
Electrònica d'àudio

Tecnologies d'àudio, amplificadors, filtres i taules de mescles

PID_00221941

Carles Vila Deutschbein

Temps mínim de dedicació recomanat: 8 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	6
1. Tecnologies d'àudio analògic	7
1.1. Vàlvules	7
1.2. Estat sòlid	11
1.3. Electrònica integrada	11
2. Disseny d'amplificadors	13
2.1. Classificació dels amplificadors	13
2.1.1. Component actiu	13
2.1.2. Magnitud amplificada	14
2.1.3. Àmbit d'aplicació	15
2.1.4. Classes d'amplificació	17
2.2. L'amplificador de classe A	18
2.3. L'amplificador de classe B	19
2.4. L'amplificador de classe AB	21
2.5. L'amplificador de classe D	23
2.6. Realimentació negativa	27
2.6.1. Efecte sobre el guany	28
2.6.2. Efecte sobre la banda passant	31
3. Filtres	34
3.1. Classificació dels filtres	34
3.1.1. Resposta en freqüència	35
3.1.2. Ordre del filtre	38
3.1.3. Disseny (o topologia) del filtre	40
3.1.4. Característiques específiques de la resposta	40
3.2. Filtres passius	43
3.2.1. Filtres RC	44
3.2.2. Filtres RL	48
3.2.3. Filtres de segon ordre	50
3.2.4. Filtres RLC	52
3.3. Filtres separadors de vies (<i>crossovers</i>)	56
3.3.1. Disseny de <i>crossovers</i>	57
3.3.2. Xarxa Zobel	58
3.3.3. Càlcul dels filtres	62
3.3.4. Resposta combinada del separador de vies	63
3.3.5. Filtre separador de vies de segon ordre	64
3.4. Filtres actius	67

3.4.1.	Tipologies de filtres actius	68
3.4.2.	Aplicacions dels filtres actius	73
4.	Taules de mescles	75
4.1.	Diagrama general d'una taula de mescles	77
4.2.	Seguiment del senyal	78
4.2.1.	Entrada de canal	82
4.2.2.	Amplificador d'entrada	82
4.2.3.	Punt d'inserció o sortida directa	83
4.2.4.	Filtre equalitzador	83
4.2.5.	<i>Fader</i>	84
4.2.6.	Picòmetre (OL, <i>overload</i>) i indicador de senyal -20 dBu	85
4.2.7.	MUTE	85
4.2.8.	PAN i assignació a busos	85
4.2.9.	Mescla principal	87
4.2.10.	Punt d'inserció principal	89
4.2.11.	<i>Fader</i> principal i sortides principals	89
4.2.12.	Font de monitoratge (<i>monitor source</i>)	89
4.3.	Altres prestacions de les taules de mescles	90
4.3.1.	Els busos auxiliars	90
4.3.2.	Subgrups	91
4.3.3.	El bus SOLO	92
Resum		93
Exercicis d'autoavaluació		95
Solucionari		97
Bibliografia		98

Introducció

Avui dia coexisteixen diverses tecnologies d'àudio. Des d'amplificadors i vàlvules pràcticament idèntics als de fa setanta anys, fins a complexes instal·lacions d'àudio completament digitals. El de l'àudio és un dels pocs camps tecnològics en els quals es dona aquesta circumstància.

Com és natural, els avanços tecnològics han millorat el rendiment de l'àudio en tots els aspectes: miniaturització, cost de producció, consum elèctric, portabilitat, etc. No obstant això, quant a la qualitat de l'alta fidelitat, fa anys que es va arribar a un nivell d'excel·lència solament superable en l'àmbit de la subjectivitat.

Abans de la irrupció massiva de l'àudio digital, en la primera meitat dels anys vuitanta, tots els equips d'àudio eren analògics, a vàlvules o d'estat sòlid. L'àudio analògic és encara peça clau en la cadena d'àudio ja que, menys algunes excepcions, la interfície amb els transductors (preamplificació de micròfons i amplificació de potència) es segueix implementant amb circuiteria analògica.

En aquest mòdul, estudiarem els diferents tipus d'amplificadors i tipus de filtres, al costat d'algunes de les seves aplicacions. L'últim apartat estudia les taules de mescles que integren multitud de blocs funcionals en un sol dispositiu, que és clau en la producció i la postproducció d'àudio.

El món audiòfil sempre ha generat infinitat de debats sobre la bondat o maldat de certes tecnologies. Podem trobar debats inacabables: per exemple, sobre si és millor un tipus de condensador o un altre, quina classe de resistència genera el menor soroll, o quin tipus de cable transporta el senyal amb la mínima degradació. La veritat és que la gran majoria d'aquests debats són fruit d'opinions subjectives o de proves no sempre realitzades amb el rigor necessari. La pseudociència de l'àudio arriba fins a extrems tals com el de, per exemple, oferir cables d'interconnexió "unidireccionals" per milers d'euros, que els audiòfils no dubten a adquirir amb tal de millorar, encara que sigui solament un àpex, el so dels seus equips. S'evitarà en aquest mòdul entrar en aquest tipus de consideracions puristes, limitant-nos a explicar la teoria de funcionament dels circuits des del punt de vista electrònic.

Objectius

Els principals objectius d'aquest mòdul són els següents:

1. Conèixer les diferents tecnologies emprades en l'electrònica d'àudio, especialment les vàlvules.
2. Conèixer les diferents classes d'amplificació, i els avantatges i inconvenients de cadascuna.
3. Entendre el funcionament d'un amplificador classe D.
4. Conèixer els efectes de la realimentació negativa en un amplificador.
5. Saber classificar un filtre electrònic segons diferents criteris.
6. Conèixer els filtres passius de primer i segon ordre.
7. Saber dissenyar un filtre separador de vies de primer i segon ordre.
8. Conèixer les topologies Sallen-Key i State Variable per a filtres actius.
9. Conèixer el diagrama general d'un mesclador d'àudio i les funcions dels seus blocs.

1. Tecnologies d'àudio analògic

En esta secció s'estudien les tecnologies d'àudio analògic més utilitzades històricament:

- Les **vàlvules**, usades des de principis del segle XX per al disseny d'amplificadors (apartat 1.1).
- Les tecnologies d'**estat sòlid**, que des de mitjans del segle XX són utilitzades per al disseny d'amplificadors basats en transistors (apartat 1.2).
- Les tecnologies d'**electrònica integrada** que permeten implementar funcions complexes mitjançant un únic xip que integra tota la circuiteria necessària per fer-ho (apartat 1.3).

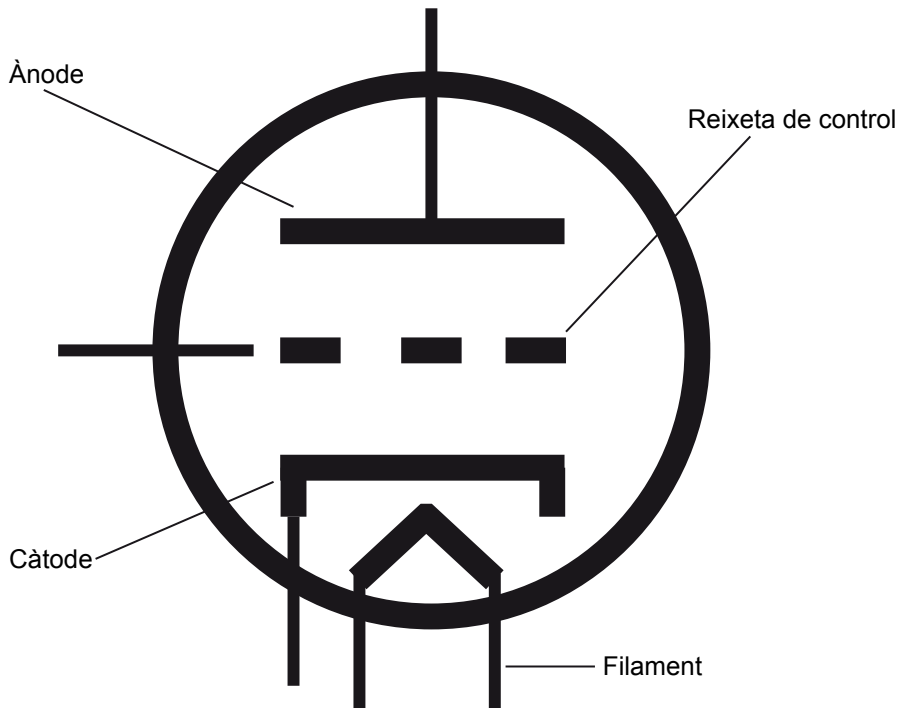
1.1. Vàlvules

Les **vàlvules de buit**, o **vàlvules termoióniques**, són **dispositius electrònics que permeten modular un flux d'electrons elevat mitjançant l'aplicació d'una petita tensió**.

Això va suposar, a principis del segle XX, l'aparició dels primers amplificadors utilitzats per a telefonia de llarga distància i, més tard, per a la transmissió de senyals de ràdio.

Com a evolució del díode, el tipus de vàlvula més senzill és el denominat tríode. Es tracta d'un dispositiu amb tres terminals principals (ànode, càtode i una reixeta de control) i dos terminals auxiliars corresponents a un filament.

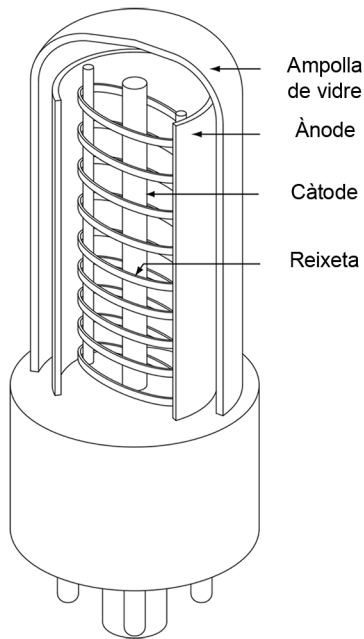
Figura 1. Símbol del tríode, la vàlvula més senzilla que proporciona amplificació



El principi de funcionament d'un tríode és el següent. De manera similar a una bombeta incandescent, a un filament se li aplica una tensió i aquest s'escalfa. Com a efecte secundari, també emet una llum vermellosa-ataronjada. Aquesta calor s'aplica en un extrem de la vàlvula a una peça metàl·lica recoberta d'òxid d'estronci i bari que, en aconseguir els 1000 °C, allibera gran quantitat d'electrons. Aquesta peça és el càtode.

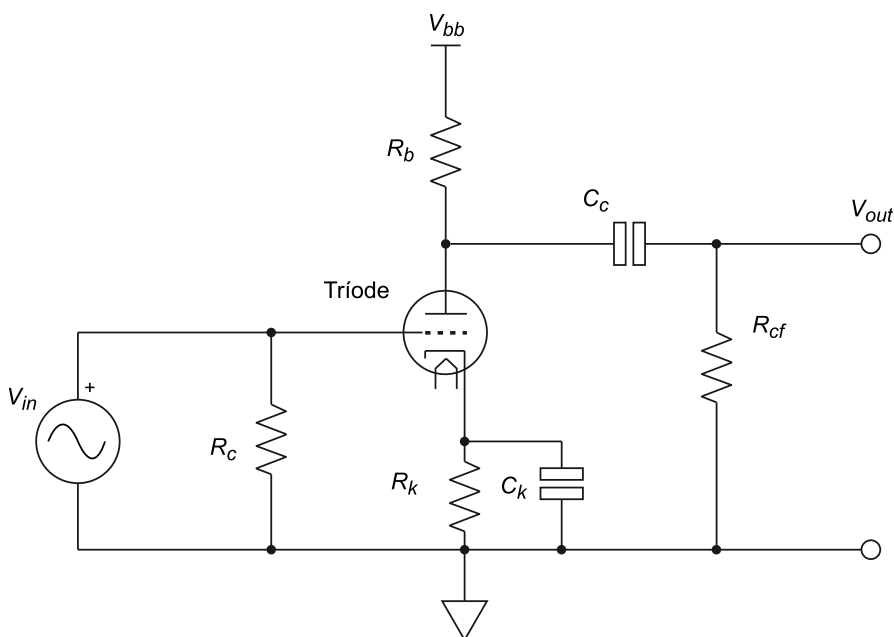
En l'altre extrem de la vàlvula, es col·loca una altra placa, l'ànode, en el qual es recull la tensió de sortida de la vàlvula. L'ànode es polaritza a una tensió contínua alta (250 V), la qual cosa fa que els electrons alliberats en el càtode siguin atrets cap a l'ànode amb gran intensitat. Entre aquest flux d'electrons creat entre ànode i càtode es col·loca una reixeta metàl·lica. En repòs, aquesta reixeta no afecta al flux d'electrons, però, en aplicar-hi tensió, s'intercepten els electrons i com a conseqüència es modula el flux. Petites variacions de la tensió de reixeta provoquen grans variacions en la tensió d'ànode, per tant, ja tenim un senzill amplificador.

Figura 2. Representació esquematitzada del tríode. Per simplicitat, s'ha omès el filament, que està col·locat a l'interior del tub que constitueix el càtode



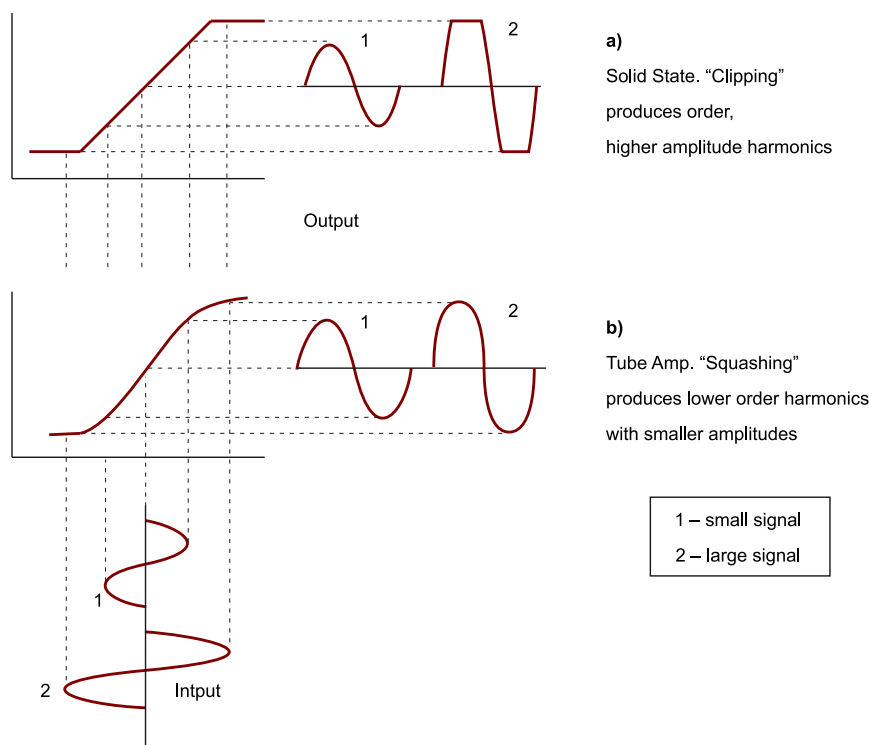
La figura 3 mostra un tríode, en un circuit d'amplificació de classe A asimètric. Les resistències R_e i R_k polaritzen la vàlvula. La tensió d'alimentació (V_{bb}) és molt elevada (típicament, una tensió DC de 250 V), la qual cosa implica que els components han d'estar dimensionats per suportar aquestes tensions, encara que els corrents implicats són petits. El condensador C_c evita que l'alta tensió DC passi a la sortida del circuit. Per simplicitat, el diagrama omet l'alimentació del filament, el qual se sol alimentar amb una tensió DC de 6,3 V que es genera a partir d'un transformador apart.

Figura 3. Esquema d'un amplificador simple asimètric (*single-ended*) utilitzant un tríode



Avui dia, els dispositius a vàlvules són molt apreciats entre els audiòfils i músics, malgrat que la gran majoria són, de fet, híbrids que combinen electrònica integrada amb una o dues vàlvules. El principal argument a favor és la qualitat de so, que se sol qualificar amb adjectius com *càlid*, *suau*, etc. La principal diferència respecte a un amplificador convencional d'estat sòlid és el comportament enfront de la distorsió: en un amplificador a vàlvules, la distorsió apareix gradualment a mesura que augmenta la tensió d'entrada, mentre que en un amplificador d'estat sòlid el guany és molt lineal fins que retalla abruptament.

Figura 4. Les funcions de transferència d'un amplificador d'estat sòlid (a dalt) i d'un amplificador a vàlvules (a baix)



Starved plate

El disseny *starved plate* ('ànode mort de gana') consisteix a utilitzar una tensió d'alimentació molt més baixa: típicament, 48 V. Aquest fet provoca que la vàlvula comenci a presentar la seva distorsió característica a nivells de senyal molt més baixos. També abarateix moltíssim els costos de l'amplificador. Els detractors del *starved plate* consideren que no és un bon disseny perquè realça la distorsió de la vàlvula, moltes vegades per raons de modes i màrqueting, quan en realitat una vàlvula alimentada correctament és un dispositiu molt lineal inclús per a nivells de senyal elevats.

D'altra banda, aquest disseny ha provocat que el «so vàlvula» sigui accessible a un públic majoritari i ha popularitzat, per exemple, els preamplificadors a vàlvules, de manera que és inclús més difícil trobar-los d'estat sòlid.

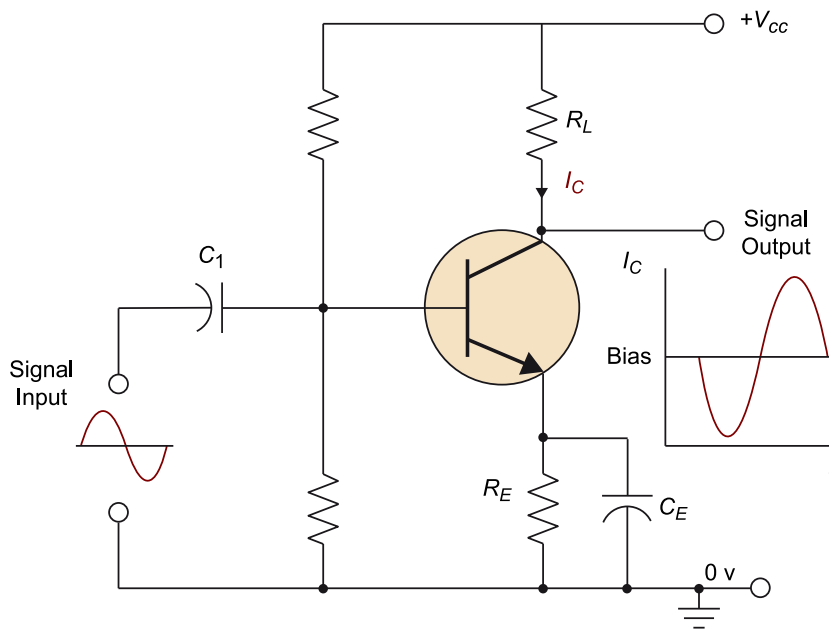
1.2. Estat sòlid

A mitjans dels anys cinquanta del segle XX, van aparèixer els primers amplificadors que substituïen la vàlvula per un nou component, molt més petit, més eficient, més longeu i menys fràgil: el **transistor**.

En la dècada dels vuitanta, pràcticament tota l'electrònica associada a l'àudio es basava en components d'estat sòlid. En primera instància, els circuits es basaven en electrònica discreta. Tots els elements actius del circuit eren simples transistors. No existien encara els circuits integrats. En aquest mòdul, es dona per sabut el funcionament del transistor, ja estudiat molt detalladament en assignatures prèvies de l'àrea d'electrònica.

En els amplificadors de gran potència se segueixen utilitzant en tots els casos transistors que poden generar els grans corrents necessaris per moure un altaveu; no solament s'empren transistors bipolars, sinó també MOSFET.

Figura 5. Etapa d'amplificació bàsica mitjançant transistor bipolar (BJT)

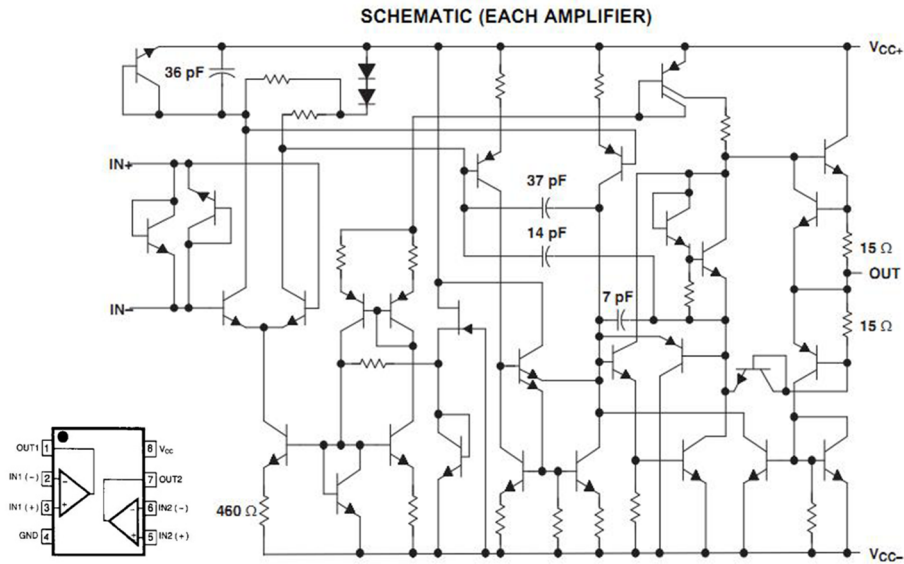


1.3. Electrònica integrada

A mitjans dels anys seixanta del segle XX, va començar a popularitzar-se l'ús d'**electrònica integrada**: un sol xip conté els transistors necessaris per realitzar una funció complexa. El rei indiscutible dels circuits integrats per a àudio és l'**amplificador operacional**, que, com en el cas del transistor, ja ha estat estudiat detalladament en assignatures prèvies de l'àrea d'electrònica i, per tant, el seu funcionament es dona per sabut en aquest mòdul.

En àudio, ens interessaran per descomptat les aplicacions lineals de l'amplificador operacional, que permeten implementar amplificadors, filtres i processadors de dinàmica a un cost molt reduït i amb excel·lents resultats.

Figura 6. Amplificador operacional LM5532 i el seu circuit intern



2. Disseny d'amplificadors

Els **amplificadors** compleixen una funció vital en àudio ja que, com hem vist, en la cadena d'àudio coexisteixen nivells elèctrics molt diversos. Des de la tensió de sortida d'un micròfon (de l'ordre de pocs mV) fins a la tensió necessària per moure un altaveu (de l'ordre de desenes de V), caldrà amplificar el senyal, la qual cosa es fa normalment en diverses etapes.

Aquesta secció està dedicada a l'estudi en detall de les diferents propietats, caracteritzacions, tipologies i usos dels amplificadors en l'àmbit de l'àudio:

- En primer lloc, veurem els diferents criteris de classificació d'amplificadors (apartat 2.1).
- A continuació, estudiarem els tipus d'amplificador més habitualment utilitzats en àudio (apartats 2.2-2.5).
- Finalment, estudiarem el fenomen de la realimentació negativa i la seva aplicació en amplificadors d'àudio (apartat 2.6).

2.1. Classificació dels amplificadors

Fonamentalment, els amplificadors es poden classificar des de quatre perspectives, o criteris de classificació, diferents. En els quatre subapartats següents s'estudia cadascun d'aquests criteris.

2.1.1. Component actiu

El primer criteri de classificació d'amplificadors es basa en **la naturalesa dels elements actius responsables de l'amplificació**. Així, podem trobar:

- Amplificador a vàlvules.
- Amplificador mitjançant transistor bipolar de junció (BJT).
- Amplificador mitjançant transistor d'efecte de camp (FET o MOSFET).
- Amplificador operacional.
- Amplificador híbrid (combinació dels anteriors).

L'**amplificació a vàlvules** se segueix usant primordialment en l'àmbit de Hi-Fi d'alta gamma, en amplificadors de guitarra (distorsió característica) o en certs preamplificadors de micròfon. Fora d'aquests àmbits, l'amplificació es realitza majoritàriament amb tecnologies d'estat sòlid. La implementació d'un **amplificador d'estat sòlid** pot ser mitjançant components discrets, és a dir, mitjan-

çant **transistors BJT** o **FET** usats individualment, o bé mitjançant **electrònica integrada**. La popularització massiva de l'**amplificador operacional integrat** va suposar, al voltant de 1970, un salt qualitatiu en les aplicacions d'àudio.

Esment a part mereixen els **transformadors d'àudio**, que, malgrat tractar-se d'elements passius, són molt usats per elevar o reduir tensió i adaptar impedàncies.

2.1.2. Magnitud amplificada

Un segon criteri de classificació d'amplificadors obeeix a quina és la **principal magnitud que s'amplifica** i, més generalment, a la **relació de magnituds entre entrada i sortida**. D'aquesta manera, podem distingir entre:

- Amplificador de tensió (és el tipus d'amplificador més usat en àudio).
- Amplificador de corrent.
- Amplificador de transconductància.
- Amplificador de transresistència.

L'amplificador de tensió és excitat per un **senyal d'entrada en forma de tensió** (proporcionat per una font de senyal) i produeix una **tensió amplificada a la sortida** (que és lliurada a una càrrega). En aquest cas:

1) La **impedància d'entrada** d'un amplificador de tensió ha de ser **alta** comparada amb la impedància de sortida de la font de senyal, a fi que la font de senyal transmeti el màxim voltatge a l'entrada de l'amplificador.

2) La **impedància de sortida** de l'amplificador de tensió ha de ser **baixa** en comparació a la impedància de càrrega connectada a la seva sortida, a fi que l'amplificador transmeti el màxim voltatge a la càrrega connectada.

Un amplificador de corrent és excitat per un **senyal d'entrada en forma de corrent** (proporcionat per una font de senyal) i produeix un **corrent amplificat a la sortida** (que és lliurat a la càrrega). Anàlogament:

1) La **impedància d'entrada** d'un amplificador de corrent ha de ser **baixa** comparada amb la impedància de sortida de la font de senyal, a fi que la font de senyal transmeti el màxim amperatge a l'entrada de l'amplificador.

2) La **impedància de sortida** de l'amplificador de tensió ha de ser **alta** en comparació a la impedància de càrrega connectada a la seva sortida, a fi que l'amplificador transmeti el màxim amperatge a la càrrega connectada.

L'**amplificador de transconductància** és excitat per un **senyal d'entrada en forma de tensió** (proporcionat per una font de senyal) i produeix un **corrent amplificat a la sortida** (que és lliurat a la càrrega). Anàlogament:

1) La **impedància d'entrada** d'un amplificador de tensió ha de ser **alta** comparada amb la impedància de sortida de la font de senyal, a fi que la font de senyal transmeti el màxim voltatge a l'entrada de l'amplificador.

2) La **impedància de sortida** de l'amplificador de tensió ha de ser **alta** en comparació a la impedància de càrrega connectada a la seva sortida, a fi que l'amplificador transmeti el màxim amperatge a la càrrega connectada.

Un **amplificador de transresistència** és excitat per un **senyal d'entrada en forma de corrent** (proporcionat per una font de senyal) i produeix una **tensió amplificada a la sortida** (que és lliurada a la càrrega). Anàlogament:

1) La **impedància d'entrada** d'un amplificador de corrent ha de ser **baixa** comparada amb la impedància de sortida de la font de senyal, a fi que la font de senyal transmeti el màxim amperatge a l'entrada de l'amplificador.

2) La **impedància de sortida** de l'amplificador de tensió ha de ser **baixa** en comparació a la impedància de càrrega connectada a la seva sortida, a fi que l'amplificador transmeti el màxim voltatge a la càrrega connectada.

Totes aquestes diferències de comportament queden resumides en la taula 1:

Taula 1. Característiques dels diferents tipus d'amplificador segons la magnitud amplificada

Tipus d'amplificador	s_{in}	s_{out}	Z_{in}	Z_{out}
Tensió	V	V	↑	↓
Corrent	A	A	↓	↑
Transconductància	V	V	↑	↑
Transresistència	A	A	↓	↓

s_{in} i s_{out} indiquen senyal d'entrada i de sortida, respectivament; Z_{in} i Z_{out} impedància d'entrada i de sortida, respectivament; V i A, senyal de tensió i de corrent, respectivament; i ↑ i ↓, alta i baixa, respectivament.

2.1.3. Àmbit d'aplicació

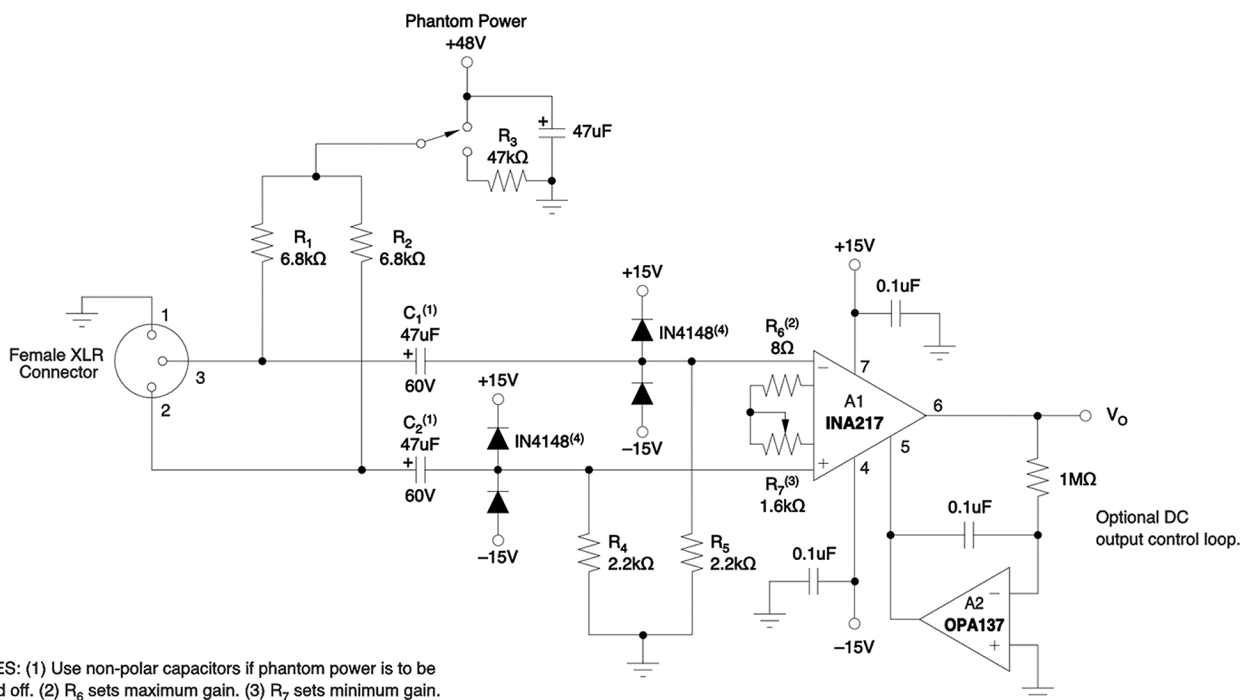
Un tercer criteri de classificació correspon a **la funció concreta de l'amplificador en el conjunt de la cadena d'àudio**.

Per exemple, un **preamplificador** s'utilitza just a la sortida d'un transductor (micròfon, càpsula fonogràfica, pastilla, etc.), on l'amplitud és molt baixa i controlar el soroll de fons és de molta importància. Els preamplificadors es poden implementar amb qualsevol de les tecnologies abans esmentades. El preamplificador converteix aquests senyals d'amplitud reduïda a nivell estàndard de línia. La quantitat d'amplificació pot ajustar-se generalment des de 0 a 60 dB.

Després de ser preamplificats, diversos senyals de fonts diverses poden sumar-se en un mesclador, on s'amplifiquen o atenuen segons criteris tècnics o estètics. Aquest procés ocorre a nivell de línia i habitualment s'implementa amb electrònica integrada. El cor d'un mesclador és l'**amplificador sumador**, que genera una suma ponderada de diverses entrades (veure subapartat 4.2.9 per a més detalls).

Encara que pot haver-hi diversos passos intermedis, l'**amplificador de potència** és el pas final d'amplificació en qualsevol cadena d'àudio. Aquest dispositiu, també anomenat **etapa de potència**, és l'encarregat de proporcionar la tensió i corrent necessàries per moure un altaveu degudament dimensionament i aconseguir la pressió sonora adequada per a cada aplicació. Les etapes de potència per a aplicacions professionals s'implementen habitualment mitjançant electrònica discreta, sent el transistor BJT o el MOSFET els components actius més habituals per a l'etapa final.

Figura 7. Esquema d'un preamplificador de micròfon amb alimentació Phantom basat en el circuit integrat INA217 del fabricant Texas Instruments



Font: <http://www.ti.com/lit/pdf/sbos247>.

Figura 8. Circuit amplificador basat en amplificador operacional: configuració inversora (esquerra) i configuració no inversora (dreta)

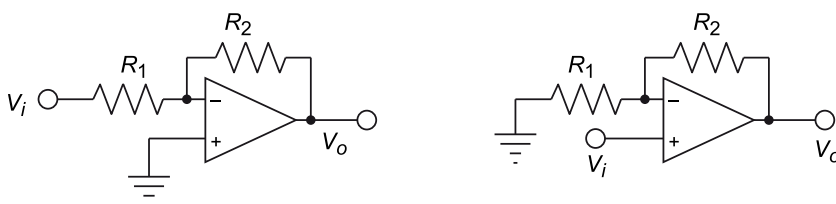


Figura 9. Amplificador de potència per a aplicacions professionals. Aquest model empra transistors MOSFET en una configuració classe AB (veure apartat 2.4)



2.1.4. Classes d'amplificació

Una altra manera de classificar els amplificadors és segons la seva «classe», és a dir, segons la **configuració del circuit i la seva teoria de funcionament**. Històricament, la designació de classe estava relacionada amb el tipus de polarització del dispositiu amplificador o, en altres paraules, durant quina proporció del cicle complet d'una ona un determinat dispositiu està en conducció. Més tard, no obstant això, van aparèixer altres classes noves d'amplificadors basades en l'amplificació commutada.

La classificació per classe permet ordenar els amplificadors segons la seva **linealitat**, però també segons la seva **eficiència**. Es poden dissenyar des d'amplificadors totalment lineals (usats en Hi-Fi) però molt ineficients, quan interessa preservar la fidelitat, fins a amplificadors totalment no lineals però molt eficients, quan la fidelitat no és primordial. Entre aquests dos extrems trobem classes que són un compromís entre ambdues.

Les classes d'amplificació es poden agrupar en dues famílies:

1) **Amplificació analògica**: aquesta família inclou els dissenys clàssics **A**, **B**, **AB** i **C**, en els quals un component actiu s'encarrega d'amplificar una determinada proporció del cicle d'ona. Els transistors, per exemple, treballen a la zona lineal de la seva corba de càrrega i idealment no entren en saturació.

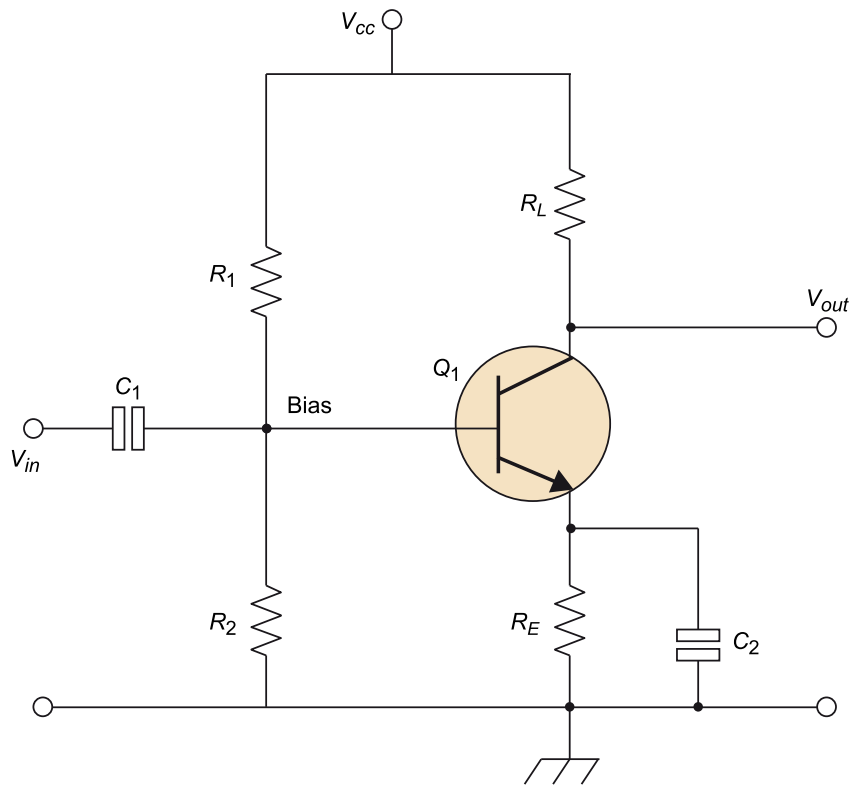
2) **Amplificació commutada**: aquesta segona família de classes inclou els més moderns amplificadors commutats **D**, **E**, **H**, **T**, etc., que usen tècniques digitals i modulació d'amplada de polsos (PWM) per commutar contínuament entre l'estat ON i OFF del semiconductor.

Les classes més habituals en àudio analògic són la classe **A** i la classe **AB**. Als apartats següents (del 2.2 al 2.5), estudiarem aquestes dues classes d'amplificadors, veurem per què **no és útil en àudio la classe B**, i estudiarem també la classe **D**, que és molt utilitzada en aplicacions generals d'àudio.

2.2. L'amplificador de classe A

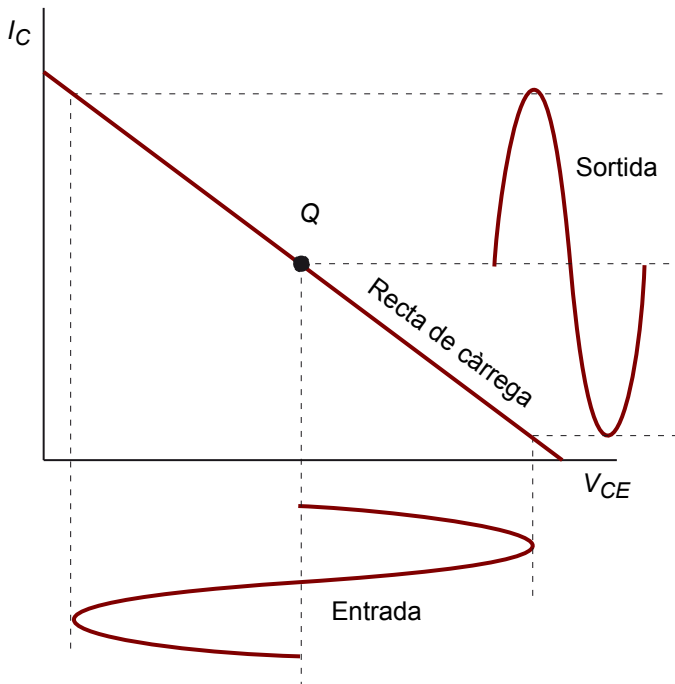
Els **amplificadors de classe A** són potser els **més estesos en Hi-Fi**, tant per la seva **excel·lent linealitat** com per la seva **relativa simplicitat**. Generalment, un amplificador de classe A utilitza un sol transistor configurat en emissor comú (BJT) o font comuna (FET, MOSFET), per amplificar tots dos semicicles de la forma d'ona d'entrada.

Figura 10. Esquema d'una etapa final en classe A amb transistor BJT NPN



En aquesta configuració, el transistor sempre condueix corrent, fins i tot sense senyal d'entrada. Si es dimensionen correctament els components, s'aconsegueix que el semiconductor mai entri en les seves zones de saturació o tall. Es calcula un punt de treball Q de corrent quiescent al centre de la recta de càrrega.

Figura 11. Classe A: polarització del transistor al centre de la recta de càrrega i formes d'ona d'entrada i de sortida associades



V_{CE} : tensió col·lector-emissor; I_C : corrent de col·lector.

Atès que volem que l'amplificador classe A operi a la **regió lineal** del transistor, a fi d'obtenir el **major rang dinàmic d'entrada possible**, s'haurà d'escollir acuradament la **tensió de polarització DC** per a la base (BJT) o porta (FET, MOSFET) del transistor.

El fet que el transistor estigui sempre en conducció, fins i tot sense senyal d'entrada, implica una **important pèrdua de potència** que es tradueix en **dissipació tèrmica**. Un indicador que un amplificador és de classe A són els seus **voluminosos dissipadors**. En termes generals, la **eficiència** dels amplificadors de classe A ronda el **30%**. Això la fa **totalment inadequada per a aplicacions d'alta potència** (sonorització de concerts, esdeveniments, megafonia, etc.), on es prefereix la classe AB o alguna de les classes commutades. No obstant això, en l'**àmbit Hi-Fi**, on les potències són moderades, aquesta ineficiència és irrelevant i es **prefereix la classe A enfront de qualsevol altra alternativa**.

2.3. L'amplificador de classe B

L'**amplificador de classe B** es va desenvolupar per evitar els problemes tèrmics causats per la ineficiència de la classe A. L'amplificador de classe B bàsic utilitza dos transistors complementaris (BJT o FET), un per a cadascun dels semicicles. L'etapa de sortida opera en configuració *push-pull*, de manera que cada transistor amplifica la meitat de la forma d'ona.

En l'amplificador de classe B no hi ha polarització de base; dit en altres paraules, el corrent quiescent és nul. **La potència dissipada en repòs és molt baixa** i, a causa d'això, **l'eficiència és major** que l'obtinguda a la classe A. No obstant això, el preu que ha de pagar-se per aquesta millora és elevat: **la linealitat cau en picat**.

Figura 12. Esquema d'una etapa final en classe B amb transistors BJT NPN (Q1) i PNP (Q2)

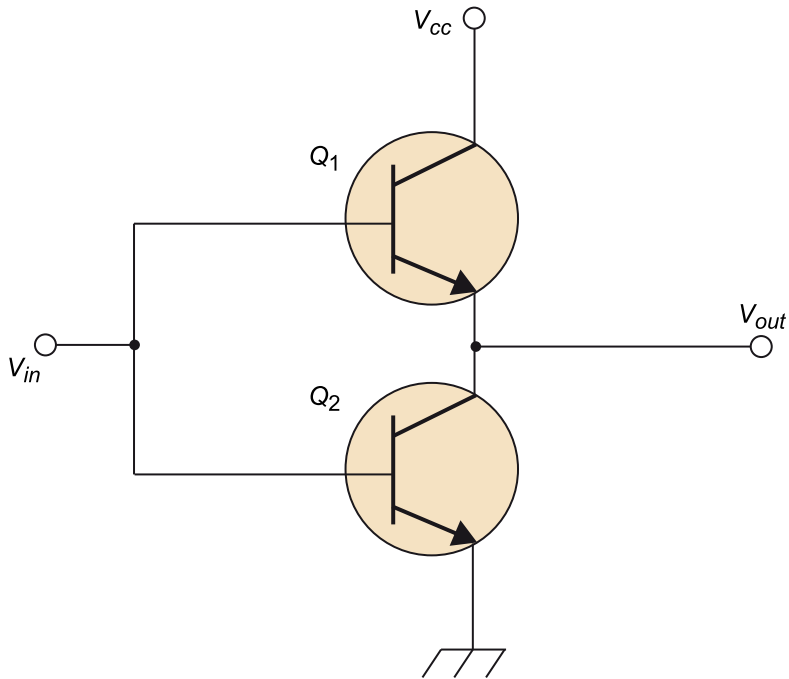
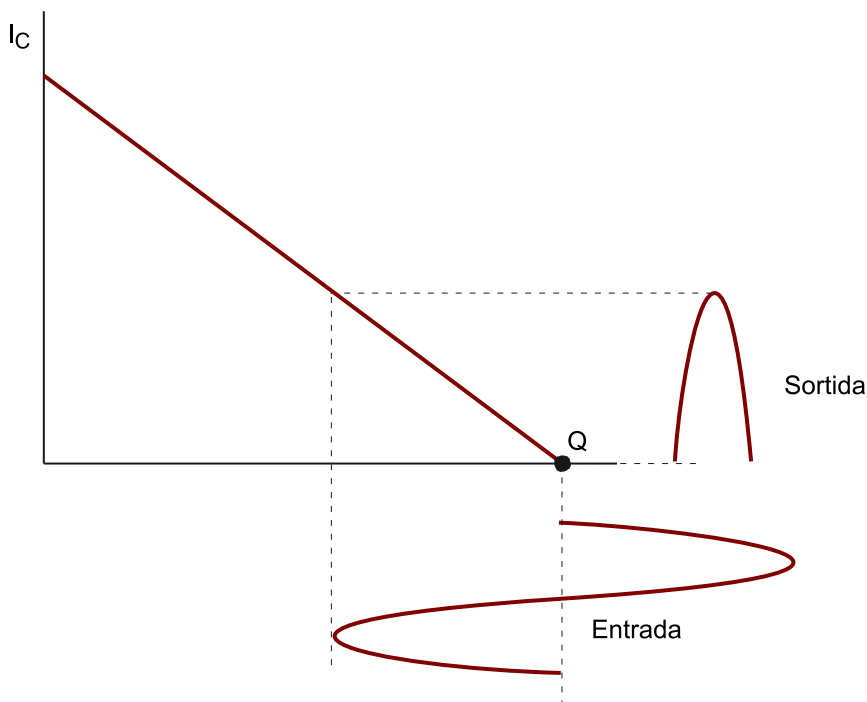


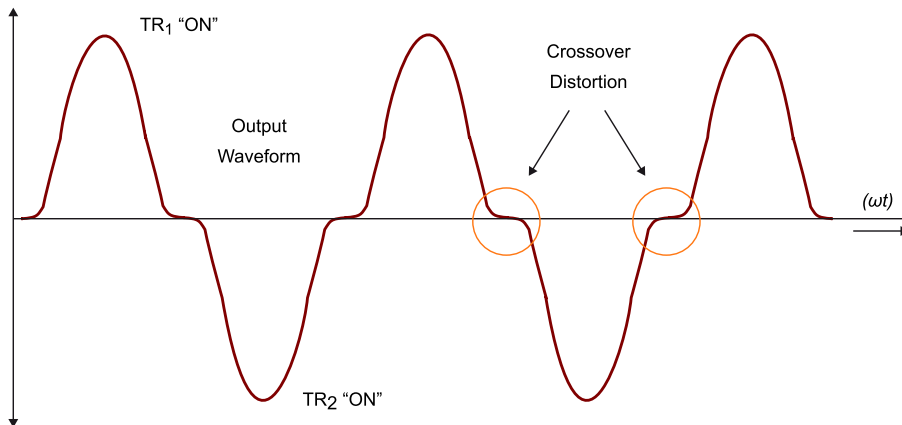
Figura 13. Classe B: els transistors de sortida no estan polaritzats; formes d'ona d'entrada i sortida associades



I_c : corrent de col·lector.

El problema d'aquesta configuració és que produeix **distorsió d'encreuament** (*crossover distortion*) a causa de la tensió de conducció base-emissor d'aproximadament 0,7 V i -0,7 V, respectivament. Fins que el senyal d'entrada no supera en valor absolut aquest llindar, cap dels dos transistors està en conducció i, per tant, hi ha un marge d'amplituds d'entrada aparentment petites que no s'amplifiquen.

Figura 14. Distorsió d'encreuament (*crossover distortion*) típica d'un amplificador de classe B



Respecte de la figura 12, $TR1 = Q1$ i $TR2 = Q2$.

Aquest fet implica que els amplificadors de classe B siguin **inacceptables per a qualsevol aplicació d'àudio que requereixi un mínim de fidelitat**. En canvi, poden ser útils per amplificar senyals d'alarma, sirenes o senyalització acústica en general. Per solucionar aquest problema de distorsió es va desenvolupar l'amplificador classe AB.

2.4. L'amplificador de classe AB

L'amplificador de classe AB és una combinació entre l'amplificador de classe A i el de classe B.

La tècnica d'aquesta topologia consisteix a aplicar una petita tensió de polarització mitjançant resistències i/o díodes, suficient justament per salvar la tensió de conducció base-emissor. Això evita la **distorsió d'encreuament** i al seu torn manté una **alta eficiència, encara que lleugerament inferior a la de la classe B**. Això la fa la **classe més utilitzada per a amplificació d'àudio en aplicacions generals, si no tenim en compte l'amplificació de classe D**, que afegeix diversos ordres de complexitat en la circuiteria.

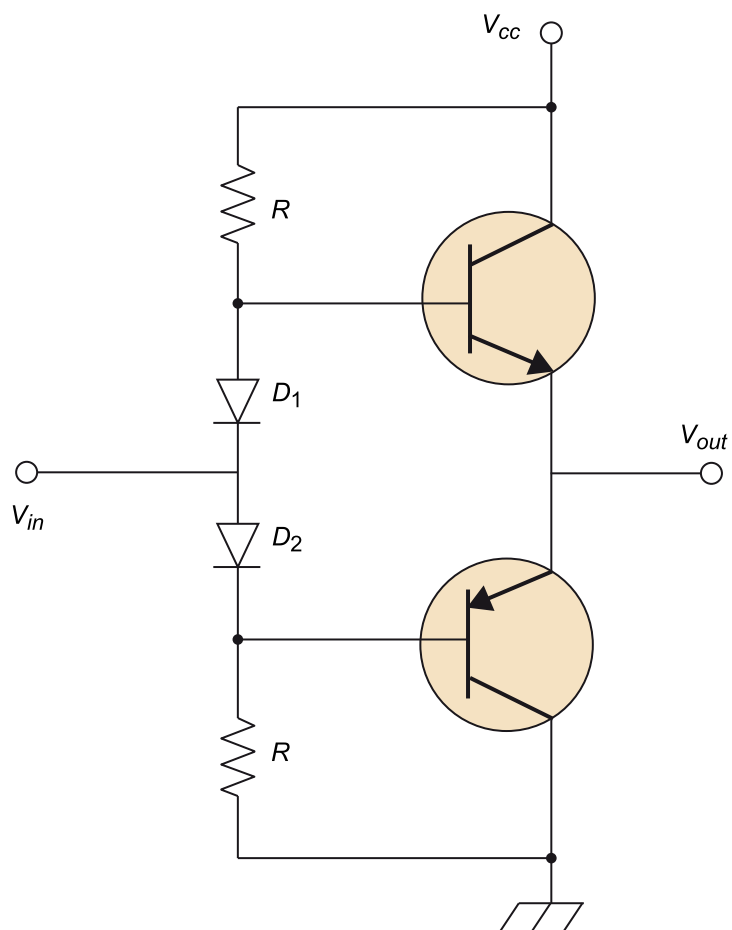
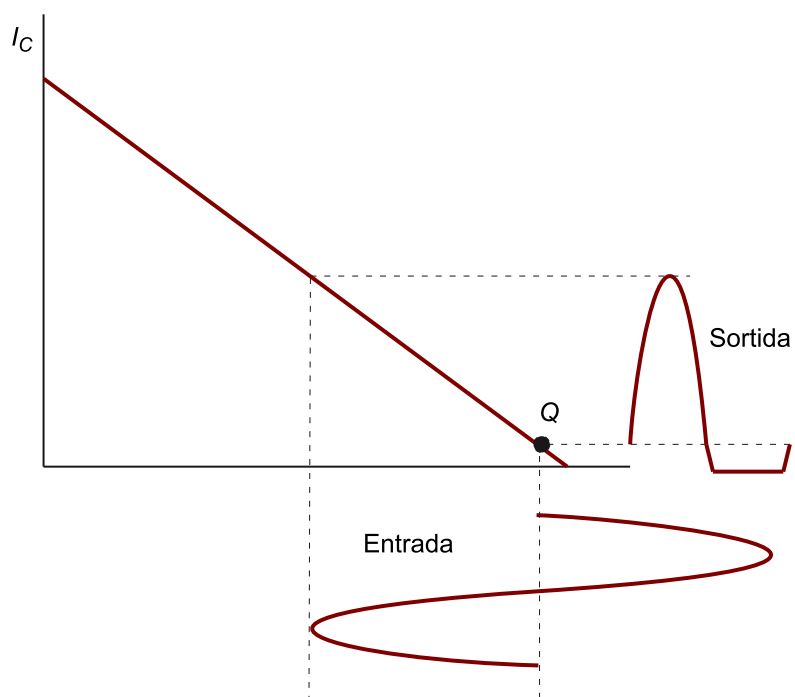
Figura 15. Esquema d'una etapa final en classe AB amb transistors BJT NPN (Q_1) i PNP (Q_2)

Figura 16. Classe AB: polarització del transistor i formes d'ona d'entrada i de sortida associades



I_C : corrent de col·lector.

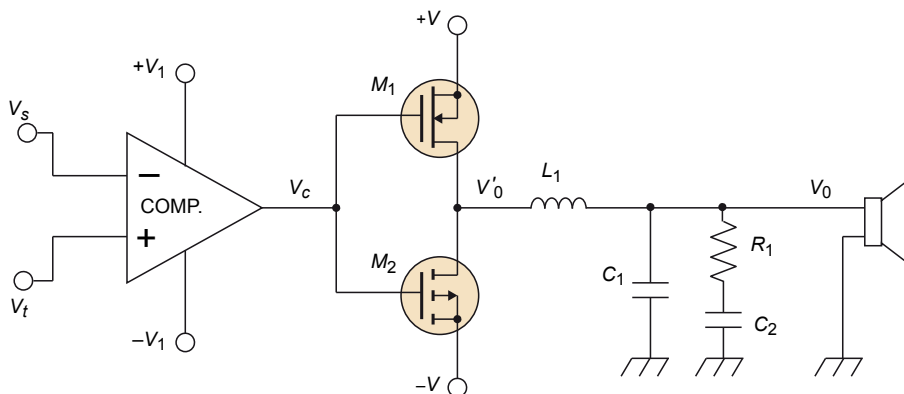
2.5. L'amplificador de classe D

Un **amplificador de classe D** és aquell en el qual els transistors de sortida operen en règim de commutació. Quan un transistor està en tall, el corrent que ho travessa és zero. Quan està en conducció, la caiguda de tensió entre els seus terminals és molt petita, idealment zero. En ambdues situacions, **la dissipació de potència és molt baixa**. Això significa un **augment de l'eficiència** que es tradueix en **fonts d'alimentació menys potents i dissipadors de calor menys voluminosos**. Això són avantatges obvis en aplicacions portàtils (pel consum de bateria) o en aplicacions que requereixin molta potència.

Contràriament al que pugui semblar, la lletra «D» de classe D no significa «digital». De fet, el principi de funcionament d'un amplificador classe D es basa en tècniques analògiques. Després de les classes A, B, AB i C, la D és simplement la següent lletra. Les primeres recerques sobre aquesta topologia daten dels anys 50 del segle XX i, naturalment, empraven vàlvules.

La figura 17 mostra un diagrama simplificat d'un amplificador de classe D. A continuació, anem a estudiar el seu funcionament.

Figura 17. Diagrama simplificat d'un amplificador de classe D



D'esquerra a dreta: circuit comparador (COMP.), transistors MOSFET de commutació (M_1 i M_2), filtre passa-baix (L_1 i C_1), xarxa Zobel (R_1 i C_2) i altaveu

L'amplificador consisteix en un comparador la sortida del qual es connecta a dos transistors MOSFET (M_1 i M_2) que operen com a commutadors. El comparador té dues entrades:

- La entrada inversora (v_s) és el senyal d'àudio.
- La entrada no inversora (v_t) és una ona triangular la freqüència de la qual ha de ser molt major que la del senyal d'àudio. Típicament, aquesta freqüència se situa entre 250 kHz i 1.5 MHz.

El senyal a la sortida del comparador (v_c) es pot escriure com:

$$v_c = \begin{cases} -V_1 & \text{per a } v_s > v_t \\ +V_1 & \text{per a } v_s < v_t \end{cases} \quad (1)$$

En el circuit de la figura 17, s'utilitza un amplificador operacional per implementar el circuit comparador, sent $\pm V_1$ les seves tensions d'alimentació i, per tant, els valors màxim i mínim, respectivament, que poden aparèixer a la seva sortida. Aquest circuit no és més que un modulador d'amplada de polsos (PWM, *pulse width modulator*).

Aquesta tensió v_c s'aplica a l'entrada d'una etapa de sortida MOSFET en font comuna complementària. Cada transistor opera com un commutador:

- Per a $v_c = -V_1$, M_1 condueix i M_2 està en tall. Si s'assumeix que la caiguda de tensió en M_1 és menyspreable, llavors $v_o = +V$.
- Per a $v_c = +V_1$, M_2 condueix i M_1 està en tall. Si s'assumeix que la caiguda de tensió en M_2 és menyspreable, llavors $v_o = -V$.

S'observa que l'etapa de sortida MOSFET actua invertint el senyal: si $v_c < 0$, llavors $v_o > 0$, i viceversa.

Així, $\pm V$ són les tensions d'alimentació simètriques del mòdul de sortida MOSFET. S'ha de dimensionar aquest valor de tensió V segons la potència que es desitgi obtenir, a raó de:

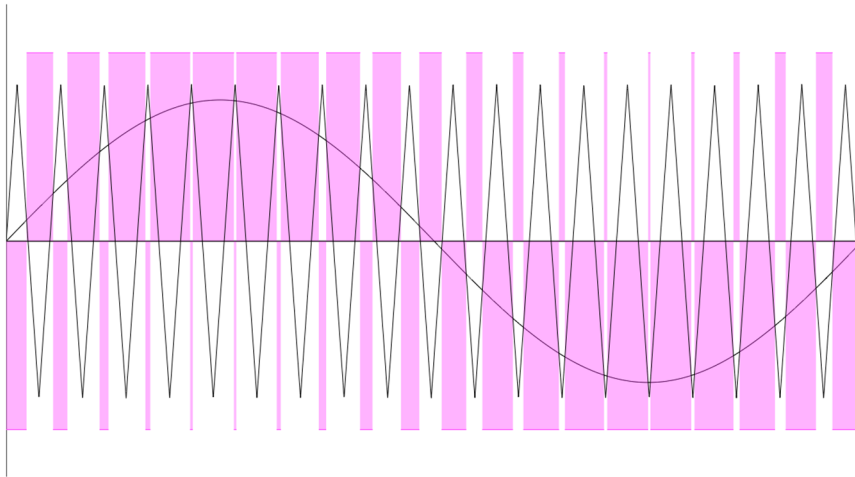
$$V = \pm \sqrt{P_a \cdot R_L} \quad (2)$$

a on P_a és la potència màxima (el pic de potència) que ha de consumir de l'amplificador i R_L és la resistència de càrrega. Així, per exemple, si volem un amplificador de 500 W (de pic) sobre una càrrega de 8 Ω , tindrem que $V \cong \pm 63$ V. D'aquesta manera, s'haurà d'escollir un MOSFET adequat a aquesta tensió. En la pràctica, existeix una petita caiguda de tensió a través del MOSFET, així que la tensió de sortida és una mica menor que la tensió d'alimentació.

En cas d'absència de senyal d'àudio ($v_s = 0$), v_o serà una ona quadrada ideal. El filtre passa-baix format per L_1 i C_1 (veure subapartat 3.2.4 per a més detalls) trasllada el valor mitjà de l'ona quadrada, el valor de la qual, en aquest cas, és zero, cap a l'altaveu. Per tant, en cas d'absència de senyal d'àudio, tenim silenci.

Finalment, la xarxa Zobel (veure subapartat 3.3.2 per a més detalls) formada per R_1 i C_2 compensa la impedància inductiva de l'altaveu, de manera que el filtre passa-baix precedent observa una càrrega resistiva a altes freqüències.

Figura 18. Formes d'ona de la modulació d'amplada de polsos (PWM): ona sinusoidal (v_s), ona triangular d'alta freqüència (v_t), i modulació PWM resultant (v_o , en color magenta)



La figura 18 mostra les formes d'ona per al cas d'una entrada d'àudio sinusoidal. Per simplificar la il·lustració, fixem, a mode d'exemple, la freqüència de l'ona sinusoidal d'entrada a $f_s = 1$ kHz i la freqüència de l'ona triangular a $f_t = 20$ kHz. La tensió de pic del senyal sinusoidal (V_{sp}) és inferior a la tensió de pic de l'ona triangular (V_{tp}): posem $V_{sp} = 0,75 \cdot V_{tp}$. Llavors, s'observa el següent:

- Per a $v_s > 0$, el cicle de treball de l'ona quadrada de sortida del comparador (v_o) canvia de manera que v_o passa més temps sent positiva que negativa (el seu valor mitjà és positiu) i, per tant, el valor mitjà que produeix el filtre passa-baix és positiu.
- Anàlogament, per a $v_s < 0$, el valor mitjà de v_o és negatiu i, per tant, el valor mitjà que produeix el filtre passa-baix és negatiu.

Així, el filtre s'encarrega de suprimir els harmònics i ens quedem amb aquest valor mitjà directament proporcional al senyal d'àudio ($v_o \propto v_s$).

El **guany efectiu de l'amplificador** es pot determinar aplicant una tensió contínua a l'entrada i mesurant la ràtio entre v_o i v_s , sent v_o la component de baixa freqüència de la mitjana temporal de v_o . Si v_s augmenta, v_o augmenta linealment na aconseguir el nivell V_{op} , que representa el nivell de saturació positiu a la sortida. Això ocorre quan $V_s = V_{tp}$. Es dedueix, per tant, que el guany efectiu (k) de l'amplificador es pot expressar com:

$$k = \frac{v_o'}{v_s} = \frac{V_{op}}{V_{tp}} \quad (3)$$

La figura 19 mostra les formes d'ona de la sortida v_o per a dos valors de freqüència de tall del filtre passa-baix. La funció de transferència d'aquest filtre és:

$$\frac{v_o}{v_o'} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_c}\right)^2 + \left(\frac{1}{Q}\right)\left(\frac{s}{\omega_c}\right) + 1} \quad (4)$$

D'una banda, ω_c és la freqüència de tall del filtre expressada en rad/seg:

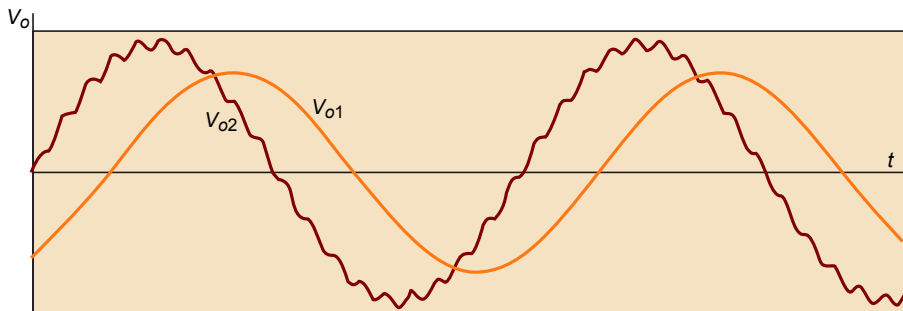
$$\omega_c = 2\pi f_c = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (5)$$

on f_c és la freqüència de tall del filtre expressada en Hz. D'altra banda, Q és el factor de qualitat del filtre:

$$Q = \omega_c \cdot R_L \cdot C_1 \quad (6)$$

on R_L és la resistència de càrrega del filtre, que, en aquest cas, és la resistència efectiva a alta freqüència de l'altaveu en paral·lel amb la xarxa Zobel formada per R_1 i C_2 . Per a la representació de la figura 19 s'ha escollit un factor de qualitat $Q = \frac{1}{\sqrt{2}}$, la qual cosa fixa una atenuació de 3 dB a ω_c .

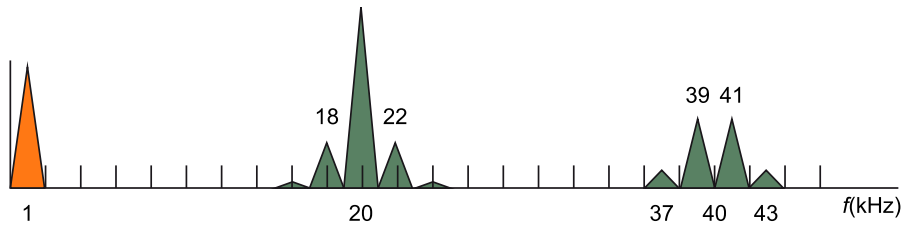
Figura 19. Formes d'ona de sortida (v_{o1} i v_{o2}) per a dues freqüències de tall diferents ($f_{c1} = 1$ kHz i $f_{c2} = 8$ kHz, respectivament)



Recordem que, en aquest exemple, $f_s = 1$ kHz. La freqüència de tall del filtre per a la forma d'ona v_{o1} és $f_{c1} = 1$ kHz, mentre que per a la forma d'ona v_{o2} és $f_{c2} = 8$. Els harmònics del senyal PWM són clarament apreciables en la forma d'ona v_{o2} en forma d'arrissat. Així, s'observa que **per obtenir una distorsió de fase i d'amplitud mínimes, la freqüència de l'ona triangular ha de ser el més alta possible en comparació amb la freqüència de tall del filtre:**

$$f_c \ll f_t \quad (7)$$

Finalment, la figura 20 mostra l'espectre del senyal v_o per als valors de f_s i f_t del nostre exemple. S'observa que el senyal de sortida sense filtrar conté la freqüència fonamental del senyal d'àudio (f_s) i els harmònics de la modulació PWM significatius en f_t , $f_t \pm 2f_s$, $2f_t \pm f_s$, $2f_t \pm 3f_s$, etc.

Figura 20. Espectre sense filtrar de la tensió de sortida (v_o): $f_s = 1$ kHz i $f_t = 20$ kHz

Així, s'observa que el més baix dels harmònics no desitjats en la sortida està en $f_t - 2f_s$. Per tant, **la freqüència de l'ona triangular ha de ser prou elevada com perquè l'harmònic significant més baix estigui molt per sobre de la freqüència del senyal més elevat:**

$$f_t - 2f_s \gg f_s \quad (8)$$

$$f_t \gg 3f_s$$

Per tant, prenent les conclusions concretades en (7) i (8), veiem que, per exemple, en un amplificador de Hi-Fi amb una freqüència màxima de senyal d'entrada de $f_s = 20$ kHz (típica en Hi-Fi), la freqüència de commutació hauria de ser de 600 kHz, o fins i tot major. Per limitacions dels dispositius a aquestes freqüències de treball, un valor més pràctic seria de $f_t = 300$ kHz. Atès que la freqüència de tall del filtre passa-baix ha de ser molt inferior a la freqüència de commutació, però, òbviament, superior a f_s , un bon valor per a la freqüència de tall del filtre podria ser $f_t = 30$ kHz ($f_t = 10 f_c$).

2.6. Realimentació negativa

La **realimentació** és un procés pel qual s'injecta a l'entrada d'un circuit una fracció del senyal de sortida d'aquest mateix circuit.

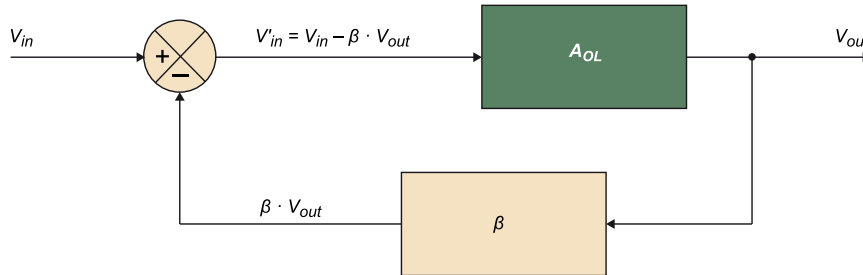
Si aquesta fracció de senyal de sortida realimentada és de signe contrari, o està en contrafase, respecte al senyal d'entrada, es tracta de **realimentació negativa**.

En pràcticament tots els amplificadors d'àudio s'implementa d'una manera o una altra la realimentació negativa. En el context d'un circuit electrònic, podem tenir:

- **Realimentació negativa local**, on el llaç de realimentació afecta a un únic dispositiu amplificador del circuit (per exemple, un determinat transistor o amplificador operacional).
- **Realimentació negativa global**, on el llaç de realimentació abasta a tot el circuit global.

En un sistema electrònic, la realimentació (positiva o negativa) és unidireccional. Això significa que el senyal realimentat flueix únicament en una direcció, de la sortida a l'entrada. Com a conseqüència, **el guany del sistema en bucle obert (o guany del sistema en llaç obert) s'independitza de les impedàncies de font i de càrrega.**

Figura 21. Diagrama de la realimentació negativa, a on A_{OL} és el guany en bucle (o llaç) obert i β és la xarxa de realimentació



Com a tècnica, la realimentació negativa té molts avantatges per al **disseny** i l'**estabilització** de sistemes, en particular d'amplificadors: si la sortida del sistema canvia per algun motiu, llavors la realimentació negativa afecta a l'entrada de tal manera que aquest canvi queda parcialment contrarestat.

En general, **la realimentació negativa redueix el guany d'un sistema**, estant el grau de reducció relacionat amb el guany en bucle obert del sistema. A més, la realimentació negativa té altres efectes positius, alguns dels quals s'estudien a continuació:

- Reducció/Control del guany (veure subapartat 2.6.1).
- Augment de l'ample de banda (veure subapartat 2.6.2).
- Reducció de la distorsió i soroll.
- Reducció de la sensibilitat a canvis externs.
- Millora de la impedància d'entrada i de sortida.

Realimentació positiva

L'aplicació principal de la realimentació positiva és el disseny d'oscil·ladors de forma d'ona sinusoidal. La xarxa de realimentació consisteix en un filtre passa-banda sintonitzat a la freqüència d'oscil·lació desitjada. En cada volta del bucle, solament la freqüència de pas tendeix a amplificar-se cada vegada més.

2.6.1. Efecte sobre el guany

Prenent com a referència el diagrama de la figura 21, **el guany del circuit en bucle tancat A_{CL} (o guany en llaç tancat) es deriva en funció del guany de l'amplificador en bucle obert A_{OL} i de la xarxa de realimentació β .**

D'entrada, sense realimentació ($\beta = 0$) es compleix la següent equació:

$$v_{out} = A_{OL} \cdot v'_{in} \quad (9)$$

Suposem que una xarxa de realimentació aplica la fracció $\beta \cdot v_{out}$ a l'entrada del circuit, restant-la del senyal d'entrada v_{in} . El resultat, que s'aplica a l'amplificador, és:

$$v'_{in} = v_{in} - \beta \cdot v_{out} \quad (10)$$

Substituint (9) en (10):

$$v_{out} = A_{OL} \cdot (v_{in} - \beta \cdot v_{out}) \quad (11)$$

I reorganitzant (11):

$$v_{out} \cdot (1 + \beta \cdot A_{OL}) = v_{in} \cdot A_{OL} \quad (12)$$

Per tant, el guany de l'amplificador en bucle tancat amb realimentació és:

$$A_{CL} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{A_{OL}}{1 + \beta \cdot A_{OL}} \quad (13)$$

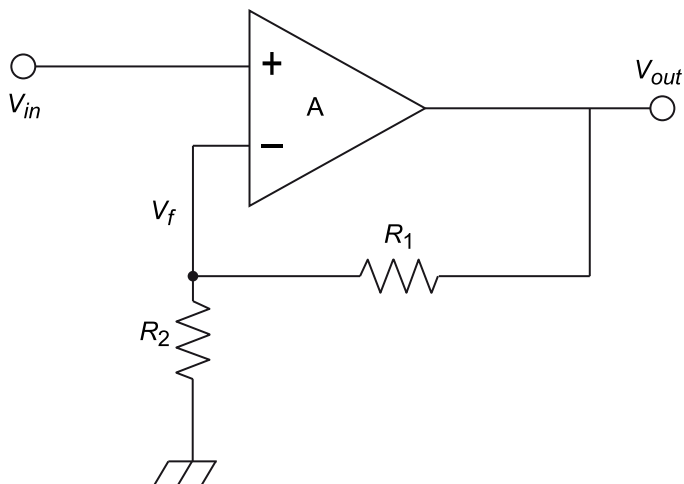
Veiem que un primer efecte de la realimentació negativa és el de reduir el guany en un factor $(1 + \beta \cdot A_{OL})$. Aquest factor es denomina factor de realimentació (FR) i sovint s'expressa en dB, segons l'equació:

$$FR = 20 \log(1 + \beta \cdot A_{OL}) \quad (14)$$

Realimentació negativa en un circuit basat en amplificador operacional

Els **amplificadors operacionals** són els circuits integrats més utilitzats per a aplicacions lineals, però tenen un guany molt elevat. El model clàssic LM741 presenta un guany en bucle obert de 200.000 (106 dB). Un senyal d'entrada d'1 mV produiria teòricament una sortida de 200 V, però, evidentment, l'amplificador operacional entraria en saturació. Per tant, cal controlar aquest guany usant realimentació negativa. La solució més directa es basa en utilitzar un divisor de tensió a la sortida per injectar una fracció d'aquesta a l'entrada inversora de l'operacional, tal com il·lustra la figura 22.

Figura 22. Amplificador operacional en configuració no inversora

**Exemple 1**

S'utilitza un amplificador operacional amb guany en bucle obert $A_{OL} = 320000$ (110 dB) en configuració no inversora. Calcular els valors de R_1 i R_2 per obtenir un guany estabilitzat en bucle tancat $A_{CL} = 20$ (26 dB).

Solució

Partim de l'equació (13) per obtenir β :

$$\begin{aligned}
 A_{CL} &= \frac{A_{OL}}{1 + \beta A_{OL}} \\
 A_{OL} &= A_{CL} \cdot (1 + \beta \cdot A_{OL}) \\
 1 + \beta \cdot A_{OL} &= \frac{A_{OL}}{A_{CL}} \quad (15) \\
 \beta \cdot A_{OL} &= \frac{A_{OL}}{A_{CL}} - 1 \\
 \beta &= \frac{1}{A_{CL}} - \frac{1}{A_{OL}}
 \end{aligned}$$

Substituint en (15) els valors $A_{OL} = 320000$ i $A_{CL} = 20$, obtenim el següent valor de β :

$$\beta = \frac{1}{20} - \frac{1}{320000} = 0,049996875 \quad (16)$$

Atès que el guany en bucle obert és molt elevat ($A_{OL} \gg A_{CL}$), el valor de β és aproximadament igual a l'invers del guany en bucle tancat.

$$\beta \cong \frac{1}{A_{CL}} = \frac{1}{20} = 0,05 \quad (17)$$

Llavors, R_1 i R_2 formen un divisor de tensió. Anomenem v_f a la tensió que obtenim i que injectem a l'entrada inversora de l'operacional (veure figura 22). Així, es pot expressar R_1 en funció de R_2 a través de β :

$$\beta = \frac{v_f}{v_{out}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_1 = R_2 \cdot \frac{1 - \beta}{\beta} \quad (18)$$

Així, el valor de R_1 dependrà del valor que escollim per a R_2 . Si fixem un valor de $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, llavors:

$$R_1 = 1000 \cdot \frac{1 - 0,05}{0,05} = 19 \text{ k}\Omega \quad (19)$$

2.6.2. Efecte sobre la banda passant

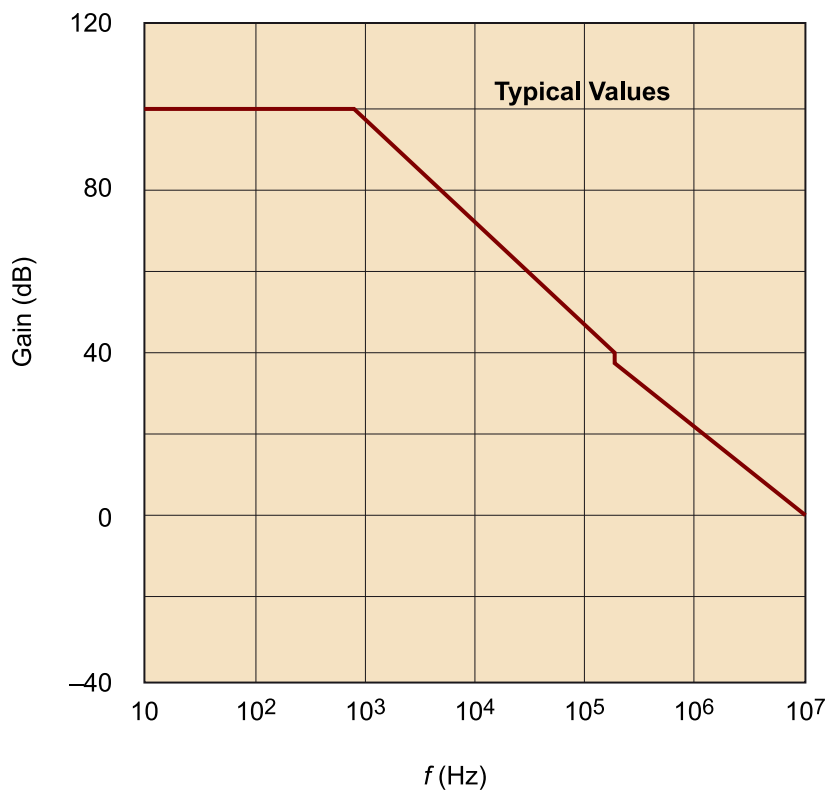
Un segon efecte de la realimentació negativa consisteix a **augmentar la banda passant del circuit de manera que el producte «guany × ample de banda» (GBP, *gain-bandwidth product*) roman constant.**

Posem el cas il·lustrat en la figura 23, en el qual tenim un guany en bucle obert de 100.000 (100 dB) i un ample de banda d'1 kHz. Si, mitjançant realimentació negativa, tanquem el bucle i reduïm el guany a 100 (40 dB), l'ample de banda augmentarà fins a 1 MHz:

$$\begin{aligned} GPB_{OL} &= A_{OL} \cdot B_{OL} = 100.000 \cdot 1 \text{ kHz} = 100 \text{ MHz} \\ GPB_{CL} &= A_{CL} \cdot B_{CL} = 100 \cdot 1 \text{ MHz} = 100 \text{ MHz} \\ PB &= GPB_{OL} = GPB_{CL} \equiv \text{constant} \end{aligned} \quad (20)$$

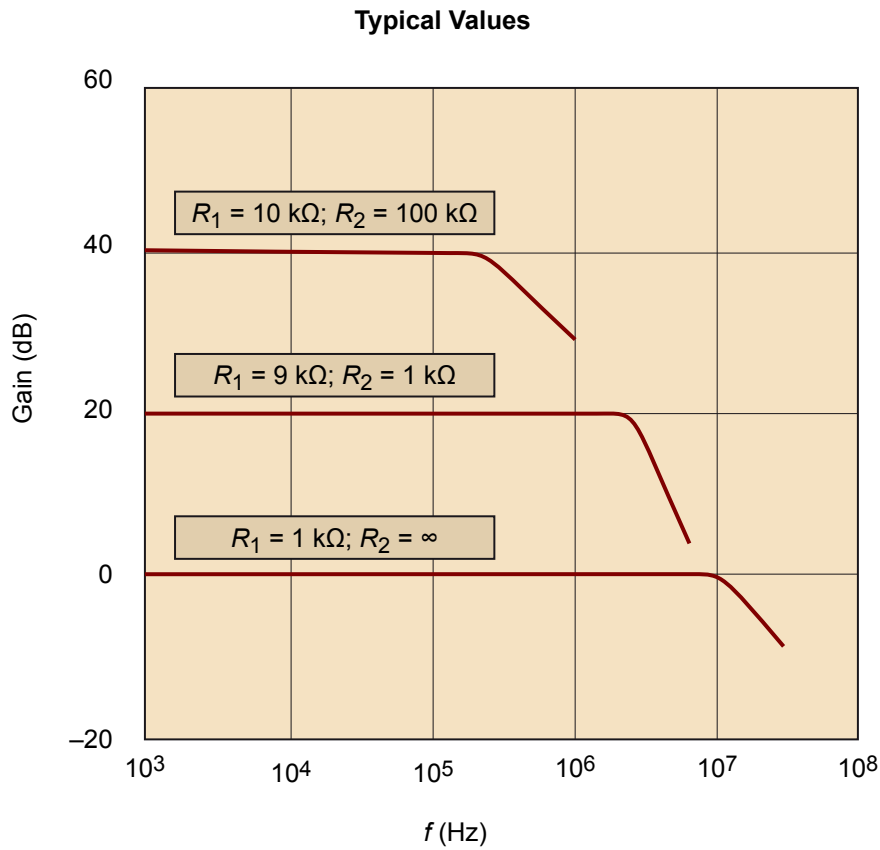
a on B_{OL} i B_{CL} són l'ample de banda del circuit en bucle obert i en bucle tancat, respectivament; i GPB_{OL} i GPB_{CL} el producte «guany × ample de banda» del circuit en bucle obert i en bucle tancat, respectivament.

Figura 23. Resposta freqüencial d'un amplificador operacional en bucle obert (*open loop*)



S'observa que la banda passant és de dues dècades (10 Hz – 1 kHz) i que el guany és molt elevat (100 dB). Aquest comportament no és adequat per a aplicacions lineals, com l'àudio.

Finalment, la figura 24 il·lustra un altre cas en el que, amb diferents combinacions de resistències en el bucle de realimentació (veure figura 22), s'aconsegueixen diferents valors de guany, amb el seu corresponent augment d'ample de banda en cada cas (a mesura que el guany en bucle tancat disminueix, l'ample de banda augmenta, tot mantenint-se constant el GBP).

Figura 24. Resposta freqüencial d'un amplificador operacional en bucle tancat (*closed loop*)

Amb diferents valors de resistències en el bucle de realimentació (R_1 i R_2), s'aconsegueix reduir el guany ($A_{CL} < A_{OL}$) i ampliar la banda passant ($B_{CL} > B_{OL}$), mantenint el GBP constant (en aquest cas, el GBP és de aproximadament 10 MHz).

3. Filtres

Un **filtre** és un dispositiu que permet atenuar o realçar certes freqüències enfront d'unes altres. Les seves aplicacions en l'enginyeria electrònica són nombroses, i en l'àmbit de l'àudio són fonamentals. D'entre elles, destaquen les següents:

- Filtres subsònics per reduir el soroll de maneig de micròfons.
- Equalitzadors gràfics per corregir l'acústica d'un recinte.
- Control de to en amplificadors per ajustar greus, mitjans i aguts.
- Equalitzadors paramètrics per usar durant la producció musical.
- Filtres crossover per separar les vies greus i agudes en altaveus.
- Filtre RIAA per compensar la resposta en freqüència d'enregistraments fonogràfics.
- Filtres dinàmics per a aplicacions de síntesi musical.

Com amb els transistors i els amplificadors operacionals, en aquest mòdul es donen per sabuts els fonaments teòrics, la caracterització i el funcionament general dels filtres electrònics analògics, ja estudiats molt detalladament en assignatures prèvies de l'àrea d'electrònica. Així doncs, aquesta secció està dedicada a l'estudi detallat de les diferents propietats, caracteritzacions, topologies i usos dels filtres en l'àmbit de l'àudio:

- En primer lloc, veurem diferents criteris de classificació de filtres (apartat 3.1).
- A continuació, estudiarem les topologies de filtres passius més habitualment utilitzades en àudio (apartat 3.2) i el disseny de filtres *crossover* passius (apartat 3.3), molt utilitzats en àudio per alimentar sistemes d'altaveus.
- Finalment, estudiarem les topologies de filtres actius més habitualment utilitzades en àudio (apartat 3.4).

3.1. Classificació dels filtres

Els filtres es poden classificar segons nombrosos criteris. L'abast d'aquest apartat se cenyeix als filtres analògics. En moltes ocasions, els filtres digitals no són més que implementacions numèriques d'aquests mateixos filtres, encara que la flexibilitat en el disseny digital és òbviament major que en l'analògic.

En els quatre subapartats següents s'estudien quatre criteris diferents de classificació aplicables als filtres, a saber:

- Segons la resposta en freqüència del filtre (subapartat 3.1.1).
- Segons l'ordre del filtre (subapartat 3.1.2).
- Segons el disseny, o la topologia, del filtre (subapartat 3.1.3).
- Segons les característiques específiques de la resposta del filtre (subapartat 3.1.4).

3.1.1. Resposta en freqüència

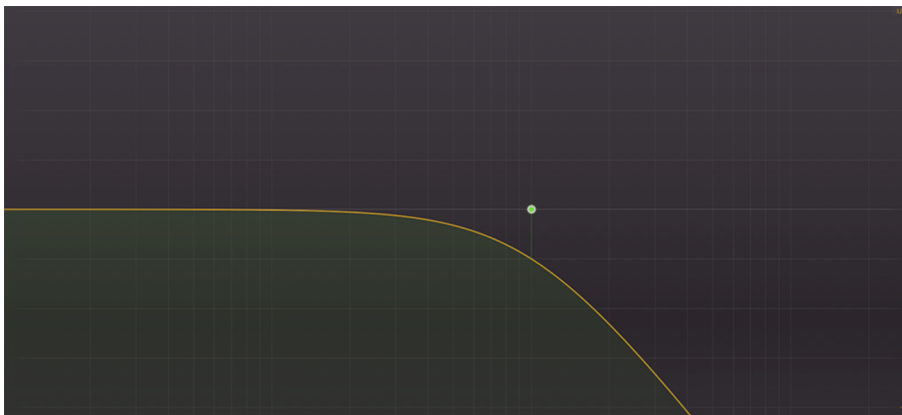
El criteri més bàsic de classificació de filtres es basa en **la forma de la seva resposta en freqüència**, que, en general, ve a indicar **quines freqüències deixa passar el filtre i quines freqüències atenua**.

1) Filtre passa-baix (LPF, *low-pass filter*)

El LPF **atenua els aguts** (les altes freqüències) a partir d'una determinada freqüència, denominada **freqüència de tall** del filtre (f_c):

- La **banda de pas** en un LPF comprèn les freqüències inferiors a f_c ($f < f_c$).
- La **banda d'atenuació** en un LPF comprèn les freqüències superiors a f_c ($f > f_c$).

Figura 25. Resposta en freqüència d'un LPF de primer ordre sintonitzat a $f_c = 1$ kHz



Alguns exemples típics d'aplicació de LPF són:

- En l'enregistrament d'un bombo, és interessant atenuar per sobre de 300 Hz per desfer-se del so d'altres instruments que interfereixen en el micròfon.
- S'utilitza un LPF per seleccionar les freqüències que van destinades a un altaveu de greus.

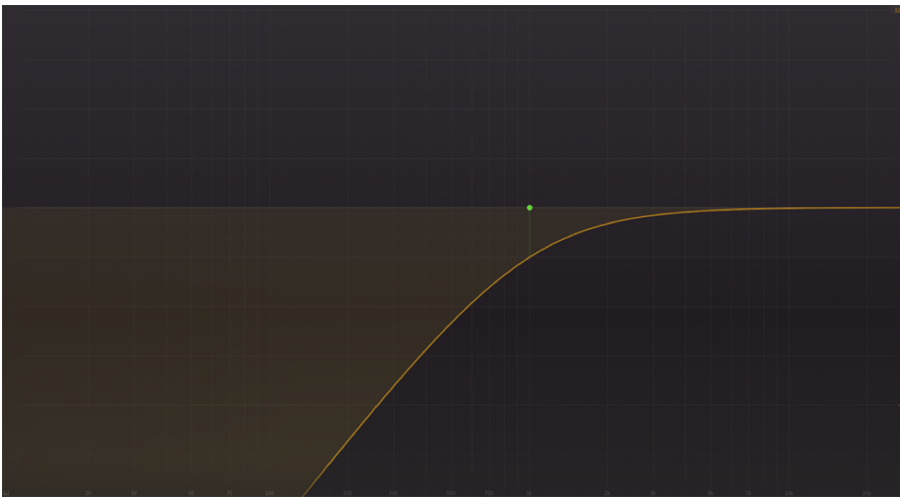
- Abans de realitzar una conversió analògic-digital, s'empra un LPF que rebutja les freqüències per sobre de la freqüència de Nyquist (filtre *antialiasing*).

2) Filtre passa-alt (HPF, *high-pass filter*)

L'HPF **atenua els greus** (les baixes freqüències) fins a una determinada freqüència, denominada **freqüència de tall** del filtre (f_c):

- La **banda de pas** en un HPF comprèn les freqüències superiors a f_c ($f > f_c$).
- La **banda d'atenuació** en un LPF comprèn les freqüències inferiors a f_c ($f < f_c$).

Figura 26. Resposta en freqüència d'un HPF de primer ordre sintonitzat a $f_c = 1$ kHz

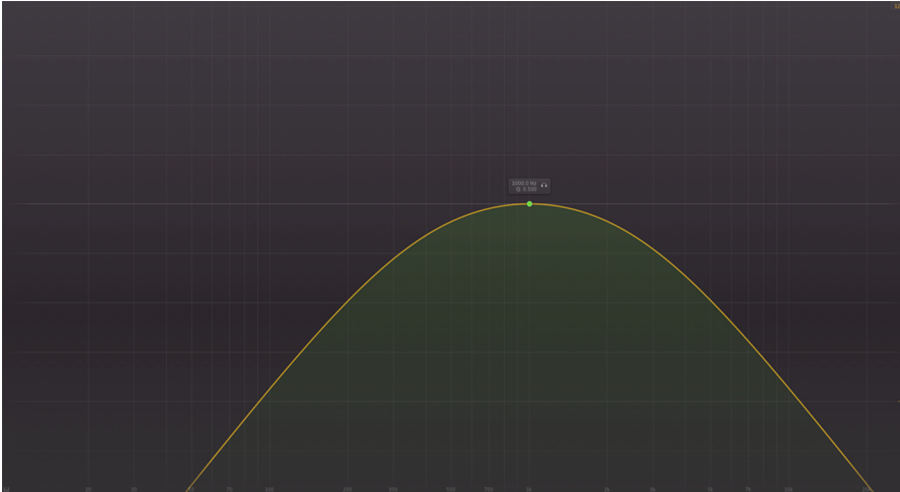


Un exemple típic d'aplicació d'HPF és el denominat filtre subsònic, que s'implementa en micròfons o en preamplificadors i serveix per eliminar les components subsòniques innecessàries (*rumble*). Sol estar sintonitzat a uns 50 Hz. També serveix per atenuar el soroll quan se subjecta un micròfon amb la mà.

3) Filtre passa-banda (BPF, *band-pass filter*)

El BPF **atenua tant els greus com els aguts** al voltant d'una determinada freqüència, denominada **freqüència central** del filtre (f_o):

- La **banda de pas** en un BPF comprèn la freqüència de sintonia f_o ($f = f_o$).
- Les **bandes d'atenuació** en un BPF comprenen, en conjunt, les freqüències diferents a f_o ($f \neq f_o$): la **banda d'atenuació inferior** comprèn les freqüències inferiors a f_o ($f < f_o$), i la **banda d'atenuació superior** comprèn les freqüències superiors a f_o ($f > f_o$).

Figura 27. Resposta en freqüència d'un BPF de segon ordre sintonitzat a $f_o = 1$ kHz

4) Filtre rebuig-banda (o filtre *notch*)

El **filtre rebuig-banda atenua una determinada freqüència, denominada freqüència central** del filtre (f_o). Per tant, el filtre rebuig-banda deixa passar tant els greus com els aguts al voltant de f_o :

- Les **bandes de pas** en un filtre rebuig-banda comprenen, en conjunt, les freqüències diferents a f_o ($f \neq f_o$): la **banda de pas inferior** comprèn les freqüències inferiors a f_o ($f < f_o$), i la **banda de pas superior** comprèn les freqüències superiors a f_o ($f > f_o$).
- La **banda d'atenuació** en un filtre rebuig-banda comprèn la freqüència de sintonia f_o ($f = f_o$).

Figura 28. Resposta en freqüència d'un filtre rebuig-banda sintonitzat a $f_o = 50$ kHz

Alguns exemples típics d'aplicació del filtre rebuig-banda són:

- Reduir una ressonància molesta en la resposta d'una sala.

- Eliminar bronzits tonals en un enregistrament defectuós, per a això sol emprar-se un filtre de rebuig amb un factor de qualitat el més alt possible per evitar atenuar altres freqüències.

5) Equalitzadors

Les característiques d'aquests tipus bàsics de filtre queden resumides en la taula 2:

Taula 2. Característiques dels diferents tipus bàsics de filtre segons la seva resposta en freqüència, a on f_c indica freqüència de tall i f_o indica freqüència central

Tipus de filtre	Freqüència de sintonia	Bandes de pas	Bandes d'atenuació
LPF	f_c	$f < f_c$	$f > f_c$
HPF	f_c	$f > f_c$	$f < f_c$
BPF	f_o	$f = f_o$	$f < f_o$ i $f > f_o$
Rebuig-banda	f_o	$f < f_o$ i $f > f_o$	$f = f_o$

Llavors, a partir dels anteriors tipus bàsics de filtre (filtres primaris) i combinant diferents senyals filtrats amb el senyal original, es poden obtenir respostes en freqüència arbitràries que són útils, sobretot en la mescla i postproducció de so, per realçar o dissimular les diferents tonalitats d'un instrument o de la veu. Els equalitzadors s'estudien més detalladame en la secció 4 d'aquest mateix mòdul, dedicada a les taules de mescles (més concretament, en el subapartat 4.2.4).

3.1.2. Ordre del filtre

En un filtre analògic, l'ordre d'un filtre correspon al nombre d'elements reactius (condensadors o bobines) que actuen en el filtre. **L'ordre del filtre determina la inclinació del pendent d'atenuació, és a dir, com d'abrupta és la resposta en la banda d'atenuació del filtre.** En altres paraules, **l'ordre del filtre determina el grau d'atenuació**, o de rebuig, a partir de la freqüència de sintonia del filtre:

- En un filtre d'ordre alt es dona un alt grau de rebuig (banda d'atenuació molt abrupta).
- En un filtre d'ordre baix es dona un baix grau de rebuig (banda d'atenuació suau, o poc abrupta).

El pendent d'atenuació sol mesurar-se en dB per octava (dB/oct) o dB per dècada (dB/dec). Aquesta mesura indica **el gradient en valor absolut de la resposta en freqüència del filtre cada vegada que es dobla (octava) o decuplica (dècada) la freqüència en la banda d'atenuació.** En el context de l'àudio és molt més utilitzada la primera nomenclatura (dB/oct).

En general, la relació entre l'ordre de un filtre i els dB/oct en la seva banda d'atenuació funciona de la següent manera:

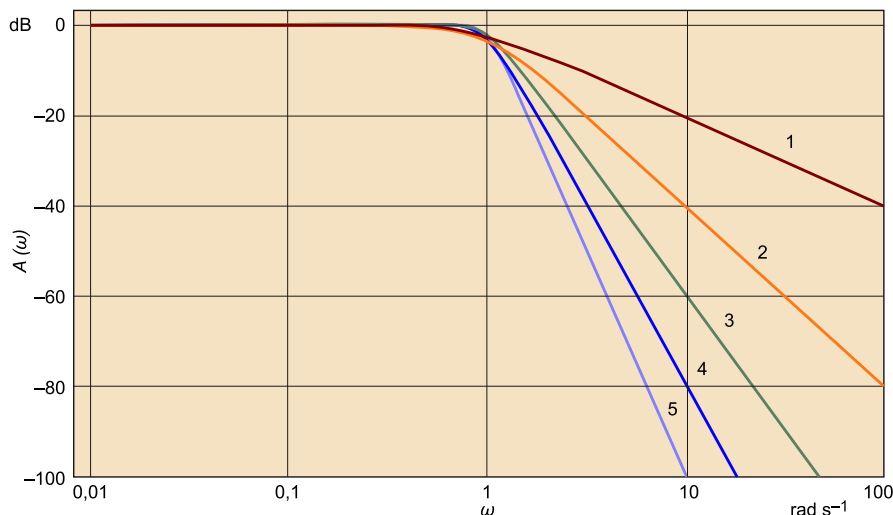
- En filtres amb una única banda d'atenuació (LPF i HPF), **cada ordre addicional suposa un increment de 6 dB/oct en el pendent de la banda d'atenuació.**
- En filtres amb dues bandes d'atenuació (BPF i filtre rebuig-banda), **cada ordre addicional suposa un increment de 3 dB/oct en el pendent de la banda d'atenuació** (el grau d'atenuació es reparteix entre els dos pendents).
- En filtres amb M bandes d'atenuació (filtres de resposta arbitrària), **cada ordre addicional suposa un increment de $6/M$ dB/oct en el pendent de la banda d'atenuació** (el grau d'atenuació es reparteix entre els M pendents).
- És important notar que **aquest comportament és vàlid en sentit estricte únicament en filtres de Butterworth** (veure subapartat 3.1.4), **la banda d'atenuació dels quals és una recta de pendent constant.**

La taula 3 resumeix aquest comportament per als tipus bàsics de filtre estudiats en el subapartat 3.1.1 i la figura 29 il·lustra la relació entre ordre del filtre i pendent de la banda d'atenuació per a un LPF tipus Butterworth.

Taula 3. Pendent en cada banda d'atenuació (expressada en dB/oct) dels quatre tipus bàsics de filtre segons la seva resposta en freqüència (LPF, HPF, BPF i filtre rebuig-banda) en funció de l'ordre del filtre (1, 2, 3 i N)

Ordre del filtre	Tipus de filtre			
	LPF	HPF	BPF	Rebuig-banda
1	6 dB/oct	6 dB/oct	3 dB/oct	3 dB/oct
2	12 dB/oct	12 dB/oct	6 dB/oct	6 dB/oct
3	18 dB/oct	18 dB/oct	9 dB/oct	9 dB/oct
N	$6N$ dB/oct	$6N$ dB/oct	$3N$ dB/oct	$3N$ dB/oct

Figura 29. Resposta freqüencial d'un LPF tipus Butterworth per a diferents ordres (1-5)



3.1.3. Disseny (o topologia) del filtre

La **topologia** d'un filtre es refereix a **la manera com el filtre és implementat en la pràctica mitjançant components electrònics**. Existeixen nombrosos i molt diversos tipus de disseny de filtres, però, en general, tot ells poden agrupar-se en dues grans famílies:

- **Filtres passius:** els dissenys passius es basen únicament en la utilització de components passius (R, L i C). Una certa configuració (sèrie o paral·lel) de resistències, condensadors i bobines dona lloc a un filtre la freqüència de tall del qual dependrà de les impedàncies associades a cada component (veure apartat 3.2 per a més detalls).
- **Filtres actius:** els dissenys actius utilitzen components actius (transistors o, més comunament, amplificadors operacionals) per facilitar l'obtenció de filtres d'ordre més elevat. Entre els filtres actius, les topologies més utilitzades en àudio són les Sallen-Key i State Variable (veure apartat 3.4 per a més detalls).

3.1.4. Característiques específiques de la resposta

Finalment, també es poden classificar els filtres segons les **característiques específiques de la seva resposta freqüencial** (considerant tant la seva magnitud com la seva fase).

En general, un filtre de cert tipus (LPF, HPF, etc.) tindrà una determinada topologia (RLC, Sallen-Key, etc.) i, depenent del valor dels seus components (això és, de com hagin estat calculats), tindrà una resposta amb unes caracterís-

tiques específiques o unes altres. A partir de filtres de segon ordre, podem diferenciar entre respostes tipus **Butterworth**, **Chebyshev** o **Bessel**, que són les més utilitzades en l'àmbit de l'àudio.

1) Filtres de Butterworth

Els filtres tipus Butterworth posseeixen les següents característiques:

- **Resposta en magnitud (o en mòdul) màximament plana en la banda de pas** (minimitzant així la seva distorsió lineal).
- **Resposta en fase màximament lineal en la banda de pas.**
- En contrapartida, presenten **un pendent d'atenuació poc abrupte per a un ordre donat**. En general, per a un cert ordre donat, el filtre de Butterworth és menys selectiu que el de Chebyshev, però més que el de Bessel.

Una particularitat destacable d'un filtre de Butterworth és que, **per a qualsevol ordre, la seva atenuació a la freqüència de tall és sempre de 3 dB**.

Respecte de la seva selectivitat, i prenent un tipus de filtre bàsic d'una sola banda d'atenuació (això és, LPF o HPF), **la banda d'atenuació d'un filtre de Butterworth decau a raó de $6N$ dB/oct, sent N l'ordre del filtre** (veure taula 3).

Finalment, el factor de qualitat d'un filtre de Butterworth és de $Q = \frac{1}{\sqrt{2}} \cong 0,707$.

Factor de qualitat d'un filtre

Recordem que el factor de qualitat (Q) d'un filtre dona una mesura de la seva selectivitat. Un factor de qualitat elevat és desitjable, ja que, com més gran és el valor de Q , més selectiu és el filtre.

En general, com més gran sigui la freqüència de sintonia del filtre (f_c o f_o), més difícil és obtenir factors de qualitat elevats; és a dir, és més difícil implementar un filtre selectiu a altes freqüències que a baixes freqüències.

2) Filtres de Chebyshev

Els filtres tipus Chebyshev permeten obtenir, **per a un ordre donat, un major pendent d'atenuació a costa d'introduir una certa quantitat d'arissada** en la banda de pas (Chebyshev tipus I) o en la banda d'atenuació (Chebyshev tipus II). És a dir, per a un ordre donat, els filtres de Chebyshev són més selectius que els filtres de Butterworth o Bessel.

En àudio es sol evitar l'ús d'aquest tipus de filtre, ja que l'arissada provoca ressonàncies que resten fidelitat al senyal. En canvi, és un filtre molt útil per a, per exemple, aïllar un to dels seus harmònics a fi de convertir un senyal periòdic quadrat en sinusoidal.

El factor de qualitat d'un filtre de Chebyshev és sempre superior a 0,8, encara que la manera més habitual de caracteritzar-ho és mitjançant la quantitat d'arissada que introdueix, expressada en dB.

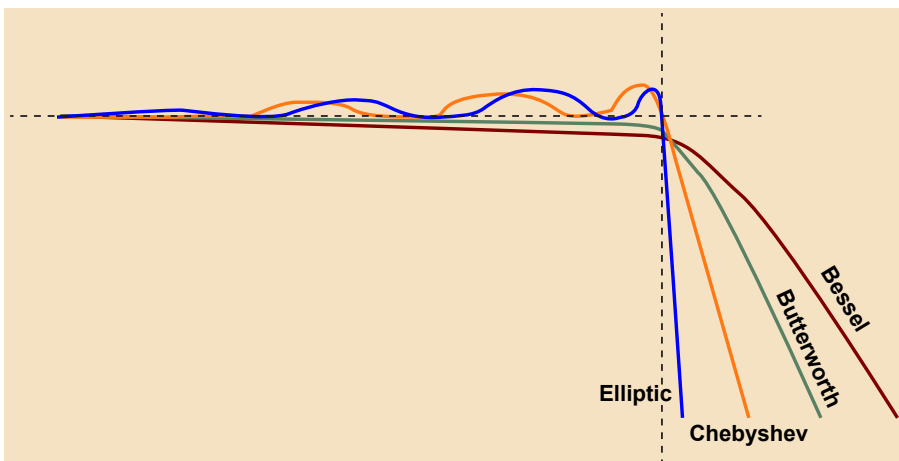
3) Filtres de Bessel

Els filtres tipus Bessel posseeixen les següents característiques:

- Resposta en fase lineal tant en la banda de pas com en la banda d'atenuació (minimitzant així la seva distorsió de fase).
- En contrapartida, presenten un **pendent d'atenuació molt menys abrupte per a un ordre donat que els altres tipus de resposta** (Butterworth i Chebyshev).

La segona característica citada implica que, per obtenir un cert nivell de selectivitat, un filtre de Bessel requereix d'ordres majors que els requerits en les mateixes condicions pels filtres de Butterworth o de Chebyshev. O, dit d'una altra manera: per a un ordre donat, els filtres de Bessel són menys selectius que els filtres de Butterworth o de Chebyshev. Aquest fet és il·lustrat en la figura 30.

Figura 30. Comparativa entre les respostes de magnitud de diferents tipus de filtres



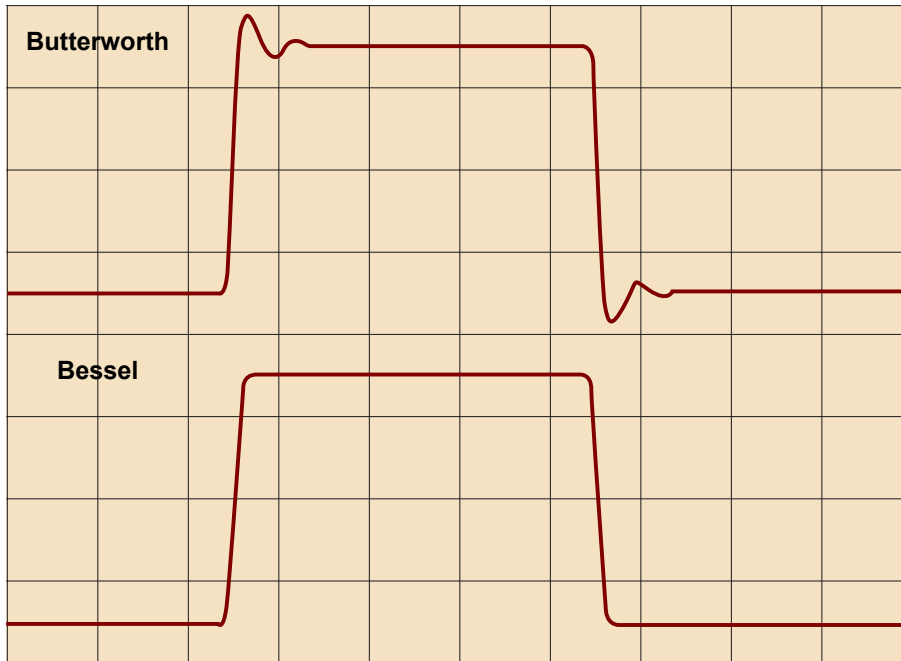
La primera característica citada (resposta en fase lineal tant en la banda de pas com en la banda d'atenuació) és la principal virtut dels filtres de Bessel i resulta ser de gran interès, ja que significa que **el desfasament introduït pel filtre és constant per a totes les freqüències** (no solament per a les de la banda de pas); és a dir, que el filtre desfasa per igual totes les freqüències (tant les que

deixa passar, com les que atenua). Això provoca que **la forma d'ona del senyal que travessa el filtre no es distorsioni malgrat que hi hagi freqüències que són més atenuades que altres.**

Aquesta propietat es pot observar, per exemple, en injectar un senyal periòdic quadrat (compost per un to pur en la seva freqüència fonamental més molts harmònics) a l'entrada d'un LPF tipus Bessel. La forma d'ona a la sortida mantindrà la forma quadrada suavitzant els transitoris, però no provocarà arrissat com sí ho farien els filtres de Butterworth o de Chebyshev (veure figura 31 per a més detalls). Per aquest motiu, **els filtres de Bessel són molt apreciats en l'àmbit de l'àudio** (per exemple, en la implementació de filtres *antialiasing* per a conversors analògic-digital).

Finalment, el **factor de qualitat** d'un filtre de Bessel és de $Q = \frac{1}{\sqrt{3}} \cong 0,577$.

Figura 31. Un mateix senyal periòdic quadrat és filtrada mitjançant dos LPF, un tipus Butterworth i l'altre tipus Bessel



La resposta en fase lineal del filtre de Bessel tant en la banda de pas com en la d'atenuació evita l'aparició d'arrissada (*overshoot*) en els transitoris del senyal de sortida del filtre, la qual sí apareix en la sortida del filtre de Butterworth (malgrat presentar resposta en fase lineal en la banda de pas).

3.2. Filtres passius

Els **filtres passius** són circuits electrònics que es basen en l'**ús exclusiu de components passius: resistències, condensadors i bobines**. Les aplicacions principals dels filtres passius en l'àmbit de l'àudio són les següents:

- Filtres separadors de vies passius per a altaveus (o filtres *crossover*).
- Equalitzadors, o control de tons.
- Filtres limitadors de la banda passant d'àudio:
 - Filtres de sortida per a amplificadors de potència classe D.

- Filtres *antialiasing*.

Els principals avantatges dels filtres passius són la **simplicitat del seu disseny** i que **no necessiten font d'alimentació**. Un filtre passiu **no limita la dinàmica del senyal**, ja que no introdueix soroll propi, i el seu **llindar de saturació està generalment per sobre dels voltatges habituals de l'àudio**.

Donats els tres components que poden formar part d'un filtre passiu, podem construir els tres següents tipus bàsics de filtres passius:

- Filtres RC (veure subapartat 3.2.1).
- Filtres RL (veure subapartat 3.2.2).
- Filtres RLC (veure subapartat 3.2.4).

3.2.1. Filtres RC

Els **filtres RC** són els filtres passius més comuns per la seva simplicitat i baix cost. Es construeixen mitjançant una resistència (R) i un condensador (C). Amb ells, podem implementar un LPF o un HPF de primer ordre intercanviant la posició dels components.

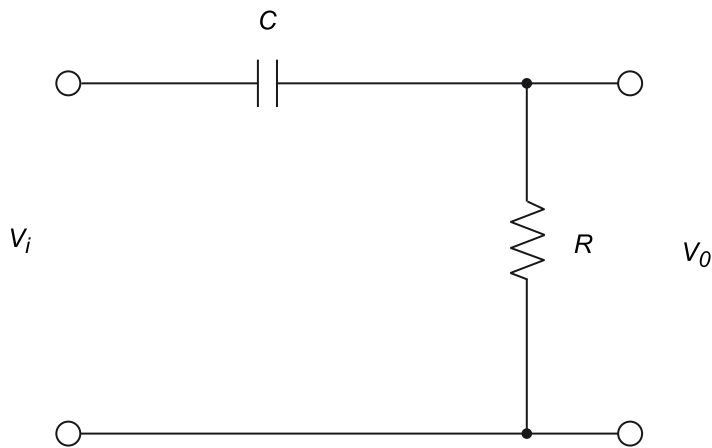
A continuació, s'analitza en primer lloc el cas del filtre passa-alt RC (HPF RC) de manera detallada. Per a les altres combinacions RC (LPF RC) i RL (HPF RL i LPF RL) solament es presenten les equacions principals, ja que el desenvolupament dels càlculs és fàcilment extrapolable.

1) Filtre passa-alt RC

La figura 32 mostra el diagrama elèctric de l'HPF RC. Si s'analitza el circuit (és un simple divisor de tensió), s'observa que la funció de transferència del filtre és la següent:

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{s}{s + \frac{1}{RC}} \quad (21)$$

Figura 32. Diagrama elèctric d'un HPF RC



La impedància del condensador és molt elevada a baixes freqüències i molt petita a altes freqüències, i això és el que fa que el circuit deixi passar a la sortida les altes freqüències presents en l'entrada, però atenuï les baixes.

Sabem que l'equació canònica d'un HPF de primer ordre és:

$$H(s) = \frac{s}{s + \omega_o} \quad (22)$$

Així, comparant les equacions (21) i (22), podem identificar la freqüència de tall del filtre, expressada en rad/seg ($\omega_c = 2\pi f_c$):

$$\omega_c = \omega_o = \frac{1}{RC} \quad (23)$$

Substituint en l'equació (21) la variable s per $j\omega$, obtenim:

$$H(j\omega) = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega}{j\omega + \frac{1}{RC}} \quad (24)$$

Recordem ara que el mòdul i la fase d'un nombre complex s'obtenen transformant de coordenades cartesianes a coordenades polars:

$$|a + jb| = \sqrt{a^2 + b^2}$$

$$\varphi(a + jb) = \arctan\left(\frac{b}{a}\right) \quad (25)$$

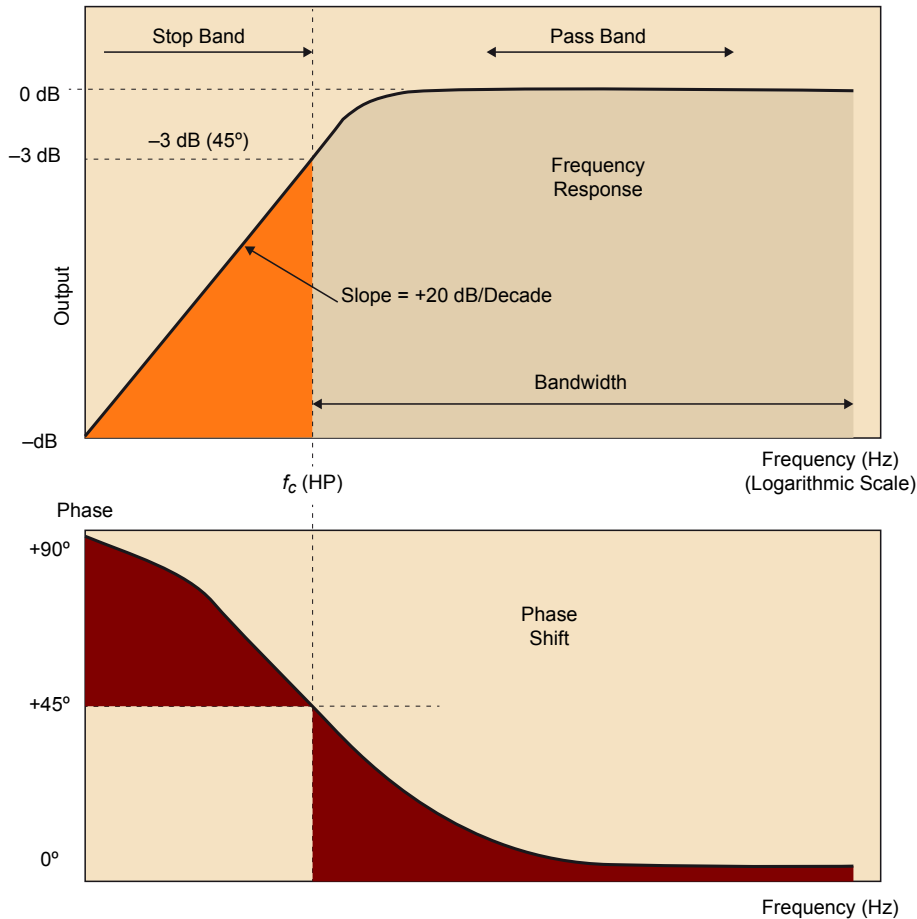
Així, podem trobar el mòdul i la fase de la funció de transferència del filtre d'acord amb les dues següents expressions:

$$|H(j\omega)| = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}}$$

$$\varphi(H(j\omega)) = \varphi(j\omega) - \varphi\left(j\omega + \frac{1}{RC}\right) = \frac{\pi}{2} - \arctan(\omega RC) \quad (26)$$

Ambdues expressions poden representar-se gràficament mitjançant un diagrama de Bode, tal i com es mostra en la figura 33.

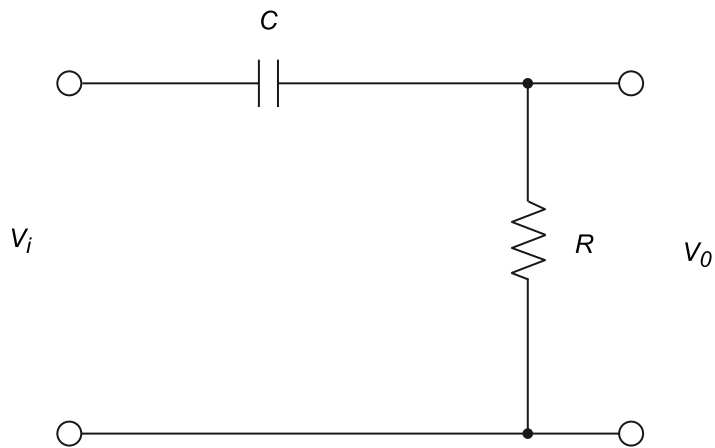
Figura 33. Característica de magnitud (esquerra) i fase (dreta) d'un HPF de primer ordre de tipus Butterworth



2) Filtre passa-baix RC

La figura 34 mostra el diagrama elèctric del LPF RC.

Figura 34. Diagrama elèctric d'un LPF RC



La funció de transferència d'aquest circuit és la següent:

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{\frac{1}{RC}}{s + \frac{1}{RC}} \quad (27)$$

Sabem que l'equació canònica d'un LPF de primer ordre és la següent:

$$H(s) = \frac{\omega_o}{s + \omega_o} \quad (28)$$

Per tant, la seva freqüència de tall, expressada en rad/seg ($\omega_c = 2\pi f_c$), és la següent:

$$\omega_c = \omega_o = \frac{1}{RC} \quad (29)$$

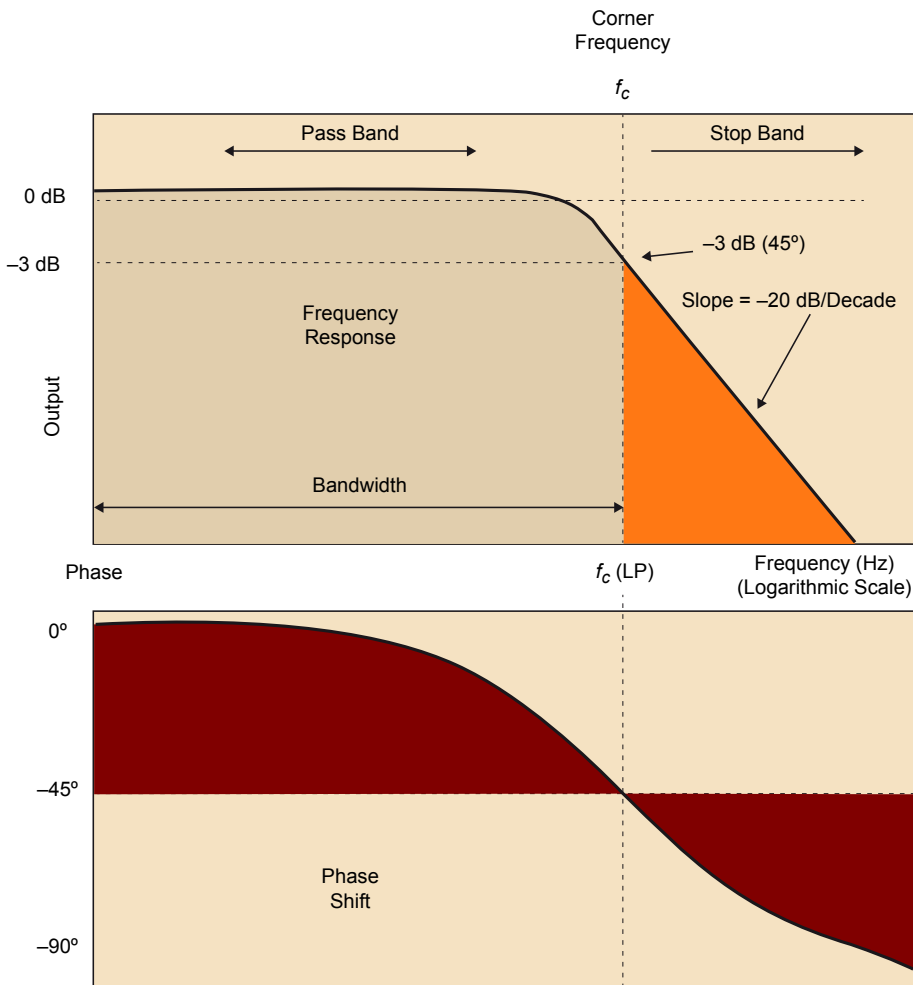
I el mòdul i la fase de la seva funció de transferència són:

$$|H(j\omega)| = \frac{\frac{1}{\omega C}}{\sqrt{R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}}$$

$$\varphi(H(j\omega)) = \varphi\left(\frac{1}{RC}\right) - \varphi\left(j\omega + \frac{1}{RC}\right) = -\arctan(\omega RC) \quad (30)$$

Finalment, el diagrama de Bode del filtre es mostra en la figura 35.

Figura 35. Característica de magnitud (esquerra) i fase (dreta) d'un LPF de primer ordre de tipus Butterworth



3.2.2. Filtres RL

Els **filtres RL** són també filtres passius molt comuns per la seva simplicitat i baix cost. Es construeixen mitjançant una resistència (R) i una bobina (L). Amb ells, podem implementar també un LPF o un HPF de primer ordre intercanviant la posició dels components.

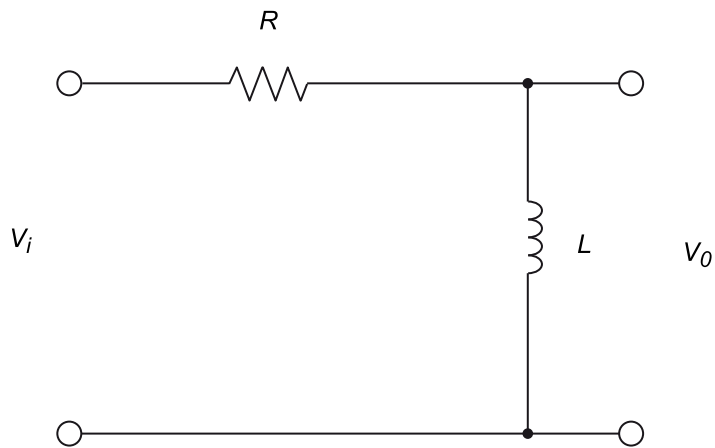
1) Filtre passa-alt RL

La figura 36 mostra el diagrama elèctric de l'HPF RL.

La funció de transferència d'aquest circuit és la següent:

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{sL}{R + sL} = \frac{s}{s + \frac{R}{L}} \quad (31)$$

Figura 36. Diagrama elèctric d'un HPF RL



La impedància de la bobina és molt petita a baixes freqüències i molt elevada a altes freqüències, i això és el que fa que el circuit deixi passar a la sortida les altes freqüències presents en l'entrada, però atenuï les baixes.

La freqüència de tall del filtre, expressada en rad/seg ($\omega_c = 2\pi f_c$), és la següent:

$$\omega_c = \frac{R}{L} \quad (32)$$

I el mòdul i la fase de la seva funció de transferència són:

$$|H(j\omega)| = \frac{\omega L}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}$$

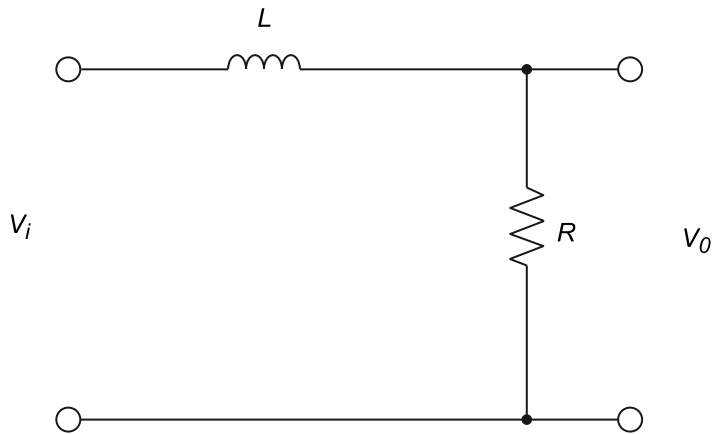
$$\varphi(H(j\omega)) = \varphi(j\omega) - \varphi\left(j\omega + \frac{R}{L}\right) = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(\omega \frac{L}{R}\right) \quad (33)$$

Òbviament, el diagrama de Bode del filtre és el mateix que el de l'HPF RC (veure figura 33).

2) Filtre passa-baix RL

La figura 37 mostra el diagrama elèctric del LPF RL.

Figura 37. Diagrama elèctric d'un LPF RL



La funció de transferència d'aquest circuit és la següent:

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R}{R + sL} = \frac{\frac{R}{L}}{s + \frac{R}{L}} \quad (34)$$

La freqüència de tall del filtre, expressada en rad/seg ($\omega_c = 2\pi f_c$), és la següent:

$$\omega_c = \frac{R}{L} \quad (35)$$

I el mòdul i la fase de la seva funció de transferència són:

$$|H(j\omega)| = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}$$

$$\varphi(H(j\omega)) = \varphi\left(\frac{R}{L}\right) - \varphi\left(j\omega + \frac{R}{L}\right) = -\arctan\left(\omega \frac{L}{R}\right) \quad (36)$$

Òbviament, el diagrama de Bode del filtre és el mateix que el del LPF RC (veure figura 35).

3.2.3. Filtres de segon ordre

Abans de passar a l'estudi dels filtres RLC, en aquest subapartat s'introdueixen unes breus nocions preliminars sobre filtres passius de segon ordre. A aquest efecte, es presenten a continuació les formes canòniques de les funcions de transferència dels LPF, HPF i BPF de segon ordre, respectivament:

$$H_{LPF}(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (37)$$

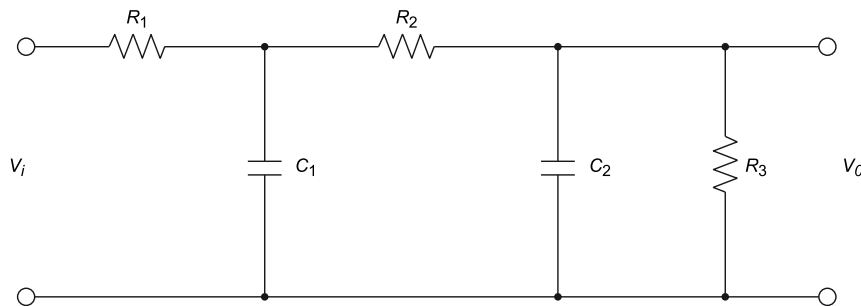
$$H_{HPF}(s) = \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (38)$$

$$H_{BPF}(s) = \frac{\frac{\omega_0}{Q}s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (39)$$

sent Q el factor de qualitat de cadascun dels filtres.

Intuïtivament, una primera manera d'implementar un filtre passiu de segon ordre és posant en cascada dos filtres passius de primer ordre (per exemple, filtres RC) amb la mateixa freqüència de tall (per exemple, $R_1C_1 = R_2C_2$), tal i com es mostra en la figura 38.

Figura 38. LPF de segon ordre implementat mitjançant dues etapes LPF RC desacoblades



Perquè el segon circuit RC no carregui sobre el primer i, per tant, modifiqui la freqüència de tall, és necessari complir les dues condicions següents:

- $R_1 \ll R_2 \ll R_3$.
- $C_1 \gg C_2$.

En tal cas, es diu que les dues etapes del filtre estan **desacoblades**.

Llavors, en posar en cascada els dos filtres, la funció de transferència del circuit resultant és el producte de les seves funcions de transferència, que són iguals (veure equació (27)), ja que ambdós filtres són el mateix:

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \left(\frac{\frac{1}{RC}}{s + \frac{1}{RC}} \right)^2 = \frac{\frac{1}{R^2C^2}}{s^2 + 2s\frac{1}{RC} + \frac{1}{R^2C^2}} \quad (40)$$

Substituint en l'equació (40) l'expressió de la freqüència de tall de l'equació (29), obtenim la següent funció de transferència:

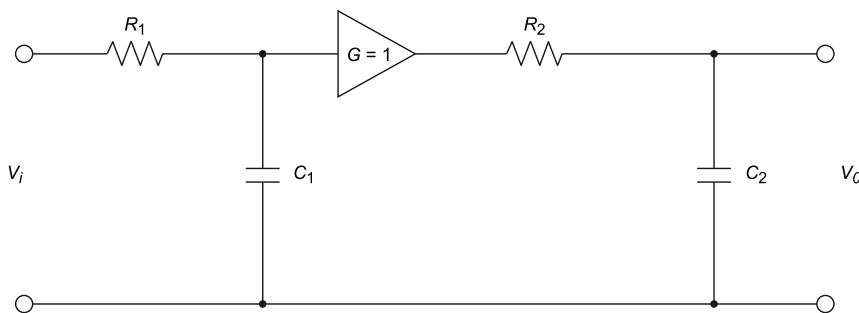
$$H(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\omega_0s + \omega_0^2} \quad (41)$$

Comparant les equacions (41) i (37), obtenim el factor de qualitat del filtre resultant:

$$Q = \frac{1}{2} \quad (42)$$

Una altra manera molt interessant de desacoblar dos circuits RC és intercalant un amplificador actiu de guany unitari ($G = 1$), habitualment implementat mitjançant un amplificador operacional, tal com il·lustra la figura 39. En aquest cas, les condicions de desacoblament $R_1 \ll R_2$ i $C_1 \gg C_2$ no són necessàries, ja que l'alta impedància d'entrada i la baixa impedància de sortida de l'operacional ja desacoblen per si mateixes les dues etapes del filtre.

Figura 39. Dos LPF RC desacoblats mitjançant cèl·lula amplificadora

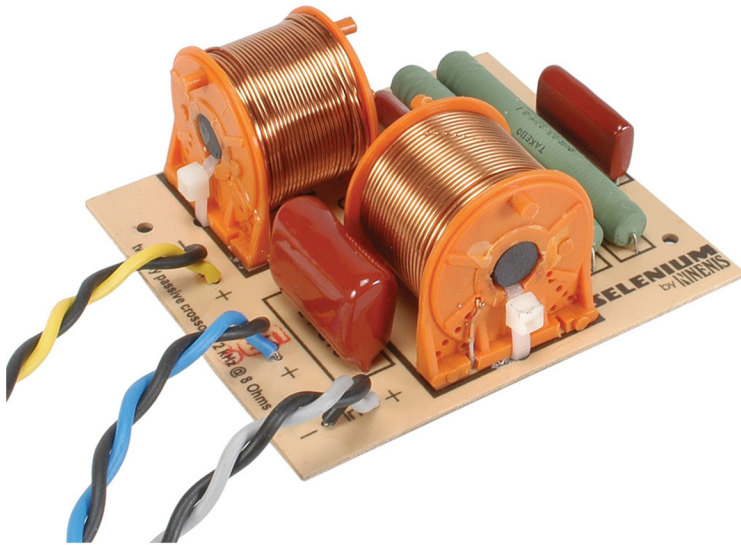


3.2.4. Filtres RLC

Els **filtres RLC** són els filtres passius de segon ordre més comuns que existeixen. Es construeixen mitjançant una resistència (R), un condensador (C) i una bobina (L). Aquest tipus de filtres són molt utilitzats en separadors de vies passius per a sistemes d'altaveus multivia (figura 40).

A continuació, estudiem les tres configuracions més típiques de filtre RLC: LPF, HPF i BPF. Havent introduït ja els filtres de segon ordre en el subapartat 3.2.3, seguirem la mateixa dinàmica que en l'estudi dels filtres de primer ordre en subapartats anteriors i ens limitarem a mostrar el diagrama elèctric de cada filtre, la seva funció de transferència, la seva freqüència de tall i el seu factor de qualitat.

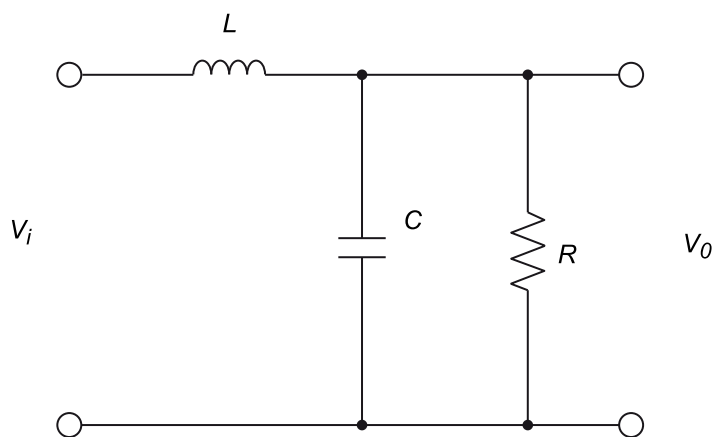
Figura 40. Filtre separador de vies passiu (dues vies) de segon ordre



1) Filtre passa-baix RLC

La figura 41 mostra el diagrama elèctric del LPF RLC.

Figura 41. Diagrama elèctric d'un LPF RLC



La funció de transferència d'aquest circuit és la següent:

$$H(s) = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}} \quad (43)$$

Comparant les equacions (43) i (37), obtenim tant la freqüència de tall (ω_c) com el factor de qualitat (Q) del filtre:

$$\omega_c = \omega_o = \sqrt{\frac{1}{LC}}$$

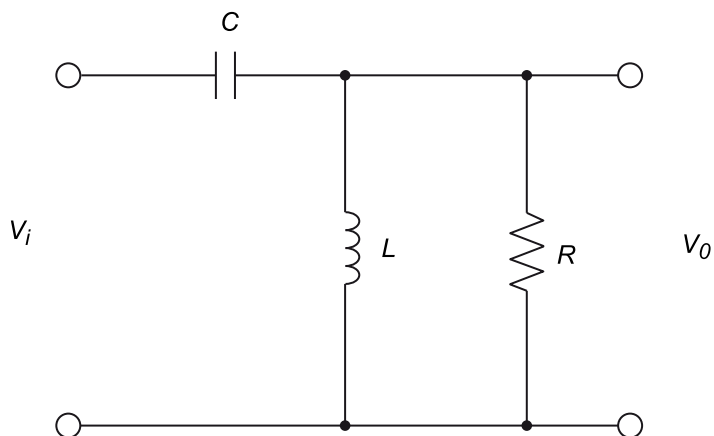
$$Q = R\sqrt{\frac{C}{L}} = \omega_o RC \quad (44)$$

2) Filtre passa-alt RLC

La figura 42 mostra el diagrama elèctric de l'HPF RLC. La funció de transferència d'aquest circuit és la següent:

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}} \quad (45)$$

Figura 42. Diagrama elèctric d'un HPF RLC



Comparant les equacions (45) i (38), obtenim tant la freqüència de tall (ω_c) com el factor de qualitat (Q) del filtre:

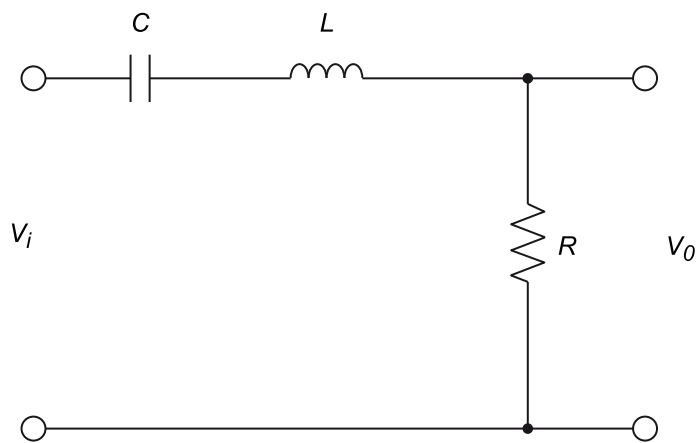
$$\omega_c = \omega_o = \sqrt{\frac{1}{LC}}$$

$$Q = \omega_o RC \quad (46)$$

3) Filtre passa-banda RLC

La figura 43 mostra el diagrama elèctric del BPF RLC.

Figura 43. Diagrama elèctric d'un BPF RLC



La funció de transferència d'aquest circuit és la següent:

$$H(s) = \frac{\frac{R}{L}s}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}} \quad (47)$$

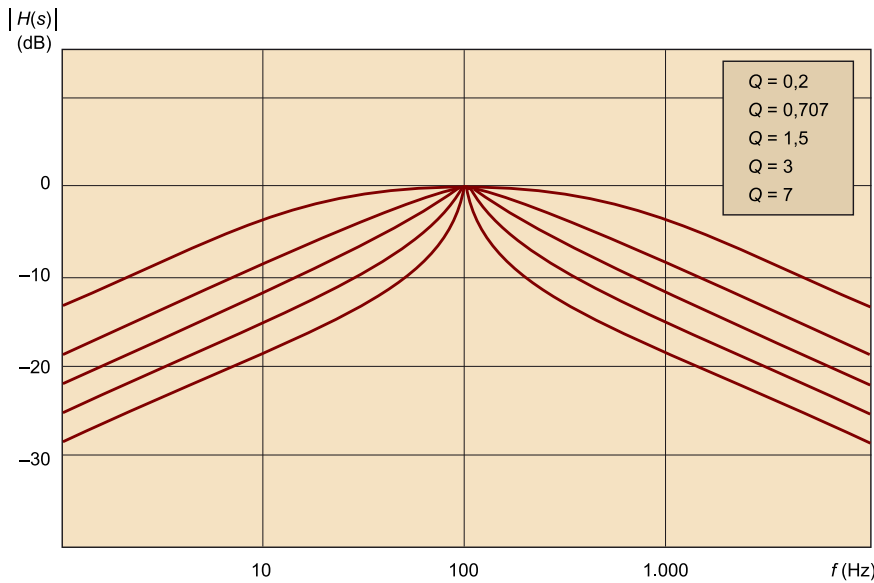
Comparant les equacions (47) i (39), obtenim tant la freqüència central (ω_o) com el factor de qualitat (Q) del filtre:

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{LC}}$$

$$Q = \frac{\omega_o L}{R} \quad (48)$$

Per al cas del BPF RLC, veiem en la figura 44 com augmenta la selectivitat del filtre a mesura que s'incrementa el valor del seu factor de qualitat.

Figura 44. Resposta en freqüència ($|H(s)|$ amb $s = j\omega$) d'un BPF de segon ordre per a diferents valors del seu factor de qualitat. Com més alt és el valor de Q , més selectiu és el filtre



3.3. Filtres separadors de vies (*crossovers*)

Els sistemes d'altaveus de diverses vies proporcionen millors resultats acústics, ja que cada altaveu està dissenyat per cobrir una part limitada de l'espectre de freqüències. Per poder obtenir aquest resultat, es requereix que el senyal elèctric sigui dividit de manera que cada altaveu rebi únicament senyal amb contingut pertanyent a la banda de freqüències que ha de reproduir. A aquest efecte, s'utilitzen els denominats **filtres separadors de vies** (o **filtres *crossover***).

En general, els sistemes amb dues o tres vies són els més freqüentment utilitzats en la pràctica, en ocasions complementats amb un altaveu addicional de subgreus (*subwoofer*):

- L'altaveu denominat **woofer** està dissenyat per reproduir les freqüències baixes de l'espectre d'àudio. És necessari, per tant, un **LPF** per rebutjar les altes freqüències que provocarien en el *woofer* vibracions no desitjades.
- Els **tweeter** són transductors encarregats de reproduir els sons aguts (5-20 kHz). Les baixes freqüències s'eliminen mitjançant un **HPF** per evitar un sobreescalfament de la bobina que, probablement, provocaria la seva destrucció.
- En els sistemes de tres vies, s'empra així mateix un altaveu de mitjans (**midrange**), el marge de reproducció dels qual es limita mitjançant un **BPF**.

3.3.1. Disseny de *crossovers*

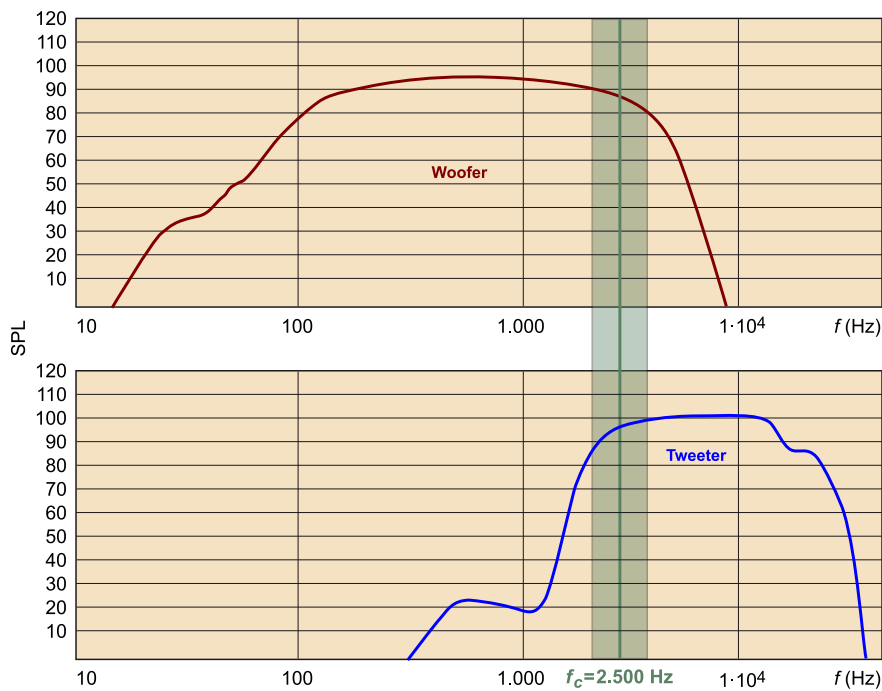
A continuació, s'exposa, mitjançant un exemple, el disseny d'un crossover passiu de dues vies. Partint d'un sistema que ha de reproduir tot l'espectre d'àudio, s'escull la **frequència de separació** (f_c), també denominada freqüència d'encreuament o punt d'encreuament, que determinarà tot el disseny. Per escollir aquesta freqüència existeixen dues filosofies:

- Situar f_c al voltant dels 200-300 Hz.
- Situar f_c per sobre dels 2-3 kHz.

Cal tenir en compte que en el punt d'encreuament es produeix una transició entre un transductor i l'altre, i poden quedar en evidència les diferències tonals entre tots dos. Per tant, del que es tracta és **d'evitar situar el punt d'encreuament en les freqüències predominants de la veu, on l'oïda és més sensible a possibles anomalies**.

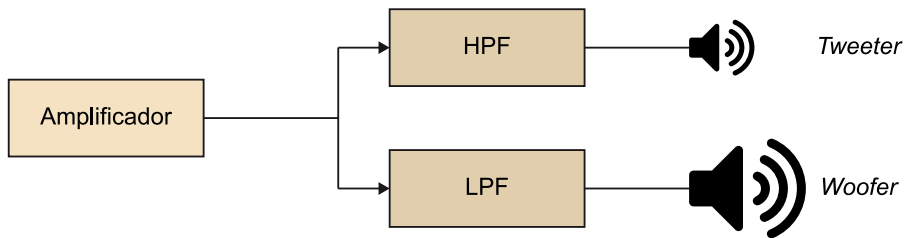
En el nostre exemple, optarem per la segona filosofia i determinarem una freqüència d'encreuament de 2,5 kHz. Així, haurem d'escollir un *woofer* que tingui bona resposta fins per sobre de 2,5 kHz i, també, un *tweeter* que respongui ben per sota dels 2,5 kHz, de manera que existeixi un suficient solapament en les seves respostes freqüencials per assegurar una bona resposta conjunta.

Figura 45. Respostes freqüencials de *woofer* i *tweeter*. Determinació de la freqüència d'encreuament a la zona de solapament de les respostes



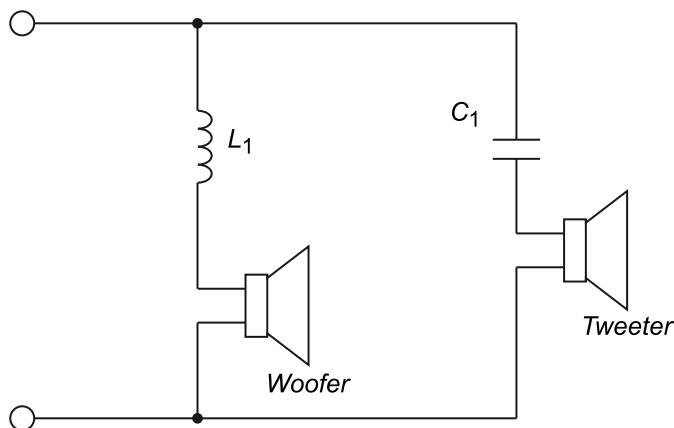
Així doncs, el *crossover* consisteix en un HPF i un LPF amb la mateixa freqüència de tall, alimentats amb el mateix senyal d'àudio amplificat. La sortida de l'HPF s'envia al tweeter i la sortida del LPF al woofer, tal i com es mostra en la figura 46.

Figura 46. Diagrama de blocs d'un crossover de dues vies



En aquest primer exemple, anem a optar per un disseny de primer ordre. Podem, per tant, usar un LPF tipus RL i un HPF tipus RC, a on la resistència (R) de cada filtre és precisament la impedància del seu altaveu corresponent, tal com ho il·lustra l'esquema de la figura 47.

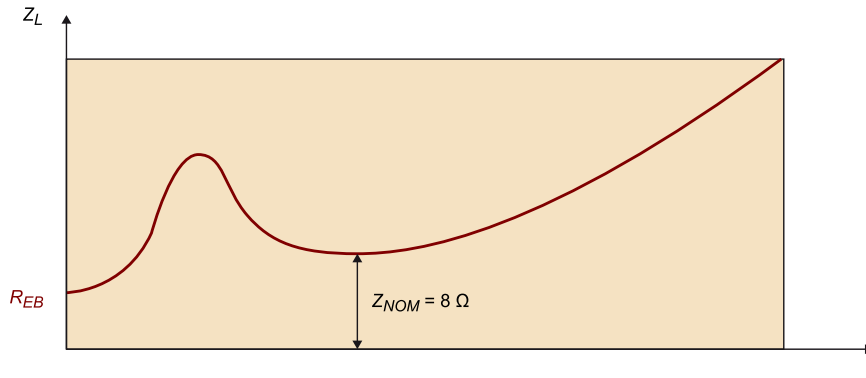
Figura 47. Circuit separador de vies de primer ordre



3.3.2. Xarxa Zobel

Existeix, no obstant això, una problemàtica en l'exemple plantejat en el subapartat anterior. Per dissenyar els filtres, cal conèixer la impedància de càrrega (Z_L) que presenta cada altaveu. De fet, la impedància d'un altaveu no és purament resistiva, sinó que obeeix a una corba típica amb un pic ressonant a baixa freqüència i un pendent ascendent a les altes freqüències, tal com s'il·lustra en la figura 48.

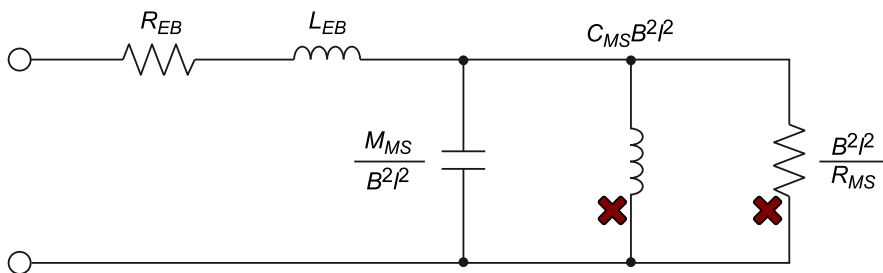
Figura 48. Impedància característica d'un altaveu



El fabricant sol proporcionar R_{EB} (resistència elèctrica de la bobina de l'altaveu en corrent continu) i Z_{NOM} (impedància nominal situada en el mínim després de la ressonància). Així i tot, **el fet que la impedància de càrrega variï amb la freqüència dificulta el disseny del filtre i s'ha de solucionar mitjançant una xarxa de compensació denominada xarxa Zobel.**

La xarxa Zobel se situa normalment en paral·lel a l'altaveu i té com a missió **compensar una impedància complexa, convertint-la en purament resistiva**. En el cas que ens ocupa, n'hi ha prou amb **compensar l'increment d'impedància en les freqüències mitjanes-altes, ja que la freqüència de tall del filtre separador de vies es situa sempre en aquest marge, lluny de la freqüència de ressonància de l'altaveu**. A aquest efecte, recordem que un altaveu es pot modelitzar a través del seu circuit elèctric equivalent, mostrat en la figura 49:

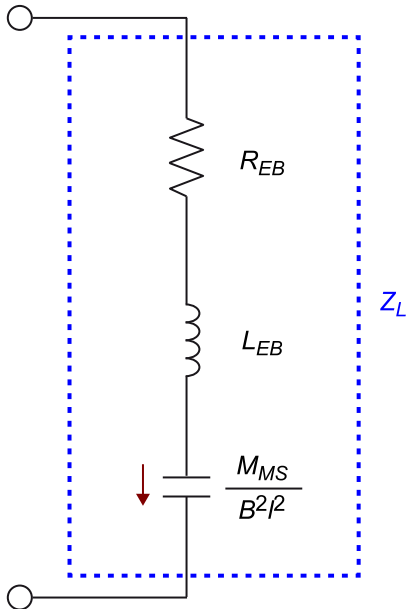
Figura 49. Circuit equivalent d'un altaveu



A partir de la freqüència en la qual la impedància torna a incrementar-se després de passar per la ressonància (veure figura 48), l'altaveu està controlat per massa, per la qual cosa tant la seva resistència mecànica (R_{MS}) com la seva compliància mecànica (C_{MS}) poden considerar-se menyspreables, quedant el circuit equivalent representat per la **resistència R_{EB}** , la **bobina L_{EB}** i el condensador de valor $\frac{M_{MS}}{B^2I^2}$. A més, atès que per a les freqüències mitjanes-altes, que són les rellevants en el problema que ens ocupa, la inductància elèctrica

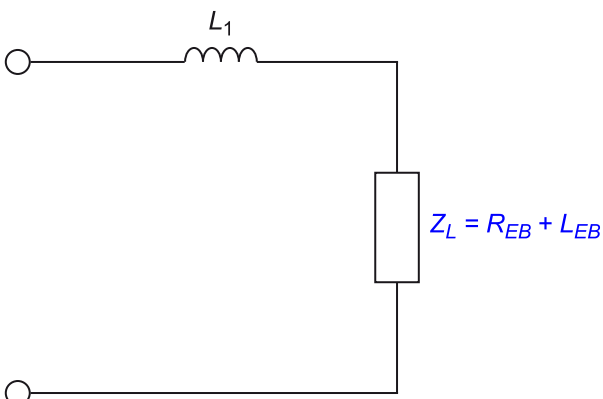
de la bobina L_{EB} domina sobre la massa mecànica del sistema (M_{MS}), el circuit equivalent de l'altaveu es pot simplificar encara més, menyspreant l'aportació del condensador $\frac{M_{MS}}{B^2 l^2}$.

Figura 50. Circuit equivalent de l'altaveu simplificat per a freqüències mitjanes-altes. A mesura que la freqüència augmenta, la inductància elèctrica de la bobina domina sobre la massa mecànica del sistema



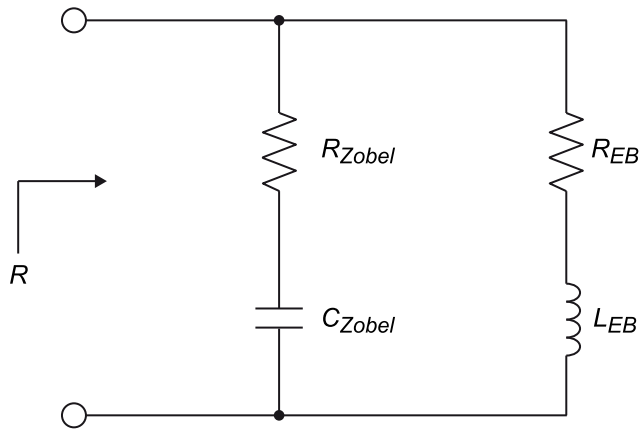
Si s'intenta construir un LPF format per la impedància de l'altaveu i una bobina, tal com s'apunta en la figura 51, s'observa un **comportament erràtic en el qual la freqüència de tall varia en funció de la impedància elèctrica de la bobina**. Aquesta possible solució no és vàlida per a aplicacions Hi-Fi.

Figura 51. LPF format per L_1 i la impedància equivalent de l'altaveu (sense compensació mitjançant xarxa Zobel)



La solució a aquest problema passa per intercalar **una xarxa Zobel compensadora, composta per una resistència (R_{ZOBEL}) i un condensador (C_{ZOBEL})**, de manera que Z_L sigui constant; és a dir, que no variï amb la freqüència, que sigui purament resistiva (R).

Figura 52. Conjunt xarxa Zobel en paral·lel amb la impedància equivalent de l'altaveu a freqüències mitjanes-altes



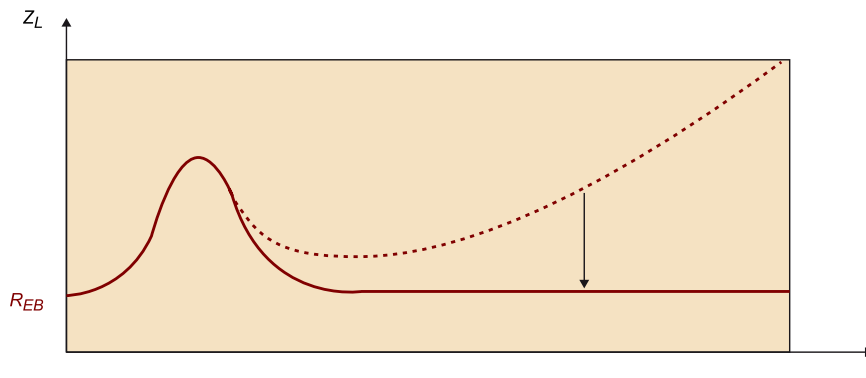
La xarxa Zobel es calcula de manera que:

$$R_{ZOBEL} = R_{EB} \quad (49)$$

$$C_{ZOBEL} = \frac{L_{EB}}{R_{EB}^2} \quad (50)$$

Així, el conjunt xarxa Zobel més altaveu presenta una impedància que, com es pot observar en la figura 53, es manté constant per a freqüències mitjanes-altes (una vegada superada la freqüència de ressonància de l'altaveu).

Figura 53. Impedància de l'altaveu compensada mitjançant una xarxa Zobel



El principal avantatge d'aquesta estratègia és que **l'altaveu presenta una resistència constant per a qualsevol freqüència dins del seu marge de treball.**

No obstant això, també presenta alguns efectes secundaris:

- Es dissipa més potència en forma de calor en R_{ZOBEL} .
- La nova impedància de baix valor (R_{EB}) pot suposar un estrès addicional per a l'amplificador encarregat de moure l'altaveu.

3.3.3. Càlcul dels filtres

Una vegada afegida la xarxa Zobel en paral·lel a l'altaveu, considerarem el conjunt com una única unitat. Ara, recordant la figura 47 i prenent les equacions de disseny del LPF RL i de l'HPF RC, ja podem dissenyar el filtre separador segons les nostres especificacions:

- Freqüència d'encreuament fixada a $f_c = 2,5$ kHz (veure subapartat 3.3.1).
- Dades proporcionades pel fabricant del *woofer*: $R_{EB} = 6,2 \Omega$ i $L_{EB} = 1,5$ mH.
- Dades proporcionades pel fabricant del *tweeter*: $Z_{NOM} = 8 \Omega$.

En primer lloc, i mitjançant les equacions (49) i (50), dissenyem la xarxa Zobel:

$$R_{ZOBEL} = R_{EB} = 6,2 \Omega \quad (51)$$

$$C_{ZOBEL} = \frac{L_{EB}}{R_{EB}^2} \cong 40 \mu\text{F} \quad (52)$$

En segon lloc, i mitjançant l'equació (35), calculem el valor de L_1 (la bobina del LPF RL):

$$\omega_c = 2\pi f_c = \frac{R_{EB}}{L_1} \rightarrow L_1 = \frac{R_{EB}}{2\pi f_c} = \frac{6,2}{2\pi \cdot 2500} \cong 0,4 \text{ mH} \quad (53)$$

En tercer lloc, podem dissenyar l'HPF que servirà per quedar-nos amb les altes freqüències destinades al *tweeter*. En general, el *tweeter* no necessita cap xarxa de compensació Zobel, en ser la seva impedància relativament constant en el marge de freqüències de treball. Així, considerant la impedància nominal (Z_{NOM}) del *tweeter* proporcionada pel fabricant, mitjançant l'equació (23) calculem el valor de C_1 (el condensador de l'HPF RC):

$$\omega_c = 2\pi f_c = \frac{1}{Z_{NOM} C_1} \rightarrow C_1 = \frac{1}{2\pi f_c Z_{NOM}} = \frac{1}{2\pi \cdot 2500 \cdot 8} \cong 7,9 \mu\text{F} \quad (54)$$

Consideracions pràctiques

Els filtres *crossover* passius inclouen bobines i condensadors els valors dels quals s'obtenen mitjançant els càlculs aquí exposats. No obstant això, al mercat no es troba mai el component el valor del qual sigui exactament el calculat. Per exemple, el nostre condensador hauria de ser de 7,9 μF , però els valors fàcilment disponibles al mercat són de 8,2 μF o 10 μF . D'aquesta manera, quedarà lleugerament modificada la freqüència d'encreuament (cosa irrellevant en la pràctica) i haurèm de reajustar el càlcul de la inductància L_1 perquè coincideixin les freqüències de tall del LPF i l'HPF.

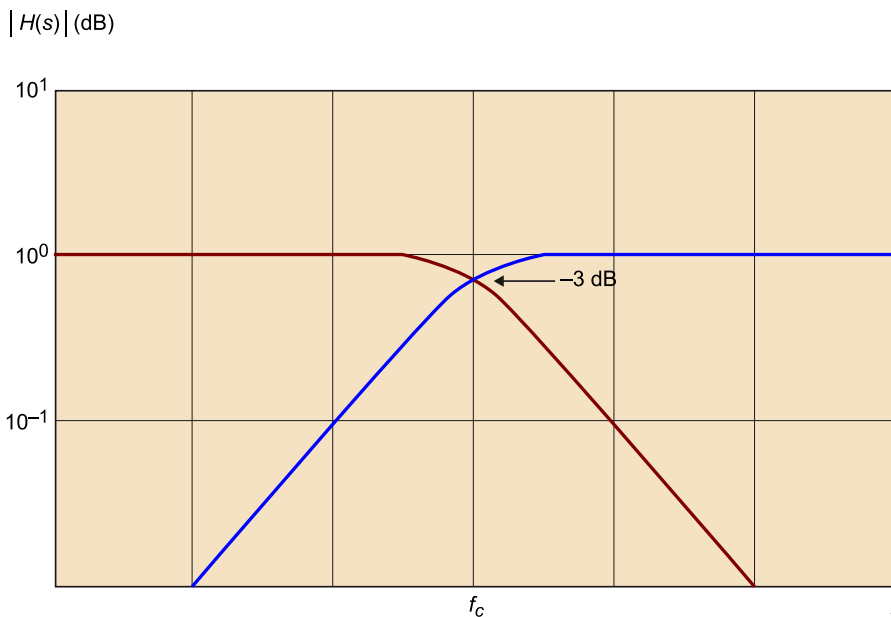
Així mateix, convé destacar que els condensadors, malgrat tenir valors de capacitat relativament alts, han de ser de tipus «no polaritzat», ja que a través seu circularan corrents d'àudio amb semicicles positius i també negatius. No s'ha d'emprar, per tant, el típic condensador electrolític polaritzat amb terminals positiu i negatiu.

Quant a les bobines, construir una inductància de valor determinat que suporti la potència requerida i tingui una grandària acceptable és un veritable repte, ja que entren en joc moltes variables. Per evitar efectes no lineals de les bobines, tals com la saturació o la histèresi, en àudio és preferible utilitzar bobinatges amb nucli d'aire. A la web, hi ha disponibles diferents eines en línia de disseny que permeten calcular els paràmetres rellevants de construcció de la bobina: les dimensions físiques, el calibre necessari, el nombre de voltes i de nivells superposats, etc.

3.3.4. Resposta combinada del separador de vies

La figura 54 mostra la resposta en freqüència del filtre separador de vies. S'observa que en el punt d'encreuament, la magnitud de la resposta d'ambdós filtres és de -3 dB. Si avaluem ambdues funcions de transferència en aquest punt (ω_0) i sumem els resultats, podem comprovar que la suma elèctrica en el punt d'encreuament és igual a 1, és a dir, de 0 dB. Per tant, la resposta conjunta és perfectament plana.

Figura 54. Resposta en freqüència ($|H(s)|$ amb $s = j\omega$) del filtre separador de vies. En el punt d'encreuament, les dues respostes presenten una atenuació de 3 dB. La suma d'ambdues és de 0 dB, per tant, la resposta freqüencial combinada és plana



Prenem les equacions canòniques de l'HPF i el LPF de primer ordre, és a dir, les equacions (22) i (28), respectivament, substituïm la variable s per $j\omega$ i les avaluem en ω_o :

$$H_{HPF}(j\omega_o) = \frac{j\omega_o}{j\omega_o + \omega_o}$$

$$H_{LPF}(j\omega_o) = \frac{\omega_o}{j\omega_o + \omega_o} \quad (55)$$

Sumant ambdues respostes, podem comprovar que el valor conjunt en el punt d'encreuament del filtre separador de vies és de 0 dB (independentment de quin sigui el valor concret del punt d'encreuament, és a dir, de ω_o):

$$H_{HPF}(j\omega_o) + H_{LPF}(j\omega_o) = \frac{j\omega_o}{j\omega_o + \omega_o} + \frac{\omega_o}{j\omega_o + \omega_o} = \frac{j\omega_o + \omega_o}{j\omega_o + \omega_o} = 1 \rightarrow 0 \text{ dB} \quad (56)$$

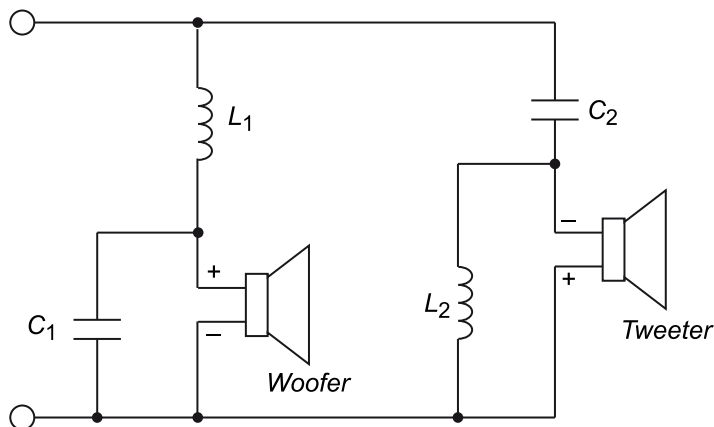
3.3.5. Filtre separador de vies de segon ordre

El disseny d'un **filtre separador de vies de segon ordre** és equivalent al d'un de primer ordre. L'avantatge d'aquest disseny resideix en una **millor separació entre la via de greus i la d'aguts**.

La figura 55 mostra el diagrama d'un separador de vies de segon ordre. El *woofer* és atacat mitjançant un LPF RLC, i el *tweeter* mitjançant un HPF RLC. En ambdós casos, l'altaveu actua com a resistència i, igual que en l'exemple anteriorment estudiat per al separador de vies de primer ordre, cal implementar una xarxa Zobel pel *woofer*.

Una vegada feta la compensació d'impedància mitjançant la xarxa Zobel, es poden obtenir els valors de L_1 i C_1 (LPF) i de L_2 i C_2 (HPF) aplicant les condicions de disseny d'un filtre de Butterworth, especificades en l'equació (57).

Figura 55. Filtre separador de vies de segon ordre



$$L_1 = L_2 = \frac{R_L \sqrt{2}}{2\pi f_c}$$

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{2\pi f_c R_L \sqrt{2}} \quad (57)$$

a on R_L representa la impedància de càrrega resistiva una vegada afegida la xarxa Zobel al woofer.

Prenent les equacions (37) i (38), i recordant que el factor de qualitat d'un filtre de Butterworth és $Q = \frac{1}{\sqrt{2}}$, s'obté la resposta conjunta dels dos filtres:

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + \sqrt{2} \omega_0 s + \omega_0^2} + \frac{\omega_0^2}{s^2 + \sqrt{2} \omega_0 s + \omega_0^2} = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \sqrt{2} \omega_0 s + \omega_0^2} \quad (58)$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_{H_{HPF}(s)} \quad \underbrace{\hspace{10em}}_{H_{LPF}(s)}$

Substituint la variable s per $j\omega$ en l'equació (58) i avaluant-la en la freqüència d'encreuament ω_0 , s'obté el següent:

$$H(j\omega_0) = \frac{-\omega_0^2}{-\omega_0^2 + j\sqrt{2} \omega_0^2 + \omega_0^2} + \frac{\omega_0^2}{-\omega_0^2 + j\sqrt{2} \omega_0^2 + \omega_0^2} = \frac{-\omega_0^2 + \omega_0^2}{j\sqrt{2} \omega_0^2} = 0 \quad (59)$$

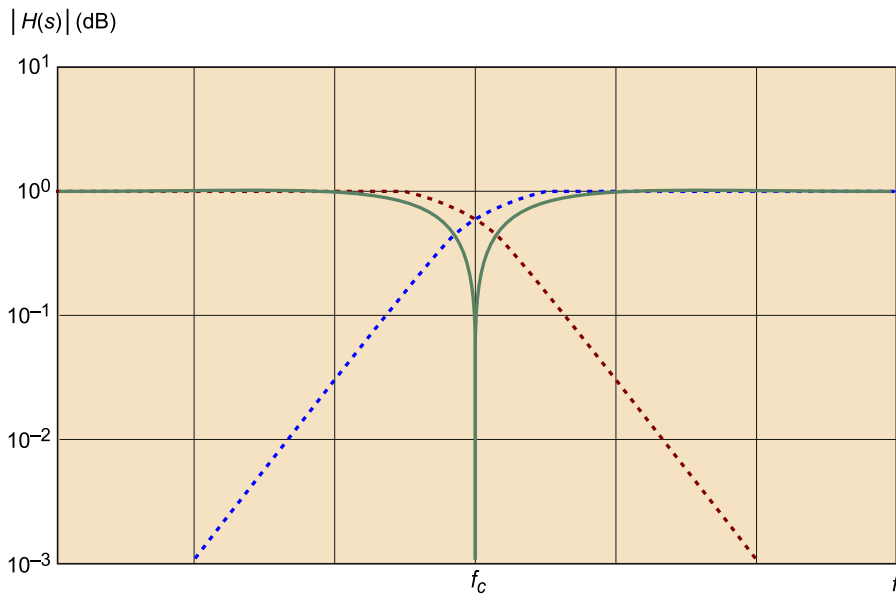
$\underbrace{\hspace{10em}}_{H_{HPF}(j\omega_0)} \quad \underbrace{\hspace{10em}}_{H_{LPF}(j\omega_0)}$

El resultat demostra que, **en la freqüència d'encreuament, els dos altaveus radien en contrafase** (quan el *woofer* es mou cap a davant, el *tweeter* ho fa cap a enrere), per la qual cosa el resultat global és zero. La resposta en freqüència del conjunt es pot apreciar en la figura 56.

Evidentment, aquest resultat és inacceptable, ja que l'objectiu és obtenir una resposta conjunta que sigui plana. La correcció d'aquest problema consisteix a **invertir la fase d'un dels transductors, de manera que, en la freqüència d'encreuament, estiguin sincronitzats precisament en fase**. Aquesta estratègia és denominada **correcció de fase**.

Si tornem a l'equació (59) i invertim, per exemple, la fase de la funció de transferència de l'HPF ($-H_{HPF}(j\omega_0)$), s'obté el resultat mostrat en l'equació (60).

Figura 56. Resposta en freqüència ($|H(s)|$ amb $s = j\omega$) conjunta del filtre separador de vies de segon ordre sense correcció de fase



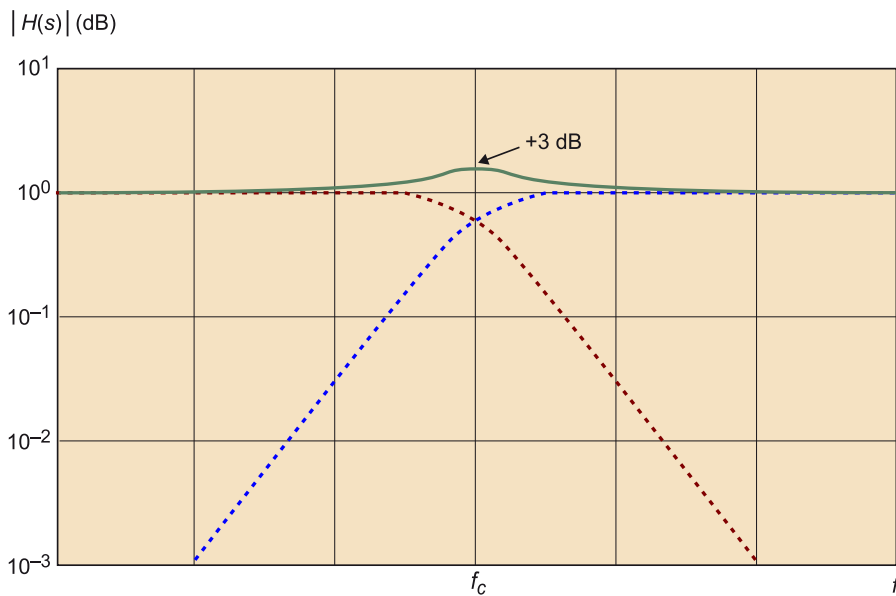
$$H(j\omega_o) = \frac{\omega_o^2}{- \omega_o^2 + j\sqrt{2} \omega_o^2 + \omega_o^2} + \frac{\omega_o^2}{- \omega_o^2 + j\sqrt{2} \omega_o^2 + \omega_o^2} = \frac{2\omega_o^2}{j\sqrt{2} \omega_o^2} = \frac{2}{j\sqrt{2}} = -j\sqrt{2} \quad (60)$$

Avaluant el mòdul de la resposta obtinguda en l'equació (60), s'observa que:

$$|H(j\omega_o)| = |-j\sqrt{2}| = \sqrt{2} \rightarrow 3 \text{ dB} \quad (61)$$

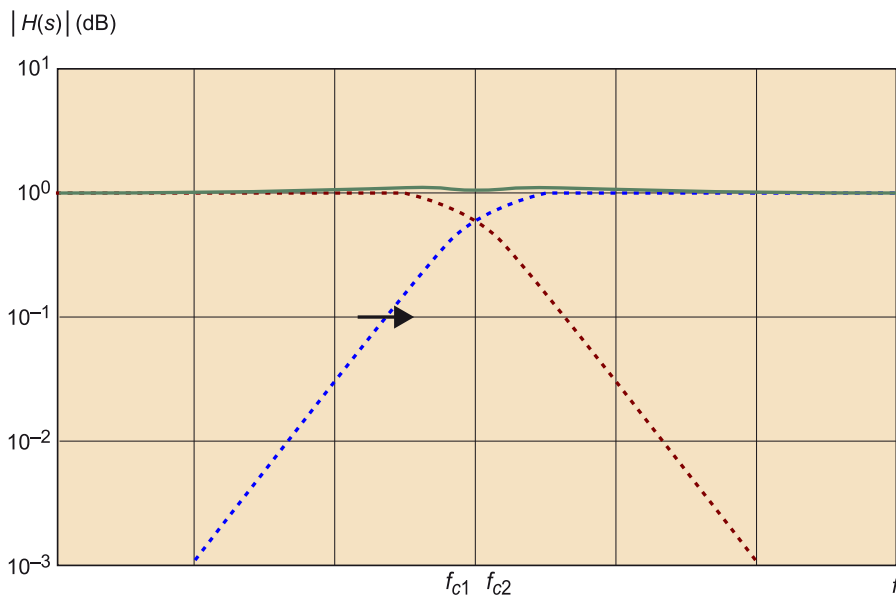
Aquest resultat és il·lustrat en la figura 57.

Figura 57. Resposta en freqüència ($|H(s)|$ amb $s = j\omega$) conjunta del filtre separador de vies de segon ordre amb correcció de fase



S'observa ara que, inclús havent corregit el problema de la contrafase, la resposta obtinguda segueix sense ser plana, ja que, en lloc d'un zero, la resposta conjunta presenta un guany de +3 dB en la freqüència d'encreuament. Aquest nou inconvenient pot corregir-se **separant lleugerament les freqüències de tall del LPF i l'HPF**, obtenint així una resposta conjunta com la qual s'observa en la figura 58.

Figura 58. Resposta en freqüència ($|H(s)|$ amb $s = j\omega$) conjunta del filtre separador de vies de segon ordre amb correcció de fase i lleuger desplaçament de la freqüència de tall de l'HPF



Consideracions sobre la potència radiada

En un sistema de diverses vies, és molt probable que la sensibilitat dels distints transductors implicats sigui diferent. Habitualment, la sensibilitat del *woofer* és inferior que la sensibilitat del *tweeter*.

Suposem, per exemple, que la sensibilitat del *woofer*, indicada pel fabricant, és de 98 dB_{SPL} @1 W, 1 m i la del *tweeter* de 101,5 dB_{SPL} @1 W, 1 m. Hi ha, per tant, un desequilibri de 3,5 dB a favor del *tweeter*. Això provoca que un sistema amb un **crossover passiu com el dissenyat prèviament soni massa agut**.

La solució adoptada generalment consisteix a **atenuar la via més sensible**, que, en el nostre cas, és el *tweeter*. A aquest efecte, es sol inserir un atenuador resistiu de tipus L-Pad entre el filtre i l'altaveu.

3.4. Filtres actius

Els **filtres actius** són circuits electrònics que es basen en l'ús de **components actius** (transistors i/o, sobretot, **amplificadors operacionals**) i que, entre altres coses, faciliten la implementació de **filtres d'ordre elevat**.

Qualsevol filtre passiu pot convertir-se en actiu usant amplificació en l'entrada i en la sortida del circuit. A més de proporcionar un guany determinat, l'amplificador operacional també proporciona una **separació (buffer) entre**

etapes, ja que atorga al filtre una impedància d'entrada alta i una impedància de sortida baixa. Aquest fet és de gran importància i utilitat, ja que possibilita la connexió del filtre a altres circuits sense haver de preocupar-se d'efectes d'acoblament mutu.

Alguns tipus de filtres actius utilitzen condensadors i bobines en el llaç de realimentació d'una etapa amplificadora, la qual cosa permet el disseny de circuits més polivalents amb menys components.

En la pràctica, la principal avantatge d'un filtre actiu és que **pot construir-se de manera més miniaturitzada, especialment a baixes freqüències**. Les bobines en els dissenys passius solen ser molt voluminoses i, per tant, molt costoses. Prescindir de les bobines evita també l'aparició d'interferències que poden produir-se a baixa freqüència.

Per contrapartida, un filtre actiu és més complex, ja que **conté més components electrònics**, requereix d'una **font d'alimentació** i té un **marge dinàmic limitat** (per dalt, per la tensió d'alimentació, i, per baix, pel soroll intern en els amplificadors).

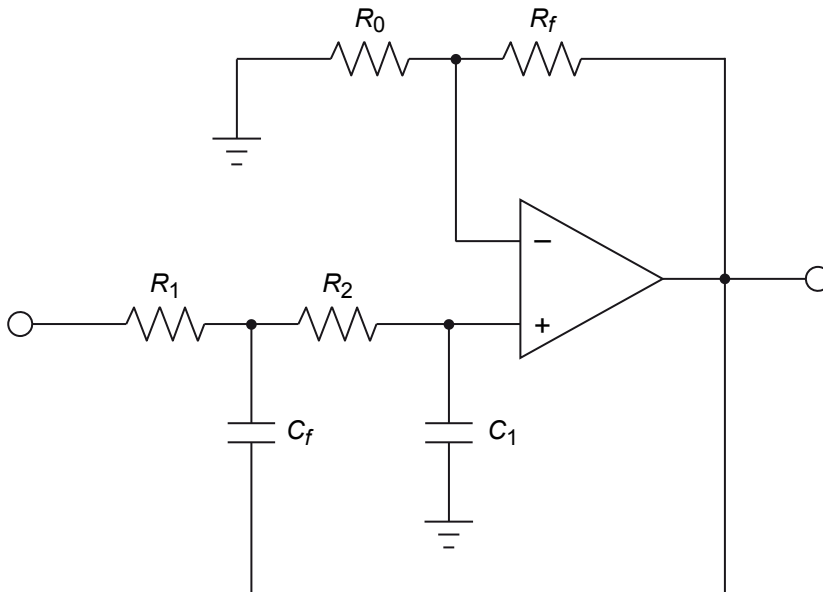
3.4.1. Tipologies de filtres actius

Les dues tipologies de filtres actius més utilitzades en l'electrònica d'àudio són els filtres Sallen-Key i els filtres State Variable. Ambdós tipus de filtres actius es basen en la utilització d'amplificadors operacionals.

1) Filtre Sallen-Key

El filtre Sallen-Key és un filtre actiu que permet implementar **LPF o HPF de segon ordre amb un pendent d'atenuació de 12 dB/oct**. En la figura 59 es mostra l'esquema típic d'un LPF Sallen-Key.

Figura 59. Esquema d'un LPF Sallen-Key



La funció de transferència genèrica d'aquest circuit és la següent:

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{k}{s^2(R_1R_2C_1C_f) + s(R_1C_1 + R_2C_1 + R_1C_f(1-k)) + 1} \quad (62)$$

essent k el guany del filtre en la banda passant, que depèn de la xarxa de realimentació composta per R_f i R_o :

$$k = 1 + \frac{R_f}{R_o} \quad (63)$$

Comparant els denominadors de les equacions (62) i (37), obtenim tant la freqüència de tall (f_c , expressada en Hz) com el factor de qualitat (Q) del filtre:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_f}}$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_1R_2C_1C_f}}{R_1C_1 + R_2C_1 + R_1C_f(1-k)} \quad (64)$$

A partir d'aquesta equació, es poden aplicar certes simplificacions per facilitar el disseny. D'entre elles, les dues que s'enuncien a continuació són les més pràctiques.

Simplificació 1: Fixar els components del filtre com a ràtios i forçar un guany unitari.

Si fem que $R_1 = mR_2$, $C_f = nC_1$ i $k = 1$, la freqüència de tall i el factor de qualitat del filtre queden com:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C_1 \sqrt{mn}}$$

$$Q = \frac{\sqrt{mn}}{m+1} \quad (65)$$

L'avantatge és que el **guany en la banda passant serà unitari**. No obstant això, existirà una interacció entre f_c : si variem una, canvia l'altra. En dissenyar el filtre, hauran de fer-se els càlculs en el següent ordre:

- 1) Es determinen els ràtios m i n per fixar un valor de Q .
- 2) Es fixa un valor de C_1 i es calcula R_2 per obtenir la f_c desitjada.

Simplificació 2: Fixar components d'igual valor.

El procediment de disseny més habitual d'un filtre Sallen-Key consisteix a implementar la següent simplificació, denominada **filtre Sallen-Key amb components d'igual valor**:

$$R_1 = R_2 = R$$

$$C_1 = C_f = C \quad (66)$$

D'aquesta manera, i des de l'equació (62), la funció de transferència que s'obté és la següent:

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{R^2 C^2} \frac{k}{s^2 + \frac{(3-k)}{RC} s + \frac{1}{R^2 C^2}} \quad (67)$$

De nou, comparant les equacions (67) i (37), obtenim la freqüència de tall (f_c) i el factor de qualitat (Q) del filtre:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$Q = \frac{1}{3-k} \quad (68)$$

Les propietats del filtre Sallen-Key amb components d'igual valor són les següents:

- El factor de qualitat del filtre (Q) depèn únicament de k , per la qual cosa es pot ajustar variant únicament el valor d'una resistència (R_f o R_o , veure equació (63)) sense que aquest fet modifiqui la freqüència de tall del filtre (f_c).

- El LPF Sallen-Key es pot convertir en HPF intercanviant la posició de les resistències i els condensadors que afecten a la funció de filtrat: R_1 , R_2 , C_1 i C_f .
- Quan es dissenyen filtres amb valors de Q molt elevats ($Q > 50$), es solen posar en cascada varis filtres amb valors de Q més reduïts, ja que una sola etapa amb un factor de qualitat tan alt tendeix a autooscil·lar.

Finalment, l'estudi de l'HPF Sallen-Key és pràcticament idèntic al del LPF. En aquest cas, la funció de transferència genèrica és:

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{ks^2R_1R_2C_1C_f}{s^2(R_1R_2C_1C_f) + s(R_1C_1 + R_2C_1 + R_1C_f(1-k)) + 1} \quad (69)$$

Les expressions que s'obtenen per a la freqüència de tall i el factor de qualitat són les mateixes que pel LPF (veure equació (64)) i es poden aplicar les mateixes simplificacions.

Exemple 2

Es demana dissenyar un HPF Sallen-Key amb resposta Butterworth i freqüència de tall de 250 Hz.

Solució

Per simplificar les coses, i atès que no hi ha cap requeriment que ho impedeixi, dissenyarem un HPF Sallen-Key amb components d'igual valor, segons l'equació (66).

Comencem calculant el guany k a partir de l'equació (68), recordant que en un filtre tipus Butterworth $Q = \frac{1}{\sqrt{2}}$:

$$Q = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$Q = \frac{1}{3-k} \rightarrow k = 3 - \frac{1}{Q} = 3 - \sqrt{2} \cong 1,58 \quad (70)$$

A continuació, per calcular R_f i R_o , partim de l'equació (63) i fixem $R_o = 10 \text{ k}\Omega$:

$$k = 1 + \frac{R_f}{R_o} \rightarrow R_f = R_o(k - 1) = 10000(1,58 - 1) = 5,8 \text{ k}\Omega \quad (71)$$

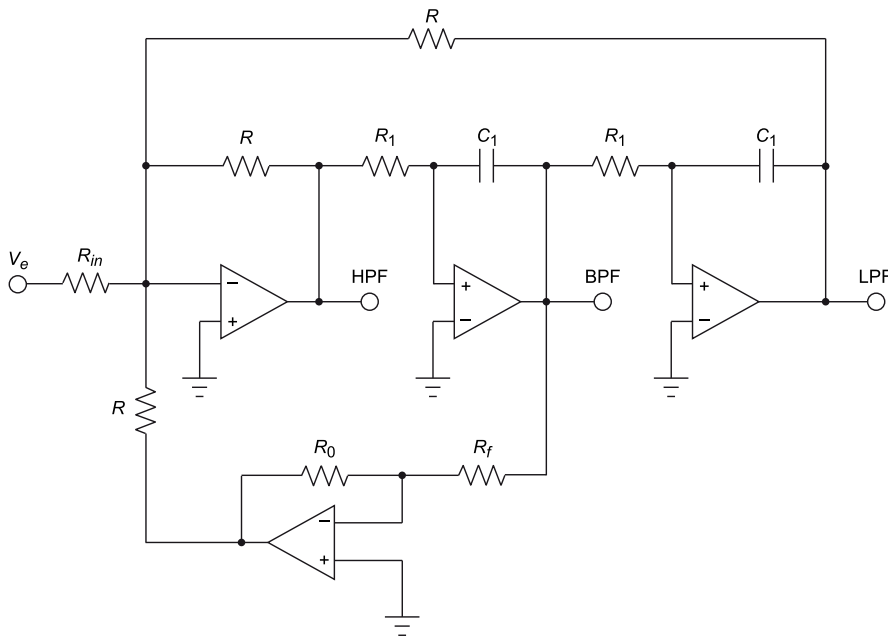
Finalment, calculem els components relacionats amb la freqüència de tall, a saber: r i C . De nou, a partir de l'equació (68) i fixant $R = 10 \text{ k}\Omega$, obtenim:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \rightarrow C = \frac{1}{2\pi R f_c} = \frac{1}{2\pi \cdot 10000 \cdot 250} \cong 64 \text{ nF} \quad (72)$$

2) Filtre State Variable

El filtre State Variable és un filtre actiu que consisteix en dos LPF, una etapa sumadora i un amplificador que controla la quantitat de realimentació. Un mateix filtre State Variable permet obtenir, alhora, un LPF, un HPF i un BPF, tots ells de segon ordre. L'esquema del circuit es pot observar en la figura 60.

Figura 60. Filtre State Variable mitjançant el qual es poden obtenir simultàniament un LPF, un BPF i un HPF, tots de segon ordre



El funcionament del filtre State Variable es basa en les característiques d'amplitud i de fase de les etapes passa-baix per generar les tres sortides:

- A altes freqüències, les seccions passa-baix (R_1 i C_1) atenuen el senyal, provocant que el senyal de realimentació sigui escàs. Per tant, el senyal no surt afectat en la sortida HPF.
- A mesura que la freqüència del senyal d'entrada s'apropa a la freqüència de ressonància, el senyal s'incrementa, tant en la sortida BPF com en la LPF. Això provoca, en primer lloc, un augment de la realimentació positiva de la secció BPF, provocant un pic en la resposta.
- Quan el senyal d'entrada està per sota de la freqüència de ressonància, el desfasament net d'ambdues seccions passa-baix és de 180° , la qual cosa provoca realimentació negativa i, per tant, una atenuació en la sortida HPF.

Igual que en un filtre Sallen-Key, **la freqüència de tall es pot ajustar variant R_1 o C_1** (dues resistències o dos condensadors) i mantenint constants els altres components:

$$\omega_c = \omega_o = \frac{1}{R_1 C_1} \quad (73)$$

Així mateix, **el factor de qualitat es pot ajustar independentment mitjançant el llaç de realimentació de la secció passa-banda**, controlada per la ràtio $\frac{R_f}{R_0}$:

$$Q = \frac{R_f}{R_o} \quad (74)$$

Finalment, el guany general (G) s'ajusta mitjançant la resistència R_{in} :

$$G = \frac{R_1}{R_{in}} \quad (75)$$

3.4.2. Aplicacions dels filtres actius

Finalment, en aquest subapartat s'expliquen molt breument dos de les aplicacions dels filtres actius més habituals en l'àmbit de l'àudio:

- L'equalitzador paramètric.
- L'equalitzador gràfic.

1) Equalitzador paramètric

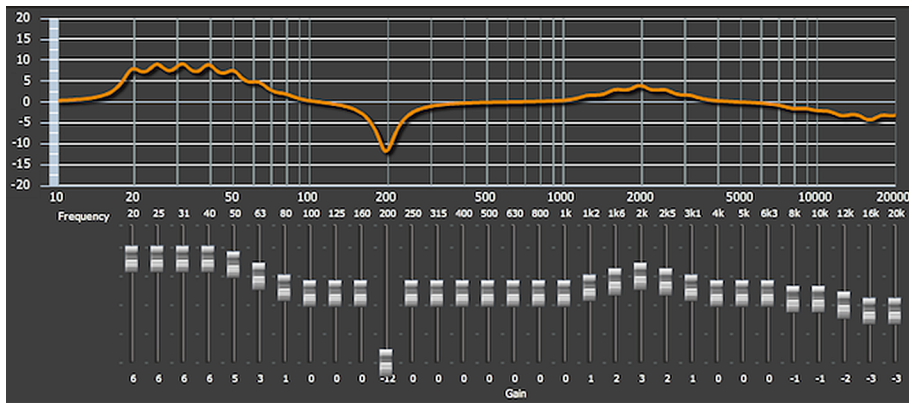
Es denomina **filtre paramètric** a aquell que **permet modificar independentment els seus tres paràmetres fonamentals**:

- La freqüència de tall.
- El factor de qualitat.
- El guany (o atenuació).

En un equalitzador comercial per a aplicacions musicals, s'utilitzen fins a cinc bandes per controlar la tonalitat d'un senyal musical, des dels greus fins als aguts. En les taules de mesclades, s'empra habitualment un equalitzador paramètric a cada canal d'entrada.

2) Equalitzador gràfic

La figura 61 mostra l'aspecte d'un equalitzador gràfic. Mitjançant una sèrie de lliscadors (*faders*) es pot **ajustar la resposta en freqüència de manera molt directa i visible, de forma gràfica** (veure subapartat 4.2.5 per a més detalls). Simplement observant la posició dels *faders*, es pot extrapolar la resposta en freqüència.

Figura 61. Equalitzador gràfic: *faders* (a baix) i resposta en freqüència (a dalt)

Els equalitzadors gràfics s'usen principalment per **corregir defectes en sistemes de reforç sonor o megafonia**. Si, per exemple, una determinada sala de concerts té una ressonància a 200 Hz, es baixa el *fader* corresponent (com, de fet, es mostra en la figura 61) per evitar excitar aquest mode propi. Els equalitzadors gràfics professionals solen tenir 31 bandes distribuïdes segons terços d'octava.

4. Taules de mescles

Una **taula de mescles** (o **mesclador**) és el centre neuràlgic de qualsevol estudi d'enregistrament, postproducció d'àudio o actuació musical en directe.

En una taula de mescles conflueix una sèrie de senyals d'àudio provinents de les fonts més diverses (senyals de micròfons i de línia) i d'ella surt una sèrie de senyals cap a diferents destinacions (altaveus, gravadors, monitoratge, etc.)

De forma resumida, les **funcions d'un mesclador** són les següents:

- Ajustar el volum i mesclar un conjunt de senyals d'entrada.
- Encaminar la mescla resultant a la destinació adequada.
- Afegir efectes i/o processament quan sigui necessari.

Al mercat podem trobar taules de mescles de molts tipus i molts preus. Segons l'aplicació, la diversitat de models és bastant extensa. En general, els mescladors estan dissenyats (tant electrònica com ergonòmicament) per encaixar en diverses **aplicacions**:

1) Estudi d'enregistrament. L'ús principal és la gravació i la mescla multipista. En la fase d'enregistrament, es capten els senyals dels diferents instruments, un a cada canal del mesclador, i s'encaminen cap al sistema d'enregistrament multipista. En aquest pas es procura captar els senyals amb el mínim processament, únicament el guany suficient per portar cada senyal fins al nivell nominal del mesclador.

En la fase de mescla, es reproduïxen des del gravador les pistes gravades i s'ajusta el nivell de cada instrument per aconseguir un so conjunt estèticament agradable.

El disseny electrònic ha de ser de gran qualitat per garantir un ample de banda i un marge dinàmic excel·lents.

2) Sonorització d'espectacles en directe. A banda de disposar del màxim nombre de canals d'entrada possibles, un mesclador per a sonorització ha de poder controlar el monitoratge dels diversos músics i, de forma independent, ajustar el senyal dirigit al públic.

3) **Discoteca.** Els mescladors de discoteca tenen unes característiques molt concretes. Tenen pocs canals d'entrada, però disposen de funcions especials que els DJ aprofiten creativament (com, per exemple, el *crossfader*, equalitzacions extremes i efectes diversos).

4) **Broadcast.** En els mescladors que s'utilitzen en ràdio i televisió és de gran importància l'ergonomia, doncs el seu ús ha de ser ràpid i segur. No es pot permetre una fallada electrònica, raó per la qual molts d'ells ofereixen circuïteria redundant i un disseny modular.

Més allà del camp d'aplicació, les **característiques principals** de qualsevol taula de mescles són les següents:

- **Nombre de canals d'entrada:** les entrades poden ser de micròfon o de línia per connectar fonts com instruments electrònics, reproductors, etc. Aquest nombre pot variar, des de 2 fins a 48 en taules analògiques.
- **Nombre de subgrups:** els mescladors de gamma mitjana i alta ofereixen la possibilitat d'agrupar diversos canals d'entrada (per exemple, 6 micròfons d'una bateria) amb l'objectiu de processar-los i controlar el seu volum en la mescla de manera conjunta. El nombre de subgrups pot variar de 0 a 8.
- **Nombre de sortides principals:** tot mesclador té almenys una sortida principal que proporciona la mescla de tots els canals. Addicionalment, poden existir altres sortides independents per a aplicacions concretes (com, per exemple, per a enregistrament o monitoratge).
- **Prestacions addicionals:** equalització, canals auxiliars, sortides directes, etc.

Tecnològicament, un mesclador d'àudio consisteix en blocs funcionals molt habituals en l'electrònica. Observant el seu esquema, podrem trobar, bàsicament, amplificadors, filtres, VU-metres, sumadors i commutadors. Als següents apartats i mitjançant l'esquema d'un exemple concret d'una taula de mescles real, identificarem aquests blocs funcionals sense perdre de vista la seva utilitat en el conjunt del mesclador:

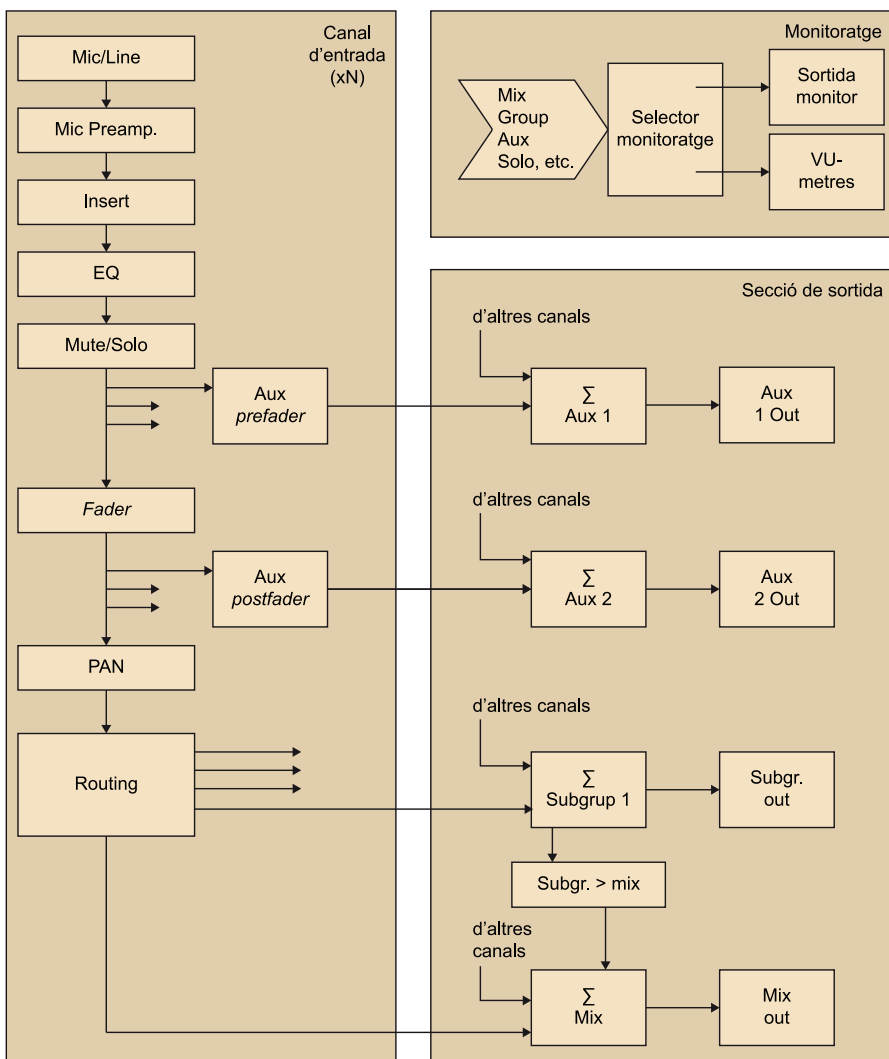
- En primer lloc, el diagrama d'una taula de mescles genèrica és presentat a l'apartat 4.1.
- A continuació, tots els blocs fonamentals que intervenen en el processament del senyal d'àudio que té lloc en una taula de mescles són estudiats a l'apartat 4.2, a partir d'un model concret i real de taula de mescles.
- Finalment, a l'apartat 4.3 s'estudien d'altres prestacions que també proporcionen les taules de mescles.

4.1. Diagrama general d'una taula de mescles

El diagrama general d'una taula de mescles és mostrat en la figura 62. Aquest esquema representa una taula de mescles genèrica, composta per tres seccions principals:

- **Canals d'entrada:** el requadre verd mostra un dels múltiples canals d'entrada dels quals disposa el mesclador. Els anomenarem CANAL 1, CANAL 2, etc.
- **Secció de monitoratge.**
- **Secció de sortida:** els blocs que inclouen el símbol « Σ » són blocs sumadors que sumen el senyal del CANAL 1 (el mostrat en la figura) amb els senyals provinents de la resta de canals.

Figura 62. Diagrama general d'una taula de mescles. Es mostra solament un dels varis canals d'entrada

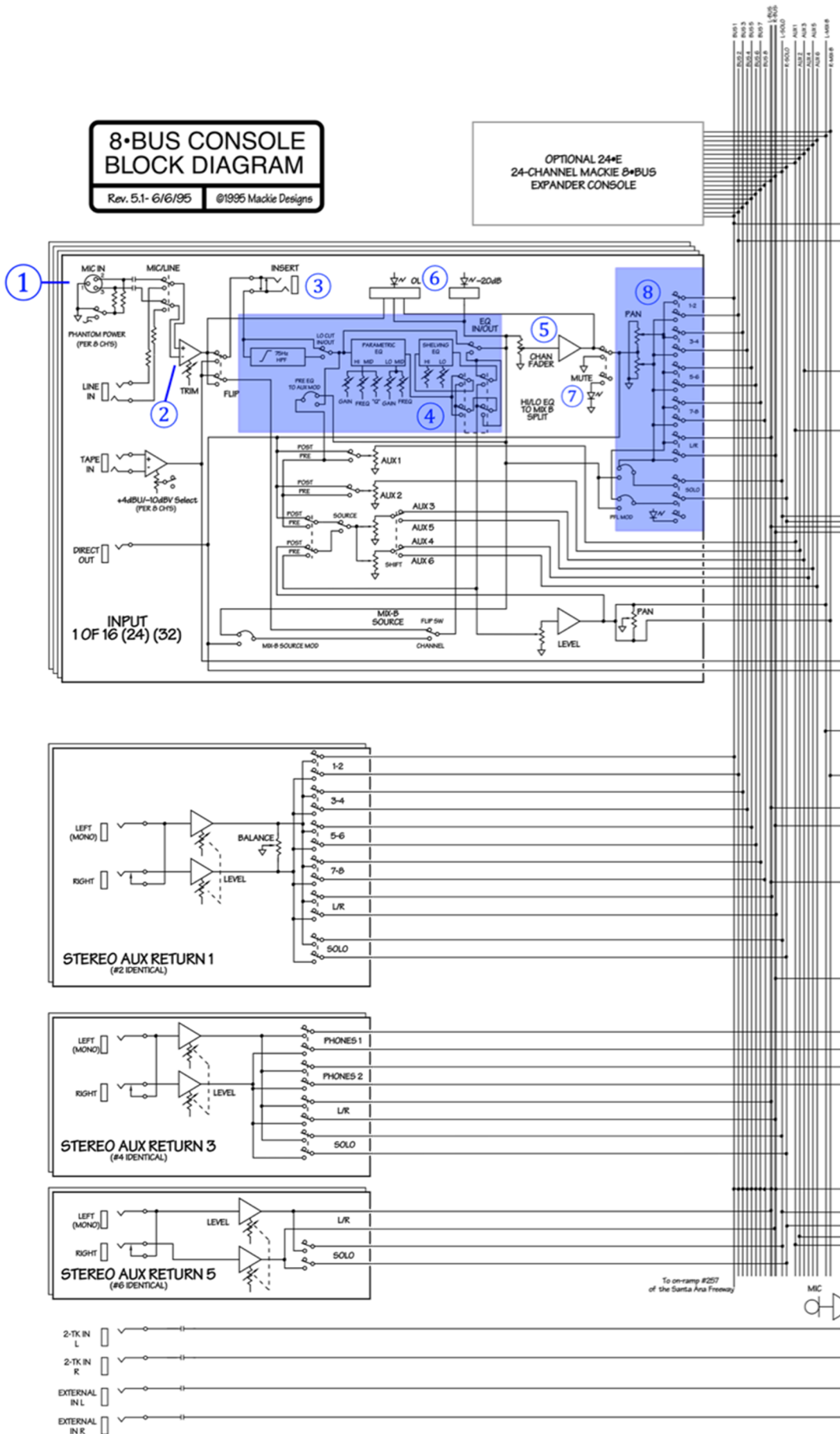


4.2. Seguiment del senyal

Com a exemple d'una taula de mescles polivalent, analitzarem l'esquema corresponent al mesclador model **8-Bus de la casa Mackie**.

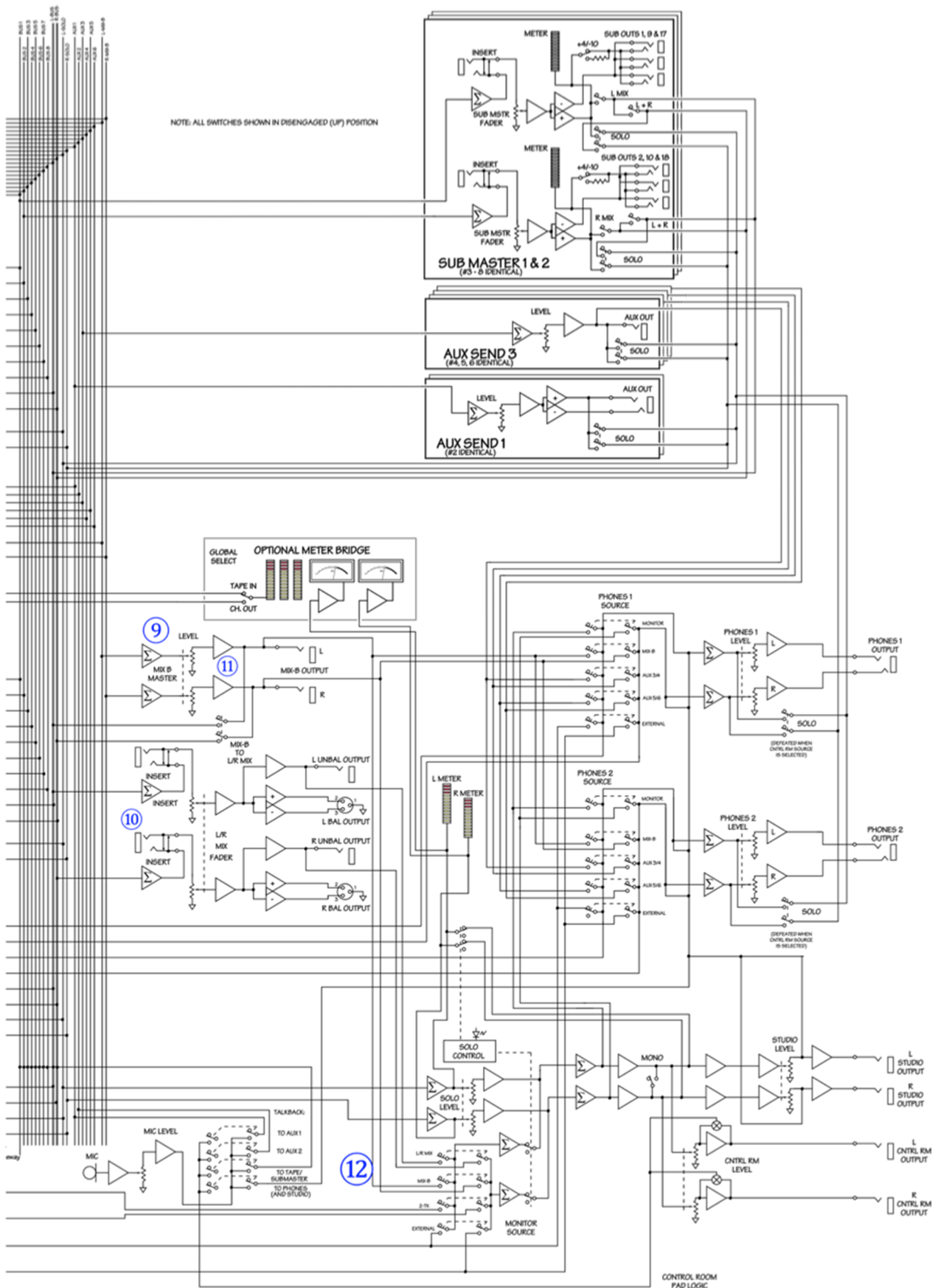
L'esquema detallat d'aquesta taula de mescles és el mostrat en la figura 63 i la figura 64. A fi de captar tot el detall de l'esquema, aquest ha estat dividit en dues figures diferents: en realitat es tracta d'un únic esquema la part esquerra del qual està en la figura 63 i la dreta en la figura 64. S'observa que el conjunt de busos que vertebra l'esquema en la seva part central apareix repetit en ambdues figures, a fi de facilitar el trànsit d'una a l'altra.

Figura 63. Diagrama del mesclador model 8-Bus (1)



Els nombres marcats en blau es corresponen amb els nombres dels subapartats 4.2.1-4.2.8. Font: <http://www.hass.rpi.edu/files/252>.

Figura 64. Diagrama del mesclador model 8-Bus (2)



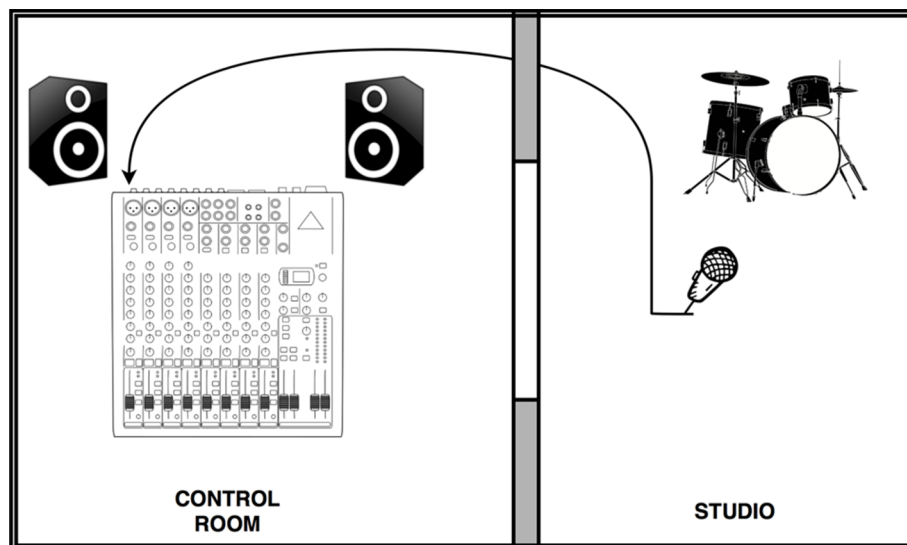
Els nombres marcats en blau es corresponen amb els nombres dels subapartats 4.2.9-4.2.12. Font: <http://www.hass.rpi.edu/files/252>.

Les característiques principals d'aquesta taula de mescles són les següents:

- a) 16 entrades de micro/línia.
- b) 16 entrades *tape* (retorn d'un gravador).
- c) 6 enviaments auxiliars mono amb els seus respectius retorns estèreo per a diverses aplicacions: efectes externs i monitoratge.
- d) 8 subgrups per agrupar canals d'entrada en grups lògics (per exemple: bateria, cors, guitarres, etc.). Habitualment, s'utilitzen 4 emparellats en 4 subgrups estèreo (1+2, 3+4, 5+6, 7+8).
- e) Secció de sortida:
 - Cada subgrup té una sortida (triplicada).
 - Sortida principal MIX i sortida secundària MIX-B.
 - Sortides de monitoratge:
 - Auriculars (*phones*).
 - *Studio output*.
 - *Control room output*.

Per comprendre el funcionament de la taula de mescles es proposa un **estudi de cas** basat en una situació molt senzilla: a la sala de control (*control room*) d'un estudi d'enregistrament (que és on està situat el tècnic de so) volem escoltar el senyal que entra pel CANAL 1, on està connectat un micròfon de condensador. Aquesta situació apareix il·lustrada en la figura 65.

Figura 65. Situació hipotètica utilitzada per estudiar el seguiment del senyal en el mesclador model 8-Bus. El micròfon capta un senyal que entrarà pel CANAL 1 de la taula de mescles



En cadascun dels subapartats següents, s'estudia el paper que exerceix en aquesta situació plantejada cadascun dels blocs més rellevants (veure seccions numerades en la figura 63 i la figura 64) del mesclador model 8-Bus situat en la sala de control.

4.2.1. Entrada de canal

El mesclador disposa de diversos connectors per a cada entrada, en format XLR (Cannon) o Jack. Aquestes entrades solen estar configurades per acceptar senyals balancejats o sense balancejar. En el cas de connectar un micròfon de condensador, com en l'exemple proposat, serà necessari activar l'alimentació «Phantom», que proporciona 48 V DC per polaritzar el micròfon.

4.2.2. Amplificador d'entrada

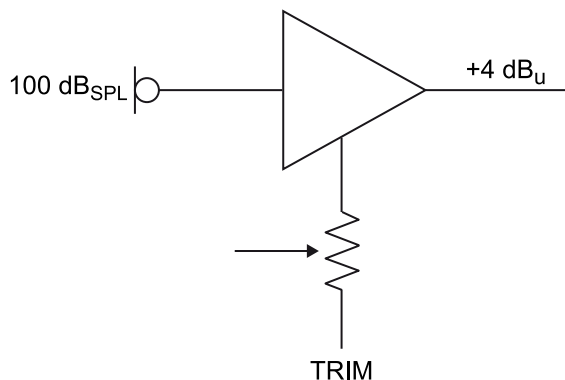
La primera tasca és la de **passar el senyal balancejat (simètric) del micròfon a no balancejat**. Això s'implementa sovint amb un amplificador diferencial.

La segona tasca consisteix a **aplicar un guany adequat perquè les etapes posteriors treballin de forma òptima**. Habitualment, haurem d'amplificar 30-50 dB, si es tracta de senyals de micròfon, mentre que, si entrem un senyal de línia, l'amplificació serà molt menor, o fins i tot innecessària. Aquest ajust de guany d'entrada es denomina **TRIM** i està il·lustrat en la figura 66, pertanyent a l'exemple següent.

Exemple 3

Tenim un cantant que provoca un nivell de senyal de 100 dB_{SPL} en la membrana del micròfon. El micròfon té una sensibilitat de 5 mV/Pa. Es demana calcular el guany necessari de l'amplificador d'entrada perquè a la seva sortida hi hagi un nivell de senyal de +4 dB_u.

Figura 66. Exemple d'ajust del guany d'entrada (TRIM) d'un senyal de micròfon per obtenir el nivell nominal



Solució

En primer lloc, passem els dB_{SPL} a Pa:

$$100 \text{ dB}_{\text{SPL}} = 20 \log \left(\frac{x \text{ Pa}}{20 \text{ } \mu\text{Pa}} \right) \rightarrow x = 10^{\left(\frac{100}{20}\right)} \cdot 20 \text{ } \mu\text{Pa} = 2 \text{ Pa} \quad (76)$$

Si 1 Pa provoca 5 mV a la sortida del micròfon, 2 Pa provoquen 10 mV. Això, en dBu:

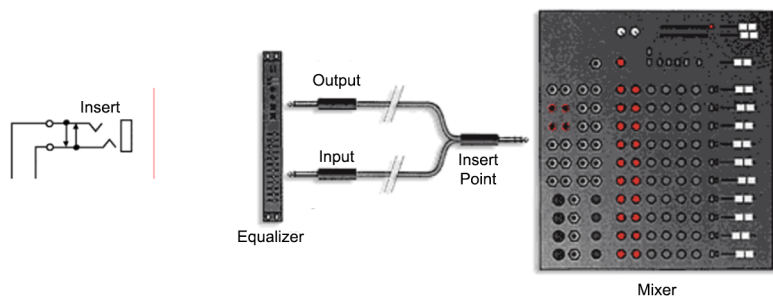
$$20\log\left(\frac{10 \text{ mV}}{0,775 \text{ V}}\right) \cong -37,8 \text{ dBu} \quad (77)$$

Per tant, hem d'amplificar gairebé **42 dB** per arribar al nivell nominal de +4 dBu. Les taules de mescles solen oferir un guany d'entrada màxima de 60 dB, suficient per als micròfons menys sensibles.

4.2.3. Punt d'inserció o sortida directa

El punt d'inserció INSERT permet **inserir processadors externs en el camí del senyal** (per exemple: compressors de dinàmica o equalitzadors) per afegir un efecte a l'instrument del canal de manera individual.

Figura 67. Punt d'inserció del mesclador. S'utilitza per aplicar efectes (equalització, compressió de dinàmica, etc.) al senyal del canal



4.2.4. Filtre equalitzador

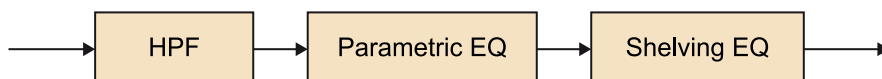
Amb la secció d'equalització EQ podem **modificar correctiva o creativament la tonalitat del so**. La flexibilitat de l'equalitzador determina en bona part la qualitat del mesclador.

Una **equalització correctiva** pot eliminar sorolls de baixa freqüència indesitjables, compensar les ressonàncies desagradables d'un instrument o corregir respostes en freqüència de micròfons o altaveus.

Quant a l'**ús creatiu de l'equalització**, l'única eina vàlida per ajustar-la «correctament» és la nostra oïda i un bon criteri musical. En general, quantes més possibilitats d'ajust proporcioni la taula de mescles, molt millor.

En l'esquema mostrat en la figura 68, es disposa d'una secció d'equalització composta per tres blocs connectats en sèrie.

Figura 68. Secció d'equalització del mesclador

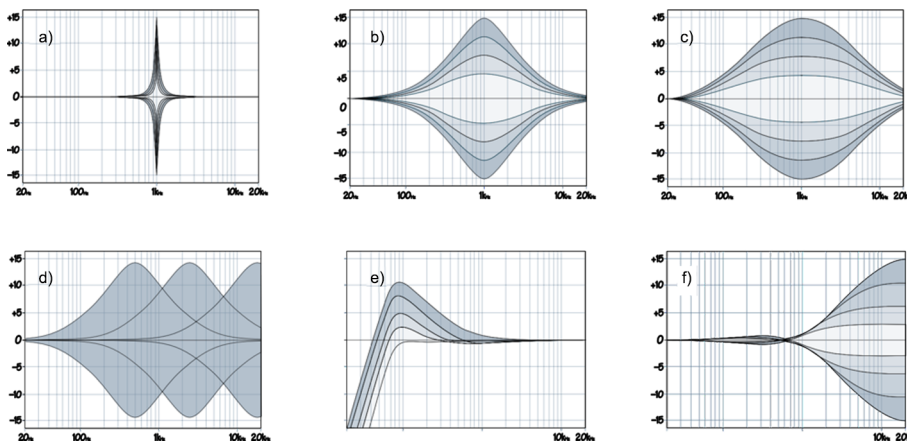


L'**HPF** (és commutable: pot aplicar-se o no) elimina les freqüències infrasoniques i de molt baixa freqüència, que podrien perjudicar als altaveus si el guany és molt elevat. La seva freqüència de tall sol estar entre 60-100 Hz.

El filtre paramètric permet variar **independentment** tres paràmetres d'un filtre tipus Bell. Un **filtre Bell** és un ressonant, típic en seccions d'equalització, que incrementa o atenua una banda de freqüències al voltant de la seva freqüència central. És important no confondre'l amb un BPF, doncs fora de la seva banda de pas no afecta al senyal (no l'atenua): la seva resposta fora de la banda de pas és de 0 dB. Els tres paràmetres que es poden modificar en aquest filtre paramètric són els següents:

- **Freqüència central:** per exemple, de 100 Hz a 15 kHz.
- **Factor de qualitat:** des de molt ample, fins a molt selectiu.
- **Guany:** per exemple, des de +15 dB a -15 dB.

Figura 69. Diversos exemples de resposta freqüencial de la secció EQ



a) Filtre de realç/atenuació sintonitzat a 1 kHz, mostrat per a diferents valors de guany positiu i negatiu, amb una Q elevada. b) Igual que a), però amb una Q mitjana. c) Igual que a), però amb una Q baixa. d) Escorbat de freqüències amb Q constant. e) HPF amb diferents valors de guany. f) Filtre *high-shelf* per al realç/atenuació d'aguts, amb diferents valors de guany.

4.2.5. Fader

El *fader* aplica una atenuació de canal. Un *fader* és un potenciòmetre lliscant que permet ajustar de nou el nivell del senyal, donant importància a un canal particular en el context d'una mescla de canals. Per exemple, si la veu ha de tenir un nivell superior a la guitarra, ho ajustarem amb els *faders* i no amb el guany d'entrada.

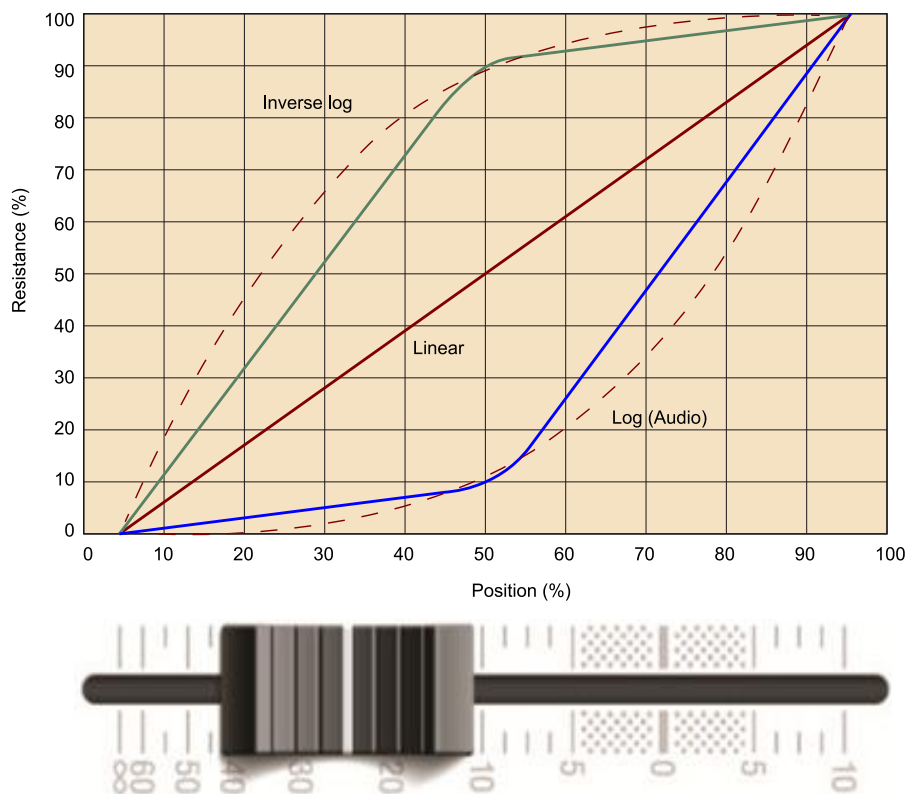
El terme *fader* ve del verb anglès *to fade* (esvaïr, atenuar), però, de fet, alguns *faders* poden també amplificar fins a 6 o 12 dB.

El potenciòmetre té una resposta logarítmica, la qual cosa implica que la precisió d'ajust és molt més gran en la meitat superior del potenciòmetre que en la part inferior. Aquest efecte apareix il·lustrat en la figura 70.

4.2.6. Picòmetre (OL, *overload*) i indicador de senyal -20 dBu

Aquests circuits testegen el senyal en diferents punts del mesclador i ens avisen si hi ha problemes de *clipping* (massa nivell de senyal, en aquest cas s'encén un LED vermell) o si el senyal té un nivell superior a un cert llinyar (-20 dBu, en aquest cas s'encén un LED verd). Observant aquests LED, es poden detectar problemes de manera ràpida i ajustar visualment el guany de l'amplificador d'entrada.

Figura 70. Imatge d'un *fader* (abaix) i (adalt) característica d'atenuació d'un potenciòmetre per a àudio (blau) en comparació amb un potenciòmetre lineal (vermell) i un altre amb resposta logarítmica inversa (verda)



4.2.7. MUTE

La funció «MUTE» (silenciar) representa **una barrera en el camí del senyal d'àudio**: el senyal no passa a les etapes posteriors. Simplement, es tracta d'un commutador que, en cas de ser activat, deriva a massa el punt d'accés al bus. Els canals inutilitzats d'un mesclador s'han de «mutejar» perquè no contribueixin al soroll de fons de la mescla.

4.2.8. PAN i assignació a busos

Un **bus** és un **camí intern que pot prendre un senyal dins del mesclador**. Les diverses seccions del mesclador poden fer, en general, dues coses:

- Injectar senyals als busos (seccions d'entrada).

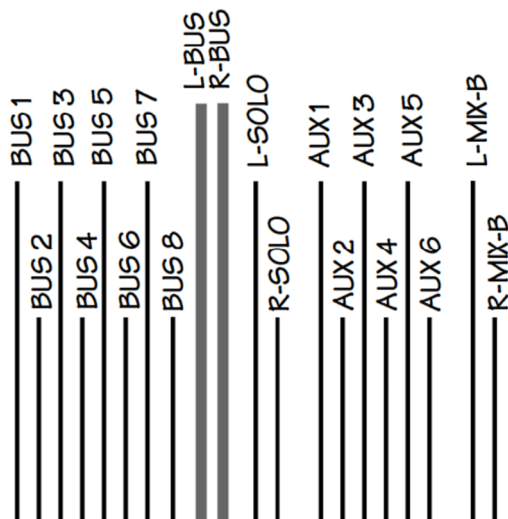
- Extreure senyals dels busos (seccions de sortida).

En els diagrames de blocs de les taules de mescles, els busos se solen representar com a línies verticals agrupades. Per simplificar la lectura i comprensió del diagrama, una sola línia vertical representa, de fet, tot un conjunt de línies que corresponen a tots els canals amb accés a aquell bus. Així, per exemple, el bus L-BUS consisteix en 16 senyals (corresponents als 16 canals d'entrada) més altres 6 senyals (retorns auxiliars).

Tal com s'il·lustra en la figura 71, el mesclador model 8-Bus que estem estudiant aquí disposa d'un total de 20 busos:

- 8 busos corresponents als Grups.
- 2 busos principals de mescla L/R.
- 2 busos SOLO L/R.
- 6 busos auxiliars.
- 2 busos secundaris MIX-B L/R.

Figura 71. Detall dels busos del mesclador model 8-Bus



La combinació entre les posicions del **potenciòmetre PAN** i els **commutadors d'assignació** determina **en quina proporció i a quin bus (o busos) s'envia el senyal d'un canal**. En la taula 4 es mostren diversos exemples d'aquest comportament.

Taula 4. Exemples d'assignació de senyals a busos mitjançant el potenciòmetre PAN

Assignació a busos i posició del potenciòmetre PAN	Enrutament del senyal
<ul style="list-style-type: none"> • Commutador L/R activat (i cap altre). • PAN al centre. 	El senyal s'envia als busos principals L/R a parts iguals.
<ul style="list-style-type: none"> • Conmutador 1/2 activat (i cap altre). • PAN completament a l'esquerra. 	El senyal s'envia únicament al BUS 1.

Assignació a busos i posició del potenciómetre PAN	Enrutament del senyal
<ul style="list-style-type: none"> • Conmutadors 1/2 i 7/8 activats (i cap altre). • PAN completament a la dreta. 	El senyal s'envia simultàniament al BUS 2 i al BUS 8.

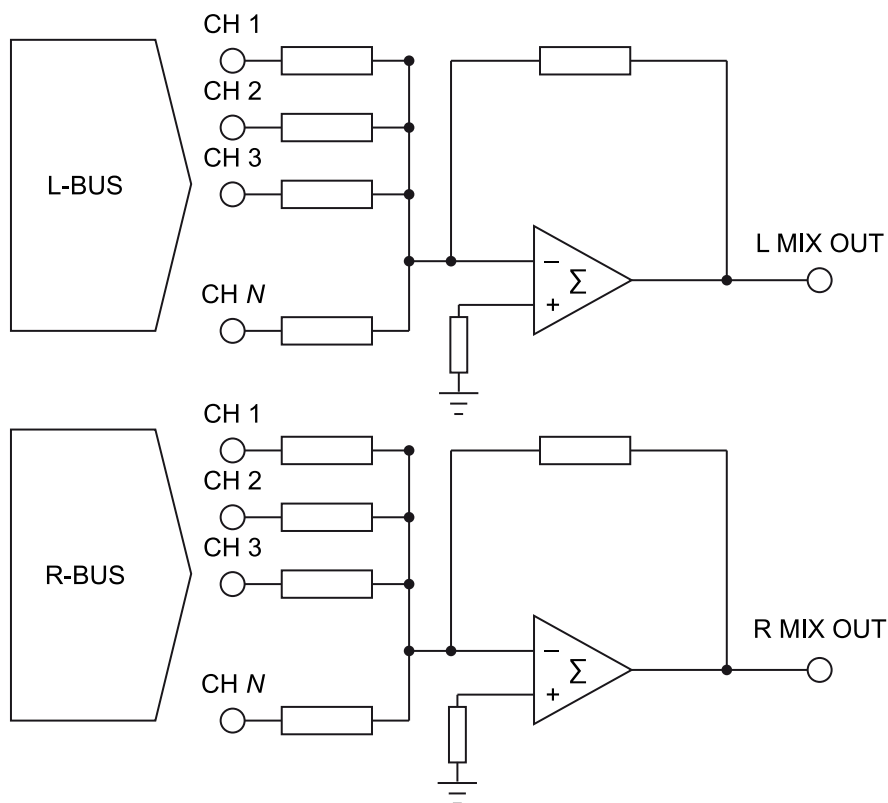
4.2.9. Mescla principal

En aquest punt, es recullen els senyals presents al L-BUS i R-BUS provinents de les seccions d'entrada i es sumen (L i R per separat). **Aquests sumadors són el cor del mesclador**, ja que executen la seva funció primordial.

Com en qualsevol circuit electrònic (analògic o digital), la capacitat de suma està limitada en magnitud. En un sumador analògic, la limitació està en la tensió d'alimentació de l'amplificador operacional. Si aquesta és de ± 15 V, no podem, per exemple, sumar 3 senyals de 6 V (en fase) sense saturar la sortida del sumador. En general, **la suma de senyals serà problemàtica** en dos casos: **si el nombre de canals és gran i/o si els senyals estan en fase**.

Com és sabut, sumar dos senyals coherents (d'igual amplitud i fase) equival a duplicar l'amplitud. Parlant en dB, sumem 6 dB al nivell de senyal. Això representa el cas més desfavorable (senyals coherents, és a dir, totalment en fase). En una mescla típica, els senyals a sumar no són coherents en absolut. Aquest fet queda plenament justificat en la mesura en què cada canal porta un instrument diferent i cadascun interpreta melodies o ritmes diferents. És possible, per tant, suposar que la suma de dos senyals incoherents provoca un increment mitjà d'uns 3 dB.

Figura 72. Sumadors principals del mesclador model 8-Bus



Es pot afirmar que, cada vegada que es duplica el nombre de canals d'entrada, es té un augment potencial de 3 dB en el senyal de sortida.

Taula 5. Correspondència entre el nombre de canals d'entrada i l'increment potencial de nivell a la sortida del mesclador respecte del nivell d'un únic senyal

Nombre de canals d'entrada	Increment del nivell de senyal a la sortida del mesclador
2	3 dB
4	6 dB
8	9 dB
16	12 dB
32	15 dB

Finalment, és important que un mesclador tingui un *head room* suficient per albergar la suma de tots els canals d'entrada.

4.2.10. Punt d'inserció principal

Sortint dels sumadors principals, trobem un punt d'inserció idèntic al comentat en el subapartat 4.2.3. La seva funció és la mateixa: **permetre inserir equips externs** (com, per exemple, compressors de dinàmica o equalitzadors). **En aquest cas, el senyal afectat no és un canal individual, sinó la mescla sencera.**

4.2.11. Fader principal i sortides principals

Seguint el camí del senyal, trobem el «L/R MIX Fader», **que controla el nivell de senyal global de la mescla.** Els senyals L i R surten de la taula per les sortides principals *L/R BAL OUT* (balancejada, connector Cannon) i *L/R UNBAL OUT* (no balancejada, connector Jack). Aquesta sortida sol emprar-se per connectar un gravador estèreo.

A banda de la sortida principal de mescla estèreo, la majoria de taules disposen de **sortides addicionals per a monitoratge tècnic.** Imaginem, per exemple, la sonorització d'un concert en directe. El públic escoltarà en tot moment la sortida principal estèreo, que serà una mescla de tots els canals actius (bateria, veu, guitarra, baix, teclats, cors, etc.).

El tècnic de mescles disposa d'una **sortida independent**, mitjançant la qual podrà escoltar els senyals que necessita ajustar de manera aïllada sense interferir amb la mescla principal. Aquesta sortida per al tècnic sol anomenar-se *monitor output* o *control room output*.

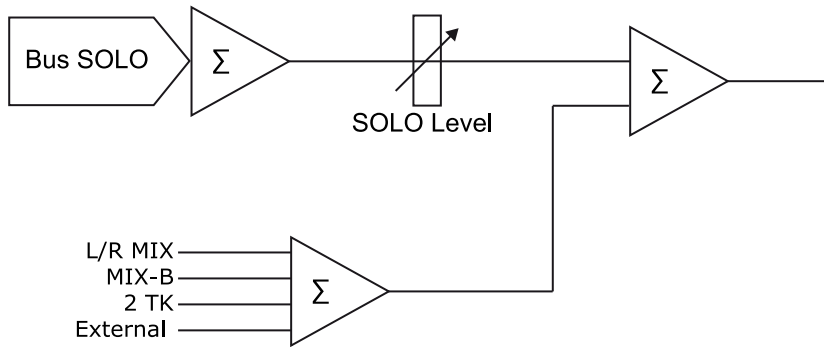
4.2.12. Font de monitoratge (*monitor source*)

Seguint la línia que surt des de la sortida principal «L/R UNBAL OUT», trobem un conjunt de commutadors anomenats ***monitor source***. Aquests commutadors permeten **escollir quin senyal volem escoltar per les sortides de monitoratge.** Les opcions són les següents:

- **L/R MIX:** mescla principal.
- **MIX-B:** mescla secundària.
- **2TK:** entrada de dues pistes extra (per exemple, gravador estèreo).
- **External:** entrada de dues pistes extra (per exemple, reproductor mp3).

Tal com es mostra en la figura 73, mitjançant una sèrie de commutadors, es tria el senyal que es desitja monitorar. Sortint de l'últim sumador, arribem a la sortida *control room* a través d'un commutador MONO (útil per comprovar que la mescla s'escolti bé en mono) i un últim control de volum.

Figura 73. Secció de selecció de monitoratge



4.3. Altres prestacions de les taules de mescles

El flux del senyal seguit i descrit a l'apartat 4.2 representa la funcionalitat bàsica del mesclador. Ara bé, addicionalment, cada mesclador incorpora altres prestacions necessàries per a certes aplicacions. De forma breu, s'estudien a continuació tres d'elles.

4.3.1. Els busos auxiliars

Com es pot observar en el diagrama general de la taula de mescles (veure figura 62), cada canal d'entrada disposa d'un nombre determinat de busos auxiliars (o enviaments auxiliars). Un **bus auxiliar** desemboca en una sortida independent del mesclador que es pot utilitzar per a aplicacions auxiliars. Aquests enviaments es poden agrupar en enviaments *pre-fader* i *post-fader*, depenent d'on deriven el senyal. En el cas del model de mesclador presentat com a exemple (model 8-Bus, veure figura 63 i figura 64), trobem un total de 6 enviaments auxiliars, commutables entre *pre-fader* i *post-fader*.

En una taula de mescles, s'utilitzen els busos auxiliars per a dues aplicacions molt diferenciades:

- Monitoratge per als músics en l'escenari o en l'estudi d'enregistrament.
- Enviament extern de senyal per al seu processament.

Sobre un escenari, cada músic vol escoltar-se a si mateix i, molt probablement, també vulgui escoltar una mescla dels altres músics per poder seguir el ritme. En directe, això s'aconsegueix tradicionalment amb uns altaveus en forma de tascó posats sobre l'escenari en llocs estratègics, enfocats cap als músics. Alternativament, no obstant això, és molt habitual que els músics portin a sobre petits auriculars sense fils IEM (*in ear monitoring*) que compleixen la mateixa funció. En l'estudi d'enregistrament, els músics disposen habitualment d'auriculars convencionals.

En tot cas, des de cada canal de la taula s'ha de poder derivar cap a un bus auxiliar (per exemple, AUX1) una porció d'aquest canal. La suma d'aquest bus auxiliar serà una mescla ponderada segons el gust o les necessitats del músic.

Per a aquesta aplicació, s'utilitzen **enviaments auxiliars *pre-fader***. Això significa que **la derivació cap al bus auxiliar es pren abans que el senyal passi pel *fader***. La raó d'això és que volem que la mescla personalitzada que escolti cada músic sigui independent de la mescla principal (la que va destinada al públic o a l'enregistrament), que és controlada mitjançant els *faders*. D'aquesta manera, un reajustament dels *faders* no modificarà els nivells de monitoratge, i viceversa.

Exemple 4

Suposem, a mode d'exemple, que en una taula de mescles tenim una banda amb els següents integrants:

- Canal 1: veu.
- Canal 2: guitarra.
- Canal 3: piano.

Després d'ajustar els guanys d'entrada i equalitzar els 3 senyals, el tècnic ha determinat que, perquè la mescla soni bé a la sala de concerts, la posició dels *faders* principals és de 0 dB, +3 dB i -4 dB, respectivament. Cada músic té un IEM que li permet escoltar la seva mescla de monitoratge. Per a això, es necessiten 3 enviaments auxiliars de la taula que usarem per a cadascun d'ells; per exemple:

- El cantant desitja escoltar el seu senyal de veu a un nivell elevat, i molt poc nivell de guitarra i piano.
- En canvi, el guitarrista desitja escoltar en primer pla al pianista, i no al vocalista.
- I el pianista vol escoltar els tres canals a parts iguals.

Finalment, els enviaments auxiliars també poden fer-se *post-fader*, la qual cosa implica que l'actuació del *fader* afecta al nivell derivat als seus enviaments auxiliars. Aquesta modalitat és útil per aplicar un efecte extern al senyal.

4.3.2. Subgrups

Aquesta prestació dels mescladors permet treballar amb **agrupacions lògiques d'instruments**. Com a aplicació principal, un subgrup permet controlar mitjançant un sol *fader* el nivell de diversos instruments alhora.

Suposem, a mode d'exemple, una situació amb 6 micròfons per a la bateria, 2 micròfons per a guitarra, 1 baix, 8 línies per a sintetitzadors, una secció de vents captada amb 4 micròfons i un vocalista. En total, es necessiten 22 canals del mesclador. Per controlar la mescla de tot això de manera eficient, s'assigna cada grup lògic a un subgrup estèreo del mesclador. Es realitza una mescla estètica dels 6 canals de la bateria i s'assignen al bus 1/2. Es repeteix el mateix procediment per als altres grups. En la taula 6 es mostra el detall de totes les assignacions.

Taula 6. Exemple d'assignació a subgrups en la sonorització d'una banda

Elements de la banda	Subgrups	Faders
Bateria	Assignació a subgrup 1/2	Fader de subgrup → MIX L/R
Guitarres	Assignació a subgrup 3/4	Fader de subgrup → MIX L/R
Sintetitzadors	Assignació a subgrup 5/6	Fader de subgrup → MIX L/R
Vents	Assignació a subgrup 7/8	Fader de subgrup → MIX L/R
Vocalista	Fader de canal →	Directe a MIX L/R
Baix	Fader de canal →	Directe a MIX L/R

Mitjançant aquest procediment es redueix dràsticament (de 22 a 6) el nombre de *faders* que s'han de manipular durant la mescla de la banda, simplificant així el treball del tècnic.

4.3.3. El bus SOLO

Suposem una actuació en directe. El grup està tocant i el públic està escoltant una mescla de tots els instruments pels altaveus principals. Mentrestant, el tècnic de so vol comprovar que el nivell d'un instrument en particular (per exemple: el baix) està ben ajustat i, si procedeix, equalitzar-ho una mica.

En la pràctica, el tècnic premerà el botó **SOLO** del canal del baix i pels seus **altaveus o auriculars de monitoratge** escoltarà solament el baix. Òbviament, aquesta maniobra no ha de ser percebuda pel públic, que continuarà escoltant la mescla principal como si res hagués passat. Es requereix, en conseqüència, **d'una sortida dedicada per al monitoratge del tècnic, independent de la sortida principal.**

En l'esquema del nostre exemple, aquesta sortida rep el nom de **CNTRL RM OUTPUT** (*control room output*). Una altra sortida que té aplicacions similars, es denomina **STUDIO OUTPUT**. També trobem sortides dedicades d'auriculars **PHONES OUTPUT 1 i 2** per a monitoratge. Una sèrie de commutadors permet seleccionar quin senyal volem escoltar per les sortides de monitoratge.

Resum

En aquest mòdul hem estudiat les diferents tecnologies emprades en electrònica d'àudio i algunes de les seves aplicacions essencials.

En la primera secció, es dona una resumida visió històrica de l'evolució de l'electrònica d'àudio des de l'aparició dels primers amplificadors a vàlvules, a principis del segle XX, fins a l'actualitat. Es dona la circumstància que avui dia conviuen diverses tecnologies com les vàlvules, els components actius discrets (BJT i FET usats individualment) i els circuits integrats.

Quant a les vàlvules, s'ha descrit el principi de funcionament bàsic del tríode, començant per la seva construcció física, fins a presentar un senzill circuit d'amplificació. Des d'una perspectiva històrica, s'ha continuat descrivint l'evolució de l'electrònica d'àudio fins als circuits integrats usats avui dia, com l'omnipresent amplificador operacional. No s'ha aprofundit ni en el funcionament del transistor ni en el de l'amplificador operacional, que ja es consideren estudiats en assignatures prèvies d'electrònica.

La segona secció està dedicada al disseny d'amplificadors d'audiofreqüència. S'ha presentat una classificació dels amplificadors segons diversos criteris, que són el tipus de component actiu, la magnitud amplificada, l'àmbit d'aplicació i les classes d'amplificació. Aquest últim criteri s'expandeix per explicar el funcionament de les classes més emprades en àudio: classe A, classe B, classe AB i classe D. És fonamental no solament conèixer el principi de funcionament de cadascuna, sinó també els seus avantatges i inconvenients per a certes aplicacions. Els amplificadors classe D s'han descrit amb més detall a causa de la seva major complexitat, ja que, a diferència de les altres classes, es tracta d'un dispositiu que funciona en règim de commutació. És important entendre el funcionament de cada bloc i la influència sobre la fidelitat que es deriva del disseny de l'amplificador. Un concepte vital en qualsevol amplificador és el de la realimentació negativa, que serveix no solament per controlar el seu guany, sinó que atorga importants millores de rendiment a qualsevol circuit d'amplificació.

La tercera gran secció d'aquest mòdul es centra en els filtres. Després de presentar una classificació dels filtres segons diferents criteris, tals com la resposta en freqüència, l'ordre, la topologia o les característiques específiques de resposta, s'han estudiat en primer lloc els filtres passius de primer i segon ordre. Una de les seves aplicacions habituals són els filtres separadors de vies. S'ha plantejat el disseny d'un separador de vies passiu, que requereix de l'ús d'una xar-

xa Zobel per compensar la impedància inductiva del *woofer*. Finalment, s'han presentat dues topologies de filtres actius molt utilitzades en àudio: el filtre Sallen-Key i el State Variable.

I en l'última gran secció del mòdul s'explica el funcionament d'una taula de mescles, en ser un dispositiu que reuneix molts dels conceptes estudiats anteriorment. S'ha plantejat l'estudi mitjançant el seguiment d'un senyal des de l'entrada fins a la sortida del mesclador, a partir de l'esquema d'un model real de mesclador: el 8-Bus de la casa Mackie.

Exercicis d'autoavaluació

1. Quant a les tecnologies emprades actualment en àudio, quina de les següents afirmacions és la correcta?

- a) Les vàlvules solament funcionen amb una tensió d'ànode de 250 V o superior.
- b) Un amplificador d'estat sòlid no suporta tensions superiors a ± 18 V.
- c) És impossible combinar vàlvules i estat sòlid en un sol circuit.
- d) Totes les afirmacions anteriors són falses.

2. Ordena l'eficiència de les diferents classes d'amplificadors de menor a major:

- a) Classe A, classe B, classe AB.
- b) Classe B, classe AB, classe D.
- c) Classe A, classe AB, classe D.
- d) Classe D, classe AB, classe B.

3. Quina de les següents afirmacions és falsa?

- a) La distorsió d'encreuament apareix en amplificadors de classe B.
- b) En un amplificador de classe A es polaritza el transistor al centre de la recta de càrrega.
- c) L'amplificador de classe AB elimina la distorsió d'encreuament mitjançant tècniques de realimentació negativa.
- d) L'amplificador de classe D pot amplificar senyals analògics.

4. Quant als amplificadors de classe B o de classe AB, quina de les següents afirmacions és la correcta?

- a) La tensió d'alimentació es modula en funció de la necessitat de potència instantània.
- b) L'eficiència d'un amplificador de classe AB és lleugerament pitjor que la d'un de classe A.
- c) La THD provocada per la distorsió d'encreuament és major per a amplituds de senyal petit.
- d) Les afirmacions (b) i (c) són correctes.

5. Quant als amplificadors de classe D, quina de les següents afirmacions és la correcta?

- a) La freqüència del senyal portador triangular ha de ser el doble que la freqüència màxima del senyal d'àudio.
- b) La freqüència del senyal portador triangular ha de ser suficientment alta per complir el criteri de Nyquist.
- c) La freqüència del senyal portador triangular ha de ser suficientment alta com per poder filtrar adequadament els productes de modulació.
- d) Les afirmacions (b) i (c) són correctes.

6. En un amplificador de classe D, situem la freqüència de tall del filtre de sortida en 20 kHz. Aquest filtre és de tipus Butterworth i d'ordre 4. Escull la mínima freqüència de la portadora perquè aquesta quedi atenuada més de 99 dB a la sortida de l'amplificador.

- a) 300 kHz.
- b) 320 kHz.
- c) 450 kHz.
- d) 600 kHz.

7. Un altaveu genera 120 dB_{SPL} a 1 metre si li apliquem 900 W de pic des d'un amplificador ideal. Quina impedància haurà de tenir l'altaveu, si l'amplificador s'alimenta a ± 60 V?

- a) 2 Ω .
- b) 4 Ω .
- c) 8 Ω .
- d) 16 Ω .

8. En un amplificador operacional el guany del qual en bucle obert és de 100 dB, el producte guany \times ample de banda és de 12 MHz. Quin és l'ample de banda, si el factor de realimentació és de 40 dB?

- a) 250 kHz.
- b) 1,2 MHz.
- c) 120 kHz.
- d) 12 kHz.

Solucionari

Exercicis d'autoavaluació

1. d

2. c

3. c

4. c

5. c

6. b

7. b

8. d

Bibliografia

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

Jones, M. (2012). *Valve Amplifiers*. Newnes.

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

Mancini, R. (2002). *Op Amps for Everyone*. Texas instruments.

Self, D. (2013). *Audio Power Amplifier Design Handbook*. Focal Press.

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