulada proveniente del modelo propuesto en las ecuaciones (8) y (9).



Figura 19 (a): Comparación de energías para el evento C1. Zoom.

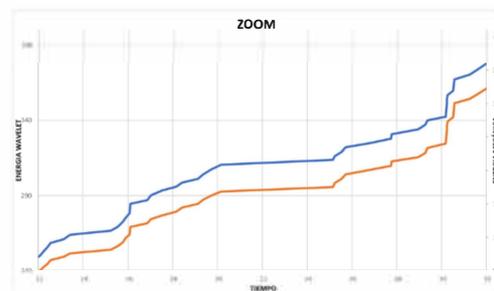


Figura 19 (b): Visualización del Zoom

En el ensayo F1 se observa que la energía wavelet no acompaña a la energía mecánica acumulada como se muestra en la Figura 20.

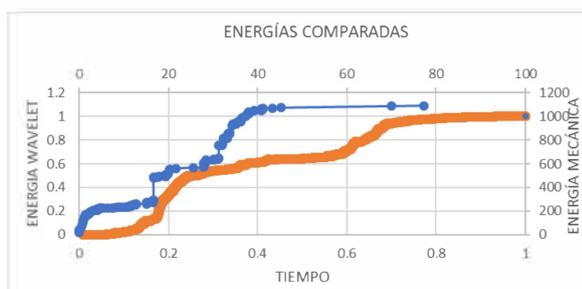


Figura 20: Comparación de energías para el ensayo F1

Esto es debido a que la energía mecánica incluye el desprendimiento del concreto del acero, es decir, este resultado concuerda con el del b-value.

Se observa que los saltos en el gráfico de la energía wavelet son más pronunciados que en el gráfico de la energía mecánica, con lo cual este parámetro es un detector de daño más sensible.

Se calculó la relación Energía/Entropía para cada hit y se observó que la entropía wavelet tiene un mínimo cuando la energía wavelet tiene un máximo, como se muestra en la Figura 21 para el ensayo C1.

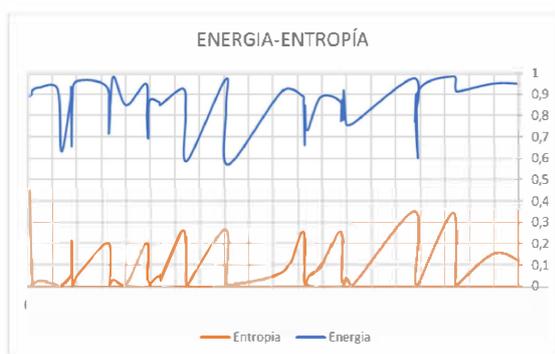


Figura 21: Comparación entre energía y entropía para un intervalo de tiempo del ensayo C1.

La Figura 22 muestra, para el ensayo C1, la evolución de los valores acumulados del parámetro Energía/Entropía. Se notan cambios más bruscos que los de la Figura 18, lo cual permite considerar a este parámetro como un mejor detector de daño.

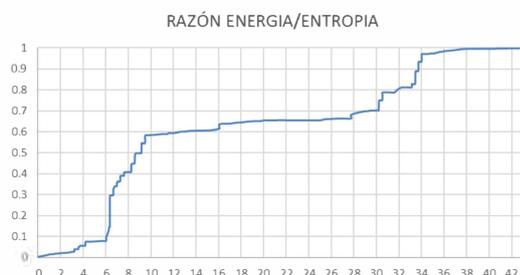


Figura 22: Razón entre Energía y Entropía.

5. CONCLUSIONES

Con la Entropía Wavelet se encontró el nivel característico (o la frecuencia característica).

Los mínimos de Entropía Wavelet son buenos detectores de la frecuencia a la cual se producen las macro fisuras.

El algoritmo propuesto es rápido, eficaz y eficiente y tiene bajo costo computacional.

Se observa que cuando la entropía es mínima la energía es máxima.

La razón energía/entropía es un muy buen detector de la aparición y crecimiento de macro fisuras en el hormigón armado.

La aparición de desacuerdo entre el modelo mecánico y el algoritmo propuesto es indicador de daño severo y está corroborado con el estudio del energy b-value.

6. AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen al Proyecto UBACyT 20020160100038BA.

7. REFERENCIAS

- [1] Grosse C.U., Ohtsu M. 2008. "Acoustic Emission Testing", Springer. 2008.
- [2] Pollock A, "Acoustic Emission Inspection", Methods of Non-Destructive Evaluation, Vol. 4, pp. 278-281, 1989.
- [3] Zitto M:E., Piotrkowski R., Gallego A., Sagasta F , Benavent-Climent A, "Damage assessed by wavelet scale bands and b-value in dynamical tests of a reinforced concrete slab monitored with acoustic emission", Mechanical Systems and Signal Processing, Vol. 60-61, pp. 75-89, 2015.
- [4] Sagasta F, Zitto M:E., Piotrkowski R, Benavent-Climent A, Suárez E., Gallego A. "Acoustic emission energy b-value for local damage evaluation in reinforced concrete structures subjected to seismic loadings", Mechanical Systems and Signal Processing, Vol. 102, pp. 262-277. 1 March 2018.
- [5] Boggess A, Narcowich F. "A First Course in Wavelets with Fourier Analysis". Wiley. 2009.
- [6] Zhang X, Feng N, Wan Y, Shen Y, "Acoustic emission detection of rail defect based on wavelet transform and Shannon entropy". Journal of Sound and Vibration Vol. 339, pp. 419-432, 2015.
- [7] Sassano M, Proto A, "Housing prices wavelet entropy to understand Macroeconomic States" en "Advanced Dynamic Modeling of Economic and Social Systems", pp. 1-9, Springer. 2013.

[8] Nemati K M, "Fracture Analysis of Concrete Using Scanning Electron Microscopy". The Journal of Scanning Microscopies, Volume 19, Number 6, pp. 426-430, September 1997.

MÉTODO ULTRASÓNICO PARA LA DETECCIÓN DE HIDRUIROS Y CARACTERIZACIÓN DE ALEACIONES BASE CIRCONIO DE USO EN LA INDUSTRIA NUCLEAR

DIEGO COWES¹, IGNACIO MIEZA^{1,2,3} y MARTÍN PEDRO GÓMEZ^{1,4}

¹ Instituto Sábato, CNEA, Universidad Nacional de San Martín, Argentina.

² División Hidrógeno en Materiales, CNEA, Argentina.

³ Ingeniería de Sonido, Universidad Nacional de Tres de Febrero.

⁴ Proyecto ICES, GDTyPE, CNEA, Argentina.

diegocowes@cnea.gov.ar

Resumen – Las aleaciones de circonio, ampliamente utilizadas en la industria nuclear, son propensas a la incorporación de hidrógeno (deuterio) durante el servicio en los reactores, lo que puede disminuir las propiedades mecánicas de los componentes. Por lo tanto sería útil contar con una técnica no destructiva para la determinación del contenido de hidrógeno aplicable in situ. En este trabajo se investigó la aplicación de ondas elásticas ultrasónicas mediante la técnica pulso-eco con el fin de determinar el contenido de hidrógeno en muestras de aleaciones de circonio (específicamente Zry4) a partir de cambios en la velocidad y la atenuación de las mismas. A su vez se evaluó la aplicabilidad del método para la aplicación in situ por lo que se agregaron dos variables: la textura cristalográfica y la morfología de los hidruros. Se observó la influencia de los hidruros en la propagación de ondas elásticas, pero los ensayos de pulso eco realizados en este trabajo no lograron la determinación del contenido de hidrógeno con la exactitud necesaria. Por otro lado se observó una fuerte dependencia tanto de la atenuación como de la velocidad de ondas longitudinales con la textura del material. Dado que la textura cristalográfica es de relevancia tecnológica para los componentes de Zr, se estima que se pueden utilizar métodos ultrasónicos para su determinación.

1. INTRODUCCIÓN

El ultrasonido, como técnica de ensayo no destructivo, se emplea de forma periódica en la industria nuclear para evaluar el estado de los componentes estructurales dentro de los reactores. Considerando los altos niveles de exposición radiológica y el difícil acceso a la zona de inspección, el ultrasonido es una de las técnicas más utilizadas ya que puede ser aplicado sin poner en riesgo al operador. Por ejemplo, para la inspección de los tubos de presión de los reactores CANDU (como la central de Embalse, Argentina), se utilizan sondas robóticas que viajan a lo largo del tubo y permiten detectar defectos superficiales como fisuras internas, el pandeo del tubo, medir el diámetro, espesor de pared, tamaño de defectos y espacio entre tubo de presión y tubo de calandria, entre otras [1]. En estos casos, el ultrasonido se utiliza como una onda viajera que al encontrarse con un cambio de impedancia genera una reflexión que permite detectar y dimensionar discontinuidades en el medio.

Las aleaciones de circonio (Zr) son ampliamente utilizadas en los componentes estructurales de los reactores nucleares ya que además de tener buenas propiedades mecánicas y buena resistencia a la corrosión, poseen una baja sección de captura neutrónica la cual es necesaria para permitir el flujo de

neutrones. Sin embargo, durante el servicio de los reactores de tipo CANDU, al estar en contacto con agua pesada (D₂O) se incorpora deuterio que es un isótopo del hidrógeno (H). Este precipita en forma de hidruro de Zr, que al ser una fase frágil puede comprometer la integridad física o las propiedades mecánicas de los componentes [2]. Por tal motivo, la necesidad de conocer o estimar la cantidad de hidrógeno dentro de los materiales a lo largo de su vida en servicio es de suma importancia. Dado que los hidruros poseen una impedancia muy similar a la matriz no representan un cambio de impedancia suficiente como para ser detectados como una discontinuidad del medio.

Trabajos previos de laboratorio han mostrado correlación entre la velocidad y atenuación de ondas ultrasónicas con el contenido de hidrógeno en aleaciones de circonio [3,4]. En este trabajo se busca evaluar si dicha correlación se mantiene incorporando otras variables que pudieran estar presentes en una situación real. En este caso se estudiaron las variables de textura y tamaño de los hidruros.

2. EXPERIMENTAL

Se prepararon probetas a partir de una barra laminada de Zircaloy 4 (Zry-4) la cual es una aleación monofásica de base Zr de uso nuclear. Con estas se

buscó representar de forma independiente las tres variables de interés: contenido de hidrógeno, tamaño de hidruros y textura.

2.1. Contenido de hidrógeno

Se realizaron 4 cargas de H diferentes en un equipo de carga gaseosa de tipo Sievert. Además, una probeta testigo siguió los mismos ciclados térmicos pero sin introducir H en el proceso. De esta forma se obtuvieron 5 contenidos distintos de H agregado (0, 46, 76, 97 y 195 partes por millón en peso). Este procedimiento está detallado en una tesis de maestría [5].

2.2. Tamaño de hidruros

Si a temperaturas del orden de los 400 °C la solubilidad del H en Zr es tal que el H agregado se encuentra disuelto en la matriz. Cuando disminuye la temperatura el mismo precipita como hidruro de Zr en forma de placas finas. Se observó que la distribución de dichas placas depende de la velocidad de enfriamiento [6]. La distribución de placas podría influir en la interacción entre los hidruros y las ondas de ultrasonido. Por esta razón se utilizaron dos velocidades de enfriamiento distintas: una rápida (R) de 300°C/min y una lenta de 1°C/min. La diferencia entre ambas se puede apreciar en la Figura 1 donde se incluyen revelados metalográficos. El enfriamiento lento muestra una distribución de placas ordenadas en líneas horizontales mientras que en el enfriamiento rápido se observan placas distribuidas de forma cuasi aleatoria.

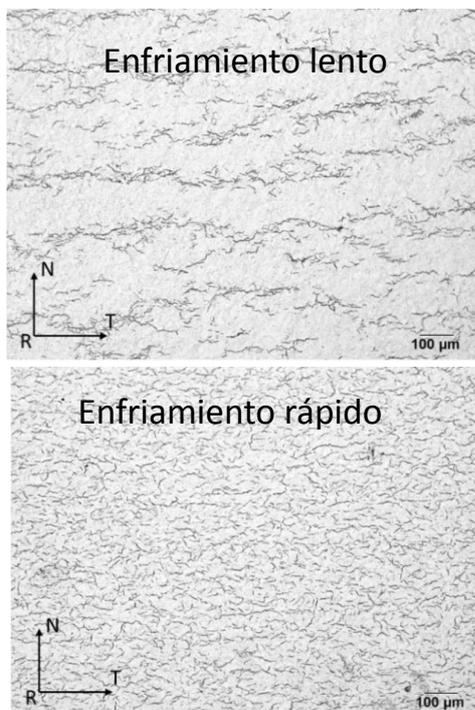


Figura 1: Revelado metalográfico de hidruros. Superior: enfriamiento lento. Inferior: enfriamiento rápido.

2.3. Textura cristalográfica

Los metales utilizados en ingeniería son conglomerados de múltiples granos cada uno de los cuales posee una orientación cristalográfica determinada por el sentido espacial en el que se acomodan los átomos. Un material policristalino puede ser aproximado a un medio isotrópico si la orientación de cada grano es completamente aleatoria. Sin embargo, el trabajado mecánico de los materiales introduce orientaciones preferenciales, a lo que se denomina textura. Dado que la textura influye en el comportamiento elástico, repercute directamente en la propagación del sonido. El factor de Kearns es un parámetro ingenieril que permite cuantificar la textura en materiales con cristalografía hexagonal [7].

La barra de Zr utilizada en este trabajo posee una textura marcada y tres direcciones principales (la de laminación RD, la transversal TD y la normal ND). Se realizó la caracterización de textura de la barra por medio de difracción de rayos X y se obtuvieron los factores de Kearns correspondientes a cada dirección principal ($f_{ND}=0,69$, $f_{TD}=0,23$ y $f_{RD}=0,08$). Un diagrama conceptual de la textura obtenida se muestra en la Figura 2, donde los hexágonos representan la orientación dada por la textura medida. Las probetas con el hidrógeno introducido se cortaron en cubos de caras paralelas, manteniendo las direcciones principales de la barra. La probeta terminada se muestra en la Figura 3.

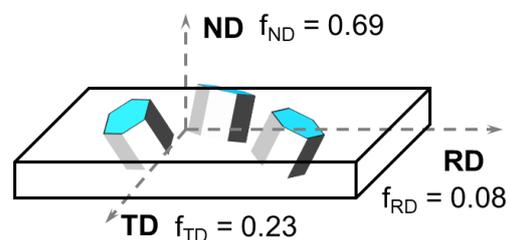


Figura 2: Barra laminada con sus direcciones principales, donde se esquematiza la orientación cristalográfica preferencial y se especifica el factor de Kearns para cada dirección.

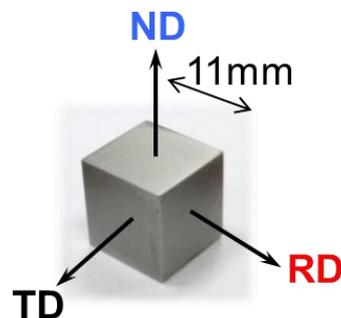


Figura 3: Probeta cúbica terminada donde se detallan las direcciones principales de laminado.

3. MÉTODO DE PULSO ECO

Se implementó la técnica de pulso-eco que consiste en colocar un transductor piezoeléctrico sobre el material, e introducir una perturbación mecánica que se propaga en forma de onda. Esta onda viaja hasta la cara opuesta de la pieza (caras planas) donde se refleja y vuelve hacia el transductor que lo transforma en señal eléctrica. A partir de la diferencia de tiempo que hay entre dos ecos sucesivos y el espesor de la probeta se calcula la velocidad; y a partir del decaimiento relativo se calcula el coeficiente de atenuación. En la Figura 4 se incluye un diagrama de la medición y en la Figura 5 se observa un tren de ecos obtenido por esta técnica.

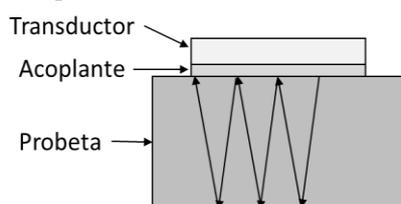


Figura 4. Esquema de medición de Pulso-Eco.

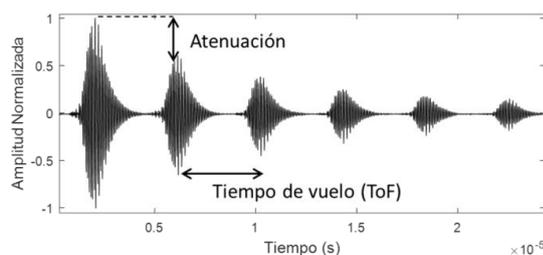


Figura 5. Tren de pulsos obtenido por Pulso-Eco.

Siguiendo la formulación más sencilla de la teoría de ondas elásticas [8] en un medio sólido, isótropo e infinito, se considera la propagación de una onda plana monocromática en la dirección z , de acuerdo a la ecuación 1.

$$A(z, t) = A_0 e^{-\alpha z} e^{i(\omega t - kz)} \quad (1)$$

en donde:

A_0 : amplitud inicial

ω : frecuencia angular [rad/seg]

α : coeficiente de atenuación [dB/m]

t : tiempo [s]

k : número de onda [rad/m]

z : posición [m]

El método experimental busca aproximar este caso: para obtener ondas planas se utilizan longitudes de onda mucho más pequeñas que el diámetro del transductor; para obtener señales monocromáticas se utilizan piezoeléctricos de cuarzo que tienen un factor q alto, es decir que son sintonizados. Además se los alimenta con ondas gaussianas de una duración tal de asegurar el monocromatismo deseado. Por otro lado,

el cuarzo posee un acoplamiento electromecánico bajo, de forma que cada vez que la onda interactúa con el sensor no se pierde energía mecánica y se puede obtener un factor de atenuación exacto del material.

3.1. Procesamiento de señales

El espesor de la muestra estudiada se determina la velocidad en el medio de acuerdo a la ecuación 2.

$$c = \frac{2d}{ToF} \quad (2)$$

en donde:

c : velocidad de fase [m/s]

d : espesor [m]

ToF : tiempo de vuelo [s]

Antiguamente, el tiempo exacto entre dos ecos sucesivos se determinaba modificando el tiempo de disparo de un osciloscopio hasta encontrar la superposición exacta de los sucesivos ecos en la pantalla (Pulse Echo Overlap Method) [9]. Sin embargo, la forma de onda de cada eco se distorsiona por distintos fenómenos en su recorrido por lo que no resulta sencillo determinar visualmente cuál es el ciclo correcto de solapamiento. Actualmente, se puede digitalizar la señal para poder procesarla con herramientas más robustas. Una de ellas es la correlación cruzada discreta, descrita en la ecuación 3. Siempre que los sucesivos ecos no tengan formas muy diferentes, el máximo de dicho operador permite determinar el ToF de la señal en el material.

$$c_{12}[n] = \sum_{k=0}^{N-1} x_1[k]x_2[k-n] \quad (3)$$

en donde,

$c_{12}[n]$: correlación cruzada entre x_1 y x_2

N : número de muestras

Por otro lado, el coeficiente de atenuación se puede encontrar a través del ajuste de una función de tipo exponencial a la envolvente (señal de video) de los sucesivos ecos como se muestra en la Figura 6. La señal de video se obtiene a partir del rectificado y filtrado de la señal completa o RF.

3.2. Fuentes de Error

Las principales fuentes de error que afectan las mediciones en la técnica de pulso-eco [4] son: no-parallelismo de las superficies de la muestra; efectos de borde; efectos de difracción: acoplamiento deficiente; errores instrumentales en la medición de espesores; errores instrumentales en la digitalización de señales; y la falta de estabilidad térmica durante la medición.

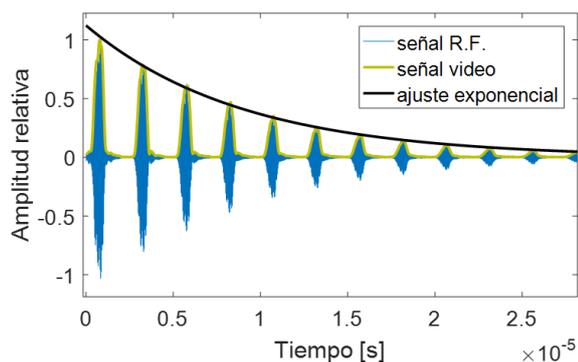


Figura 6: Ajuste exponencial para la determinación del coeficiente de atenuación.

4. MEDICIONES

Las probetas presentan 5 cargas de H, 2 morfologías de hidruros, y 3 factores de textura diferentes. La combinación de todas da 30 casos independientes. Se realizaron mediciones de ultrasonido con ondas longitudinales para las frecuencias de 10, 30 y 50 MHz con un cristal de cuarzo de 4 mm de diámetro, un generador y amplificador de pulsos MATEC 7700 y un osciloscopio PICOSCOPE 4227. Todas las mediciones se realizaron dentro de una cámara de temperatura constante a 35°C. El procesamiento de las señales se realizó en MATLAB.

5. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

Dada la gran cantidad de variables y casos sólo se presentan algunos resultados representativos. Los resultados completos se incluyen en [9]. En la Figura 7 se incluye la velocidad de fase en función del contenido de H agregado para la dirección ND y para ambos enfriamientos. Se observa un incremento generalizado de la velocidad en función del contenido de H. Este resultado es congruente con trabajos anteriores [4] y se puede explicar a partir de que la velocidad de ultrasonido en hidruros de Zr mostró ser mayor a la matriz [10]. Además, con el enfriamiento rápido se observan velocidades levemente mayores que con el enfriamiento lento. Esto podría deberse a un estado de tensiones residuales mayor en el primer caso. El cambio observado en función del H es pequeño ya que sólo representa un 0,2% del valor absoluto.

En la Figura 8 se incluyen los resultados de atenuación en función del contenido de H agregado para la dirección transversal (TD) medidos a 50 MHz y para ambas velocidades de enfriamiento. No se observa una correlación clara entre la atenuación y el contenido de H. Tampoco se observa biyectividad entre las variables, la cual sería necesaria para la determinación inequívoca de H. Por otro lado, la atenuación para el enfriamiento lento resulta mayor

que para el rápido. Esto podría explicarse a partir de que la morfología de hidruros del primer caso tiene un tamaño similar al de la longitud de onda utilizada por lo que el fenómeno de dispersión se vería incrementado frente al otro caso.

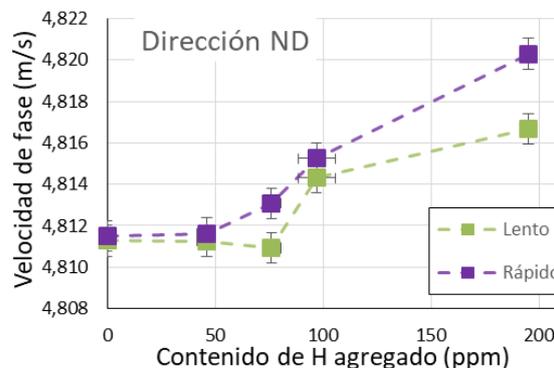


Figura 7. Velocidad de fase en función del contenido de H para la dirección ND en ambos enfriamientos.

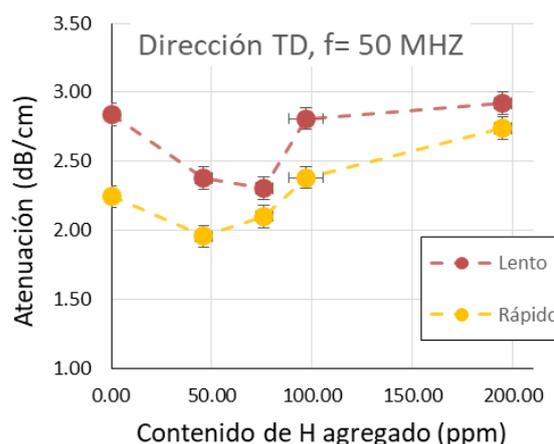


Figura 8. Atenuación en función del contenido de H para la dirección TD en ambos enfriamientos a 50 MHz.

En la Figura 9 se incluye la velocidad de fase en función del contenido de H para las distintas orientaciones. Se observa que la velocidad de fase crece con el factor de textura independientemente del contenido de H. En la figura 10 se incluye la atenuación en función del contenido de H para las distintas orientaciones. De forma similar al caso anterior se observa que la atenuación crece con el factor de textura. Estos resultados implican que un cambio de textura a lo largo de un componente, como se ha observado en [11], podría enmascarar un cambio de velocidad o de atenuación debido a la presencia de H. Por otro lado, la marcada influencia de la textura en los parámetros de ultrasonido permitiría cuantificar la misma con este método.

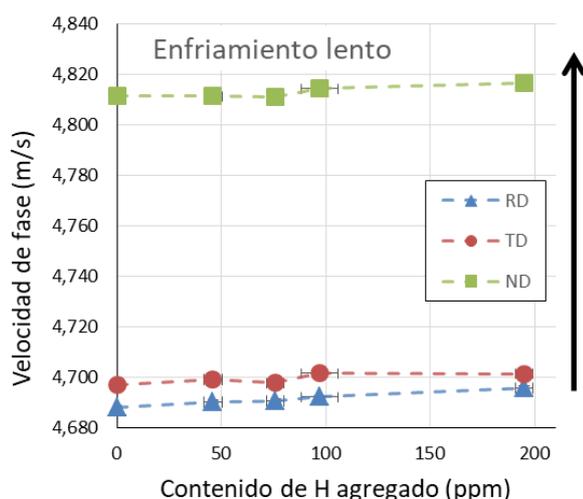


Figura 9. Velocidad de fase en función del contenido de H para las distintas orientaciones.

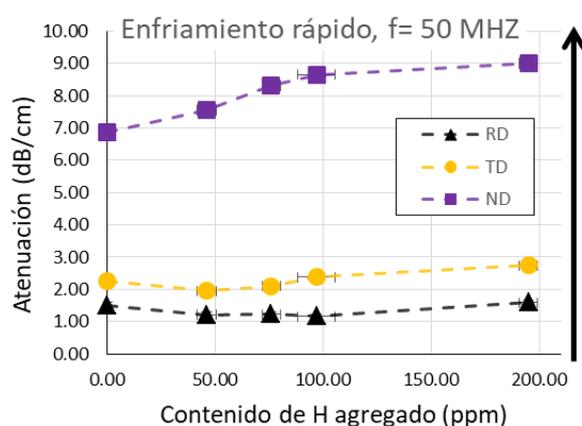


Figura 10. Atenuación en función del contenido de H para las distintas orientaciones a 50MHz.

6. CONCLUSIONES

Con el fin de cuantificar el contenido de H en aleaciones de base Zr se prepararon una serie de probetas que representaran distintos contenidos de H, y que también incluyeran otras variables de interés como la morfología de hidruros y la textura cristalográfica. Se realizaron mediciones de velocidad y atenuación por el método de Pulso-Eco con ondas longitudinales de 10, 30 y 50 MHz.

En primer lugar, para el caso de la velocidad se observó un crecimiento en función del contenido de H. Dicho cambio sólo representa un 0,2% del valor absoluto por lo que habría que estudiar la factibilidad de obtener precisiones de este orden in situ. Para el caso de la atenuación, en las condiciones de medición propuestas, no se observó una tendencia clara por lo que no demostró ser útil para la detección de H.

Por otro lado, se observó una mayor dependencia de los parámetros ultrasónicos con la textura cristalográfica que con el contenido de H. Esto implica que un cambio de textura a lo largo de un componente podría enmascarar la detección de H. Sin embargo, esta dependencia podría ser aprovechada para medir textura con ultrasonido, ya que la misma es un parámetro de relevancia tecnológica.

7. REFERENCIAS

- [1] M.P. Dolbey, J.D. Wilford, "CIGAR - a remote inspection system", Symposium on advanced nuclear services; Toronto, ON (Canada); 11 Jun 1986.
- [2] IAEA-TECDOC-1410. Delayed Hydride Cracking Testing – State of Art. Delayed hydride cracking in zirconium alloys in pressure tube nuclear reactors. October 2004.
- [3] P. K. De, J. T. John, S. Banerjee, T. Jayakumar, M. Thavasimuthu y B. Raj, «Assessment of hydrogen levels in Zircaloy-2 by non-destructive testing,» Journal of Nuclear Materials, vol. 252, pp. 43-54, 1998.
- [4] M. P. Gómez, G. Domizzi, M. I. López Pumarega, J. E. Ruzzante, "Characterization of hydrogen concentration in Zircaloy-4 using ultrasonic techniques" J. Nucl. Mater. Volumen 353, pp. 167-176. 2006.
- [5] D. Cowes, J. I Mieza, M. P. Gómez, "Técnicas de ultrasonido para la determinación del contenido de H en aleaciones de Zr", Tesis de Maestría en Ciencia y Tecnología de los Materiales, Instituto Sabato, 2018.
- [6] B. J. Gill , P. Cotterill y J. E. Bailey , "Aspects of the constitution of zirconium-hydrogen alloys" Journal of the Less Common Metals, vol. 39, pp. 189-193, 1975.
- [7] J. J. Kearns, «Thermal expansion and preferred orientation in Zircaloy,» Bettis Atomic Power Lab, Pittsburgh, 1965.
- [8] D. Royer, E. Dieulesaint "Elastic Waves in Solids I" - Springer - 2000.
- [9] R. Truell, C. Elbaum, B. Chick "Ultrasonic Methods in Solid State Physics" Academic Press, 1969.
- [10] S. Yamanaka, K. Yamada, K. Kurosaki, M. Uno, K. Takeda, H. Anada, T. Matsuda y S. Kobayashi, "Characteristics of zirconium hydride and deuteride" Journal of Alloys and Compounds, vol. 330, pp. 99-104, 2002.
- [11] B. Nath, G. W. Lorimer y N. Ridley, "Effect of hydrogen concentration and cooling rate on hydride precipitation in α -zirconium" Journal of Nuclear Materials, vol. 58, pp. 153-162, 1975.

ESTUDIO DE LA PROPAGACIÓN DE ONDAS ELÁSTICAS EN ESTRUCTURAS TIPO SÁNDWICH

AUGUSTO BONELLI TORO^{1,4}, MARTÍN FUSTER² Y MARTÍN P. GÓMEZ^{1,3}

¹Grupo de Ondas Elásticas, GDTyPE, CNEA, Av. Gral. Paz 1499 (1655), San Martín, Argentina.

²DFMC, GDTyPE, CNEA, Av. Gral. Paz 1499 (1655), San Martín, Argentina.
fuster@cnea.gov.ar

³GEA, FRD, UTN, San Martín 1171 (2804), Campana, Argentina.
mpgomez@cnea.gov.ar

⁴Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Buenos Aires, Argentina.
abonellitoro@gmail.com

Resumen – En este trabajo se presentan etapas iniciales de la caracterización del mecanizado de materiales compuestos por medio del método de Ensayos No Destructivos de Emisión Acústica (EA). Se busca en una próxima etapa estudiar el fresado de estructuras tipo sándwich para aplicaciones aeroespaciales constituidas por multilaminados de fibra de Carbono (CFRP) con un núcleo de aluminio tipo panel de abeja. Para esto, dada la complejidad de la estructura, se comenzó con la caracterización de la propagación de las ondas en el material generando fuentes de ondas elásticas monopares de banda ancha simuladas por medio del método de Hsu Nielsen y se analizó la direccionalidad de la propagación a partir de la atenuación. También se estudió el efecto de las barreras que se van produciendo en la superficie del compuesto por causa de los mecanizados, que obstaculizan la propagación de las ondas, como por ejemplo agujeros en las caras del compuesto, en distintas posiciones, con tamaños del orden de la longitud de onda de la EA medida. A su vez, se obtuvo el coeficiente de atenuación en función de la frecuencia, para distintas orientaciones del panel.

Abstract – In this work, the initial stages of the characterization of the machining of composite materials are presented by means of the Non-Destructive Testing method called Acoustic Emission (EA). The next step is to study the milling of sandwich structures for aerospace applications consisting of carbon fiber multilaminates (CFRP) with a honeycomb aluminum core. Given the complexity of the structure, we began with the characterization of the propagation of the waves in the material generating sources of elastic broadband monopolar waves simulated by means of the Hsu-Nielsen method and the directionality of the propagation was analyzed from the attenuation. The effect of the barriers that occur on the surface of the composite material due to machining, which hinder the propagation of waves, such as holes in the faces of the compound, in different positions, with sizes of the order of the wavelength of the measured EA. In turn, the attenuation coefficient was obtained as a function of frequency, for different orientations of the panel.

1. INTRODUCCIÓN

El presente trabajo tiene por objetivo caracterizar la propagación de ondas elásticas en un tipo de material compuesto estructural tipo sándwich utilizado para la industria aeroespacial mediante la técnica de Ensayos No Destructivos de Emisión Acústica.

Este trabajo es la etapa preliminar del estudio de la propagación de dichas ondas durante el mecanizado de este material. La caracterización de proceso de corte resulta fundamental ya que se requiere que los componentes tengan tolerancias bajas y precisas, para asegurar que no haya un deterioro en sus propiedades mecánicas, por lo que la instancia de mecanizado es una de las etapas cruciales en la manufactura de este tipo de componentes.

2. MARCO TEÓRICO

2.1. Emisión Acústica

La Emisión Acústica (EA) es un método de Ensayos No Destructivos que se basa en el estudio de las ondas elásticas (típicamente en el rango de 20 kHz a 1 MHz) producidas en un material cuando se aplica una sollicitación (mecánica, electromagnética, química, térmica, etc.) Las ondas elásticas, se propagan por el material y son detectadas por transductores (p.ej. piezoeléctricos) colocados en la superficie de la muestra, obteniéndose una señal eléctrica proporcional a la perturbación mecánica [1]. Esta técnica no requiere una excitación con ondas de la misma clase para estudiar la interacción con el material, como sí ocurre en la técnica de Ultrasonido [2].

El rango de aplicación de la EA es amplio, permitiendo estudiar distintos tipos de materiales, (metales, compuestos y cerámicos, biológicos, etc.), en su caracterización y comportamiento en un amplio sentido. Uno de esos campos de estudio, por ejemplo, es el control de procesos de manufactura industriales para el mecanizado de materiales [3–5]. Uno de los puntos fuertes de esta técnica es su posibilidad de aplicación en línea a tiempo real, que la vuelve muy atractiva a la hora de considerar distintas maneras de monitorear los procesos.

Hoy en día, los equipos comerciales de EA permiten distintas maneras de adquirir la información de las señales, que podrá ser a través de un preprocesamiento como en el caso de los “Parámetros de EA” o guardando la información sin procesar como en los casos de las Formas de onda o el Streaming (o señal completa).

Las señales de EA en general se manifiestan como pequeños estallidos o “bursts” transitorios o como señales continuas (que no tienen principio ni final), según el proceso que las genere, también hay un estado intermedio denominado “continual”. La mayoría de los parámetros de EA están definidos para las señales tipo “burst”, y esto se hace a partir de un umbral de detección que separa la señal del ruido. Estos parámetros característicos resultan muy prácticos dado que las señales por ser de altas frecuencias requieren una alta tasa de muestreo y mucho espacio de almacenamiento). Se dice que ocurre un “hit” de EA cuando la señal de EA supera el umbral de detección. En ese momento comienza la parametrización del hit de EA cuya duración será hasta que la señal deje de cruzar el umbral. Luego el sistema parametrizador quedará a la espera de un próximo hit. A partir de este modo de adquisición se pueden calcular una serie de parámetros como amplitud (máxima), tiempo de subida, duración, energía y otros según los fabricantes de equipos. En la Figura 1 se puede observar un hit de EA y su parametrización [6].

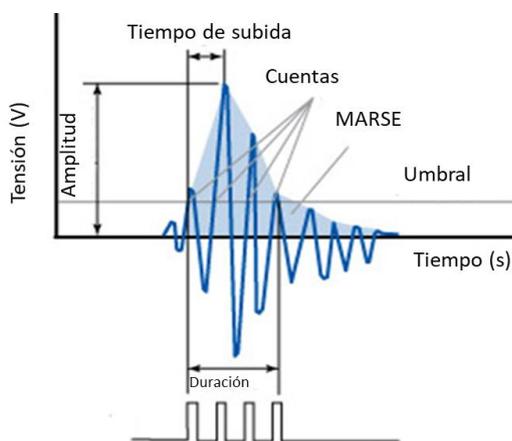


Figura 1: Obtención de los parámetros de EA a partir de una forma de onda.

La adquisición digital de las señales de EA se efectúa a altas frecuencias de muestreo (> 2 MHz) y con una alta resolución (recomendablemente de 16 o 18 bits). Las formas de onda permiten obtener una mayor información de las distintas señales de EA que cruzaron el umbral, permitiendo realizar típicamente análisis temporales y espectrales. Por último, el método de streaming registra la señal completa sin necesidad de utilizar un umbral, con la consecuente dificultad del manejo de un número extremadamente alto de datos, pero con la ventaja de eliminar la subjetividad del umbral.

2.2. Materiales compuestos reforzados con fibra

Dentro de los materiales compuestos están aquellos formados por una matriz y fibras, cuya combinación les otorga propiedades mecánicas singulares. Como por ejemplo los FRP o polímeros reforzados con fibras (en general epoxi reforzado con fibras de vidrio o carbono) las cuales se pueden disponer de distintas maneras [7]. En la Figura 2, se observa un arreglo unidireccional de las fibras (izquierda) y un arreglo aleatorio de fibra corta (derecha).

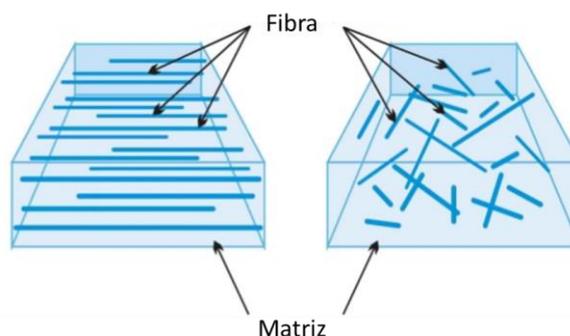


Figura 2: Material compuesto reforzado con fibra de carbono. Fibras unidireccionales (izquierda) y fibras aleatorias (derecha).

La orientación y el largo de las distintas capas de fibras determinará las propiedades mecánicas, su grado de anisotropía y el proceso de manufactura que deba realizarse.

Estos materiales son utilizados en la industria aeroespacial, aeronáutica, automotriz, naval, etc., ya que sus propiedades mecánicas resultan favorables en relación a su bajo peso, permitiendo una reducción de costos. Por otro lado, estos materiales presentan una alta resistencia a la fatiga y a la corrosión [8].

2.3. Materiales compuestos estructurales

Estos materiales se utilizan sobre todo en la industria aeroespacial, debido a su alta resistencia y rigidez específica. Los más comunes son los paneles tipo sándwich [9]. Estos paneles consisten en dos láminas de cierta dureza y resistencia, y un núcleo. Las láminas pueden estar compuestas de polímero

reforzado con fibra de carbono (CFRP), fibra de vidrio (GFRP). El núcleo está conformado por otro material liviano como por ejemplo una disposición tipo panel de abeja de aluminio, como puede observarse en la Figura 3.

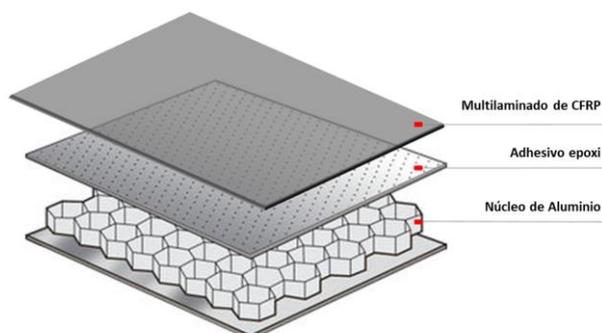


Figura 3: Panel compuesto por multilaminado de CFRP en sus caras y un núcleo de aluminio en forma de panel de abeja.

3. PROCEDIMIENTO EXPERIMENTAL

En el presente trabajo se desarrollan diversos experimentos sobre paneles tipo sándwich, de CFRP compuestos por multilaminados de 24 capas, con una disposición de $[30, 60, 90, -30, -60]_{2S}$ en sus caras y por un núcleo de aluminio en forma de panel de abeja.

Se simularon fuentes de EA y se realizaron mediciones para cuantificar en ese material la velocidad de propagación y la atenuación de las ondas elásticas en función de la distancia, y la frecuencia. Además se relacionaron los resultados con la posible direccionalidad del material.

2.1 Velocidad de propagación

Para realizar las mediciones de la velocidad de propagación, se utilizó una muestra de panel de 600 mm de largo x 45 mm de ancho y 1,58 mm de espesor. Se colocaron a 500 mm de distancia entre sí, dos sensores de EA de banda ancha modelo WD, marca Physical Acoustics Corporation (PAC). Se simuló una fuente de EA mediante el método Hsu-Nielsen [10]. En las Figuras 4 y 5 se exhiben un esquema y una fotografía de la medición, respectivamente.

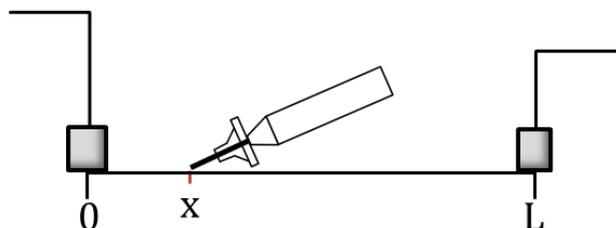


Figura 4: Esquema de la medición de la velocidad de propagación utilizando una fuente de EA simulada.

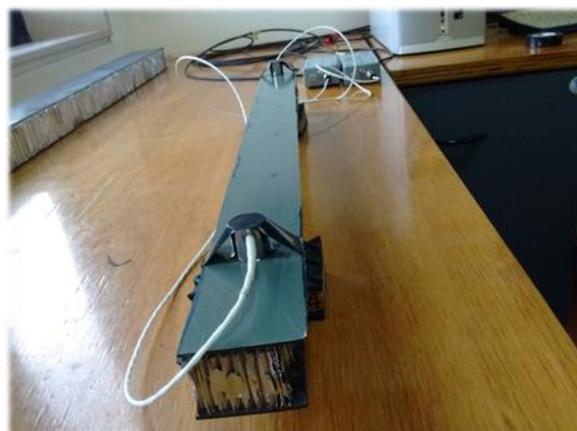


Figura 5: Medición de la velocidad de propagación.

Para obtener la velocidad de propagación en cada punto se utilizó una ecuación obtenida a partir de la relación entre la velocidad, la posición y el tiempo, considerando que la velocidad de propagación es la misma a lo largo del material.

$$v = \frac{2x-L}{t_L-t_0} \quad (1)$$

donde x es la posición de la fuente simulada; L , la distancia entre sensores; t_L y t_0 los tiempos desde que la señal se produce hasta que llega a cada uno de los sensores en las posiciones L y 0 respectivamente.

2.2 Atenuación del material

El mismo experimento se utilizó para obtener un perfil de atenuación del material en función de la distancia (medido en dB). Para obtenerlo se graficó el parámetro Amplitud para cada uno de los hits de EA.

Posteriormente, se realizó una medición de la atenuación por pérdidas genuinas del material, las cuales representan las pérdidas por defectos microscópicos que producen reflexión, difracción y dispersión de las ondas propagadas a través del material. Para realizar esta medición, se contempló la geometría del material ya que dado el espesor de las placas de CFRP, se producen ondas de Lamb.

La señal recibida por el transductor se puede modelar mediante la siguiente ecuación [11]:

$$V_m = \left(\frac{1}{\sqrt{x_i}}\right) V e^{-\alpha x} \quad (2)$$

donde la atenuación de la señal obtenida es causada por la dispersión geométrica en una estructura tipo placa y es inversamente proporcional a la raíz cuadrada de la distancia radial desde la fuente. A su vez, hay atenuación debida a mecanismos de pérdida de energía, como la absorción del material, dando como resultado una disminución exponencial de la amplitud con la distancia de propagación x mediante el factor de pérdidas genuinas α . En la Figura 6 se presenta un diagrama de la medición realizada. Se

utilizaron un total de 7 posiciones distanciadas a 5 cm entre sí para realizar la medición.

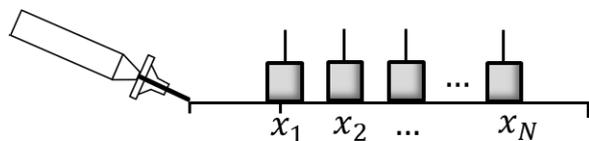


Figura 6: Diagrama de la medición para el cálculo de la atenuación por pérdidas genuinas.

2.3 Isotropía

Por último, se realizó una medición para cuantificar la isotropía de la propagación de las ondas elásticas en el material. Conocer esta característica del material resulta muy importante ya que para estudios de mayor complejidad es necesario saber si la señal se propaga de la misma manera en cualquier dirección ya que está compuesto capas de CFRP que tienen una alta anisotropía.

Se estudió la propagación de las ondas en el plano realizando una medición de patrón polar en una muestra del panel. Se colocaron dos sensores, el primero fijo, de referencia, y el segundo variando su posición en ángulos de 15° . Se realizaron ensayos sobre el panel excitándolo perpendicularmente (*out of plane*) y excitándolo sobre el plano de las placas de CFRP (*in plane*), mediante el método Hsu-Nielsen como se puede observar en las Figura 7 y 8. Nuevamente se utilizaron sensores de banda ancha de la marca PAC.



Figura 7: Medición de la isotropía del panel excitando perpendicularmente al multilaminado de CFRP.



Figura 8: Medición de la isotropía del panel excitando el multilaminado de CFRP en el plano.

Una vez obtenidos los parámetros de Emisión Acústica se realizó un cociente de las amplitudes pico de cada uno en cada uno de los ángulos.

4. RESULTADOS Y ANÁLISIS

A continuación, se presentan los resultados obtenidos para cada una de las mediciones. Todo el procesamiento de datos fue realizado mediante una serie de algoritmos realizados en Python para tal fin, utilizando los parámetros de Emisión Acústica provistos por el equipo de EA.

4.1. Velocidad de propagación

A partir de la ecuación (1) se obtuvieron las velocidades de propagación para cada una de las mediciones, a distintas distancias fuente-sensor (Figura 9).

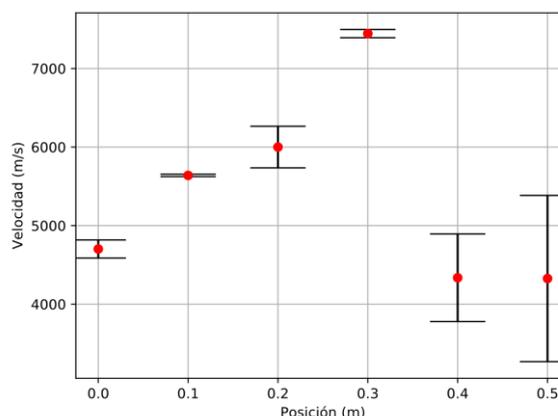


Figura 9: Velocidad en función de la posición del panel tipo sándwich.

Como se puede observar, hay una gran dispersión en los datos obtenidos, pudiendo haber tres causantes. En primer lugar, la velocidad de propagación se obtiene a partir del tiempo de detección del hit de EA sin hacer ninguna consideración acerca del modo que se está propagando. Una de las causas puede ser que se exciten distintos modos de propagación los cuales viajarán a distintas velocidades.

Otra puede ser debida al carácter dispersivo de las ondas, que podría generar un fenómeno similar al anterior en cuanto a la disparidad en la detección del hit de EA entre la señal llegada al primer sensor respecto a la llegada al segundo. Por último, el medio puede resultar anisotrópico, por lo que se remarca la necesidad de estudiar la isotropía del material, para conocer si la propagación de las ondas elásticas varía en función de la dirección que se propaga.

4.2. Atenuación

En cuanto a la atenuación, se obtuvieron los perfiles en función de la distancia. En la Figura 10 se muestra el ajuste lineal realizado con el objetivo de

predecir qué atenuación se tendría en un punto determinado.

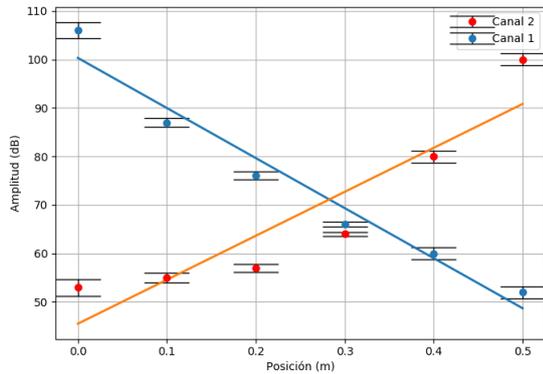


Figura 10: Medición de la isotropía del panel excitando el multilaminado de CFRP en el plano.

Por otro lado, se realizó el cálculo de los coeficientes de atenuación genuina en función de la frecuencia. Para esto se utilizaron las formas de onda de cada uno de los hits obtenidos. A cada una se le aplicó un filtro pasabanda, obteniendo 6 bandas en el rango de 100 a 400 kHz como se puede observar en la Figura 11.

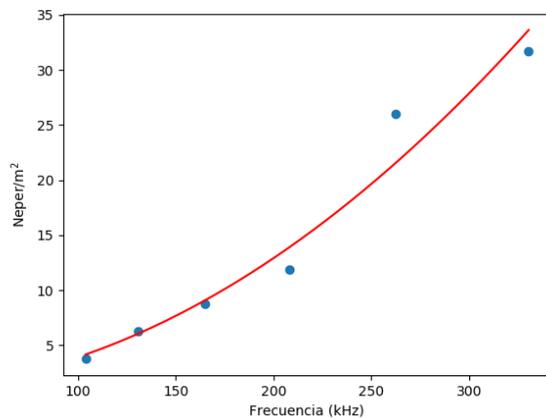


Figura 11: Coeficiente de atenuación por pérdidas genuinas en función de la frecuencia.

A su vez, se realizó una transformada tipo ondita para corroborar la atenuación en función de la frecuencia a medida que la onda se propaga. En la Figura 12 puede observarse este fenómeno.

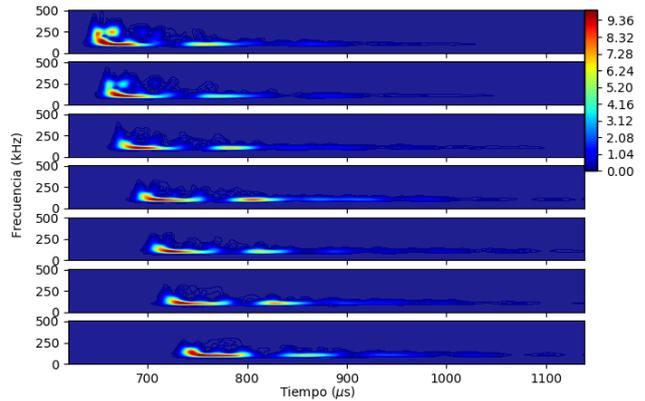


Figura 12: Gráficos de la transformada tipo ondita a medida que la onda elástica se va propagando por el material.

Se puede observar una correspondencia entre las señales que se propagan a través de la placa y su mayor pérdida en altas frecuencias y el coeficiente de atenuación por pérdidas genuinas de la onda.

4.3. Isotropía

Por último, se realizó el procesamiento de los datos de para caracterizar cuán isotrópico es el material en el plano. A partir del cociente entre la señal de referencia y la móvil se realizaron diagramas polares que varían entre 0 y 1, como se muestra en la Figura 13 y 14, donde se muestran los resultados obtenidos excitando perpendicularmente al plano y de manera paralela al plano, respectivamente.

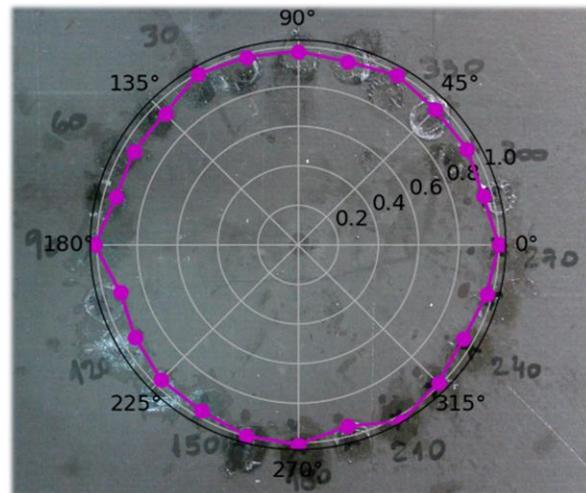


Figura 13: Diagrama polar excitando el panel perpendicularmente al plano

Como se puede observar en las imágenes, excitando mediante el método Hsu-Nielsen de las dos maneras posibles, el material se propaga de manera isotrópica en función de la dirección, por lo que se puede descartar que esta sea una de las variables que afectan a la medición de velocidad de propagación.

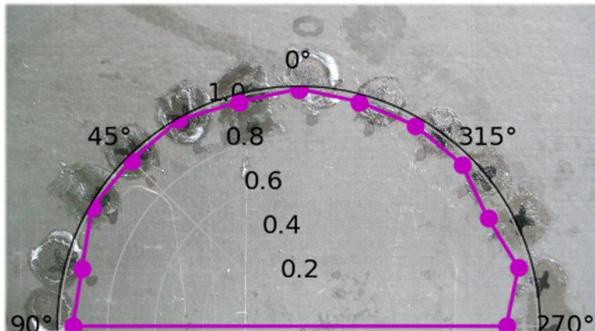


Figura 14: Diagrama polar excitando el panel paralelo al plano

5. CONCLUSIONES

Se realizó la caracterización de la propagación de ondas elásticas en un material compuesto estructural tipo sándwich, analizando su velocidad de propagación, su atenuación y su isotropía.

La velocidad de propagación presentó una gran dispersión. Analizando los resultados obtenidos, se puede afirmar que se debe a una incorrecta detección de la placa de adquisición. Un análisis más exhaustivo requeriría obtener con el método de registro de la señal completa (streaming) para poder separar cada uno de los modos y observar cuál es la dispersión en la señal.

En cuanto a la atenuación, se puede observar que el material tiene un comportamiento aproximadamente lineal (en dB) en función de la distancia.

Por último, el material resultó ser isótropo en el plano, lo cual resulta muy relevante conocer si se desea realizar estudios de mayor complejidad como la adquisición de señales de mecanizado del panel.

REFERENCIAS

- [1] C. U. Grosse, *Acoustic Emission Testing*. 2008.
- [2] M. P. Gómez, *Fundamentos de la Emisión Acústica*. 2015.
- [3] M. P. Gómez, “Estudio de las señales de emisión acústica generadas en el corte de metales . Aplicación a procesos de taladrado,” 2011.
- [4] A. Caro, “Caracterización del proceso de corte en materiales compuestos estructurales mediante la técnica de Emisión Acústica,” 2016.
- [5] G. Ferrari and M. P. Gómez, “Correlation Between Acoustic Emission , Thrust and Tool Wear in Drilling,” *Procedia Mater. Sci.*, vol. 8, pp. 693–701, 2015.
- [6] M. Ohtsu, M. Enoki, Y. Mizutani, and M. Shigeishi, *Practical Acoustic Emission Testing*. 2016.
- [7] S. Kalpakjian, S. R. Schmid, and H. Musa, *Manufacturing Engineering and Technology*, vol. 6. 2009.
- [8] I. P. Girsang, T. B. Circle, and J. S. Dhupia, *Handbook of Manufacturing Engineering and*

Technology, no. September. 2015.

- [9] T. Bitzer, *Honeycomb Technology: Materials, Design, Manufacturing, Applications And Testing*. 1997.
- [10] ASTM, “E976-10 Standard Guide for Determining the Reproducibility of Acoustic Emission Sensor Response,” *ASTM Stand.*, no. C, pp. 1–7, 2005.
- [11] K. Asamene, L. Hudson, and M. Sundaresan, “Influence of attenuation on acoustic emission signals in carbon fiber reinforced polymer panels,” *Ultrasonics*, vol. 59, pp. 86–93, 2015.

SIMULACION COMPUTACIONAL PARA LA DETERMINACION DEL COMPORTAMIENTO ESTRUCTURAL DE MECHAS DE PERFORACIÓN DE USO INDUSTRIAL.

ALEJANDRO TUREL¹ y HECTOR SANZI¹

Universidad Tecnológica Nacional, Facultad Regional Haedo,

Grupo de Investigación Ingeniería Estructural GIIE, Buenos Aires, Argentina
tecsaing@tecsaing.com.ar¹

Resumen - En este trabajo se presentan los resultados obtenidos de un desarrollo sistemático del comportamiento e integridad estructural de mechas de perforación para aceros de alta resistencia de uso industrial, nuevas y en servicio, con distintos tipos de acabados superficiales y desgastes de su filo de corte. En una primera etapa se plantearon diferentes modelos tridimensionales de elementos finitos y se determinó el estado de deformaciones, tensiones y las primeras frecuencias de vibración, con el objeto de caracterizar cualitativamente y clasificarlas en cuanto a su terminación y estado del filo. El estudio se realizó a los fines de evaluar el comportamiento estructural y dinámico de la mecha, considerando el contacto inicial antes de llevar a cabo el proceso de desbaste. En esta instancia presentamos los primeros resultados obtenidos de un planteo más detallado y completo, considerando el proceso de desbaste continuo o dinámico de la mecha sobre una base homogénea de acero, completando el objetivo inicial respecto a la caracterización de las mechas, en función de su calidad y vida útil. En el presente estudio se utiliza el módulo "EXPLICIT DYNAMICS" del programa ANSYS, que tiene en cuenta el proceso dinámico de desbaste. Una vez completado el estudio, los resultados obtenidos, se corroborarán con los obtenidos del planteo de soluciones analíticas y ensayos obtenidos en Laboratorio, a partir del uso de la Emisión Acústica.

Abstract - This paper presents the results obtained from a systematic development of the behavior and structural integrity of different types of drill bit for high strength steels for industrial use, in new condition and in service, with different types of surface finishes and wear on the cutting edge. In the first stage different tridimensional models of finite elements were proposed and the state of deformations and the first frequencies of vibration were determined, in order to characterize qualitatively and classify these drill bits in terms of their termination and edge state. The study was carried out in order to evaluate the structural and dynamic behavior of the drill bit, considering the initial contact before carrying out the drilling process. In this instance we will present the first results obtained from a more detailed and complete approach, considering the process of continuous or dynamic drilling of the drill bit on a homogeneous steel base, completing the initial objective with respect to the characterization of the drill bits, depending on its quality and useful life. In the present study the "EXPLICIT DYNAMICS" module of the ANSYS program is used, which takes into account the dynamic drilling process. Once the study is completed, the results obtained will be corroborated with those obtained from the formulation of analytical solutions and tests obtained in the Laboratory, based on the use of Acoustic Emission.

1. INTRODUCCIÓN

En un proceso de agujereado o perforado mecánico, como puede observarse en la Figura 1, el filo de la herramienta avanza sobre el material con dos velocidades características, una paralela a la superficie que se quiere maquinar y a la cual denominamos velocidad de corte y definida como la diferencia de velocidades existente entre la herramienta y el material y la otra perpendicular, que denominamos velocidad de avance. El tipo de corte queda definido como la orientación relativa entre el filo y la dirección de desplazamiento, siendo ortogonal u oblicuo.

Si el filo de la herramienta es perpendicular a la dirección del movimiento relativo entre la pieza y esta, el corte es ortogonal, de otro modo el corte se lo define como oblicuo.

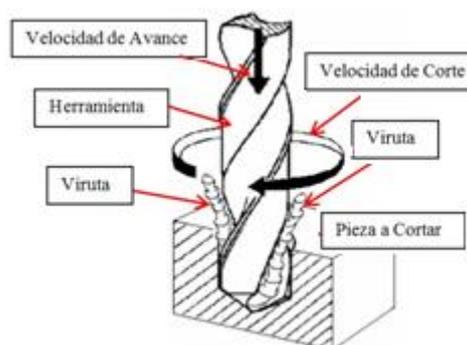


Figura 1: Velocidades del Proceso de Corte

En un primer trabajo [1], se plantearon diferentes modelos simplificados tridimensionales de elementos finitos, bajo un comportamiento lineal estático, de

mechas con distintos tipos de acabados superficiales y desgastes de su filo de corte, y considerando el contacto inicial antes de llevar a cabo dicho proceso de desbaste. En todos los casos, los resultados se compararon con los obtenidos para mechas nuevas, es decir sin uso.

En esta instancia cualitativa, se caracterizaron y clasificaron las mechas en cuanto a su terminación y estado del filo, obteniendo el estado tensional y de las deformaciones, incluyendo un estudio dinámico a partir de la determinación de las primeras frecuencias naturales de vibración.

En este trabajo se presenta un análisis de integridad estructural de un tipo de mecha, nueva en su estado original, Figura 1, con la misma mecha pero en estado avanzado de uso, con dos tipos distintos de terminaciones en su filo, mecha con filo desgastado, Figura 2, y filo redondeado, Figura 3.

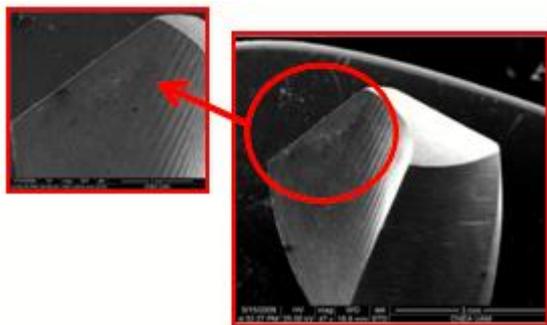


Figura 1: Mecha con Filo Nuevo

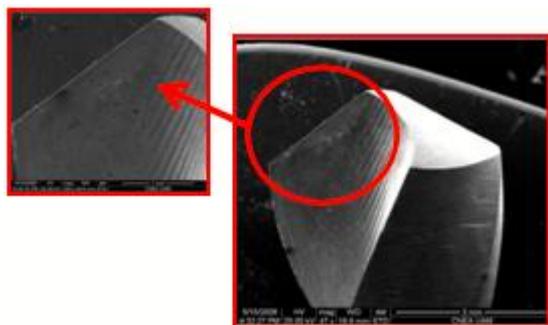


Figura 2: Mecha con Filo Gastado

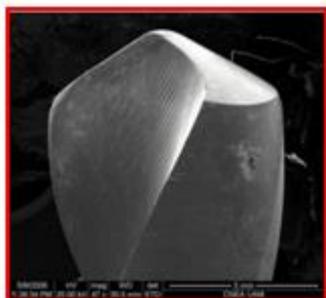


Figura 3: Mecha con Bordes Redondeados

El objeto del estudio es de comparar los resultados finales, en cuanto a su estado de deformaciones y tensiones, de la mecha nueva con la usada que presenta dos configuraciones diferentes de su filo.

Para el análisis se plantean modelos tridimensionales de elementos finitos, simulando la mecha nueva original sin uso y las otras con terminaciones superficiales como fueron mencionadas en párrafos anteriores. En todos los casos, se consideró un comportamiento elastoplástico de deformación, con influencia térmica, simulando la transferencia de calor presente en el el proceso de desbaste.

Para el estudio se utilizó el módulo “EXPLICIT DYNAMICS” del programa ANSYS [2].

2. DETALLE DIMENSIONAL DE LAS MECHAS UTILIZADAS PARA EL ESTUDIO

La mecha helicoidal convencional, Figura 4, es una herramienta cilíndrica metálica en la que en uno de sus extremos posee dos filos principales de corte (e) y un tercer filo central de menor tamaño denominado cincel (k). Además consta de dos canales simétricos desde los filos hasta la zona de sujeción denominados estrías (2), cuyo objetivo es la salida de la viruta.

Los ángulos en la mecha quedan definidos como a continuación se menciona:

- de inclinación de la hélice (α)
- de filo (β)
- de incidencia (δ)
- de la punta (ϕ)
- de inclinación del núcleo (γ)

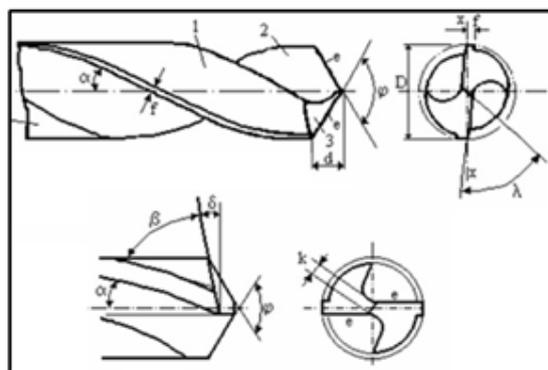


Figura 4: Características Principales de la Mecha

Uno de los procesos más utilizados en la producción industrial, es el mecanizado por arranque de viruta, donde las herramientas utilizadas para este tipo de procesos, se fabrican en gran medida con aceros rápidos. El empleo de estos aceros se extendió a la fabricación de herramientas para la conformación en frío, tales como, mechas, fresas, punzones, matrices de extrusión y troquelado, etc.

Sus principales características son las siguientes:

- Elevada resistencia a la pérdida de dureza con la temperatura
- Elevada resistencia al desgaste
- Gran dureza útil
- Buena tenacidad

Para uso industrial, el material de la mecha y la utilizada en el trabajo, es el acero de alta resistencia del tipo SAE 4130, cuyas dimensiones se presentan en la Figura 5.



Figura 5: Detalle dimensional de la Mecha usada

3. SIMULACION DEL PROCESO DE PERFORADO DE MECHAS

Para simular el comportamiento de desbaste de la mecha de acero de alta resistencia sobre una base metálica de acero dúctil, se plantea el modelo de Johnson Cook [3]. Éste modelo incluye tres términos que permiten definir el comportamiento de desgaste, el primero de ellos es el elastoplástico que representa el endurecimiento por deformación, el segundo es la viscosidad, que demuestra la resistencia a la cedencia del material incrementa para altas velocidades de deformación, y en tercer lugar el ablandamiento por temperatura. Éste modelo termo-visco-plástico queda representado por la siguiente ecuación

$$\sigma = (A + B^n) \left[1 + C \ln \left(\frac{\dot{\epsilon}}{\dot{\epsilon}_0} \right) \right] \left[1 - \left(\frac{T - T_a}{T_m - T_a} \right)^m \right] \quad (1)$$

donde

- $\dot{\epsilon}_0$ es la velocidad de deformación de referencia
- T_0 es la temperatura ambiente
- T_m es la temperatura de fusión

Los valores A, B, C, n y m son constantes del material que son determinadas experimentalmente o por medio de predicciones utilizando algoritmos especializados.

Los datos necesarios para el análisis se presentan en la Tabla 1, donde se incorporan para la mecha, las principales propiedades mecánicas de dicho acero, y en la Tabla 2, las propiedades del material base donde se realiza el desbaste, del tipo SAE 1010:

Tabla 1: Propiedades mecánicas del acero SAE 4130

Propiedad	Valor	Unidad
Density	7830	kg*m ⁻³
Specific Heat	477	J*kg ⁻¹ *C ⁻¹
Johson Cook Strenght		

Strain Rate Correction	First order	
Initial Yield Stress	7.93E+8	Pa
Hardening Constant	5.1E+8	Pa
Hardening Exponent	0.26	
Strain Rate Constant	0.014	
Thermal Softening Exponent	1.03	
Melting Temperature	1519.9	C
Reference Strain Rate (/sec0)	1	
Bulk Modulus	1.59E+11	Pa
Shear Modulus	8.18E+10	Pa

Tabla 2: Propiedades mecánicas del acero SAE 1010

Propiedad	Valor	Unidad
Density	7896	kg*m3
Specific Heat	452	J*kg ⁻¹ *C ⁻¹
Johson Cook Strenght		
Strain Rate Correction	First order	
Initial Yield Stress	3.5E+8	Pa
Hardening Constant	2.7E+8	Pa
Hardening Exponent	0.36	
Strain Rate Constant	0.022	
Thermal Softening Exponent	1	
Melting Temperature	1537.9	C
Reference Strain Rate (/sec0)	1	
Shear Modulus	8.18E+10	Pa
Shock EOS Linear		
GruniesenCoefficient	2.17	
Parameter C1	4569	m*s ⁻¹
Parameter S1	1.49	
Parameter Quadratic S2	0	m*s ⁻¹

4. SIMULACION COMPUTACIONAL DEL MODELO DE CALCULO

Como ya se explicó, se plantean tres modelos tridimensionales de elementos finitos, uno de ellos representa el comportamiento de la mecha nueva, original sin uso, y las otras dos con las modificaciones de su filo, con alto grado de desgaste y redondeado.

Debido al desbaste o remoción del material base, se produce una distorsión y deformación plástica de los elementos ubicados en la zona de corte. El programa utiliza un remallado automático de tal manera de adaptarse a esta nueva configuración "Mallado Adaptivo" [3].

En la Figura 6, se presenta el modelo utilizado de la mecha nueva, mientras que en las figuras sucesivas, Figuras 7 y 8, se muestran las mechas usadas, que presentan un desgaste y modificación en su filo.

En la Tabla 3 se presentan los tipos de elementos del programa ANSYS [2], que fueron utilizados en el análisis, a partir de una malla densificada del orden de 5000 elementos.

Tabla 3: Tipos de elementos usados en el análisis

Modelo	Tipo de Elementos		
Filo Nuevo	TET4	HEX8	WED6
Filo Gastado			-----
Puntas Redondeadas			WED6

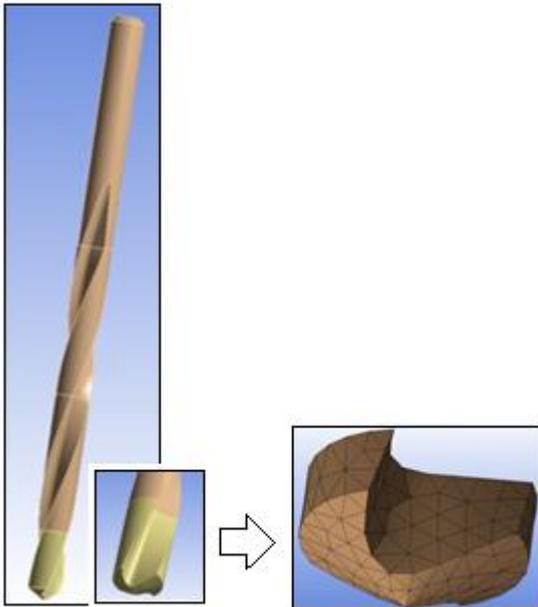


Figura 6: Mecha Filo Nuevo - Modelos CAD/ FEA

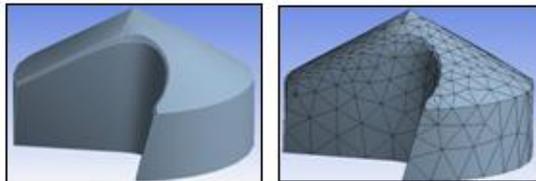


Figura 7: Mecha Filo Gastado - Modelo CAD/FEA

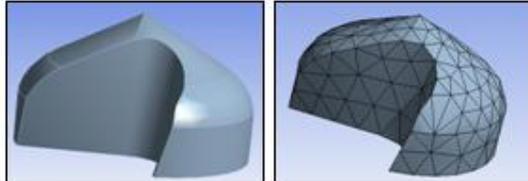


Figura 8: Mecha Filo Redondeado - Modelo CAD/FEA

El modelo completo, que incorpora la mecha y el material base o espécimen a perforar, se muestra en la Figura 9. En el material base, contacto con la mecha, se modeló una esfera con una densificación mayor de elementos, acorde a las necesidades del análisis, con el objeto de obtener resultados con un alto grado de aceptación.

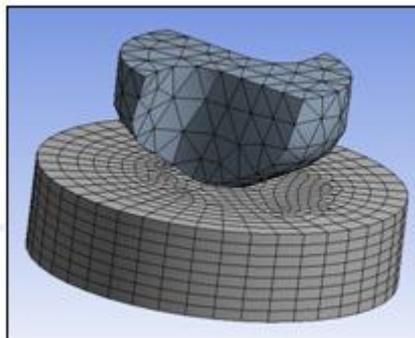


Figura 9: Modelo completo de Mecha y Base

El “Input” de carga que permite simular el proceso de perforado, bajo estas condiciones de modelización, están dadas por la incorporación de la velocidad de avance de la mecha sobre el material base, del orden de los 3 mm y una rotación de 720 grados (dos vueltas completas), Figura 10.

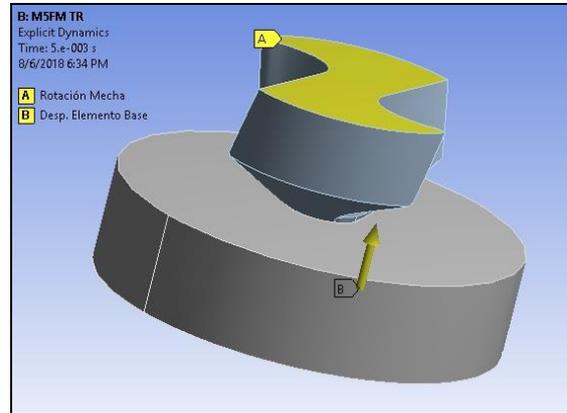


Figura 10: Condiciones de Carga Velocidad y Rotación de la Mecha

5. ANALISIS DE LOS RESULTADOS

En las Figuras 11, 12 y 13, se presentan las tensiones Equivalentes de Von Mises para los tres modelos propuestos.

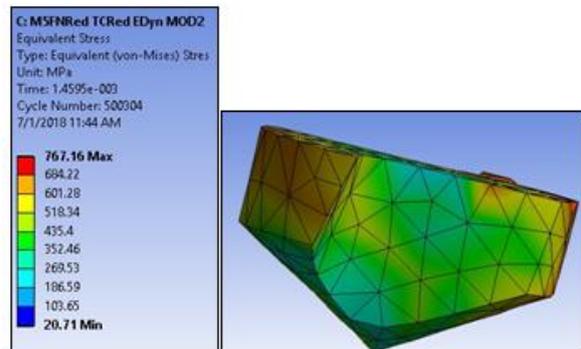


Figura 11: Tensiones Von Mises (MPa) Modelo Mecha nueva

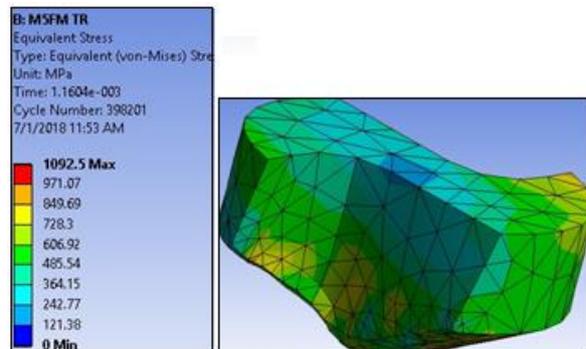


Figura 12: Tensiones Von Mises (MPa) Modelo Mecha con filo gastado

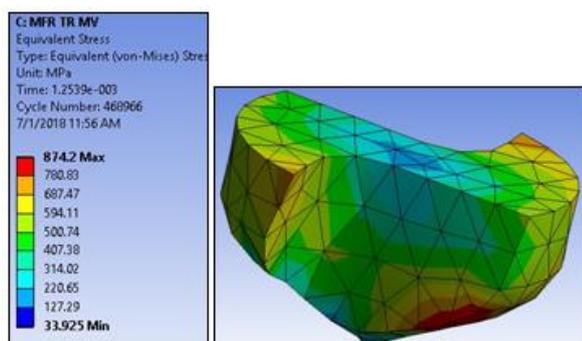


Figura 13: Tensiones Von Mises (MPa)
Modelo Mecha con filo redondeado

De los resultados se observa, como es de esperar, que las tensiones de Von Mises alcanzadas en la mecha con filo nuevo, son menores a las correspondientes usadas.

Esto es atribuible a que el desgaste o modificaciones en el filo generan mayores deformaciones y por ende, mayores tensiones si las comparamos con los resultados obtenidos con la mecha en estado original o nuevo.

Se observa que las tensiones alcanzadas en la mecha con filo gastado son mayores que las que presenta el filo redondeado.

Obviamente esta situación se presenta para las configuraciones propuestas. Sería de suma utilidad corroborar estos resultados con los correspondientes obtenidos a través de ensayos en laboratorio.

6. CONCLUSIONES

En este trabajo se presentaron los primeros resultados obtenidos del estado tensional, a partir de un análisis de integridad estructural, de un tipo de mechas nueva de uso industrial con la misma pero usada con distintos tipos de terminaciones en su filo, una de ellas con un desgaste avanzado debido a su uso y la otra con el filo o bordes redondeados.

A partir de un análisis de integridad estructural dinámico, ambas configuraciones de la mecha usada, con distintas terminaciones superficiales de su filo, se compararon con la misma mecha pero en su estado original o nuevo.

Para el análisis se utilizaron modelos tridimensionales de elementos finitos, simulando la mecha nueva original sin uso y las otras dos, con las terminaciones superficiales ya mencionadas.

En todos los casos, se consideró un comportamiento elastoplástico de deformación y con influencia térmica, simulando la transferencia de calor que se produce a través del proceso de desbaste.

Para el estudio se utilizó el módulo “EXPLICIT DYNAMICS” del programa ANSYS [2] que tiene en cuenta el comportamiento de desbaste en procesos de perforado.

De los resultados obtenidos se demuestra un adecuado comportamiento estructural de la mecha con filo nuevo, respecto de las usadas con diferentes tipos de terminación en su filo, atribuible a que el desgaste

o modificaciones en el filo, generan mayores deformaciones y por ende tensiones, si las comparamos con la mecha nueva.

El estudio presentado fue realizado solo para dos configuraciones de desgastes del filo, obteniendo diferentes resultados.

Queda como próximo desarrollo, la utilización del Módulo “LS-DYNA” [4] del programa ANSYS para la simulación, el cual presenta en su formulación un grado de exactitud mayor al utilizado en el presente estudio. Cabe aclarar que el Grupo no dispone de dicho Módulo, por lo cual ya ha iniciado gestiones con el proveedor del Soft para su uso en investigación.

Por último, sería de suma utilidad práctica, encarar un estudio sistemático de mechas con diferentes tipos de desgastes y corroborar estos resultados con los obtenidos a través de ensayos o técnicas de Emisión Acústica en laboratorio.

7. REFERENCIAS

- [1] **Turel, A., Sanzi H.** “Simulación Computacional para la Determinación del Comportamiento Estructural de Mechas de Perforación de Uso Industrial”. E-GLEA9. 27 al 29 de Agosto 2017. Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Misiones, Oberá, Misiones, Argentina.
- [2] **ANSYS V18.0.** ANSYS, Inc. Southpointe 2600 ANSYS Drive Canonsburg, PA 15317 USA
- [3] **De La Cruz J.** “EL MEF en la simulación de procesos de mecanizado” Capítulo 3, Universidad de Sevilla.
- [4] **LS-DYNA®.** Livermore Software Technology Corporation. 560 Mission Street Suite 700 San Francisco, United States.