
Paràmetres i qualitat del senyal d'àudio

Característiques del senyal d'àudio i paràmetres de qualitat

PID_00221939

Carles Vila Deutschbein

Temps mínim de dedicació recomanat: 5 hores



**Carles Vila Deutschbein**

Enginyer superior en electrònica per Enginyeria La Salle (URL). Durant els seus estudis es va especialitzar en la branca de so, aprofundint en les àrees d'àudio digital, tecnologies de transducció i tècniques de producció audiovisual. En l'àmbit del Departament d'Acústica d'Enginyeria i Arquitectura La Salle, ha combinat la docència amb la recerca i ha dirigit a partir del 2006 el Màster Producció Sonora i Àudio Digital.

A partir del 2005 és director tècnic a l'empresa Media Arts Studio, a Barcelona, on és responsable de la gestió tècnica dels estudis de doblatge i del laboratori audiovisual. És expert en sistemes i tècniques de postproducció de so i imatge per cinema, televisió i VOD.

Primera edició: febrer 2019
© Carles Vila Deutschbein
Tots els drets reservats
© d'aquesta edició, FUOC, 2019
Av. Tibidabo, 39-43, 08035 Barcelona
Realització editorial: FUOC

Cap part d'aquesta publicació, incloent-hi el disseny general i la coberta, no pot ser copiada, reproduïda, emmagatzemada o transmesa de cap manera ni per cap mitjà, tant si és elèctric com químic, mecànic, òptic, de gravació, de fotocòpia o per altres mètodes, sense l'autorització prèvia per escrit dels titulars del copyright.

Índex

Introducció	5
Objectius	7
1. Caracterització del senyal d'àudio	9
1.1. Representació gràfica del senyal d'àudio	10
1.1.1. Oscil·lograma o forma d'ona	10
1.1.2. Espectre del senyal	10
1.1.3. Sonograma o espectrograma	11
1.1.4. 3D <i>Waterfall</i>	12
1.2. Nivells del senyal d'àudio	13
1.2.1. Valors de pic i RMS	14
1.2.2. Els decibels (dB)	16
1.2.3. Mesures absolutes en dB	17
1.2.4. Relació entre el domini digital i l'analògic	21
2. Paràmetres de qualitat	24
2.1. Resposta en freqüència	27
2.2. Marge dinàmic	28
2.2.1. Soroll de fons	30
2.2.2. Nivell nominal	31
2.2.3. <i>Headroom</i>	31
2.2.4. Llindar de saturació	32
2.3. Distorsió	33
2.3.1. Distorsió lineal i distorsió no lineal	34
2.3.2. Mesura de la distorsió no lineal	39
2.3.3. Distorsió harmònica	40
2.3.4. Distorsió per intermodulació	43
2.3.5. Distorsió transitòria (o distorsió dinàmica)	46
2.4. Fonts de soroll	48
2.5. Estructura de guany	53
Resum	59
Exercicis d'autoavaluació	61
Solucionari	63
Bibliografia	64

Introducció

En aquest mòdul anem a descriure, en primer lloc, el senyal d'àudio ideal. Explicarem les seves propietats elèctriques, el seu marge freqüencial, la dinàmica, etc. Seguidament, descriurem els paràmetres que més afecten a la qualitat del senyal i veurem com un determinat dispositiu pot degradar aquest senyal i com realitzar certes mesures de qualitat objectives.

La qualitat d'àudio és quelcom que podem experimentar en el dia a dia. Escoltem àudio a través de televisors, dispositius mòbils, al cinema, en un concert, etc. I som molt capaços de diferenciar subjectivament si alguna cosa sona «millor» o «pitjor». Potser no tan bé de manera absoluta, però sí amb molta precisió de manera relativa, a través d'una comparació directa.

S'ha d'entendre que el concepte de «qualitat d'àudio» és molt relatiu. Depenent de l'aplicació, un so pot ser menys fidel, però ser considerat subjectivament de major qualitat. Per exemple, el criteri per considerar la megafonia d'un aeroport d'«alta qualitat» serà el de la intel·ligibilitat. El més important és que s'entenguin els missatges de manera clara. Per a això és necessari «degradar» el senyal de veu, atenuant els greus i reduint el marge dinàmic. En canvi, en un sistema d'alta fidelitat, és precisament aquest el criteri que s'ha de considerar. Per aconseguir fidelitat, el senyal d'àudio ha de degradar-se el menys possible respecte a l'original.

Des d'un punt de vista més objectiu, anem a considerar la qualitat d'àudio màxima com aquella que aconsegueix la màxima fidelitat, normalment associada a la reproducció de música, però també aplicable a qualsevol forma de reproducció sonora. S'utilitzen determinades tècniques de mesura per avaluar objectivament la fidelitat o intel·ligibilitat d'un senyal reproduït per un equip de so. També es pot determinar si un senyal és més o menys agradable a la nostra oïda, independentment de paràmetres quantificables.

Per tant, la qualitat d'àudio es pot mesurar de manera objectiva utilitzant determinades eines, però també pot determinar-se subjectivament, per exemple mitjançant enquestes que pretenen classificar la percepció musical quan es reproduïx el senyal en unes circumstàncies determinades. La valoració subjectiva de la qualitat d'àudio és un camp molt ampli en el qual es tracta d'avaluar un o diversos dispositius de reproducció basant-se en proves o enquestes d'audició. En aquest escenari intervé no solament la qualitat tècnica dels dispositius de reproducció, sinó que també hi exerceixen un paper molt important la psicoacústica, la suggestió i la memòria auditiva. L'exemple clàssic és que un equip Hi-Fi (d'alta fidelitat), per ser d'una marca determinada o en tenir un preu molt superior, automàticament tendeix a «sonar millor»

a la nostra oïda que un altre equip més humil. Per evitar aquest tipus de suggestions i condicionants, es poden configurar proves d'audició «cegues» (*blind tests*) que milloren en certa mesura la credibilitat dels resultats.

Objectius

Els principals objectius d'aquest mòdul són els següents:

1. Conèixer les característiques d'un senyal d'àudio analògic.
2. Saber representar i reconèixer un senyal d'àudio a partir del seu oscil·lograma o forma d'ona, del seu espectre, del seu sonograma o espectrograma, i del seu 3D *Waterfall*.
3. Conèixer els paràmetres que descriuen la qualitat d'àudio.
4. Analitzar diferents tipus de distorsió i les seves principals causes.
5. Distingir diferents tipus de soroll i les seves principals causes.
6. Conèixer els principals mètodes per a la mesura de distorsions.
7. Saber interpretar especificacions tècniques d'equips d'àudio.

1. Caracterització del senyal d'àudio

En aquest apartat anem a descriure el senyal analògic d'àudio des d'un punt de vista ideal, sense tenir en compte diversos motius pels quals es degrada. El nostre senyal es caracteritza fonamentalment per ser (o tractar de ser) anàloga a la sensibilitat del nostre sistema auditiu. De fet, la nostra audició té uns llindars de percepció que el senyal d'àudio ha de poder representar fidelment.

A **nivell freqüencial**, el senyal d'àudio se situa generalment entre 20 Hz i 20 kHz, coincidint, doncs, amb la capacitat auditiva d'una persona sana i jove. Depenent de l'aplicació, aquest marge pot ser major o menor.

Infrasons

La realitat ens mostra que existeixen fenòmens acústics per sota de 20 Hz. Existeixen en la naturalesa moltes fonts d'infrasons: algunes espècies animals els usen per comunicar-se, fenòmens naturals com a trons, terratrèmols, etc. També les explosions i artefactes mecànics produeixen infrasons. Per sota de 20 Hz no es dona una pèrdua de sensibilitat auditiva abrupta, sinó que la percepció per via acústica disminueix gradualment. Si l'amplitud de la pressió acústica és suficientment alta, percebem clarament «vibracions» en altres parts del cos com el tòrax, que actua de caixa de ressonància. Està demostrat que l'exposició perllongada a infrasons provoca malestar, en particular sensació de mareig, ansietat o pessigolleig, entre altres símptomes. Per això, se solen limitar els sistemes d'àudio a un mínim raonable de 20 Hz. D'altra banda, els altaveus necessaris per reproduir infrasons són de grans dimensions i requereixen una elevada potència elèctrica, factors que limiten la seva practicitat en la gran majoria de casos.

Ultrasons

També per sobre de 20 kHz existeix realitat acústica. Algunes espècies utilitzen els ultrasons per comunicar-se o orientar-se. Els instruments musicals, sobretot els de vent i de percussió (trompeta, saxofon, plats...), generen harmònics d'amplitud considerable per sobre de 20 kHz i per això alguns sistemes d'alta fidelitat (Hi-Fi) ofereixen una resposta freqüencial plana fins a 50 kHz o més, argumentant un augment de fidelitat. Evidentment, si el senyal es capta i reproduceix adequadament per a tan altes freqüències, la fidelitat és objectivament millor que en un enregistrament convencional. No obstant això, no està demostrat que la reproducció d'aquests ultrasons millori substancialment la qualitat d'àudio subjectiva.

En tot cas, el senyal d'àudio és un senyal de baixa freqüència en el context dels senyals que conviuen en l'espectre radioelèctric.

A **nivell d'amplitud**, el senyal d'àudio ha de tenir un marge dinàmic similar al del sistema auditiu (uns 120 dB), encara que veurem que això és difícil d'aconseguir en la pràctica. Els senyals més febles, com, per exemple, la present en la sortida d'un micròfon o en la càpsula d'un tocadiscs, són de l'ordre de pocs microvolts (μV), mentre que el senyal que arriba a un altaveu de grans dimensions pot aconseguir les desenes de volts (V).

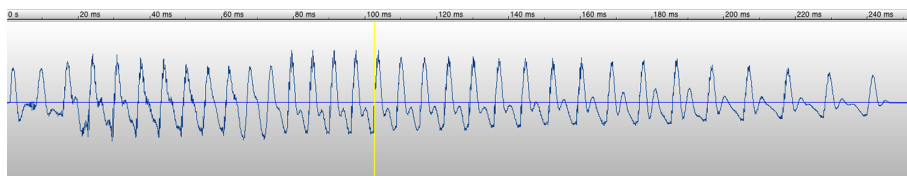
1.1. Representació gràfica del senyal d'àudio

El senyal d'àudio es pot representar gràficament de diverses maneres. En funció de la informació que desitgem estudiar, usarem una o una altra visualització.

1.1.1. Oscil·lograma o forma d'ona

La representació més directa de l'àudio és l'**oscil·lograma** o **forma d'ona**, que dibuixa l'**amplitud instantània en funció del temps**. És útil per a, per exemple, determinar durades d'esdeveniments sonors, calcular el període d'una forma d'ona (i, per tant, la seva freqüència fonamental) o mesurar l'amplitud de pic.

Figura 1. Oscil·lograma d'una nota musical de 240 ms de durada i la freqüència fonamental de la qual és, aproximadament, de 140 Hz

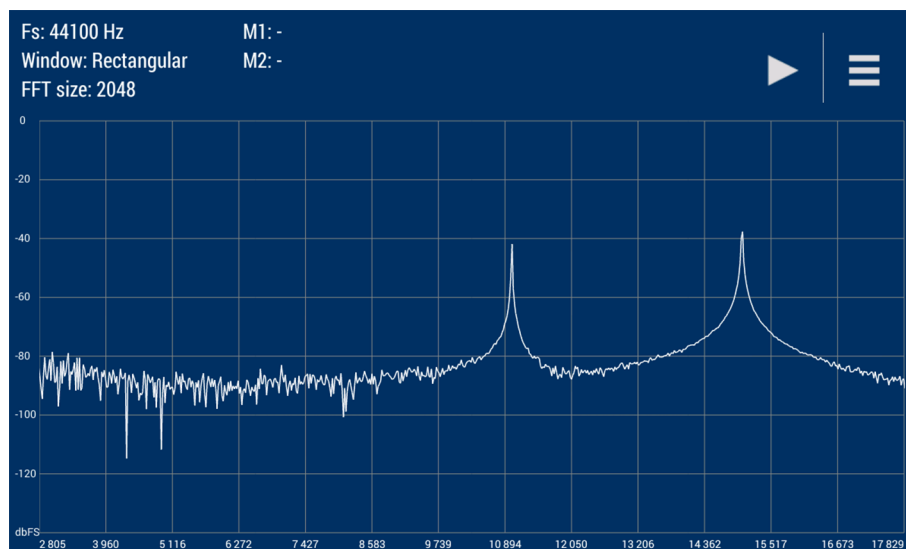


1.1.2. Espectre del senyal

Si, en canvi, volem analitzar què freqüències conté el nostre senyal, usarem l'**espectre del senyal**, que mostra l'**amplitud del senyal en funció de la freqüència**.

En l'exemple de la figura 2 veiem un senyal amb dos components freqüencials purs (o tons) a 11 kHz i 15 kHz, aproximadament, i amb una amplitud similar, d'uns -40 dBFS. S'aprecia així mateix que el soroll de fons se situa al voltant de -90 dBFS.

Figura 2. Espectre d'un senyal amb dues freqüències senoidals pures a 11 kHz i 15 kHz. L'amplitud del senyal està uns 50 dB per sobre del soroll de fons



No obstant això, un espectre estàtic com el d'aquesta figura no ens dona informació sobre l'evolució temporal d'aquests tons o de la seva durada.

Un espectre es calcula principalment mitjançant la FFT (*fast fourier transform*), la qual cosa implica diverses consideracions:

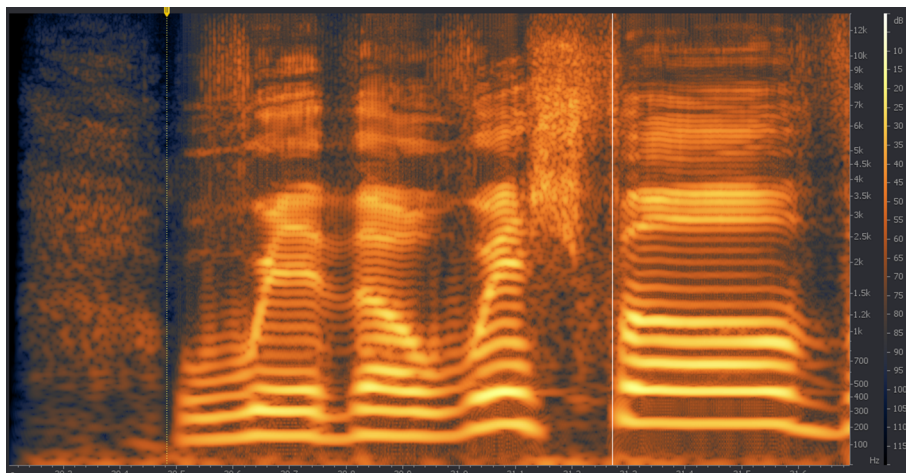
- Un senyal analògic s'ha de digitalitzar per poder calcular-ne l'espectre. Segons el teorema de Nyquist (o teorema del mostreig) la freqüència de mostreig deu ser com a mínim el doble de la freqüència màxima que vulguem analitzar. Per a senyals d'àudio, les freqüències de mostreig més utilitzades són 44,1 kHz i 48 kHz.
- La FFT funciona mitjançant finestres temporals que inclouen un determinat nombre de mostres, que són potència de 2 (512, 1.024, 2.048, etc.). Quantes més mostres tingui la finestra, més precisió freqüencial obtindrem, però, en contrapartida, perdrem resolució temporal, és a dir, perdem informació sobre esdeveniments de curta durada.
- Podem configurar un amoniat, que mostrarà l'espectre mitjà acumulat durant cert temps. Això té l'avantatge de reduir el soroll de fons aleatori per poder observar components freqüencials de baixa amplitud.

1.1.3. Sonograma o espectrograma

El **sonograma** o **espectrograma** és una representació de l'àudio molt útil, ja que **integra en una sola gràfica els aspectes temporals, d'amplitud i de freqüència**.

Tal com s'il·lustra en la figura 3, en l'eix horitzontal d'un sonograma es representa el temps, mentre que en eix vertical es representa la freqüència. L'amplitud és representada, en aquest cas, mitjançant un codi de colors (per exemple, un degradat de color).

Figura 3. Sonograma d'una paraula pronunciada per la veu humana. La seva durada és d'1,1 segons



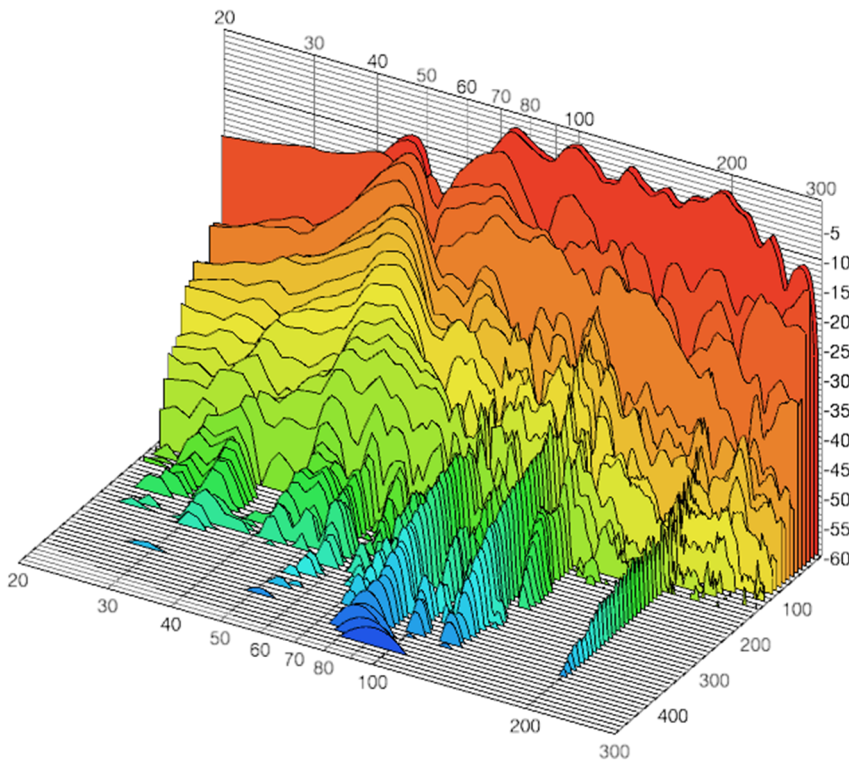
Les regions amb franges horitzontals corresponen a vocals (per exemple, seg. 30,7), mentre que les regions acolorides però sense franges corresponen a consonants (per exemple, seg. 31,2).

1.1.4. 3D Waterfall

Es denomina **3D Waterfall** a una representació tridimensional en la qual se superposa una seqüència d'espectres al llarg del temps. En l'eix z d'un **3D Waterfall** es representa el temps avançant cap a nosaltres. Aquesta representació és especialment útil, ja que **permet apreciar tots els paràmetres del senyal d'àudio d'un sol cop d'ull**.

La gràfica de la figura 4 representa la resposta acústica d'una sala petita a un impuls de soroll rosa. S'excita una sala emetent soroll rosa mitjançant un altaveu i es recull la resposta de la sala amb un micròfon. En un moment determinat ($t = 0$) s'apaga la font de soroll i s'analitza la reverberació de la sala.

Figura 4. Resposta acústica d'una sala petita representada en forma de 3D *Waterfall*. Destaquen ressonàncies a 80 Hz, 100 Hz, 120 Hz i 200 Hz, que decauen 60dB als 400 ms



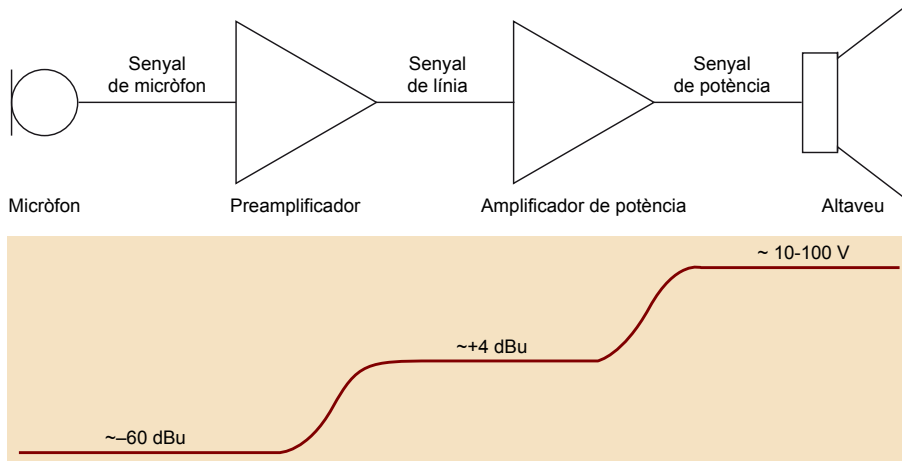
En l'exemple de la figura 4 veiem ampliat el marge de 20 Hz a 300 Hz, és a dir, les baixes freqüències. L'espectre més allunyat (de color vermell, $t = 0$) mostra que totes les freqüències responen amb energia al moment d'apagar la font de soroll. A mesura que passa el temps s'observa que destaquen certes freqüències respecte a unes altres. Per exemple, s'observen clarament components a 80 Hz, 100 Hz i a 200 Hz que triguen uns 400 ms a esvair-se, mentre que a 300 Hz l'energia desapareix passats amb prou feines 100 ms.

1.2. Nivells del senyal d'àudio

En el context dels sistemes d'àudio analògic, parlem de tres tipus de senyal, segons el seu nivell elèctric:

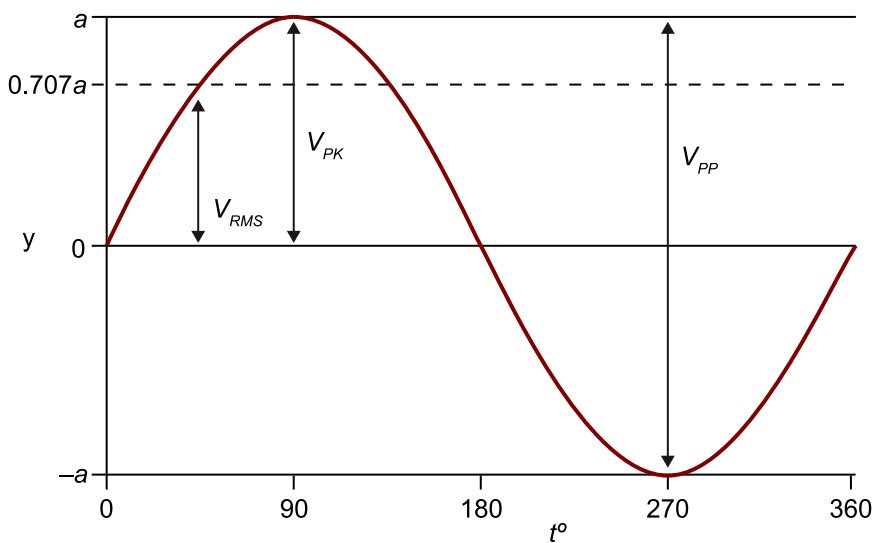
- **Senyal de micròfon:** sol tenir una amplitud molt reduïda i el primer que cal fer és amplificar-la per evitar la seva degradació.
- **Senyal de línia:** una vegada amplificada el senyal de micròfon, el senyal de línia es pot processar, es pot barrejar amb altres senyals o es pot transmetre per diversos mètodes.
- **Senyal de potència:** finalment, quan es vulgui reproduir el senyal a través d'un altaveu, haurà de tornar-se a amplificar en funció de la potència acústica que vulguem obtenir.

Figura 5. Diagrama de nivells existents en una cadena de audio típica



1.2.1. Valors de pic i RMS

Observant la figura 6, podem definir, en primer lloc, l'**amplitud de pic instantània** (V_{PK}) i l'**amplitud pic a pic** (V_{PP}) d'un senyal d'àudio.

Figura 6. Relació de nivells de pic (V_{PK}), de pic a pic (V_{PP}) i RMS (V_{RMS}) en una ona senoidal

L'amplitud de pic proporciona una informació important ja que delimita en el seu valor absolut el marge dinàmic d'un determinat dispositiu. No obstant això, és molt més representatiu el **valor eficaç** o **valor RMS** (V_{RMS}) del senyal, ja que el seu valor s'aproxima bastant a la percepció de sonoritat que tenim els humans. Per exemple, un senyal musical amb pics puntuals elevats però amb un valor RMS reduït (música clàssica) ens sembla menys sonora que un senyal sense pics destacats però amb un valor RMS més elevat (música pop).

La definició de valor RMS (*root pixen square*) inclou la variable temporal. El càlcul es basa en una integració temporal del senyal d'àudio que, en la pràctica, té una durada determinada:

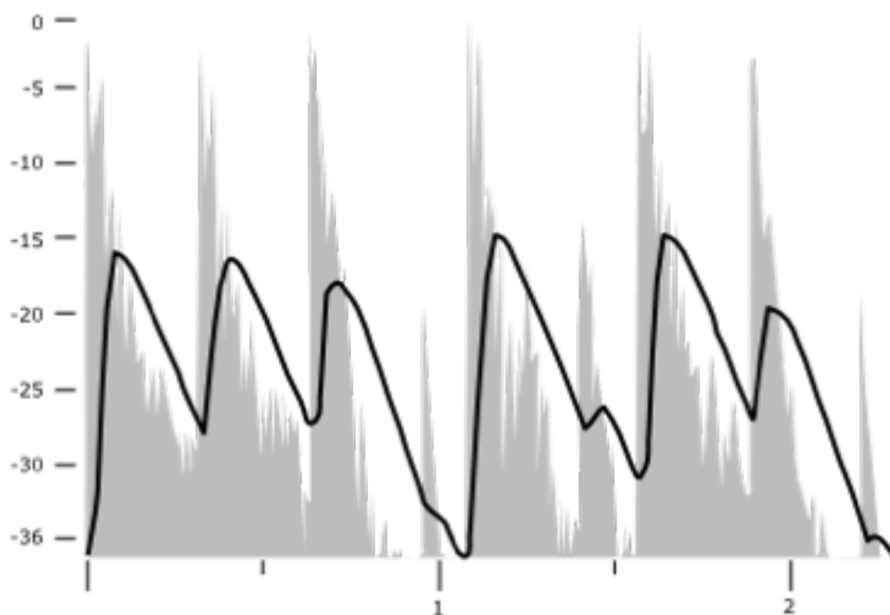
$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_2 - T_1} \int_{T_1}^{T_2} [f(t)]^2 dt} \quad (1)$$

on T_1 i T_2 són els límits del període d'integració que determinen quina finestra temporal de senyal es considera per calcular el valor RMS del senyal i $f(t)$ és el senyal d'àudio en qüestió.

Per a una forma d'ona periòdica (com, per exemple, la il·lustrada en la figura 6), és indiferent el període d'integració, el valor RMS sempre serà el mateix. El senyal d'àudio, en canvi, varia d'amplitud contínuament, per la qual cosa obtindrem diferents valors RMS en funció del període d'integració. Es pot, per exemple, calcular el valor RMS d'un tema musical complet de 5 minuts o d'una pel·lícula de 2 hores. Això ens donarà informació sobre la totalitat del senyal i serveix, per exemple, per determinar si una cançó sonarà més forta que una altra. També es pot calcular el valor RMS per a una finestra temporal més curta, de l'ordre de segons o mil·lisegons, la qual cosa ens donarà una idea de com evoluciona per moments la sonoritat del senyal d'àudio.

Aquest fet propicia que, en àudio, existeixin diversos estàndards per a la mesura del valor RMS. Els mesuradors d'àudio denominats **VU-metres** (*volume units*) tenen un temps d'integració d'uns 200 ms, molt semblant a la percepció auditiva, mentre que els **picòmetres** integren solament 5 ms, la qual cosa permet detectar l'amplitud de senyals de caràcter impulsional.

Figura 7. Comparació entre valor instantani (àrea grisa) i la resposta d'un VU-metre (traç negre)



1.2.2. Els decibels (dB)

En el context dels sistemes d'àudio, s'usa gairebé exclusivament l'escala logarítmica. Expressem sempre l'amplitud d'àudio en **decibels (dB)**. El **dB sempre descriu la relació (o ràtio) entre dues magnituds, que, en la majoria de casos, són magnituds de potència**. Una de les raons per la qual s'usa el dB és que és una mesura logarítmica que permet expressar amb menys dígits quantitats que, expressades en escala lineal, precisarien de molts decimals. En àudio, es treballa amb valors des de l'ordre de microvolts (0,000001 V) fins a desenes de volts (10 V).

Adicionalment, el nostre sistema auditiu té també una «sensibilitat logarítmica», sent així el dB la unitat més adequada per expressar quantitats relacionades amb el so. Encara que pugui no semblar-ho, el dB va ser adoptat per simplificar les coses, no per complicar-les.

Els dB són una unitat de mesura relativa i, a causa d'això, no poden representar valors d'amplitud absoluts, tret que aquesta amplitud sigui comparada amb una amplitud de referència, que s'ha d'indicar explícitament o ha de donar-se per entesa implícitament. A continuació (i també al següent apartat), anem a donar compte d'aquesta qüestió.

Les equacions per al càlcul amb dB són les següents:

$$\text{dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{V}{V_{ref}} \right) \quad (2)$$

$$\text{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{P_{ref}} \right) \quad (3)$$

a on V i P són **valors mesurats** de tensió i potència, respectivament, i V_{ref} i P_{ref} són **valors de referència expressats en les mateixes unitats** que V i P , respectivament. El més habitual és que totes aquestes magnituds siguin valors RMS, és a dir, siguin magnituds expressades en volts RMS (V_{RMS}) i watts RMS (W_{RMS}), respectivament.

Cal notar que no es tracta de dos «tipus de dB» diferents. La diferència entre les equacions (2) i (3), o sigui, els factors 10 i 20, es deu simplement al fet que la potència dissipada per una càrrega és igual al quadrat de la tensió sobre la càrrega dividit entre el valor de la càrrega. És a dir, es pot passar fàcilment

de l'equació (3) a la (2) aplicant $P = \frac{V^2}{R}$ i $P_{ref} = \frac{V_{ref}^2}{R}$: al marge del valor de la càrrega R , les R es cancel·len i el quadrat surt fora del logaritme multiplicant i convertint el factor 10 en un factor 20.

Finalment, per al càlcul invers, és a dir per trobar la magnitud lineal corresponent a un valor expressat en dB, usarem les següents equacions, que resulten d'aïllar V i P de les equacions (2) i (3), respectivament:

$$V = V_{ref} 10^{\left(\frac{dB}{20}\right)} \quad (4)$$

$$P = P_{ref} 10^{\left(\frac{dB}{10}\right)} \quad (5)$$

1.2.3. Mesures absolutes en dB

En alguns casos, el valor de referència pels dB pot donar-se per entès en lloc de ser indicat explícitament:

- En àudio, una afirmació com «La resposta en freqüència de 20 Hz a 20 kHz és de ± 2 dB» significa que l'amplitud de sortida a qualsevol freqüència entre 20 Hz i 20 kHz varia com a molt 2 dB respecte de l'amplitud de sortida a 1 kHz (freqüència estàndard de calibratge). Per tant, l'amplitud de sortida a 1 kHz és la referència implícita.
- Anàlogament, una afirmació com «La relació senyal-soroll és de 95 dB» significa que l'amplitud del soroll és 95 dB inferior a l'amplitud del senyal en determinades condicions de funcionament.

Si els dB s'usen per expressar un nivell absolut, s'ha d'especificar sempre la referència utilitzada, bé en forma de subíndex o bé entre parèntesi. En les mesures d'àudio, les unitats en dB més comunes són dBm, dBu i dBV.

Taula 1. Unitats en dB més comunes en àudio: notació, referències i equacions de càlcul (on V i P són tensió en volts i potència en watts, respectivament)

Unitat en dB	Referència	Equació de càlcul
dBV	1 V	$dBV = 20 \log_{10}(V)$
dBu	0,775 V	$dBu = 20 \log_{10}\left(\frac{V}{0,775}\right)$
dBm	1 mW*	$dBm = 10 \log_{10}\left(\frac{P}{0,001}\right)$

* 1 mW dissipat sobre una càrrega especificada. Quan es dona que la càrrega és de 600 Ω , la mesura de dBu coincideix amb la de dBm.

1) dBm

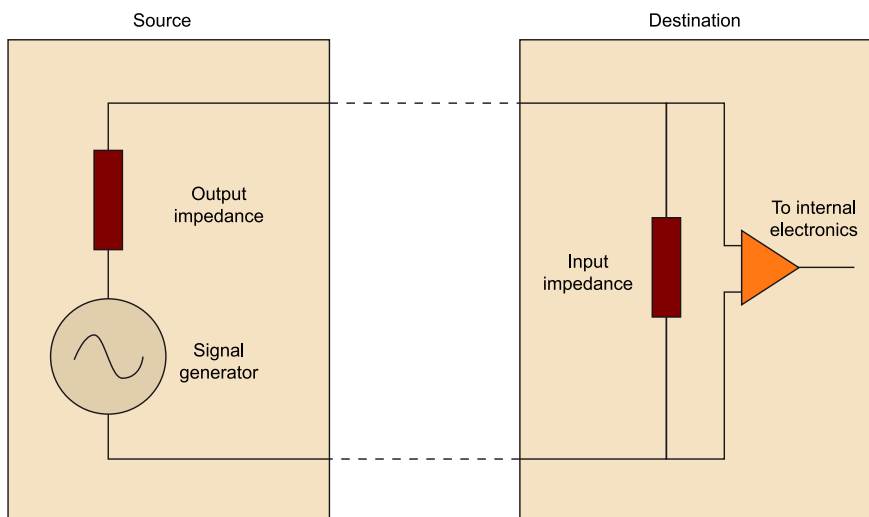
Els dBm són els decibels històricament més utilitzats, sobretot en l'àmbit de la radiodifusió i la telefonia fixa. La unitat dBm representa dB referenciats a 1 mil·liwatt (1 mW) de potència dissipada. És a dir, 0 dBm = 1 mW. Així, el dBm és una unitat de potència. Però, a causa que els mesuradors d'àudio mesuren volts i no watts, ha de conèixer-se la resistència a través de la qual es mesura la tensió i així dotar de significat al dBm. Antigament, la resistèn-

cia (o impedància) estàndard en àudio professional per a radiodifusió era $Z = 600 \Omega$, però rarament és el cas avui dia. Al no haver-hi un valor d'impedància estàndard, el dBm no és una unitat adequada per a la mesura d'àudio en equips moderns.

2) dBu

La gran majoria d'equips d'àudio moderns són sensibles a canvis de tensió, no de potència. Es parla que existeix un **acoblament per tensió** entre dos equips. Quan es connecta la sortida d'un dispositiu a l'entrada d'un altre (per exemple, un lector de CD a una taula de mescles), interessa que es traslladi tota la tensió de sortida del primer dispositiu a l'entrada del segon. La figura 8 il·lustra de forma genèrica una connexió d'aquest estil.

Figura 8. Adaptació per tensió en la interconnexió d'equips d'àudio



Per aconseguir una màxima transferència de tensió, convé que la impedància de sortida (Z_{out}) del primer dispositiu sigui baixa i que la impedància d'entrada (Z_{in}) del segon dispositiu sigui alta: habitualment, més de 10 vegades major. En àudio, valors típics d'aquestes impedàncies són $Z_{out} = 150 \Omega$ i $Z_{in} = 10 \text{ k}\Omega$.

En canvi, en altres àmbits de l'electrònica (per exemple, en les radiocomunicacions), la qual cosa interessa és una màxima transferència de potència entre dos equips (per exemple, un amplificador i una antena) i es parla d'**acoblament per impedància**. En aquest cas, convé que la impedància de sortida sigui igual a la impedància d'entrada ($Z_{out} = Z_{in}$), tenint també en compte la impedància del cable.

Per què és interessant en àudio l'acoblament per tensió en lloc de l'acoblament per impedància? Principalment, per flexibilitat en la interconnexió d'equips. L'àudio és una disciplina en la qual solem connectar diversos equips de diferent forma en funció de cada moment. Pensem, per exemple, en la sonorització d'un concert: seria molt difícil estandarditzar les impedàncies de tots

els equips. És també pràctica habitual connectar a la sortida d'un equip (per exemple, un mesclador) diversos equips als quals va destinada el senyal (per exemple, un amplificador i un gravador).

Si en un entorn d'acoblament per impedància ($Z_{out} = Z_{in} = 600 \Omega$) connectéssim un segon equipo destinació en paral·lel, la tensió a l'entrada de cada equip destino baixaria a la meitat, ja que ara la impedància d'entrada que veu l'equip origen ja no és de 600Ω , sinó de 300Ω (dues impedàncies de 600Ω en paral·lel). En canvi, en un entorn d'acoblament per tensió ($Z_{out} = 150 \Omega$, $Z_{in} = 10 \text{ k}\Omega$), si connectem en paral·lel un segon equipo destinació, la caiguda de tensió en cada destinació és menyspreable: $5 \text{ k}\Omega$ (el paral·lel de dues impedàncies de $10 \text{ k}\Omega$) segueix sent molt superior a 150Ω .

El dBu és una unitat de tensió, prenent una tensió de referència de $0,775 \text{ V}$. Cal notar que $0,775 \text{ V}$ és la tensió que, aplicada a una resistència de 600Ω , fa que aquesta resistència dissipï 1 mW de potència. Per tant, en un circuit amb una impedància de 600Ω , dBu i dBm són equivalents, ja que $0,775 \text{ V} = 0 \text{ dBu}$ i $1 \text{ mW} = 0 \text{ dBm}$. No obstant això, els dBu no impliquen una impedància concreta ($u = \textit{unspecified}$), però s'assumeix alta. Per aquest motiu, **el dBu és la unitat més adequada per a la mesura d'equips professionals**.

3) dBV

El dBV és també una unitat de tensió, amb referència 1 V . El seu ús està especialment estès en equips d'àudio domèstics.

4) dBFS

Fins ara hem estat parlant de dBm, dBu i dBV, que són magnituds referenciades a unitats elèctriques i, per tant, vàlides quan treballem en el domini de l'àudio analògic. No obstant això, avui dia estem envoltats d'àudio digital i, evidentment, també ens interessa mesurar l'amplitud del senyal d'àudio digital en dB.

Com sabem, un senyal digital està discretitzat tant en el domini del temps (mostreig) com en amplitud (quantificació i codificació). Els possibles nivells d'amplitud presents en un senyal digital es calculen mitjançant la següent equació:

$$\text{Nivells} = 2^N \quad (6)$$

a on N és el nombre de bits per mostra utilitzats en el procés de quantificació i codificació. Típicament, el senyal d'àudio es codifica a raó de 16 o 24 bits per mostra, per la qual cosa els nombres de nivells d'amplitud més habituals en senyals d'àudio digital són:

$$N = 16 \text{ bits/mostra} \rightarrow 2^{16} = 65536 \text{ nivells} \quad (7)$$

$$N = 24 \text{ bits/mostra} \rightarrow 2^{24} = 16777216 \text{ nivells} \quad (8)$$

Llavors, en ser el senyal d'àudio un senyal simètric en amplitud al voltant del zero¹, el senyal digital es codifica de manera més natural en complement a dos, facilitant, així, l'aritmètica digital. Això significa que, per exemple, en el cas de treballar a raó de 16 bits per mostra, els 65.536 nivells d'amplitud possibles es codifiquen mitjançant els valors enters compresos entre 32767 (codificació del major valor possible d'amplitud) i -32768 (codificació del menor valor possible d'amplitud). **Aquests valors enters màxim i mínim es denominen fons d'escala (FS, *full scale*) i es prenen com a referència per calcular els dBFS d'un senyal d'àudio digital:**

$$V_{ref}^+ = 2^{(N-1)} - 1 \quad (9)$$

$$V_{ref}^- = -2^{(N-1)} \quad (10)$$

a on V és el nombre de bits per mostra utilitzat en el procés de quantificació i codificació. Així, **el dBFS és una unitat de tensió** i, en calcular un valor d'amplitud en dBFS, **s'aplica una referència o una altra dependent de si aquesta amplitud és positiva o negativa:**

$$\text{dBFS} = 20 \log_{10} \left(\frac{V^+}{V_{ref}^+} \right) \quad (11)$$

$$\text{dBFS} = 20 \log_{10} \left(\frac{V^-}{V_{ref}^-} \right) \quad (12)$$

a on V^+ i V^- són valors digitals d'amplitud positius i negatius, respectivament.

Exemple 1

Quins són els valors d'amplitud de pic en dBFS d'un senyal digital codificat a raó de 16 bits/mostra els pics màxim dels quals i mínim estan codificats, respectivament, amb el màxim i el mínim valor digital representable?

I en el cas que reduïm a la meitat l'amplitud d'aquest mateix senyal?

Solució

En primer lloc, ja que estem treballant a 16 bits/mostra, els valors de referència que hem d'utilitzar són el menor i el major valor possible representable, és a dir:

$$V_{ref}^+ = 2^{(16-1)} - 1 = 32767 \quad (13)$$

$$V_{ref}^- = -2^{(16-1)} = -32768 \quad (14)$$

⁽¹⁾ Estadísticament, la distribució dels valors d'amplitud en un senyal d'àudio és simètrica respecte dels 0 V. És a dir: en un senyal d'àudio, la probabilitat d'aparició d'un cert valor positiu d'amplitud és aproximadament la mateixa que la d'aquest mateix valor d'amplitud canviat de signe.

En segon lloc, que els pics màxim i mínim del senyal estiguin codificats, respectivament, amb el màxim i el mínim valor digital representable vol dir que els valors de pic màxim i mínim del senyal són, respectivament, $V_{PK}^H = 32767$ i $V_{PK}^L = -32768$.

Per tant, els valors d'amplitud de pic del senyal expressats en dBFS són els següents:

$$H_{PK} = 20 \log_{10} \left(\frac{V_{PK}^H}{V_{ref}^+} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{32767}{32767} \right) = 0 \text{ dBFS} \quad (15)$$

$$L_{PK} = 20 \log_{10} \left(\frac{V_{PK}^L}{V_{ref}^-} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{-32768}{-32768} \right) = 0 \text{ dBFS} \quad (16)$$

a on H_{PK} és el valor de pic per semicicles positius i L_{PK} és el valor de pic per semicicles negatius.

I després, si reduïm a la meitat l'amplitud del senyal, tindrem que els valors de pic màxim i mínim també es veuran reduïts a la meitat $V_{PK}^H = 16383$ i $V_{PK}^L = -16384$. Així, els nous valors d'amplitud de pic del senyal expressats en dBFS seran els següents:

$$H_{PK} = 20 \log_{10} \left(\frac{16383}{32767} \right) = -6 \text{ dBFS} \quad (17)$$

$$L_{PK} = 20 \log_{10} \left(\frac{-16384}{-32768} \right) = -6 \text{ dBFS} \quad (18)$$

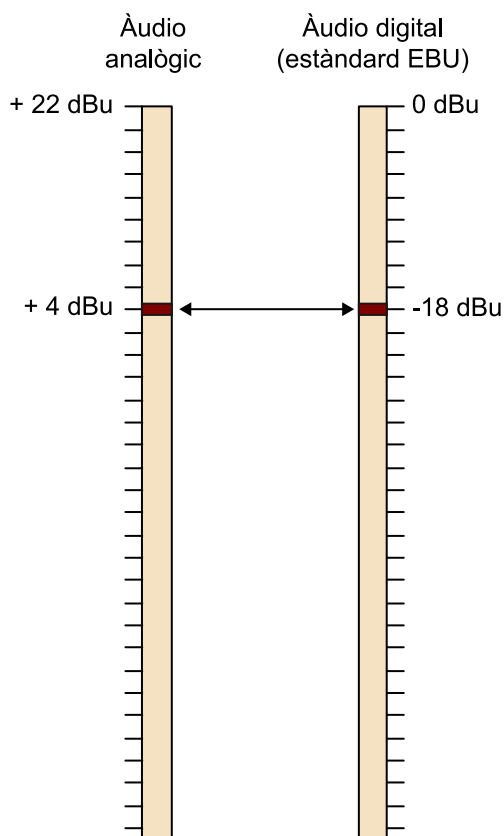
Una conclusió important de tot això és que **un valor expressat en dBFS és sempre no positiu (és a dir, és negatiu o 0), ja que, en valor absolut, la referència és sempre el màxim valor possible representable.**

1.2.4. Relació entre el domini digital i l'analògic

És important conèixer l'equivalència que existeix entre l'amplitud d'un senyal analògic i un senyal digital. En un convertidor analògic-digital (ADC, *analogue to digital converter*), es determina, mitjançant el seu calibratge, que cert nivell de voltatge d'entrada es converteix a un determinat nivell d'amplitud digital. De la mateixa manera, en un convertidor digital-analògic (DAC, *digital to analogue converter*), un cert nivell digital es tradueix en un determinat voltatge de sortida. Aquesta equivalència està determinada per diversos estàndards segons la regió geogràfica i branca de la indústria. És a dir, no hi ha un únic estàndard.

L'estàndard més comú a Europa utilitzat en radiodifusió (EBU) és el que estableix que -18 dBFS equivalen a $+4$ dBu. A partir d'aquesta equivalència, podem comparar les dues escales i veure que ambdues es comporten de manera perfectament paral·lela, és a dir, que una variació de x dB en el domini analògic equival a una variació de x dB en l'escala digital.

Figura 9. Equivalència de nivells entre dBu (analògic) i dBFS (digital) segons la normativa EBU R68



És a dir, segons aquest estàndard, el pas de dBFS a dBu, i viceversa, consisteix a fer quelcom tan senzill com:

$$\text{dBu} = \text{dBFS} + 22 \quad (19)$$

Exemple 2

Utilitzant la normativa de calibratge EBU R68, es desitja determinar la tensió analògica en volts corresponent a -23 dBFS.

Solució

En primer lloc, trobem el nivell equivalent en dBu corresponent a -23 dBFS mitjançant l'equació (19):

$$-23 \text{ dBFS} + 22 = -1 \text{ dBu} \quad (20)$$

I, en segon lloc, trobem la tensió en volts aplicant l'equació (4):

$$V = 0,775 \cdot 10^{\left(\frac{-1}{20}\right)} = 0,69 \text{ V} \quad (21)$$

Exemple 3

Es desitja trobar el valor en dBFS (segons la normativa EBU R68) i el codi digital expressat en 16 bits corresponents a una tensió de 0,04 V.

Solució

En primer lloc, convertim la tensió expressada linealment en volts a dBu mitjançant l'equació (2):

$$20\log_{10}\left(\frac{0,04}{0,775}\right) = -25,7 \text{ dBu} \quad (22)$$

En segon lloc, convertim els dBu en dBFS mitjançant l'equació (19):

$$-25,7 \text{ dBu} - 22 = -47,7 \text{ dBFS} \quad (23)$$

Finalment, calculem nivell de tensió equivalent en una escala de 16 bits a partir de la tensió en dBFS mitjançant l'equació (4). En tractar-se d'un valor positiu de tensió, prenem com a valor de referència $V_{ref}^+ = 2^{(16-1)} - 1 = 32767$:

$$V = 32767 \cdot 10^{\left(\frac{-47,7}{20}\right)} = 134,867 \quad (24)$$

Arrodonint el nivell obtingut al valor enter més proper (135), per efecte de la quantificació, obtenim el codi digital corresponent en 16 bits:

$$135 \rightarrow \text{codi}_{16 \text{ bits}} = 0000000010000111 \quad (25)$$

És a dir, una tensió de 0,04 V equival al nivell 135 en un convertidor analògic-digital de 16 bits calibrat segons normativa EBU R68.

2. Paràmetres de qualitat

Des del punt de vista de l'enginyer, allò que interessa principalment és:

- Comprendre els aspectes tècnics que influeixen en la qualitat de so.
- Establir uns mètodes i paràmetres determinats amb els quals poder quantificar la qualitat d'un senyal d'àudio de manera objectiva.

La qualitat de l'àudio pot degradar-se en diferents punts de la cadena d'àudio. Suposem que captem el so d'un instrument musical mitjançant un micròfon. Aquest senyal es processa i amplifica electrònicament i finalment es reproduïx per un altaveu. La qualitat que escoltem dependrà de cadascun dels elements de la cadena. Si utilitzem un micròfon de mala qualitat (per exemple, el d'un telèfon mòbil), el senyal captat tindrà molts defectes: hi haurà falta de greus i aguts, soroll de fons i probablement distorsió harmònica. Per molt bona que sigui la cadena de reproducció, aquests defectes no podran esmenar-se. De manera similar, encara que la captació microfònica i el procés del senyal es duguin a terme de manera ideal, si escoltem la música a través d'un altaveu deficient (per exemple, en un televisor de pantalla plana), el resultat serà igualment dolent.

Exemple 1. Un enregistrament d'un concert de rock fet amb un telèfon mòbil

La qualitat d'àudio serà dolenta. Podem analitzar aquest senyal i, molt probablement, veurem que està distorsionat i que li mancaran greus i aguts. Per molt bo que sigui el sistema de reproducció, no obtindrem mai una bona qualitat d'escolta, ja que els defectes són intrínsecs al senyal.

Exemple 2. Un bon enregistrament reproduït per uns mals altaveus

Si reproduïm un bon enregistrament a través d'un equip de mala qualitat, obtindrem distorsió i falta de freqüències igual que en l'exemple anterior, però en aquest cas la degradació va lligada a un dispositiu de reproducció, no al senyal.

La qualitat sonora d'un enregistrament depèn de diversos factors que podem enumerar:

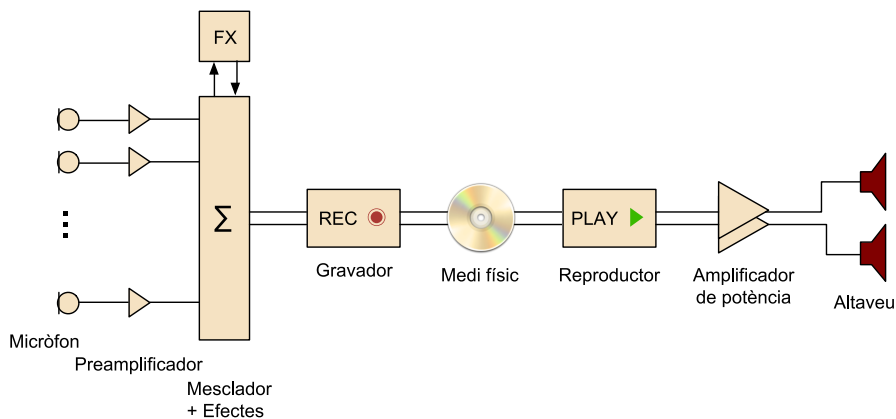
- Els equips d'àudio utilitzats per a aquest enregistrament (micròfons, pre-amplificadors, mescladors, etc.).
- El processament del senyal i la masterització del disc (equalització, compressió dinàmica, etc.).
- L'equip de so utilitzat per a la seva reproducció (amplificadors, altaveus, auriculars, etc.).
- L'entorn acústic.

En alguns casos, l'equalització, el processament de la dinàmica, de la imatge estèreo o altres processos poden modificar el senyal considerablement respecte a l'original. No obstant això, aquest nou senyal pot ser percebuda com més agradable per un oïdor. En altres casos, l'objectiu serà reproduir un so original amb la màxima fidelitat.

Un senyal d'àudio té unes característiques de qualitat determinades; per exemple, presenta distorsió harmònica o una atenuació a altes freqüències. Aquestes deficiències respecte a un «ideal» són conseqüència de diversos factors de naturalesa electrònica o mecànica. Diguem que un «dispositiu» (un micròfon, un amplificador de potència, un cable, etc.) les ha provocat i interessa caracteritzar-ho amb l'objectiu de comparar-ho amb uns altres.

Per poder situar-nos en un entorn conegut, il·lustrem a continuació les diferents etapes d'una cadena d'àudio típica i les descrivim breument:

Figura 10. Cadena d'àudio típica



Les etapes principals que s'observen en una cadena d'àudio típica, com la il·lustrada en la figura 10, són les següents:

- Un senyal acústic és captat per un micròfon.
- El senyal de micròfon s'amplifica mitjançant un preamplificador.
- El senyal preamplificat es processa i opcionalment es registra.
- El senyal processat s'amplifica mitjançant amplificadors de potència.
- El senyal amplificat s'envia a un altaveu o grup d'altaveus.

Analògic o digital

Avui dia, la pràctica totalitat de l'àudio que escoltem prové de fonts digitals. No obstant això, les etapes inicials i finals en la cadena d'àudio, que són la captació microfònica, la preamplificació, l'amplificació de potència i la reproducció mitjançant altaveus segueixen produint-se gairebé exclusivament en el domini analògic. Respecte a la qualitat d'àudio i les seves possibles alteracions, són molt diferents en cada cas.

De manera general, el senyal analògic és molt més sensible a interferències i imperfeccions en l'electrònica que afecten proporcionalment a la seva qualitat. Per exemple, si un cable de micròfon passa prop d'una línia d'alta tensió, es produeix una interferència, incorporant-se un brunzit al senyal d'àudio. En canvi, un senyal d'àudio digital és molt més robust, sent possible reconstruir íntegrament el seu contingut malgrat interferències, soroll o deficiències en la banda passant. Malgrat això, errors en la transmissió o en el processament d'àudio digital solen produir distorsions audibles que inutilitzen el senyal d'àudio completament.

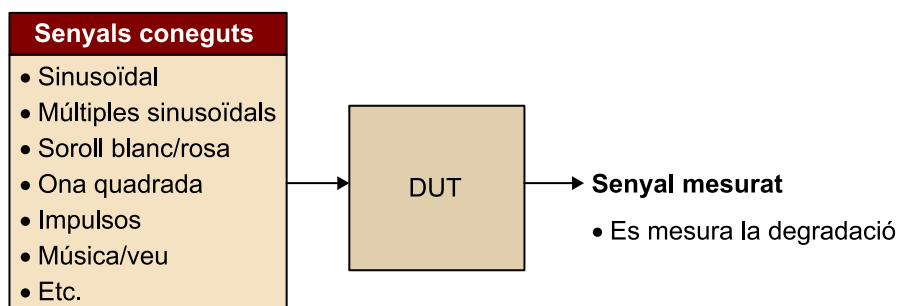
En general, l'objectiu de qualsevol sistema d'àudio és proporcionar la major fidelitat de reproducció possible respecte al fenomen acústic original, tot dins d'un marc d'aplicació determinat. No es requereix la mateixa qualitat de reproducció per reproduir un concert simfònic en un saló que per reproduir un missatge de veu en una estació de tren, però els factors que influeixen en la fidelitat tenen la mateixa arrel electrònica.

Per determinar la qualitat d'un cert dispositiu, es realitzen una sèrie de mesures d'àudio estandarditzades. Aquestes proves són molt útils en diferents contextos, per exemple:

- Per al fabricant d'un equip, que durant el seu disseny les utilitzarà per optimitzar el rendiment.
- També durant una reparació, les mesures d'àudio seran de gran ajuda per a la identificació del problema.
- I, per descomptat, per a l'usuari final, doncs les especificacions que publica el fabricant li serviran per comparar i decidir què equip s'ajusta millor a les seves necessitats o expectatives.

Les mesures d'àudio es resumeixen mitjançant el diagrama il·lustrat en la següent figura:

Figura 11. Diagrama per a la mesura de paràmetres de qualitat d'àudio



Es lliura a un dispositiu (**DUT**, *device under test*) un senyal de característiques conegudes i s'analitza el grau de degradació que introdueix el mateix. L'exemple més paradigmàtic, i el que usarem per a les següents explicacions, és el d'un amplificador de potència. Una etapa de potència rep senyal «de línia» i lliura un senyal prou amplificat com per moure un altaveu. L'amplificador ideal es comporta com un simple multiplicador de guany G constant i no modifica el senyal en cap aspecte excepte en la seva amplitud.

Els requisits bàsics propis d'un **sistema d'alta fidelitat** són els següents:

- **Resposta en freqüència àmplia.**
- **Marge dinàmic elevat.**
- **Distorsió inapreciable.**
- **Nivell de soroll acceptablement baix.**
- **Capacitat d'operació a un nivell (amplitud) de senyal adequat.**

Als següents apartats anem a estudiar i desenvolupar aquests cinc requisits detalladament, definint tant cada paràmetre de mèrit com els seus efectes en la qualitat de l'àudio.

2.1. Resposta en freqüència

La **resposta en freqüència** es defineix com l'efectivitat amb la qual un circuit, dispositiu o sistema processa els senyals en funció de la freqüència.

La resposta en freqüència es calcula en termes del **guany** del dispositiu (el ràtio entre amplitud de sortida i amplitud d'entrada) avaluada per a cadascuna de les freqüències de l'espectre audible.

De la noció de resposta en freqüència es deriva el concepte d'**ample de banda** del dispositiu, que es defineix com **la diferència entre la màxima freqüència i la mínima freqüència que és capaç de processar correctament un dispositiu.**

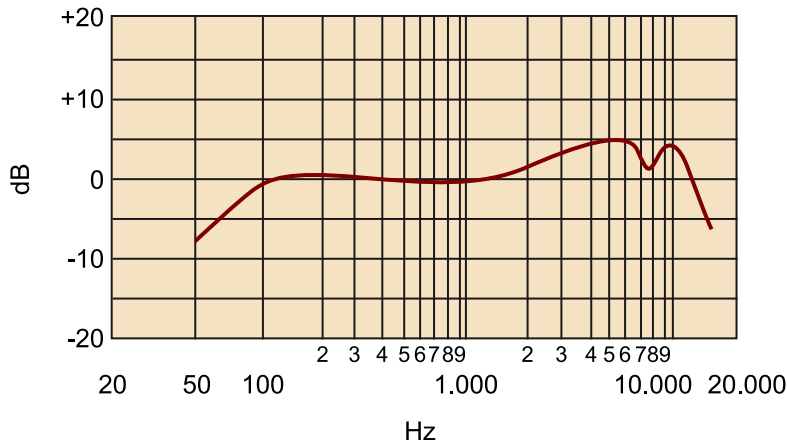
La **resposta en freqüència** és el paràmetre que més directament descriu la capacitat que té un equip per reproduir fidelment un so original. La resposta en freqüència haurà d'igualar o superar la capacitat auditiva humana.

El principal requeriment quant a la resposta en freqüència és **que totes les freqüències es reproduueixin per igual**. En altres paraules, busquem **una resposta plana o lineal**. La desviació d'aquest ideal es coneix com a **distorsió lineal**.

L'oïda humana percep el so aproximadament en el rang de 20 Hz a 20 kHz. Poques persones perceben per sobre de 15 kHz i no sempre el senyal d'àudio conté informació útil a aquestes freqüències. A més, és sabut que amb l'edat

es perd capacitat auditiva en les altes freqüències. Aquests fets s'exploten, per exemple, en la transmissió de radi, que limita l'ample de banda a 15 kHz. En canvi, equips d'alta fidelitat sovint proclamen resposta plana fins a per sobre de 100 kHz.

Figura 12. Resposta en freqüència d'un micròfon dinàmic típic (model Shure SM58)



Tal com s'il·lustra la figura 12, la manera més comuna de representar la resposta en freqüència és mitjançant una gràfica de guany versus freqüència. Respecte d'aquest tipus de gràfiques, convé tenir en consideració les següents qüestions:

- Habitualment, s'usa l'escala logarítmica tant per a l'eix de guany (expressada típicament en dB), com per a l'eix freqüencial (expressada típicament en Hz).
- **La resposta freqüencial ideal es representa com una línia recta.**
- En l'eix vertical, es defineix la referència dels 0 dB com el guany a la freqüència d'1 kHz.

Per avaluar la resposta en freqüència d'un dispositiu, se sol aplicar un escombratge freqüencial, o també es pot excitar l'entrada del dispositiu mitjançant un soroll rosa.

2.2. Marge dinàmic

El **marge dinàmic** d'un dispositiu es defineix com **la relació entre el senyal d'amplitud més elevada (sense distorsió) i el senyal més feble discernible**.

El marge dinàmic s'expressa sempre en dB, doncs es tracta d'una ràtio.

El marge dinàmic és una altra manera d'indicar la relació senyal-soroll màxima (veure subapartats 2.4 i 2.5 per a més detalls). En el context dels equips d'àudio, per exemple, un amplificador o una taula de mesclades, l'amplitud màxima que

pot generar l'equip està limitada per la capacitat de la font d'alimentació. No pot produir-se una excursió de tensió superior a la tensió d'alimentació. D'altra banda, el soroll de fons determinarà la tensió mínima que genera l'equip. No pot haver-hi senyals útils per sota del soroll de fons.

Els equips d'àudio analògics d'alta gamma poden generar nivells de fins a +26 dBu i un bon nivell de soroll de fons seria al voltant de -94 dBu. Com a resultat, el marge dinàmic és de 120 dB, una xifra molt elevada i semblant al marge dinàmic del sistema auditiu humà (des del mínim audible fins al llindar de dolor).

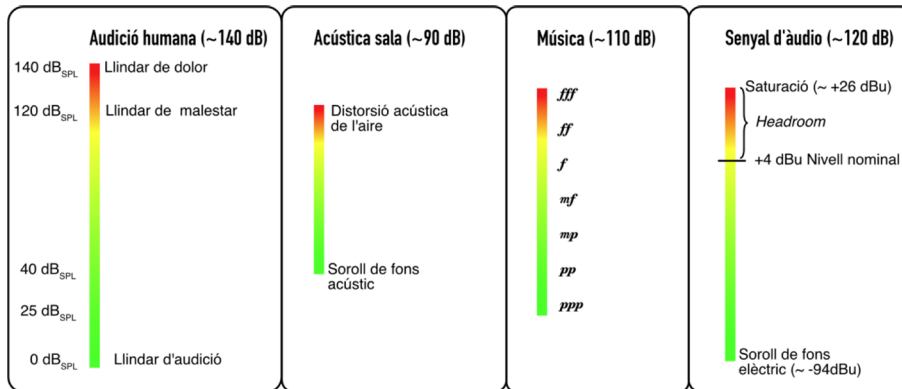
La figura 13 mostra una comparació del marge dinàmic de l'audició humana, l'acústica d'una sala, la música i el senyal d'àudio. cal destacar l'excel·lència de l'audició humana en aquest aspecte.

S'observa en l'últim quadre de la figura 13 que el marge dinàmic d'un senyal d'àudio presenta quatre paràmetres d'especial interès:

- El soroll de fons.
- El nivell nominal.
- El *headroom*.
- El llindar de saturació.

En els subapartats següents es descriuen aquests paràmetres.

Figura 13. Comparativa del marge dinàmic de diferents sistemes



2.2.1. Soroll de fons

El soroll de fons d'un sistema es defineix com el **nivell de soroll produït per la suma de totes les fonts de soroll i senyals espuris no desitjades**.

En general, es considera soroll tot aquell senyal diferent al qual es vol observar.

Tal com acabem de veure, el **soroll de fons (*noise floor*) determina el límit inferior del marge dinàmic**. Tots hem escoltat alguna vegada, si pugem molt el volum d'un amplificador, un brunzit característic quan se suposa que hauria d'haver-hi silenci. Si donem per fet que un equip està connectat correctament, el factor que determina si aquest soroll de fons és més o menys elevat és el disseny electrònic de l'equip.

A continuació, es comenten factors típics a tenir en compte en considerar les possibles fonts del soroll de fons present en un dispositiu:

- La font d'alimentació ha d'estar suficientment ben aïllada electromagnèticament dels circuits d'àudio. Els transformadors i els components que commuten alta tensió són les fonts principals de radiació electromagnètica (EMR) i ha d'assegurar-se un correcte apantallament. Els transformadors toroidals presenten menor EMR que els laminats i per això són més utilitzats en equips d'alta gamma. Una altra opció menys costosa per reduir l'EMR consisteix simplement a utilitzar un transformador extern, separat físicament de la circuiteria principal.
- Si l'equip combina circuiteria digital i analògica, és desitjable una font independent per a cada part.
- La disposició de pistes del circuit imprès ha de ser favorable per a la minimització del soroll; per exemple: plànols de massa, distàncies curtes en els circuits de realimentació, etc.
- La qualitat dels components electrònics pot marcar una gran diferència; per exemple: les resistències de carbó introdueixen més soroll que les resistències de pel·lícula de metall.

Tots aquests factors conformen un «espectre de soroll» característic de cada dispositiu. Per exemple, un dispositiu la font d'alimentació del qual no estigui ben apantallada pot fàcilment provocar l'aparició de components harmònics de 50 Hz en l'espectre de soroll.

2.2.2. Nivell nominal

Dins del marge dinàmic del senyal d'àudio, que abasta des del soroll de fons fins a la saturació, definim el **nivell nominal** com un valor «normal» del nivell de senyal al que treballa un equip.

Això significa que l'electrònica està dissenyada per treballar òptimament al voltant d'aquest nivell, per la qual cosa, en condicions normals, el senyal d'àudio haurà de situar-se al voltant d'aquest nivell nominal.

Existeixen dos nivells nominals estàndard al món de l'àudio:

- L'estàndard domèstic (equips Hi-Fi, televisors, tocadiscs, etc.) defineix un nivell nominal de **-10 dBV**.
- L'estàndard per a equips professionals (taules de mescla, preamplificadors de micròfon, equalitzadors, etapes de potència, etc.) defineix un nivell nominal de **+4 dBu**.

És important conèixer el nivell nominal d'un equip a l'hora de connectar-ho a un altre. Per exemple, si connectem la sortida d'un reproductor de CD domèstic (-10 dBV) a l'entrada d'un amplificador professional (+4 dBu), haurem de pujar el guany de l'amplificador de manera anormal per treballar en condicions normals. En aquest cas, necessitaríem un equip intermedi que proporcioni un guany extra.

2.2.3. Headroom

El *headroom* (o marge de sobrecàrrega) és la diferència entre el nivell nominal i el llindar de distorsió (o nivell màxim sense distorsió).

Es pot considerar que el *headroom* indica la capacitat d'un dispositiu d'àudio per sobrepassar el seu nivell nominal de treball en curts intervals per reproduir pics de senyal sense distorsionar.

El *headroom* és un paràmetre que dona una idea de com de és el disseny d'un equip, sobretot pel que fa a la seva font d'alimentació. Una font d'alimentació ben dimensionada, que proporcioni suficient amperatge i amb bons condensadors de filtrat, assegura un bon *headroom*.

Per exemple, en un preamplificador de micròfon, el nivell nominal és de +4dBu i el nivell màxim sense distorsió de, per exemple, +24dBu. Un *headroom* elevat, de 20dB en aquest cas, significa que l'equip permet treballar amb pics molt elevats respecte al nivell normal de treball. Si, per exemple, un cantant cantés a un nivell normal i de sobte cridés, un amplificador amb suficient *he-*

adroom captaria el crit sense distorsió. En canvi, si tinguéssim un amplificador amb poc *headroom*, el crit quedaria saturat i hauríem de repetir la presa baixant el guany per a tota la interpretació.

En un mesclador, el concepte *headroom* és especialment important, ja que treballem amb diversos senyals simultàniament, com, per exemple, en una banda de rock (diversos micròfons per a la bateria, veu, guitarres, baix, etc.). Encara que cap aquests senyals arribi a saturar de manera aïllada, és molt possible que en sumar-les (barrejar-les) totes, es produeixi distorsió si el *headroom* no és prou elevat.

2.2.4. Llindar de saturació

El llindar de saturació d'un dispositiu és el nivell màxim que pot adquirir el senyal en aquest dispositiu.

El llindar de distorsió ve determinat per la tensió d'alimentació dels circuits d'àudio. Per exemple, una alimentació típica per a amplificadors operacionals és de ± 15 V, que, expressada en dBu:

$$\text{dBu} = 20 \log_{10} \left(\frac{15}{0,775} \right) \cong 26 \text{ dBu} \quad (26)$$

Per fer aquest càlcul, utilitzem el valor absolut de la tensió d'aquesta alimentació simètrica (15 V), ja que, a aquests efectes, és indiferent observar els semicicles positius o negatius de la forma d'ona d'àudio.

Així doncs, si es pretén que el senyal tingui una amplitud superior a la tensió d'alimentació (aplicant massa guany), el senyal es distorsiona, modificant-se la seva forma d'ona i la seva potència associada.

A continuació, la taula 2 mostra una comparació ens els marges dinàmics de diferents sistemes d'àudio al llarg de la història. Podem considerar-nos afortunats de poder gaudir avui dia d'un marge dinàmic potencial molt proper al de l'oïda humana que és d'uns 140 dB, aproximadament (veure figura 13).

Taula 2. Comparativa de marges dinàmics de diversos dispositius d'àudio al llarg de la història

Dispositiu	Marge dinàmic (dB)
Gramòfon (1910-1940)	10
Tocadiscs domèstic (1950-present)	72
Reproductor de cassette (1970-1985)	80
Primer reproductor de CD (1984-present)	95
Gravador de cinta professional (1960-present)	100

Dispositiu	Marge dinàmic (dB)
Ordinador personal (1995-present)	100
Reproductor SACD (2001-present)	110
Reproductor Blu-ray (2009-present)	120

2.3. Distorsió

La **distorsió** d'un dispositiu es defineix com la **deformació que pateix el senyal després del seu pas pel dispositiu**.

En general, se solen considerar dos tipus diferents de distorsió: la **distorsió lineal** i la **distorsió no lineal**.

En primer lloc, la **funció de transferència**, o **guany**, d'un dispositiu es defineix com la relació entre el seu senyal de sortida i el seu senyal d'entrada:

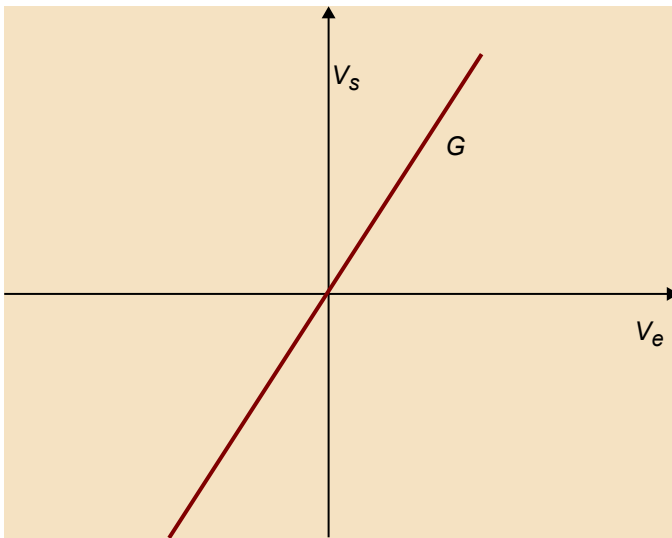
$$G = \frac{V_s}{V_e} \quad (27)$$

a on v_e i v_s són les tensions d'entrada i de sortida, respectivament.

El cas ideal és el d'un circuit amplificador que aplica un guany G constant per a totes les freqüències i per a totes les amplituds d'entrada. Aquest circuit teòric aplicaria el mateix guany G a un senyal de 0 Hz (tensió contínua) que a un senyal de freqüència arbitràriament elevada. De la mateixa manera, aplicaria el mateix guany G a tensions d'entrada arbitràriament petites o elevades. Un dispositiu d'aquestes característiques no produiria cap distorsió. Evidentment, **aquest circuit no existeix en la pràctica, on toparem sempre amb limitacions tant de banda passant com d'amplitud màxima assolible**.

La funció de transferència es representa gràficament traçant en un sistema cartesià la tensió de sortida (v_s) en l'eix d'ordenades versus la tensió de sortida en l'eix d'abscisses (v_e). En el nostre cas ideal, la gràfica de la **funció de transferència és una recta amb pendent G que creua l'origen de coordenades** (figura 14). De tal funció de transferència es diu que és **perfectament lineal**.

Figura 14. Funció de transferència lineal (ideal). El factor G representa el guany del sistema, que és constant per a qualsevol freqüència i nivell d'entrada



En termes conceptuals, la funció de transferència de **tot dispositiu real** presenta dues dependències diferents la rellevància de les quals i conseqüències convé considerar per separat:

a) La funció de transferència depèn de la freqüència ($G(f)$). Per motius pràctics i de disseny electrònic, la banda passant de, per exemple, un amplificador està limitada en altes i en baixes freqüències. No és interessant amplificar freqüències subsòniques (poden danyar l'altaveu) i tampoc és necessari amplificar freqüències ultrasòniques que no són audibles. **Idealment, el guany d'un amplificador d'àudio ha de ser constant entre 20 Hz i 20 kHz (resposta plana), però en la realitat aquest no sempre és el cas.**

La dependència de la freqüència de la funció de transferència d'un dispositiu és el que dona lloc al que es denomina **distorsió lineal**.

b) La funció de transferència depèn de la tensió d'entrada ($G(v_e)$). El cas més clar es dona quan se satura una etapa amplificadora. Si augmentem la tensió d'entrada en un amplificador, arribarà un punt en què el senyal amplificat s'aproparà a la tensió d'alimentació de l'amplificador i es produirà una retallada o *clipping*. **Per molt que la tensió d'entrada augmenti, la tensió de sortida està limitada.**

La dependència de la tensió d'entrada de la funció de transferència d'un dispositiu és el que dona lloc al que es denomina **distorsió no lineal**.

2.3.1. Distorsió lineal i distorsió no lineal

En primer lloc, considerem que G és funció de la freqüència. Expressant l'equació (27) en dB, obtenim el següent:

$$20\log(G) = 20\log\left(\frac{V_s}{V_e}\right) = \underbrace{20\log(V_s)}_{L_s} - \underbrace{20\log(V_e)}_{L_e} = L_s - L_e \quad (28)$$

S'observa que, expressada en dB, el guany és igual a la diferència entre el nivell de senyal de sortida i el nivell de senyal d'entrada, tots dos expressats en dB ($20\log(G) = L_s - L_e$). Però és que, a més, **el guany per a una freqüència donada és constant i independent de la tensió d'entrada:**

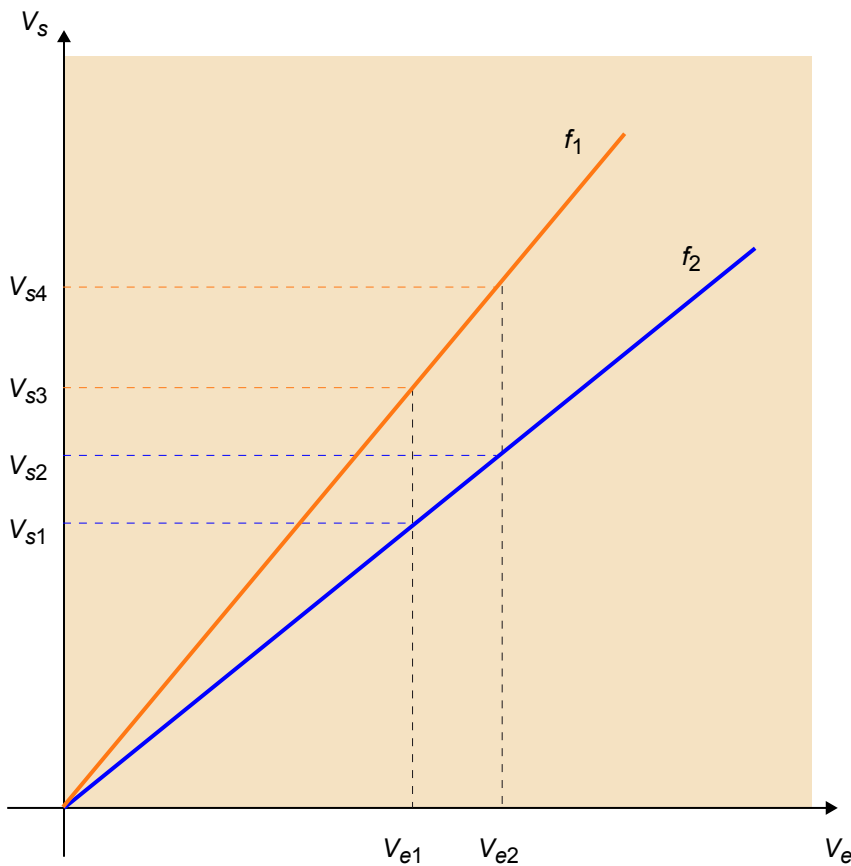
- $G_1 = G(f_1)$: per a una freqüència concreta (f_1), $20\log(G_1)$ és constant i independent de V_e .
- $G_2 = G(f_2)$: per a una altra freqüència concreta diferent (f_2), $20\log(G_2)$ és constant i independent de V_e .

a) Cas ideal: G_1 i G_2 són iguals. El comportament del dispositiu és perfectament lineal i aplica el mateix guany per a totes les freqüències (les amplifica totes per igual).

b) Cas real: G_1 i G_2 són diferents. El comportament del dispositiu presenta distorsió lineal, doncs no aplica el mateix guany per a totes les freqüències (no les amplifica totes per igual). Aquest fet queda molt bé il·lustrat en la figura 15, on es representa gràficament la funció de transferència d'un dispositiu per a dues freqüències diferents (f_1 i f_2 , a on $f_2 > f_1$). S'observa el següent:

- Donada una freqüència determinada, el pendent (guany) de la recta que representa la funció de transferència per a aquesta freqüència es manté constant.
- Els pendents (guanys) per a diferents freqüències no són les mateixes (diferents guanys per a diferents freqüències). Concretament, el guany per a f_1 és inferior al guany per a f_2 ($G_1 < G_2$).

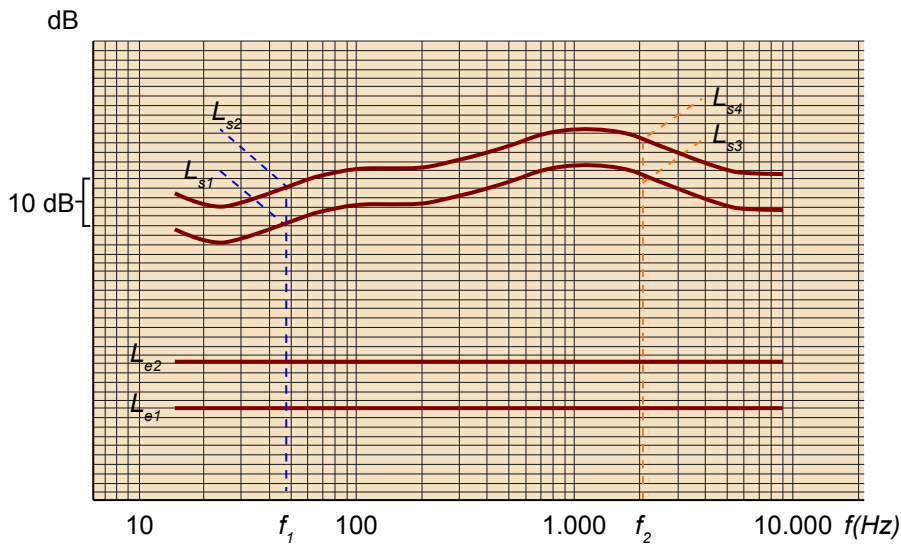
Figura 15. Funcions de transferència d'un dispositiu per a dues freqüències diferents. L'amplificació en altes freqüències (f_2) és superior que per a baixes freqüències (f_1)



No obstant això, com millor podem observar la dependència de la freqüència que presenta el guany és observant directament la resposta en freqüència del dispositiu, tal com s'il·lustra en la figura 16:

- Per a la freqüència f_1 (línia blava discontinua), s'observa que un cert nivell de senyal d'entrada (L_{e1}) és amplificat 40 dB ($L_{s1} - L_{e1}$), mentre que per a la freqüència f_2 (línia taronja discontinua) aquest mateix nivell de senyal d'entrada és amplificat 50 dB ($L_{s3} - L_{e1}$). És a dir, **per a un nivell de senyal d'entrada determinat, s'observen diferents guanys a diferents freqüències.**
- Si prenem un altre nivell de senyal d'entrada diferent (L_{e2}), s'observa que els factors d'amplificació són els mateixos que per al nivell anterior: 40 dB a f_1 ($L_{s2} - L_{e2}$) i 50 dB a f_2 ($L_{s4} - L_{e2}$). És a dir, **per a una freqüència determinada, s'observa el mateix guany independentment del nivell de senyal d'entrada.**

Figura 16. Resposta en freqüència d'un dispositiu amb distorsió lineal. S'observa que la forma de la resposta en freqüència és la mateixa, independentment del nivell de senyal d'entrada ($L_{s2} - L_{s1} = L_{s4} - L_{s3}$)

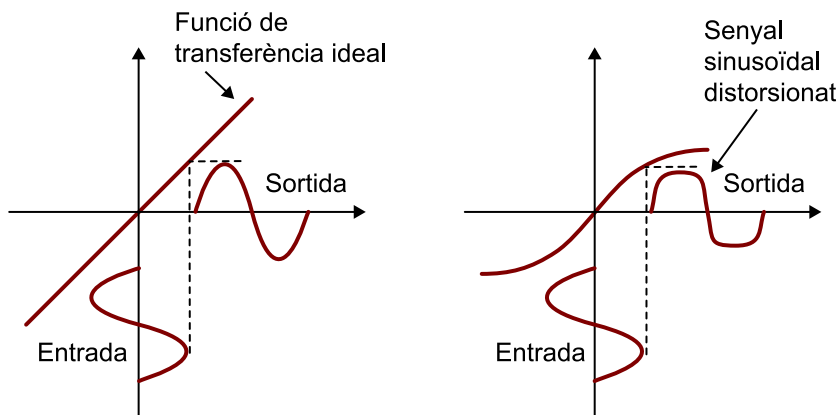


Aquest fenomen, és a dir, **la dependència de la freqüència que presenta el guany** (o, dit d'una altra manera, **el fet que un dispositiu present diferents guanys per a diferents freqüències**), és denominat **distorsió lineal**.

La distorsió lineal és relativament habitual en els equips d'àudio i no sempre suposa un problema. Sense anar més lluny, un equalitzador és un dispositiu que pel seu mer propòsit introdueix distorsió lineal, realçant o atenuant certes freqüències respecte a unes altres.

En segon lloc, considerem ara que G és funció de la tensió d'entrada. En aquest cas, **el guany és variable i dependent de la tensió d'entrada**, de manera que **la funció de transferència per a una freqüència determinada deixa de ser una recta** (les gràfiques blava, per a f_1 , i taronja, per a f_2 , de la figura 15 deixen de ser rectes) i, depenent de les característiques electròniques del dispositiu, presentarà canvis de pendent més o menys bruscs. La figura 17 il·lustra en què consisteix i com es manifesta aquest fenomen en termes de la funció de transferència del dispositiu, comparant la forma i l'efecte de funció de transferència lineal (ideal) amb els de una funció de transferència no lineal.

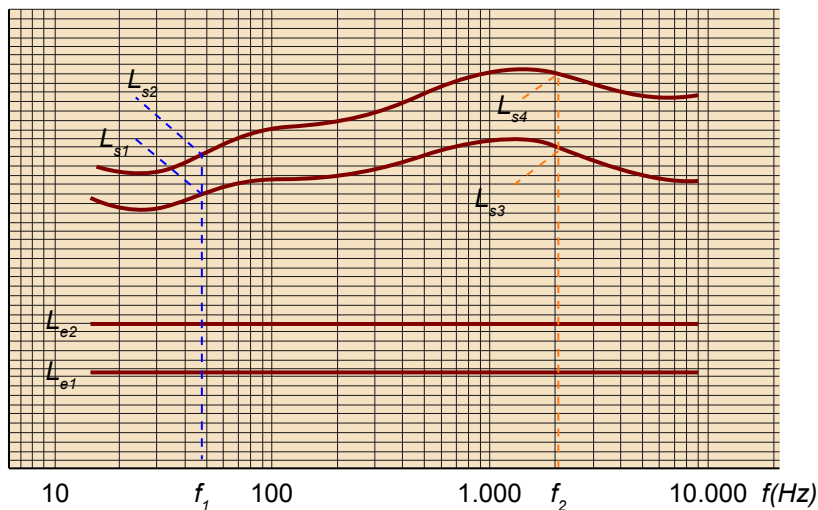
Figura 17. Una funció de transferència ideal (esquerra) representa a la sortida una forma d'ona sense distorsió. Una funció de transferència no lineal (dreta) produeix distorsió a la sortida del dispositiu



En termes de la resposta en freqüència, l'efecte associat a aquest fenomen s'observa en el fet que **la resposta en freqüència varia en funció del nivell de senyal d'entrada**. En l'exemple il·lustrat en la figura 18, per a f_2 , el guany aplicat davant un cert nivell de senyal d'entrada (L_{e1}) no el mateix que davant un altre nivell de senyal d'entrada diferent (L_{e2}), és a dir, que $L_{s3} - L_{e1} \neq L_{s4} - L_{e2}$.

Figura 18. Exemple de resposta en freqüència d'un dispositiu amb distorsió no lineal. S'observa que la forma de la resposta en freqüència varia en funció de quin sigui el nivell de senyal d'entrada. En aquest exemple, les freqüències altes (f_2) són amplificades en major mesura que les baixes (f_1) quan el nivell de senyal d'entrada augmenta ($L_{s4} - L_{s3} > L_{s2} - L_{s1}$)

dB



Aquest fenomen, és a dir, **la dependència de la tensió d'entrada que presenta el guany** (o, dit d'una altra manera, **el fet que un dispositiu present diferents guanys per a diferents tensions d'entrada**), és denominat **distorsió no lineal**.

A diferència de la distorsió lineal, **la distorsió no lineal rarament és desitjable per al senyal d'àudio**, ja que en la majoria d'ocasions ocorre arran d'un ús inadequat o una avaria en l'equip i provoca un so desagradable. Generalment, la distorsió no lineal té efectes adversos sobre la qualitat d'àudio i en el cas d'un amplificador Hi-Fi haurà de ser mínima. **Quan parlem de distorsió en el sentit col·loquial, es tracta de distorsió no lineal**.

No obstant això, hi ha una aplicació en la qual es treu partit de la distorsió no lineal: quan s'usa com a efecte creatiu. És molt habitual distorsionar el so d'una guitarra elèctrica o d'un sintetitzador per imprimir-li més agressivitat al so. Els circuits electrònics d'aquest tipus estan acuradament dissenyats per proporcionar un tipus de distorsió amb una tonalitat concreta.

2.3.2. Mesura de la distorsió no lineal

Existeixen diverses metodologies per mesurar la distorsió no lineal. Cadascuna d'elles ajuda a identificar la causa concreta que la provoca:

1) En un primer grup es defineix la **distorsió harmònica**, a on es poden considerar mesures de mèrit tals com la distorsió harmònica total (**THD**, *total harmonic distortion*), la variant **THD+N** (*THD+noise*) o la distorsió harmònica parcial (**PHD**, *partial harmonic distortion*). La distorsió harmònica provoca components de distorsió que estan relacionades harmònicament amb la freqüència fonamental que s'estigui analitzant. Per exemple, si usem un senyal test de 100 Hz (típicament, un senyal sinusoidal) en l'entrada del DUT, la distorsió harmònica produeix components de distorsió en la sortida del DUT a múltiples de la freqüència fonamental: 200 Hz, 300 Hz, 400 Hz, etc.

2) La **distorsió per intermodulació** (**IMD**, *intermodulation distortion*) consisteix que dos components freqüencials presents en l'entrada del DUT (per exemple: f_1 i f_2) interaccionin entre si i apareguin noves components freqüencials (denominades productes d'intermodulació o components espuris) en la sortida del DUT que no estaven presents en l'entrada. Aquests productes d'intermodulació solen resultar de la combinació lineal dels components freqüencials presents en l'entrada (per exemple: $f_1 + f_2$, $f_2 - f_1$, $2f_1 - f_2$, etc.).

3) La **distorsió transitòria**, o **distorsió dinàmica**, consisteix que un circuit d'àudio sigui incapaç de reproduir fidelment pics de senyal de durada molt curta i amplitud elevada. En general, es deu a deficiències en els circuits de realimentació que difuminen aquests transitoris.

Per simplificar l'anàlisi matemàtica, podem suposar que, partint de la funció de transferència d'un dispositiu d'àudio ja definida en l'equació (27), la tensió de sortida del dispositiu es pot expressar en funció de la tensió d'entrada en forma de polinomi:

$$v_s = k_0 + k_1 v_e + k_2 v_e^2 + k_3 v_e^3 + \dots + k_n v_e^n \quad (29)$$

a on els termes quadràtic (v_e^2), cúbic (v_e^3), etc. són **els termes no lineals de la funció de transferència que causen la distorsió no lineal introduïda pel dispositiu**.

Així, per exemple, en el cas d'un amplificador d'àudio ideal (això és, **sense distorsió no lineal** de cap tipus), es compliria que:

$$k_i = 0, \quad \forall i \neq 1 \quad \rightarrow \quad k_0 = k_2 = k_3 = \dots = k_n = 0 \quad (30)$$

Pel que, en el cas d'un amplificador ideal, aplicant l'equació (30) en la (29), quedaria:

$$v_s = k_1 v_e \quad \rightarrow \quad G = \frac{v_s}{v_e} = k_1 \quad (31)$$

a on k_1 seria el factor de guany de l'amplificador.

En els següents subapartats s'estudien més detalladament els tres tipus de distorsió no lineal que acabem de descriure.

2.3.3. Distorsió harmònica

La **distorsió harmònica** consisteix en que un circuit d'àudio genera **components freqüencials no desitjades en múltiples enters de la freqüència d'excitació**.

Des d'un punt de vista subjectiu, la intensitat i distribució d'aquestes components poden fer que la distorsió resultant sigui més o menys agradable a cau d'orella:

- Si la distorsió harmònica apareix en **múltiples imparells** de la freqüència d'excitació, el so ràpidament sona estripat i desagradable.

- Si la distorsió harmònica apareix en **múltiples parells** de la freqüència d'excitació, el so es distorsiona d'una manera més agradable, més càlida.

Mesura de la distorsió harmònica

Per determinar la **distorsió harmònica total (THD)**, se segueix una d'aquestes dues estratègies:

- Bé es considera un nombre determinat d'harmònics en fer el càlcul (per exemple, 5 harmònics).
- Bé es menyspreen els harmònics amb una amplitud 10 vegades inferior a l'harmònic de major amplitud.

Així, la THD, expressada en percentatge (%), es calcula com:

$$THD = 100 \cdot \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^n v_{sk}^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^n v_{sk}^2}} \quad (32)$$

a on v_{s1} és la tensió de sortida del DUT a la freqüència fonamental (o d'excitació) f_1 , v_{sk} és la tensió de sortida del DUT a la freqüència de l'harmònic k-èsim f_k (a on $f_k = kf_1$) i n és el nombre d'harmònics considerats en el càlcul.

En sistemes amb poca distorsió, que són els més habituals, se sol aplicar la següent aproximació:

$$THD \cong 100 \cdot \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^n v_{sk}^2}}{v_{s1}} \quad (33)$$

Així mateix, la **distorsió harmònica parcial (PHD)** mesura el nivell de distorsió corresponent a un únic harmònic en concret i , expressada en percentatge (%), es calcula com:

$$PHD_k = 100 \cdot \frac{v_{sk}}{v_{s1}} \quad (34)$$

a on PHD_k refereix a la distorsió harmònica parcial deguda a l'harmònic k-èsim.

En la pràctica, el diagrama de blocs per a la mesura de la **distorsió harmònica total més el soroll (THD+N)** és el següent:

Figura 19. Cadena de mesura per a la distorsió harmònica + soroll (THD+N)

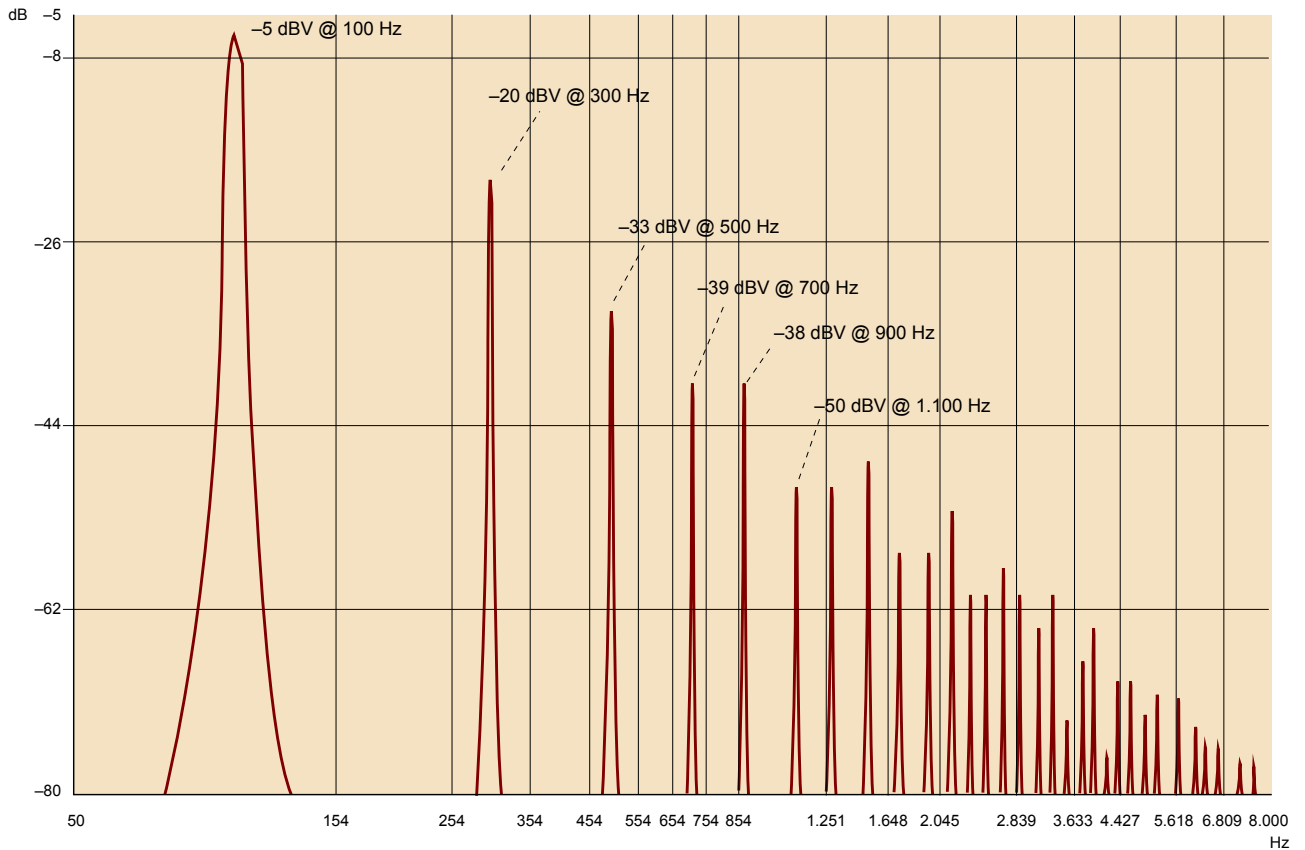


Al DUT se li injecta un senyal test sinusoidal. És de gran importància que aquest senyal test sigui el més pur possible (idealment, que no present cap distorsió harmònica), per no desvirtuar el resultat de la mesura. A la sortida del DUT, es comença filtrant la freqüència d'excitació (f_{test}) mitjançant un filtre elimina-banda (o filtre *notch*). A continuació, s'aplica un filtre passa-banda de 20 Hz a 20 kHz per seleccionar amb el rang de freqüències rellevant per a la mesura d'àudio. Finalment, un bloc detector RMS és el responsable de convertir el senyal altern a la sortida del filtre en un nivell de tensió RMS continu. Per tant, **la mesura de la distorsió THD+N la proporciona el nivell de tensió RMS a la sortida del DUT havent eliminat la freqüència d'excitació, és a dir, la tensió RMS a la sortida del DUT deguda als harmònics i al soroll introduïts pel DUT.**

Exemple 4

Per comprovar la qualitat d'un amplificador, volem mesurar la distorsió harmònica (THD) que provoca. A aquest efecte, injectem en l'entrada de l'amplificador un to pur de 100 Hz i mesurem la seva sortida amb un analitzador d'espectres de banda fina. La gràfica obtinguda és la mostrada en figura 20. Es demana obtenir el valor numèric de la THD, expressat en percentatge.

Figura 20. Espectre del senyal de sortida de l'amplificador amb un to pur de 100 Hz en l'entrada



Solució

Atès que el senyal d'entrada és un to pur a 100 Hz (sense harmònics), s'observa en la gràfica que el component major en 100 Hz correspon al nostre senyal d'entrada amplificada en la sortida. Tots els altres components, harmònics del fonamental, són indesitjats i fruit de la distorsió no lineal introduïda per l'amplificador.

A simple vista s'observa que la distorsió serà alta, ja que existeixen nombrosos harmònics d'amplitud elevada respecte a la fonamental. Per tant, usarem l'equació (32) per al càlcul de la THD. El criteri que anem a seguir per determinar el nombre d'harmònics a considerar en el càlcul consisteix a menysprear aquells harmònics que tinguin una amplitud 10 vegades inferior a la de l'harmònic més pronunciat.

Atès que no es poden sumar directament magnituds expressades en dB, comencem per calcular els valors lineals dels components harmònics, aplicant l'equació (4) i recordant que la referència dels dBV és 1V:

Taula 3. Amplituds lineals de tots els harmònics mesurats (v_{sk}). El 5è harmònic és menyspreat per presentar una amplitud més de 10 vegades inferior a la de l'harmònic major

	Nivells mesurats	Amplitud	
Component fonamental ($k = 1$)	-5 dBV	562,34 mV	
1er harmònic ($k = 2$)	-20 dBV	100 mV	Harmònic major
2on harmònic ($k = 3$)	-33 dBV	22,39 mV	
3er harmònic ($k = 4$)	-39 dBV	11,22 mV	
4rt harmònic ($k = 5$)	-38 dBV	12,59 mV	
5è harmònic ($k = 6$)	-50 dBV	3,16 mV	3,16 mV < 10 mV

Així, a partir de l'equació (32), obtenim la THD. Calculem primer els valors del numerador i el denominador d'aquesta equació, ja que tenim totes les amplituds expressades en mV, ens podem estalviar tots els factors 10^{-3} implicats en el càlcul, ja que afecten per igual a numerador i denominador:

$$\sqrt{(100)^2 + (22,39)^2 + (11,22)^2 + (12,59)^2} = 103,85$$

$$\sqrt{(562,34)^2 + (100)^2 + (22,39)^2 + (11,22)^2 + (12,59)^2} = 571,85 \quad (35)$$

$$THD = 100 \cdot \frac{103,85}{571,85} = 18,16 \%$$

Com era d'esperar, el valor de THD obtingut és molt elevat (**més d'un 1% és inacceptable en equips Hi-Fi**), la qual cosa indica una possible avaria o un ús inadequat de l'amplificador.

2.3.4. Distorsió per intermodulació

La distorsió per intermodulació (IMD) caracteritza la interacció entre freqüències altes i freqüències baixes a causa de les no linealitats del dispositiu, les quals provoquen l'aparició de components freqüencials a la sortida del mateix (denominats «productes d'intermodulació») que no estan presents en l'entrada (cosa impossible si el comportament del dispositiu anés completament lineal).

La **mesura de la IMD** pansa per aplicar en l'entrada del DUT la suma de dos senyals sinusoidals predefinides i observar què components freqüencials apareixen en la sortida. A fi de distingir entre els components presents en la sortida degudes a la THD i els components presents en la sortida degudes a la IMD, se sol procedir de la següent manera:

- 1) S'aplica solament el primer senyal sinusoidal predefinit en l'entrada (f_1) i es mesuren els components harmònics deguts a la THD que apareixen en la sortida ($2f_1, 3f_1$, etc.).
- 2) Anàlogament, s'aplica solament el segon senyal sinusoidal predefinit en l'entrada (f_2) i es mesuren els components harmònics deguts a la THD que apareixen en la sortida ($2f_2, 3f_2$, etc.).
- 3) Finalment, s'aplica la suma d'ambdós senyals sinusoidals predefinits en l'entrada (f_1 i f_2) i es mesuren els components freqüencials presents en la sortida deguts únicament a la IMD (és a dir, els productes d'intermodulació), que són aquells components diferents a les mesures en els dos passos anteriors (típicament: $f_1 + f_2, f_2 - f_1, 2f_1 - f_2$, etc.).

L'estàndard SMPTE per a aquesta mesura defineix els següents valors de freqüència i amplitud per als dos senyals d'entrada:

$$\begin{aligned} f_1 &= 50 \text{ Hz} \quad \text{o} \quad 60 \text{ Hz} & f_2 &= 7 \text{ kHz} \\ v_{e1} &= 1V_{RMS} (0 \text{ dB } V_{RMS}) & v_{e2} &= \frac{1}{4} V_{RMS} (-12 \text{ dB } V_{RMS}) \end{aligned} \quad (36)$$

Així, la IMD mesura la relació entre els nivells de tensió en la sortida del DUT dels components corresponents als productes d'intermodulació respecte dels nivells de tensió en la sortida del DUT dels components corresponents als senyals predefinits d'entrada. Expressada en percentatge (%), la IMD es calcula com:

$$IMD = 100 \cdot \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^n v_{IMk}^2}}{\sqrt{v_{s1}^2 + v_{s2}^2}} \quad (37)$$

a on v_{s1} i v_{s2} són les tensions en la sortida del DUT a les freqüències f_1 i f_2 , v_{1Mk} és la tensió en la sortida del DUT corresponent al producte d'intermodulació k -èsim i n és el nombre de productes d'intermodulació presents en la sortida del DUT.

Exemple 5. Distorsió no lineal de segon grau

Es demana mesurar la IMD d'un dispositiu la funció del qual de transferència inclou un terme quadràtic:

$$v_s = k_1 v_e + k_2 v_e^2 \quad (38)$$

a on $k_1 = 1$ i $k_2 = 0,1$.

Solució

En primer lloc, usem com a senyal d'entrada la suma de dos sinusoidals (senyal SMPTE):

$$v_e = A \sin \omega_1 t + B \sin \omega_2 t \quad (39)$$

a on, segons l'indicat en l'equació (36), $\omega_1 = 2\pi f_1$, $A = v_{e1} = 1V_{RMS}$, $\omega_2 = 2\pi f_2$ i $B = v_{e2} = \frac{1}{4}V_{RMS}$.

Llavors, substituint l'equació (39) en la (38), s'obté el següent:

$$v_s = k_1(A \sin \omega_1 t + B \sin \omega_2 t) + k_2(A \sin \omega_1 t + B \sin \omega_2 t)^2 \quad (40)$$

Desenvolupant la suma al quadrat i aïllant els termes resultants s'arriba al següent resultat:

$$\begin{aligned} v_s &= k_1 A \sin \omega_1 t + k_1 B \sin \omega_2 t \\ &+ k_2 A^2 \sin^2 \omega_1 t + k_2 B^2 \sin^2 \omega_2 t + 2k_2 AB (\sin \omega_1 t \cdot \sin \omega_2 t) \\ v_s &= k_1 A \sin \omega_1 t + k_1 B \sin \omega_2 t \\ &+ \frac{k_2}{2} A^2 (1 - \cos 2\omega_1 t) + \frac{k_2}{2} B^2 (1 - \cos 2\omega_2 t) \\ &+ k_2 AB \cos(\omega_1 - \omega_2)t - k_2 AB \cos(\omega_1 + \omega_2)t \\ v_s &= \frac{k_2}{2} (A^2 + B^2) + k_1 A \sin \omega_1 t + k_1 B \sin \omega_2 t \\ &- \frac{k_2}{2} A^2 \cos 2\omega_1 t - \frac{k_2}{2} B^2 \cos 2\omega_2 t \\ &+ k_2 AB \cos(\omega_1 - \omega_2)t - k_2 AB \cos(\omega_1 + \omega_2)t \end{aligned} \quad (41)$$

S'observa en aquesta última equació que en el senyal de sortida apareixen un nivell de tensió contínua, els components corresponents al senyal SMPTE (ω_1 i ω_2), els components corresponents a la THD introduïda pel dispositiu ($2\omega_1$ i $2\omega_2$) i altres components freqüencials que ni estan presents en l'entrada ni es corresponen amb els harmònics dels components presents en l'entrada i que, justament, són els productes d'intermodulació causats per la IMD introduïda pel dispositiu ($\omega_1 - \omega_2$ i $\omega_1 + \omega_2$).

Finalment, es calcula la IMD aplicant l'equació (37) per als dos productes d'intermodulació identificats en l'equació (46):

$$\begin{aligned}
 IMD &= 100 \cdot \frac{\sqrt{v_{IM1}^2 + v_{IM2}^2}}{\sqrt{v_{s1}^2 + v_{s2}^2}} = 100 \cdot \frac{\sqrt{(k_{2AB})^2 + (k_{2AB})^2}}{\sqrt{(k_{1A})^2 + (k_{1B})^2}} \\
 &= 100 \cdot \frac{\sqrt{0,025^2 + 0,025^2}}{\sqrt{1^2 + (\frac{1}{4})^2}} = 100 \cdot \frac{0,025\sqrt{2}}{\frac{1}{4}\sqrt{17}} = 3,43 \quad \% \quad (42)
 \end{aligned}$$

Convé apuntar que la IMD obtinguda en aquest exemple és molt elevada, inacceptable en un equip d'àudio real. Un valor d'IMD acceptable per a un equip Hi-Fi està per sota del 0,1%.

2.3.5. Distorsió transitòria (o distorsió dinàmica)

Els anteriors tipus de distorsió no lineal (distorsió harmònica i distorsió per intermodulació) s'observen trobant-se el DUT en un estat estacionari. El senyal d'entrada és d'amplitud constant i durada indefinida, la qual cosa resulta molt útil des del punt de vista pràctic per realitzar mesuraments precisos. No obstant això, poques vegades s'utilitza un sistema d'àudio per reproduir senyals estacionaris, sinó per escoltar principalment música, pel·lícules, notícies o altres senyals (o peces d'informació) més o menys entretinguts.

Tots aquests senyals «reals» tenen una determinada dinàmica, és a dir, presenten pics d'amplitud que, per descomptat, han de ser adequadament amplificats i reproduïts. Per desgràcia, això no sempre succeeix així, ja que es dona el fenomen de la distorsió transitòria (o distorsió dinàmica).

La **distorsió transitòria**, o **distorsió dinàmica**, és un tipus de distorsió que **degrada la resposta dinàmica del sistema i que apareix únicament durant el curtíssim temps que dura un pic de senyal**.

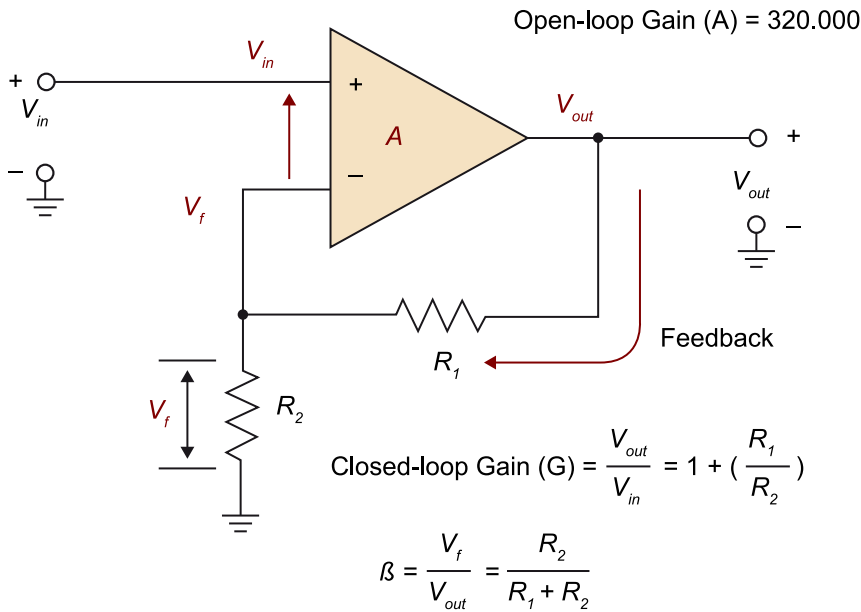
Aquest tipus de distorsió té el seu origen en els circuits d'amplificació, que en la gran majoria de casos són circuits amb realimentació negativa.

Per entendre el fenomen, convé fer un cop d'ull al circuit il·lustrat en la figura 21: un simple circuit amplificador, de factor de guany G , basat en un amplificador operacional. El guany de tensió en bucle obert (A) d'aquest amplificador operacional en concret és de 320000. El fet d'introduir realimentació negativa mitjançant la resistència R_1 permet reduir aquest guany a un valor més útil per a aplicacions lineals, com les quals es donen típicament en l'àmbit de l'àudio.

Així, el guany de tensió en bucle tancat (G) que s'obté en aquest cas és:

$$G = 1 + \frac{R_1}{R_2} \quad (43)$$

Figura 21. Amplificador operacional amb realimentació negativa



Si, per exemple, $R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, llavors:

$$G = 1 + \frac{100\text{k}}{100\text{k}} = 2 \rightarrow G = 20 \log_{10}(2) = 6 \text{ dB} \quad (44)$$

Queda, doncs, clar que, en condicions estacionàries, aquest circuit amplifica 6 dB el senyal d'entrada.

A continuació, s'analitza què ocorre quan a l'entrada d'aquest circuit apareix un pic de senyal transitori:

- Idealment, la forma d'ona del pic es veuria reflectida instantàniament en l'entrada negativa de l'amplificador operacional a través de la resistència de realimentació (R_1), per tant, el pic (de la mateixa manera que qualsevol altre senyal) s'amplifica 6 dB.
- No obstant això, la realitat és que, sovint, el circuit de realimentació no solament consta d'una simple resistència, sinó que consisteix en una xarxa més o menys complexa formada per resistències, condensadors i/o altres components electrònics.
- Així mateix, cal tenir en compte que, en un circuit real, la disposició de les pistes sobre el circuit imprès pot introduir valors petits, però existents, de capacitat i d'inductància residuals.
- Tot això provoca que hi hagi un lleuger desfasament entre el pic que entra a l'amplificador operacional i el pic que serveix de realimentació. Durant aquest curtíssim espai de temps, l'amplificador operacional no té re-

alimentació i, per tant, tendeix a amplificar el senyal amb el seu altíssim guany en bucle obert (A).

Com a conclusió final, es pot observar que, **en els pics, l'amplificador amplifica massa, quedant greument distorsionada la forma d'ona.**

2.4. Fonts de soroll

Es defineix com a **soroll tot senyal que forma part del senyal complet d'àudio, però que és indesitjat**. El soroll es manifesta de moltes maneres, pot tenir diversos orígens i existeixen diferents i molt diversos tipus de soroll.

D'entrada, en l'àmbit de l'àudio (encara que aquesta distinció es fa també en molts altres àmbits) convé fer la distinció entre fonts de sorolls combatibles i fonts de sorolls no combatibles.

En primer lloc, i de menor importància des del punt de vista del senyal d'àudio, els **sorolls combatibles** són aquells que provoquen uns efectes que poden ser minimitzats mitjançant millores de disseny, tant en l'aspecte electrònic com en el mecànic, depenent de l'equip en qüestió. Molts dels sorolls paradigmàtics de l'àudio han quedat afortunadament obsolets en l'era de l'àudio digital, a causa que s'originen en dispositius mecànics (com els giradiscos i els magnetòfons).

A continuació, s'enumeren breument els tipus de soroll combatible més típics:

- **Hum:** el soroll de tipus *hum* (que significa brunzit, en anglès) és sempre d'origen elèctric (tensió de xarxa) i es caracteritza per aparèixer a la freqüència fonamental de 50 Hz (60 Hz a EUA) i en els harmònics de la mateixa. L'origen del *hum* és gairebé sempre una mala connexió entre diferents equips (bucle de massa) o un mal disseny de la font d'alimentació quant a radiació electromagnètica.
- **Hiss:** el soroll de tipus *hiss* (que significa xiulada, en anglès) es caracteritza per ser un soroll d'alta freqüència que sovint es descriu com a soroll «a fregit». Era molt comú en l'enregistrament magnètic, sobretot en format de cassette domèstic. S'origina en la limitació del suport de cinta per emmagatzemar magnèticament de manera eficient el contingut d'alta freqüència. Es minimitza en magnetòfons professionals mitjançant l'ús de reductors de soroll (Dolby tipus B, C, SR, etc.) i un bon manteniment dels capçals.
- **Rumble:** aquest soroll de baixa freqüència (20-100 Hz) és freqüent en els giradiscos domèstics i s'origina en les imperfeccions dels rodaments del

sistema giratori. Aquestes imperfeccions generen petites vibracions que es transmeten mecànicament a la càpsula fonocaptora i, per tant, indueixen soroll elèctric no desitjat en el senyal. Es minimitza mitjançant un bon manteniment mecànic, l'ús de coixinets de precisió i corretges en bon estat.

- **Crackle:** és també un soroll característic del format vinil. Es produeix quan l'agulla del tocadiscs xoca amb impureses en la superfície del disc (per exemple, partícules de pols) o quan el disc està ratllat, provocant una sacsejada de l'agulla i induint un curt impuls elèctric. Aquest soroll s'assembla al crepitat del foc. Es redueix mantenint neteja la superfície del disc.

En segon lloc, i d'una importància molt major des del punt de vista del senyal d'àudio, el **soroll no combatible** és aquell **senyal de soroll intrínsec al sistema d'àudio**. Bàsicament, es tracta de soroll generat per la pròpia electrònica, en concret, pels components actius de la mateixa.

Referent a això, convé tenir sempre en compte que, mentre que el valor absolut del soroll (o nivell absolut de soroll) no és massa rellevant (doncs sempre i en qualsevol sistema va a haver-hi més o menys soroll), sí té molta més rellevància la relació senyal-soroll.

La **relació senyal-soroll** (S/N o SNR , de *signal to noise ratio*) és el resultat de **comparar el nivell de senyal (senyal útil) respecte del nivell de soroll (senyal no desitjat)**. La SNR s'expressa sempre en dB:

$$SNR = 20 \log_{10} \left(\frac{s}{n} \right) = \underbrace{20 \log_{10}(s)}_S - \underbrace{20 \log_{10}(n)}_N = S - N \quad (45)$$

a on s i n són els nivells de senyal i soroll, respectivament, expressats en unitats lineals (per exemple, en V) i, anàlogament, S i N són els nivells de senyal i soroll, respectivament, expressats en unitats logarítmiques (per exemple, si s i n estan expressats en V, S i N ho estan en dBV).

Així, un cert nivell de soroll serà baix o elevat, acceptable o inacceptable, en funció del nivell de senyal enfront del que es present. Lògicament, **sempre són desitjables valors elevats de SNR , doncs, com més gran és la SNR , menor és el nivell de soroll respecte del nivell de senyal.**

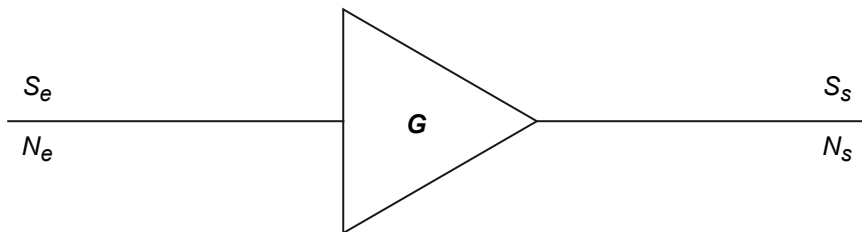
Donat un dispositiu (o circuit d'àudio) qualsevol, convé distingir entre:

- **SNR d'entrada (SNR_e)**, que és la relació senyal-soroll en l'entrada del dispositiu.

- **SNR de sortida (SNR_s)**, que és la relació senyal-soroll en la sortida del dispositiu.

En termes de soroll, un **dispositiu ideal** és aquell que **no introdueix soroll generat per ell mateix** en el senyal de sortida. És a dir, que, en el cas d'un dispositiu ideal, el soroll present en la sortida és degut exclusivament a aquell soroll que ja està present en l'entrada. No obstant això, els dispositius reals no tenen un comportament ideal i, en termes de soroll, introdueixen un component de soroll generat per ells mateixos, la qual cosa té la seva incidència en el càlcul de SNR_e i SNR_s.

Figura 22. Cèl·lula de guany amb SNR d'entrada i SNR de sortida



Per il·lustrar aquesta qüestió, suposem un circuit amplificador d'àudio (figura 22), que tant pot estar constituït per un simple transistor, com per un circuit d'amplificació complet; a l'efecte de la seva caracterització en termes de soroll, aquesta distinció és irrelevant.

Evidentment, l'amplificador amplifica tot el senyal d'àudio present en la seva entrada, és a dir, tant el senyal útil com el soroll de la mateixa. Així, en termes de soroll, un **amplificador ideal** de guany G presenta els següents senyals d'entrada (v_e) i de sortida (v_s):

$$v_e = s_e + n_e \quad (46)$$

$$v_s = G \cdot (s_e + n_e) = \underbrace{G s_e}_{s_s} + \underbrace{G n_e}_{n_s} = s_s + n_s \quad (47)$$

a on s_e i n_e són els nivells de senyal i soroll, respectivament, en l'entrada de l'amplificador i s_s i n_s són els nivells de senyal i soroll, respectivament, en la sortida de l'amplificador (tots ells expressats en unitats lineals). Per tant, **en el cas d'un amplificador ideal, la SNR en la sortida és la mateixa que la SNR en l'entrada (SNR_e = SNR_s)**:

$$\begin{aligned} SNR_e &= \underbrace{20 \log_{10}(s_e)}_{S_e} - \underbrace{20 \log_{10}(n_e)}_{N_e} = S_e - N_e \\ SNR_s &= S_s - N_s = \underbrace{20 \log_{10}(s_s)}_{S_s} - \underbrace{20 \log_{10}(n_s)}_{N_s} \end{aligned} \quad (48)$$

$$\begin{aligned}
 SNR_s &= 20\log_{10}\left(\frac{Gs_e}{s_s}\right) - 20\log_{10}\left(\frac{Gn_e}{n_s}\right) \\
 SNR_s &= 20\log_{10}(G) + \underbrace{20\log_{10}(s_e)}_{S_e} - 20\log_{10}(G) - \underbrace{20\log_{10}(n_e)}_{N_e} \quad (49) \\
 SNR_s &= S_e - N_e \Rightarrow SNR_s = SNR_e
 \end{aligned}$$

a on S_e , N_e , S_s i N_s són els nivells de senyal i soroll a l'entrada i la sortida de l'amplificador, respectivament, expressats en unitats logarítmiques.

No obstant això, tot dispositiu real introdueix un component de soroll generat per ell mateix, que denominarem n_x . Així, el senyal de sortida d'un **amplificador real** de guany G és:

$$v_s = G \cdot (s_e + n_e) + n_x = \underbrace{Gs_e}_{s_s} + \underbrace{Gn_e + n_x}_{n_s} = s_s + n_s \quad (50)$$

a on n_x és el soroll generat pel dispositiu expressat en unitats lineals. En general, per tant, **la SNR en la sortida de tot dispositiu real és sempre pitjor que la SNR en l'entrada del mateix** ($SNR_s < SNR_e$), i així succeeix en el cas del nostre amplificador real:

$$\begin{aligned}
 SNR_s &= S_s - N_s = \underbrace{20\log_{10}(s_s)}_{S_s} - \underbrace{20\log_{10}(n_s)}_{N_s} \\
 SNR_s &= 20\log_{10}\left(\frac{Gs_e}{s_s}\right) - 20\log_{10}\left(\frac{Gn_e + n_x}{n_s}\right) \\
 SNR_s &= 20\log_{10}(G) + \underbrace{20\log_{10}(s_e)}_{S_e} - 20\log_{10}(G) - \underbrace{20\log_{10}\left(n_e + \frac{n_x}{G}\right)}_{N' (N' > N_e)} \quad (51) \\
 SNR_s &= S_e - N' < \underbrace{S_e - N_e}_{SNR_e} \Rightarrow SNR_s < SNR_e
 \end{aligned}$$

A tot aquest respecte, i amb relació al nivell de soroll introduït per un dispositiu, convé introduir també el concepte de figura de soroll.

La **figura de soroll** (NF, *noise figure*) es defineix com **la diferència entre la SNR a l'entrada del dispositiu i la SNR a la sortida del dispositiu**:

$$NF = SNR_e - SNR_s \quad (52)$$

La NF s'expressa sempre en dB i proporciona **una mesura de la degradació de la SNR provocada pel dispositiu**. Aquesta mesura també es pot calcular en termes lineals, la qual cosa dona lloc al que es coneix com a **factor de soroll** (F):

$$F = 10^{\left(\frac{NF}{10}\right)} \Rightarrow NF = 10\log_{10}(F) \quad (53)$$

A partir de la definició de l'equació (52) i del desenvolupament mostrat en l'equació (51), s'observa que **la figura de soroll d'un amplificador real depèn únicament del soroll que ell mateix genera (n_x) i del nivell de soroll present en la seva sortida (n_s):**

$$\begin{aligned}
 NF &= SNR_e - SNR_s = \frac{S_e - N_e}{SNR_e} - \frac{(S_e - N')}{SNR_s} = N' - N_e \\
 NF &= \underbrace{20\log_{10}\left(n_e + \frac{n_x}{G}\right)}_{N'} - \underbrace{20\log_{10}(n_e)}_{N_e} = 20\log_{10}\left(\frac{n_e + \frac{n_x}{G}}{n_e}\right) \\
 NF &= 20\log_{10}\left(1 + \frac{n_x}{Gn_e}\right) = \left\{ \begin{array}{l} n_s = Gn_e + n_x \\ Gn_e = n_s - n_x \end{array} \right\} = 20\log_{10}\left(1 + \frac{n_x}{n_s - n_x}\right) \\
 NF &= 20\log_{10}\left(\frac{n_s}{n_s - n_x}\right)
 \end{aligned} \tag{54}$$

Finalment, convé considerar també que el soroll que tot dispositiu real genera per sí mateix (n_x) és inevitable, doncs, fins i tot en el millor dels casos, la mera vibració dels electrons (que es dona per agitació tèrmica) ja produeix un tipus de soroll denominat **soroll tèrmic** (també conegut com a soroll de Johnson-Nyquist). Les propietats bàsiques d'aquest tipus de soroll són les següents:

- És un **soroll additiu**: es suma a la resta de components del senyal en la qual apareix, tal com, per exemple, il·lustra l'equació (50).
- És un **soroll blanc**: en termes temporals, els valors del nivell de soroll en dos instants qualssevol són independents entre si (és a dir, no guarden correlació estadística entre si); en termes freqüencials, la densitat espectral de potència del senyal de soroll és plana (és a dir, el senyal de soroll presenta la mateixa energia en totes les freqüències).
- És un **soroll gaussià**: la funció de densitat de probabilitat dels valors del nivell de soroll segueix una distribució normal (o gaussiana), és a dir, que valors de nivell de soroll propers a un valor mitjà (típicament, 0 V) apareixen més sovint al llarg del temps que valors molt alts o molt baixos de nivell de soroll (valors molt allunyats del valor mitjà).

Habitualment, el nivell de soroll tèrmic es modelitza com la diferència de tensió que apareix en borns d'una resistència real (no ideal) que treballa a una certa temperatura i per a un cert ample de banda de funcionament:

$$\eta = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot \Delta f} \tag{55}$$

a on η és el nivell de soroll tèrmic expressat en volts RMS (V_{RMS}), k és la constant de Boltzmann ($k \cong 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{J}{K}$), T és la temperatura de treball expressada en graus Kelvin (K), R és el valor de la resistència expressada en ohms (Ω) i Δf és l'ample de banda de treball expressat en hertz (Hz).

Exemple 6

Es demana calcular en quina mesura degrada la relació senyal-soroll un amplificador d'àudio a la sortida del qual es mesura un nivell de soroll d' $1,25 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$. L'amplificador treballa a temperatura ambient (20°C), el seu ample de banda de treball és el típic en aplicacions d'àudio (20 kHz) i es considera que el soroll tèrmic que genera és l'equivalent al d'una resistència d' $1 \text{ k}\Omega$.

Solució

En primer lloc, cal veure que el que s'està demanant és la figura de soroll de l'amplificador, doncs la figura de soroll indica justament en quina mesura un dispositiu degrada la SNR. I en segon lloc, convé recordar que, tal com es mostra en l'equació (54), la figura de soroll d'un amplificador depèn únicament del soroll que ell mateix genera i del nivell de soroll present en la seva sortida.

Així, d'una banda, el nivell de soroll en la sortida de l'amplificador ho proporciona el mateix enunciat ($n_s = 1,25 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$) i, d'altra banda, les altres dades que proporciona l'enunciat permeten calcular el nivell de soroll produït per l'amplificador (n_x) mitjançant l'equació (55), prenent $T = 20^\circ\text{C} + 273,15 = 293,15 \text{ K}$, $R = 1 \text{ k}\Omega$ i $\Delta f = 20 \text{ kHz}$.

Per tant, a partir de l'equació (54), la figura de soroll d'aquest amplificador és la següent:

$$NF = 20 \log_{10} \left(\frac{n_s}{n_s - n_x} \right)$$

$$NF = 20 \log_{10} \left(\frac{1,25 \cdot 10^{-6}}{1,25 \cdot 10^{-6} - \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293,15 \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^3}} \right) \quad (56)$$

$$NF = 5,27 \text{ dB}$$

En general, els valors típics de la figura de soroll d'un transistor d'ús general se situen al voltant dels 3 dB , mentre que la NF d'un amplificador operacional d'alta qualitat per a àudio, com el NE5532, és de $0,9 \text{ dB}$.

2.5. Estructura de guany

Sovint, el nivell (amplitud) del senyal d'àudio no es considera un paràmetre de qualitat. Qualsevol equip reproductor de so té pràcticament la mateixa qualitat quan escoltem a un nivell baix o a un elevat, sempre que ho utilitzem dins dels límits d'operació normals per a l'equip. **Els nivells d'àudio adquireixen importància en la interconnexió d'equips, quan en una mateixa cadena d'àudio conviuen multitud d'equips amb diferents prestacions, diferents fabricadores i diferents qualitats.** Per exemple, en la sonorització d'un concert hi ha micròfons, preamplificadors, instruments electrònics, taules de mescla, equalitzadors, processadors de dinàmica, amplificadors de potència, altaveus, auriculars, etc. Tot això treballant en conjunt per complir una certa funció (per exemple, retransmetre un concert per a televisió). **En un escenari d'aquest estil, és de summa importància que cadascun dels equips treballi en els nivells d'àudio pels quals va ser dissenyat, ja que, en cas contrari, la qualitat global de la retransmissió es veurà afectada i apareixerien distorsions, sorolls o altres efectes no desitjats.**

La tècnica per ajustar els nivells en una cadena d'àudio es denomina *gain-staging* (estructura de guany) i l'objectiu que persegueix és el de **maximitzar** la SNR global del sistema en el qual estan connectats en cadena diversos

Conversión de grados Celsius a Kelvin

Per expressar en graus Kelvin una temperatura en graus centígrads: $t(\text{K}) = t(^{\circ}\text{C}) + 273,15$.

dispositius. A continuació, anem a analitzar aquesta tècnica mitjançant un exemple: en la sonorització d'un concert en directe tenim connectada la cadena d'àudio formada pels elements detallats en la taula 4.

La sortida del primer equip es connecta a l'entrada del següent, i així successivament. Cadascun d'aquests dispositius té un determinat **marge dinàmic**, que és el factor clau referent als nivells de senyal als quals ha de treballar un dispositiu d'àudio. Tal com es defineix al subapartat 2.2, el marge dinàmic (MD) d'un dispositiu és la diferència entre el nivell màxim de senyal que el dispositiu pot manejar (S_{max}) i el soroll de fons (N_b):

$$MD = S_{max} - N_b \quad (57)$$

En el document d'especificacions (*datasheet*) de cada dispositiu, el fabricant proporciona aquest i altres dades que són necessaris per optimitzar el marge dinàmic del conjunt:

Taula 4. Mitjançant les dades de nivell de sortida màxim, soroll de fons i marge dinàmic podem optimitzar la relació senyal-soroll d'una cadena d'àudio

Dispositiu	Nivell de sortida màxim (dBU)	Soroll de fons (dBU)	Marge dinàmic (dB)
Preamplificador	+27	-69	96
Mesclador	+21	-90	111
Equalitzador	+15	-96	111
Processador d'efectes	+18	-72	90
Limitador	+21	-93	114
Amplificador	+3	-105	108

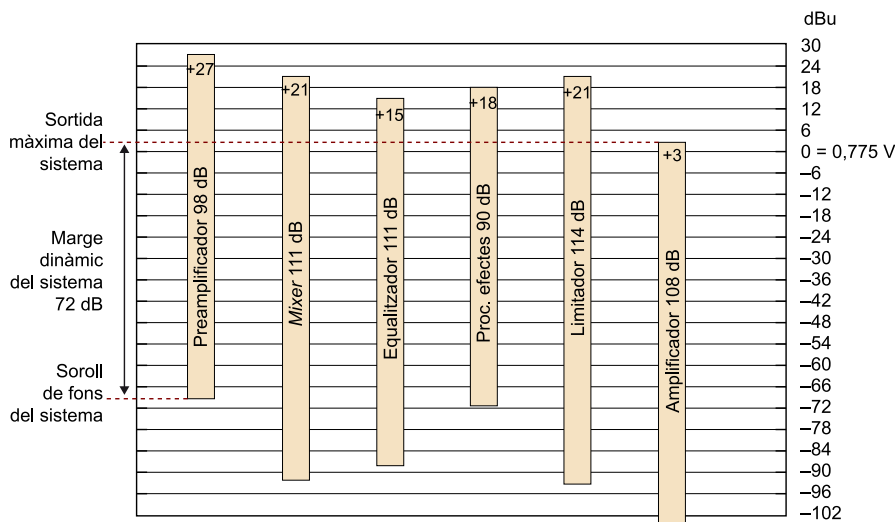
La primera regla del *gain-staging* consisteix a **maximitzar el nivell de sortida de tots els dispositius de la cadena, doncs interessa obtenir el senyal més potent possible de cada dispositiu i, d'aquesta manera, maximitzar la SNR de sortida de cada dispositiu.** Des del punt de vista d'un dispositiu en concret (dispositiu emissor), no importa si el següent dispositiu en la cadena (dispositiu receptor) admet tal magnitud de senyal o no. És en el dispositiu receptor on s'ajusta l'amplitud del senyal perquè s'adapti a la seva **sensibilitat d'entrada**:

- Si el valor de la sensibilitat d'entrada és inferior al nivell del senyal proporcionat pel dispositiu emissor, cal atenuar-la.
- En canvi, si el senyal no té suficient amplitud, haurem d'amplificar-la inserint-hi un guany suficient.

Tots els equips d'audio professionals disposen d'aquest mecanisme d'**ajust del guany d'entrada**, denominat habitualment *Input gain*, *Trim*, *Pad* o similar, que serveix per compensar la falta o l'excés de senyal a l'entrada de l'equip.

La figura 23 mostra com es comporta el sistema (la cadena d'audio de la taula 4) quan no ha estat optimitzada l'estructura de guany. S'assumeix que tots els equips treballen a «guany unitat», és a dir, que no atenuen ni amplifiquen. El marge dinàmic de cada dispositiu és mostrat en una barra vertical de major o menor longitud, segons sigui el cas:

Figura 23. Relació de marges dinàmics en un sistema de sonorització sense optimitzar



Referent al nivell de senyal, s'observa que **el nivell de senyal del sistema queda limitat pel nivell de senyal individual més baix**. Així, el preamplificador, per exemple, que té un marge dinàmic de 96 dB, pot treballar amb nivells de fins a +27 dBu; el mesclador, en canvi, solament admet amplituds de fins a +21 dBu; etc. L'element limitant és l'amplificador, que solament admet nivells de senyal de fins a +3 dBu, la qual cosa significa que distorsionarà qualsevol senyal que li arribi per sobre de +3 dBu. **Per tant, el nivell màxim de senyal que es pot emprar en la pràctica en qualsevol punt d'aquesta cadena és de +3 dBu, malgrat que tots els altres equips poden treballar fàcilment a nivells superiors.**

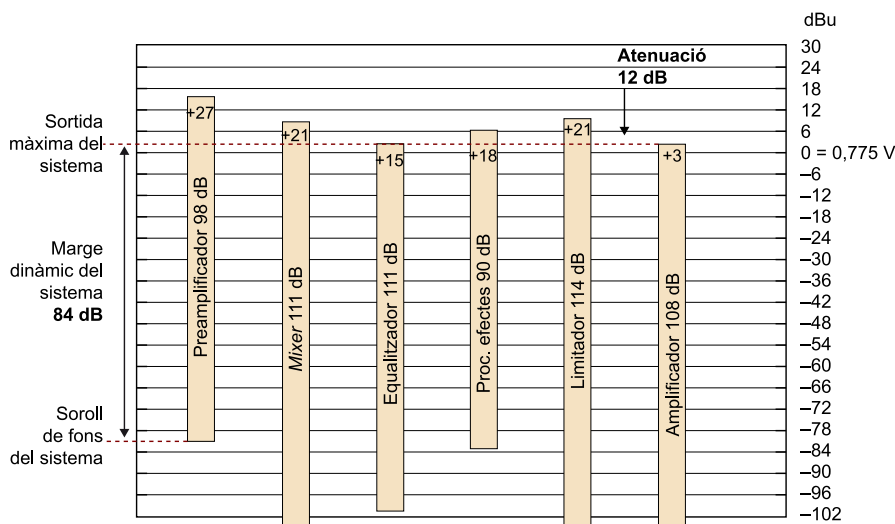
Així mateix, referent al soroll, s'observa que **el soroll de fons del sistema queda limitat pel soroll de fons individual més elevat**, que en aquest cas és el del preamplificador, de -69 dBu.

Per tant, el marge dinàmic d'aquest sistema no optimitzat és la diferència entre el nivell màxim de senyal sense distorsió (+3 dBu) i el soroll de fons de l'equip més sorollós (-69 dBu):

$$MD = +3\text{dBu} - (-69\text{dBu}) = 72\text{dB} \quad (58)$$

En la pràctica, un marge dinàmic de 72 dB resulta ser un valor bastant mediocre. **Una manera de millorar el rendiment d'aquest sistema és reduir la diferència entre els valors màxims que poden manejar els diferents equips.** L'equip que menys nivell pot manejar és l'amplificador (+3 dBu) i en següent lloc està l'equalitzador (+15 dBu). Anem a eliminar aquesta diferència aplicant una atenuació de 12 dB en l'entrada de l'amplificador. D'aquesta manera, s'aconsegueix que l'amplificador accepti efectivament senyals de fins a +15dBu. En representar aquesta atenuació en la figura 24, s'observa que, **des del punt de vista de l'amplificador, tant el nivell màxim de senyal com el soroll de fons de tots els dispositius que li precedeixen en la cadena han baixat 12 dB.** En conseqüència, si apliquem el mateix criteri que abans per determinar el marge dinàmic, observem que el seu valor s'ha incrementat fins als **84 dB**, doncs el soroll de fons del sistema (el de l'equip més sorollós, que segueix sent el preamplificador) està ara situat en -81 dBu.

Figura 24. Relació de marges dinàmics aplicant una millora (atenuació) en l'entrada de l'amplificador



Aplicant aquesta idea a cadascun dels dispositius de la cadena, es pot aconseguir que tots ells siguin capaços de manejar el mateix nivell màxim de senyal. Dit d'una altra manera, **a l'entrada de cada dispositiu s'aplica aquella atenuació o guany que li permeti rebre sense problema el nivell màxim de senyal del dispositiu anterior.** La figura 25 mostra quina guany o atenuacions s'han d'aplicar perquè tots els dispositius de la nostra cadena puguin treballar amb els mateixos nivells màxims d'origen:

1) A l'entrada del mesclador s'aplica una atenuació de 6 dB per baixar els +27 dBu del dispositiu anterior (el preamplificador) fins als +21 dBu del mesclador. Per tant, des del punt de vista del mesclador, tant el nivell màxim de senyal com el soroll de fons de tots els dispositius que li precedeixen baixen 6 dB (o sigui, el preamplificador queda entre els +21 dBu i els -75 dBu).

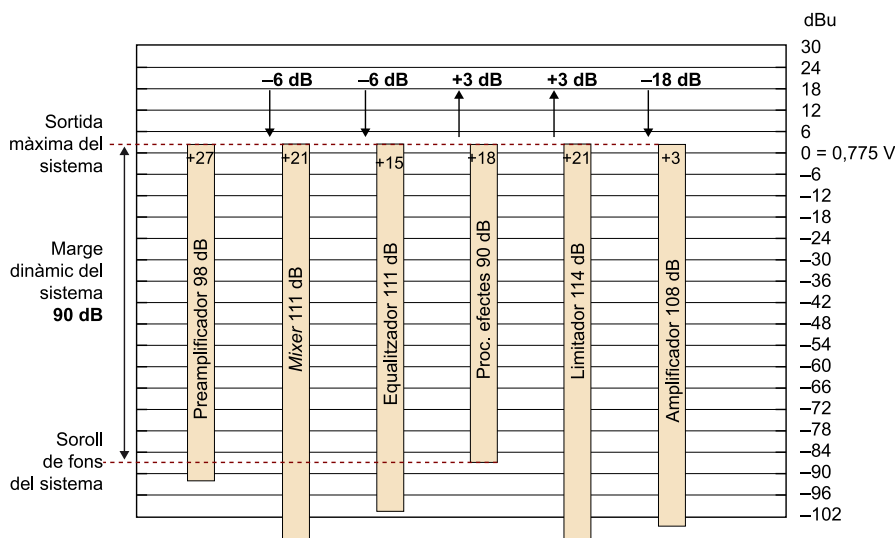
2) A l'entrada de l'equalitzador s'aplica una atenuació de 6 dB per baixar els +21 dBu del dispositiu anterior (el mesclador) fins als +15 dBu de l'equalitzador. Per tant, des del punt de vista de l'equalitzador, tant el nivell màxim de senyal com el soroll de fons de tots els dispositius que li precedeixen baixen 6 dB (o sigui, el mesclador baixa 6 dB i el preamplificador acumula una baixada de 12 dB).

3) A l'entrada del processador d'efectes s'aplica un guany de 3 dB per pujar els +15 dBu de l'equalitzador fins als +18 dBu del processador d'efectes. Per tant, des del punt de vista del processador d'efectes, l'equalitzador puja 3 dB, el mesclador acumula -3 dB i el preamplificador acumula -9 dB.

4) A l'entrada del limitador s'aplica un guany de 3 dB per pujar els +18 dBu del processador d'efectes fins als +21 dBu del limitador. Per tant, des del punt de vista del limitador, el processador d'efectes puja 3 dB, l'equalitzador acumula +6 dB, el mesclador acumula 0 dB i el preamplificador acumula -6 dB.

5) Finalment, a l'entrada de l'amplificador s'aplica una atenuació de 18 dB per baixar els +21 dBu del limitador fins als +3 dBu de l'amplificador. Per tant, des del punt de vista de l'amplificador, el limitador baixa 18 dB, el processador d'efectes acumula -15 dB, l'equalitzador acumula -12 dB, el mesclador acumula -18 dB i el preamplificador acumula -24 dB.

Figura 25. Relació de marges dinàmics una vegada optimitzada per complet l'estructura de guanys



D'aquesta manera, l'estructura de guany del sistema està plenament optimitzada, doncs el marge dinàmic resultant del sistema és molt superior als 72 dB inicials:

$$MD = +3\text{dBu} - (-87\text{dBu}) = 90\text{dB} \quad (59)$$

a on el nivell màxim de senyal sense distorsió segueix estant en els +3 dBu de l'amplificador i el soroll de fons de l'equip més sorollós està ara en els -87 dBu en els quals s'ha quedat el soroll de fons del processador d'efectes.

Resum

En aquest mòdul hem donat una visió global sobre el senyal d'àudio. El mòdul està dividit en dos grans apartats: en el primer, es caracteritza el senyal d'àudio com a senyal elèctric i, en el segon, es relacionen aquests paràmetres amb la qualitat objectiva que pot adquirir aquest senyal.

En primer lloc, hem vist les diferents maneres de representar gràficament el senyal d'àudio, cadascuna de les quals resulta d'utilitat per poder avaluar determinats paràmetres del senyal.

Així, l'oscil·lograma serveix bé per mesurar amplituds i durades, però és ineficaç per determinar la distorsió harmònica. Per a això és més útil el sonograma, o espectrograma, ja que permet visualitzar els components harmònics i les seves amplituds. No obstant això, aquesta representació no informa sobre la durada dels esdeveniments. El sonograma sí permet observar l'evolució temporal de l'espectre i a causa d'això és molt utilitzat, entre altres aplicacions, per a l'anàlisi de la veu humana i d'altres espècies animals. Finalment, el 3D *Waterfall* proporciona una representació en tres dimensions que també permet visualitzar molts paràmetres en un sol gràfic, com, per exemple, el temps de decaïment de les components espectrals. És interessant i important saber reconèixer senyals simples (tons purs, soroll, senyals periòdics, etc.) en els quatre tipus de representacions.

I en segon lloc, hem vist el senyal d'àudio definit com un senyal elèctric amb el qual treballar en tres nivells: senyal de micròfon, senyal de línia i senyal de potència o d'altaveu.

Respecte a la seva amplitud elèctrica, la dada més significativa és el valor RMS, ja que és proporcional a la potència que transporta el senyal. El valor de bec també és important a l'hora de dissenyar un sistema que no saturi. A partir del valor RMS, s'obté la mesura en decibels comparant l'amplitud amb un valor de referència preestablert. En àudio analògic, existeixen diverses referències fonamentals: el dBm, que és una mesura de potència respecte d'una referència d'1 mW; el dBu, que és una particularització del dBm per a una càrrega de 600 Ω ; i el dBV, on la tensió de referència és d'1 V. En l'àmbit professional se sol usar el dBm, mentre que en l'àudio domèstic (Hi-Fi) se sol usar el dBV. A més, es pot relacionar el domini analògic amb el domini digital mitjançant una correspondència estàndard i definir el dBFS (dB a fons d'escala), que representa el codi digital respecte al codi màxim representable amb una determinada profunditat de bits (típicament, 16 o 24 bits). És important saber convertir una magnitud lineal (en volts) en la magnitud logarítmica (en dB), i viceversa.

Una vegada estudiada el senyal d'àudio en el sentit estrictament descriptiu, hem entrat a valorar els principals paràmetres que informen sobre la qualitat d'aquest senyal, a saber: resposta en freqüència, marge dinàmic, distorsió, soroll i nivell de senyal. Tots aquests criteris ens permeten avaluar la fidelitat d'un equip o sistema d'àudio.

Quant a la resposta en freqüència, encara que un senyal acústic pugui contenir components infra o ultrasònics, es considera suficient una banda passant de 20 a 20 kHz, anàloga a la percepció humana.

Quant al marge dinàmic, és difícil des del punt de vista electrònic igualar el marge dinàmic de l'audició humana, en primer lloc, per la limitació del soroll de fons existent en tots els circuits electrònics i, en segon lloc, per la limitació d'amplitud màxima del senyal imposat per la tensió d'alimentació.

Quant a la distorsió, hem diferenciat entre distorsió lineal (no necessàriament problemàtica o no desitjable) i distorsió no lineal (sí provoca efectes generalment nocius i no desitjables en el senyal d'àudio), que engloba diversos tipus diferents de distorsió que hem estudiat separadament: distorsió harmònica, distorsió per intermodulació i distorsió transitòria o dinàmica.

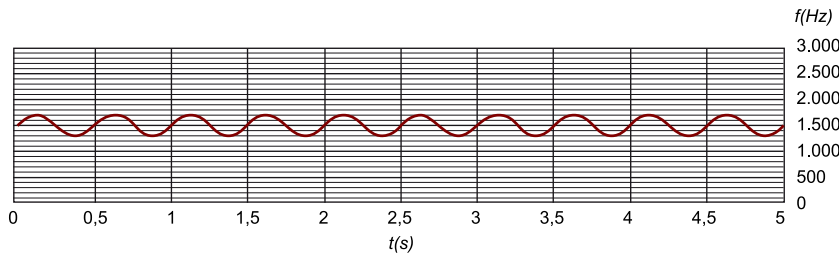
Quant a les fonts de soroll, hem vist els tipus de soroll que poden degradar el senyal d'àudio, alguns d'origen electrònic inevitable (soroll tèrmic) i uns altres per conseqüència de dolentes connexions o deficiències mecàniques (sorolls combatibles).

Finalment, hem vist que l'estructura de guany és una tècnica que permet optimitzar el marge dinàmic en una cadena d'àudio.

Exercicis d'autoavaluació

1. Tenim el següent sonograma:

Figura 26. Sonograma d'un cert senyal

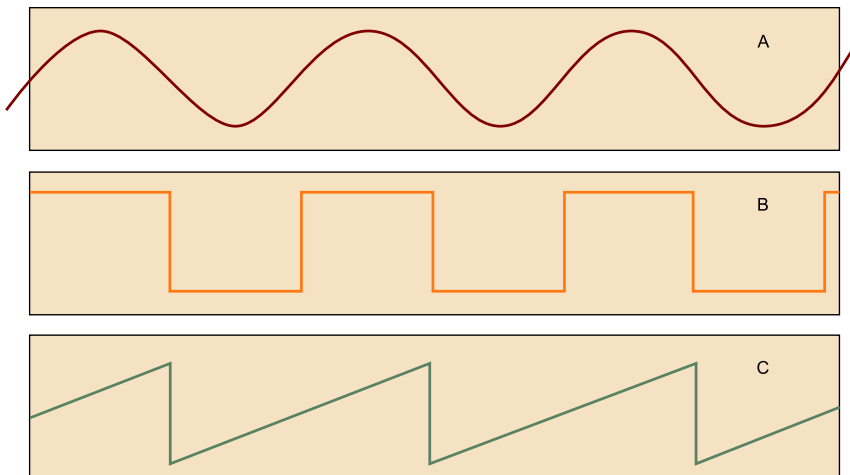


Quina de les següents afirmacions és la correcta?

- a) Es tracta d'un to pur de freqüència constant de 1.500 Hz.
- b) Es tracta d'un to pur de freqüència constant de 2 Hz.
- c) Es tracta d'un to pur que oscil·la periòdicament de freqüència entre 1.300 Hz i 1.700 Hz cada mitjà segon.
- d) L'amplitud d'un to pur de 1.500 Hz oscil·la periòdicament cada mitjà segon.

2. Donades aquestes tres formes d'ona (sinusoïdal, quadrada i dent de serra), ordena-les segons el seu valor RMS en ordre descendent (de major a menor):

Figura 27. Tres formes d'ona periòdiques (A: sinusoïdal; B: quadrada; C: dent de serra)



- a) A, C, B.
- b) B, A, C.
- c) C, B, A.
- d) Totes tenen el mateix valor RMS perquè tenen el mateix període.

3. $50 \text{ mV}_{\text{RMS}}$ equivalen a:

- a) -14 dBm .
- b) $-23,8 \text{ dBu}$.
- c) -26 dBV .
- d) Les respostes (b) i (c) són correctes.

4. Si amplifiquem 6 dB un senyal d' 1 V_{RMS} , obtenim un senyal de:

- a) 7 dBu .
- b) $8,2 \text{ dBu}$.

- c) 7 V.
- d) 1,6 dB.

5. Quin és el codi digital expressat en 16 bits corresponent a una tensió de 0,5 V (calibratge EBU R68)?

- a) -25,8 dBFS.
- b) -3,8 dBu.
- c) 0,654.
- d) 1.680.

6. S'ha mesurat l'espectre a la sortida d'un amplificador de potència alimentat amb un to pur de 100 Hz (taula 5). Calcula el valor de la seva THD.

Taula 5. Nivells d'amplitud dels diferents components freqüencials presents a la sortida de l'amplificador

	Nivell
Component fonamental (100 Hz)	-1 dBu
1r harmònic (300 Hz)	-15 dBu
2n harmònic (500 Hz)	-30 dBu
3r harmònic (700 Hz)	-40 dBu

- a) Aproximadament 20 %.
- b) 5 %.
- c) 14 %.
- d) La distorsió és massa petita com per poder ser mesurada.

7. Quina de les següents afirmacions és la correcta?

- a) El *headroom* és la diferència entre el soroll de fons i el nivell nominal.
- b) El *headroom* és la diferència entre el nivell nominal i el llindar de saturació.
- c) El soroll de fons depèn del valor de la tensió d'alimentació del circuit.
- d) Un circuit a 20 °C és menys sorollós que el mateix circuit a 0 °C.

8. En l'optimització del guany en una cadena d'àudio cal procurar que...

- a) ... cada equip lliuri el màxim senyal possible al següent equip.
- b) ... cada equip atenuï o amplifiqui el senyal a la seva entrada en funció del nivell màxim admissible a l'entrada.
- c) ... l'optimització del guany millori la SNR del conjunt.
- d) Totes les afirmacions anteriors són correctes.

Solucionari

Exercicis d'autoavaluació

1. c

2. b

3. d

4. b

5. d

6. a

7. b

8. d

Bibliografia

Ballou, G. (2015). *Handbook for Sound Engineers*. Focal Press.

Davies, G. i Jones, R. (1990). *The Sound Reinforcement Handbook*. Yamaha Corporation.

Jung, W. (2005). *Op Amp Applications Handbook*. Elsevier.

Metzler, B. (1993). *Audio Measurement Handbook*. Audio Precision.

Tramaine, H. M. (1969). *The Audio Cyclopedia* (2a ed.). Howard W. Sams & Co.