

Danilo Misura de Oliveira

Desenvolvimento de um microfone Ambisonics de 2ª ordem

Orientador: Prof. Dr. Mario Minami

Santo André – SP

2025

Agradecimentos

Este trabalho é um reflexo da paixão que meus pais me inspiraram pelas ciências e pelas artes desde a infância. Minha gratidão a eles é imensurável. Agradeço também a toda a minha família e aos amigos, que me apoiaram e incentivaram em cada novo passo e em cada obstáculo.

Expresso meu agradecimento a todos os professores do curso de Engenharia de Informação, que, com sua dedicação e entusiasmo, me guiaram na busca pelo conhecimento em suas respectivas áreas. Em particular, sou extremamente grato ao meu orientador, Prof. Dr. Mario Minami, por ter me proporcionado a oportunidade de aprofundar os estudos nos temas que mais me fascinaram ao longo da minha jornada.

Também agradeço enormemente a atenção e cuidado dos técnicos do laboratório L406-1 da UFABC, que imprimiram diversas iterações da peça estrutural deste trabalho: Lívia, e especialmente Jesuíno, que habilmente me auxiliou na materialização de uma geometria que até parece extradimensional, o antiprisma reto tetragonal.

Resumo

Este trabalho teve como objetivo desenvolver um arranjo esférico de microfones para utilização em produção de áudio imersivo, com capacidade de captação do campo sonoro tridimensional completo, e resolução espacial suficiente para máximo aproveitamento da capacidade de arranjos de reprodução tridimensional comuns no mercado consumidor. A performance de resposta em frequência range dinâmico deveria ser compatível com microfones de uso profissional. O método Ambisonics para tratamento e transporte dos sinais foi escolhido pela flexibilidade de aplicação.

O trabalho procurou pontuar os fundamentos dos sistemas Ambisonics mais relevantes para compreensão da amostragem espacial realizada pelos arranjos esféricos, e comparou arranjos baseados em sensores de pressão e de velocidade, analisando o condicionamento de sinais necessário para cada. A partir desta análise, foi desenvolvido um arranjo esférico de 2ª ordem horizontal e 1ª ordem vertical, baseado em sensores de velocidade, numa geometria proposta por Benjamin (2012), por demonstrar capacidade de atender aos objetivos almejados, além da praticidade (saída com apenas 8 canais) e tamanho compacto.

Assim, foi construída a estrutura mecânica do arranjo, e desenvolvido o hardware necessário para condicionamento dos sinais das cápsulas. A saída de áudio é fornecida através de conexão XLR padrão, com os sinais em formato-A, para conexão a uma interface ou gravador de áudio de 8 canais. A alimentação é fornecida via *phantom power*. Por fim, foi testada a performance eletroacústica do protótipo para validar sua aplicabilidade ao objetivo proposto.

Sumário

1 Introdução	6
1.1 Objetivos	8
2 Fundamentação teórica	9
2.1 Um sistema kernel baseado em harmônicos esféricos	9
2.2 Formatos Ambisonics	11
2.3 Captação – A-format	12
2.4 Aumentando a ordem de captação	14
2.5 Extrapolando o microfone tetraédrico para 2ª ordem	17
2.6 2H1V mixed-order Ambisonics	18
2.7 Transformação de formato-A para formato-B	20
3 Desenvolvimento	22
3.1 Projeto de Hardware	22
3.1.1 Amplificador	24
3.1.2 Placa de Circuito Impresso (PCB)	27
3.2 Projeto mecânico	28
4 Resultados e discussão	30
4.1 Medições de performance do amplificador	31
4.2 Performance das cápsulas no arranjo: medidas de intensidade	35
4.3 Performance das cápsulas no arranjo: resposta em frequência	40
5 Conclusões	42
REFERÊNCIAS	43
Anexo A – Datasheets dos transistores utilizados	45
Anexo B – Datasheet dos resistores utilizados	49
Anexo C – Especificações da interface de áudio EMU-0404 USB	51
Anexo D – Especificações do microfone de medição UMIK-1	53
Anexo E – Especificações do alto falante Aura NSW2	54
Anexo F – Especificações do amplificador Wondom BRU5	57
Anexo G – Especificações do fone Moondrop Chu 2	58
Anexo H – Especificações do multímetro GVDA	59

Lista de abreviaturas

EIN: Equivalent Input Noise

FOA: First Order Ambisonics

HOA: Higher Order Ambisonics

ITD: Interaural Time Delay

ILD: Interaural Level Delay

RTA: Real Time Analyzer

SNR: Signal to Noise Ratio

SPL: Sound Pressure Level

THD: Total Harmonic Distortion

1. Introdução

Da música ao cinema, dos jogos à realidade virtual e aumentada, com uma miríade de experimentações artíficas, não é de hoje que o áudio imersivo impressiona quem o experimenta. Um dos primeiros sistemas de transmissão de áudio difundidos, o *Théâtrophone*, já empregava técnicas de espacialização de áudio, e teve sua primeira demonstração pública em 1881, durante a Exposição de Eletricidade de Paris, se mantendo como serviço comercial de 1890 a 1930 (Ouzounian, 2021). O serviço permitia ouvir óperas e peças de teatro à distância, reproduzindo a espacialidade do som ao posicionar microfones em pares espaçados, em várias perspectivas diferentes do palco. À distância, através de linhas telefônicas, os ouvintes usavam pares de fones, um em cada ouvido, correspondendo a um par espaçado de microfones posicionado no teatro, fornecendo as referências que a audição humana precisa para ter a percepção de direção, como ITD e ILD (Blauert, 1997).

Pode-se dizer que o sistema mais largamente difundido de reprodução espacial do som foi o estéreo, concebido por Blumlein (1933) há quase um século, sendo até hoje o padrão mais adotado de distribuição de áudio em todas as mídias, também transportando dois canais de transmissão, correspondentes ao lado esquerdo e lado direito. Este modo de reprodução consiste no posicionamento de um par de sonofletores, à esquerda e à direita do ouvinte, associados diretamente a cada canal de transmissão. Posicionados numa abertura máxima de 60° em relação ao ouvinte, de modo a manter a estabilidade da produção de fontes sonoras entre os dois canais de reprodução, é capaz de posicionar fontes até mesmo além desta abertura, através da manipulação de fase e atrasos que aumentam a percepção de amplitude espacial devido ao Efeito de Precedência (Toole, 2018).

Apesar de alguns sistemas posteriores, como o Quadraphonics, terem tentado expandir o plano de reprodução para 360° ao redor do ouvinte, a reprodução perifônica de forma consistente e psicoacusticamente coerente só foi viabilizada com o advento do sistema Ambisonics, na década de 1970. Sendo uma expansão direta da concepção de Blumlein para o plano, o método é capaz de representar e reproduzir um campo sonoro no espaço tridimensional completo de forma isotrópica e estável. Apesar do insucesso comercial à época, formou a base teórica que se utiliza hoje no desenvolvimento de sistemas de áudio imersivo.

Um sistema Ambisonics representa a informação direcional de um campo sonoro através de um conjunto de sinais definidos como coeficientes de uma série de harmônicos esféricos. Desta forma, as frentes de onda podem ser decompostas e recompostas para todo o espaço tridimensional ou seus subespaços, tornando a captação ou síntese do sinal totalmente independente da reprodução (Cotterell, 2002). Diferentemente de sistemas *channel based*, em que cada canal do formato de transporte é diretamente associado a um canal de reprodução em uma disposição predefinida, os canais em Ambisonics representam propriedades físicas do campo sonoro, e sua decodificação pode ser realizada para qualquer arranjo de reprodução (Arteaga, 2025). Cada canal do sistema corresponde ao padrão polar de um harmônico esférico, sendo um método com resolução espacial escalonável, de acordo com a ordem dos harmônicos esféricos empregados. Como se pode observar na Figura 1, quanto maior a ordem do sistema, correspondendo ao grau n dos harmônicos esféricos, maior sua resolução espacial. Hoje, este método é também chamado de *scene based*, por representar um espaço. A codificação *object based* representa fontes individuais e suas posições no espaço, e sua decodificação se baseia nos mesmos princípios fundamentados pelo Ambisonics.

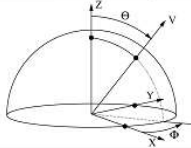
n	$P_n^{ m }(\cos \theta) \sin(m \varphi)$	$P_n^m(\cos \theta) \cos(m\varphi)$
0		
1		
2		
3		
4		
5		
6		
m	-6 -5 -4 -3 -2 -1	0 1 2 3 4 5 6

Figura 1: harmônicos esféricos denotados na forma real. **Fonte:** Adaptado de 3eφp (2019).

Possibilitada pela introdução do primeiro arranjo esférico (Gerzon, 1975; Craven e Gerzon, 1977), o microfone Soundfield, a captação tridimensional em primeira ordem proporciona coesão na ambiência sonora, com todas as qualidades associadas ao sistema Ambisonics, mesmo com um número reduzido de canais. Porém, a resolução espacial de primeira ordem proporciona uma definição baixa das fontes sonoras e da sensação de espacialidade. A disponibilidade atual de formas de reprodução em arranjos de vários canais em sistemas e home theaters, ou em binaural com fones e head tracking, possibilitam explorar as possibilidades artísticas da captação de som através de microfones de ordem mais alta. Além disso, medições acústicas também são bastante favorecidas pela informação direcional precisa.



Figura 2: microfone Soundfield, produzido pela Calrec. **Fonte:** Robjohns (2001).

A utilização do Ambisonics em alta ordem (HOA) não encontra mais os entraves da época de sua concepção, pois hoje há menor custo e maior poder de processamento para produzir sistemas multicanal. Codecs modernos dão suporte a todas as formas de representação de áudio espacial, (*channel based*, *scene based*, e *object based*) com codificação de alta eficiência e qualidade. Um exemplo é o MPEG-H, já adotado para o novo padrão de TV Digital 3.0 brasileiro. A síntese de campos sonoros em HOA é possível através de

DAWs comuns, até 7ª ordem no *Reaper*, por exemplo. Porém, a captação de campos sonoros reais em HOA é mais complexa.

1.1 Objetivos

Este trabalho visa o desenvolvimento de um microfone para utilização em produção de áudio espacial em HOA, com capacidade de captação do campo sonoro tridimensional completo, e resolução espacial suficiente para maior aproveitamento da capacidade de arranjos de reprodução tridimensional comuns no mercado consumidor. A performance de resposta em frequência, SNR e range dinâmico, deve ser compatível com microfones de uso profissional.

2. Fundamentação teórica

2.1 Um sistema kernel baseado em harmônicos esféricos

Desde sua introdução por Legendre e Laplace no século XVIII, harmônicos esféricos têm sido utilizados em diversas áreas da ciência, como em campos de potenciais na física. Apesar de já terem sido anteriormente aplicados em acústica, tiveram seu uso em áudio introduzido pelo físico Peter Fellgett e o matemático Michael Gerzon na década de 1970, buscando solucionar as falhas de sistemas surround em reproduzir ambiência sonora. (Chapman, 2009)

Tais sistemas codificavam a posição de fontes sonoras distribuindo a amplitude do entre dois canais de reprodução adjacentes. Ainda bastante utilizado, este método de *panning* produz resultados pouco consistentes, em que a percepção da imagem é instável e colapsa facilmente para a direção de um dos canais. Uma abordagem mais adequada seria, nas palavras de Gerzon (1974), uma “síntese harmônica”, ou, no contexto da álgebra linear, um “sistema kernel”, sendo capaz de reproduzir, através de um número finito de canais, um número infinito de direções.

Harmônicos esféricos são um conjunto completo de funções ortogonais, formando, portanto, uma base ortonormal. São soluções da equação de Laplace em coordenadas esféricas, definidas como polinômios homogêneos de grau n , múltiplos do Polinômio de Legendre $P_n^m(\cos\theta)$. Abaixo, vê-se a fórmula geral complexa dos harmônicos esféricos. Na Tabela 1 vê-se as fórmulas específicas e na Figura 3 o padrão polar dos harmônicos até grau 2.

$$Y_n^m(\theta, \varphi) = N_n^m P_n^m(\cos\theta) e^{im\varphi}$$

Tabela 1: Harmônicos esféricos até $n = 2$. **Fonte:** Rafaely (2005)

n	Harmônico esférico	Fórmula
0	Y_0^0	$\frac{1}{\sqrt{4\pi}}$
1	Y_1^{-1}	$\sqrt{\frac{3}{8\pi}} \sin\theta e^{-i\varphi}$
	Y_1^0	$\sqrt{\frac{3}{4\pi}} \cos\theta$
	Y_1^1	$-\sqrt{\frac{3}{8\pi}} \sin\theta e^{i\varphi}$
2	Y_2^{-2}	$\sqrt{\frac{5}{96\pi}} \sin^2\theta e^{-i2\varphi}$
	Y_2^{-1}	$\sqrt{\frac{5}{96\pi}} \sin 2\theta e^{-i\varphi}$

Y_2^0	$\sqrt{\frac{5}{16\pi}}(3(\theta) - 1)$
Y_2^1	$-\sqrt{\frac{5}{96\pi}}\sin 2\theta e^{i\varphi}$
Y_2^2	$\sqrt{\frac{5}{96\pi}}\sin^2 \theta e^{i2\varphi}$

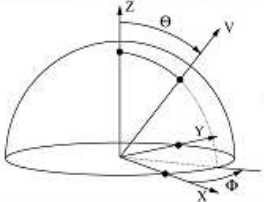
n	$P_n^{ m }(\cos \theta) \sin(m \varphi)$	$P_n^m(\cos \theta) \cos(m\varphi)$
0		
1		
2		
m	-2 -1	0 1 2

Figura 3: harmônicos esféricos até $n = 2$, denotados na forma real. **Fonte:** Adaptado de 3eφp (2019).

O grau n do polinômio determina o número máximo de raízes, e corresponde ao número de linhas na superfície da esfera onde a sensibilidade é zero (círculos nodais). A ordem m do harmônico, $-n < m < n$, determina quantos desses círculos estarão na latitude (ao longo do eixo Z, paralelos ao plano horizontal XY) e na longitude (ao redor do eixo Z). O número de círculos nodais de latitude é dado por $n - |m|$:

- Quando $m = 0$, todos os n círculos nodais são de latitude, criando padrões *zonais*, ou seja, sem variações de azimute (φ), apenas de elevação (θ).
- Quando $0 < |m| < n$, tem-se uma mistura de círculos nodais de latitude e longitude, criando padrões *tesserais* (como um xadrez na esfera).
- Quando $|m| = n$, não há nenhum círculo nodal de latitude. Todos os círculos nodais estão na longitude, com os lóbulos alinhados ao plano horizontal (XY), criando padrões *setoriais* (como gomos de uma laranja).

Há um conflito na terminologia: a matemática denomina n como o “grau” e m como a “ordem” dos harmônicos esféricos; porém, a literatura sobre Ambisonics denomina inversamente a variável n como “ordem” e m como “grau”. Assim, esta última será a nomenclatura adotada neste texto daqui em diante.

O sistema de coordenadas em Ambisonics segue a convenção da regra da mão direita, com o eixo X positivo apontando para frente, eixo Y positivo apontando para a esquerda, e o eixo Z positivo apontando para cima. Os ângulos azimutais, denotados por φ , começam à frente e têm sentido anti-horário, e ângulos de elevação, denotados por θ , são positivos acima do plano horizontal e negativos abaixo. Porém, as fórmulas matemáticas apresentadas consideram θ como ângulo de inclinação a partir do eixo Z. Neste

caso, este texto mantém a convenção matemática, tratando θ como o ângulo de inclinação, não de elevação, conforme a referência da Figura 3.

2.2 Formatos Ambisonics

Historicamente, a configuração dos sinais Ambisonics foi nomeada de acordo com sua posição na cadeia de captação, transporte e reprodução. Foi chamado *A-format* o conjunto de sinais oriundos das cápsulas nos arranjos de microfones. O formato usado no transporte e processamento do campo sonoro foi chamado *B-format*, sendo o formato central do sistema (Gerzon, 1974). Formatos de C em diante eram voltados à reprodução, tendo sido mais relevantes no contexto das mídias da época.

Os canais do Formato B correspondem matematicamente a microfones coincidentes, cada um com padrão polar equivalente a um harmônico esférico. O harmônico de ordem zero corresponde a um sensor de pressão (omnidirecional), e os três harmônicos de primeira ordem correspondem a sensores de velocidade (microfones dipolo) alinhados com os três eixos coordenados, X, Y e Z, de forma que é possível combiná-los de forma a se obter diretamente um conjunto de sinais em formato B de primeira ordem, como no arranjo da Figura 4. Os sinais de ordens superiores codificam derivadas de maior ordem do campo de pressão sonora, e não se conhece nenhum princípio acústico que possibilite um sensor com padrão polar de segunda ordem ou maior. (Arteaga, 2025; Craven, Law e Travis, 2009).

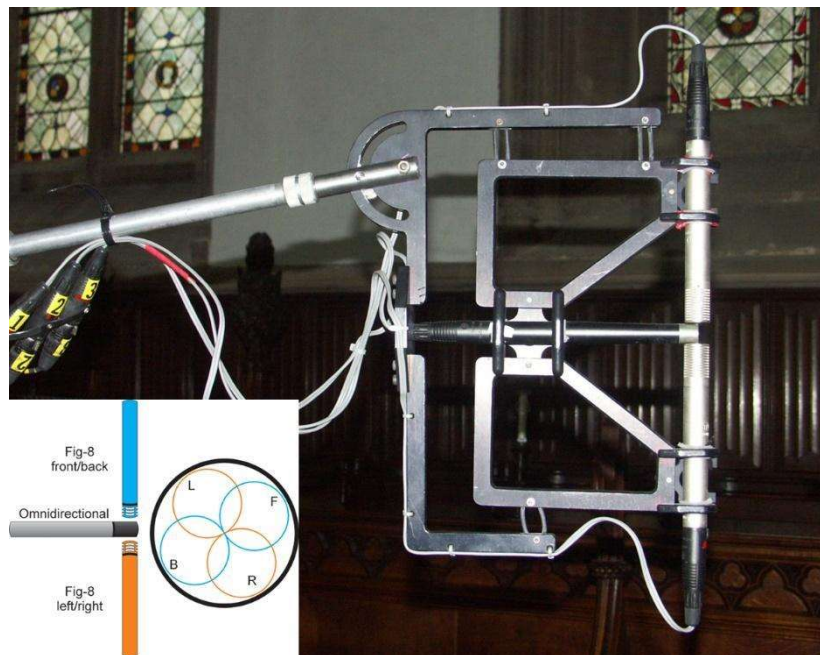


Figura 4: arranjo de microfones em formato B nativo, desenvolvido por Jonathan Haliday para a Nimbus Records em 1972. **Fonte:** Adaptado de Hodges (1972) e Robjohns, (2001).

A Tabela 2 mostra o padrão de sensibilidade de cada harmônico do conjunto de sinais em formato B até segunda ordem, e sua obtenção na forma real a partir dos harmônicos esféricos complexos. A convenção de formatos para Ambisonics e uso é a AmbiX, que aplica a convenção SN3D para normalização das componentes, e a ACN para contagem dos canais. A convenção historicamente utilizada, hoje conhecida como Furse-Malham, ou FuMa, já em desuso, aplicava normalização de $1/\sqrt{2}$ para a componente W, e listava os canais dentro de cada ordem alfabeticamente.

Tabela 2: Padrão polar dos canais em formato B, com normalização no padrão SN3D. **Fonte:** adaptada de Rafaely (2005).

n	Canal B-format		Padrão polar SN3D	Harmônico esférico
	FuMa	ACN		
0	W	0	1	Y_0^0
1	Y	1	$\text{sen}\theta\text{sen}\varphi$	$Y_1^{-1} + Y_1^1$
	Z	2	$\cos\theta$	Y_1^0
	X	3	$\text{sen}\theta\cos\varphi$	$Y_1^{-1} - Y_1^1$
2	V	4	$\text{sen}^2\theta\cos 2\varphi$	$Y_2^{-2} - Y_2^2$
	T	5	$\text{sen}2\theta\text{sen}\varphi$	$Y_2^{-1} + Y_2^1$
	R	6	$\frac{1}{2}(3\cos^2\theta - 1)$	Y_2^0
	S	7	$\text{sen}2\theta\cos\varphi$	$Y_2^{-1} - Y_2^1$
	U	8	$\text{sen}^2\theta\cos 2\varphi$	$Y_2^{-2} + Y_2^2$

2.3 Captação – A-format

Com a concepção do sistema kernel, foi desenvolvido o primeiro arranjo esférico de microfones, o microfone “Soundfield” (Craven e Gerzon, 1977). O objetivo era corrigir as distorções dos padrões polares dos arranjos de microfones comuns devido à distância entre seus centros acústicos, captando todas as direções de forma isotrópica.

O primeiro problema foi abordado pela ideia de que o diagrama polar de uma cápsula pode ser calculado a partir de um centro referencial que não corresponde ao seu centro físico. Na prática, isso corresponde à aplicação de um atraso no sinal proporcional à posição da cápsula em relação ao centro do arranjo. O segundo problema foi abordado pelo posicionamento das cápsulas em pontos estratégicos para uma regra de integração numérica na superfície da esfera, aplicando a elas o ganho obtido por essa regra. (Gerzon, 1975)

Assim, o microfone Soundfield (Figura 5) utilizava quatro cápsulas subcardioide dispostas segundo um tetraedro regular, formando um arranjo tetraédrico axialmente simétrico, com seus eixos de captação apontando do centro para fora do arranjo. Essa configuração possibilita uma amostragem espacial completa de primeira ordem.

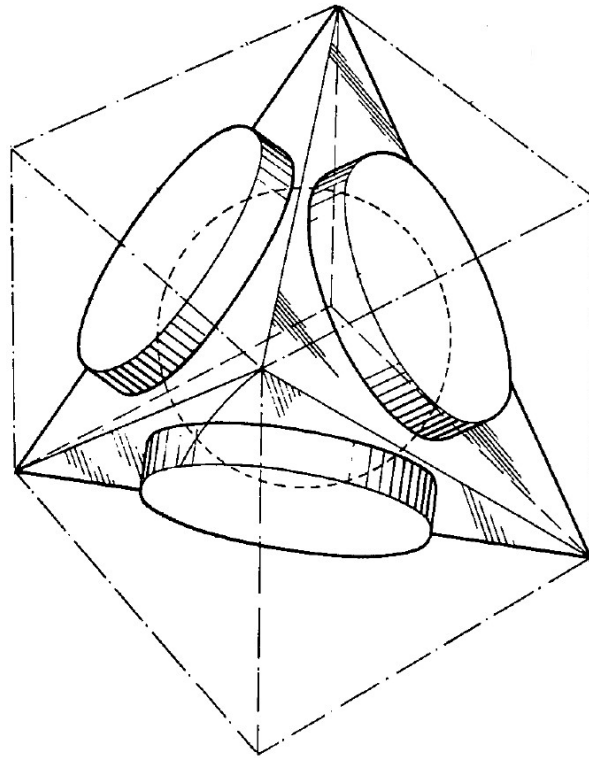


Figura 5: diagrama do arranjo de microfones tetraédrico. **Fonte:** Craven e Gerzon (1977)

O sinal de ordem zero (W) é obtido simplesmente pela soma ponderada da saída de todas as cápsulas. Os sinais direcionais são obtidos a partir do sinal ponderado de cada cápsula, aos quais aplica-se também uma ponderação proporcional ao valor de cada harmônico na posição da cápsula e à diretividade da cápsula. Neste caso, a ponderação dos sinais de primeira ordem (X , Y e Z) equivale à subtração de pares de cápsulas (Craven, Law e 2009). Observando a Figura 2 como o microfone visto de frente, suas cápsulas são identificadas segundo suas posições: *Left Front Up*, *Right Front Down*, *Left Back Down*, *Right Back Up*. Assim, o sistema que transforma os sinais em formato-A para formato B é dado pelas equações (Arteaga, 2025):

$$W = 0,5 * (LFU + RFD + LBD + RBU)$$

$$X = 0,5 * ((LFU + RFD) - (LBD + RBU))$$

$$Y = 0,5 * ((LFU + LBD) - (RFD + RBU))$$

$$Z = 0,5 * ((LFU + RBU) - (LBD + RFD))$$

Deste sistema, é obtida a matriz 4x4 que transforma o sinal do formato-A para o formato B. É necessário equalizar as componentes para uma resposta plana. É também possível aplicar uma equalização para a resposta de cada cápsula, facilitando o casamento das respostas de todas as cápsulas do arranjo. O diagrama de processamento pode ser visto na Figura 6.

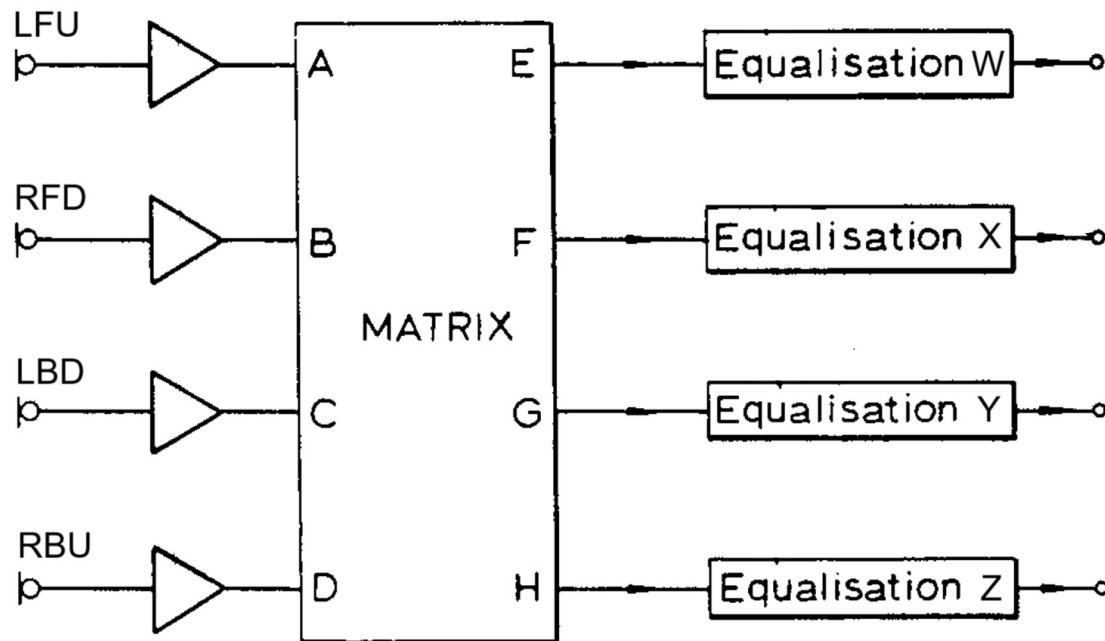


Figura 6: diagrama de processamento para transformação de formato-A para B. **Fonte:** adaptada de Craven e Gerzon (1977).

Apesar da concisão do campo sonoro, um sistema de primeira ordem não produz localização de fontes sonoras muito precisa, além de que a área de reprodução correta é muito restrita. Para melhorar estes aspectos, é preciso recorrer a sistemas de ordem mais alta: HOA (Higher Order Ambisonics).

2.4 Aumentando a ordem de captação

Blumlein (1933) descreveu, em sua patente que ficou conhecida como “a invenção do estéreo”, um método para obtenção de uma resposta polar de segunda ordem a partir de microfones coincidentes de primeira ordem, incorrendo numa perda de $6 \text{ dB}/8^{\text{a}}$. A técnica de diferenciação dos sinais dos sensores pode ser aplicada repetidamente para obtenção de ordens mais altas, mas cada incremento da ordem incorre numa atenuação de $6 \text{ dB}/8^{\text{a}}$ em baixas frequências. (Craven et al., 2009)

O desenvolvimento de arranjos esféricos posteriormente alcançou maiores ordens de captação através de arranjos esféricos de sensores de pressão. Para uma amostragem de ordem n com sensores de pressão na superfície de uma esfera rígida, é necessária uma compensação da queda de $6n \text{ dB}/8^{\text{a}}$ em baixas frequências. Porém, conforme já havia demonstrado Blumlein (1933), para um arranjo com sensores de velocidade radiais em esfera aberta, a compensação é de $6(n - 1) \text{ dB}/8^{\text{a}}$ (Poletti, 2005). Como sensores de velocidade já produzem uma resposta de 1ª ordem, a saída de 1ª ordem não sofre a atenuação de $6 \text{ dB}/8^{\text{a}}$ que já ocorre no arranjo de sensores de pressão. Portanto, a utilização de sensores de velocidade proporciona melhor SNR em frequências baixas. Os comportamentos para ambos arranjos podem ser vistos nas Figuras 7 e 8.

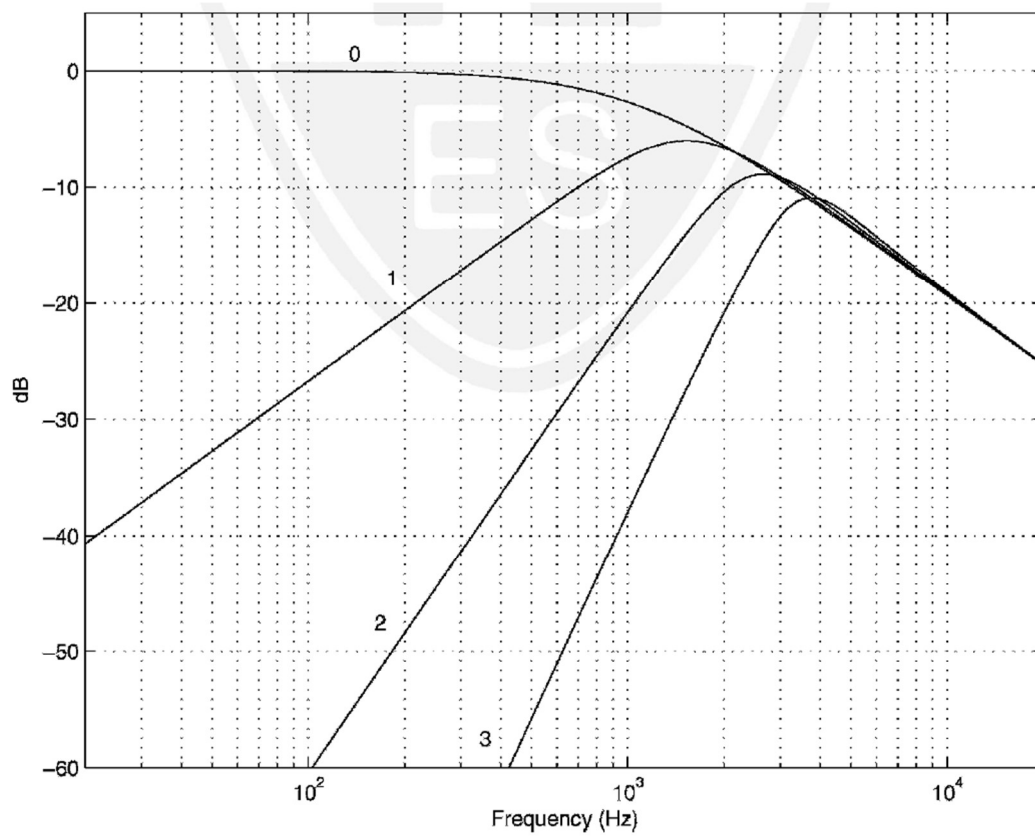


Figura 7: resposta simulada de arranjos esféricos de sensores de pressão de ordens 0 a 3. **Fonte:** Poletti (2005)

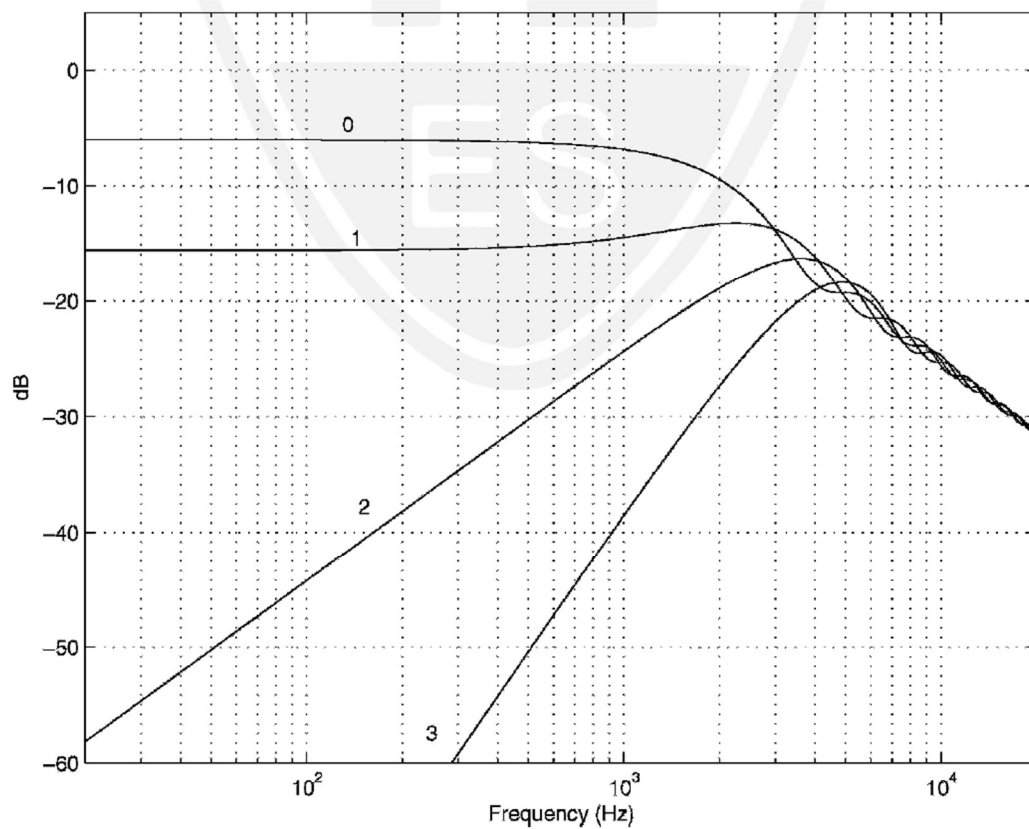


Figura 8: resposta simulada de arranjos esféricos de sensores de velocidade de ordens 0 a 3. **Fonte:** Poletti (2005)

Além disso, para comprimentos de onda maiores que o raio do arranjo, a pressão passa a ser igual em todos os sensores, o que faz com que um arranjo de sensores de pressão produza resposta omnidirecional. Ao se aproximar desta frequência, os sinais das componentes direcionais começam a se anular, pois são obtidos pela diferenciação entre os sinais dos sensores, necessitando ganhos cada vez mais altos, o que reduz ainda mais a relação sinal ruído. O aumento excessivo do raio para mitigar este problema não apenas torna o arranjo pouco prático (é necessário um raio em torno de 27 cm para uma resposta de 1ª ordem em 100 Hz com ganho de 15 dB), mas também reduz a frequência de aliasing.

A frequência de aliasing é o limite de frequência superior da direcionalidade de ambos os tipos de arranjo. É a frequência a partir da qual a amostragem espacial da frente de onda não atende mais ao limite de Nyquist de duas amostras por comprimento de onda. O aliasing espacial cria padrões de interferência nas saídas combinadas das cápsulas em formato B, formando nulos e lóbulos em regiões intermediárias, formando padrões polares de ordens superiores nos sinais de ordens inferiores, como se vê na Figura 9. O ideal seria reduzir o raio do arranjo de forma a elevar a frequência de aliasing acima do espectro do áudio, mas o tamanho das cápsulas para que isso seja possível pode comprometer a SNR.

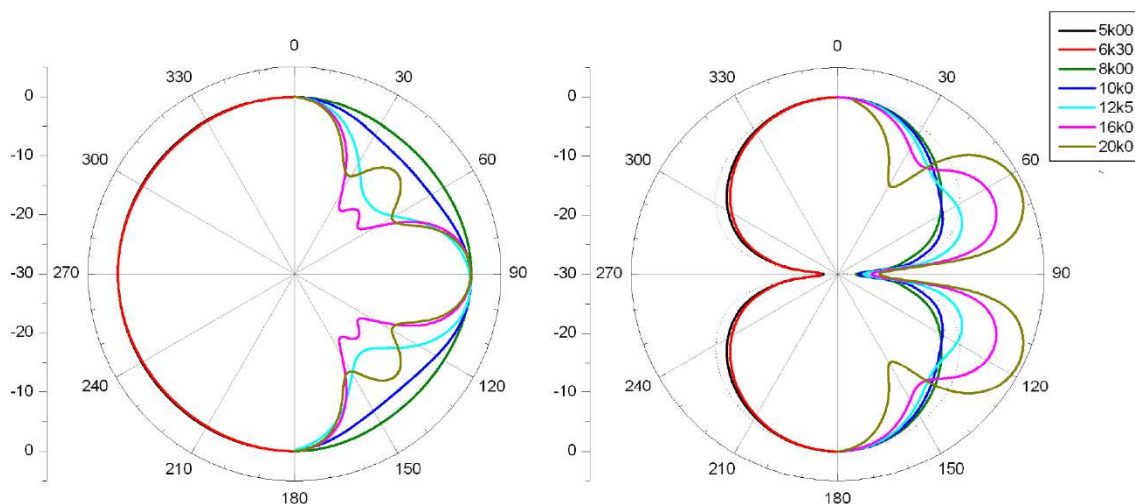


Figura 9: simulação das respostas polares do arranjo tetraédrico com $r = 1,47$ cm, normalizadas nas direções cardinais. À esquerda, componente W (omnidirecional); à direita, componente X (dipolo). Acima da frequência de aliasing de 7,3kHz, nota-se contaminação de harmônicos de maior ordem. **Fonte:** Benjamin (2012)

Portanto, a solução que parece favorecer maior SNR e maior largura de banda das componentes direcionais é o arranjo esférico de sensores de velocidade, como o pioneiro microfone Soundfield. Além da necessidade de menor ganho em baixas frequências proporcionar maior SNR, a obtenção das componentes direcionais pela subtração em pares de cápsulas direcionais produz uma resposta independente da frequência (abaixo da frequência de aliasing), e a resposta em baixas frequências depende apenas da capacidade da cápsula.

Há o compromisso entre SNR e frequência de aliasing, direta e inversamente proporcionais ao tamanho das cápsulas, respectivamente. Felizmente, a soma dos sinais correlacionados das cápsulas não soma igualmente o ruído, que é decorrelacionado, de forma que a saída em formato B do arranjo possui menor SNR do que os sinais individuais das cápsulas (Benjamin, 2012).

2.5 Extrapolando o microfone tetraédrico para 2ª ordem

A Figura 9 mostra os padrões polares das saídas do microfone tetraédrico descrito por Craven e Gerzon (1977) para várias frequências até 20 kHz. As interferências produzidas acima da frequência de aliasing de 7,3 kHz começam a mostrar efeito nos padrões polares a partir de 8 kHz, com a formação de lóbulos de ordem superior. Vê-se no padrão da saída W que há contaminação do quadrupolo, de ordem 2, e que possui inversão de fase a cada lóbulo.

A resposta em frequência dos arranjos sofre um decaimento em altas frequências, sendo necessário equalizá-las para torná-las planas. Porém, acima da frequência de aliasing, os padrões polares variam bruscamente com a frequência, e a equalização não funciona em todas as direções. Assim, para melhor média em todas as direções, as componentes devem ser equalizadas de forma a produzir uma resposta plana em campo difuso. (Gerzon, 1975)

Benjamin (2012) propõe um arranjo de segunda ordem justapondo dois arranjos tetraédricos (Figura 10-a), intercalando as posições das cápsulas dos dois e depois girando 45° o hemisfério de cima em relação ao de baixo (Figura 10-b), de forma a intercalar todas as cápsulas no plano horizontal para produzir a melhor resposta polar possível neste plano (Figura 10-c). Esta disposição também aplica o conceito de amostragem natural, pois as cápsulas estão alinhadas com os harmônicos tesserais e setoriais de segunda ordem. A densidade das cápsulas é maior nos eixos horizontais, mas se mantém a mesma do tetraedro no eixo vertical, de forma que a amostragem do arranjo é de segunda ordem horizontal e primeira ordem vertical.

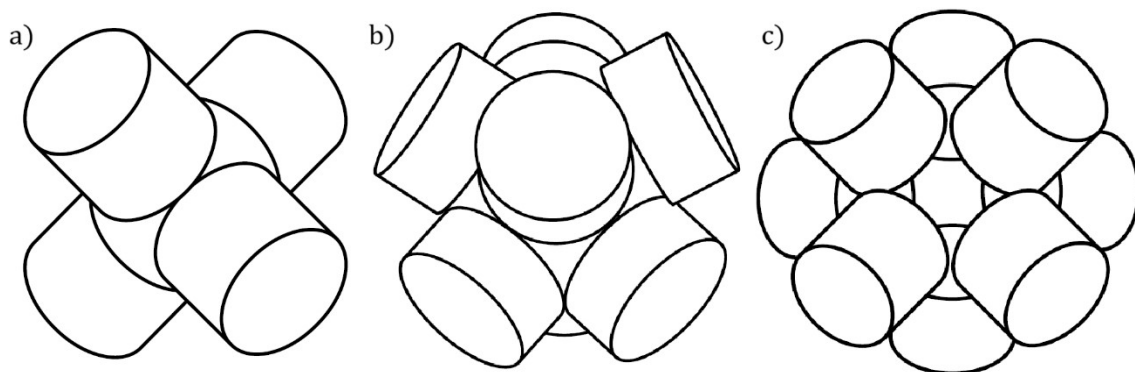


Figura 10: a) Arranjo tetraédrico em vista lateral. b) Arranjo proposto em vista lateral. c) Arranjo proposto em vista inferior. **Fonte:** Benjamin (2012).

Este formato pode ser classificado como um trapezoedro tetragonal (ou deltoedro), se as cápsulas estiverem nas faces do sólido, ou seu dual, o antiprisma reto tetragonal (ou antiprisma reto quadrado, ou ainda anticubo), com as cápsulas nos vértices do sólido. Estes dois sólidos estão representados na Figura 11.

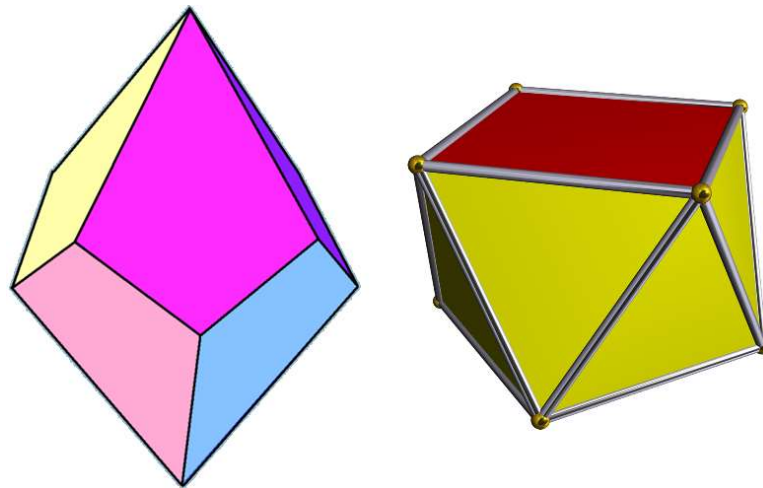


Figura 11: sólidos duais correspondentes à geometria do arranjo proposto por Benjamin. Trapezoedro tetragonal à esquerda, antiprisma reto tetragonal à direita. **Fonte:** Tomruen (2006)

Mantendo-se o raio do microfone Soundfield original, os padrões polares teóricos produzidos pelo novo arranjo tetragonal no plano horizontal são excelentes, possuindo pequenos desvios visíveis apenas nos padrões de 20kHz das componentes direcionais (Figura 12). Não se tem conhecimento de nenhum microfone nativo omnidirecional ou de primeira ordem com padrões polares que já não se degradem bem abaixo desta frequência. Dessa forma a equalização das componentes de saída se manteria mais consistente em todas as direções.

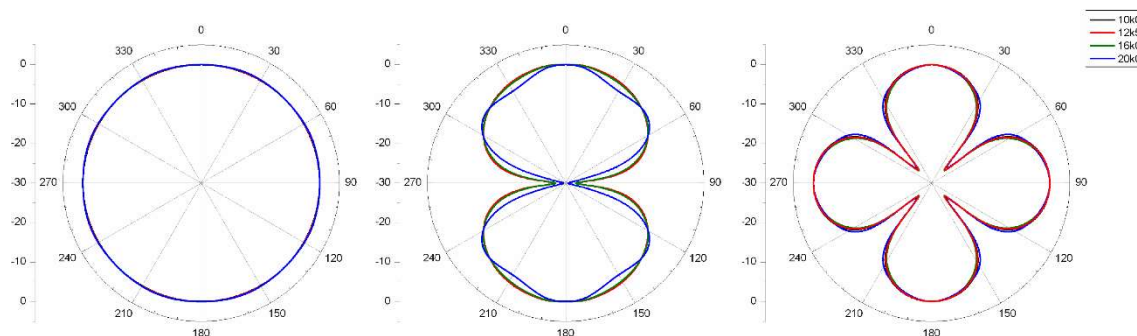


Figura 12: simulação das respostas polares do arranjo tetragonal com $r = 1,47$ cm, normalizadas nas direções cardinais. a) Componente W (omnidirecional). b) Componente X (dipolo). **Fonte:** Benjamin (2012)

As simulações se aproximam bem de arranjos reais quanto melhor a resposta das cápsulas utilizadas mantiver o padrão polar ao longo do espectro. Esta resposta individual pode ser degradada também pela difração causada pela estrutura do arranjo. A difração também aumenta a distância efetiva entre as cápsulas, aumentando o raio efetivo do arranjo.

A frequência de aliasing estimada por Gerzon (1975) para o arranjo tetraédrico em função do raio é $10,8/r$ kHz (r em cm), e para o arranjo tetragonal é estimada por Benjamin (2012) em 3 vezes este valor, possibilitando elevá-la acima do espectro do áudio.

2.6 2H1V mixed-order Ambisonics

Os harmônicos esféricos formam uma base ortonormal para o espaço de todas as funções na esfera. Um campo sonoro de segunda ordem completo é descrito por 9 harmônicos esféricos. Portanto, o formato-B de segunda ordem completo vive em um espaço vetorial de 9 dimensões (ver Tabela 2). Já os

sinais das 8 cápsulas formam um espaço vetorial de 8 dimensões. Portanto, a transformação de formato-A para B, por uma matriz 8x9, não é linearmente independente.

A distribuição das cápsulas se reflete nos harmônicos produzidos: os harmônicos tesserais e setoriais são consistentes devido à coincidência das posições das cápsulas com seus lóbulos; porém, a baixa densidade do arranjo no zênite e no nadir não resolve o harmônico zonal Y_2^0 (canal R). Como o arranjo tetragonal mantém a mesma amostragem vertical do arranjo tetraédrico, resolve somente o harmônico zonal Y_1^0 (canal Z). A Figura 13 mostra as saídas em formato-B obtidas pela matriz de transformação do arranjo tetragonal.

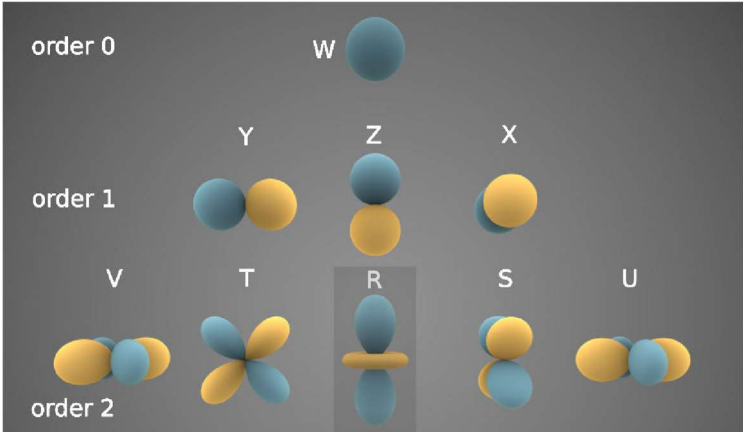


Figura 13: componentes do sinal em formato-B produzidas pelo arranjo proposto. A componente R não é produzida, formando um conjunto de sinais que atende ao esquema de ordem mista 2H1V. **Fonte:** Lopez-Lezcano (2019)

A saída produzida por esta configuração possui somente 8 canais. É denotada como 2H1V no esquema “mixed-order Ambisonics”, em que o primeiro número indica a ordem das componentes horizontais, e o segundo a ordem das componentes verticais (Travis, 2009).

Como a maior acuidade da audição humana está no plano horizontal, o arranjo tem benefícios práticos na eliminação da componente R, pois simplifica a calibração e facilita o uso com gravadores portáteis e interfaces de áudio de até 8 canais, que costumam ser mais comuns e com bom custo benefício.

Além disso, o esquema 2H1V é capaz de tirar máximo proveito dos arranjos de reprodução mais comuns no mercado consumidor, como os planares 5.1 e 7.1, e os hemisféricos 5.1.2 e 7.1.4, introduzidos em receivers com suporte a Dolby Atmos e DTS-X. No 7.1.4 (Figura 14), o hexágono regular horizontal oferece disposição ótima para decodificação de 2ª ordem, e o quadrado superior completa o hemisfério com 1ª ordem vertical, sendo também uma configuração 2H1V.

Sound system	Upper layer	Middle layer	Bottom layer
J (4+7+0)			
Upper layer 2/0/2			
Middle layer 3/2/2			
Bottom layer 0/0/0.1			

Figura 14: arranjo de reprodução 7.1.4 (hemisférico), descrito na recomendação ITU-R BS.2051-3. **Fonte:** (ITU, 2020).

2.7 Transformação de formato-A para formato-B

Tomando-se um antiprisma reto tetragonal com todos os lados iguais e centro na origem, e alinhando-se as cápsulas axialmente com as retas que passam pelo centro e pelos vértices, o ângulo de inclinação das cápsulas será aproximadamente o mesmo das cápsulas montadas nas faces de tetraedro regular, como se pode ver nas Tabelas 3 e 4.

Tabela 3: ângulos das cápsulas posicionadas nas faces de um tetraedro regular.

Cápsula	Azimute (ϕ)	Inclinação (θ)
1 (LFU)	45°	54,7°
2 (LBD)	135°	125,3°
3 (RBU)	225°	54,7°
4 (RFD)	315°	125,3°

Tabela 4: ângulos das cápsulas posicionadas nos vértices de um antiprisma reto tetragonal com lados iguais.

Cápsula	Azimute (ϕ)	Inclinação (θ)
1	45°	59,3°
2	135°	59,3°
3	225°	59,3°
4	315°	59,3°
5	0°	120,7°
6	90°	120,7°
7	180°	120,7°
8	270°	120,7°

Segundo Rafaely (2019), deve-se criar uma matriz geométrica B (matriz de modo) com a descrição matemática da geometria do arranjo. As 8 colunas da matriz correspondem às componentes em formato-B, e as 8 linhas correspondem a cada cápsula. O valor em cada célula é a sensibilidade teórica do padrão polar da componente do formato-B (ver Tabela 2) nos ângulos da direção da cápsula correspondente. A matriz de transformação será B^{-1} , que multiplica os sinais em formato-A, obtendo-se na saída os 8 canais em formato-B. Este processo realiza a Transformada de Fourier Discreta Esférica.

$$[\text{Sinais formato-A}] = B \times [\text{Sinais formato-B}]$$

$$B^{-1} \times [\text{Sinais formato-A}] = B^{-1} \times B \times [\text{Sinais formato-B}]$$

$$B^{-1} \times [\text{Sinais formato-A}] = [\text{Sinais formato-B}]$$

3. Desenvolvimento

Com base na pesquisa teórica, foi desenvolvido um microfone implementando o arranjo esférico de cápsulas cardióide proposto por Benjamin (2012), com saída analógica em formato-A. Assim, o escopo do projeto ficou restrito ao desenvolvimento mecânico e eletrônico do microfone, buscando-se otimizar o desempenho das características eletroacústicas do dispositivo.

Pensando na utilização profissional do microfone em estúdio, palco, ou captação de som direto em produções audiovisuais, foram estabelecidos os seguintes requisitos para o projeto:

- Praticidade para uso em campo com pedestais e varas de boom, com suportes do tipo aranha (com suspensão anti vibração).
- Alimentação por Phantom Power, quase onipresente em consoles, gravadores, e interfaces de áudio em geral.
- Baixo ruído inerente, principalmente em baixas frequências, onde a transformação para formato-B aplica maior ganho.
- Custo acessível.

3.1 Projeto de Hardware

O projeto se iniciou pela escolha dos componentes, fundamentada nos objetivos gerais do trabalho e nos requisitos de projeto.

- Cápsulas condensadoras de eletreto JLI TSB-120A: A escolha foi baseada em um balanço entre tamanho e SNR, visando também baixo custo. A resposta polar, infelizmente, não é bem documentada pela maioria dos fabricantes. Também a SNR costuma ser mal documentada, sendo normalmente fornecida em formatos pouco comparáveis entre diferentes fabricantes. Porém, espera-se que, com uma tensão de alimentação maior do que a especificada de 1,5 V, a SNR e o máximo SPL sejam ainda maiores que os especificados, se forem limitados pelo FET interno e não pelo eletreto em si.



Figura 15: especificações da cápsula TSB-120^a. **Fonte:** Whittle (2009)

- Multicabo Santo Ângelo SAS 08x24: 8 vias de cabos de áudio balanceados, capa de PVC externa com 12 mm de diâmetro. Cada via também possui capa de PVC individual numerada e blindagem interna com fita de alumínio. Condutores fabricados em liga de cobre OFHC estanhado, bitola de 0,20 mm². Com comprimento de 5 m, para possibilitar posicionamento do microfone longe da aparelhagem.



Figura 16: multicabo Santo Ângelo SAS 08x24. **Fonte:** Santo Angelo ([s. d.])

- Conectores tipo XLR macho de 3 pinos: padrão na indústria de áudio, um para cada via do multicabo, para conexão a entradas de áudio seguindo a norma AES14.



Figura 17: conector XLR macho de 3 pinos utilizado, e o esquema de conexão segundo a norma *AES14*.

Fonte: Mercado Livre ([s. d.])

- Conector de 24 pinos tipo MIL-DTL-5015: permite a conexão dos 8 cabos XLR à base do microfone com apenas um conector, com travamento do plugue no soquete de forma robusta e estável, impedindo desconexões acidentais.



Figura 18: conector de 24 pinos tipo MIL-DTL-5015. **Fonte:** AliExpress ([s. d])

- Fios tipo “wire wrap” 30 AWG para conexão das cápsulas aos amplificadores e dos amplificadores ao conector dos cabos: bitola de 0,05 mm². Rolo com 8 cores para facilitar a identificação do canal por combinações de cores.

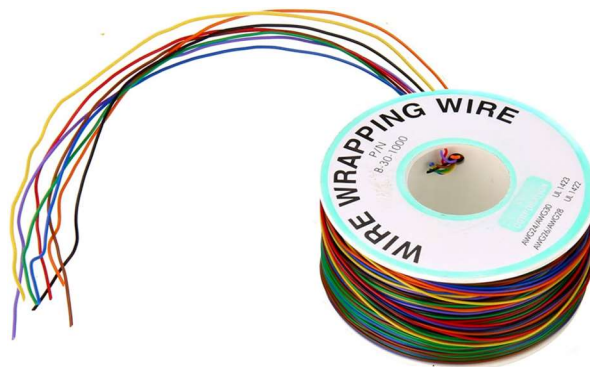


Figura 19: Rolo de fio “wire wrap” em 8 cores. **Fonte:** Mercado Livre ([s. d])

3.1.1 Amplificador:

A partir da escolha das cápsulas de eletreto, definiu-se o circuito amplificador necessário para condicionar o sinal das cápsulas para transmitir por cabos de áudio balanceados. Foi utilizado o circuito desenvolvido por Elliott (2002) por proporcionar alto ganho, baixo ruído, e ser alimentado por phantom power. O circuito foi desenhado no software Altium Designer, seguindo escolha criteriosa dos componentes para a aplicação.

O circuito amplificador utilizado tem a alimentação derivada do Phantom Power, um esquema de alimentação para microfones padronizado pela norma *IEC 61938* (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL

Próximo a $J2$, o capacitor cerâmico $C8$ (1 nF) atua como um curto para RF captada pelo cabo em modo comum, e os ferrites $FB1$ e $FB2$ fornecem alta impedância para sinais de alta frequência, completando o filtro para rejeição de interferência.

Os resistores $R12$ e $R13$ (100 Ω) são responsáveis pela impedância da saída balanceada, e os capacitores $C5$ e $C6$ (100 μF) desacoplam a tensão DC fornecida pelo *phantom power* nos pinos 2 e 3. O sinal do amplificador não é simétrico: o estágio de saída (*single ended* no coletor de $Q4$) está conectado a $C5$, e $C6$ está conectado ao GND . Assim, a conexão é devidamente balanceada pelas impedâncias idênticas do par diferencial nos pinos 2 e 3, garantindo máxima CMRR.

A alimentação do circuito é fornecida através de $R11$ e $R12$ (2,2 k Ω) para a linha V_{cc} , que é regulada em 10 V pelo diodo zener $D1$. A alimentação também é filtrada por capacitores de desacoplamento: $C4$ (33 μF) suaviza *ripple* e fornece picos de corrente, e $C7$ (100 nF) filtra ruídos de alta frequência, como o próprio ruído gerado pelo diodo zener.

Os dois estágios de amplificação são alimentados por uma fonte de corrente formada por $R7$ (220 Ω) e $Q3$ (BC857). Em vez de um diodo na base de $Q3$, $Q2$ (BC857) é usado para auto estabilizar a fonte. Os datasheets dos transistores podem ser vistos no Anexo A.

O circuito tem uma pequena alteração em relação ao original, que era projetado para cápsulas de dois terminais. Aqui, o conector $J2$ tem o terminal 3 conectado a $R2$ (10 k Ω), que fornece alimentação para o dreno do FET da cápsula (Figura 22). O gate oferece alta impedância para o sinal do condensador de eletreto, e a configuração como seguidor de fonte (dreno comum) atua como um *buffer*, fornecendo o sinal de saída no terminal 2 com impedância mais baixa, dada por R_L (2,2 k Ω).

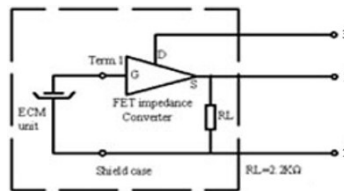


Figura 22: esquema interno da cápsula e correspondência de conexão aos terminais de $J1$. **Fonte:** adaptado de Whittle (2009).

O capacitor $C1$ (10 μF) na entrada do primeiro estágio desacopla a tensão DC da saída da cápsula, deixando passar somente o sinal AC. A rede de polarização da base de $Q1$ é formada por um divisor de tensão definido $R3$ (100 k Ω) e $R1$ (10 k Ω), definindo a tensão de polarização em 0,91 V, que é aplicada na base de $Q1$ (BC857) através de $R4$ (100 k Ω), que isola a base de oscilações. Além disso, $C2$ (33 μF) cria um curto para GND em AC no nó do divisor, filtrando *ripple* da tensão de polarização, garantindo baixo ruído no estágio de entrada.

$Q1$ está configurado na topologia seguidor de coletor (emissor comum), tendo $R9$ (33 k Ω) como carga de saída. Recebe no emissor realimentação negativa do estágio de saída através de $R8$ (33 k Ω), e a ligação do emissor a $R5$ (10 k Ω) em série com $C3$ (33 μF) para GND fornece um caminho somente para AC, definindo a proporção de realimentação. Quanto maior o valor de $R5$ em relação a $R8$, maior a realimentação e, portanto, menor o ganho do amplificador.

$R9$ também atua para polarizar a base de $Q4$ (BC847), que recebe o sinal de saída de $Q1$. Também está configurado na topologia seguidor de coletor (emissor comum), atuando como um buffer de corrente para a linha de saída. Como ambos estágios são inversores, o sinal na saída de $Q4$ está em fase com o sinal na entrada de $Q1$.

O circuito foi testado com a cápsula em protoboard para análise do desempenho e para definição de dois aspectos específicos do projeto: primeiro, o resistor de alimentação da cápsula, *R2*, que foi encontrado utilizando-se um potenciômetro para definir o valor que proporcionasse o melhor nível de distorção harmônica produzida pelo FET interno da cápsula; além disso, também foram testados diferentes valores para resistor *R5*, que controla o ganho pela malha de realimentação, sendo escolhido o menor valor do projeto original por apresentar maior ganho, sem degradação observável de desempenho em nível de ruído.

3.1.2 Placa de Circuito Impresso (PCB):

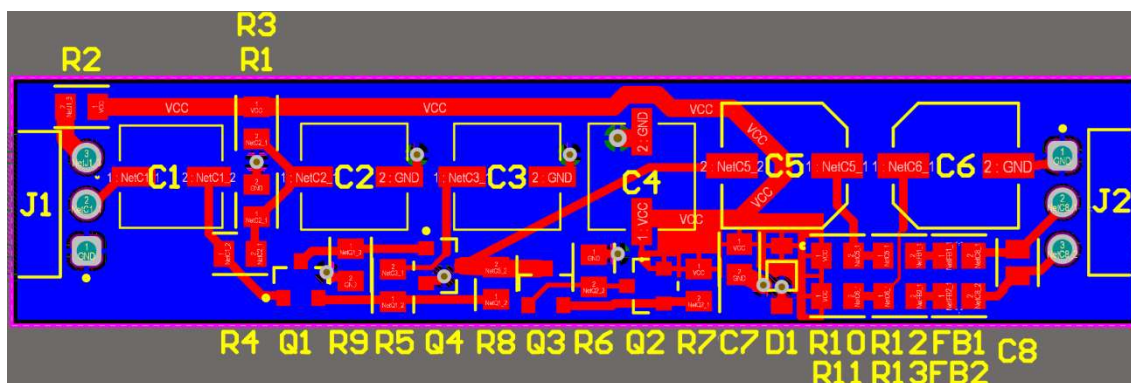


Figura 23: *layout* 2D da PCB desenvolvido no Altium – devido à falta de espaço no lado dos componentes, os designadores ficam do lado de baixo sob os respectivos componentes, mas foram colocados na figura do lado de fora da placa para possibilitar a visualização das trilhas.

Com a intenção de dispor os oito amplificadores ao redor do eixo central no interior do tubo da base do microfone, conforme descrito no projeto mecânico, a placa foi projetada para ser estreita. O *layout* final, apresentado na Figura 23, ficou com 13,5 mm de largura e 61 mm de comprimento. Os capacitores foram alinhados todos lateralmente por serem os componentes mais altos, definindo a distância mínima de uma placa a outra numa disposição radial.

A placa foi desenvolvida em apenas duas camadas devido à baixa complexidade e possibilidade de rotear todos os sinais e alimentação sem cruzamento de trilhas. A possibilidade de diferentes configurações de 4 camadas foi analisada, como: camada de sinal entre duas camadas de GND para blindagem contra interferência e emissão, com a última camada podendo ser usada para *Vcc*. Porém, o aumento de uso de vias em todos os componentes aumentaria a indutância dos *pads* dos componentes para as trilhas de sinal e causaria muitas perfurações nos *layers* de GND, podendo prejudicar o caminho de retorno de corrente. Assim, o *layout* foi desenvolvido em 2 camadas, com a camada inferior (em azul) sendo um plano de terra sólido e ininterrupto, de forma a não interromper caminhos de corrente de retorno, o que prejudicaria a integridade dos sinais. A camada superior (em vermelho) possui todas as trilhas de conexão direta entre os *pads* dos componentes. Os componentes com conexão a *GND* foram conectados ao plano de terra inferior através de vias individuais, o mais próximas possíveis do *pad*, de forma a não ter impedâncias comuns entre componentes para o *GND*, evitando acoplamentos e loops de corrente. As trilhas, principalmente de sinal, foram traçadas o mais curtas possível.

Os componentes foram escolhidos no formato 0805 (2,00 x 1,25 mm) para maior facilidade de soldagem manual. Todos os resistores são do tipo *thin film* para maior estabilidade térmica e precisão, sendo utilizada a série Panasonic ERA6AEB (ver Anexo B), com tolerância de 0,1% e coeficiente de temperatura de $25 \times 10^{-6}/K$.

Os capacitores C8 e C7, para desacoplamento de RF, são cerâmicos do tipo X7R. C8 foi colocado o mais próximo possível da conexão do cabo à J2, de forma a suprimir EMI o quanto antes. Os ferrites foram escolhidos para máxima impedância em alta frequência (1,1 k Ω @ 100 MHz), mas com baixa impedância na faixa de áudio.

Os capacitores de desacoplamento da alimentação, C5 e C6, estão conectados próximos aos resistores de balanceamento da linha diferencial, R12 e R13. Deste ponto, os resistores R10 e R11 fornecem a alimentação no polígono de Vcc, isolando o sinal pela alta impedância. Sucessivamente foram colocados no começo do polígono o diodo zener D1 e logo ao lado C7, de forma a filtrar todo o ruído produzido pelo diodo, fornecendo o caminho de menor impedância dos outros componentes para C7 e não para D1. O pad de C4 conectado a Vcc também fornece caminhos de baixa impedância utilizando trilha mais grossa (1 mm). Todos os componentes fazem conexão ao polígono através de múltiplas trilhas (*thermal relief*) em vez de uma conexão inteira, pois devem reduzir dissipação de calor no processo de soldagem, evitando defeitos na produção, como o efeito *tombstone*.

3.2 Projeto mecânico:

A estrutura que suporta as 8 cápsulas de eletreto foi desenvolvida em CAD e produzida em impressora 3D. É formada por uma casca esférica onde são inseridas as cápsulas, com os orifícios de inserção posicionados nos vértices de um antiprisma reto tetragonal com todos os lados iguais, e orientados radialmente em relação ao centro do sólido. O diâmetro interno da casca é 9,9 mm, e a espessura é 5mm, de forma que as cápsulas ficam inseridas até os orifícios de abertura da câmara traseira, e se tangenciam na base, como se pode ver na Figura 24. Assim, o arranjo tem o menor raio possibilitado pelo diâmetro das cápsulas.

Com as cápsulas montadas o mais próximas possível, obtém-se a mais alta frequência de aliasing fisicamente possível. O raio do arranjo é a medida que vai do centro do arranjo até a membrana de captação das cápsulas, que está na logo abaixo da face superior do cilindro, a aproximadamente 12 mm da base da cápsula. Como o raio interno do suporte é 9,9mm, o raio físico do arranjo ficou em torno de 22 mm, o que, pela estimativa de Benjamin, resultaria numa frequência de aliasing de 14,7 kHz. Porém, acusticamente o raio pode ser efetivamente maior, devido à difração em torno da estrutura que aumenta o caminho efetivo de uma frente de onda, que precisa contornar as cápsulas e o suporte central.

Um estreito tubo de metal é responsável por sustentar o arranjo e conduzir os fios das cápsulas para a base, com o menor diâmetro possível a fim de minimizar o efeito de difração próximo às cápsulas. Com aproximadamente 9 mm de diâmetro externo e 8 mm de diâmetro interno, ele é inserido no nadir do arranjo. Seu diâmetro interno é suficiente para passar 24 fios 30 AWG sem constrição. O comprimento de 12cm garante que não haja sobreposição da base aos sons vindos de baixo, levando-se em conta que o uso de suporte aranha pode aumentar este cone de sobreposição.

A base do microfone é formada por um tubo de metal com seção mais larga, contendo os 8 amplificadores de cada cápsula, e o conector de 24 pinos que conecta o multicabo com oito vias de cabos balanceados e blindados. O diâmetro é de 45 mm, sendo compatível com uma dimensão comum de suportes do tipo aranha encontrados no mercado de equipamentos de áudio.



Figura 24: à esquerda, vista interna da estrutura do arranjo com as cápsulas inseridas; à direita, arranjo montado.

4. Resultados e discussão

As medições foram feitas utilizando-se uma interface de áudio EMU-0404 USB (ver Anexo C) em conjunto com o software Room Eq Wizard (REW) para gerar os sinais de teste, capturar e processar as medições elétricas e acústicas apresentadas nesta seção. Para as medições acústicas, a referência utilizada foi um microfone de medição UMIK-1 USB (ver Anexo D) calibrado em SPL, e um alto falante Aura NSW2 (ver Anexo E) produziu os sinais acústicos para o sinal de referência de SPL, conectado a um amplificador Wondom BRU5 (ver Anexo F), por sua vez conectado à saída de linha da interface. Para máximo SPL, foi utilizado um fone de ouvido *in-ear* Moondrop Chu 2 (ver Anexo G) conectado à saída de fones da interface. Para medida de resposta em frequência, uma caixa acústica construída segundo as especificações do projeto ZA5.2 (Amir, 2020). Um multímetro GVDA GD166B (ver Anexo H) foi usado para calibrar o REW com os valores de tensão RMS dos sinais elétricos na saída e na entrada da interface.

4.1 Medições de performance do amplificador

No REW, a interface foi configurada para amostragem em 96 kHz. O ganho da entrada foi mantido no mínimo para melhor SNR, conforme as especificações da interface no Anexo C. Inicialmente, foi feita a normalização da resposta do sistema de geração e captura de sinais, utilizando-se a função “*soundcard calibration*” com um cabo conectando a saída balanceada da interface à entrada. A resposta do sistema é mostrada na Figura 25. Com a resposta caindo apenas 0,2 dB em 20 Hz e em 20 kHz, e -3 dB a 4 Hz, a interface mostra desempenho suficiente para medições na faixa de áudio, mesmo se não fosse feita a calibração. Aplicando-se esta curva como correção, a resposta do sistema passa a ser plana desde quase DC até o limite da amostragem.

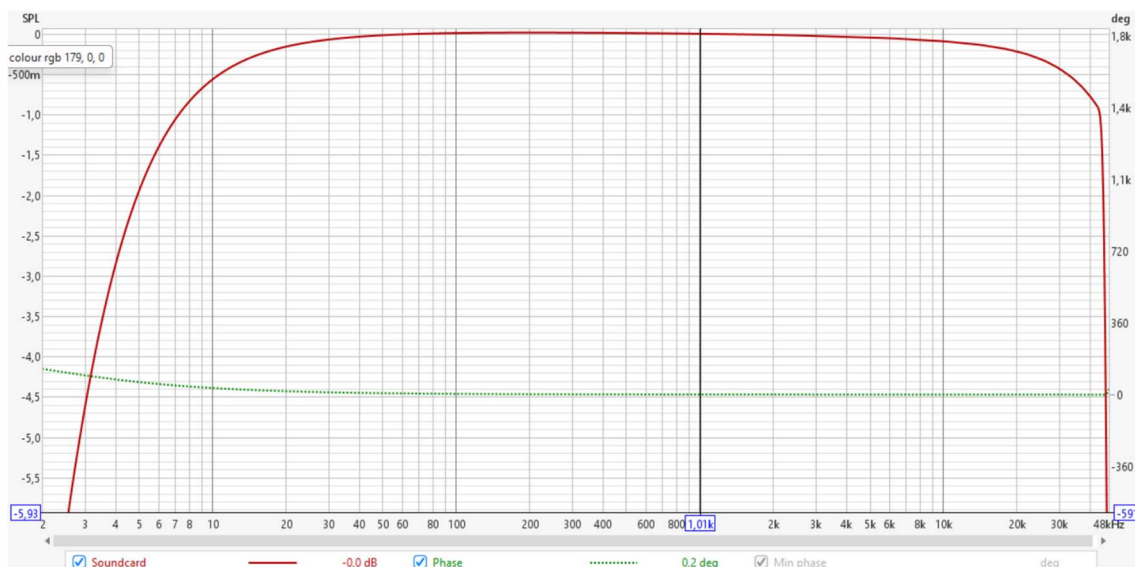


Figura 25: medida da resposta da saída da interface conectada à entrada, usada para calibração das medições com amostragem em 96 kHz.

Devido a problemas logísticos com a encomenda dos circuitos para a fábrica, não foi possível testar o amplificador na versão SMD desenhada. Uma versão *through-hole* desenhada por Elliott (2002) foi montada para análise de desempenho. O circuito já tinha sido testado em protoboard, mas a montagem era demasiado frágil e subótima para uma análise de desempenho. Assim, o *layout* original do autor

forneceu material de comparação para, futuramente, verificar se as diferenças de *layout* afetaram alguma característica de desempenho.

Para os testes de ganho e distorção harmônica, o gerador foi ajustado em 1kHz. O gerador e o RTA foram calibrados em Volts aferindo-se com o multímetro a tensão RMS do sinal de saída ligado na entrada. Primeiro, foram aferidos os níveis de ruído e distorção no nível de maior SNR do sistema, já próximo da saturação. As medidas do RTA podem ser observadas na Figura 26.

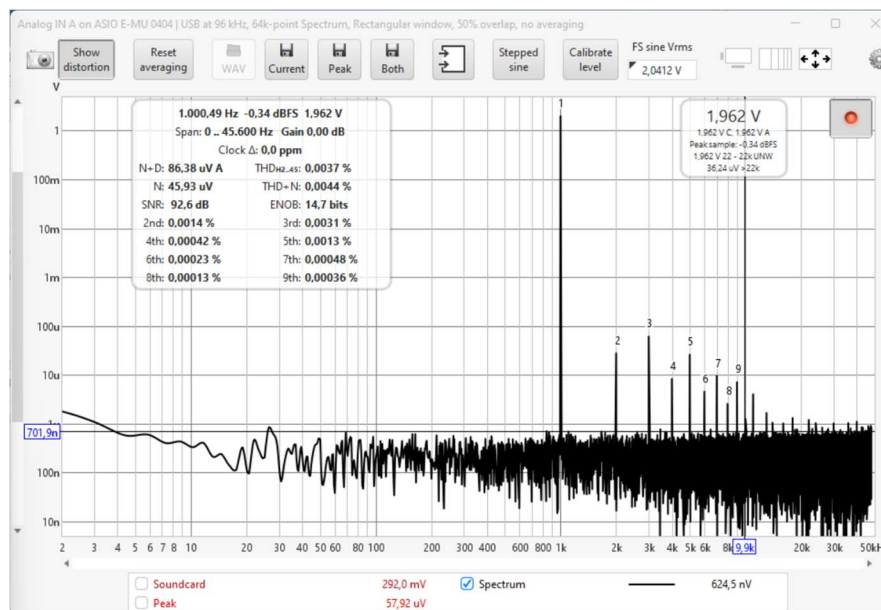
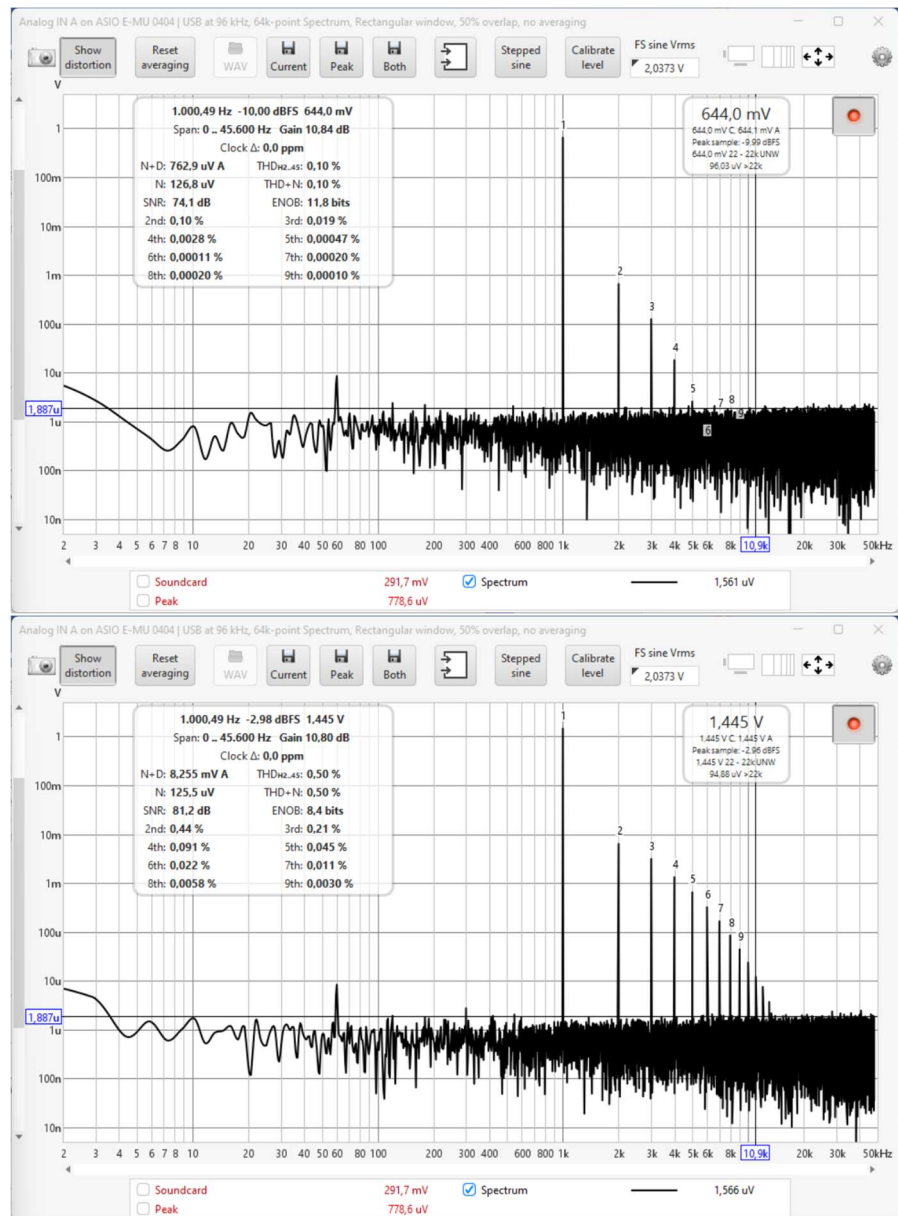


Figura 26: medição de distorção e ruído da saída da interface conectada diretamente à entrada.

O nível de ruído identificado pelo RTA não parecia condizente com a inspeção visual do espectro. O sinal apresentava grandes oscilações de amplitude entre 2 e 10 Hz, e isso pode ser causado pelo alto ganho aplicado nos extremos do espectro pela calibração do sistema. Assim, o ruído e SNR foram estimados com base nos marcadores colocados sobre o gráfico.

Com o sinal de 1 kHz a 1,962 Volts, o sistema está no limiar da saturação, apresentando distorção mais alta que no resto do range, mas produzindo a melhor SNR. Desconsiderando-se flutuações e espúrios como ruído de rede e da fonte chaveada que subiam e desciam constantemente, considerou-se a massa de ruído em torno de 702 nV, resultando numa SNR máxima de 128,9 dB.

Em seguida, para testar a performance do amplificador, a saída balanceada da interface foi conectada à entrada do amplificador, nos pinos 1 (GND) e 2 (sinal) do conector J1, e a saída do amplificador foi conectada à entrada da interface. O circuito foi mantido dentro do tubo da base, conectado à blindagem do cabo de saída, e tapado nos dois extremos com papel alumínio. A tensão fornecida via *phantom power* foi aferida em 47,2 V, sem carga, e a tensão regulada no nó Vcc do circuito do amplificador foi aferida em 9,80 V. Foram feitas leituras no RTA com THD em 0,1%, 0,5%, e 1%. As medições podem ser vistas na Figura 27.



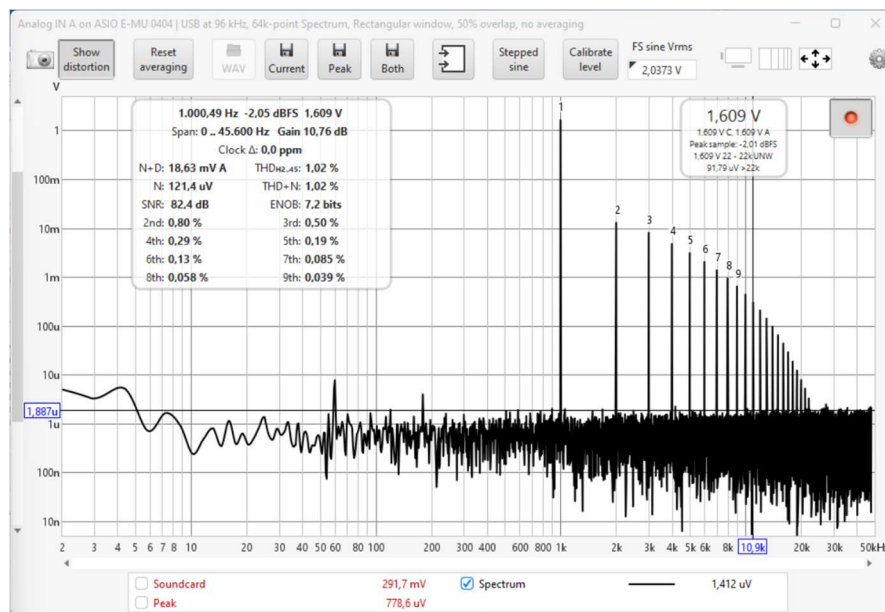


Figura 27: Medições de THD a 0,1%, 0,5%, e 1%.

O ganho apresentado pelo amplificador foi de 10,85 dB, e se mostrou linear em toda a faixa de operação até 0,1% de THD. O perfil de distorção é decrescente na série harmônica, como esperado para um amplificador classe A. A proporção de distorção mostrou decrescimento com a redução do nível do sinal.

Desconsiderando-se o ruído da rede em 60 Hz e 180 Hz, a massa do ruído de fundo passou para 1,887 μ V, ou seja, apenas 8,59 dB acima do ruído de 702 nV da interface. Provavelmente houve erro visual na marcação dos níveis de ruído, pois o ruído deveria subir no mínimo no mesmo nível do ganho do amplificador. Como a faixa de ruído era oscilante, isto pode ter causado a imprecisão na marcação. Este resultado indica que o ruído introduzido pelo amplificador parece ser desprezível.

O ruído da rede em 60Hz é estimado em torno de 13 dB acima da massa de ruído, e provavelmente foi captado pelos cabos. O uso do *lift* de GND na entrada da interface não apresentou qualquer influência.

Por último, foi aferida a resposta em frequência do amplificador com amostragem em 192 kHz, para identificar a banda de operação. O processo de calibração do sistema foi feito novamente para esta configuração da interface no REW, produzindo a resposta da Figura 28, com queda de -0,5 dB em 20 Hz e -1 dB em 20 kHz, e -3 dB em 6 Hz e 90 kHz.

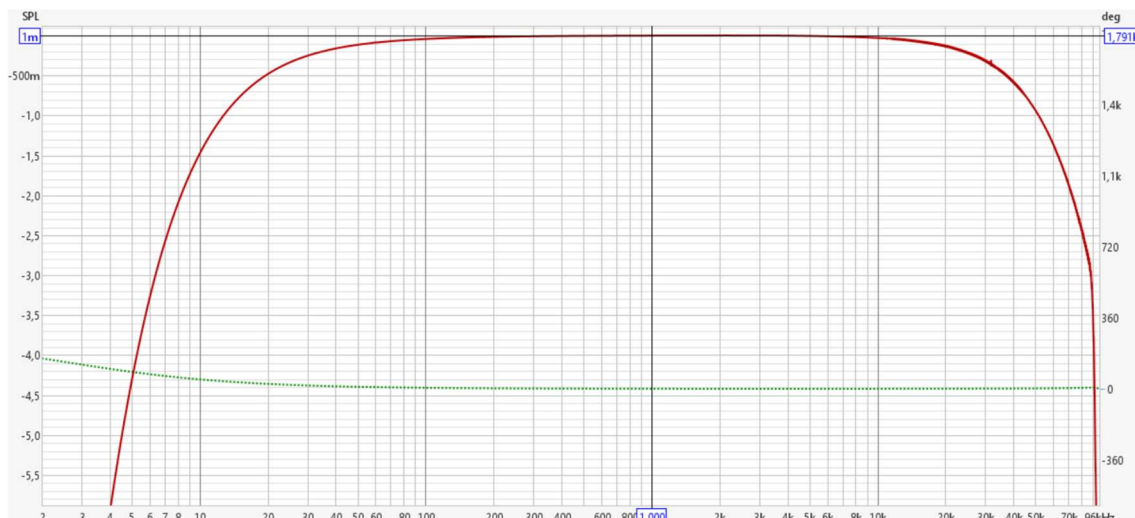


Figura 28: medida da resposta da saída da interface conectada à entrada, usada para calibração da medição de resposta em frequência, com amostragem em 192 kHz.

Após aplicada a compensação, o gerador de sinais foi configurado para produzir ruído branco periódico para aferição da resposta em frequência, produzindo uma resposta plana de 10 Hz ao limite da medição de 96 kHz, com queda de 3 dB em 3 Hz. A Figura 29 mostra a captura no RTA.

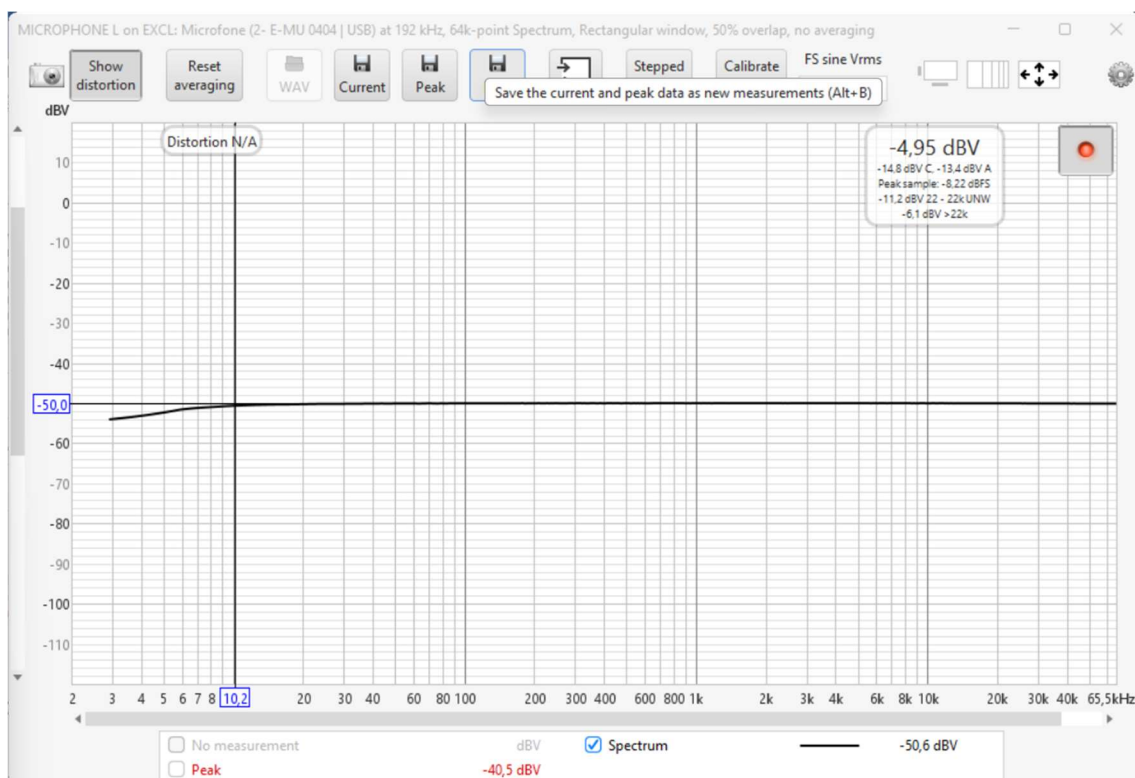


Figura 29: resposta em frequência do amplificador, produzida por ruído branco periódico.

O amplificador apresentou desempenho quase transparente diante dos métodos e equipamentos de medição empregados. Apresentou estabilidade em toda a faixa de operação e, apesar de responder muito acima do espectro do áudio, não apresentou captação de ruídos de alta frequência nem indícios de oscilação.

4.2 Performance das cápsulas no arranjo: medidas de intensidade

Para aferição das respostas de intensidade, a norma IEC 60268-4 especifica a sensibilidade dada pelo nível do sinal na saída do microfone para um sinal acústico na frequência de 1 kHz, com intensidade de 94 dB SPL (1 Pa RMS), e o range dinâmico como a diferença entre o EIN e a intensidade para a qual o nível de THD na saída é 1% (em casos mais rigorosos, pode-se especificar a 0,5%). O EIN é o nível de ruído elétrico equivalente, em dBA, que o microfone produz quando em silêncio absoluto. Com microfones de pressão, costuma-se fazer a calibração com um pistão produzindo a pressão de referência acoplado diretamente à frente da cápsula. Porém, para sensores de velocidade a referência fica incorreta, sendo necessário uma medição *free field*, a uma distância suficiente para evitar o efeito de proximidade (Rayburn, 2012).

Para aferir a sensibilidade das cápsulas, primeiro foi necessário calibrar o alto falante Aura NSW2 para produzir 94 dB a 1kHz. Para isso, o alto falante foi conectado ao amplificador, por sua vez conectado à saída da interface. O alto falante foi colocado num pedestal elevado, operando em dipolo, e outro pedestal foi colocado à sua frente. O microfone de medição foi alinhado axialmente com o alto falante, a uma distância de 0,60 m. A superfície mais próxima era a parede lateral, paralela ao eixo de alinhamento, a 1,20 m de distância. A montagem pode ser vista na Figura 30.

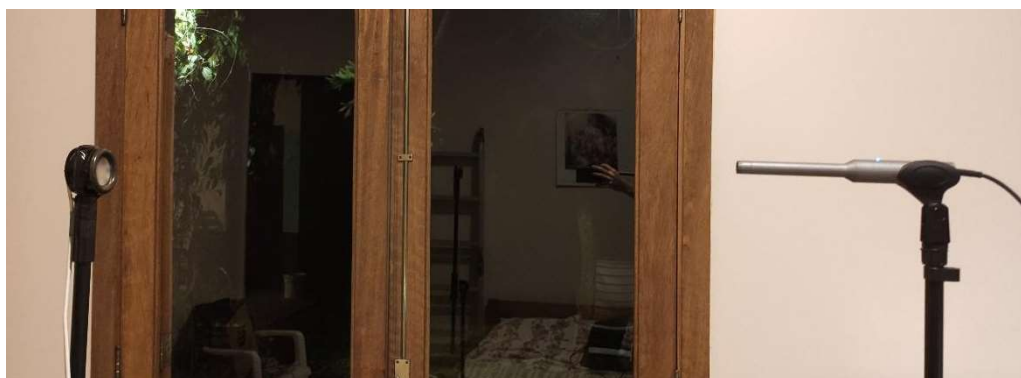


Figura 30: montagem do microfone de medição alinhado ao alto falante para calibração do sinal acústico.

Com base no tempo da primeira reflexão na parede de 5,6 ms, as medições foram feitas através de *sweeps* de frequência com janelamento de tempo para eliminar o efeito das reflexões, o que daria uma frequência mínima útil em torno de 180 Hz. Porém, para proteger o pequeno alto falante de excursões muito grandes, e como a frequência de interesse era apenas 1kHz, os *sweeps* foram feitos a partir de 500 Hz, e limitados a 2 kHz.

Assim, ajustou-se o ganho da saída para que o alto falante produzisse 94 dB SPL na frequência de 1 kHz no microfone. Em seguida, substituiu-se o microfone de medição pelo arranjo de microfones no pedestal, alinhando-se uma cápsula do hemisfério superior axialmente com o alto falante, à mesma distância de 0,6m, como mostra a Figura 31. Com o sinal acústico calibrado para produzir 94 dB SPL a 1kHz a essa distância, foi realizado um *sweep* e aferido o nível do sinal na frequência de 1 kHz, com a escala calibrada em Volts no REW. Para comparar o efeito do suporte na resposta acústica da cápsula, foi feita também uma medida da sensibilidade da cápsula suspensa fora do suporte. As respostas do microfone de medição e da cápsula fora e inserida no arrajo podem ser vistas na Figura 32.



Figura 31: montagem do arranjo à mesma distância do alto falante para aferição da sensibilidade da cápsula apontada.



Figura 32: sinais produzidos pelos microfones com o sinal acústico em 94 dB SPL à distância de 0,6 m do alto falante – microfone de medição (acima em verde escuro), cápsula suspensa fora do arranjo (laranja), e cápsula inserida no arranjo (em verde claro, com o marcador em 1kHz para identificação da sensibilidade).

A sensibilidade encontrada da saída amplificada da cápsula no arranjo foi de 17,20 mV/Pa. Segundo Rayburn (2012), este valor se encontra num range adequado tanto para captação distante (10-50 mV) quanto para captação em estúdio (7-20 mV), que seriam as principais aplicações de um microfone Ambisonics. Esta sensibilidade pode ser muito alta para captação em proximidade da fonte, podendo saturar a entrada das interfaces de áudio mesmo em ganho mínimo

Para medida do máximo SPL, o valor da sensibilidade encontrado para o arranjo foi inserido nos parâmetros da entrada de microfone da interface no REW. Com isso, os gráficos passam a estar calibrados em SPL. Como o alto falante produz alta distorção nos níveis necessários para este teste, foi utilizado o fone acoplado diretamente à frente da cápsula (Figura 33) até os níveis que produziram 0,5% e 1% de THD, e aferidos SPL de 113,28 dB e 119,49 dB, respectivamente. Foi verificado com o microfone de medição que a distorção vista na Figura 34 era de fato produzido pela cápsula e não pelo fone, que se manteve em 0,1%.



Figura 33: acoplamento do fone à frente da cápsula para medição de máximo SPL.

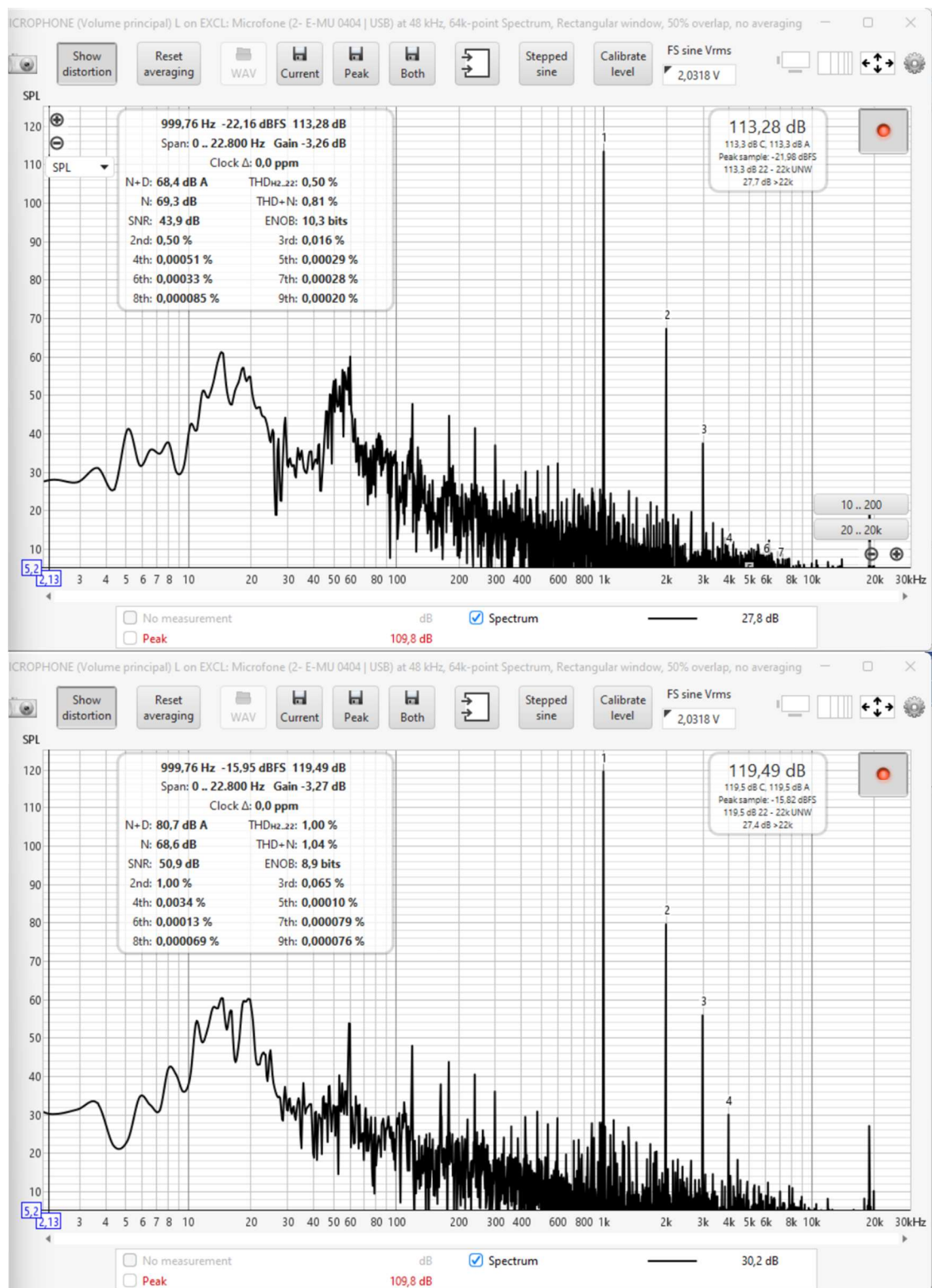


Figura 34: máximo SPL obtido para THD de 0,5% (acima) e 1% (abaixo).

O nível de 120 dB corresponde ao limiar da dor para a audição humana. Considerando que o uso do microfone não seja feito em proximidade das fontes, o limite deve ser suficiente para captações ambientes e a média distância.

Em seguida, para aferição do EIN, o microfone foi enrolado dentro de dois cobertores grossos, em horário noturno para menor ruído ambiente, como forma de se obter uma medida próxima a anecóica. A

Figura 35 mostra o ruído observado no RTA para o microfone e também para a entrada da interface com a entrada em curto, para fins de comparação.

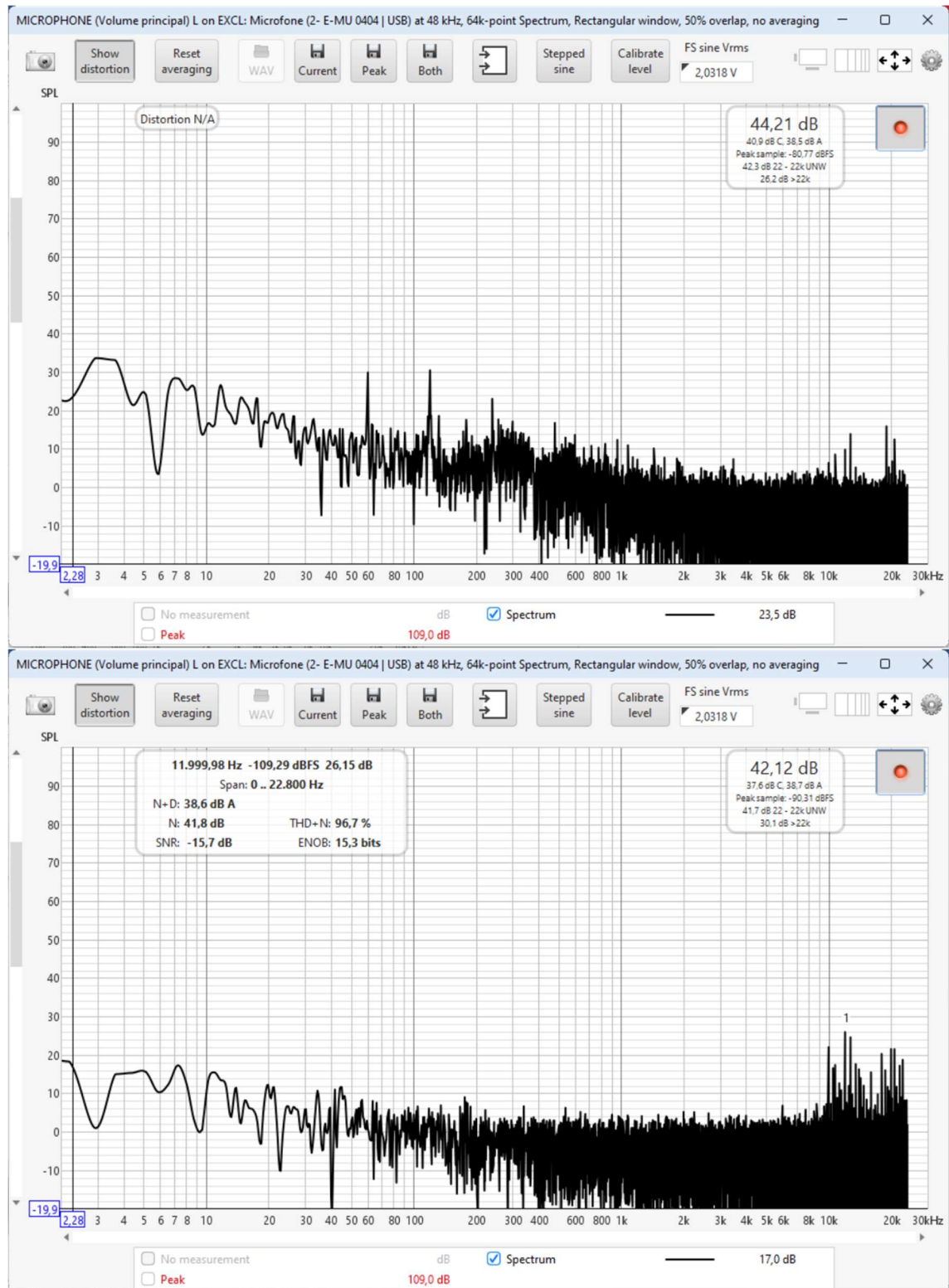


Figura 35: ruído produzido pelo microfone em silêncio (acima) e pela entrada da interface em curto (abaixo).

Nota-se um perfil de ruído mais acentuado em graves para ambas as respostas, com alta interferência de ruído da rede, que foi reduzido em ambas as leituras tocando-se na carcaça metálica do conector XLR (interconectada ao terminal 1-GND da entrada) como forma de fornecer aterramento, já que a conexão à tomada do equipamento não possui conexão ao terra. Com isso, o nível de ruído reduziu até quase sumir na massa de ruído da entrada em curto da interface, mas, para o microfone, ainda se manteve mais de 10 dB acima da massa de ruído, próximo ao ganho do amplificador. Desconsiderando-se o ruído da rede, o EIN está abaixo de 20 dB, o que fornece um range dinâmico de pelo menos 100 dB. Nota-se que a massa do ruído produzido pelo microfone a partir de 20 Hz é em torno de 10 dB acima do ruído da entrada, e quase não se nota diferença acima de 2 kHz. Como o isolamento acústico utilizado não deve ter eficiência em frequências tão baixas, não é possível afirmar se o maior ruído observado em baixas frequências é produzido pelo microfone ou captado.

Comparando-se com os valores especificados pelo fabricante da cápsula, a sensibilidade de -46 ± 3 dB, com $0 \text{ dB} = 1 \text{ V/Pa}$, equivale a 5 mV/Pa . Com o ganho de 10 dB do amplificador, seria $15,9 \text{ mV/Pa}$. O aumento da sensibilidade se deve à elevação da tensão de alimentação, que era especificada em 1,5 V, e foi medida em torno de 7,5 V no conector J1. A SNR especificada de 65 dB é a diferença entre o EIN e a referência de 94 dB SPL, ou seja, o EIN especificado estaria em 29 dB. O valor aproximado visualmente em 20 dB supera a performance especificada. O máximo SPL de 135 dB não especifica o nível de distorção, e com a alimentação especificada, não deveria superar o valor medido de 119,5 dB em 1% de THD.

4.3 Performance das cápsulas no arranjo: resposta em frequência

Para medida da resposta em frequência das cápsulas, foram feitas medições a 0,6 m de distância da caixa acústica. A caixa estava encostada na parede com os alto falantes voltados para a frente, e o *tweeter* à altura de 1 m do chão. Foram colocados travesseiros ao redor da caixa para reduzir o efeito da primeira reflexão à parede, e também no chão à frente para redução da primeira reflexão no chão. Apesar da medição dessa forma sofrer alterações devido à proximidade de diversas superfícies, a medição foi feita para uma caracterização preliminar da resposta polar da cápsula.

Primeiro, o microfone de medição foi alinhado com o *tweeter* e feita medida para normalização da resposta no REW. Em seguida, o microfone de medição foi substituído pelo arranjo, com a cápsula testada apontada axialmente para o *tweeter* à mesma distância. Foram tomadas medidas com a cápsula a 0° , 90° e 180° em relação ao eixo do *tweeter*. O mesmo foi feito para a cápsula suspensa, fora do arranjo, para fins de comparação do efeito do suporte sobre a resposta. As respostas obtidas podem ser vistas na Figura 36.

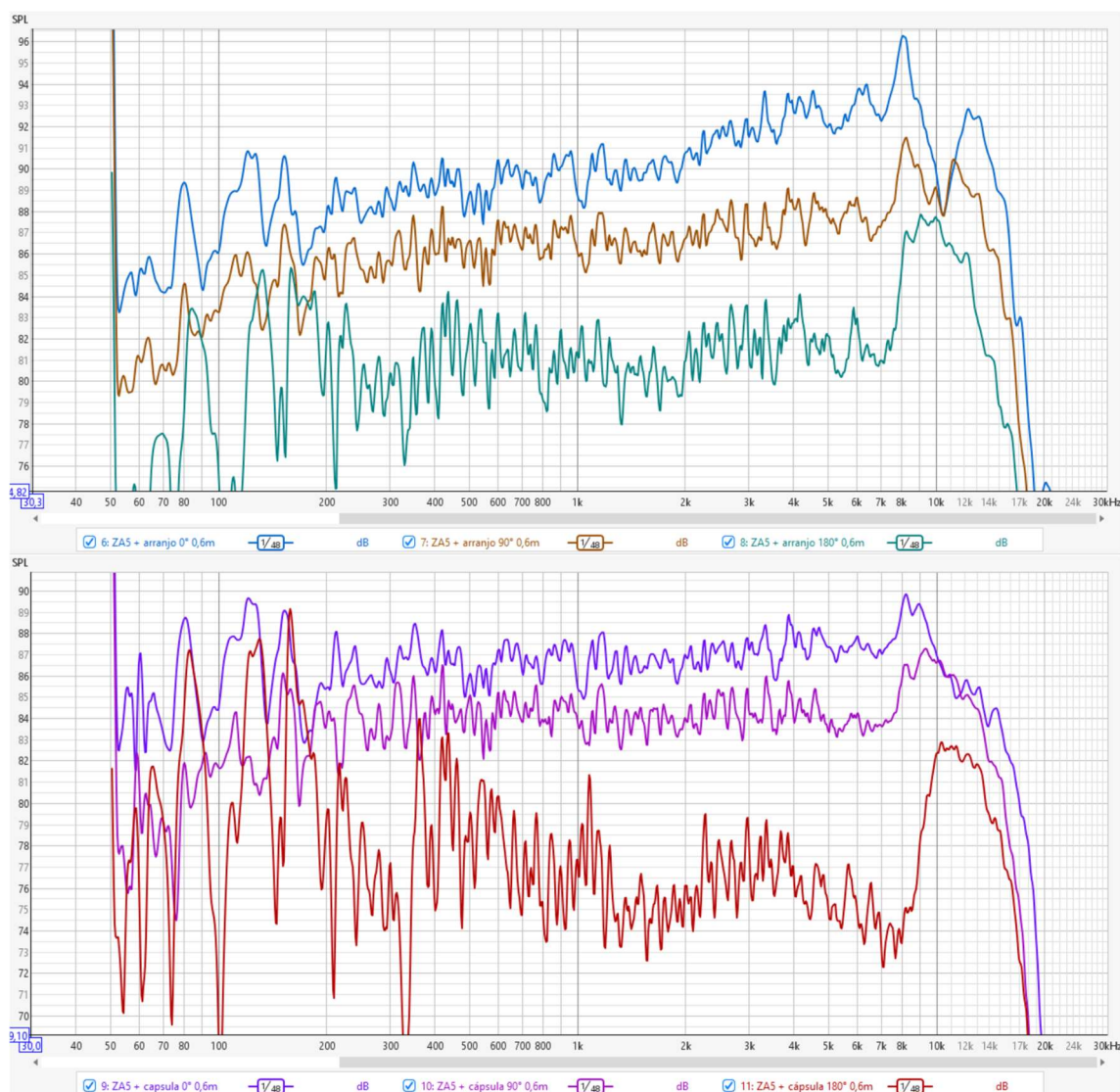


Figura 36: resposta da cápsula no arranjo (acima) e suspensa fora do arranjo (abaixo), a 0°, 90° e 180°.

Observando-se a faixa de 1 a 2 kHz, a resposta da cápsula no arranjo produz uma resposta esperada para o padrão cardióide, com queda de 3 dB a 90°, alcançando uma rejeição em torno de 18 dB a 180°. Porém, há um aumento da diferença entre 0° e 90° com o aumento da frequência, o que, após a equalização do microfone, representaria um aumento de intensidade nas direções axiais das cápsulas, para uma equalização em campo difuso.

A resposta da cápsula fora do arranjo perde direcionalidade acima de 10 kHz, mas no arranjo esta direcionalidade é restaurada a partir de 11 kHz, e se estende até 16-17 kHz, havendo possibilidade de equalização para resposta plana até esta região.

Apesar da resposta em graves sofrer mais com as reflexões das superfícies próximas, é possível notar a preservação do padrão cardióide até as frequências mais graves, demonstrando o potencial de resposta direcional em baixas frequências, que é o maior diferencial deste arranjo em relação a um arranjo de sensores de pressão.

5. Conclusões

O arranjo de microfones desenvolvido neste trabalho demonstrou resultados qualitativos e quantitativos promissores e alinhados ao objetivo de construir um dispositivo de captação de áudio espacial de alta performance para uso profissional. O projeto resultou num protótipo físico funcional de alto desempenho eletroacústico, configurado para obter ótimos padrões polares na codificação de um campo sonoro em Ambisonics de 2ª ordem horizontal e 1ª ordem vertical (2H1V).

A transparência do circuito amplificador utilizado aliada às características eletroacústicas das cápsulas no arranjo proporcionam desempenho adequado para captações a distância e a média proximidade, com sensibilidade de 17,20 mV/Pa e máximo SPL de 119,5 dB a 1% de THD, proporcionando versatilidade na utilização. O EIN estimado em torno de 20 dB mostra que o microfone atende às exigências de uso em produções de áudio profissionais. Seria necessária uma medida anecóica para aferir EIN com precisão e em dBA, atendendo à norma IEC 60268-4.

A performance está próxima da performance de microfones no mercado que seguem o arranjo proposto por Benjamin, superando o máximo SPL do Voyage Audio Spatial Mic (VOYAGE AUDIO, [s. d.]), de 120 dB a 3% de THD, e para o Core Sound Octomic (CORE SOUND, [s. d.]) é 136 dB, sem especificar o nível de THD, o que torna o dado incompleto e impossibilita a comparação. O EIN de ambos é dado em dBA nas saídas em formato-B, que é menor do que nos sinais diretos das cápsulas, sendo 15 dBA para o microfone da Core Sound e 22 dBA para o da Voyage Audio.

Para futura implementação do processamento de transformação da saída de formato-A para formato-B, serão necessárias medições anecóicas da resposta em frequência de cada cápsula do arranjo. Com isso, será possível equalizar os sinais de cada cápsula para uma resposta plana e uniforme no formato-A, bem como realizar a compensação da queda em altas frequências das saídas de cada ordem em formato-B. Por fim, será possível aferir EIN para as saídas em formato-B, bem como a consistência dos padrões polares em função da frequência.

6. Referências

- ALIEXPRESS. **PLS28 P28 24 Pin Aviation Plug Connector WS28 Male Female Connector Plug Socket**. [s. d.]. Disponível em: <https://pt.aliexpress.com/item/1005007036649198.html>. Acesso em: 8 ago. 2025.
- AMIR. **Zaph|Audio ZA5.2 DIY Kit Speaker Review**. *Audio Science Review*, 10 mar. 2020. Disponível em: <https://www.audiosciencereview.com/forum/index.php?threads/zaph-audio-za5-2-diy-kit-speaker-review.12086/>. Acesso em: 8 ago. 2025.
- ARTEAGA, Daniel. **Introduction to Ambisonics**. Notas de aula. Àudio 3D, Escola Superior Politècnica, Universitat Pompeu Fabra, maio 2025.
- BENJAMIN, Eric. A second-order soundfield microphone with improved polar pattern shape. In: AES CONVENTION, 133., 2012, San Francisco. **Convention Paper 8728**. San Francisco: Audio Engineering Society, 2012. p. 1-8.
- BLAUERT, Jens. **Spatial Hearing: The Psychophysics of Human Sound Localization**. Cambridge, MA: The MIT Press, 1997.
- BLUMLEIN, Alan Dower. **Improvements in and relating to electrical sound transmission systems**. British Patent Specification 394.325, 14 de jun. 1933. Reprint. *Journal of the Audio Engineering Society*, v. 6, n. 2, p. 91, abr. 1958.
- CHAPMAN, Michael et al. A standard for interchange of ambisonic signal sets: including a file standard with metadata. In: AMBISONICS SYMPOSIUM, 2009, Graz. **Proceedings of Ambisonics Symposium 2009**. Graz, 2009. p. 1-6.
- CORE SOUND. **OctoMic**. [s. d.]. Disponível em: <https://www.core-sound.com/products/octomic>. Acesso em: 8 ago. 2025.
- COTTERELL, Philip S. **On the Theory of the Second-Order Soundfield Microphone**. 2002. Tese (Doutorado em Filosofia) – The University of Reading, Reading, 2002.
- CRAVEN, Peter G.; GERZON, Michael A. **Coincident microphone simulation covering three dimensional space and yielding various directional outputs**. Estados Unidos da América. Patente US 4,042,779. 16 ago. 1977.
- CRAVEN, Peter G. et al. Microphone arrays using tangential velocity sensors. In: AMBISONICS SYMPOSIUM, 2009, Graz. **Anais do Ambisonics Symposium 2009**. Graz, 2009. p. 1-8.
- ELLIOTT, Rod. **Recording and Measurement Microphones**. ESP, Elliott Sound Products, 5 jul. 2002. Disponível em: <https://sound-au.com/project93.htm>. Acesso em: 6 ago. 2025.
- GERZON, Michael. What's wrong with quadraphonics. **Studio Sound**, v. 16, n. 5, p. 30-33, maio 1974.
- GERZON, Michael A. The design of precisely coincident microphone arrays for stereo and surround sound. In: CONVENTION OF THE AUDIO ENGINEERING SOCIETY, 50., 1975, London. **Proceedings of the 50th Convention of the Audio Engineering Society**. London: Audio Engineering Society, 1975. p. 1-20.
- HODGES, Paul. **Arranjo de Microfone Nimbus-Halliday**. 1972. Wikimedia Commons. Disponível em: <https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Nimbus-Halliday-Microphone-A.jpg>. Acesso em: 6 ago. 2025.
- INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **Cables, connectors, and power supplies for microphones**. IEC 61938. Geneva, Switzerland, 2018.

ITU. **Advanced sound system for programme production**. Rec. ITU-R BS.2051-3. Genebra, Suíça, 2020. Disponível em: <https://www.itu.int/rec/R-REC-BS.2051>. Acesso em: 6 ago. 2025.

LOPEZ-LEZCANO, Fernando. The SpHEAR project update: refining the OctaSpHEAR, a 2nd order Ambisonics microphone. In: EAA SPATIAL AUDIO SIGNAL PROCESSING SYMPOSIUM, 1., 2019, Paris. **Anais do 1st EAA Spatial Audio Signal Processing Symposium**. Paris, 2019.

MERCADO LIVRE. **Kit 10 Plug Conector Xlr Macho Metálico Preto E Vermelho**. [s. d.]. Disponível em: <https://www.mercadolivre.com.br/kit-10-plug-conector-xlr-macho-metalico-preto-e-vermelho/p/MLB47351411>. Acesso em: 6 ago. 2025.

OUZOUNIAN, Gascia. **Stereophonica: sound and space in science, technology, and the arts**. Cambridge, Massachusetts: The MIT Press, 2021.

POLETTI, Mark A. Three-dimensional surround sound systems based on spherical harmonics. **Journal of the Audio Engineering Society**, v. 53, n. 11, p. 1004-1025, nov. 2005.

RAFAELY, Boaz. Design of a second-order soundfield microphone. In: AES CONVENTION, 118., 2005, Barcelona. **Convention Paper 6405**. Barcelona: Audio Engineering Society, 2005. p. 1-8.

RAFAELY, Boaz. **Fundamentals of Spherical Array Processing**. 2. ed. Cham: Springer Nature Switzerland, 2019.

RAYBURN, Ray A. **Eargle's Microphone Book: From Mono to Stereo to Surround: A Guide to Microphone Design and Application**. 3. ed. Boston: Focal Press, 2012.

ROBJOHNS, Hugh. Surround sound explained: part 3. **Sound on Sound**, [s. l.], 2001. Disponível em: <https://www.soundonsound.com/techniques/surround-sound-explained-part-3>. Acesso em: 6 ago. 2025.

SANTO ANGELO. **Multicabo SAS**. [s. d.]. Fotografia. Disponível em: <https://santoangelo.com.br/produtos/multicabo-sas/>. Acesso em: 6 ago. 2025.

TRAVIS, Chris. A new mixed-order scheme for Ambisonic signals. In: AMBISONICS SYMPOSIUM, 2009, Graz. **Anais do Ambisonics Symposium 2009**. Graz, 2009. p. 1-6.

TOOLE, Floyd E. **Sound Reproduction: The Acoustics and Psychoacoustics of Loudspeakers and Rooms**. 3rd ed. New York: Routledge, 2018.

VOYAGE AUDIO. **Spatial Mic USB**. [s. d.]. Disponível em: https://voyage.audio/shop/spatial_mic_usb/. Acesso em: 8 ago. 2025.

WHITTLE, Robin. **Dismantling four Transound electret microphones**. First Principles, 2009. Disponível em: <https://www.firstpr.com.au/rwi/mics/2009-09-a/>. Acesso em: 6 ago. 2025.

ЗЕФР. **Real spherical functions**. 2019. Wikimedia Commons. Disponível em: https://en.wikipedia.org/wiki/Spherical_harmonics#/media/File:Sphericalfunctions.svg. Acesso em: 6 ago. 2025.

Anexo A

Datasheets dos transistores utilizados



DATA SHEET
www.onsemi.com

General Purpose Transistors

PNP Silicon

BC856B, BC857B, BC858A

These transistors are designed for general purpose amplifier applications. They are housed in the SC-70/SOT-323 which is designed for low power surface mount applications.

Features

- S and NSV Prefix for Automotive and Other Applications Requiring Unique Site and Control Change Requirements; AEC-Q101 Qualified and PPAP Capable
- These Devices are Pb-Free, Halogen Free/BFR Free and are RoHS Compliant

MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

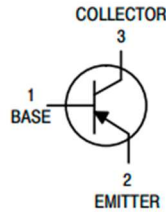
Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage BC856 BC857 BC858	V _{CEO}	-65 -45 -30	V
Collector-Base Voltage BC856 BC857 BC858	V _{CBO}	-80 -50 -30	V
Emitter-Base Voltage	V _{EBO}	-5.0	V
Collector Current – Continuous	I _C	-100	mAdc
Collector Current – Peak (1 ms pulse)	I _{CM}	-130	mA

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Total Device Dissipation FR-5 Board, (Note 1) T _A = 25°C	P _D	150	mW
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	R _{θJA}	883	°C/W
Junction and Storage Temperature	T _J , T _{stg}	-55 to +150	°C

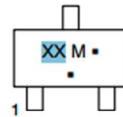
Stresses exceeding those listed in the Maximum Ratings table may damage the device. If any of these limits are exceeded, device functionality should not be assumed, damage may occur and reliability may be affected.

1. FR-5 = 1.0 x 0.75 x 0.062 in.



SC-70/SOT-323
CASE 419
STYLE 3

MARKING DIAGRAM



XX = Specific Device Code
M = Date Code*
• = Pb-Free Package

(Note: Microdot may be in either location)

*Date Code orientation may vary depending upon manufacturing location.

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information on page 5 of this data sheet.

BC856B, BC857B, BC858A**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector–Emitter Breakdown Voltage ($I_C = -10\text{ mA}$)	BC856 BC857 BC858 $V_{(BR)CEO}$	-65 -45 -30	– – –	– – –	V
Collector–Emitter Breakdown Voltage ($I_C = -10\text{ }\mu\text{A}$, $V_{EB} = 0$)	BC856 BC857 BC858 $V_{(BR)CES}$	-80 -50 -30	– – –	– – –	V
Collector–Base Breakdown Voltage ($I_C = -10\text{ }\mu\text{A}$)	BC856 BC857 BC858 $V_{(BR)CBO}$	-80 -50 -30	– – –	– – –	V
Emitter–Base Breakdown Voltage ($I_E = -1.0\text{ }\mu\text{A}$)	BC856 BC857 BC858 $V_{(BR)EBO}$	-5.0 -5.0 -5.0	– – –	– – –	V
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = -30\text{ V}$) ($V_{CB} = -30\text{ V}$, $T_A = 150^\circ\text{C}$)	I_{CBO}	– –	– –	-15 -4.0	nA μA
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain ($I_C = -10\text{ }\mu\text{A}$, $V_{CE} = -5.0\text{ V}$) ($I_C = -2.0\text{ mA}$, $V_{CE} = -5.0\text{ V}$)	BC856A, BC858A BC856B, BC857B, BC858B BC857C BC856A, BC858A BC856B, BC857B, BC858B BC857C	– – – 125 220 420	– – – 180 290 520	– – – 250 475 800	–
Collector–Emitter Saturation Voltage ($I_C = -10\text{ mA}$, $I_B = -0.5\text{ mA}$) ($I_C = -100\text{ mA}$, $I_B = -5.0\text{ mA}$)	$V_{CE(sat)}$	– –	– –	-0.3 -0.65	V
Base–Emitter Saturation Voltage ($I_C = -10\text{ mA}$, $I_B = -0.5\text{ mA}$) ($I_C = -100\text{ mA}$, $I_B = -5.0\text{ mA}$)	$V_{BE(sat)}$	– –	-0.7 -0.9	– –	V
Base–Emitter On Voltage ($I_C = -2.0\text{ mA}$, $V_{CE} = -5.0\text{ V}$) ($I_C = -10\text{ mA}$, $V_{CE} = -5.0\text{ V}$)	$V_{BE(on)}$	-0.6 –	– –	-0.75 -0.82	V
SMALL–SIGNAL CHARACTERISTICS					
Current–Gain – Bandwidth Product ($I_C = -10\text{ mA}$, $V_{CE} = -5.0\text{ Vdc}$, $f = 100\text{ MHz}$)	f_T	100	–	–	MHz
Output Capacitance ($V_{CB} = -10\text{ V}$, $f = 1.0\text{ MHz}$)	C_{ob}	–	–	4.5	pF
Noise Figure ($I_C = -0.2\text{ mA}$, $V_{CE} = -5.0\text{ Vdc}$, $R_S = 2.0\text{ k}\Omega$, $f = 1.0\text{ kHz}$, $BW = 200\text{ Hz}$)	NF	–	–	10	dB

Product parametric performance is indicated in the Electrical Characteristics for the listed test conditions, unless otherwise noted. Product performance may not be indicated by the Electrical Characteristics if operated under different conditions.

General Purpose Transistors

NPN Silicon

BC846, BC847, BC848

These transistors are designed for general purpose amplifier applications. They are housed in the SC-70/SOT-323 which is designed for low power surface mount applications.

Features

- S and NSV Prefix for Automotive and Other Applications Requiring Unique Site and Control Change Requirements; AEC-Q101 Qualified and PPAP Capable
- These Devices are Pb-Free, Halogen Free/BFR Free and are RoHS Compliant

MAXIMUM RATINGS

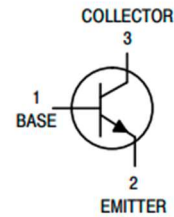
Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage BC846 BC847 BC848	V_{CEO}	65 45 30	V
Collector-Base Voltage BC846 BC847 BC848	V_{CBO}	80 50 30	V
Emitter-Base Voltage BC846 BC847 BC848	V_{EBO}	6.0 6.0 5.0	V
Collector Current – Continuous	I_C	100	mAdc

Stresses exceeding those listed in the Maximum Ratings table may damage the device. If any of these limits are exceeded, device functionality should not be assumed, damage may occur and reliability may be affected.

THERMAL CHARACTERISTICS

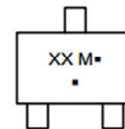
Characteristic	Symbol	Max	Unit
Total Device Dissipation FR-5 Board, (Note 1) $T_A = 25^\circ\text{C}$	P_D	200	mW
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	620	$^\circ\text{C/W}$
Junction and Storage Temperature	T_J, T_{stg}	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

1. FR-5 = 1.0 x 0.75 x 0.062 in.



SC-70/SOT-323
CASE 419
STYLE 3

MARKING DIAGRAM



XX = Specific Device Code
M = Month Code
• = Pb-Free Package
(Note: Microdot may be in either location)

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering, marking and shipping information on page 12 of this data sheet.

BC846, BC847, BC848**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic		Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS						
Collector - Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 10\text{ mA}$)	BC846 Series BC847 Series BC848 Series	$V_{(BR)CEO}$	65 45 30	– – –	– – –	V
Collector - Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 10\text{ }\mu\text{A}$, $V_{EB} = 0$)	BC846 Series BC847 Series BC848 Series	$V_{(BR)CES}$	80 50 30	– – –	– – –	V
Collector - Base Breakdown Voltage ($I_C = 10\text{ }\mu\text{A}$)	BC846 Series BC847 Series BC848 Series	$V_{(BR)CBO}$	80 50 30	– – –	– – –	V
Emitter - Base Breakdown Voltage ($I_E = 1.0\text{ }\mu\text{A}$)	BC846 Series BC847 Series BC848 Series	$V_{(BR)EBO}$	6.0 6.0 5.0	– – –	– – –	V
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 30\text{ V}$) ($V_{CB} = 30\text{ V}$, $T_A = 150^\circ\text{C}$)		I_{CBO}	– –	– –	15 5.0	nA μA

ON CHARACTERISTICS

DC Current Gain ($I_C = 10\text{ }\mu\text{A}$, $V_{CE} = 5.0\text{ V}$)	BC846A, BC847A, BC848A BC846B, BC847B, BC848B BC847C, BC848C	h_{FE}	– – –	90 150 270	– – –	–
($I_C = 2.0\text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0\text{ V}$)	BC846A, BC847A, BC848A BC846B, BC847B, BC848B BC847C, BC848C		110 200 420	180 290 520	220 450 800	
Collector - Emitter Saturation Voltage ($I_C = 10\text{ mA}$, $I_B = 0.5\text{ mA}$) ($I_C = 100\text{ mA}$, $I_B = 5.0\text{ mA}$)		$V_{CE(sat)}$	– –	– –	0.25 0.6	V
Base - Emitter Saturation Voltage ($I_C = 10\text{ mA}$, $I_B = 0.5\text{ mA}$) ($I_C = 100\text{ mA}$, $I_B = 5.0\text{ mA}$)		$V_{BE(sat)}$	– –	0.7 0.9	– –	V
Base - Emitter Voltage ($I_C = 2.0\text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0\text{ V}$) ($I_C = 10\text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0\text{ V}$)		$V_{BE(on)}$	580 –	660 –	700 770	mV

SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

Current - Gain - Bandwidth Product ($I_C = 10\text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0\text{ Vdc}$, $f = 100\text{ MHz}$)	f_T	100	–	–	–	MHz
Output Capacitance ($V_{CB} = 10\text{ V}$, $f = 1.0\text{ MHz}$)	C_{obo}	–	–	–	4.5	pF
Noise Figure ($I_C = 0.2\text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0\text{ Vdc}$, $R_S = 2.0\text{ k}\Omega$, $f = 1.0\text{ kHz}$, $BW = 200\text{ Hz}$)	NF	–	–	–	10	dB

Product parametric performance is indicated in the Electrical Characteristics for the listed test conditions, unless otherwise noted. Product performance may not be indicated by the Electrical Characteristics if operated under different conditions.

Anexo B

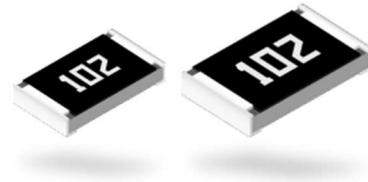
Datasheet dos resistores utilizados

Panasonic
INDUSTRY

Metal Film (Thin Film) Chip Resistors, High Reliability Type

ERA A type

ERA 1A, 2A, 3A, 6A, 8A series

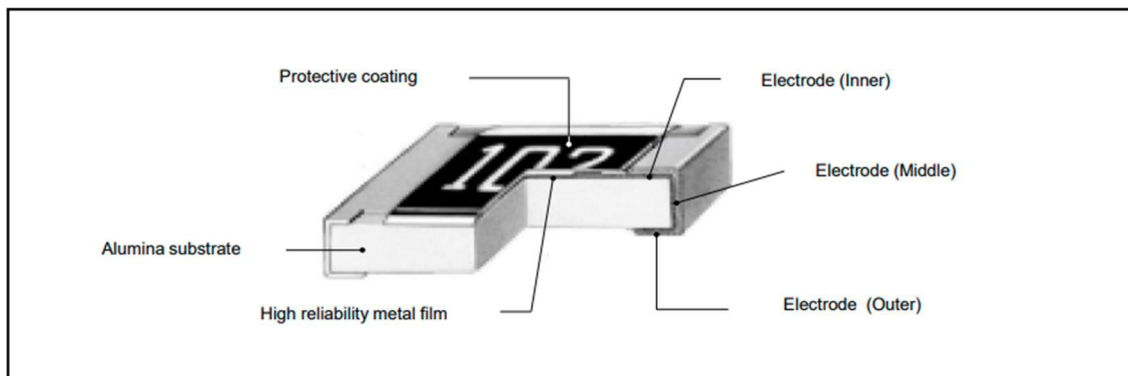


Features

- High reliability : Stable at high temperature and humidity
(85 °C 85 %RH rated load, Category temperature range : -55 °C to +155 °C)
- High accuracy : Low resistance tolerance and Temperature Coefficient of Resistance
- High performance : Low current noise, excellent linearity
- Reference standard : IEC 60115-8, JIS C 5201-8, JEITA RC-2133C
- AEC-Q200 compliant
- RoHS compliant

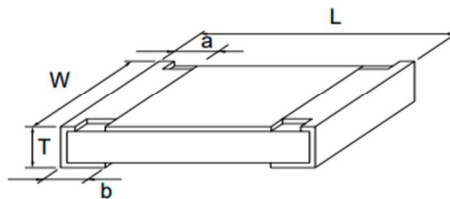
Metal Film (Thin Film) Chip Resistors, High Reliability Type

Construction



*0201/0402 size or E96 series do not have value markings.

Dimensions (not to scale)



Unit : mm

Part No.	Dimensions					Mass (Weight) (Reference) (g/1000 pcs)
	L	W	a	b	T	
ERA1A	0.60±0.03	0.30±0.03	0.15±0.05	0.15±0.05	0.23±0.03	0.14
ERA2A	1.00±0.10	0.50+0.10/-0.05	0.15±0.10	0.25±0.10	0.35±0.05	0.6
ERA3A	1.60±0.20	0.80±0.20	0.30±0.20	0.30±0.20	0.45±0.10	2
ERA6A	2.00±0.20	1.25±0.10	0.40±0.25	0.40±0.25	0.50±0.10	4
ERA8A	3.20±0.20	1.60+0.05/-0.15	0.50±0.25	0.50±0.25	0.60±0.10	8

Performance		
Test Item	Performance requirements ΔR	Test conditions
Resistance	Within specified tolerance	20 °C
T. C. R.	Within specified T. C. R.	+25 °C / +125 °C
Overload	R<47 Ω : ±0.5 % R≥47Ω : ±0.1 %	Rated voltage x 2.5, 5 s
Resistance to soldering heat	R<47 Ω : ±0.5 % R≥47Ω : ±0.1 %	270 °C, 10 s
Rapid change of temperature	R<47 Ω : ±0.5 % R≥47Ω : ±0.1 %	ERA1A, 2A : -55 °C (30 min.) / +125 °C (30 min.), 1000 cycles ERA3A, 6A, 8A : -55 °C (30 min.) / +155 °C (30 min.), 1000 cycles
High temperature exposure	R<47 Ω : ±0.5 % R≥47Ω : ±0.1 %	+155 °C, 1000 h
Damp heat, Steady state	R<47 Ω : ±0.5 % R≥47Ω : ±0.1 %	85 °C, 85 %RH, 1000 h
Load life in humidity	R<47 Ω : ±0.5 % R≥47Ω : ±0.1 %	85 °C, 85%RH, 10% rated power, 1.5 h ON / 0.5 h OFF cycle, 1000 h, Max. test voltage : ERA2A : 15.8 V, ERA3A : 23.7 V, ERA6A : 31.6 V, ERA8A : 47.4 V
Endurance at 85°C	R<47 Ω : ±0.5 % R≥47Ω : ±0.1 %	85°C, Rated voltage, 1.5 h ON / 0.5 h OFF cycle, 1000 h

Anexo C

Especificações da interface de áudio EMU-0404 USB

General

Sample Rates: 44.1, 48, 88.2, 96, 176.4, 192kHz from internal crystal with no sample rate conversion.
(Note: 176.4k & 192k sample rates not supported on Macintosh)

Bit Depth: 24-bit I/O, 32-bit processing

USB 2.0 Hi-Speed

Full 24-bit resolution at all sample rates
4in/4 out channels from 44.1-96kHz
2 in/2 out channels from 176.4-192kHz (MIDI disabled at 176.4-192kHz)

Zero-latency direct hardware monitoring (Disabled at 176.4/192kHz)

ASIO2, WDM MME, Apple Core Audio and Core MIDI drivers

AC3 and DTS Passthru supported

Anti-Pop speaker protection minimizes noise during power on/off

Ultra-low jitter clock subsystem

<500ps RMS in PLL mode (48kHz, Coaxial S/PDIF Sync)

Combo Microphone Preamplifier/Hi-Z/Line Inputs (2)

Type: E-MU XTC™ combo mic preamplifier and Hi-Z/line input w/ Soft Limiter

A/D converter: AK5385A

Gain Range: +60dB

Frequency Response: (min gain, 20Hz-20kHz) +0.0/-0.16dB

Stereo Crosstalk: (1kHz min gain, -1dBFS) < -110dB

Hi-Z Line Input

Input Impedance: 1Mohm

Max Level: +12dBV (14.2dBu)

Dynamic Range: (A-weighted, 1kHz, min gain) 113dB

Signal-to-Noise Ratio: (A-weighted, min gain) 113dB

THD+N: (1kHz at -1dBFS, min gain) -101dB (.0009%)

Microphone Preamplifier

Input Impedance: 1.5Kohms

Max Level: +6dBV (+8.2dBu)

EIN: (20Hz-20kHz, 150ohm, unweighted) -127dBu

Signal-to-Noise Ratio: (A-weighted, min gain) 112.5dB

THD+N: (1kHz at -1dBFS, min gain) -101dB (.0009%)

Phantom Power: 48V

Soft Limiter: 5dB max compression (software selectable)

Analog Line Outputs (2)

Type: balanced, AC-coupled, 2-pole low-pass differential filter

D/A converter: AK4396

Level (auto detect):

Professional: +12dBV max (balanced)

Consumer: +6dBV max (unbalanced)

Frequency Response: (20Hz - 20kHz) 0.06/-0.035dB

Dynamic Range: (1kHz, A-weighted) 117dB

Signal-to-Noise Ratio: (A-weighted) 117dB

THD+N: (1kHz at -1dBFS) -100dB (.001%)

Stereo Crosstalk: (1kHz at -1dBFS) < -114.5dB

Headphone Amplifier

Type: Class-A power amplifier

D/A converter: AK4396 (shared with Line Out)

Gain Range: 60dB

Maximum Output Power: 20mW

Output impedance: 22 Ohms

Frequency Response: (20Hz-20kHz) +0.06/-0.035dB

Dynamic Range: (A-weighted) 114dB

Signal-to-Noise Ratio: (A-weighted) 114dB

THD+N: (1kHz, max gain): 600ohm load -95.5dB (.0018%)

Stereo Crosstalk: (1kHz at -1dBFS, 600 ohm load) < -85dB

Digital I/O

S/PDIF

2 in/2 out coaxial (transformer coupled)

2 in/2 out optical

AES/EBU or S/PDIF format (software selectable)

MIDI

1 in, 1 out

Synchronization

Internal crystal sync at: 44.1, 48, 88.2, 96, 176.4, 192kHz

External sample rate sync via:

Optical S/PDIF (44.1 - 96kHz)

Coaxial S/PDIF (44.1 - 96kHz)

Weight / Dimensions

Weight: 1.685 lb / 0.764kg

Dimensions: **W:** 7.25" (184 mm) **H:** 2.0" (50.8 mm) **L:** 7.0" (177.8 mm)

Anexo D

Especificações do microfone de medição UMIK-1



UMIK-1

The UMIK-1 is an omni-directional USB measurement microphone providing Plug & Play acoustic measurement. From speaker & room acoustic measurement to recording, this microphone provides low noise and accurate results you can rely on. Forget about driver installation, OS compatibility and un-calibrated mics. The UMIK-1 is a USB Audio class 1 device automatically recognized by all Operating Systems (Windows/Mac/Linux). It is provided with a unique calibration file based on the serial number and the recommended microphone for Dirac Live tuning.

Technical specifications	
Item	Description
Capsule Type & Polar pattern	6mm electret, Omni-Directional
Microphone body	Die cast aluminum
Frequency response	20 Hz - 20kHz +/-1 dB with calibration loaded
USB Audio	USB Audio class 1.0 Driverless interface for Windows, Mac & Linux
Resolution & Sample rate	24bit ADC @ 48kHz
Max SPL for 1% THD @ 1kHz	133dB SPL @ 0dB analog gain setting
Calibration file	Unique microphone calibration .txt file referenced to the Serial Number Includes on axis & 90deg - Frequency / Amplitude / Sensitivity drift
Power	USB Powered (5V) - Blue LED indicates unit under Power
Weight	120gm for microphone, 600gm complete kit with accessories
Connector	USB Type C (v2 from Jan 2021) miniUSB (v1)
Accessories	1 x hard cardboard case 1 x 2m long USB cable 1 x pivotal microphone mini-stand 1 x microphone clamp 1 x wind screen

Template applications

- Speaker development
- Room acoustic measurements
- Live Sound tuning
- High quality recording

Compatibility

- Windows/Mac/Linux
- All measurement softwares
- Special features such as calibrated SPL measurement enabled under free Room EQ Wizard (REW) and Dirac Live.



Anexo E

Especificações do alto falante Aura NSW2

Nominal Diameter	2 inches (51 mm)
Nominal Impedance (Z)	8 Ohms
Sensitivity, 1W/1m (E)	84 dB @ 1 kHz
Power Capacity, RMS (Pe)	15 W
Power Capacity, Peak	60 W
Frequency Range (-10dB)	250 - 15 kHz
Minimum Impedance	8 ohms
Voice Coil Diameter	32.6 mm
Voice Coil Winding Length (h)	4.4 mm
Voice Coil Number of Layers (n)	2
Voice Coil Former Material	Aluminum
Voice Coil Wire Composition	CCAW
Magnetic Material	Neodymium radial
Stray Flux Shielding	Inherent
Magnetic Gap Depth (He)	8 mm
Cone Material	Titanium
Surround Material	Foam
Polarity, Outward Motion	Positive voltage on (+) tab
Net Weight	113 g
Maximum Excursion	10 mm peak to peak

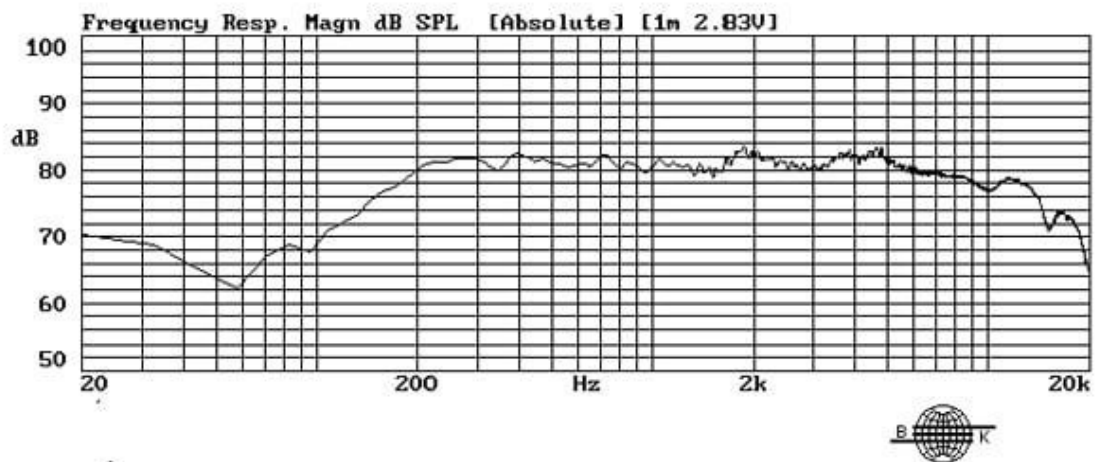
Thiele / Small Parameters

Resonant Frequency (Fo) - Fs	250 Hertz
Voice Coil DC Resistance - Re	6.4 Ohms
Total Q - Qts	0.68
Mechanical Q - Qms	4.72
Electrical Q - Qes	0.80
Equivalent Volume of Air - Vas	0.1 L
Radiating Piston Area - Sd	13.2 cm ²
Xmax	6 mm peak to peak

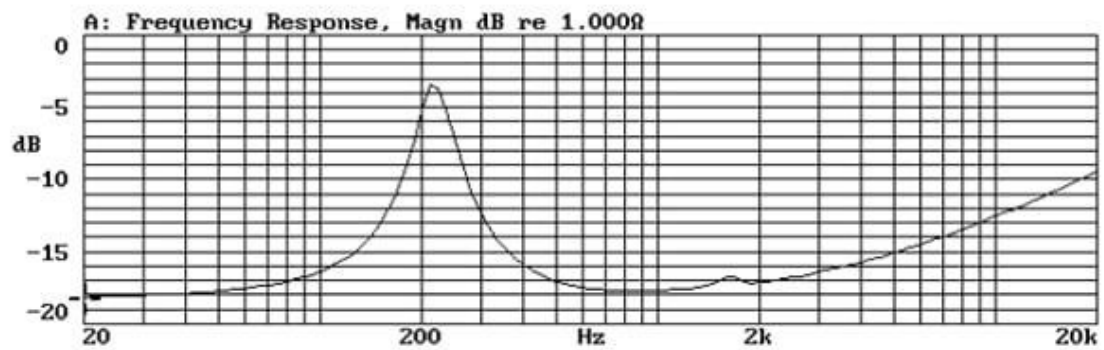
Electrical / Mechanical Parameters

Flux Density x Length - BL	3.5 Tesla-meters
Compliance - Cms	390 µm/N
Total Mass - Mms	1.04 grams

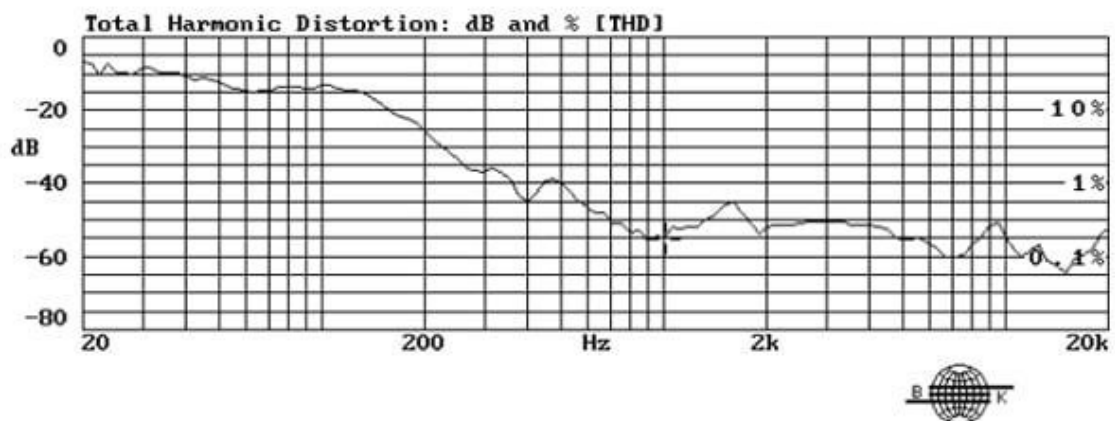
Frequency Response (1W, 1m)

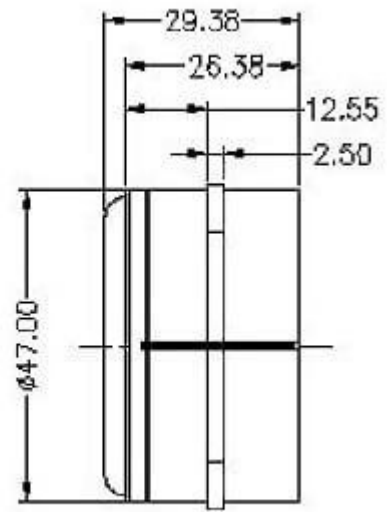
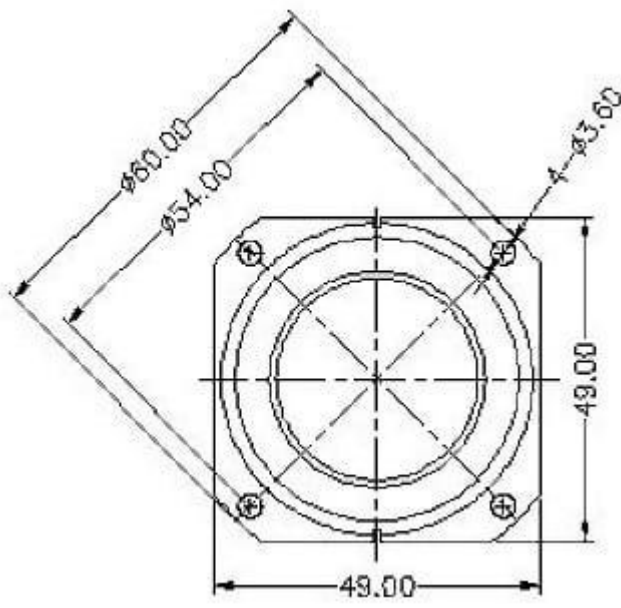


Impedance



Distortion (1W, 1m)





Anexo F

Especificações do amplificador Wondom BRU5

Power Chip	TI TPA3255 Chip
Input Method	RCA input and Bluetooth input
Output Power	2×300W/4Ω
Gain	31dB
Noise	280uVrms
Frequency Response	20Hz-20KHz
THD	0.02%
Signal	96dB
Power Supply Range	DC 18V-48V (DC Power interface 5.5×2.5)
Dimensions	162.7mm×74.6mm×48.3mm±0.2mm
Weight	0.5kg

Anexo G

Especificações do fone Moondrop Chu 2

Specification

- Model: CHU II Dynamic Driver In-ear Headphone
- Cavity Material: ZN Alloy
- Driver: 10mm High-performance Dynamic Driver
- Diaphragm: Aluminum-manesium Alloy Composite Diaphragm
- Headphone Jack: 0.78mm-2pin
- Plug: 3.5mm Single-ended
- Frequency Response: 15Hz - 38kHz
- Effective FR: 20Hz - 20kHz (IEC60318-4, -3dB)
- Impedance: 18Ω ± 15% (@1KHz)
- Sensitivity: 119dB/Vrms (@1KHz)
- THD: THD≤0.5% (@1KHz, 94dB)

Features

1. Aluminum-Magnesium Alloy Dome Composite Diaphragm, High-End Headphone Diaphragm Materials.
2. Alloy Casting Cavity, Ensuring Durability and High-Quality Texture.
3. The nozzle of the CHU II consists of a separate brass CNC component, offering higher precision and density.
4. CHU II incorporates a new generation of replaceable acoustic filters.
5. CHU II was tuned by senior acoustic engineers and audiophiles with rich knowledge and wide experience, and exhibits an excellent frequency response curve in line with the VDSF Target Response.
6. Ultra-low Nonlinear Distortion, Reproduction of Subtle Details.

[1] VDSF Target Response is a target frequency response curve made based on HRTF of B&K HATS in diffusion field and ideal room preference curve. The closer the frequency response curve measured by headphones under B&K HATS is to the target frequency response curve, it can be roughly regarded that the more the headphones can restore timbre and soundstage imaging in frequency response.

Wide-band Response Benchmark Tuning

CHU II

"CHU II" was tuned by senior acoustic engineers and audiophiles with rich knowledge and wide experience, and exhibits an excellent frequency response curve in line with the VDSF Target Response. The aluminum-magnesium alloy dome diaphragm delivers a natural refined sound, rich timbre and imaging, and an ultra-wide response frequency band.

Black: Harman Target 2019V2

Gold: B&K 4195

Grey: Target Response

Blue: GRAS 45CA-9

The graph displays the frequency response of the CHU II headphones across a wide range from 20 Hz to 20 kHz. The y-axis represents the response level in dB, ranging from 85 to 135. Four curves are plotted: a black line for the Harman Target 2019V2, a gold line for the B&K 4195, a grey line for the VDSF Target Response, and a blue line for the GRAS 45CA-9. The CHU II response (implied by the text) closely follows the target curves, showing a slight peak around 1 kHz and a roll-off at higher frequencies.

*The above datas are measured by MOONDROP R&D center

*MOONDROP VDSF Target Response is a target frequency response curve based on the HRTF (head-related transfer function) of B&K HATS under diffusion and the ideal room preference curve. The closer the frequency response curve measured under B&K HATS is to the target frequency response curve, the more the earphones can reproduce soundstage imaging in terms of frequency response.

Ultra-low Nonlinear Distortion Reproduction of Subtle Details

Thanks to the solid technology and meticulous design of the diaphragm material, "CHU II" offers a nonlinear full-frequency distortion below 0.05%, resulting in natural timbre and the reproduction of even the subtlest details.

This graph illustrates the nonlinear distortion of the CHU II headphones. The x-axis represents frequency from 20 Hz to 20 kHz, and the y-axis represents the distortion level on a logarithmic scale from 0.005 to 5. Multiple colored lines represent different distortion components, all of which remain consistently below the 0.05% threshold across the entire frequency spectrum.

*The above datas are measured by MOONDROP R&D center

Anexo H

Especificações do multímetro GVDA

GVDA GD166B GD166A Digital Clamp Meter 600A Current True RMS Smart Plier Ammeter Auto Rang 6000 Counts Multimeter 600V DC AC Voltage Tester

Special Features

- **Manual range / automatic range**

One-button switching

- **Large-screen full-function display**

VA HD reverse color display

The gear display is more intuitive and the full-function symbol display is more convenient

- **NCV non connected**

voltage detection

GD166B model is equipped with this function

Strong current detection safety maintenance

- **Temperature measurement**

Equipped with a K-type thermocouple

temperature probe as standard

Contactable temperature measurement

Technical Data

DC Voltage:600mV/6V/60V/600V

AC Voltage:600mV/6V/60V/600V

DC Current:60A/600A (Only for GD166B GD168B)

AC Current:60A/600A

Resistance:600Ω/6kΩ/60kΩ/600kΩ/6MΩ/60MΩ

Capacitance:6nF/60nF/600nF /6μF/60μF/600μF/6mF/60mF

Frequency:100Hz/1000Hz/10kHz/100kHz/1MHz/10MHz

Duty:1%-99%

Temperature (C/°F):-40°C-1000°C/-40°F-1832°F

Continuity:600Ω

Diode /NCV / Live/Analog bar/Data hold/Max/Min/Backlight/Flashlight/ DCA ZERO/SMART (AUTO

Low battery indication /Auto power off /True RMS

Power: 3PCS1.5VAAA batteries

Product Weight/Size Approx.206g/199x73x34mm

Product Details Show

Auto Ranging 600A AC/DC TRMS Clamp meter

Manual and auto range with switching one button will be ok