

Acoustic design of an auditorium : San Martín concert hall

Kaspierowicz Iván¹

Acoustics & Psychoacoustics II, Ingeniería de sonido
Universidad Nacional de Tres de Febrero, Buenos Aires, Argentina.

¹ kaspierowicz@gmail.com,

25/2/19

Abstract

A concert hall was designed at the site of the existing auditorium, Teatro Auditorium in Buenos Aires. Possible surrounding noise sources are people movement and heavy traffic. The building consists of lobby, ticket office, cafeteria/bar, dressing rooms and practice rooms for performers, restroom, staff office, machine rooms as well as main hall space. In the hall, 960 seats were arranged in two levels according to Buenos Aires city's building code. The materials realized the reverberation time of 1.97 s at middle frequencies. The triangular reflector panel were designed above the frontal audience to improve the initial time delay gap between 15 ms and 35 ms. The concert hall design through a acoustic simulation software provides to the audience a SPL variation less than 4 dB, an EDT of 1.63 s at 1 kHz and an IAGG of 0.25 s at 1 kHz.

Keywords: Buenos aires building code

1 INTRODUCTION

From the theaters of ancient ages located in the hillside of a preindustrial society like the Epidaurus in Greece to the sophisticated postmodern theaters like the Berlin Philharmonic in Germany, the architectural acoustics requires an almost unlimited theory and a lot of experience in the field. In this case the auditorium used is the "Teatro Auditorium" located at Mar Del Plata city, with capacity for 1000 spectators.

The aim of the current study is design a new concert hall for quartet strings (Romantic period) is shown, using the theory provided by authors like Sabine, Beranek, Barron and so many others mixed with a acoustic prediction tool to get the acoustic parameters.

2 THEORETICAL FRAMEWORK

To understand the most of the acoustics parameters using in this study is necessary a theoretical framework, for this the follow concepts are shown.

- **Reverberation Time (RT):** Time, ex-

pressed in seconds, that would required for the sound pressure level to decrease by 60 dB, at a rate of decay given by the linear least-squares regression of the measured decay curve from a level 5 dB below the initial level to 35 dB below.[1]

Table 1: Recommended occupied RT (seconds) [2].

Auditorium purpose	RT [s]
Organ music	>2.4
Romantic classical music	1.8-2.2
Early classical music	1.6-1.8
Opera	1.3-1.8
Chamber music	1.4-1.7
Drama theater	0.7-1

- **Early decay time (EDT):** It is a measure of the sound decay rate, expressed in the same way as a reverberation time, based on the first 10 db portion of the decay. (Reverberation time, RT, is based on 30 db of decay.) In a highly diffuse space where the decay is completely linear, the two quantities, RT and EDT, would be identical. The early

decay time has been shown to be better related to the subjective judgement of reverberation, also called ‘reverberance’, than the traditional reverberation time (Atal, Schroed-er and Sessler, 1965).[3]

- **Diffusion:** The sounds diffusion occurs when energy of the reverberant field arrives equally in all directions of space to the ears of the spectators. This helps to establish a surround sound and, therefore, increase the sense of spatial impression. The greater the sense of spatial impression, the better the subjective evaluation of the viewers.[3]
- **Strength (G):** Loudness G corresponds to the gain level produced by the room naturally. It depends on listener’s distance to the stage, energy associated with the first reflections, surface occupied by the audience and level of reverberant field. The loudness G is defined as difference between total sound pressure level produced by an omnidirectional source and the sound pressure level produced by the same source located in a free field and measured at a distance of 10 m.[3]
- **Inter-aural cross correlation (IACC):** IACC is a factor that allows to quantify the ASW (Apparent source width) associated with the amplitude of sound coming from the stage. That when the apparent amplitude of the source (lower value of IACC) is greater, the greater the spatial impression of sound and the better the subjective evaluation of listeners will result.[3]
- **Initial time delay gap (ITDG):** ITDG is the time difference (delay) between direct sound and the first reflection. It is also associated with acoustic intimacy.

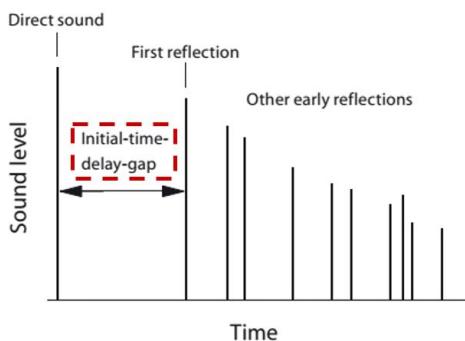


Figure 1: Initial time delay gap (ITDG)

3 SITE INFORMATION

The “Teatro Auditorium” is located in the complex “Edificio Casino Hotel provincial” (Boulevard Marítimo 2280), Mar del Plata, Buenos Aires, Argentina with a building area of 2247 m². One of the most important noise sources is the Avenue Boulevard Marítimo because it is very busy and even more in holidays. Furthermore, another noise source is the constant people movement because this auditorium is near to the beach and some iconic monuments.

With a building coverage ratio of %100 the distribution of rooms was design in order to provide more comfort both for musicians and spectators as shown in figure 2. The building at ground floor has on one hand a main lobby with the coffee/bar, tickets office, shop, cloakroom and bathrooms. At the other, two dressing rooms, bathrooms for performers and the clean room. Furthermore at the first floor are the restroom, practice rooms, offices, machines room, storage and meeting rooms.

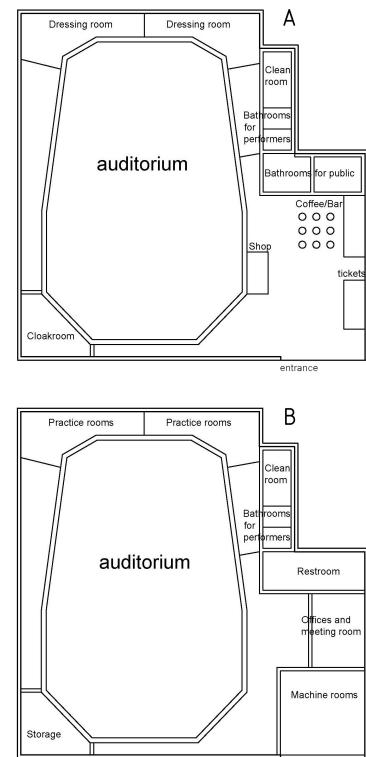


Figure 2: Building design at ground (A) and 1st floor (B).

Altough is important contemplate the noise inside the building and especially in the auditorium. Due to this, the auditorium has two walls of 70 cm each with an air cavity fill with rock wool.

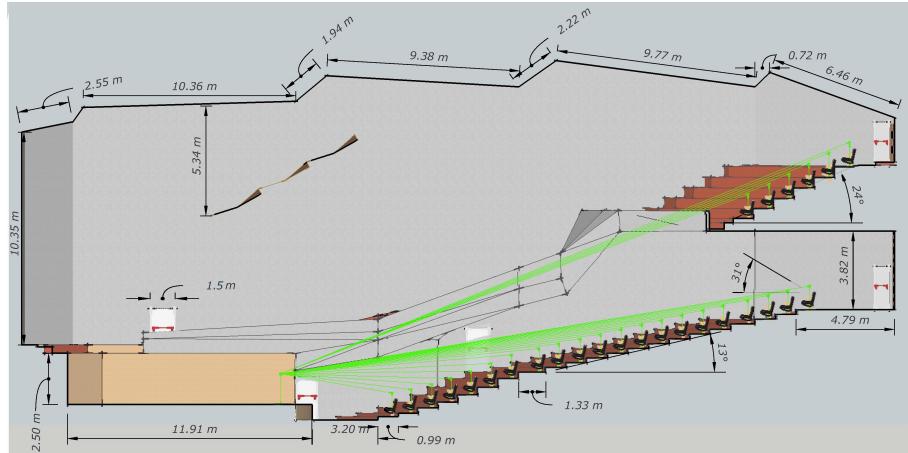


Figure 5: Longitudinal cross section and clearance.

4 PLAN AND SEAT ARRANGEMENT

The San Martin concert hall has capacity for 960 spectators and 12800 m^3 as a result a relation volume per spectator of 13.3 m^3 and has ten exit doors 1.5 m each.

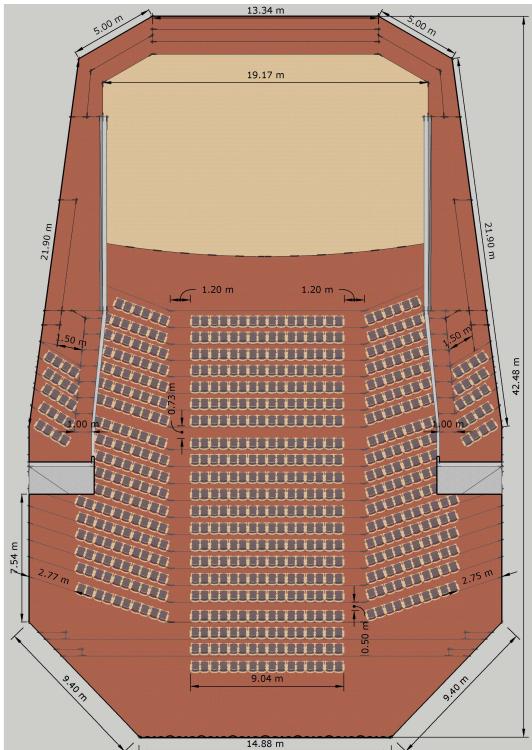


Figure 3: Main floor and lateral balcony plan.

The main floor has capacity for 680 spectators and it has two special sites for people with disabilities. In addition ,the maximum longitudinal length is 42.48 m, the stage has 219 m^2 and has separate

elevated choir balcony as shown in figure 3.

Lastly, the balcony has space for 240 spectators, two exit doors 1.5 m each and two main corridors 1.2 m as seen in figure 4.

All the design complies with the Buenos Aires city's building code, ten doors with 1.5m each (150 m in total) when the minimum established is 872 m for 960 spectators, all the corridors has 1.2 m as minimum, the distance between seats is 0.5 m and seats dimensions are 0.5 m between arms, a back-rest of 0.5m height and a depth of 0.45 m. All seats are grid arrangement.

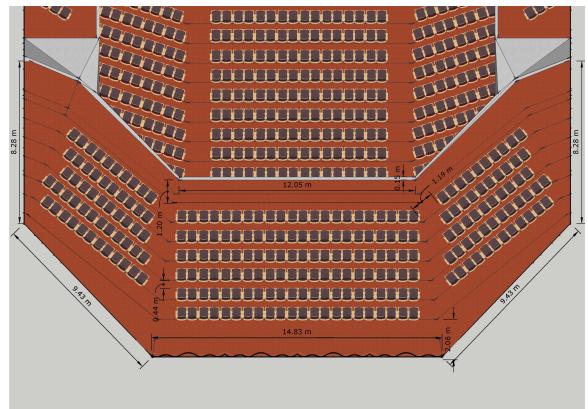


Figure 4: Balcony plan.

5 CROSS SECTION AND SIGHTLINE

When designing a theater is important the spectator sightline to stage, for this following table 2 shows sightline check.

Table 3: Absorption coefficient per material (α). **A**: Perf panel 79% on 8" cavity; **B**: Perf panel 1.4% on 4" cavity; **C**: Sonex foam 2"; **D**: Masonry painted; **E**: Wood parquet on concrete; **F**: Hardwood floor on beams; **G**: Wooden parquet floor; **H**: Public in medium upholstery seats; **I**: Medium upholstery seats.

Material	Frequency																		
	100	125	160	200	250	315	400	500	630	800	1000	1250	1600	2000	2500	3150	4000	5000	6300
A	0.98	0.98	0.94	0.91	0.87	0.75	0.64	0.52	0.41	0.31	0.2	0.19	0.18	0.17	0.16	0.15	0.14	0.13	0.13
B	0.25	0.25	0.48	0.72	0.95	0.85	0.76	0.66	0.53	0.41	0.28	0.25	0.21	0.18	0.16	0.13	0.11	0.11	0.1
C	0.08	0.08	0.14	0.19	0.25	0.37	0.49	0.61	0.71	0.82	0.92	0.93	0.94	0.95	0.94	0.93	0.92	0.92	0.92
D	0.1	0.1	0.08	0.07	0.05	0.05	0.06	0.06	0.06	0.07	0.07	0.08	0.08	0.09	0.09	0.08	0.08	0.08	0.08
E	0.02	0.02	0.02	0.03	0.03	0.03	0.04	0.04	0.04	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05
F	0.15	0.15	0.14	0.12	0.11	0.11	0.1	0.1	0.09	0.08	0.07	0.07	0.06	0.06	0.06	0.07	0.07	0.07	0.07
G	0.02	0.02	0.06	0.11	0.15	0.13	0.12	0.1	0.09	0.09	0.08	0.07	0.06	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05
H	0.6	0.65	0.67	0.68	0.72	0.74	0.77	0.8	0.8	0.8	0.83	0.83	0.84	0.84	0.84	0.85	0.8	0.8	0.8
I	0.5	0.54	0.56	0.59	0.62	0.64	0.66	0.68	0.68	0.69	0.7	0.67	0.64	0.62	0.61	0.6	0.6	0.6	0.6

Table 2: Sightline check for 3 first and last rows

Main floor	Sightline [cm]
2nd	20.6
3rd	21
20th	11.8
21th	11.2
Balcony	Sightline [cm]
2nd	11.6
3rd	12
5th	14.3
6th	14.7

Furthermore, in figure 5 longitudinal section with the clearance are shown.

6 ABSORTION AND REVERBERATION TIME

Most determining aspect when classifying a theater is certainly the reverberation time and this is highly influenced by absorption of different materials used in auditorium. Due to this, in first place table 3 shows absorption for each material.

In second place, figure 6 shows reverberation time occupied and unoccupied. In addition $RT_{mid} = 1.975$ s, $BR(\text{Bass ratio}) = 1.038$ s and $TR(\text{Treble ratio}) = 0.8938$ s. Should be noted that all this results are from a software simulation.

"Though at high sound levels the ear is roughly equally sensitive to different frequencies, at low sound levels it is much less sensitive to bass frequencies (otherwise we would hear our own heart beats). A longer bass reverberation time can compensate for this. Up to a 40 per cent rise at 125 Hz compared with mid-frequencies is considered appropriate for orchestral music[...]"[2]. This added to table 1 prove that reverberation time in the auditorium is correct for the established purpose.

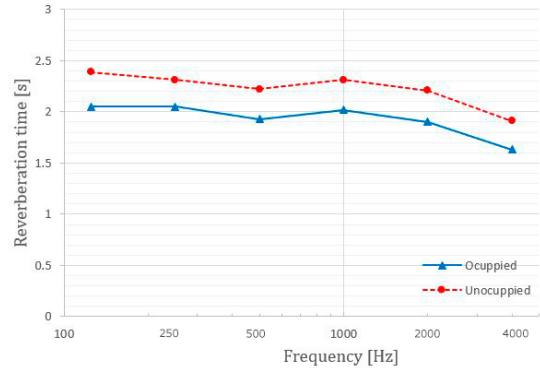


Figure 6: Reverberation time for full occupied and unoccupied.

7 REFLECTION DESIGN

To acquire the values for all acoustic parameters it was used the same receiver points(seats) into a room model from the entire auditorium as illustrated in figure 7. Unfortunately the software cannot import reflector design and the stairs in balcony.

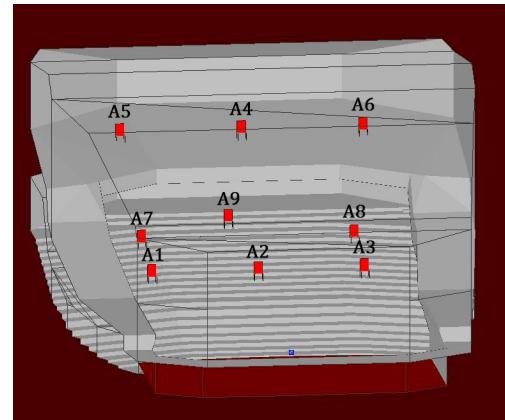


Figure 7: Room model and listeners position

As explained in the introduction, ITDG is the time between direct sound and the 1st reflection. Using a computer software through ray tracing

method with reflection order 5 and 30000 rays for one speaker, ITDG values for nine seats (six from the main floor and three from the balcony) are obtained as shows table 4 and a reflectogram for example in figure 8.

Table 4: ITDG values for nine seats.

Seat	A1	A2	A3	A4	A5	A6	A7	A8	A9
ITDG	36.6	38.2	37.1	19.7	13.6	14.3	17	16.5	26.9

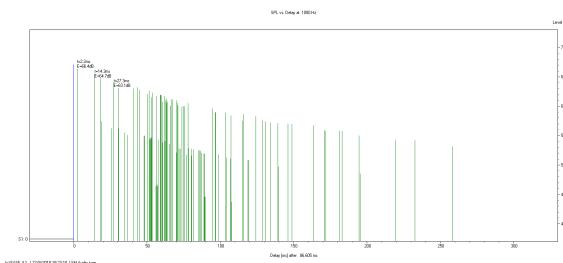


Figure 8: Reflectogram from seat A6.

Therefore, it can be seen that the first reflection in the most of seats arrives early. Nevertheless, should not be ignored that reflector is not in the simulation, due to this is it expected that the results with reflector will be better in the first rows (A1,A2,A3).

In relation to this last point, to provide better first reflections the auditorium has a hanging triangular reflector as shows figure 9. For smoothest level response, reflector has 50% of covered area with a total area 95.85 m^2 , subdivided in 4 convex triangle with an interior angle 110° and 10.65 m^2 per triangle.[4]

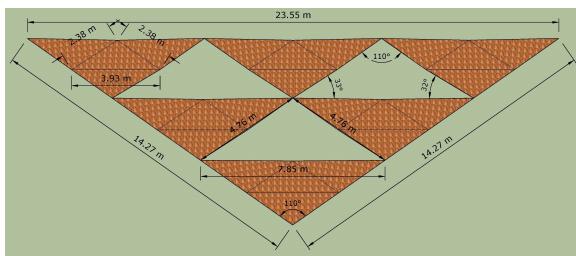


Figure 9: Reflector design.

8 ACOUSTIC PARAMETERS

For this section is used two different methods through a simulation software and an audio editor software (IACC and EDT). On one hand, in the same way that last section a ray tracing method is

used to obtain the G and SPL variation values for the nine seats in audience area. On the other, with the simulation software a binaural response in .wav (one for each seat) is exported to audio editor to calculate IACC and EDT.

8.1 G(Strength) and SPL variation

"As a criterion for total sound level there was no broad agreement. Lehmann and Wilkens (1980) suggested a minimum value of +3 dB, but this is considered too severe as it eliminates 60 per cent of positions in British halls. A criterion for a minimum mid-frequency sound level of 0 db seems reasonable from experience"(Barron,2010,p.69). Also, Beranek recommend a loudness central value (500 Hz and 1 kHz) between 4 dB and 5.5 dB.

Table 5: G(Strength) and SPL values for nine seats at 1 kHz.

SEAT	SPL	Level ref	G
A1	80.68	76.73	3.95
A2	80.38	76.73	3.65
A3	80.67	76.73	3.94
A4	78.81	76.73	2.08
A5	79.23	76.73	2.5
A6	79.24	76.73	2.51
A7	79.47	76.73	2.74
A8	79.75	76.73	3.02

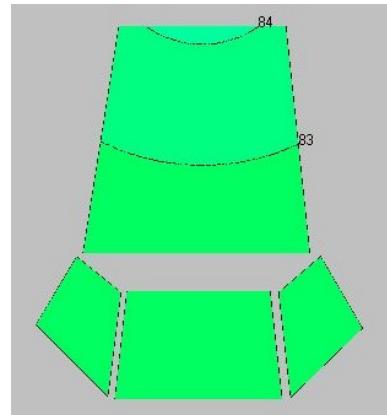


Figure 10: Total SPL variation [dB]

As can be seen, table 5 shows strength values at 1 kHz and this are between 2 dB and 4 dB, therefore they are closer to Barron revised theory but also there are not bad for Beranek theory. In second place, figure 10 shows sound pressure level variation for audience area, and the difference between first and last rows is less than 3 dB, in other words, is hardly perceptible for the human ear.

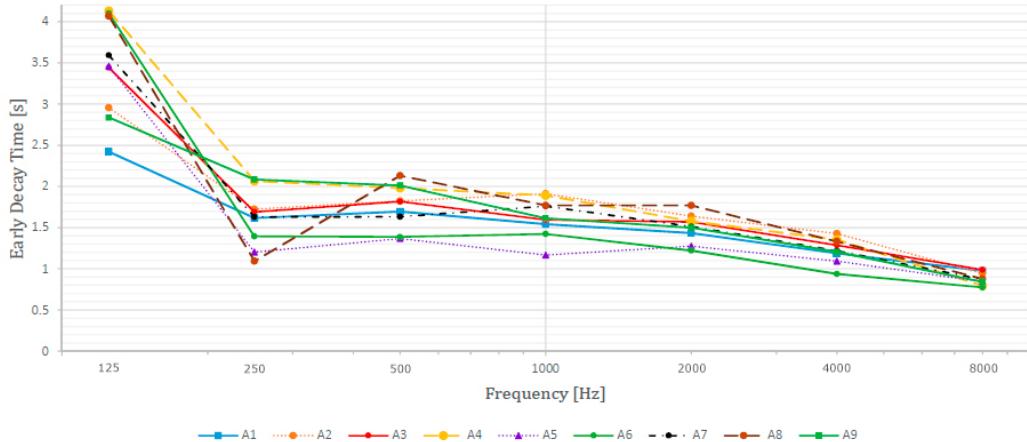


Figure 11: EDT values for 9 seats.

8.2 EDT

With the method described in last section, obtained values are shown in figure 11.

The EDT is defined so that for a linear decay it takes the same value as the reverberation time. Because of this, the same criterion can be applied to both measures of between 1.8 and 2.2 seconds. Whereas the reverberation time (RT) tends to be constant throughout a hall, the EDT varies with position. Particularly low EDT values are normally found under deep balcony overhangs[2]. Based on Barron theory EDT values (except for frequency of 125 Hz which explain later) are correct because the average is between 1.5 s and 2 s, and that last part of the reference can explain why seats A5-A6 under the ceiling in balcony have a lower value. Therefore, EDT and RT at mid frequencies are very similar, this reveals a good diffuse sound field.

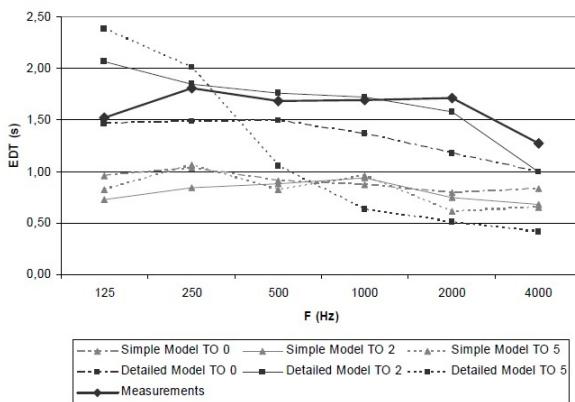


Figure 12: EDT values of Aspendos theater.[5]

While a higher EDT value on low frequencies can be product of a vibration problem[6]. Or, in this case, a resonance in certain materials (concrete

for example), but nevertheless this fact would alter the results of RT and SPL variation. Another explication about this phenomenon underlay in the order of reflections (and the method) in simulation software, figure 12 shows the EDT values for different prediction sample models.

The transition order (or "cut off order" in software) at which calculation method changes from image-source to ray tracing can be adjusted according to the complexity and shape of the room. If T.O. is set to 0 the calculation method used for all reflections will be the secondary source / ray tracing method. For simulated EDT the simple model seems to underestimate this parameter to a great degree regardless of transition order. For detailed model the best results are obtained when using a transition order of 2. For a higher transition order then 5 error becomes much larger [5]. Considering that in simulation it was used a 5 cut off order and compare both curves it can be seen a strong similarity.

8.3 IACC

The interaural cross correlation is one of the most relevant parameter in the subjective evaluation of an auditorium. Ando demonstrated through experiments from the point of view of the sound spacial impression, that the most important first reflections are those that reach ears of the spectators with an angle between 35° and 75° (with respect to the vertical plane that goes through them) it is therefore lateral first reflections. This type of reflections can be generated by handrails corresponding to balconies, by side walls of auditoriums with a rectangular shape, or by special reflectors placed on side walls [3]. Figure 13 illustrate IACC obtained values.

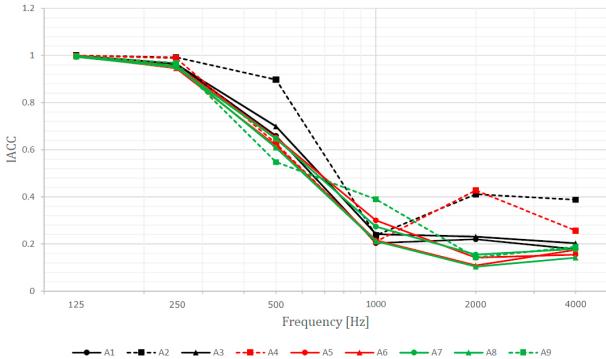


Figure 13: IACC values for nine seats.

Taking into account that walls of the side balconies are used like reflectors and that a great value for a concert hall is 0.4/0.3 or less (in mid-freq) [7], prove that the auditorium has a good ASW.

Also, two interesting aspects to analyze put forward in this figure. In first place, dotted lines that correspond to central seats presents higher IACC values and this is tied with the second aspect, the relation between wavelength and phase difference. The higher is the frequency (shorter wavelength) the diffraction and scattering by the head and pinna affect IACC and the lower is frequency (higher wavelength) a 90° sound incidence maximizes the phase difference between ears. In addition to this it can be seen that in L. Beranek, Concert Halls and Opera Houses - Music, Acoustics, and Architecture, Appendix B. that all various concert halls studied presents same tendency. Therefore, this explains why lower frequencies have the most higher IACC values.

9 REMARKS

Next item lists propose a set of implementations for better results in the project.

- Import the reflector design to simulation software, this action can greatly improve the ITDG values, especially in central rows.
- In the same way as last item, make more realistic design in software simulation, in other words, add audience steps, choir balcony and seats.
- Use different transient order (cutoff order) in the creation of binaural response, investigate and compare to determine the best conditions in this case.
- Add reflectors on the side walls that this enhancement eliminate flutter echoes possible

creation and decrease ITDG and IACC values, getting a better subjective evaluation of the concert hall.

- Implement knowledge learned in module II to make building acoustics study and provide more acoustics parameters like noise criteria (NC) that was established on 45.
- Realize psychoacoustic test with the convolution between binaural response file from different auditoriums and an anechoic recording (instrumental or orchestra) to visualize the relation between subjective evaluations and acoustic parameters obtained by simulations.

As a final conclusion, this report made in Acoustics and Psychoacoustics II subject helps a lot to understand basic acoustics inside an auditorium and increases the desire to investigate and continue learning to students who are interested in this field.

References

- [1] ISO Central Secretary. Acoustics – measurement of the reverberation time of rooms with reference to other acoustical parameters. Standard ISO 3382:1997, International Organization for Standardization, Geneva, CH, 1997.
- [2] Michael Barron. *Auditorium Acoustics and Architectural Design 2nd edition*. Spon press, Milton park, Abingdon, 2010.
- [3] Carrión Isbert. *Diseño Acústico de Espacios Arquitectónicos*. Edicions-UPC, Barcelona, Spain, 1998.
- [4] Yoichi Ando Mikio Tohyama, Hideo Suzuki. *The Nature and Technology of Acoustic Space*. Academic press INC., San Diego, CA, 1995.
- [5] Claus Lynge Christensen Martin Lisa, Jens Holger Rindel. Predicting the acoustics of ancient open-air theaters: the importance of calculation methods and geometrical details. *Conference paper*, pages 2–5, 2004.
- [6] Mariano Arouxet. Acoustical Parameters in two Argentinian auditoria: "Margarita Xirgu" (Buenos Aires) and "Alberto Ginastera" (La Plata). *Universidad Tres de Febrero*, page 16, 2013.
- [7] A. C. Gade. *Springer Handbook of Acoustics, Chap. 9*. Springer, New York, USA, 2007.

SOFTWARE DEVELOPMENT FOR ROOM IMPULSE RESPONSE PROCESSING

Francisco Rogé Vallone

*Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Caseros, Buenos Aires, Argentina
email: franroge97@gmail.com*

Iván Kaspierowicz

*Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Caseros, Buenos Aires, Argentina
email: kaspierowicz@gmail.com*

This document describes the room impulse response processing of a software developed for calculating the acoustical parameters EDT, T20, T30, C50, C80, IACC and IACCEarly, according to ISO3382. In addition, transition time (Tt) is calculated, allowing to calculate EDTt, CTt and IACCT, and giving an approach of early sound field behavior. Calculations can be made for octave or third octave bands, according to IEC-61260 filters specifications. Also multiple RIRs can be processed, allowing the user to analyse the averaged or the individual measurements. The software developed is compared with commercial softwares EASERA, Aurora and AARAE, showing good and consistent results. The code is written in Python language and published online.

Keywords: Reverberation time, Clarity, Interaural Cross Correlation, Transition time, Software

1. Introduction

There are many acoustical parameters that try to describe different aspects of room acoustic. Most of them are calculated with a fixed procedure, ignoring the existing differences between sound field behavior in rooms. One of these differences is the time limit between early and late sound fields. The classical theory established the time limit to a constant in the range from 50 ms to 80 ms, without further analysis. The same occurs with the limits (expressed in dB) for calculation of reverberation parameters like EDT – T20 – T30. And there's no need of being an expert to notice that rooms with similar reverberation time can sound widely different. And that's because between rooms the sound field evolves differently over time.

With this in mind, the developed software can calculate acoustical parameters EDT, T20, T30, C50, C80, IACC and IACCEarly according to ISO3382, with the addition of calculating such parameters considering the transition time (Tt) between early and late sound field of the processed measurement. The developed software (called APC, and so referred to from now

on), can manage multiple measurements, allowing to get for each calculated parameter the average, the maximum, the minimum, and the standard deviation, in addition to the calculation made for each individual measurement. As an input, APC software takes impulse response measurements, or sine sweeps measurements and the inverse filter. Also, all plots can be exported as PNG images, and table data can be exported as CSV files. The parameters can be calculated in octave or third octave bands, accomplishing IEC61260 filters specifications.

2. Theoretical framework

2.1 Filter bank

The filtering section is based on the IEC-61260 standard [1], that specifies the nominal center frequencies for the octave and third-octave passband filters using a base 2 system. The filter must be 8th order and the upper and lower band limits are established too, among other specifications. In the software, the filter implementation is done through the Scipy sosfiltfilt function. This method implements a forward-backward digital filter using cascaded second-order sections as shown below in equation 1. The SOS coefficients are produced by Butterworth IIR 8th order filter. The main benefits in contrast to other implementations are less phase delay and ringing at the output [2].

$$H(z) = \prod_{k=1}^L H_k(z) = \prod_{k=1}^L \frac{b_{0k} + b_{1k}z^{-1} + b_{2k}z^{-2}}{1 + a_{1k}z^{-1} + a_{2k}z^{-2}} \quad (1)$$

Traditional band-pass filters can influence the measurement due to the filter ringing, specially at low reverberation times. This increases when a third-octave filtering is used, producing even more ringing. The forward-backward method significantly reduces the error in reverberation time evaluated from the decay curves [3].

2.2 Truncation time

In room impulse response measurements, the noise represents one of the major weaknesses because of influences in the decay curve and thus in the acoustical parameters. The treatment of noise and its compensation varies from one software to another. Different methods for compensation are implemented by the truncation of the RIR through an iterative or non-iterative process.

Lundeby's method [4] is based on an iterative algorithm that searches for the interpolation between the linear regression of the IR exponential decay and the noise floor. The procedure consists of the steps shown in Figure 1.

The chosen initial interval is a window of 10 ms length, then for the linear regression, a point 6 dB above the noise floor is selected. Later in the iterative process, 6 intervals are used per

10 dB slope decay and again a point 6 dB above the noise floor. It's decided to use 10 iterations or an error between the Crosspoint tt_i and tt_{i-1} less than 0.001.

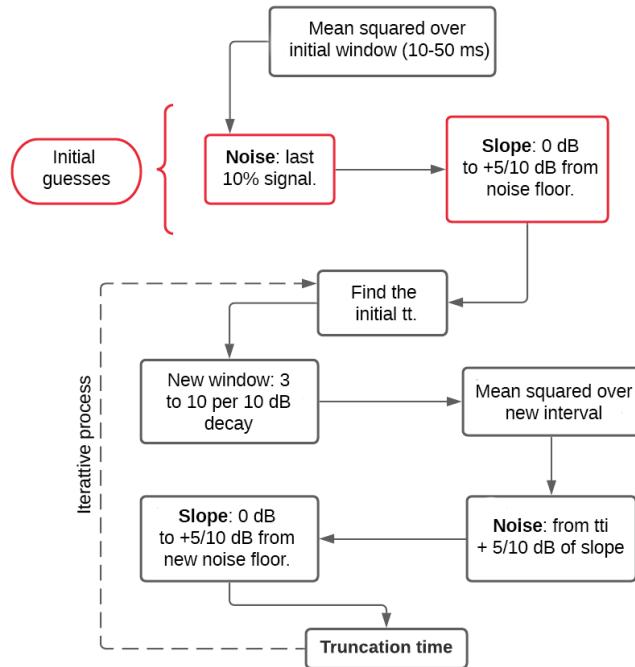


Figure 2. Block diagram of Lundeby's algorithm.

Another method is the Pepino's algorithm [5]. As lundeby's one is also an iterative process: start from a split function made up of a linear function and a constant, and search the best fitting to the impulse response. This function is defined in equation 2.

$$\hat{y}(n) = x_1 t + x_2, \quad x \leq x_3 \quad \hat{y}(x_3), \quad n > x_3 \quad (2)$$

With n the total samples in the interval time, x_3 the crosspoint, x_2 the signal level on $n=0$ and x_1 the slope of the exponential decay. Furthermore, the resolution $R = T/N$ where N is the quantity of x_{3i} in the initial vector and T the duration of the impulse response. After realizing the procedure described in figure 2 the final cross-point it's defined 6 dB above the obtained. This is to guarantee that the exponential decay won't be affected in any way by the noise floor.

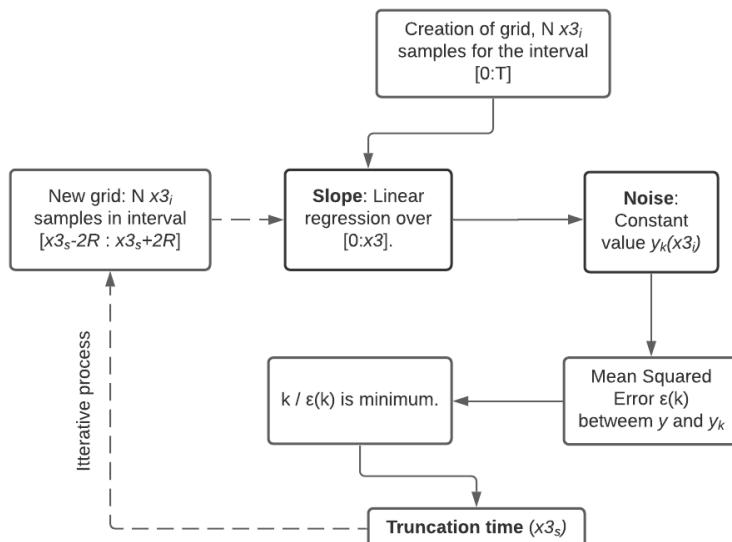


Figure 3. Block diagram of Pepino's algorithm.

The proposed Roge's method for IR truncation is formed by the next steps:

- A. Median mobile filter to IR and adds “fs” samples with the final value of the IR.
- B. Detect the maximum value v_{max} of the IR.
- C. Linear interpolation between v_{max} and the last sample of the IR.
- D. Determinates the maximum point between the linear function minus the noise evaluated from v_{max} to behind.
- E. Add v_{max} to the obtained point.
- F. Cut the IR until the obtained sample and adds “fs” samples with the final value of the IR.
- G. Repeat the 4th step and determinates the truncation time.

2.3 Acoustic parameters

The acoustical parameters calculation follows the ISO 3382-1:2009 standard [6], such as reverberation time based on 20/30 dB evaluation range (T20-T30) and the early decay (EDT), Clarity at 50-80 ms (C50-C80), and Inter Aural Cross Correlation (IACC). Moreover, the software developed introduces the transition time (Tt) calculation, allowing the EDT to be evaluated on the transition time range (EDTt), the Clarity and IACC at transition time (Ct and IACCTt).

2.3.1 Transition time

The traditional theory divides the temporal limit for direct and reflected sound with an interval set at 50-80 ms. Transition time of a room impulse response can be interpreted as the time at which all the room reflections become heavily overlapping, and therefore the deterministic behaviour of the sound field turns to stochastic [7]. It is defined based on the cumulative energy over the reflections of the normalized decay cancelled impulse response. The decay cancelled

impulse response (The outliers of the IR) is obtained by subtracting the median filter to the IR. Then, the transition time is when the cumulative energy reaches 99%. [17]

$$T_t(t) = t_t : edf(t) = \frac{\text{cumsum}(RIR_{out}(t))}{\text{cumsum}(RIR_{out}(t))} = 0.99 \quad (3)$$

$$RIR_{out} = EDC(t) - RIR_{median}(t) \quad (4)$$

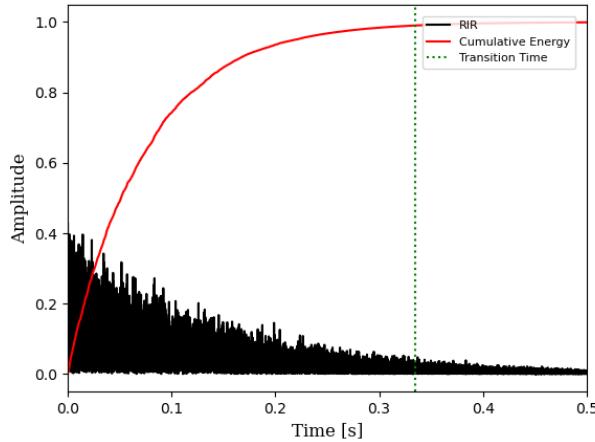


Figure 4. Transition time versus the RIR and the cumulative energy.

Based on these results, the paper presents the EDTt and CTt parameters which are involved with the transition time. For EDTt, a linear fit on the energy decay curve between 0 dB and the transition time is performed and with the slope, the equation (6) is applied. For CTt, the integration limit is determinate by the transition time.

2.3.2 Reverberation

To obtain the reverberation time previous a linearization of the exponential decay curve smoothed RIR is required. Three methods are employed: the Schröeder integral, the median filter, and the moving average filter.

Equation 3 describes the Schröeder integral which consists of the backward integration of the squared impulse response [8].

$$E(t) = \int_t^{\infty} h^2(t)dt = \int_0^{\infty} h^2(t)dt - \int_0^t h^2(t)dt \quad (5)$$

If the truncation time is not determined the results obtain used (3) could be sensitive to background noise (integration could let the noise be included). [9]

The median filter a is non-linear process that have been effective in reducing certain types of noise and periodic interference patterns without severely degrading the signal [10]. The theory behind the median filter is complicated and it's beyond the scope of the present paper.

The moving average filter operates by averaging a number of points (M) from the input signal (x) to produce each point in the output signal (y). Equation 4 describes this filter.

$$y[i] = \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} x[i+j] \quad (6)$$

In other words, the moving average filter s a convolution of the input signal with a rectangular pulse having an area of one. [11]

The last two filters need a window vector of M values to achieve the output. Thus, a window frequency dependent is proposed in equation (5).

$$w = 2000 * \log\left(\frac{f_s}{f_c}\right) \text{ [samples]} \quad (7)$$

Where f_s is the sampling frequency and f_c is the band center frequency. The equation is obtained empirically, showing good results for all bands.

Finally, to obtain the reverberation parameters a linear fit on energy decay curve at certain dynamic ranges according to ISO 3382-2. The limits for the linear regression are:

- EDT (Early Decay Time): The upper limit is 0dB and the lower is -10 dB.
- T20: The upper limit start at -5 dB then the lower limit is -25 dB.
- T30: Upper limit of -5 dB and lower at -35 dB. For this parameter, it's necessary to get at least 45 dB of dynamic range.

Finally with the correspondent slope the EDT, T20, T30 can be obtained as:

$$EDT, T20, T30 = -\frac{60}{slope} \text{ [s]} \quad (8)$$

2.3.3 Clarity

Barron asks if it is appropriate to use a single number to characterize the intimacy of an entire concert hall independently on where the listener is seated. The early-to-late signal-to-noise

ratio C80, called the clarity factor, is the ratio of the sound energy arriving before, to that arriving after, the first 80 milliseconds from the arrival of the direct sound, expressed as a level. [12]

In the same way, if the first 50 milliseconds are evaluated the clarity factor for 50 ms is obtained.

$$C_{80} = 10 \log \log \left(\frac{\int_0^{80} p^2(t) dt}{\int_{80}^{\infty} p^2(t) dt} \right) [dB] \quad (9)$$

$$C_{50} = 10 \log \log \left(\frac{\int_0^{50} p^2(t) dt}{\int_{50}^{\infty} p^2(t) dt} \right) [dB] \quad (10)$$

2.3.4 Interaural Cross Correlation

The interaural Cross Correlation is a measure of the similarity of the sound arriving at two points, the two ears of the listener. Mathematically it is based on the interaural cross-correlation fraction defined as:

$$IACC_f(\tau) = \frac{\int_{t_1}^{t_2} p_L(t) p_R(t+\tau) dt}{\sqrt{\int_{t_1}^{t_2} p_L^2(t) dt \int_{t_1}^{t_2} p_R^2(t) dt}} \quad (11)$$

Where L and R are referred to the entrances to the left and right ear canals. After (9) the final IACC value is the maximum possible (it must be between -1 and 1) with τ varied over a range from -1 to +1 ms from the first arrival. [12]

The integration time can be varied with different results. For $t_1=0$ and $t_2=\infty$ the term is designated $IACC_{all}$. For $t_1=0$ and $t_2=80$ ms the term is designated $IACC_{early}$.

3. Procedure

The APC software is a Python-based processor of room acoustic responses for acoustical parameters calculation. The process the software follows is shown in Figure 1. The software code and the synthetic IRs are available in: <https://github.com/FranciscoRogeVallone/APC>

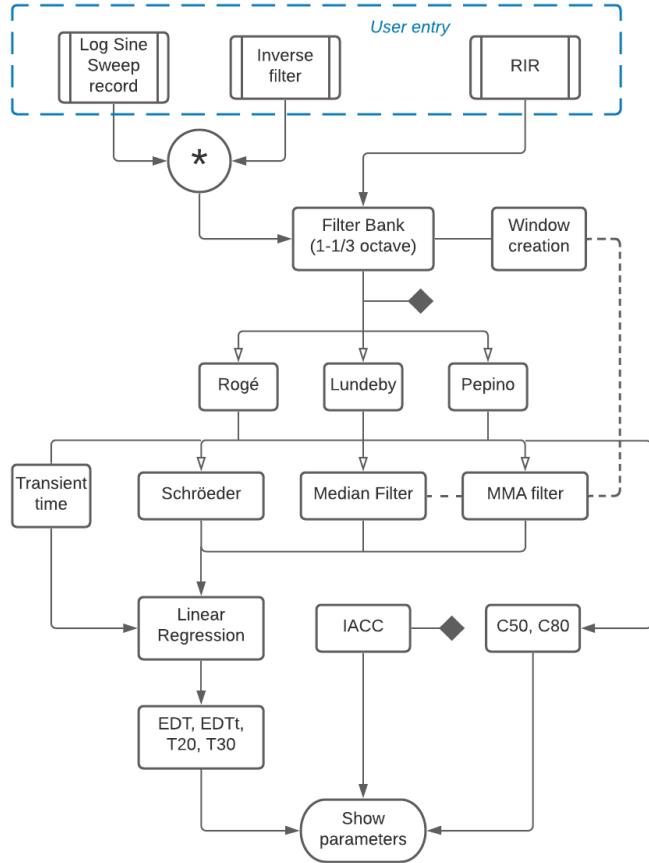


Figure 1. Block diagram of the APC software.

The user inputs are the measurements (mono or stereo). It can be an impulse response, or a sine sweep measurement and the inverse filter. If sine sweep measurement is loaded, it is convoluted with the inverse filter to get the room impulse response. Then, the filter bank is applied corresponding to the setup selected by the user. This setup consists in octave or third octave band selection, and minimum and maximum band selection.

After filtering the signals, truncation time is calculated by the user selected method. The available methods in the software are Lundeby, Pepino and Roge. Then the signals are smoothed by applying the Schröeder inverse integral, a median moving filter, or a mean moving filter, as the user selects.

In this way, the energy decay curve is obtained and then linearized for reverberation parameters calculation. This linearization is applied in different parts of the decay depending on the parameter as is explained in the previous section. The truncated signal is used to calculate IACC and clarity parameters.

After all this process, the calculated parameters are shown in a table, and the impulse response and the energy decay curve are plotted in a graph. The user can select the measurement for which to display the calculated parameters and the plot, and can also select the channel in case of stereo signal. Furthermore the user can select which band to plot. On the other hand, the average of all measurements for each parameter can be shown, allowing the user to select the parameter to display. The average, the minimum, the maximum and the

standard deviation are shown in a table, and the average between a double deviation band are plotted in a graph.

4. Troubleshooting and Error control

Error sources are diverse, since the determination of an acoustical parameter is a process with many steps. As a first stage, errors in the measurement process can be present, such as not enough signal to noise ratio. This error drives into an error in the calculation process. At that moment, the software will raise an error message and stop calculation, to avoid the software from crashing. Others errors can be present too, such as microphone position in the near field of the source or spurious noises. These errors may not drive into an error in the calculation process, but users can detect them by RIR plot visualization.

As a second stage, as user inputs and setup are required, it could be an error source. If any of these are missing, the software prevents the user from doing calculations or exporting data, and raises an error message. Also, troubles in the data loaded can be present, such as inputs with more than 2 channels, sample rate mismatch between sine sweep and inverse filter, or non-monophonic signal loaded as inverse filter. For these troubles, the software raises an error message notifying the issue.

Finally, as dealing with computation, errors such as insufficient memory to calculate a set of measurements can take place. In this case, the software will stop calculation and raise an error message indicating the calculation failure, to prevent crashing. Then, the user can continue using the software and try calculations with fewer measurements.

5. Results

For an optimal characterization of the designed software, three pairs of synthetized impulse responses are analyzed. The three RIR's contain a previously stipulated decay slope with Gaussian white noise. Those slopes are 0.5 s, 1s, and 2s. In this process, three more software are involved: EASERA from afmg, Aurora created by Angelo Farina, and AARAE created by Densil Cabrera [13,14,15]. For all the cases the truncation method used in the comparison is Roge's method

In addition, a comparison between the different truncation methods: the proposed in this document Roge's method, Lundeby's method, and Pepino's. Furthermore, the technique to smooth the impulse response is evaluated.

4.1 Software comparison

The parameters in this section are only evaluated on 1 second synthetic impulse response. The evaluation for the other synthetic impulse response are shown figures in Appendix B. Also,

the Tables in Appendix B show the normalization error to APC for each software for more precise comparison.

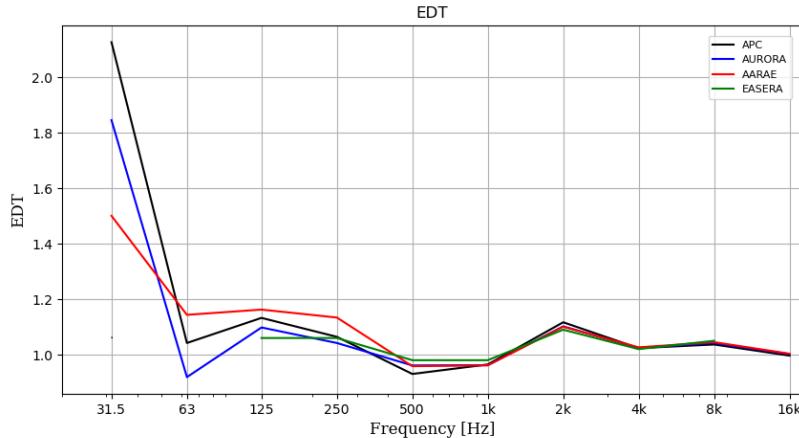


Figure 5. EDT comparison for 1 s synthetic impulse response.

Figure 5 for the 1 s synthetic impulse response reveals that for 31.5 Hz band the results are greater than other software. For the range between 63 Hz and 250 Hz the APC values are in the middle of AARAE and Aurora ones. In the case of 500 Hz the result appears to be slightly less than the media and beyond 500 Hz these are visually undetectable.

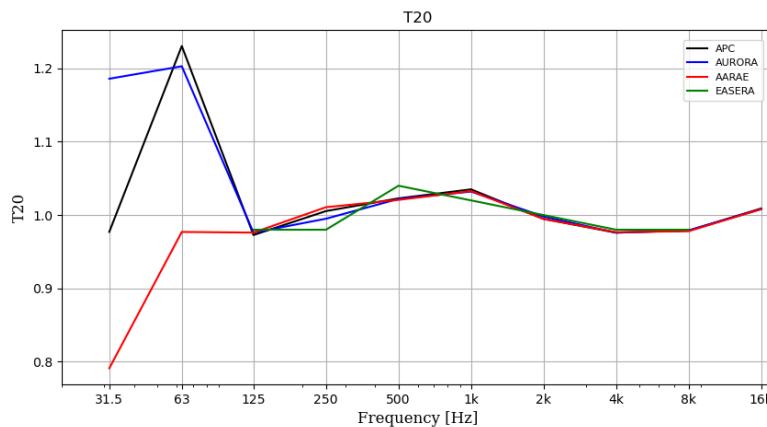


Figure 6. T20 comparison for 1 sec. synthetic impulse response.

Figure 6 reveals that the values beyond 125 Hz are pretty similar to the others softwares. For 63 Hz the result is most close to the aurora ones and for 31.5 Hz it is in the middle of Aurora and AARAE (which have a difference of almost 0.4 seconds).

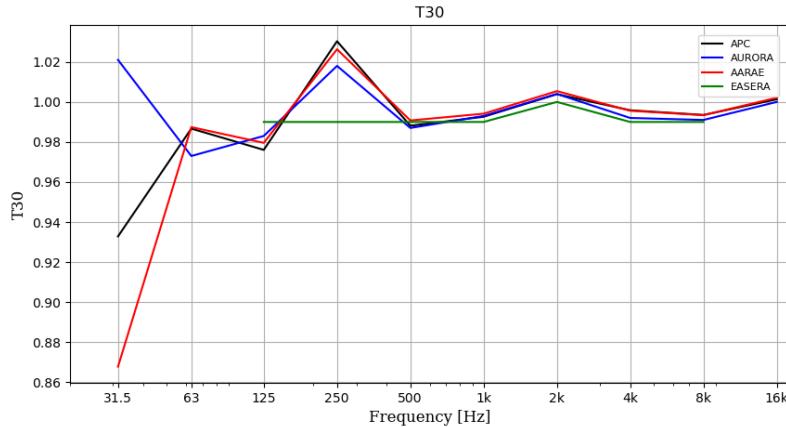


Figure 7. T30 comparison for 1 sec. synthetic impulse response.

The T30 comparison gives similar results from 500 Hz to 16 kHz. In the range of low frequencies, the APC values follow the AARAE tendencies except from 31.5 Hz when the APC result is in the middle of Aurora and AARAE.

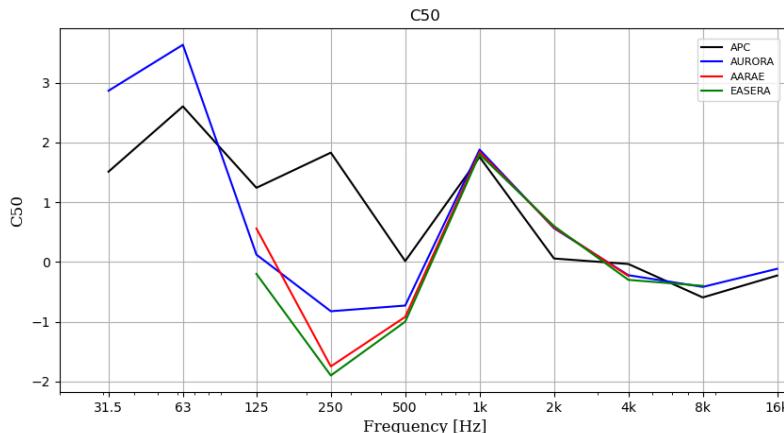


Figure 8. C50 comparison for 1 sec. synthetic impulse response.

C50 for 1 second synthetic impulse response shows atypical differences in the range of 125 Hz and 500 Hz. The figures in Appendix B for 0.5 sec and 2 sec are more in concordance with

the software. Even the Aurora software shows a huge deviation in 63 Hz for the 2 seconds RIR.

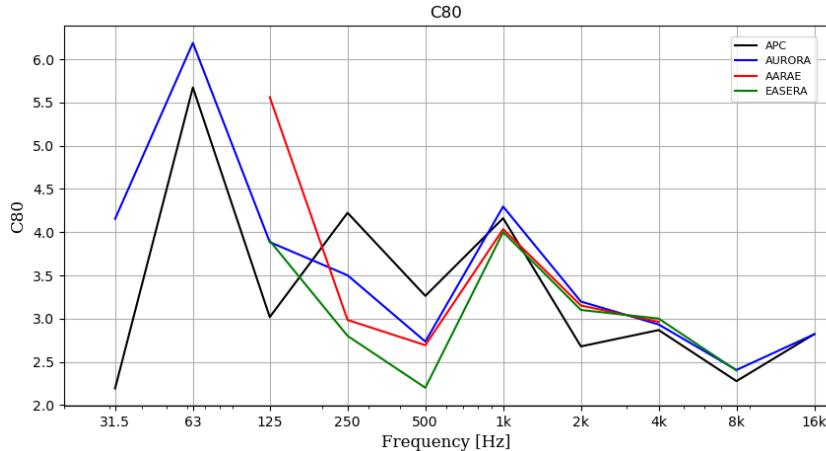


Figure 9. C80 comparison for the 1 sec. synthetic impulse response.

Figure 9 reveals a greater deviation for low frequencies. In high frequencies, less difference is noted. Nevertheless, the differences between the software are significant in the range of 31.5 Hz to 1 kHz.

IACC comparison is done according to the ISO 3382 standard. For this purpose, the impulse response was taken with a dummy head in La usina del arte Symphony hall. [16]

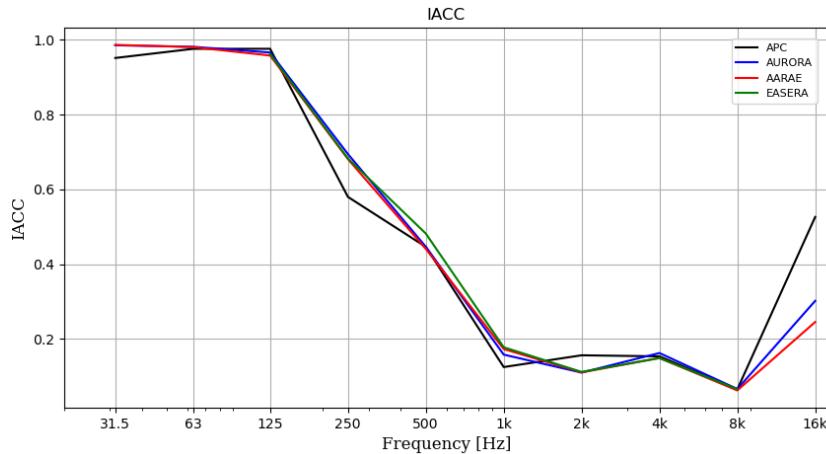


Figure 10. IACC comparison for a real impulse response from a dummy head.

Figure 10 remarks some local points where the difference is notable, these are 250 Hz, 2 kHz and 26 kHz. In the other cases, the values are really close to each other even between the different software.

4.2 Truncation method

The different truncation time methods are evaluated with a 1 second synthetic impulse response. In Appendix C the percentage deviation to Lundeby's method results is given.

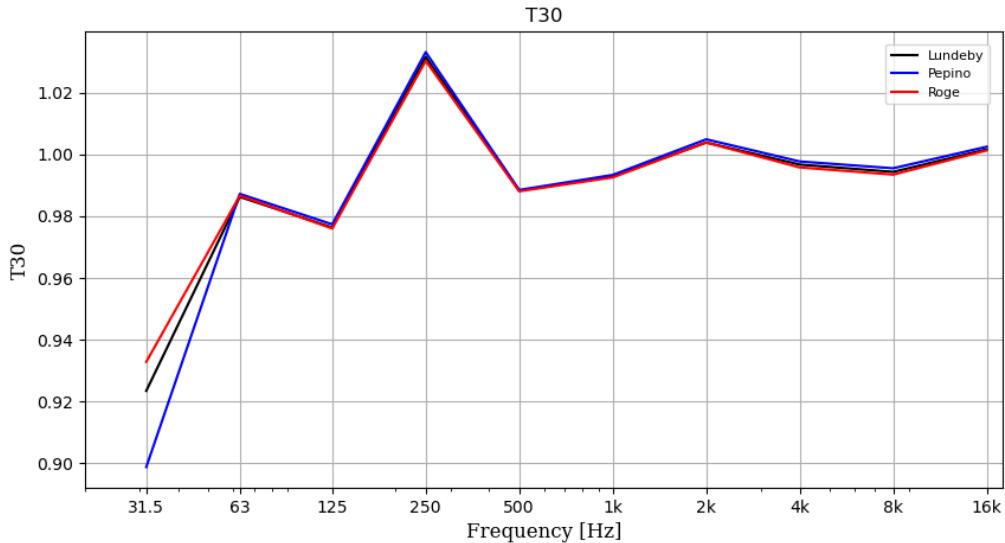


Figure 11. T30 comparison for different truncation methods.

The bigger difference for all cases is the T30 parameter in the 31.5 frequency band where the Roge's method is less than 10 msec to Lundeby's one and 30 msec to Pepino's.

4.3 Smooth method

As explained in section 2 three different methods for smooth the impulse response are employed. To test the Schröeder integration, Median filter and MMA filter a synthetic impulse response of 1 second is used with the Roge's truncation method.

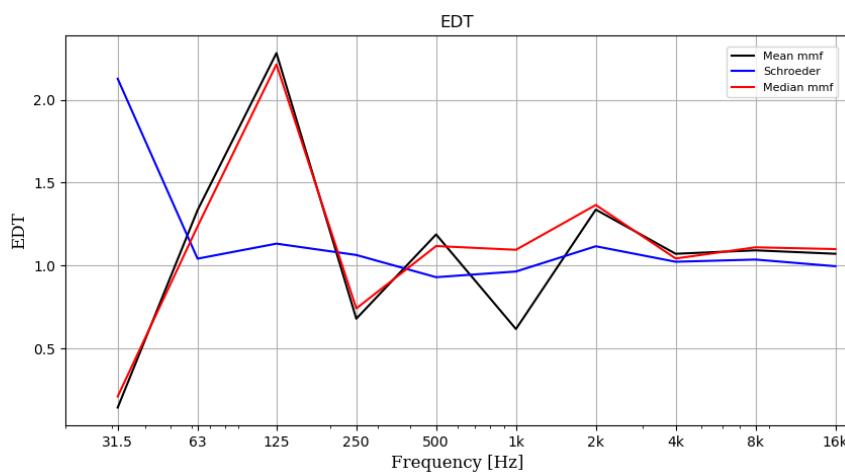


Figure 12. EDT comparison for different smooth methods.

EDT shows the bigger difference in 31.5 Hz band when the difference reaches almost 2 seconds of difference between methods. Then the Schröeder integration is more stable around 1 second and median and MMA filters are more unstable.

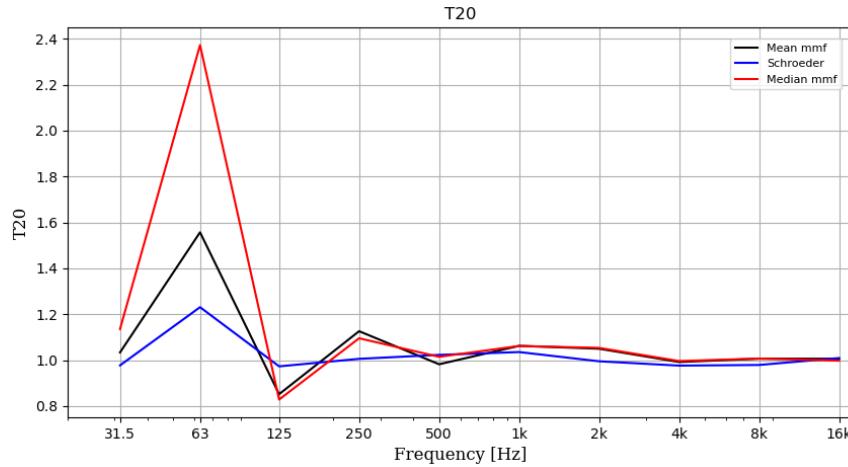


Figure 13. T20 comparison for different smooth methods.

Figure 13 reveals the same tendency: Schröder most stable than others. The biggest difference is founded at 63 Hz when the median filter has a maximum of 2.37 s, MMA filter 1.56 s and Schröeder 1.23 s.

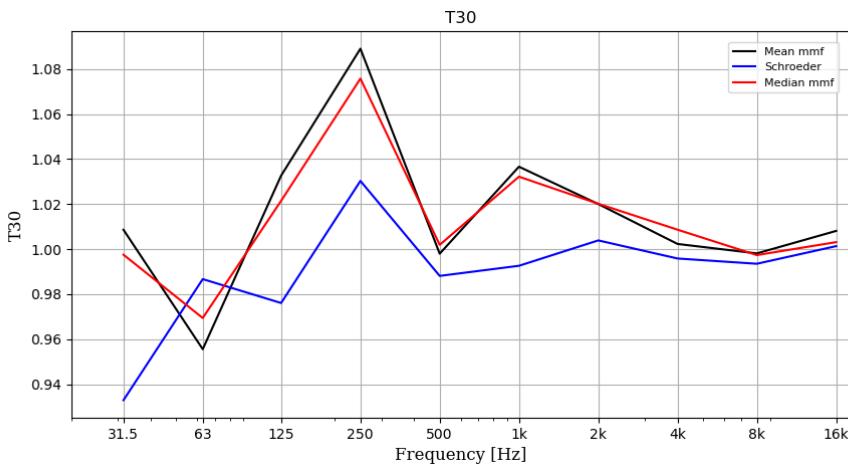


Figure 14. T30 comparison for different smooth methods.

T30 is the parameter with less deviation between the methods (note the scale of x axis in comparison with EDT-T20). Again, a more stable Schröder method. Median filter and MMA filter with a more unstable tendency and greater values.

5. Conclusions

Section 3.1 clearly shows good and consistent results from APC reverberation parameters (EDT-T20-T30) in comparison to other software. The energy parameters reveal that is not a

unique way to approach the problem and it is for that the great deviation that presents C50 and C80 specially at low frequencies.

In our particular case all the tables and figures show that for 250 Hz band is when the results are more distant from the EASERA, AARAE and Aurora results. This is an indication to debug the code and find the cause of this problem in order to present more consistent results.

Section 3.2 reveals that Roge's method proposed in this report is a good alternative to find the truncation time of the RIR's. The difference between Lundeby's and Pepino's method is close to 0%. It is important to remark that the proposed method is not an iterative algorithm so the speed of calculation is way greater.

The smooth method section clearly shows that the Schröeder inverse filtering method is the best solution in terms of stability results and calculation velocity. Median filter and MMA filter need more computer processing and takes a bit more time to do.

The last section reveals that the transient time is not really a constant value for all frequencies and that the method proposed gives reasonable values. In addition, the EDTt would be a good way to estimate the reverberation time of the direct sound.

A set of future implementations are proposed. The possibility to record audio with the corresponding Log-Sine sweep and inverse filter, do a calibration with an input value or a calibration file, and the integration with a 3D RIR's project to build a versatile and strong software for the RIR's analysis.

6. Bibliography

- [1] UNE-EN 61620. Electroacústica. Filtros de bandas de octava y de bandas de una fracción de octava. Comisión Electrotécnica Internacional, (1997).
- [2] The Scipy Community. Scipy.signal.filtfilt documentation. (2021). Available at: <https://docs.scipy.org/doc/scipy/reference/generated/scipy.signal.filtfilt.html#scipy.signal.filtfilt>
- [3] B. Rasmussen, J. H. Rindel, H. Henriksen. Design and measurement of short reverberation times at low frequencies in talks studios. Journal of the Audio Engineering Society, 39(1/2), 47-57. (1991).
- [4] A. Lundeby, T. E. Viagran, H. Bietz, M. Vorländer. Uncertancies of measurements in room acoustics. Acustica, vol. 81 (1995) 344-355.
- [5] L. Pepino, G. R. Barchi. Estimación de parámetros acústicos a partir de respuestas al impulso con ruido. IV Jornadas JAAS, Buenos Aires (2018).
- [6] BS-EN ISO 3382-1:2009. Acoustics. Measurement of room acoustic parameters – part 1: performance spaces. International Organization of Standardization, Genova (2009).
- [7] A. Bidondo, J. Vazquez, S. Vazquez, M. Arouxet, G. Heinze. A new and simple method to define the time limit between the early and late sound fields. Audio Engineering Society. Paper 9631. (2016)
- [8] M. R. Schröder, "New Method of Measuring Reverberation Time" J. Acoust. Soc. Am., vol. 37, pp. 409–412 (1965).
- [9] A. Venturi, A. Farina, L. Tronchin. On the effects of pre-processing of impulse responses in the evaluation of acoustic parameters on room acoustics. Acoustical Society of America. Proceedings of Meetings on Acoustics, vol. 19, 015006 (2013).
- [10] B.I. Justusson. Median filtering: statistical properties. in: two-dimensional digital signal processing ii. topics in applied physics, vol 43. Springer, Berlin (1981).
- [11] S. Smith. The scientist and engineer's guide to digital signal processing. Second Edition. California Technical Publishing. California (1999).
- [12] M. Long. Architectural acoustics. El sevier. (2005)
- [13] AMFG. EASERA [Computer software], Germany. (2011)
- [14] A. Farina. Aurora [Computer software], Italy. (2007)
- [15] D. Cabrera. AARAE [Computer software], Australia. (2014)
- [16] L. Rodiño, A. Bidondo, N. Cacavelos. Acoustic characterization of the Usina del arte symphony hall. International Congress of Acoustics. Paper ICA2016-166. (2016)
- [17] A. Bidondo, L. Pepino. Room acoustic textura: a methodology for its quantification. Proceedings of the 23rd international congress on acoustics. Germany. (2019)

7. Appendix A. GUI

The software code and the synthetic IRs are available in:
<https://github.com/FranciscoRogeVallone/APC>.

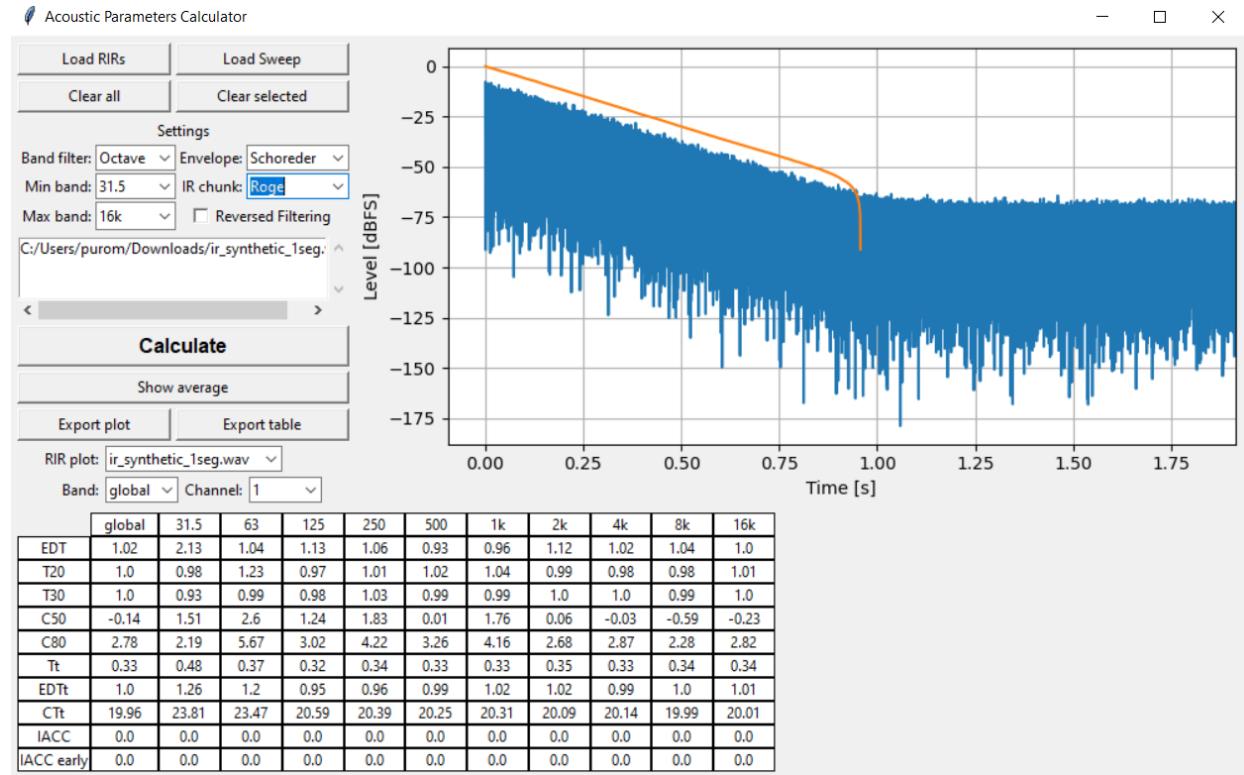


Figure 15. Guide User Interface of APC software.

8. Appendix B. Parameters comparison.

Table 2. APC results.

0.5 s.	31.5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	16000	Global
EDT	0.875	0.385	0.499	0.658	0.504	0.492	0.519	0.481	0.531	0.490	0.506
T20	0.663	0.476	0.512	0.442	0.522	0.509	0.506	0.506	0.493	0.510	0.502
T30	0.552	0.431	0.537	0.491	0.489	0.509	0.505	0.499	0.494	0.503	0.499
C50	4.331	8.115	5.978	5.203	6.587	3.954	4.055	4.761	3.826	5.024	4.554
C80	6.659	14.954	11.897	6.857	9.463	10.052	8.995	8.976	8.470	9.310	8.978
1 s.	31.5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	16000	Global
EDT	2.127	1.042	1.133	1.064	0.930	0.965	1.117	1.023	1.037	0.997	1.018
T20	0.977	1.231	0.973	1.005	1.023	1.035	0.995	0.976	0.979	1.009	0.996
T30	0.933	0.987	0.976	1.030	0.988	0.993	1.004	0.996	0.994	1.001	0.998
C50	1.510	2.602	1.240	1.828	0.014	1.755	0.057	-0.035	-0.594	-0.228	-0.144
C80	2.192	5.674	3.018	4.224	3.263	4.161	2.678	2.868	2.277	2.821	2.779
2 s.	31.5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	16000	Global
EDT	1.638	2.468	2.056	2.088	2.021	2.019	1.945	1.984	1.995	1.976	1.976
T20	2.280	2.085	1.977	2.061	2.156	2.111	1.991	2.008	2.030	2.007	2.019
T30	2.463	2.184	1.826	2.003	2.080	2.044	2.004	1.993	2.024	2.013	2.014
C50	-2.163	-2.039	-3.132	-2.798	-4.112	-2.932	-3.918	-3.756	-4.042	-3.398	-3.804
C80	-1.130	-0.382	0.123	-0.885	-1.438	-0.305	-1.182	-1.418	-1.449	-0.878	-1.286

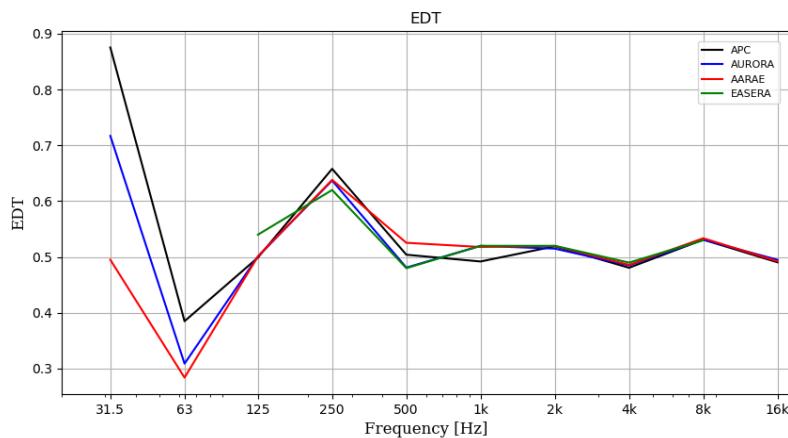


Figure 16. EDT comparison for 0.5 s synthetic impulse response.

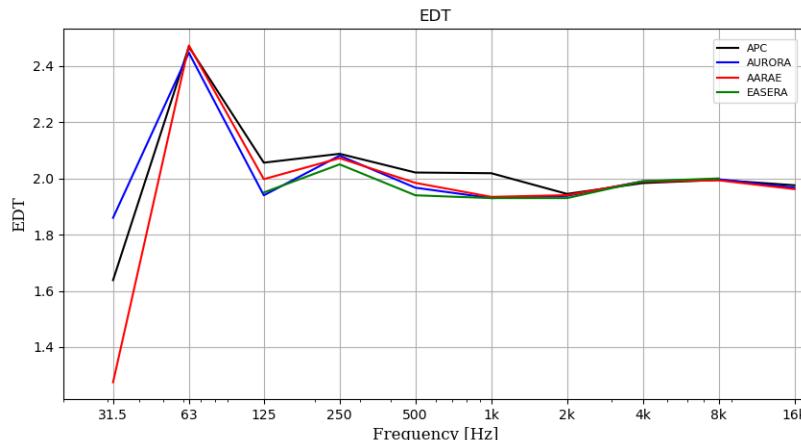


Figure 17. EDT comparison for 2 s synthetic impulse response.

Acoustical Instruments & Measurements. April 3, 2019

Table 3. Percentage deviation to APC EDT results.

EDT 0.5s	31.5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	16000	Global
AURORA	-22.08%	-24.59%	0.41%	-3.28%	-4.80%	5.39%	-0.81%	0.88%	-0.01%	0.91%	0.75%
AARAE	-76.81%	-35.59%	0.41%	-3.09%	4.07%	5.01%	0.10%	1.06%	0.48%	0.37%	2.66%
EASERA	-	-	7.60%	-6.12%	-5.02%	5.39%	0.16%	1.89%	-0.20%	-	4.74%
EDT 1s	31.5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	16000	Global
AURORA	-15.23%	-13.39%	-3.15%	-2.13%	3.19%	-0.27%	-1.34%	0.06%	0.52%	0.55%	-1.44%
AARAE	-41.73%	8.88%	2.57%	6.14%	2.92%	-0.33%	-1.47%	0.29%	0.81%	0.69%	3.67%
EASERA	-	-	-6.85%	-0.40%	5.07%	1.57%	-2.46%	-0.34%	1.28%	-	0.15%
EDT 2s	31.5	63	125	250	500	1k	2k	4k	8k	16k	Global
AURORA	11.92%	-0.87%	-5.98%	-0.32%	-2.75%	-4.59%	-0.36%	0.32%	0.11%	-0.44%	0.75%
AARAE	-28.50%	0.19%	-2.94%	-0.75%	-1.86%	-4.35%	-0.23%	0.25%	-0.08%	-0.70%	2.66%
EASERA	-	-	-5.44%	-1.83%	-4.18%	-4.59%	-0.77%	0.32%	0.26%	-	4.74%

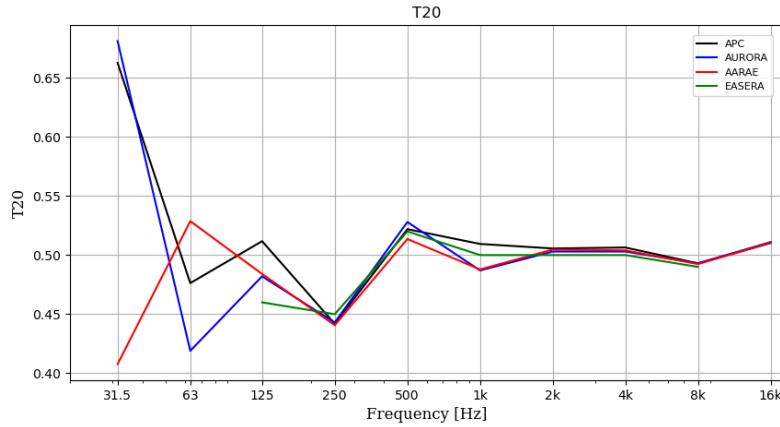


Figure 18. T20 comparison for 0.5 sec. synthetic impulse response.

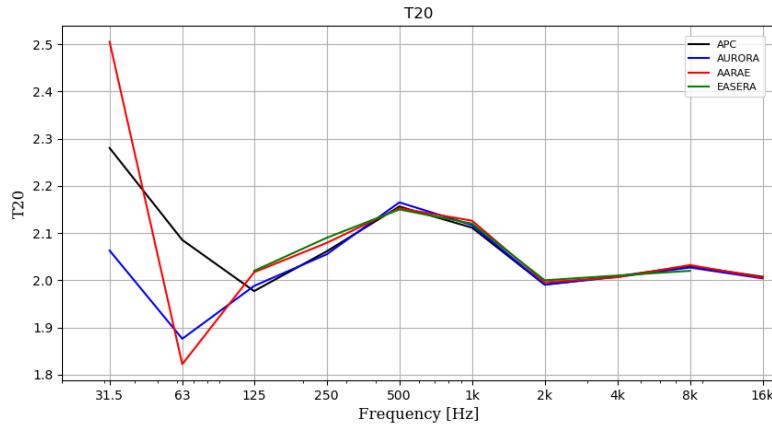


Figure 19. T20 comparison for 2 sec. synthetic impulse response.

Table 4. Percentage deviation to APC T20 values.

T20 - 0.5 s	31.5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	16000	Global	
AURORA	2.70%	-13.68%	-6.17%	0.26%	1.15%	-4.60%	-0.52%	-0.68%	0.00%	0.16%	-0.47%	
AARAE	-67.01%	20.75%	0.42%	-0.53%	-2.81%	0.18%	0.32%	0.19%	-0.12%	-0.11%	-2.22%	
EASERA	-	-	-	11.25%	1.81%	-0.37%	-1.89%	-1.12%	-1.28%	-0.61%	-	-0.47%
T20 - 0.5 s	31.5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	16000	Global	
AURORA	17.62%	-2.30%	0.34%	-1.05%	-0.07%	-0.30%	0.32%	0.00%	0.02%	-0.09%	0.63%	

Acoustical Instruments & Measurements. April 3, 2019

AARAE	-49.94%	-23.14%	0.01%	1.55%	-0.13%	0.07%	-0.34%	0.06%	-0.11%	0.00%	-0.01%
EASERA	-	-	0.74%	-2.60%	1.66%	-1.48%	0.52%	0.41%	0.12%	-	1.41%
T20 - 0.5 s	31.5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	16000	Global
AURORA	-10.53%	-11.16%	0.55%	-0.31%	0.40%	0.26%	0.02%	-0.07%	-0.17%	-0.17%	-0.47%
AARAE	17.65%	-2.96%	1.43%	1.16%	-0.57%	0.43%	0.23%	-0.02%	0.26%	0.07%	-2.22%
EASERA	-	-	2.13%	1.37%	-0.29%	0.40%	0.47%	0.08%	-0.51%	-	-0.47%

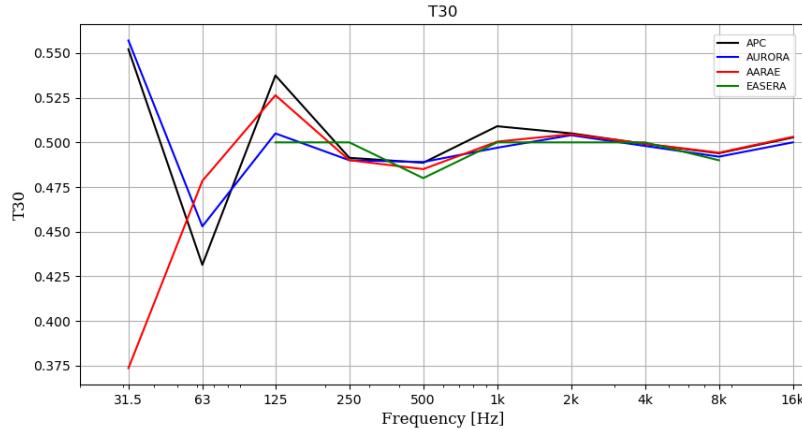


Figure 20. T30 comparison for 0.5 sec. synthetic impulse response.

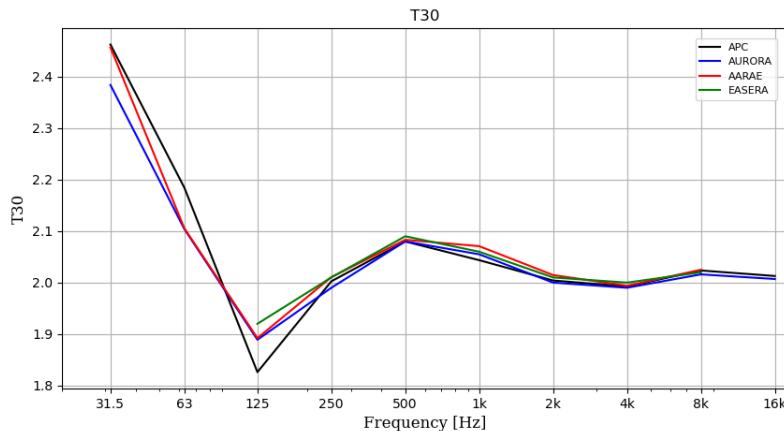


Figure 21. T30 comparison for 2 sec. synthetic impulse response.

Table 5. Percentage deviation for APC T30 values.

T30 - 0.5s	31.5	63	125	250	500	1k	2k	4k	8k	16k	Global
AURORA	0.88%	4.76%	-6.43%	-0.28%	0.08%	-2.42%	-0.21%	-0.23%	-0.39%	-0.55%	0.22%
AARAE	-47.75%	9.82%	-2.10%	-0.28%	-0.74%	-1.72%	-0.10%	0.02%	0.06%	0.07%	0.40%
EASERA	-	-	-7.49%	1.72%	-1.79%	-1.81%	-1.01%	0.17%	-0.80%	-	0.22%
T30 - 1s	31.5	63	125	250	500	1k	2k	4k	8k	16k	Global
AURORA	8.63%	-1.41%	0.71%	-1.21%	-0.11%	0.04%	0.01%	-0.39%	-0.25%	-0.13%	0.25%
AARAE	-7.50%	0.08%	0.36%	-0.39%	0.27%	0.15%	0.15%	-0.03%	-0.01%	0.08%	0.11%
EASERA	-	-	1.41%	-4.07%	0.19%	-0.26%	-0.39%	-0.59%	-0.35%	-	-0.76%
T30 - 2s	31.5	63	125	250	500	1k	2k	4k	8k	16000	Global
AURORA	-3.29%	-3.82%	3.33%	-0.63%	0.00%	0.55%	-0.20%	-0.13%	-0.37%	-0.29%	0.22%
AARAE	-0.23%	-3.75%	3.49%	0.41%	0.16%	1.31%	0.53%	0.07%	0.07%	-	0.40%
EASERA	-	-	4.89%	0.37%	0.48%	0.80%	0.29%	0.37%	-0.18%	-	0.22%

Acoustical Instruments & Measurements. April 3, 2019

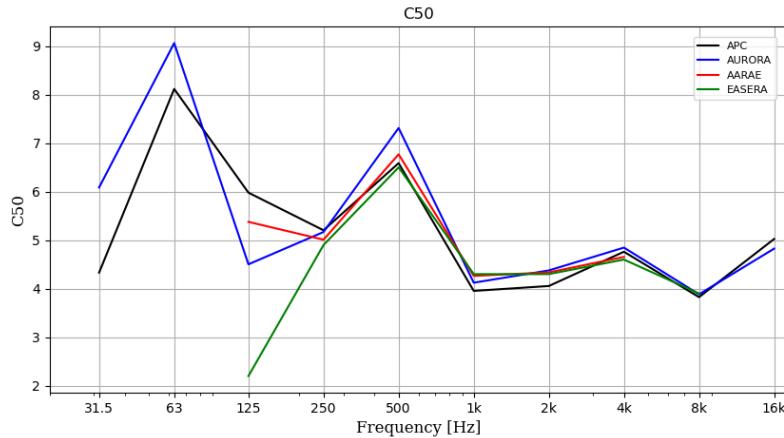


Figure 22. C50 comparison for 0.5 sec. synthetic impulse response.

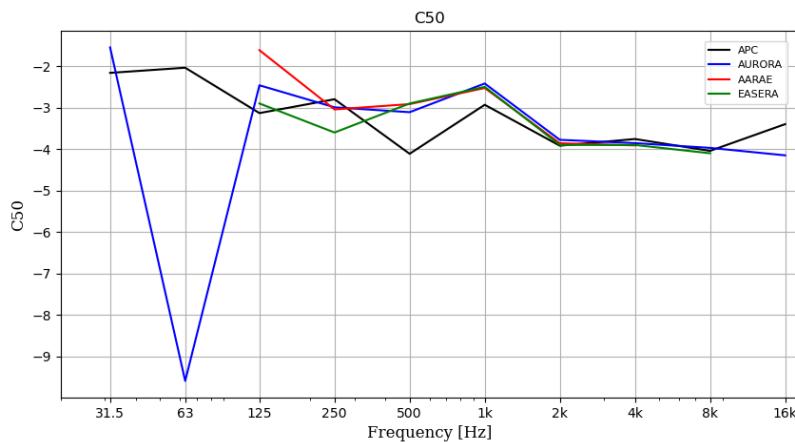


Figure 23. C50 comparison for 2 sec. synthetic impulse response.

Table 6. Percentage deviation from APC C50 values.

C50 - 0.5s	31.5	63	125	250	500	1k	2k	4k	8k	16k	Global
AUROR A	28.83%	10.43%	-32.79%	-0.68%	9.90%	4.10%	7.34%	1.76%	1.50%	-4.12%	-2.56%
AARAE	-	-	-11.19%	-3.87%	2.68%	7.26%	6.47%	-2.28%	-	-	-
EASERA	-	-	-171.74%	-6.19%	-1.33%	8.05%	5.70%	-3.50%	1.91%	-	5.13%
C50 - 1s	31.5	63	125	250	500	1k	2k	4k	8k	16k	Global
AUROR A	47.29%	28.38%	-916.40%	321.60%	101.94%	6.58%	89.81%	84.33%	-42.12%	97.93%	14.73%
AARAE	-	-	-121.58%	204.60%	101.54%	4.52%	90.04%	85.18%	-	-	-
EASERA	-	-	720.01%	196.22%	101.42%	2.48%	90.42%	88.41%	-48.51%	-	27.95%
C50 - 2s	31.5	63	125	250	500	1k	2k	4k	8k	16k	Global
AUROR A	-39.52%	78.73%	-27.22%	6.52%	-32.23%	-21.20%	-3.75%	2.58%	-1.82%	18.12%	-2.56%
AARAE	-	-	-93.78%	8.07%	-41.08%	-16.00%	-1.52%	3.93%	-	-	-
EASERA	-	-	-8.00%	22.28%	-41.81%	-17.27%	-0.45%	3.68%	1.41%	-	5.13%

Acoustical Instruments & Measurements. April 3, 2019

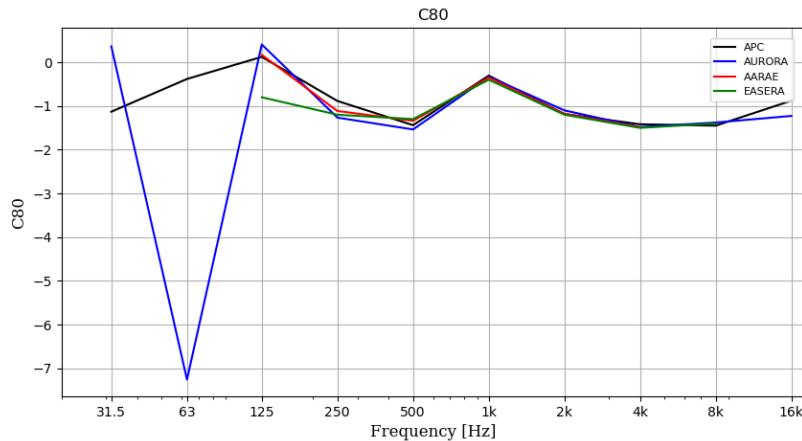


Figure 24. C80 comparison for 0.5 sec. synthetic impulse response.

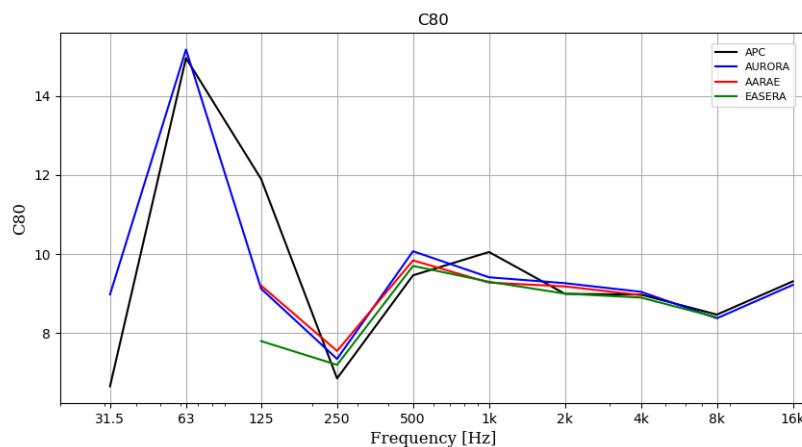


Figure 25. C80 comparison for 2 sec. synthetic impulse response.

C80 - 0.5s	31.5	63	125	250	500	1k	2k	4k	8k	16k	Global
AURORA	25.83%	1.41%	-30.37%	6.70%	6.04%	-6.79%	2.90%	0.78%	-1.11%	-0.97%	-1.11%
AARAE	-	-	-29.25%	9.20%	3.83%	-8.33%	2.04%	-0.15%	-	-	-
EASERA	-	-	-52.52%	4.76%	2.45%	-8.08%	0.06%	-0.85%	-0.83%	-	1.34%
C80 - 1s	31.5	63	125	250	500	1k	2k	4k	8k	16k	Global
AURORA	47.23%	8.33%	22.33%	20.65%	19.34%	3.14%	16.22%	2.20%	5.37%	-0.08%	5.05%
AARAE	-	-	45.75%	41.55%	21.19%	-3.13%	15.01%	3.20%	-	-	-
EASERA	-	-	22.63%	50.85%	48.31%	-4.03%	13.60%	4.41%	5.13%	-	4.17%
C80 - 2s	31.5	63	125	250	500	1k	2k	4k	8k	16k	Global
AURORA	411.33%	94.73%	69.67%	30.08%	6.35%	8.03%	-7.48%	4.33%	-5.18%	28.40%	-1.11%
AARAE	-	-	27.14%	20.58%	-7.48%	13.28%	-0.44%	4.54%	-	-	-
EASERA	-	-	115.43%	26.24%	10.65%	23.66%	1.48%	5.48%	-3.53%	-	1.34%

9. Appendix C. Truncation methods.

EDT	31.5	63	125	250	500	1k	2k	4k	8k	16k
Lundeby	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%
Pepino	-0.01%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%
Roge	0.01%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%
T20	31.5	63	125	250	500	1k	2k	4k	8k	16k
Lundeby	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%
Pepino	-0.15%	0.01%	0.02%	0.02%	0.01%	0.01%	0.02%	0.02%	0.02%	0.02%
Roge	0.23%	0.00%	-0.03%	-0.04%	-0.01%	-0.01%	-0.02%	-0.04%	-0.04%	-0.02%
T30	31.5	63	125	250	500	1k	2k	4k	8k	16k
Lundeby	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%	0.00%
Pepino	-2.74%	0.10%	0.11%	0.15%	0.02%	0.05%	0.10%	0.10%	0.12%	0.09%
Roge	1.01%	0.04%	-0.03%	-0.12%	-0.02%	-0.03%	0.00%	-0.09%	-0.09%	-0.03%

DISEÑO DE UN EMULADOR DE CAJA DE GUITARRA

Kaspierowicz Iván¹ , Petrini Aaron²

Electroacústica I, Ingeniería de sonido
Universidad Nacional de Tres de Febrero, Buenos Aires, Argentina.
¹ kaspierowicz@gmail.com ² aaron.petrini96@gmail.com,

26/11/2019

Resumen

Este artículo describe el trabajo realizado por estudiantes de la Universidad Nacional de Tres de Febrero para la materia Circuitos Electrónicos I. El diseño propuesto es la creación de un emulador de caja de guitarra con dos selecciones, Marshall y Mesa-Boogie y un filtro activo seleccionable de dos bandas. Mediante el diseño y conexionado en serie de distintos filtros se logró imitar la respuesta en frecuencia de dichas cajas de forma bastante satisfactoria.

Keywords: Circuitos Electrónicos I, UNTREF, Filtros, Cab-simulator

1. INTRODUCCIÓN

En este trabajo se busca diseñar un emulador de caja de guitarra activo, basado en dos respuestas en frecuencias de una caja Marshall y otra Mesa Boogie, ambas 4x12 con parlantes Celestion Vintage 30 y grabadas con un micrófono Shure SM57 entre el cono y el borde, se utiliza esta configuración debida a que es la más habitual en cuanto a sonido de guitarra se refiere.

El informe está dividido en tres partes: la primera el marco teórico en la cual se explica la teoría para entender el diseño y la forma en la que se aborda el diseño. La segunda consta del procedimiento experimental a la hora de llevar a cabo el proyecto, planteando metas y objetivos y conexión de los filtros, diseño del ecualizador activo y por último la forma de poder seleccionar otra caja. La tercera y última los resultados obtenidos y posibles mejoras.

2. MARCO TEÓRICO

En la presente sección se explican la teoría básica necesaria para el entendimiento del diseño propuesto.

2.1. Colector Común

Este tipo de configuración utilizada con transistores BJT como se puede apreciar en la figura 1, también conocida como seguidor o Buffer, posee las siguientes características: Ganancia de tensión

en fase aproximadamente igual a 1, resistencia de salida baja y una alta resistencia de entrada. [1]

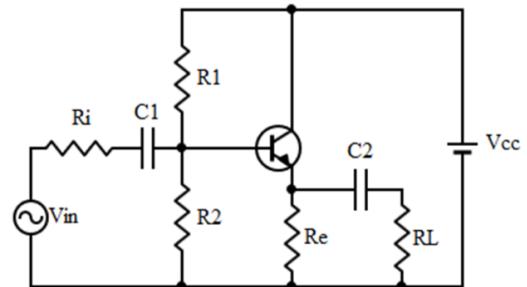


Figura 1: Configuración colector común.

2.2. Re sin puntear

Al igual que el caso anterior, este tipo de configuración es utilizada con transistores BJT y posee las siguientes características: Ganancia de tensión en contrafase menor a 10 veces, resistencia de salida media y una alta resistencia de entrada.

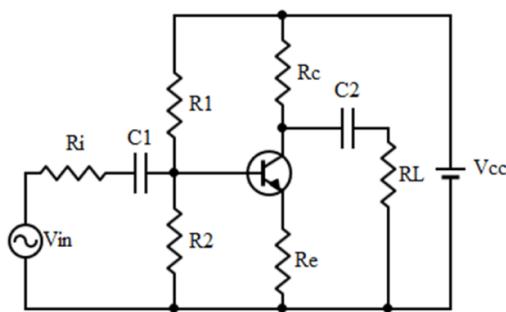


Figura 2: Configuración Re sin puentear.

Es importante destacar que la ganancia en este tipo de configuración esta dada por $G_v = \frac{R_c}{R_e}$

2.3. Sallen Kay HPF

Se decide utilizar este tipo de filtro pasa altos por dos razones fundamentales, la primera es que es sencillo y con pocos elementos, la segunda y mas interesante es que nos permite una caída de 12 dB/oct la cual es de interés como se explicará más adelante. La siguiente figura 2, muestra un filtro Sallen Kay realizado con amplificador operacional.

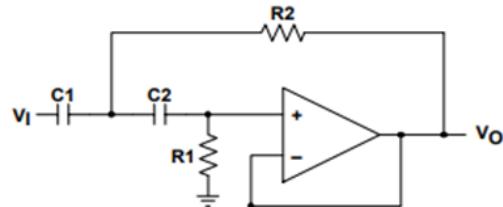


Figura 3: Filtro Sallen Kay con OPAMP.

Como se puede observar consta de un operacional utilizado en configuración seguidor, dado que el eje central de la materia es el aprendizaje y uso de transistores, se pasa de este esquema a uno con transistores, colocando un transistor en configuración colector común, como se puede apreciar en la siguiente figura 3.

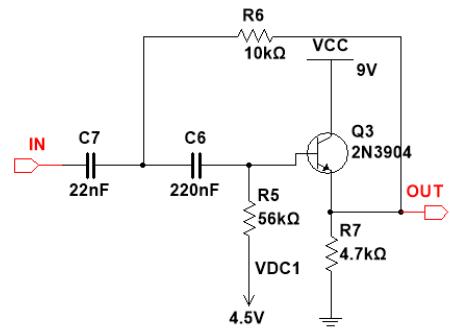


Figura 4: Filtro Sallen Kay con transistor.

2.4. Sallen Kay LPF

Al igual que el caso anterior, se utiliza esta configuración por las mismas ventajas que presenta la configuración. Como se aprecia en la siguiente figura 5 es muy parecido a un filtro Sallen Kay HPF pero se invierten los componentes de capacitores por resistencias.

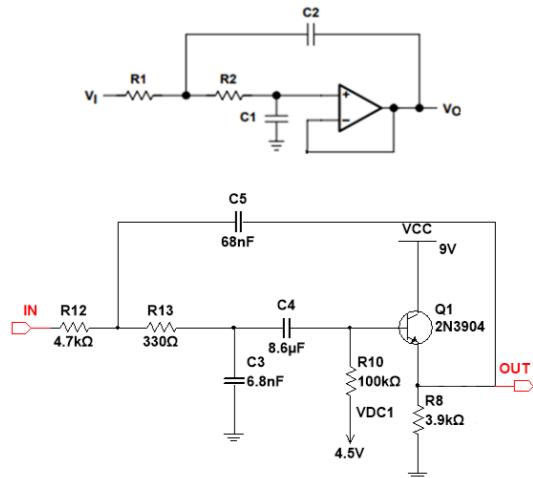


Figura 5: Filtro Sallen Kay con OPAMP y transistor.

Cabe destacar, que este tipo de filtro tiene la especialidad de simular el comportamiento de un inductor, es por eso que es muy utilizado en este tipo de diseños, ya que al cargarlo con una resistencia se pueden generar filtros del tipo RLC aunque limitados ya que no se puede conseguir mucha selectividad.

2.5. Notch

Conocidos también como filtros eliminabanda, la configuración de este tipo de filtros consta de un Sallen Kay HPF cargando a una resistencia R, esto se puede apreciar en la siguiente figura 6.

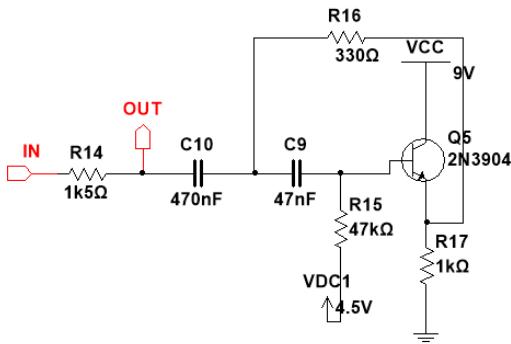


Figura 6: Filtro Notch.

2.6. Resonantes

La idea planteada para estos filtros, es que tenga una ganancia y Q para una cierta frecuencia de resonancia, y luego para el resto del espectro una ganancia de 0 dB.

La configuración utilizada consta de un filtro Re sin puentear con una ganancia de 1, a la que le colgamos en paralelo un filtro resonante RLC a modo de disminuir la resistencia de emisor y así aumentar su ganancia de tensión pero sólo para una determinada frecuencia. En la siguiente figura 7 se puede observar un filtro resonante con dos resonancias.

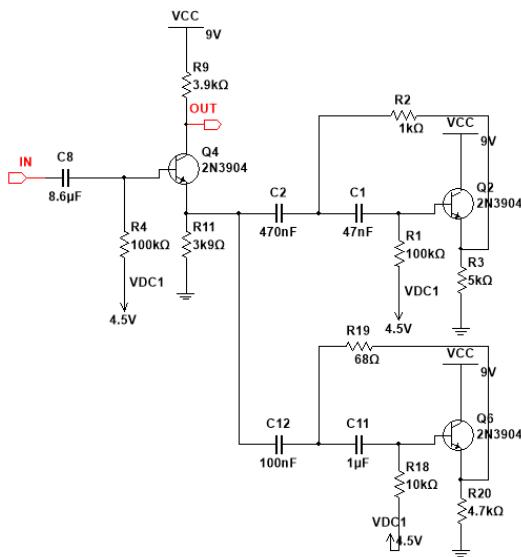


Figura 7: Filtro con dos resonancias.

3. PROCEDIMIENTO

3.1. Respuesta en frecuencia de una caja de guitarra

Para emprender este proyecto el primer paso fue obtener de alguna forma las respuestas en frecuencia de las cajas mencionadas ya que el objetivo

es imitarlas mediante filtros. Para esto, se optó por recurrir a respuestas al impulso de ambas cajas realizadas por la compañía Ownhammer, quienes realizan esto de manera profesional y en las mejores condiciones posibles.

Luego de realizar un análisis auditivo de las diversas opciones que se tenía, se eligieron dos respuestas al impulso (una de cada caja) por preferencia subjetiva de su sonido a través de una señal de guitarra de linea y un software mediante el cual se cargaban dichas respuestas.

Una vez seleccionadas, se procedió a analizarlas en el software REW, para si obtener el gráfico de la respuesta en frecuencia del archivo, el cual sería la referencia para comenzar a diseñar los filtros.

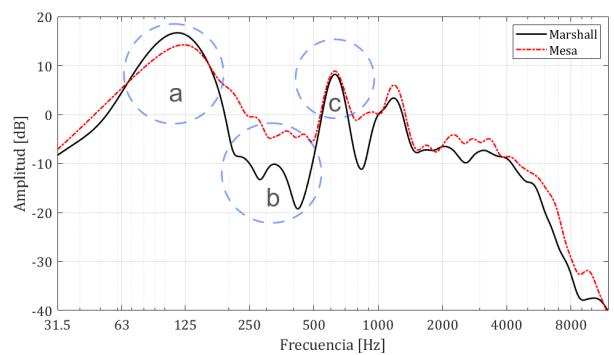


Figura 8: Respuestas en frecuencias de dos cajas medidas.

En la figura 8 se pudo visualizar las respuestas en frecuencias de las dos respuestas al impulso seleccionadas para ser los dos filtros fijos del emulador. Se aprecia que si bien ambas son similares poseen sus principales diferencias en la región de bajas frecuencias.

Para comenzar a realizar los filtros se tomó la respuesta en frecuencia de la caja Marshall como primera referencia y se dividió la respuesta en frecuencia de referencia en partes, para así pensarlo como diferentes filtros que, conectados en cascada, formarían la curva deseada.

En primera instancia se decidió realizar los dos filtros característicos de la respuesta frecuencial de cualquier parlante, un filtro pasa altas y uno pasa bajos en ambos extremos para luego dar paso a las tres resonancias fundamentales marcadas en la figura como a,b y c.

3.2. Simulaciones

Antes del armado experimental del circuito, se procedió a realizar borradores y simularlos de manera digital a través del programa *Multisim* hasta llegar a los objetivos planteados anteriormente.

Para el diseño del circuito se utiliza una tensión de base igual a $V_B = \frac{V_{CC}}{2}$ para todos los transistores, de modo de utilizar el mismo divisor resistivo a partir de los 9v de la fuente.

Al tratarse de filtros, las tensiones de polarizaciones varían según la ganancia requerida para cada filtro, por ejemplo: en el caso de los filtros resonantes la resistencia de emisor en paralelo al Girador RLC determina la ganancia, y esto modifica la polarización del transistor, es por eso que se utilizó como criterio acercarnos lo más posible a la ganancia requerida pero sin que R_E sea demasiado grande ya que no es recomendable trabajar con corrientes tan bajas.

Por otro lado, dadas las condiciones de que en primer lugar, el cálculo de capacitores presenta un grado alto de dificultad, y la segunda y más importante que el emulador de caja empieza con un filtro pasa-altos con caída de 12 dB/oct en aproximadamente 100 Hz, entonces se utiliza como criterio de cálculo de capacitores de by-pass usar valores de aproximadamente 10 μF para todos, ya que es un valor suficientemente alto para asegurarnos que no modifique nuestra respuesta en frecuencia.

3.2.1. Filtro pasa altos

En la figura 4 se puede visualizar el circuito utilizado para realizar este filtro. Se optó por un Sallen Key HPF en el cual se reemplazo el tradicional amplificador operacional por un transistor. Se procura lograr una caída de 12 dB por octava y una frecuencia de corte de 90 Hz.

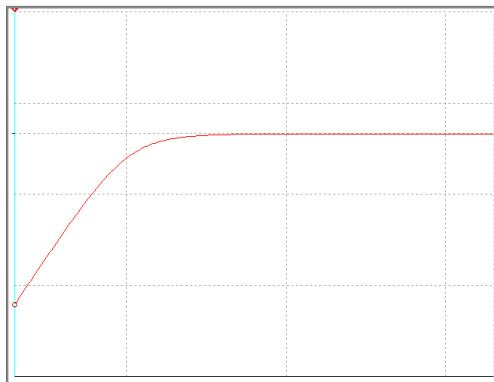


Figura 9: Simulación de la respuesta del filtro pasa altos

3.2.2. Filtro pasa bajos

Para este circuito se utilizó un Sallen Key LPF (Figura 5) en el cual también se reemplazo el amplificador operacional por un transistor. Los componentes se eligieron en función de lograr una caída de 12 dB por octava y ubicar la frecuencia de corte

en 6 kHz. A continuación, el gráfico de la respuesta en frecuencia realizado en el simulador de circuitos.

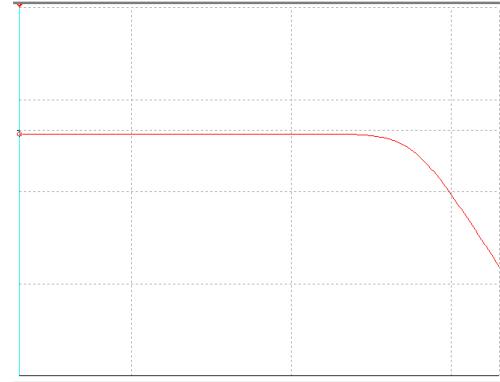


Figura 10: Simulación de la respuesta del filtro pasa bajos

3.2.3. Filtros Resonantes

Como se mostró anteriormente, se destacan dos filtros resonantes en la respuesta de la caja, uno de mayor ganancia con frecuencia central 111 Hz y Q de aproximadamente 2 y otro en 625 Hz con una ganancia menor y un Q mayor de aproximadamente 5.

En la figura 7 podemos ver el filtro correspondiente a la frecuencia central de 125 Hz colocado por encima del de 500 Hz cuya simulación se aprecia en la siguiente figura 11.

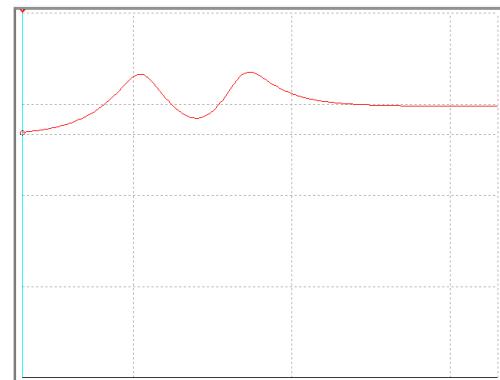


Figura 11: Simulación de la respuesta de los filtros resonantes

3.2.4. Filtro Notch

Como componente principal de la respuesta en frecuencia de la caja también se destaca una caída en la zona entre 250 Hz y 450 Hz, la cual se decidió simplificar en un filtro eliminabanda en la frecuencia de 330 Hz que corresponde a la figura 6, ya que de otra forma al presentar irregularidades en

su forma hubiera sido muy difícil de lograr con la metodología de trabajo elegida.

A continuación, se muestra el gráfico realizado con el simulador.

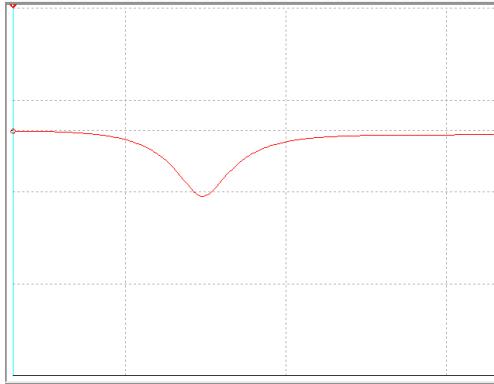


Figura 12: Simulación de la respuesta del Filtro Notch

3.3. Caja Mesa/Boogie

Al visualizar las diferencias entre ambas cajas se trato de buscar una solución que no extienda mucho el circuito final que se tenia. Debido a que ambas respuestas en frecuencia son muy parecidas se propuso como objetivo principal lograr ese refuerzo en frecuencias bajas que caracteriza a la respuesta de la caja Mesa/Boogie respecto a la Marshall, ya que dicho refuerzo le aportara el componente sonoro mas relevante a la hora de la utilización del emulador de caja.

Con dicha explicación en mente, se decidió hacer un simple cambio del valor de la resistencia R_{14} de la figura 6, mediante la conmutación de una llave, del valor de $1,5\text{ k}\Omega$ (Para la caja Marshall), por una de $680\ \Omega$. Provocando así un refuerzo en la en la zona de interés de aproximadamente 3 dB .

3.4. Ecualizador de dos bandas

Luego de lograr los dos filtros fijos, se opto por añadir un ecualizador posterior a dichos filtros que pueda modificar la parte del espectro mas significativa para que así el usuario no se vea limitado a solo la elección de las dos cajas.

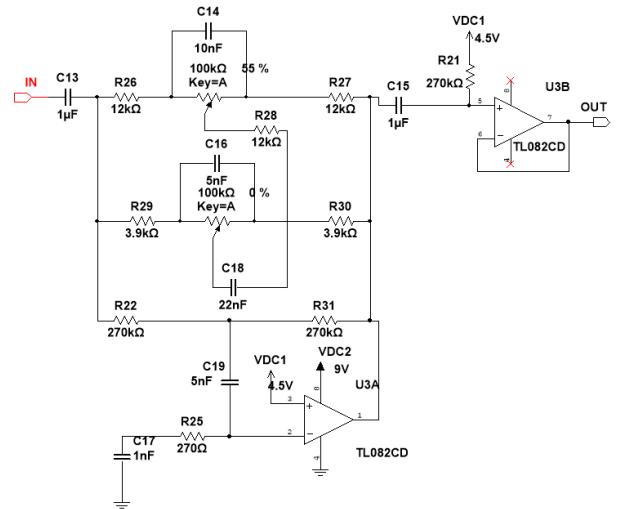


Figura 13: Circuito del ecualizador

En el circuito podemos visualizar los dos potenciómetros correspondientes a Bass y Mid, no se añadió un potenciómetro Treble, ya que se consideró que modificar esta parte del espectro frecuencial modificaría una parte esencial para que el emulador de caja de guitarra se comportase como tal. Como se menciona antes, en esta zona frecuencial los parlantes utilizados para cajas de guitarra presentan una caída de aproximadamente 12 dB por octava. Reforzar esta zona de altas frecuencias provocaría un sonido indeseable y atenuarla aun mas provocaría un corte demasiado brusco, por lo cual se decidió no incluir este potenciómetro en el circuito.

El ecualizador se coloco en serie de los filtros anteriormente nombrados con la intervención de una llave para poder activarlo o no de ser deseado.

3.5. Montado experimental

Una vez realizadas las simulaciones se procede a armar el circuito experimentalmente, en la siguiente figura 14 se puede ver un ejemplo del circuito en sus fases finales.

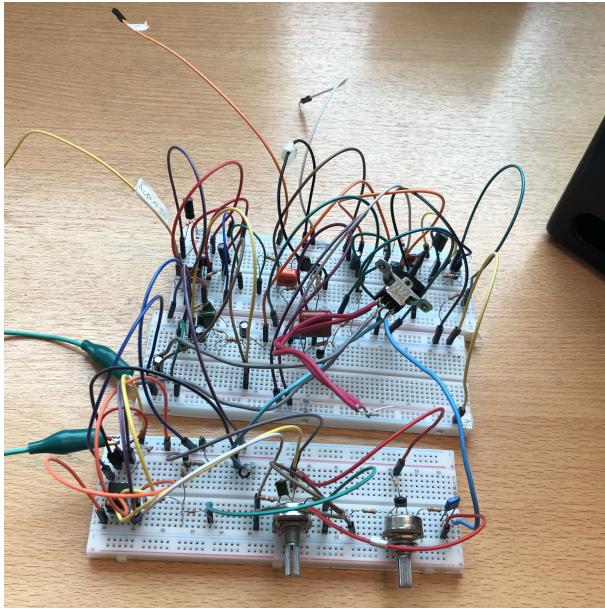


Figura 14: Circuito montado en protoboard para pruebas y mediciones

Dado que se realizo el emulador de a pasos y en distintas etapas, el procedimiento general que se llevo a cabo para este fue:

- Diseñar el filtro correspondiente en la computadora y simularlo
- Realizar filtro en protoboard, medir su respuesta en frecuencia con Smaart y corroborar concordancia con la simulación.
- Modificar circuito para lograr objetivo deseado.
- Conectar siguiente filtro y repetir el proceso

Se midió cada filtro por separado y luego en cascada, los resultados de las mediciones se podrán hallar en la parte de resultados y en el anexo se encuentra el esquemático del emulador.

Luego de terminar los filtros se procedió a la parte de escucha de los mismos con una señal de guitarra previamente grabada, y esto formó una parte esencial del proyecto ya que se considera el resultado audible como el mas importante.

4. RESULTADOS

En esta sección se muestran los resultados obtenidos del diseño propuesto a través de mediciones mediante el software Smaart con ruido rosa limitado en banda. En la siguiente figura visualiza la respuesta en frecuencia del emulador correspondiente a la caja Marshall.

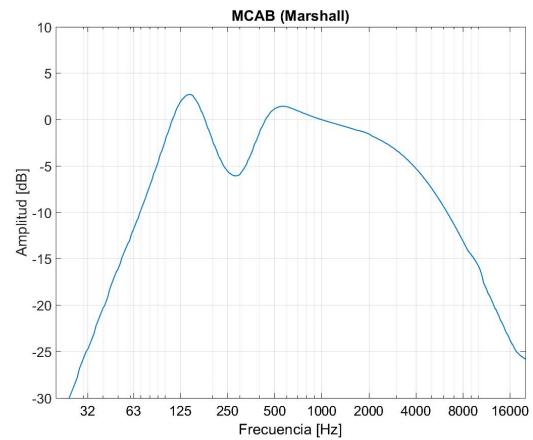


Figura 15: Curva del MCAB caja Marshall.

En la proxima figura se observa la respuesta en frecuencia del emulador correspondiente a la caja Mesa/Boogie.

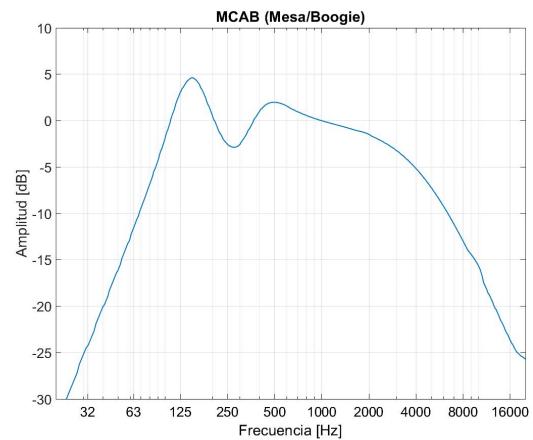


Figura 16: Curva del MCAB caja Mesa Boogie.

A modo de comparación se solaparon las respuestas de las cajas en un mismo gráfico. De esta forma se puede visualizar el refuerzo logrado en bajas frecuencias que distinguía una caja de la otra.

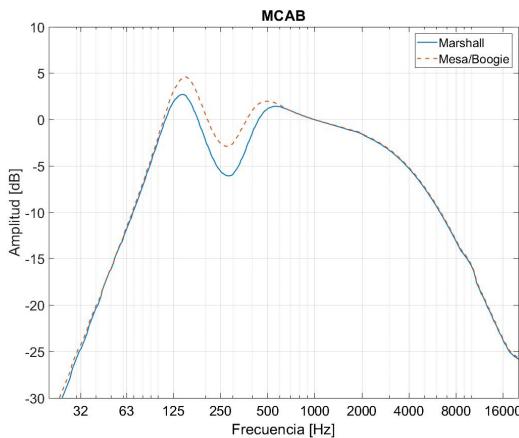


Figura 17: Comparación entre ambos filtros fijos del emulador MCAB.

A continuación se muestra el gráfico del filtro correspondiente a la caja Marshall modificada con el ecualizador. Se puede corroborar aquí que el ecualizador interrumpe en la parte del espectro deseado como se había explicado anteriormente.

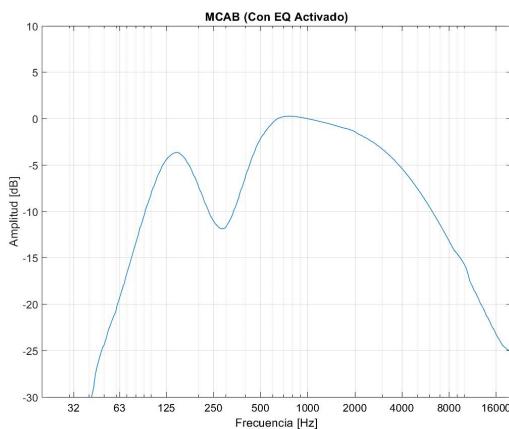


Figura 18: MCAB con ecualizador modificando la respuesta

5. CONCLUSIONES

Se pudo realizar el emulador de manera óptima, obteniendo los resultados esperados, tanto en las mediciones como sonoramente y a su vez incorporar de manera teórica los conceptos abordados.

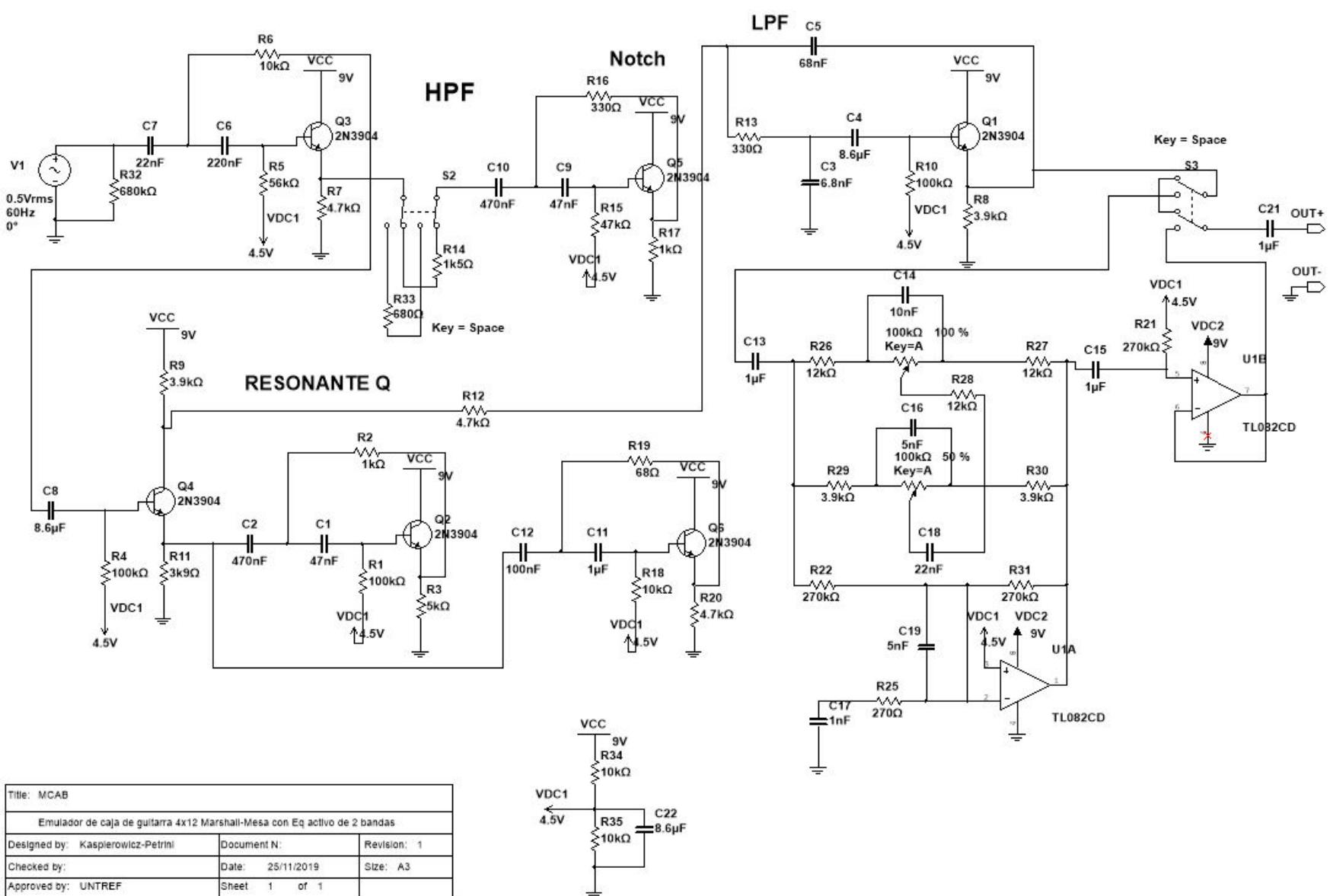
En cuanto a posibles correcciones futuras, se mencionan algunas a continuación:

- **Mejorar la curva en la zona correspondiente al Notch.** Esta parte fue bastante simplificada al momento de diseñarla ya que presentaba irregularidades en la respuesta en frecuencia obtenida de la respuesta al impulso de las cajas, y si bien se obtuvieron resultados sonoros agradables se cree que con una utilización de dos filtros eliminabanda en cascada quizás se podría haber emulado esta parte del espectro con aún mas detalle.
- **Emulación de la caja Mesa/Boogie.** Al realizar el segundo filtro fijo se trató de hacerlo en función al primero (caja Marshall), con el cambio de algunos componentes. Si en vez de esto se hubiera realizado otro filtro completamente desde cero, o por lo menos la zona de los filtros resonantes y el notch, se hubiera podido obtener una curva no tan dependiente de la caja Marshall y mas similar a la de la caja Mesa/Boogie.
- **Incorporación de salida para auriculares.** Debido al tiempo disponible para realizar el trabajo, esta fue una de las opciones que se tuvo en mente pero fue descartada. Sería útil tener una salida a auriculares en caso de utilizarse el emulador sin disponer de un parlante potenciado de respuesta plana.
- **Incorporación de emulación de potencia.** Una de las propuestas a futuro es agregar también de modo seleccionable, una etapa que emule el color que produce a la señal de guitarra una etapa de potencia valvular.

Si bien estas mejoras aportarían al resultado final, se considera que se lograron los objetivos planteados en un principio y que el producto final puede ser utilizado sin ningún problema por cualquiera que requiera del mismo.

Referencias

- [1] Cotella Juan G. Chaik David. *Apunte de circuitos electrónicos I*. UNTREF, 2019.



TP1: DEGREE OF ANISOTROPY

Aaron Joel Petrini

*Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Caseros, Buenos Aires, Argentina.
email: aaron.petrini96@gmail.com*

Iván Kaspierowicz

*Universidad Nacional de Tres de Febrero, Ingeniería de Sonido, Caseros, Buenos Aires, Argentina
email: kaspierowicz@gmail.com*

1. Introduction

In the present work the development of a quantification method for the degree of anisotropy of a room is presented.

5 different scenarios for the same room were prepared, and 10 room impulse responses were measured, each for a different microphone position, for each one of the scenarios. From this data the results were obtained processed by a script developed in the software Phyton. Four different methods are compared to quantify the anisotropy of the room: determinates DTW and Bhattacharyya distance between the actual and the ideal energy decay function, evaluate the k threshold for the fluctuation decay curves and compare the transition times in every point. Results showed that chairs scenario has the most diffuse sound field and that the wood board case is the worst in the 4 methods. Furthermore, an analysis of the best method for quantifying the anisotropy is presented.

Keywords: Anisotropy, Texture, Phyton, EDF, FDC.

2. Theory & state of art

2.1 Sound diffuseness.

Traditional theory divides the temporal limit for direct and reflected sound with an interval set at 50-80 ms. Transition time can be interpreted as the time after which all the reflected pulses are heavily overlapping, and therefore the envelope becomes more important. [1]

As described by J.D. Polack, impulses responses are gaussian processes. If the early part with strong reflections is discarded the reverberation tail exhibits a gaussian distribution of amplitudes decaying exponentially. Later Abel suggests room impulse texture as a descriptor

for reverberation quality and propose the echo density profile (EDP). Those strong reflections which describe Polack is considered now as an outlier of the Gaussian distribution.

In this paper two alternatives to quantified the isotropy of a room are given. The first based on the study of A. Bidondo and L. Pepino. The second based on the Hanyu paper.

Transition time (1) is defined based on the cumulative energy over the reflections of the normalized decay cancelled impulse response. The decay cancelled impulse response (The outliers of the IR) is obtained by subtracting the median filter of the IR. Then, the transition time is when the cumulative energy reaches the 99%. [2]

$$T_t(t) = t_t : edf(t) = \frac{\text{cumsum}(RIR_{out}(t))}{\max(\text{cumsum}(RIR_{out}(t)))} = 0.99 \quad (1)$$

$$RIR_{out} = EDC(t) - RIR_{median}(t) \quad (2)$$

Where t_1 is the time for the first minimum after the maximum of the impulse response and t_t the time at which the energy is equal to 0.99.

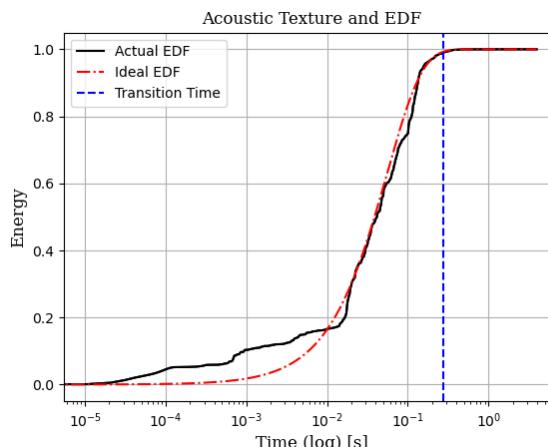


Figure 1. Transition time, Actual EDF and the ideal EDF.

The method implemented by Hanyu uses the Schroeder integration decay curve as detection of the outliers' reflections. Then after obtain the normalized energy decay cancelled impulse response $h^2(t)$ the total amount of energy is defined as:

$$R_{total} = \int_{t_1}^{t_2} h^2(t) dt \quad (3)$$

On the other hand, the energy that reaches a determinate threshold k is defined as $R(k)$. The ratio z is defined as the relation between $R(k)$ and the total energy which is also called the fluctuation decay curve.

$$z(k) = \frac{R(k)}{R_{total}} \quad (4)$$

Then an evaluation over a range of N threshold k is done to obtain the fluctuation decay curve. A steeper fluctuation decay curve means that the time fluctuation of the sound energy in the

impulse response is small. Therefore, diffuseness of sound field might be evaluated by the fluctuation decay curve.

The threshold k_t at which $z(k)$ becomes 0.01 is defined as the “degree of time series fluctuation” of reflected sound energy (in other words the “transition threshold”). [3]

Several methods are proposed to quantify the isotropy of the room. The first is calculate the mean of the transition time in the positions. Second is calculate the mean of the DTW distance or Bhattacharyya distance. [4,5] The last is evaluate the mean of the thresholds k.

Dynamic Time Warping (DTW) is a way to compare two -usually temporal- sequences that do not sync up perfectly. It is a method to calculate the optimal matching between two time series sequences. [4]

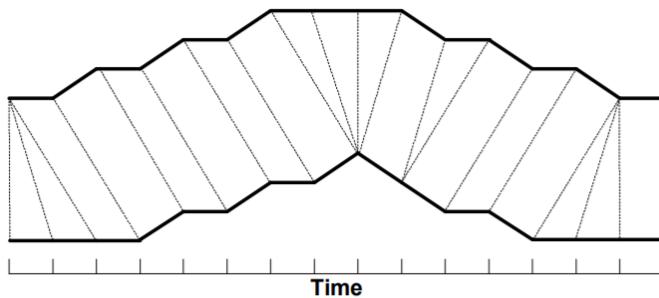


Figure 2. DTW example.

If both of the time series in Figure 2 were the same, all of the lines would be straight vertical lines because no warping would be necessary to ‘line up’ the two-time series. The warp path distance is a measure of the difference between the two-time series after they have been warped together. If two sequences are the same DTW is zero.

Dynamic time warping is often used in speech recognition to determine if two waveforms represent the same spoken phrase.

In other direction, The Bhattacharyya distance is a measure of divergence. This is very used to determinate a possible gaussian process. The Bhattacharyya distance is defined as:

$$B(1,2) = -\ln \rho(P_1, P_2), \quad 0 \leq B(1,2) \leq \infty \quad (5)$$

Where P_1 and P_2 are the Bhattacharyya coefficients. [6]

Other ways to characterize the isotropy of a room is evaluating directional properties of the sound fields and its angular symmetry from a wavenumber decomposition of a spatial-temporal measurements.

“The results demonstrate how isotropy tends to increase or decrease as a function of time, depending on the disposition of the diffusing and absorbing elements. Diffusers are found to

effectively redirect the energy in the room, although they do not succeed in generating a uniform incidence on the sample". [7]

2.2 Room impulse response

The impulse response is defined in the ISO 3382 [8] standards as the temporal evolution of the sound pressure observed at a point in a room as a result of the emission of a Dirac impulse at another point in the room, while it is impossible in practice to create and radiate true Dirac delta functions, short transient sounds can offer close enough approximations for practical measurement. The characteristics of a linear, time-invariant component of any system are fully described by its impulse response $h(t)$. It is desirable to obtain said impulse response as accurately as possible. In traditional impulse response measurement, periodic pulse and Maximal-Length Sequence (MLS) are often used as excitation signals [9]. An alternative impulse response measurement method has been developed by Angelo Farina [10]. In this method, a logarithmic sine sweep stimulus was employed, where the frequency varies exponentially as a function of time over the range of interest. Unlike linear-swept sine signal, the logarithmic sine sweep signal sweeps much faster in higher frequency regions than lower frequency regions. The output obtained from the system by the use of this kind of stimuli happens to be of both linear response to the excitation and harmonic distortion. The deconvolved output presents a clean separation of linear response and harmonic distortion, which allows the linear response to be delineated. In addition, this technique provides a considerable advantage with regards to SNR compared with linear sine sweep, periodic pulse or MLS techniques [10].

Finally, to obtain the room impulse response it is necessary to convolve the measured signal with the corresponding inverse sweep. The generation of the inverse filter is simply matter of time-reversing the excitation signal, and then applying to it (the reversed impulse) an amplitude envelope to reduce the level by 6 dB/octave [9].

3. Procedure

3.1 Measurement

The first step to start this work is the measurement of the room impulse responses (RIRs). It is decided to measure 10 different impulse responses for each one of the 5 different scenarios proposed for the same room. The 10 different measurements correspond to the different microphone positions. 5 different positions with a distance of 20 cm between each were marked in the floor to avoid placing the microphone in an incorrect position, and all the recordings were done with two different microphone heights, 1.2 m and 1.7m. The sound source was placed in a corner of the room, facing the corner as well, to obtain a more equal distribution of the energy in the room, simulating an omnidirectional source. All the microphone

positions were more than 1 m apart from the reflecting rooms, following the recommendations from the ISO 3382 standard.

A scheme of the room, and the different microphone positions labeled with circled numbers from 1 to 5, can be seen in figure 3. All distances are in meters, and all the doors remained closed during the measurement.

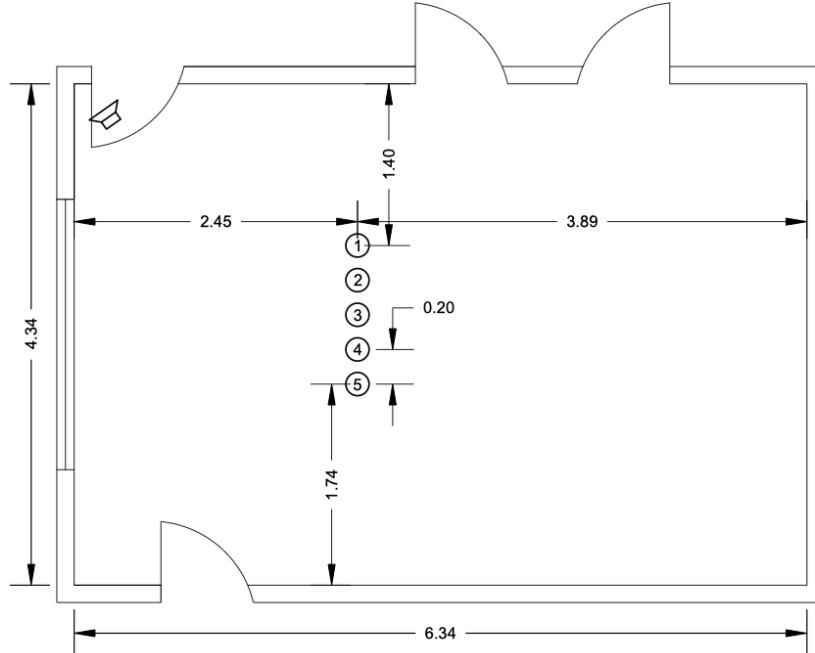


Figure 3: Scheme of the placement of the different objects needed for the measurements in the room.

All the measurements were done with the use of the app “Impulse Response Measurer” [11], available in the software MATLAB. For the choosing of the frequency range for the excitation signal, certain limitations were taken into account. It must be considered that the frequency range will be limited by the different instruments used in the measurements. In first instance, the JBL 305p MKII studio monitor was used as the sound source. The frequency range of this speaker goes from 49 Hz to 20 kHz according to the specifications provided by the manufacturer [12]. On the other hand, a Behringer ECM8000 was used as the recording microphone, its frequency range goes from 20 Hz to 20kHz according to the specifications provided by the manufacturer [13]. In order to not exceed this frequency limitations, a logarithmic sine sweep was chosen to be the excitation signal, with a length of 12 seconds and a frequency range that goes form 50 Hz to 20 kHz.

Five different scenarios were prepared for the same room. In table 1, the different scenarios are shown.

Table 1. Different proposed scenarios for the same room.

Case A	Reflecting table
Case B	Stools + Chairs
Case C	Chairs
Case D	Tied Curtains
Case E	Loose Curtains

Acoustical Instruments & Measurements. May 26, 2021

In the following figures, pictures taken during the measurement process displaying the different scenarios are shown.



Figure 4: Case E, loose curtains.



Figure 5: Case B, chairs + stools.

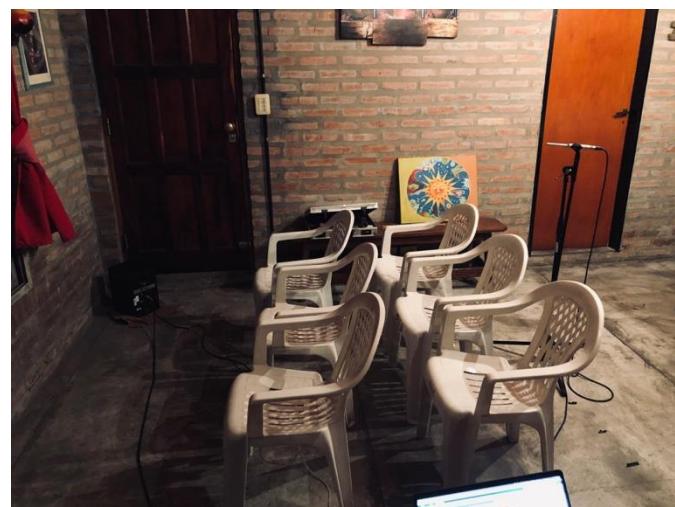


Figure 6: Case C, chairs.

Acoustical Instruments & Measurements. May 26, 2021



Figure 7: Case D, tied curtains.



Figure 8: Case A, reflecting table.

In table 2, the different ambient conditions during the measurement process are shown.

Table 2: Ambient conditions during measurement process.

	Start	End
Time	8:27 pm	9:30 pm
Temperature	14° C	14° C
Humidity	82%	81%
Pressure	1015 hPa	1014 hPa

3.2 Data processing

After obtaining the RIRs, the necessary calculations to obtain the desired results are processed by a script developed in Phyton programming language. The figure below descripts the general flow processing of the script.

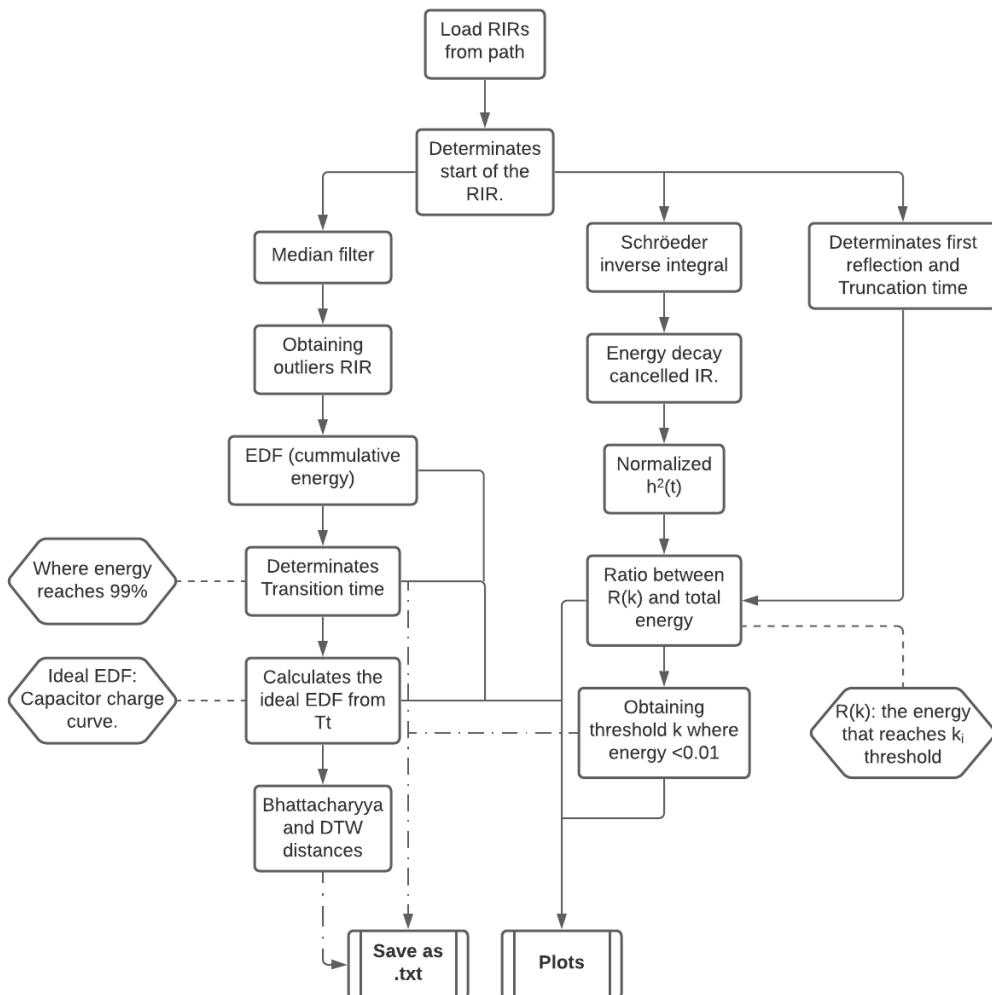


Figure 9. Diagram block for the RIR processing.

The outputs of the script are, in first place, a series of .txt files that contains the transition time, DTW distance, Bhattacharyya distance, k thresholds and transition time for all the positions. In second place, two plots: one from the actuals EDF, ideals EDF and transition times for every position and other from FDC and k thresholds for all positions.

Then, in order to obtain the results, the data files are processed in Excel to creates the tables and calculate the mean deviation for the proposed methods.

4. Results

The following table shows the results for case A. It can be observed that the position 0 has the greater value for DTW distance, k threshold and transition time. Position 3 has the highest

value of Bhattacharyya distance. The mean for DTW distance is 8.312, Bhattacharyya distance: -10.662, k threshold: 40.68 and Transition time: 80.65 ms.

Table 3. Parameters obtained for case A. Max (orange), Min (blue).

A(Table)	DTW distance	Bhat. distance	k threshold	tt [ms]
0	11.220	-10.6591	88.8	88.542
1	8.806	-10.6615	33.1	75.333
2	9.867	-10.6609	65.9	83.458
3	8.205	-10.6677	17.8	76.083
4	8.888	-10.6594	28.3	82.354
5	7.542	-10.6673	27.5	75.458
6	8.517	-10.6600	26.3	79.313
7	5.575	-10.6604	20.8	85.125
8	8.471	-10.6603	55.2	78.271
9	6.032	-10.6589	43.1	82.563

The next case is B (Stools). The position 0 has the greater value for DTW distance. Position 2 has the higher k threshold and B. distance and the lower transition time. Transition time is maximum at position 7 when DTW distance is minimum. The mean for DTW distance is 6.497, Bhattacharyya distance: -10.6657, k threshold: 31.59 and Transition time: 89.148 ms.

Table 4. Parameters obtained for case B. Max (orange), Min (blue).

B(Stools)	DTW distance	Bhat. distance	k threshold	tt [ms]
0	10.449	-10.6596	43	91.375
1	7.122	-10.6568	31.9	93.417
2	10.274	-10.6612	82.3	82.917
3	7.709	-10.6585	26.1	86.771
4	6.904	-10.6594	18.5	84.667
5	5.863	-10.6583	24.9	86.667
6	6.790	-10.6583	25.9	83.250
7	2.857	-10.6501	17.5	97.354
8	4.351	-10.6574	30.4	87.896
9	2.654	-10.6489	15.4	97.167

The next case is C (Chairs). Position 0 has the higher threshold meanwhile position 2 the greater DTW distance and position 4 the maximum B. distance. Position 7 has the minimum in all parameters except for transition time which is maximum. The mean for DTW distance is 6.640, Bhattacharyya distance: -10.658, k threshold: 26.280 and Transition time: 87.965 s.

Table 5. Parameters obtained for case C. Max (orange), Min (blue).

C(Chairs)	DTW distance	Bhat. distance	k threshold	tt [ms]
0	9.769	-10.6593	39.4	90.438
1	6.886	-10.6575	31.3	89.146
2	10.172	-10.6604	32.4	84.125
3	7.804	-10.6589	35.9	85.854
4	5.229	-10.6602	19.7	82.271
5	4.971	-10.6576	20.4	85.479
6	6.994	-10.6584	21.9	83.896
7	2.666	-10.6489	15.8	105.104

8	4.942	-10.6575	25.8	86.438
9	4.967	-10.6574	20.2	86.896

The next case is D (Tied curtains). Position 0 has the higher threshold and DTW distance. position 2 has the maximum B. distance. Position 7 has the minimum in all parameters except from transition time which is maximum again. The mean for DTW distance is 7.022, Bhattacharyya distance: -10.657, k threshold: 34.220 and Transition time: 90 ms.

Table 6. Parameters obtained for case D. Max (orange), Min (blue).

D(Tied)	DTW distance	Bhat. distance	k threshold	tt [ms]
0	11.187	-10.6592	90.5	91.479
1	7.474	-10.6560	14.7	98.813
2	11.148	-10.6600	68.9	84.354
3	7.077	-10.6595	28	85.708
4	5.694	-10.6599	22.5	83.396
5	5.492	-10.6565	25.3	94.208
6	6.901	-10.6584	27.6	82.313
7	3.516	-10.6494	13.2	106.333
8	7.290	-10.6586	33.5	82.979
9	4.436	-10.6566	18	90.438

The next case is E (curtains). Position 0 has the higher DTW distance and position 2 the maximum B. distance and k threshold. Position 7 once again, has the minimum in all parameters except from transition time which is maximum. The mean for DTW distance is 6.777, Bhattacharyya distance: -10.658, k threshold: 36.190 and Transition time: 85.290 s.

Table 7. Parameters obtained for case E. Max (orange), Min (blue).

E(Curtains)	DTW distance	Bhat. distance	k threshold	tt [ms]
0	11.079	-10.6593	50.3	88.583
1	6.566	-10.6573	19.8	90.833
2	9.930	-10.6606	114	77.542
3	7.397	-10.6588	27.2	85.688
4	8.788	-10.6603	39.5	77.333
5	5.008	-10.6579	24.8	85.479
6	4.990	-10.6591	25.7	84.083
7	2.527	-10.6504	13.3	97.479
8	7.482	-10.6596	27.8	78.646
9	4.008	-10.6570	19.5	87.229

In order to compare the results and can make any conclusions the next tables show the mean deviation for every case from the global mean value.

Table 8. Ranking of the mean values in every case.

Mean	DTW distance	Bhat. distance	k threshold	tt [ms]
1	Case C	Case B/D	Case C	Case D
2	Case B	Case B/D	Case B	Case B

3	Case E	Case C	Case D	Case C
4	Case D	Case E	Case E	Case E
5	Case A	Case A	Case A	Case A

Table 9. Mean deviation values from the global mean in every case.

Mean	DTW distance	Bhat. distance	k threshold	tt [ms]
0	0.919	0.9999	0.778	1.039
1	0.927	0.9999	0.935	1.029
2	0.967	0.9999	1.013	1.016
3	1.002	1.0000	1.071	0.985
4	1.186	1.0003	1.204	0.931

Note: The tt values from the Table 7 are inversed because the less values of transition times, the poor diffuseness.

Tables 6 and 7 reveals that the wood board is the worst scenario for every parameter. The methods of DTW distances and the threshold k are almost coincident in the rankings except from the third and fourth places which are in inverse order. In the Bhattacharyya distance method, the values of the mean to the global one are close to each other, and are equal in some cases (first and second places). Case B is unanimous second place and Case E is the same for Bhattacharyya, k threshold and Tt.

Observing the figures, it can be determined that the LP1 presents the most deviation from ideal texture and the highest value of k. The point LP1 is the farther measurement position from the reflection superficies.

5. Conclusions.

By the results from section 4, it can be determinate that case A is the worst for all proposed methods. All the results from table 6 and figures in "appendix A" show a correlation and coherence if a visual inspection is realized.

The threshold from fluctuation decay curve and DTW distance from acoustic texture are coincident in their results over the tests. Based on previous studies [2] and the given results, it can be demonstrated that the difference between the ideal (gaussian) Energy Decay Function and the actual EDF characterizes the diffuseness of the room in that measurement point.

The results prove that in most cases the higher the transition time the lowest the DTW, B. distance and k threshold. This means that a higher transition time reveals a greater diffuseness in that particular point. In the opposite way, no correlation has been found, a lower transition times don't show a correlation with lower diffuseness.

DTW distance particularly results in the best method for characterizing the room in this paper. In order to prove consistency of all methods and make more conclusions, a measurement in several rooms and reverberation chambers must be done. Furthermore, the measurement points done for in this paper are not enough to make a full characterization of the isotropy in a room.

It should be noted that the results are for the full IR. If quantification of isotropy in the octave band wants to be done, the same process is repeated for the IR filtered in every frequency band.

With the purpose to enrich the paper, the method proposed in [2] with the diffusion coefficient could be an interesting approach to quantities the isotropy in a room.

6. Bibliography

- [1] A. Bidondo, J. Vazquez, S. Vazquez, M. Arouxet, G. Heinze. A new and simple method to define the time limit between the early and late sound fields. Audio Engineering Society. Paper 9631. (2016)
- [2] A. Bidondo, L. Pepino. Room acoustic texture: a methodology for its quantification. Proceedings of the 23rd international congress on acoustics. Germany. (2019)
- [3] T. Hanyu. Analysis Method for Estimating Diffuseness of Sound Fields by Using Decay-Cancelled Impulse Response. Building acoustics. Vol 21, No 2, pp 125-134. (2014)
- [4] S. Salvador, P. Chan. FastDTW: Toward Accurate Dynamic Time Warping in Linear Time and Space. Florida institute of technology. Melbourne.
- [5] A. Bhattacharyya, On a measure of divergence between two multinomial populations. Indian journal of statistics. Vol.7, No 4 (Jul 1946), pp. 401-406. (1946).
- [6] F. Schweppe. On the Bhattacharyya distance and the divergence between gaussian processes. Department of electrical engineering. M.I.T. Cambridge. (1967).
- [7] M. Nolan, M. Berzborn, E. Fernandez-Grande. Isotropy in decaying sound fields. Acoustics Society of America. Pp 1077-1088, August. (2020).
- [8] ISO 3382-2: 2008. Acoustics – Measurement of room acoustic parameters- Part 2: Reverberation time in ordinary rooms.
- [9] Angelo Farina, “Simultaneous measurement of impulse response and distortion with a swept sine technique,” Presented at the 108th AES Convention, Paris, France, 2000.
- [10] Angelo Farina, “Advancements in impulse response measurements by sine sweeps,” Presented at the 122ed AES Convention, Vienna, Austria, May 2007.
- [11] MATLAB, Official Website. Measure Impulse Response of an Audio System. <https://www.mathworks.com/help/audio/ug/measure-impulse-response-of-an-audio-system.html>
- [12] JBL Official Website. <https://jblpro.com/products/305p-mkii>
- [13] Behringer Official Website. <https://www.behringer.com/product.html?modelCode=P0118>

7. Appendix A. Figures

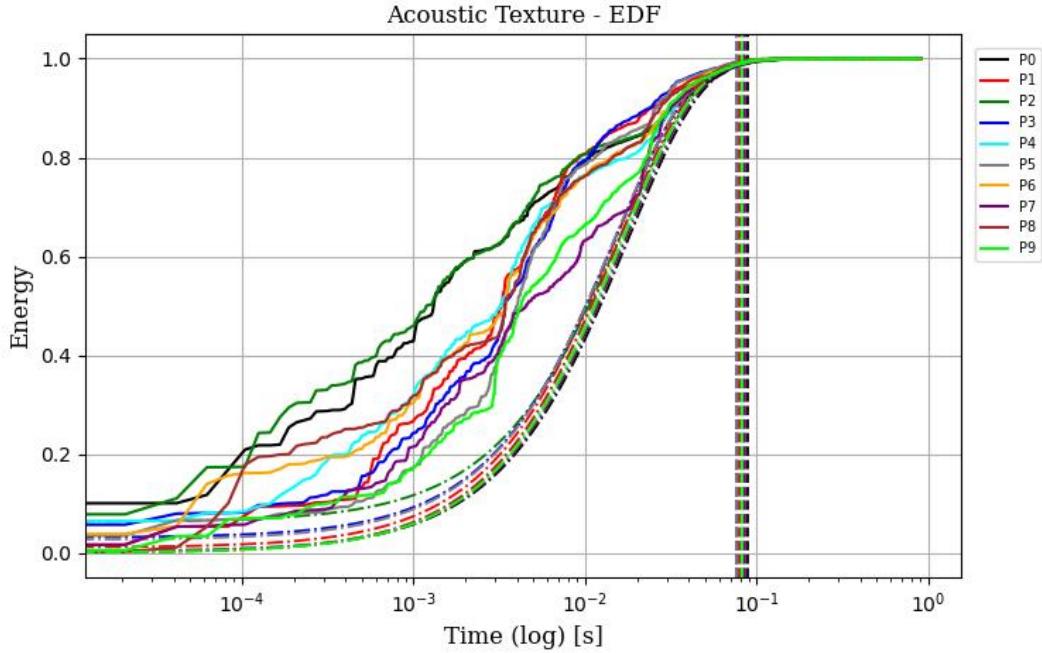


Figure 10. Ideal EDF (dotted line) and actual EDF for the case A (wood board).

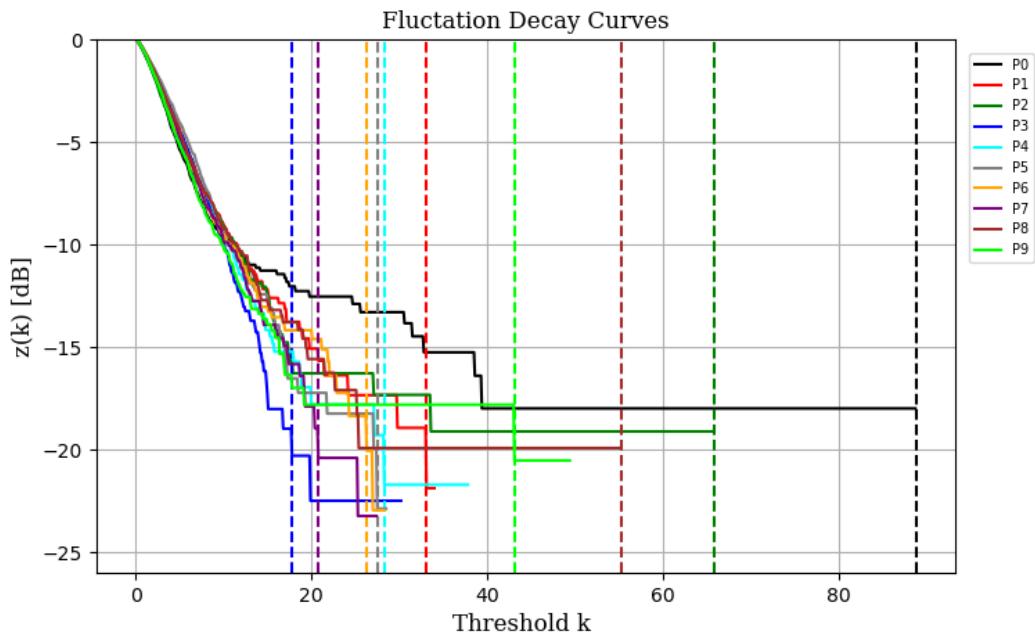


Figure 11. FDC for the case A (wood board).

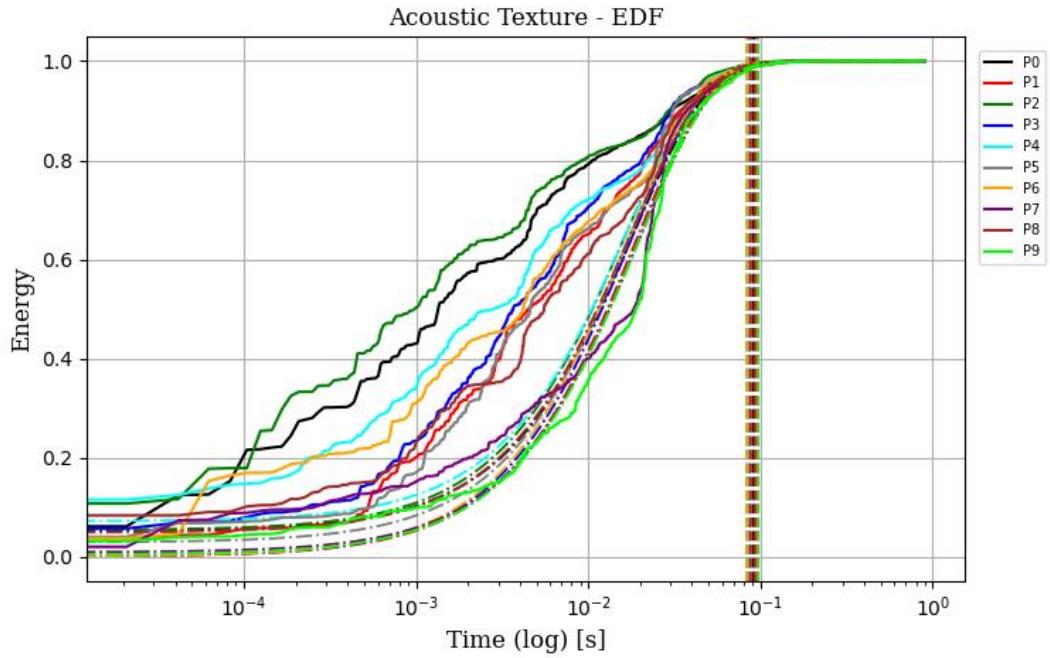


Figure 12. Ideal EDF (dotted line) and actual EDF for the case B (stools).

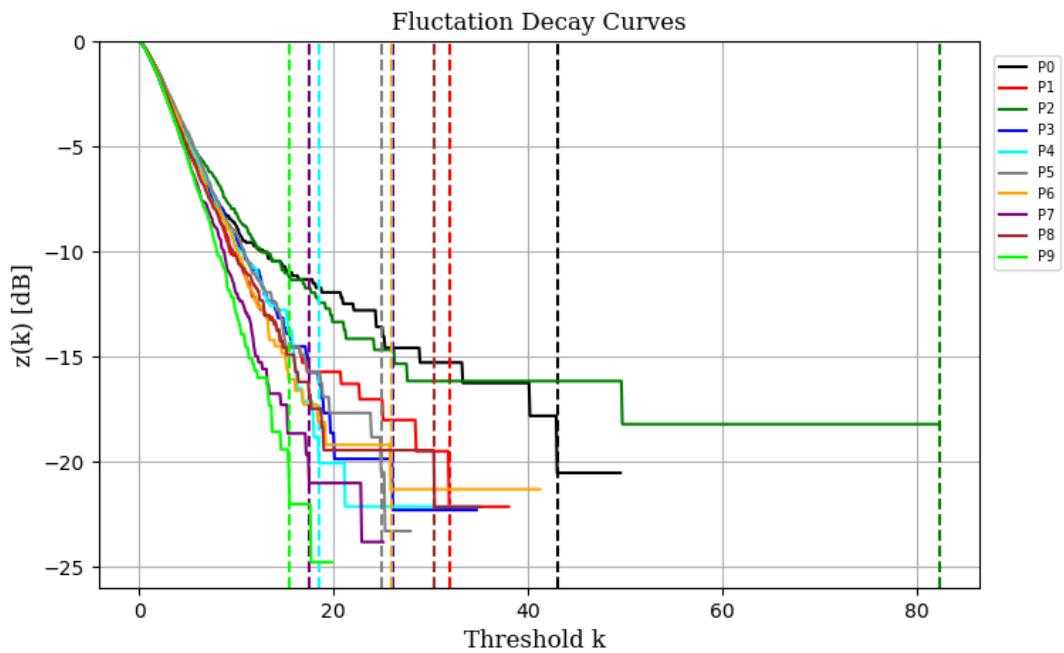


Figure 13. FDC for the case B (stools).

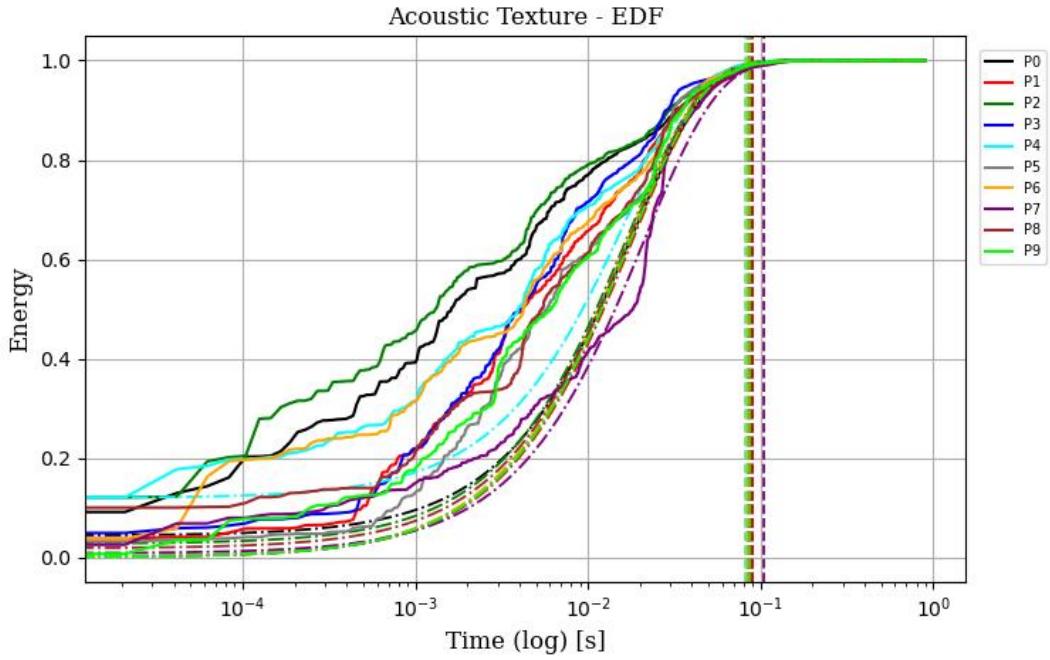


Figure 14. Ideal EDF (dotted line) and actual EDF for the case C (chairs).

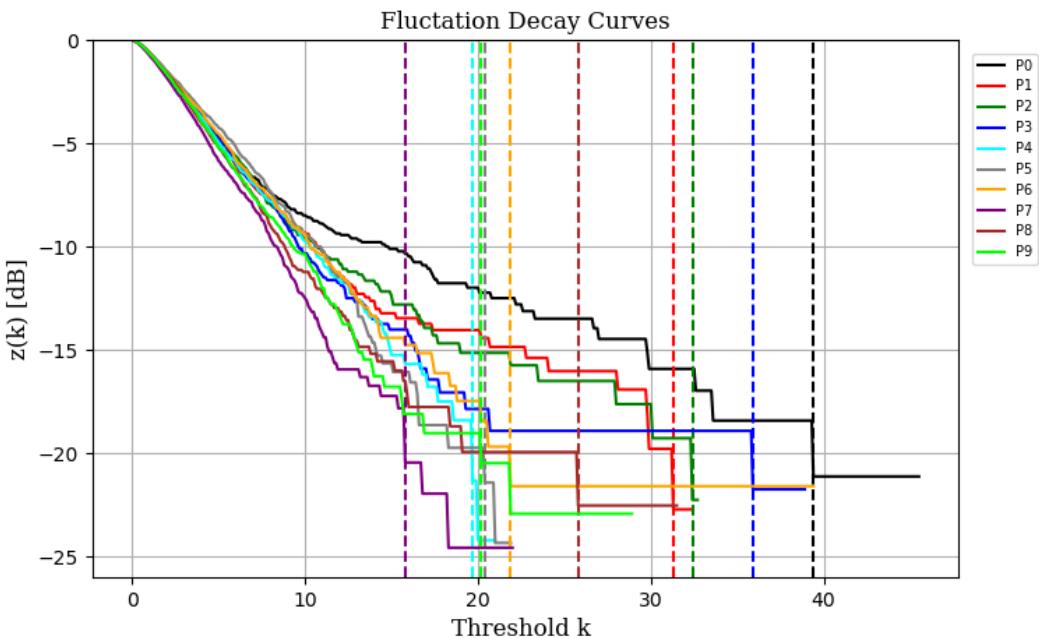


Figure 15. FDC for the case C (chairs).

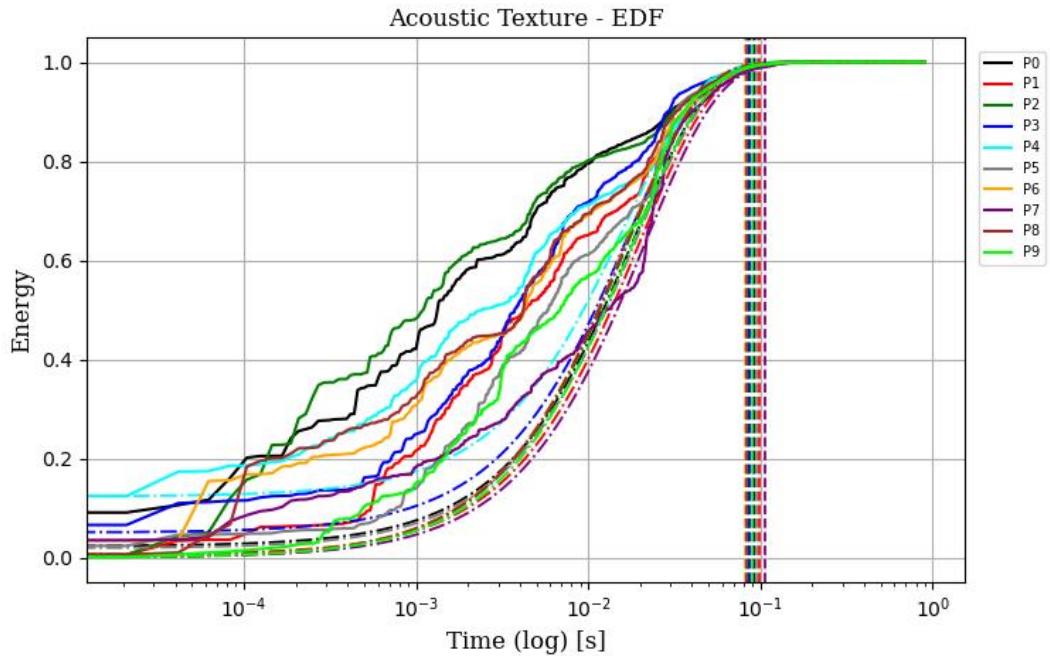


Figure 16. Ideal EDF (dotted line) and actual EDF for the case D (tied curtains).

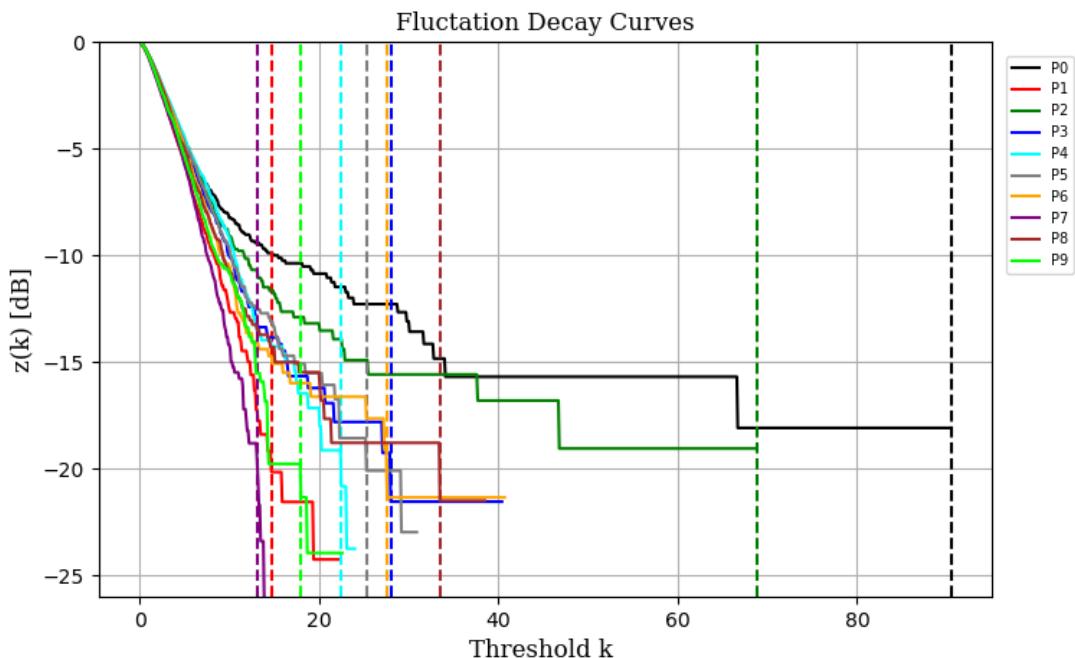


Figure 17. FDC for the case d (tied curtains).

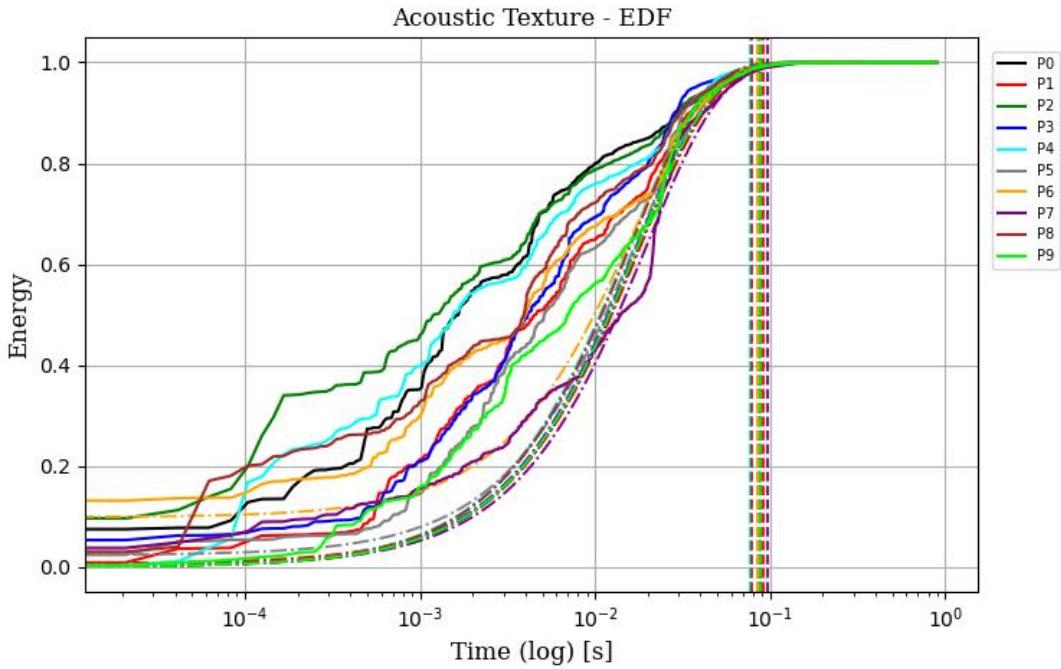


Figure 18. Ideal EDF (dotted line) and actual EDF for the case e (curtains).

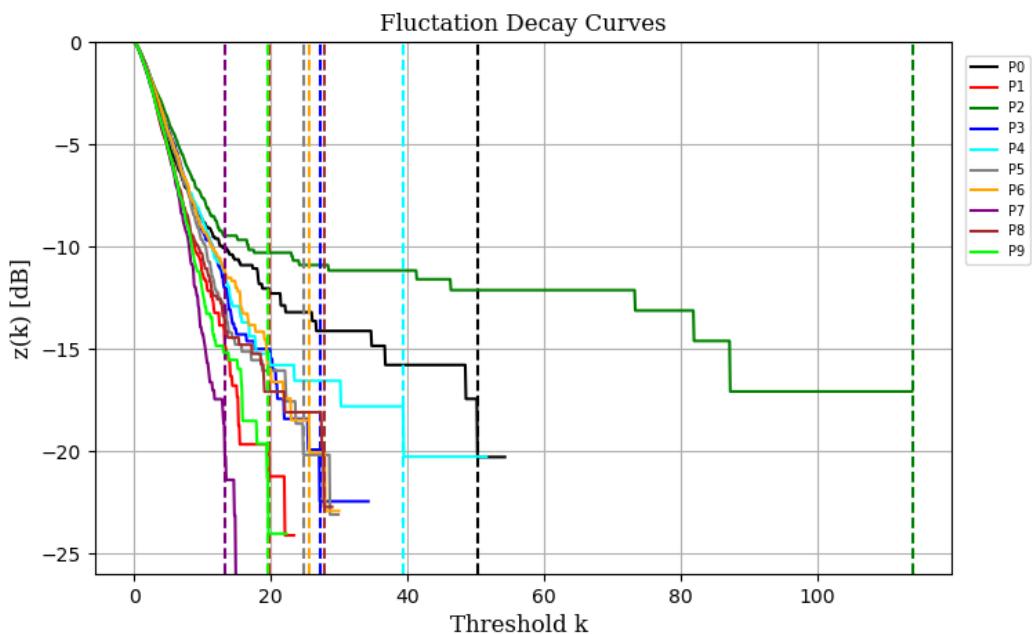


Figure 19. FDC for the case e (curtains).

DISEÑO DE UN DISPOSITIVO MEDIDOR DE CAMPO MAGNÉTICO

Kaspierowicz Iván¹ , Petrini Aaron²

Instrumentos y mediciones electrónicas, Ingeniería de sonido
Universidad Nacional de Tres de Febrero, Buenos Aires, Argentina.

¹ kaspierowicz@gmail.com ² aaron.petrini96@gmail.com,

Segundo cuatrimestre del 2021

Resumen

Este informe describe el trabajo realizado por estudiantes de la Universidad Nacional de Tres de Febrero para la materia Instrumentos y Mediciones Electrónicas. Se propone diseñar un medidor de campo magnético que cubra un rango de medición de de 2 G a 1999.9 G, mediante la utilización de diferentes puntas de medición. Se desea extenderse tanto en el aspecto teórico del funcionamiento del dispositivo, y el procedimiento de desarrollo del circuito y construcción del mismo.

Keywords:Sensor Hall, campo magnético, voltímetro

1. INTRODUCCIÓN

Los campos electromagnéticos son un fenómeno presente en la naturaleza, a veces obtenido de forma natural y otras provocado por intervención del hombre. Cuando una carga eléctrica circula en un conductor se crea un campo electromagnético alrededor, cuya oscilación genera una onda que radia energía desde dicho conductor, utilizando el campo electromagnético como medio para transportar dicha energía. Una onda electromagnética es un campo eléctrico y otro magnético acoplados, a corta distancia del emisor ambos son independientes y en campo lejano están acoplados. Los campos electromagnéticos poseen energía, y dependiendo de el nivel de esta se pueden distinguir dos tipos de radiación del campo: ionizante y no ionizante. Las radiaciones ionizantes se caracterizan por poder ionizar la materia, es decir, arrancar electrones de un átomo o molécula, pudiendo así, producir cambios en la composición en la materia y, por lo tanto, pudiendo producir daños a la salud humana. En el caso de los no ionizantes, la energía no es la suficiente como para ionizar la materia. La exposición a fuentes con este tipo de radiación a crecido a lo largo de todo el siglo XX y XXI, en paralelo a los avances en las tecnologías inalámbricas, especialmente en el sectores como el de la comunicación. Las personas están expuestos a estos campos tanto en el ámbito doméstico como en el laboral, en un amplio espectro de frecuencias. Es importante destacar que, la población es especialmente aprensiva frente a la exposición de campos electromagnéticos, incluso aquellos de bajo nivel, por lo que es importante mejorar en el conocimiento de los niveles reales de exposición así como en sus posibles efectos sobre la salud, para un correcto tratamiento público de este tema. Debido a estas razones, cada país tiene regulaciones correspondiente a las mediciones de campos magnéticos y campos eléctricos. En el caso de la Argentina se debe hacer uso de la resolución ENRE 1724/1998 [1] para esto. Se desarrolla entonces en este trabajo, el circuito correspondiente a un medidor de campo magnético que permita realizar mediciones dentro de 3 distintos rangos de medición, mediante la implementación de diferentes puntas de medición, con diferentes sensores de diferente sensibilidad cada uno. El rango frecuencial elegido es el de interés para aplicaciones de audio de hasta 20 kHz. Se dividirá el presente trabajo en 3 partes, en la primera se proveerán diferentes conceptos teóricos para ayudar a la comprensión del circuito elaborado, en la segunda se lleva a cabo la explicación del proceso y desarrollo del circuito del medidor y por último una sección de resultados en la que se mostrara el diseño final del medidor con su PCB correspondiente y lista de componentes para poder realizar su construcción.

2. MARCO TEÓRICO

En la presente sección se explican la teoría básica necesaria para el entendimiento del diseño propuesto.

2.1. Sensor de efecto Hall

El efecto Hall [2] se aprecia cuando por una lámina conductora o semiconductor se hace circular una corriente y se coloca en presencia de un campo magnético. Las cargas que están circulando experimentan una fuerza magnética y son desplazadas hacia uno de los bordes de la lámina. Esto hace que aparezca un exceso de carga negativa en uno de los bordes en tanto que en el otro aparece un exceso de carga positiva, lo que provoca que aparezca un campo eléctrico que a su vez ejerce una fuerza de carácter eléctrico sobre las cargas. Esta fuerza eléctrica, actúa en la misma dirección pero en sentido contrario a la magnética. La acumulación de cargas continua hasta que el campo eléctrico se hace suficientemente grande como para que la fuerza eléctrica compense a la magnética. Esta situación se caracteriza por la diferencia de potencial que aparece entre los bordes denominada voltaje Hall (V_H).

$$V_H = GR_H IB \cos(\theta)$$

Donde B es el campo magnético, θ es el ángulo entre la dirección del campo y la normal al sensor de efecto Hall, R_H es el coeficiente de Hall que caracteriza al material usado en el sensor de efecto Hall, G es un factor geométrico que depende del tamaño y forma del generador en si, e I es la corriente.

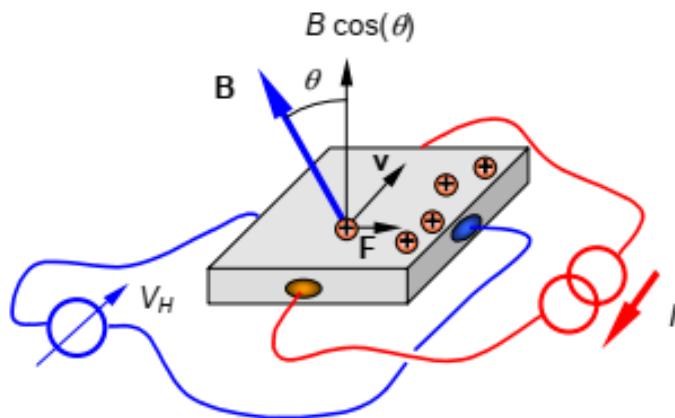


Figura 1: Representación esquemática de la fuerza actuante en los portadores mayoritarios (en este caso los huecos) en un sensor de efecto Hall ideal y la aparición del voltaje Hall.

2.2. Mediciones de campo magnético con sensores de efecto Hall

Un sensor de efecto Hall [3] es un dispositivo de 4 terminales. El control de corriente generalmente está garantizado por una fuente de AC o DC altamente estable, mientras que el V_H se lee por un voltímetro de alta impedancia o alimentará a los componentes electrónicos de adquisición (amplificación o condicionamiento). En la práctica, dicha fuente no debe ver como carga a los componentes electrónicos que se encarguen de la lectura del V_H , para así prevenir perdidas de corriente. Esto generalmente se logra usando un amplificador de entrada diferencial:

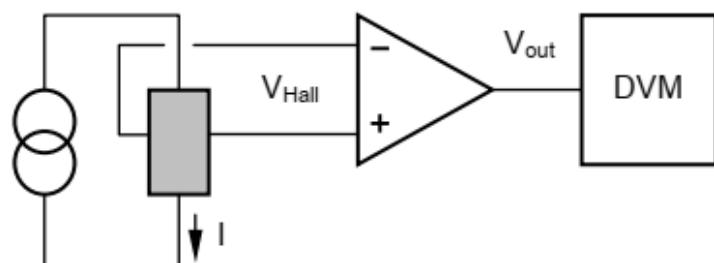


Figura 2: Principio de funcionamiento de un sensor de efecto Hall mostrando la fuente de corriente.

El V_H medido debe ser convertido a un valor de campo usando una factor de calibración, para lograr una precisión del orden del 1% o mejor, dicha factor debe ser establecido mediante una medición independiente en un campo magnético conocido. La relación entre el campo magnético y el V_H es de hecho uno de los mayores inconvenientes de los sensor de efecto Hall. El sensor de efecto Hall es un dispositivo direccional, sensible a la componente normal del campo en relación al generador. Un ángulo entre el campo y la normal de la superficie del generador resulta en una reducción aparente de la fuerza del campo, esto puede ser corregido empíricamente al inclinar el generador hasta obtener la máxima lectura posible. Por ultimo, es importante minimizar o compensar efectos parásitos tales como la aparición de un offset o desfasaje de tensión, esta compensación puede ser electrónica o digital. En cualquier caso, la estabilización de la temperatura es necesaria para prevenir un cambio en el desfasaje causado por cambios de temperatura o gradientes de temperatura.

2.3. Rango y exactitud

Gracias a los avances en tecnología y el avance en la manufacturación y diseño de los circuitos integrados, los sensor de efecto Hall se convirtieron en dispositivos económicos utilizados para aplicaciones de gran escala y mapeo de campo. La direccionalidad y la pequeña área activa de estos sensores lo vuelven el instrumento ideal para mapear campos magnéticos en un rango muy variado de fuerza y forma. Otra de las cosas atractivas de estos dispositivos es el amplio rango dinámico y la posibilidad de operaciones estáticas bajo una excitación de corriente constante. El rango del campo que puede ser prácticamente medido, esta relacionado con la capacidad de medición del votaje y la sensibilidad del sensor. La sensibilidad varia con el material, el grosor del sensor y el tamaño del área activa. Los sensores Hall disponibles comercialmente tienen una sensibilidad promedio de entre 10 mV/T a 1 V/T. El rango típico para estos sensores es de por encima de 1 mT. Mediciones de voltaje precisas son posibles debajo del nivel de los uV usando voltímetros especializados, dándonos entonces una resolución del campo mejor que la de los 0.1 uT.

La exactitud de las mediciones esta mayormente definida por las alinealidades y su relación con la temperatura, errores de alineamiento, y efectos parásitos. Los equipos comerciales tienen una exactitud típica de 1000 ppm de lectura. Mediante calibración específica, controles de temperatura y varias técnicas de compensación se puede llegar a mejorar ese numero por un factor de 10, dando una exactitud absoluta de 100 ppm de lectura.

2.4. Alinealidades y efectos parásitos

Los sensores de efecto Hall son fabricados usando la misma tecnología aplicada para la producción de semiconductores finos, usualmente directamente en forma de circuitos integrados. Debido a su pequeño tamaño el flujo de la corriente dentro del material es mucho mas complejo que el ejemplificado en la figura previa. La conexión en los terminales del integrado actúan como discontinuidades que perturban el flujo de la corriente o afectan la captación de voltaje. Cuando el tamaño de las conexiones es grande con respecto a la dimensión del propio sensor de efecto Hall, las conexiones pueden desviar parcialmente la corriente y así deformar el patrón de campo eléctrico ideal. La geometría finita de los contactos y la derivación del voltaje Hall influyen en el patrón del campo eléctrico en diferentes formas, aplicando un campo magnético diferente. Como resultado, el sensor tiene una respuesta no lineal al campo, generalmente identificada como una dependencia de campo hacia el factor geométrico (G). Además de esta alinealidad geométrica, estos sensores también tienen una no linealidad material que es comúnmente atribuida al coeficiente Hall (R_H). Mediante la elección adecuada de la geometría y el material, es posible compensar parcialmente los dos efectos, logrando una respuesta lineal mejor que el 1% sobre un amplio rango del campo. Otra fuente de no linealidad en las características de los sensores de efecto Hall es la variación de la temperatura. Tanto la movilidad de la carga como la conductividad del material dependen de la temperatura, por lo que el coeficiente R_H tiene una dependencia de la temperatura que puede ser del orden de los 100 a los 1000 ppm / °C. La corriente de control está asociada con una pequeña fuente de calor que debe controlarse para lograr una alta precisión. Como se discutió anteriormente, la lectura de voltaje en un sensor Hall depende de la dirección del campo magnético. El V_H máximo se mide cuando el campo magnético está en una dirección normal a la del sensor, e idealmente es cero cuando el campo magnético está en el plano del dispositivo. En realidad, cualquier anisotropía en el sensor conduce a un voltaje distinto de cero también cuando el campo está en el plano del sensor. Este efecto a menudo se denomina **planar Hall effect** y depende de la intensidad del campo y del ángulo entre el campo y la dirección de la corriente eléctrica en el sensor dando lugar a una tensión adicional en los terminales:

$$V_{\text{planar}} = V_{HP}B^2 \cos(2\phi)$$

Donde V_{HP} es el coeficiente típico de el material utilizado y de la geometría del sensor. Se muestra en la siguiente figura el típico **planar Hall effect** en un sensor.

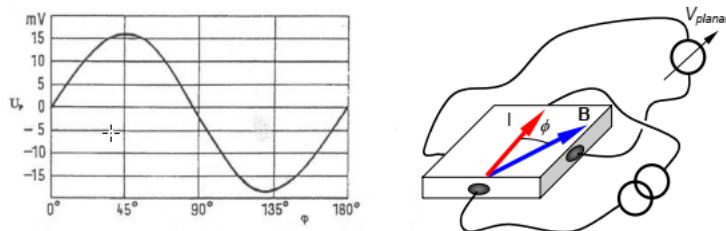


Figura 3: Medición del voltaje del planar Hall effect con un campo de 1T, representado en un gráfico de la función del ángulo entre el campo y la dirección de la corriente en el sensor.

Los gradientes de campo magnético también pueden tener un efecto en el V_H , principalmente porque el sensor tiene un tamaño finito. Sin embargo, el efecto de la variación de campo en la región sensible de un sensor de efecto Hall es pequeño y generalmente se ignora.

Un efecto parásito adicional es el asociado con la presencia de un desvío de voltaje incluso en condiciones de campo magnético aplicado nulo. El desplazamiento puede ser de origen geométrico (desalineación de los terminales de tensión con respecto a las líneas equipotenciales eléctricas), asociado con efectos rectificadores en la conexión metal-semiconductor, tensión inducida o originada por gradientes en las propiedades del material (p. ej. densidad de dopaje). El voltaje de compensación depende de la temperatura y, además, los gradientes de temperatura en las conexiones pueden generar tensiones termoelectráticas. Las compensaciones de voltaje pueden ser significativas, 0,1 a 1 mV son valores típicos y, por lo tanto, deben controlarse o compensarse para lograr una buena precisión.

3. PROCEDIMIENTO

3.1. Circuito general

El siguiente diagrama en bloques de la figura 4 representa el circuito utilizado para el medidor de campo magnético.

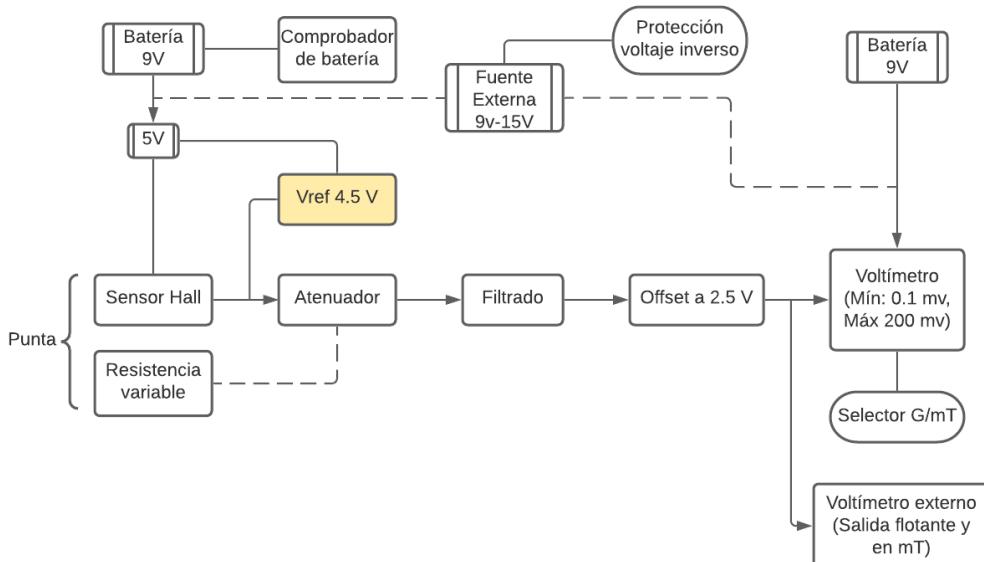


Figura 4: Diagrama en bloques del circuito propuesto.

En primer lugar, se tiene una punta la cual contiene al sensor Hall [4] junto a su potenciómetro correspondiente. A través de la resistencia variable se calibra el fondo de escala del mili-voltímetro con una tensión de referencia de 4.5 V (cuadro amarillo). Una vez realizada la calibración, la salida del sensor Hall (que trabaja entre 0.5 V y 4.5 V) se atenúa para no superar el máximo de 200 mV del voltímetro, esto se hace a través de un divisor resistivo con el potenciómetro de la punta y una resistencia fija. Luego, se realiza un filtrado propuesto por el fabricante del mili-voltímetro y se eleva a una tensión de offset de 2.5 V que corresponde al "Quiescent voltage output" del sensor hall, o en otras palabras, la tensión de salida que produce al no haber campo magnético inducido.

Por último, con el dispositivo LASCAR DPM-3AS-BL [5] se adquiere una lectura a la cual se puede modificar el punto decimal para una mayor precisión según el rango de trabajo. El mínimo valor posible de lectura es de 0.1 G, dado por el voltímetro, y el máximo depende de la sensibilidad del sensor utilizado. Se puede optar por utilizar un voltímetro externo el cual puede aportar una mayor resolución, en este caso la lectura se realizará en unidades de mT.

La tensión de alimentación debe ser lo mas constante posible debido al sensor, es por esto que se utiliza una batería de 9V y luego con un regulador [6] se baja a 5V. Para controlar el estado de las baterías se dispone un tact switch que si al presionarlo enciende el led, el nivel de batería está por debajo de 7V y esta necesita ser reemplazada. El voltímetro utiliza una batería independiente. Además, se puede optar por utilizar una fuente externa de entre 9V y 15V, dicha entrada posee una protección contra inversión de polaridad.

3.2. Puntas y calibración

Las puntas utilizadas tendrán dos rangos de medición, los cuales van desde ± 199.9 G y ± 1999.9 G. Se utilizan los sensores Hall A1308 de la marca Allegro microsystem en sus presentaciones de sensibilidad: 5 mV/G y 0.5 mV/G respectivamente.

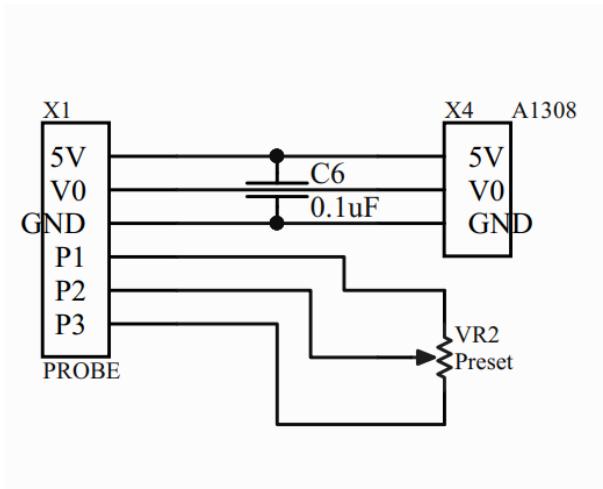


Figura 5: Puntas de medición.

Se utiliza un conector Amphenol de 6 pines (X1 en la figura 5) el cual brinda un conexionado rápido e intuitivo para los usuarios y la posibilidad de integrar el potenciómetro de calibración dentro de la propia punta.

La calibración de fondo de escala se realiza con la tensión de referencia de 4.5 V y se ajusta el preset multivueltas hasta que se vea en el display el valor de referencia en Gauss. Dicho valor de referencia se calcula sobre el rango de trabajo del sensor: el máximo valor de tensión de salida del sensor es de 4.5 V y el mínimo es de 0.5 V, por lo tanto se posee un rango de ± 2 V, entonces el fondo de escala resulta en $2V/k$ con k la sensibilidad en [mV/G].

Modelo	Sensibilidad	Rango	Preset [kΩ]
A1308KUATN-5-T	5 mV/G	± 199.9 G	50 kΩ
A1308LLHLX-05-T	0.5 mV/G	± 1999.9 G	100 kΩ

Tabla 1: Puntas de medición

El valor mínimo que pueden medir los sensores utilizados depende exclusivamente del piso de ruido del dispositivo. Los fabricantes disponen un ruido a la salida equivalentes a 1.7 G para el sensor de sensibilidad igual a 5 mV/G, y de 2.86 G para el sensor de menor sensibilidad. El parámetro "Quiescent voltage output" es igual para los 3 modelos utilizados. Todos los sensores poseen una frecuencia máxima de medición de 20 kHz.

El capacitor de 100 nF entre la tensión de alimentación y 0V se utiliza para proveer una tensión estable al sensor, como ya se mencionó anteriormente.

3.3. Medición

Se puede visualizar la sección de medición del circuito completo en la figura 6.

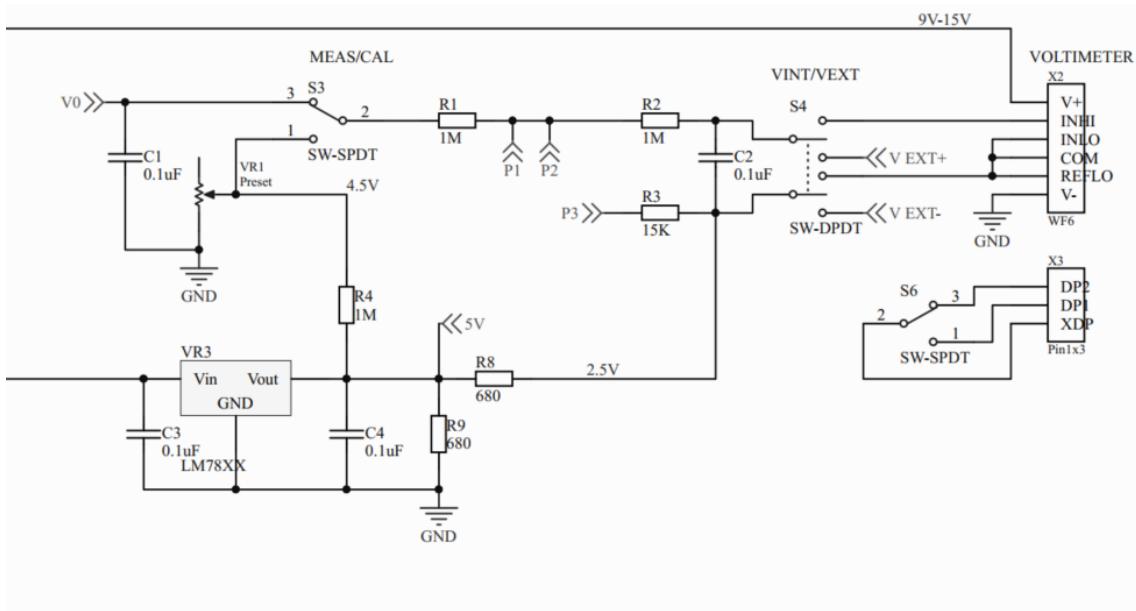


Figura 6: Circuito utilizado (sección: Medición).

El selector S3 permite alternar entre los modos de medición y calibración. La tensión de referencia se ajusta con el preset VR1 de 20 kΩ el cual se encuentra dentro del medidor. Esta tensión se obtiene a partir de la tensión salida del regulador LM7805 (VR3 en la figura). También se extrae la tensión de offset de 2.5 V a través del divisor resistivo entre R9 y R8.

El filtrado requerido por el fabricante del voltímetro se realiza a través de R1 y C2, mientras que R2; R3 y la resistencia variable de la punta (referenciada en la figura como P1,P2 y P3) se encargan de atenuar la salida del sensor. El selector S4 permite elegir al usuario entre el voltímetro interno, o utilizar las salidas del dispositivo para emplear un voltímetro externo. Cabe destacar que los resultados obtenidos con un voltímetro externo se visualizarán en unidades de [mT], y ya que la medición es exclusivamente flotante, el usuario no debe referenciar su medición a 0V.

El conexionado del voltímetro será abordado más adelante.

3.4. Fuente de alimentación

Para alimentar correctamente los dispositivos se utiliza el siguiente circuito de la figura 7.

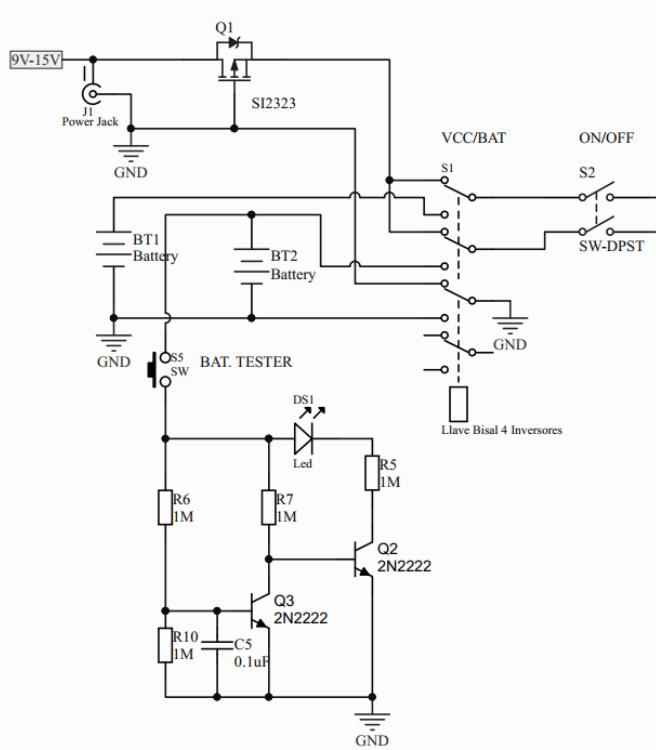


Figura 7: Circuito utilizado (sección: Fuente de alimentación).

En primer lugar, el selector S1 permite alternar entre las baterías de 9V internas del dispositivo o la utilización de una fuente de alimentación externa. *Aclaración: Para una mejor visualización del esquemático y ante la imposibilidad de diseñar un layout de una llave 3PDT, se decide utilizar la llave bisal de 4 inversores, sin embargo, en la PCB se colocarán pines de 2*5 para el conexionado de una llave 3PDT.*

El botón táctil activa el circuito que comprueba el estado de la batería principal, se decide realizarlo de esta manera y no de forma fija para evitar un consumo innecesario de corriente. Este circuito enciende un LED naranja si el nivel de la batería se encuentra por debajo de los 7V, de esta forma el usuario puede saber cuando reemplazar la batería del dispositivo. El funcionamiento del circuito se basa en que R6 y R5 forman un divisor de tensión, de forma tal que la salida este por debajo de los 0.6V cuando la batería necesita un reemplazo. Este voltaje se utiliza para la carga de C5, y alimenta la base del transistor Q3. Cuando en la base de dicho transistor se tiene un voltaje mayor a 0.6V, este conduce y provoca el apagado del led que esta conectado a Q2, dado que este ultimo no conducirá por estar en estado de corte, dejando el led en una rama abierta.

La entrada de fuente externa posee una protección contra polaridad invertida, realizada a través del transistor MOSFET-P SI2323, el mismo posee la característica de poseer una baja resistencia Drain-Source y así evitar la disipación de potencia. La tensión de alimentación externa provee la tensión al regulador de 5V y al voltímetro, la mínima tensión de alimentación externa se encuentra delimitada por el regulador en 9V (ya que por debajo de 9V no funcionará idealmente) y la máxima por el fabricante del voltímetro en 15 V.

Por último, la llave S2 enciende o apaga el medidor de campo magnético.

3.5. Voltímetro

En el caso del voltímetro, se eligió el modelo LASCAR DPM-3AS-BL. Dicho dispositivo tiene un voltaje máximo de 200 mV de entrada, es por esto que se debe realizar una atenuación previa del voltaje de salida provisto por el sensor hall (el cual va de 0.5 V a 4.5 V). Mediante esta atenuación, se obtienen valores de voltaje relativos a los valores de campo magnético en mT, es decir que, si se mide en el voltímetro el numero 80, la lectura sera de 80 mT. Una de las principales razones de elección de este voltímetro es la capacidad de agregar o eliminar puntos decimales a la magnitud medida mediante la conexión de los contactos DP1, DP2 y DP3 con el punto XDP. Con esta función, y mediante el uso de una llave, se puede realizar el cambio del punto decimal según el rango de trabajo y la precisión deseada. Debido a las características del display se sabe que al estar establecida la conexión DP1-XDP el mayor valor posible a medir sera 19.99, y en el caso de la conexión

DP2-XDP, el valor sera de 199.9. Este ultimo coincide con el limite de voltaje máximo del voltímetro, dado que mediante el circuito previamente explicado se sabe que el voltímetro recibirá valores en el orden de los mV, por lo tanto el contacto DP3 quedara inutilizado. Esta característica del display del voltímetro permite visualizar dos decimales, mediante la conexión con el contacto DP2, en el rango mas chico de medición, y un solo decimal, mediante la conexión con el contacto DP1, para el rango mas grande. Se realizan estos dos conexionados con el objetivo de obtener la mayor exactitud posible del valor provisto por el voltímetro y, teniendo en cuenta que el primer dígito del display sera siempre 1.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

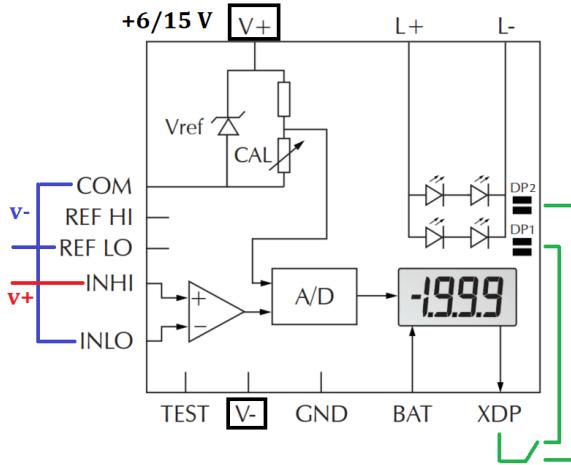


Figura 8: Voltímetro utilizado.

Cabe destacar que este voltímetro funciona con un rango de tensiones de +6 a 15 V, es por esto que se puede hacer uso de una alimentación externa dentro de estos rangos, y tiene un funcionamiento en el rango de temperaturas de 0 a 50 °C, lo cual fijara el rango de temperaturas de trabajo del medidor de campo magnético en si.

3.6. Calculo de incertidumbre

Para el calculo de incertidumbre se toman los errores de tanto el sensor Hall y el voltímetro, los cuales corresponden al 1.5 % y al 0.1 % + 1 cuenta respectivamente. En el caso de la incertidumbre de las resistencias del circuito, esta puede ser despreciada, debido a que previo a cada medición se realiza una calibración para cada punta, logrando así que la medición no se vea afectada por estos componentes. Se realiza a continuación el calculo de la incertidumbre para los valores obtenidos por el medidor de campo magnético para cada una de las puntas de medición. Cabe destacar que el error asociado al sensor Hall es un error lineal dependiente del valor de sensibilidad por lo que no es valido extrapolalar la incertidumbre de una punta a otra. A su vez, se realiza el calculo con el valor máximo del rango de cada punta ya que este arrojara el voltaje mas alto de salida del sensor Hall y por lo tanto la incertidumbre mas grande en dicho rango.

Se comienza con el caso de la punta de rango de ± 199.9 G. Esta punta posee una sensibilidad de 5mV/G, por lo que el voltaje de salida del sensor Hall sera de 0.9995 V, suponiendo un campo máximo de 199.9 G o 19.99 mT. Utilizando la ecuación siguiente se obtiene el valor de incertidumbre del sensor.

$$\mu_{SH} = \frac{V_{out SH} * 0.015}{\sqrt{3}}$$

$$\mu_{SH199,9G} = 8,66mV$$

Con el resultado en mV podemos hallar su correspondiente en Gauss mediante la relación de sensibilidad del sensor Hall de cada punta, en este caso 5 mV/G.

$$\mu_{SH199,9G} = 1,732G$$

Ahora se busca la incertidumbre del voltímetro. En el caso de 199.9 G, el voltímetro mostrará en su display idealmente una tensión de 19.99 mV, con la utilización del DP2, por lo que se utiliza este valor para obtener su incertidumbre.

$$\mu_{Volti} = \frac{V_{in} * 0,001}{\sqrt{3}} + 0,01mV$$

$$\mu_{Volti} = 0,0215mV$$

Luego, se halla el correspondiente valor en Gauss. Como se explica previamente, este valor mostrado en mV corresponde al valor de campo magnético en mT, por lo que para obtener su correspondiente en G simplemente se debe multiplicar por 10.

$$\mu_{Volti} = 0,215G$$

Finalmente se calcula la incertidumbre combinada, mediante el uso de la siguiente formula.

$$\mu_c^2 = \mu_{SH}^2 + \mu_{Volti}^2$$

$$\mu_{c199,9G} = 1,75G$$

Realizando el mismo razonamiento para el otro rango, teniendo en cuenta ahora un valor de sensibilidad del sensor de 0.5 mV/G, se obtiene el siguiente resultado.

$$\mu_{c1999,9G} = 17,45G$$

Cabe destacar que como el error del sensor Hall es lineal, al medir magnitudes más pequeñas el error del voltímetro será el que determine la incertidumbre total. Es por esto también que se desea implementar un sistema de 2 puntas intercambiables con distintas sensibilidades a modo de realizar la mejor medición posible.

4. RESULTADOS

El diseño de la PCB tiene un tamaño de 88 mm de largo por 35 mm de ancho, consta de una sola capa de cobre, un tamaño de pista de 0.5 mm, 4 jumpers y 7 puntos para testear los cuales se detallan a continuación en la figura 9.

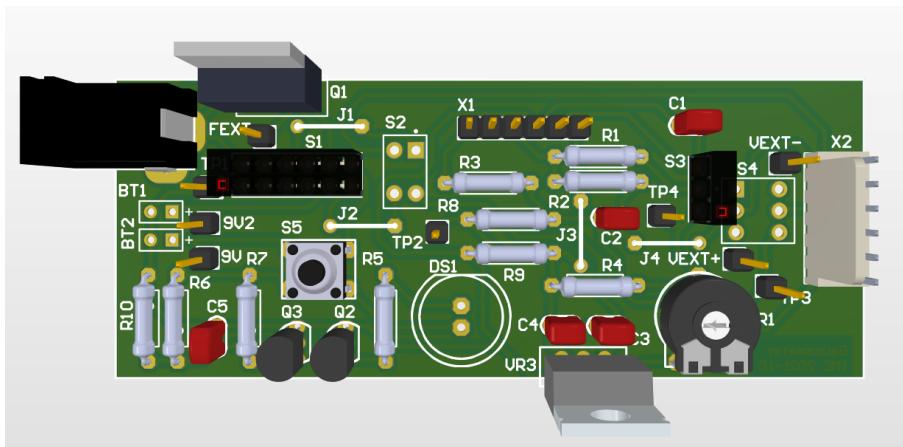


Figura 9: Diseño en PCB 3D.

Designador	Funcionalidad
TP1	Ground (0V)
9V2	Tensión de batería (9V)
9V	Tensión de batería (9V)
FEXT	Tensión de fuente externa (9V-15V)
TP2	Tensión de alimentación (5V)
TP3	Tensión de offset (2.5V)
TP4	Tensión de referencia (4.5V)

Tabla 2: Puntos para testeo

La placa se sostiene mediante el conector para fuentes de alimentación externa, las llaves y el regulador VR3 el cual se debe unir al chasis para proveer una correcta disipación térmica. A la izquierda se encuentran BT1 y BT2 los cuales serán conectados a las baterías, en la parte superior central se encuentran los pines correspondientes a la punta de medición cuyo conector será colocado directo al chasis del gabinete y luego cableado (lo mismo que para el resto de llaves). El conector X2 que se encuentra en la derecha corresponde a las entradas del voltímetro.

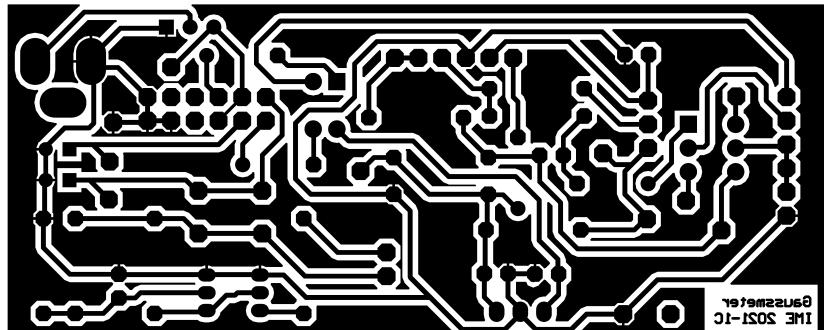


Figura 10: Bottom layer de la PCB.

La placa posee un plano referido a tierra junto al nombre y fecha que sirven para controlar y comprobar las distintas versiones a desarrollar. La capa superior se encuentra espejada para luego ser transferida a la placa, posee los designadores y la guía para realizar los agujeros.

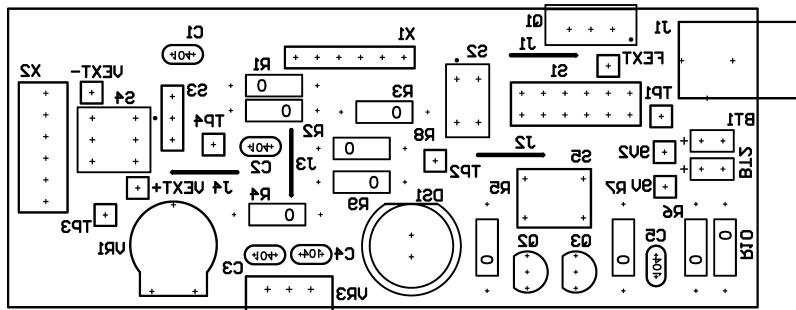


Figura 11: Top layer de la PCB.

El diseño del gabinete busca que sea lo más práctico y cómodo posible para el usuario. En la figura 12 podrá visualizarse una imagen ilustrativa del gabinete, en el se pueden encontrar las diferentes llaves para cada función del circuito, la entrada para alimentación externa y las salidas para conectar el voltímetro externo.

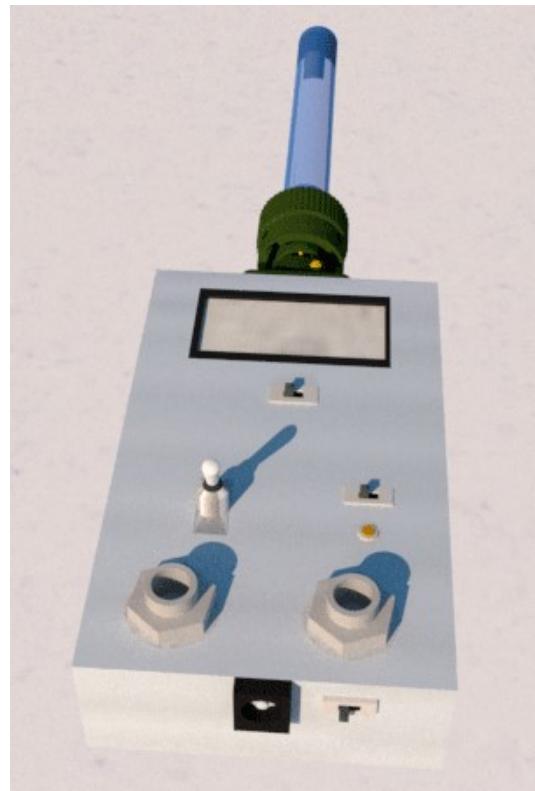


Figura 12: Render en 3D del gabinete. Imagen ilustrativa.

En la Figura 13 se puede ver una ilustración mas del medidor de campo magnético, esta vez focalizada en la punta de medición.

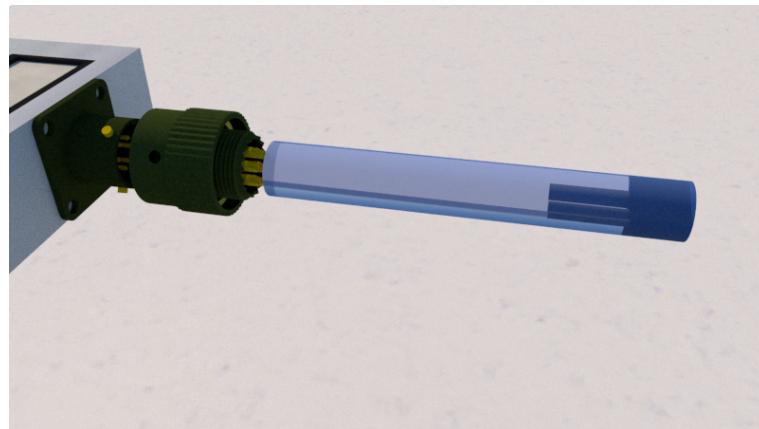


Figura 13: Render en 3D del gabinete. Imagen ilustrativa.

Por último, en la Tabla 3 se consiguen las siguientes especificaciones técnicas para los dos tipos de sensibilidades elegidas.

Especificación	Valor
Rango T°	0C°: 50C°
Frecuencia max.	20 kHz
Tensión alimentación	9V : 15V
Tensión salida Max.	200 mV
Rango medición 1	2G : \pm 199.9 G
Rango medición 2	3G : \pm 1999.9 G

Tabla 3: Especificaciones técnicas.

5. CONCLUSIONES

Se llevó a cabo el desarrollo de un circuito correspondiente a un medidor de campo magnético con rangos de medición de 2G a 1999.9 G, con un rango de frecuencias de hasta 20 kHz, y un rango de temperaturas de operación de 0 a 50°C con una incertidumbre en valores máximos cercana al 1% del valor medido. Se pudo verificar el correcto funcionamiento del mismo mediante las distintas simulaciones realizadas en computadora.

Un paso importante en este tipo de trabajos es llevar a cabo el proceso experimental del armado y constatar que los resultados finales del medidor coincidan con lo esperado y planteado a lo largo del informe. Además, es en este tipo de etapas es en las que se observan y detallan la mayor cantidad de fallas en lo que respecta a su uso y practicidad, como así también surgen las posibles mejoras y/o cambios. Es por esto que queda sujeto a futuro el armado y prueba del medidor de campo magnético.

Para futuros trabajos se propone la implementación de un segundo método que permita aumentar el rango de frecuencia, ya que con este tipos de sensores no se puede estar por encima de 20 kHz el cual resulta un rango acotado de trabajo. Además, se propone implementar más protecciones al circuito en caso de fuentes externas así como también una función que permita fijar el valor medido en la pantalla. Como agregado, se debe considerar implementar una calibración para 0 G/mT, de este modo se calibra tanto el fondo de escala como el campo magnético constante que se encontrará en todas las mediciones a realizar. Por último, dado que el correcto funcionamiento del sensor de efecto hall depende estrechamente de la tensión de alimentación de 5V, la mejor forma de entregar una tensión constante es utilizar un integrado que proporcione una tensión de referencia de precisión (por ej.: LT1389), por lo tanto, debería de implementarse su uso en lugar del regulador de tensión.

Referencias

- [1] Resolución entre 1724/1998. boletín oficial n° 29.038, lunes 7 de diciembre de 1998, pp. 25-26. Technical report.
- [2] Efecto Hall. <http://www.sc.ehu.es/sbweb/fisica3/magnetico/hall/hall.html>.
- [3] K.N. Henrichsen L. Bottura. Field measurements. *CERN, Geneva, Switzerland*, Dec, 2002.
- [4] Allegro Microsystems. *A1308 and A1309 Datasheet*.
- [5] Lascar Electronics. *DPM 3AS-BL Datasheet*.
- [6] Fairchild. *MC7805 Datasheet*.

A. APÉNDICE

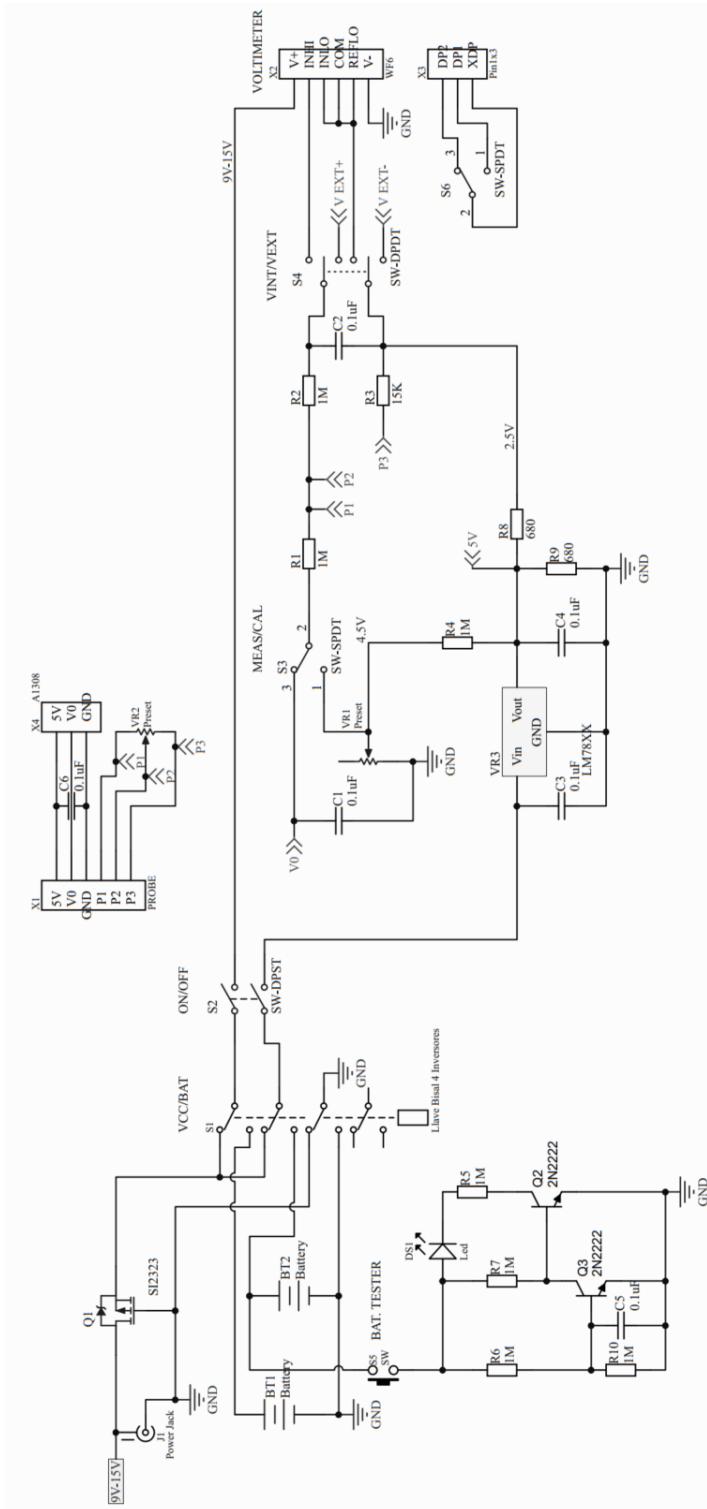


Figura 14: Circuito completo.

Descriptor	Comentario	Designador	Cantidad	Precio [USD]
Pines 1x1	Pines	TP1, TP2, TP3, TP4,	9	0.1
Batería	Batería	BT1, BT2	2	2.56
Capacitores	uF Multicapa Y5V 50V	C1, C2, C3, C4, C5	5	1
LED 5mm	Led	DS1	1	0.5
Jack alimentación	Jack alimentación	J1	1	0.58
Puentes	Comment	J1, J2, J3, J4	4	0
Mosfet Canal-P	SI2323	Q1	1	0.6
Transistor NPN	2N2222	Q2, Q3	2	0.6
Resistencia 1/4W 5%	1M	R2, R4, R5, R6, R7, R8	10	0.26
Llave 3PDT	3PDT	S1	1	3.68
Llave DPST	SW-DPST	S2	1	0.8
Llave SPDT	SW-SPDT	S3	2	4
Llave DPDT	SW-DPDT	S4	1	2.57
Tact Switch 6x6x5.1mm	SW	S5	1	0.8
Preset Horizontal	Preset	VR1	2	6
LM7805 Positive Voltage Regulator	LM7805	VR3	1	0.52
Pin1x6 Macho Recto	PROBE	X1	1	0.1
Conector WF6	WF6	X2	1	0.1
Gabinete			1	8.24
Tubo acrílico			1	0.4
Conector Amphenol 62IN macho			1	3.27
Conector Amphenol 62IN hembra			1	3.18
Sensor A1308			3	6.21
Clip p/Batería			2	0.94
Voltímetro	LASCAR DPM-3AS-BL			48.71
TOTAL				95.72

Figura 15: Tabla de componentes.