

Capítol 2

Conceptes teòrics

En aquest capítol s'introduiran tots els conceptes previs que cal repassar per aconseguir una bona comprensió del projecte des de la primera lectura. Es nombraran els conceptes i principis de l'àudio com a fonament d'aquest document i la seva aplicació distribuïda, també conegut com megafonia. S'analitzarà l'estat de l'art dels amplificadors d'àudio que actualment es poden trobar al mercat realitzant una comparativa entre ells entrant més profundament en l'amplificador elegit en aquest projecte, el classe D, juntament amb tot el seu circuit d'acondicionament, estudi del rendiment, etc. També s'estudiaran els elements commutadors de l'amplificador, el transistor MOSFET, i tot allò que l'envolta i ens pot afectar a la qualitat final del so, com les distorsions, capacitats paràsites o el propi encapsulat. Finalment, i com a major pes d'aquest document, s'explicaran les diferents topologies multinivell existents i es podrà veure les avantatges que aquestes tenen.

2.1. EL SO A ALTES POTÈNCIES

L'estudi realitzat en aquest projecte té com a finalitat la reproducció d'àudio a altes potències en mode distribuït, el que també s'anomena megafonia. A més, es vol arribar a un compromís entre l'alta fidelitat (HiFi) i el consum energètic. A part del propi disseny de l'amplificador, també es farà un repàs del so i les seves característiques per tal de conèixer totes les especificacions rellevants (freqüències, formes d'ona, amplituds...) i realitzar un disseny ben enfocat.

2.1.1. El so, conceptes previs

El so es una propagació de pressió que es propaga periòdicament en un medi elàstic, com pot ser un gas (aire), líquid o sòlid [4]. La banda audible de freqüències del so per l'oïda humana es des de 20Hz a 20KHz, per freqüències inferiors es denomina *infrason* i per superiors, *ultrason*.

Infrason	So audible	Ultrason
0Hz	20Hz	20KHz

Taula 2.1. Noms de l'àudio depenent de la seva freqüència.

El so es mesura en decibels (dB's) que és una unitat relacionada amb la variació de pressió (Pascals, Pa). A la taula 2.2. es mostren exemples de sons i els seus decibels.

El llindar dolorós és de 130 dB's i a 150 dB's es produeix la ruptura del timpà. Es necessiten 16 hores per recuperar completament l'oïda de 2 hores d'exposició a la discoteca.

So	Decibels (dB)
Silenci absolut	0
Biblioteca	40
Conversació normal	57
Discoteca	115
Enlairament d'un avió	150

Taula 2.2. Exemples de sorolls mesurats en dB's.

2.1.2. Paràmetres del so

El so musical es pot descriure amb tres paràmetres: l'altura, timbre i intensitat.

La altura i la freqüència: La altura està directament relacionada amb la freqüència d'oscil·lació. Diguem que un so es agut per a freqüències altes i que és greu per a freqüències baixes. Quant les altures estan definides, s'anomenen notes (Do, La, Si...), [4].

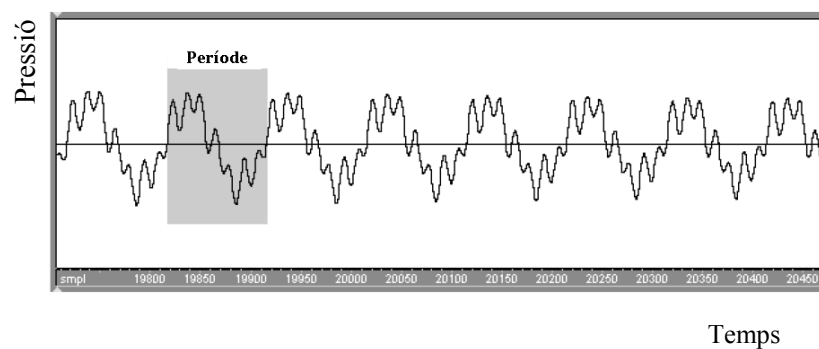


Figura 2.1. So, variació de la pressió en funció del temps [4].

Timbre : és el que ens fa diferenciar una mateixa altura i freqüència d'un instrument a un altre, o de dues persones, també li diguem la forma d'ona del so, ja que tots els sons de la naturalesa estan formats per un sumatori de senyals sinusoidals de diferents freqüències, però múltiples d'una anomenada freqüència fonamental (Teorema de Fourier). Un so sinusoidal pur només s'aconsegueix amb aparells electrònics, [4].

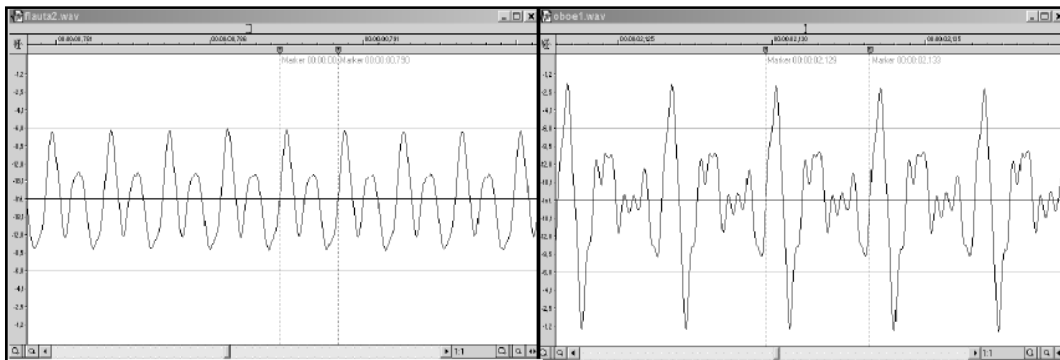


Figura 2.2. Senyals de dos instruments distints amb la mateixa altura i freqüència,[4].

La intensitat: cal recordar que l'amplitud és la diferència entre la pressió màxima i quant no hi ha pressió, doncs la intensitat és proporcional al quadrat de l'amplitud. L'escala de mesura és de milers d'ordres de magnitud, pel que es mostra amb escala logarítmica. El nostre oïda no es capaç de diferenciar variacions menors de 3dB's i a més, depenent de la freqüència es pot interpretar que tenen diferents intensitats encara que no sigui cert, [4].

2.1.3. So distribuït a altes potències, megafonia

Aquest projecte està enfocat a reproduir so a grans volums i espais, pel que cal parlar i conèixer els principis de la megafonia. En primer lloc, s'ha de tenir en compte de que a l'hora de amplificar l'àudio, tan sols s'amplificarà un dels dos canals de sortida (dret o esquerra) ja que el so estèreo no te sentit en la megafonia.

Potències: La potència elèctrica es pot definir com la energia que cal per que una corrent travessi unes resistències o impedàncies. La potència que entrega un amplificador als altaveus es mesura amb la següent equació:

$$P = \frac{V^2}{Z_{total}} \quad (\text{W}) \quad (2.1)$$

Parlarem de potències de pic o eficaç depenent de com vengui donat el voltatge, de pic o eficaç respectivament. En aquest projecte treballarem amb ordres de al voltant de 1000W eficaços, [3].

Impedàncies dels altaveus: És l'oposició total al flux de corrent elèctrica que està present a la sortida de l'amplificador, que sempre haurà de ser major que zero. La impedància també varia en funció de la freqüència, per tant, sempre s'haurà de tenir en compte el pitjor dels casos. En megafonia es posa una xarxa d'altaveus al llarg d'un espai pel que caldrà sempre tenir en compte la impedància de l'esquema, que pot variar segons la topologia de les connexions entre ells, en sèrie o paral·lel, [3].

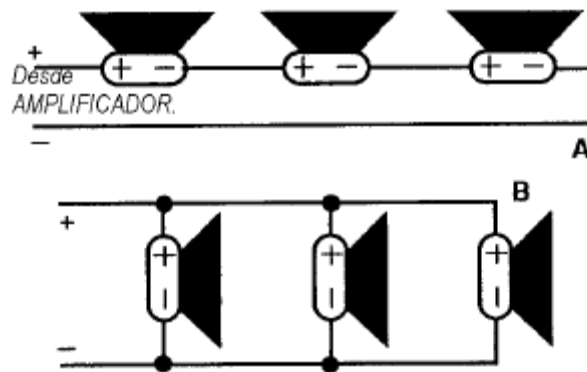


Figura 2.3. Connexions d'una xarxa d'altaveus. A) en sèrie, B) en paral·lel, [5].

Així doncs la potència entregada per l'amplificador a aquesta configuració haurà de dependre del nombre de altaveus connectats en tot moment.

2.2. AMPLIFICADOR PER A SO

Un amplificador és un dispositiu dissenyat per incrementar la corrent, la tensió o la potència d'un senyal d'entrada. Quant treballem amb àudio el que ens interessa es amplificar l'entrada fins un cert valor que l'altaveu sigui capaç de reproduir de forma que el so pugui ser escoltat amb una pressió sonora adequada a l'espai a sonoritzar. Quant aquests espais són grans, la quantitat de pressió augmenta i es necessita grans quantitats de potència elèctrica pel que cal un amplificador que ens permeti el volum desitjat respectant la dinàmica pròpia del senyal d'entrada, [1].

En aquest projecte es treballarà amb un amplificador classe D ja que a més de ser el que ofereix un rendiment més alt enfront dels altres, té unes certes avantatges quant volem treballar amb so a altes potències (p.e. megafonia). A continuació es farà una comparativa de les classes d'amplificadors més importants que disposem a l'actualitat i els problemes que ens suposaven pel nostres objectius.

2.2.1. Inconvenients dels amplificadors classe A, B i AB

- *Amplificador de classe A*

Aquets amplificadors lineals són emprats en so quant parlem d'alta qualitat, però el seu gran inconvenient és el seu elevat consum. Un senyal de so (sumatori de sinusoidals) té nivells de tensió tant positius com negatius, i l'element commutador només amplificarà la part positiva del senyal debut a que, per exemple un BJT (PNP), només es polaritza en directa. Per solucionar aquest problema el que es fa és afegir-li una tensió d'offset a l'entrada del senyal per tal de que no tingui valors negatius, el que suposa una pèrdua inútil de potència només perquè funcioni. El rendiment es mesura amb la següent formula:

$$\eta = \frac{\text{potència lliurada a la càrrega}}{\text{potència (en c.c.) lliurada per l'alimentació}} = \frac{P_L}{P_{atim}} \times 100 \% \quad (2.2)$$

Que en aquest tipus d'amplificador es del $\eta=25-30\%$. En la Figura 2.4. mostra l'esquema elèctric del classe A i a la Figura 2.5. s'observa la zona de treball, que com es pot veure, treballa en la zona activa i provoca un gran consum.

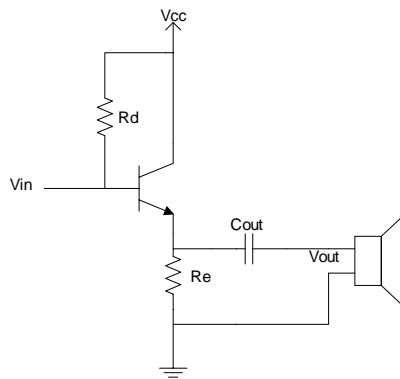


Figura 2.4. Esquema amplificador classe A, [1].

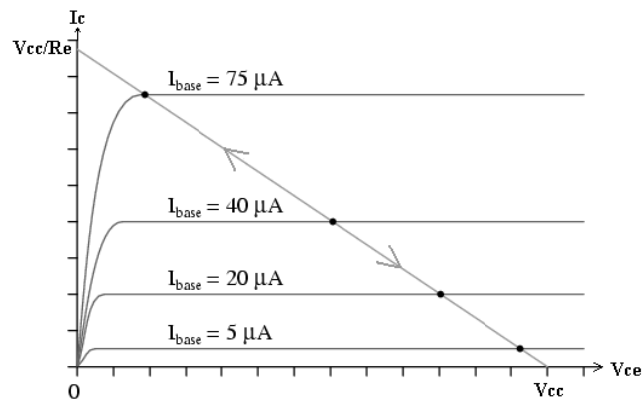


Figura 2.5. Zona de treball de l'amplificador classe A, [1].

○ *Amplificador de classe B*

Els de classe B estan compostos per dos transistors en sèrie, un polaritzat en directa i l'altre en inversa, el que permet amplificar una senyal en part negativa. Aquets transistors tenen una tensió llindar de funcionament, que significa que no entren en conducció fins que la tensió d'entrada no supera aquest llindar (normalment $<1V$). Això ens porta a un problema de distorsió, que es produeix en el moment en que el senyal d'entrada no té la suficient amplitud per activar cap dels dos transistors (no supera cap dels dos llindars) i per tant, els dos elements estan oberts donant un senyal de sortida de $0V$. Aquesta distorsió s'anomena de creuament i és dolenta per l'àudio (Figura 2.6.). El rendiment d'aquest amplificador és, $\eta=60\%$.

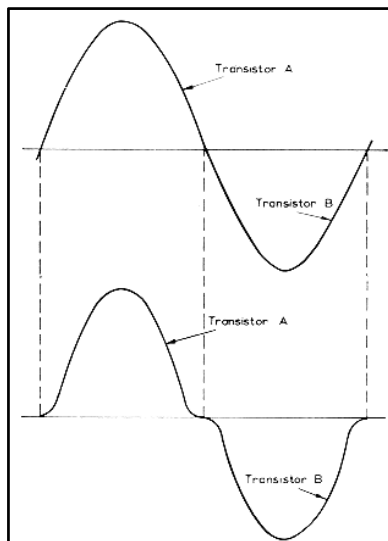


Figura 2.6. Senyal d'entrada als transistors (dalt) i efecte distorsió de creuament (baix), [2].

- *Amplificador de classe AB*

El problema comentat abans es soluciona en aquesta classe d'amplificador, el qual té a l'entrada de cada transistor una petita font de tensió d'offset que és major que el seu llindar pel que permet mantenir-lo sempre activat. Tal com es va dir en els de classe A, aquesta font addicional suposa una pèrdua de potència i reducció del rendiment, $\eta=50\%$. El seu esquema elèctric es mostra en la Figura 2.7.

2.2.2. Amplificador classe D

Els amplificadors de classe D es basen en la commutació entre dos nivells (encara que més endavant veurem les modalitats multinivell) on els elements de commutació treballaran sempre en tall o en saturació, el que significa que o bé la corrent o bé la tensió serà zero respectivament, i per tant, la potència dissipada també, ($P=V \cdot I=0W$). Durant la commutació el punt de treball creuarà per la zona linial, i es produirà una dissipació de potència que augmentarà com més cops creuem, és a dir, dependrà directament de la freqüència de commutació.

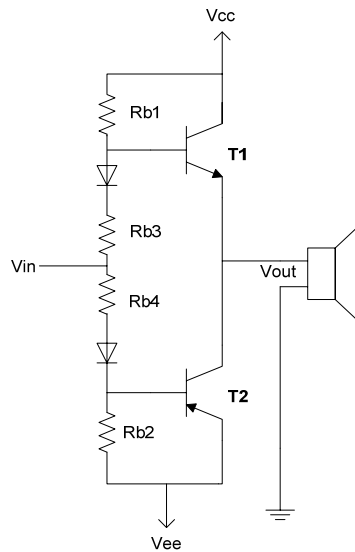


Figura 2.7. Esquema amplificador classe AB [1].

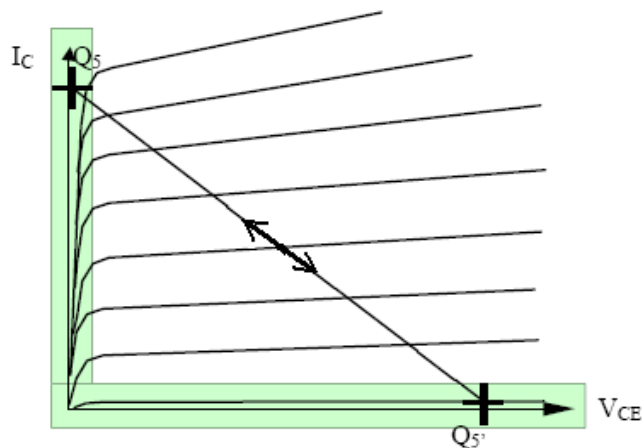


Figura 2.8. Punts de treball de l'amplificador classe D (Q_5 i Q_5') i camí de commutació per la zona lineal.

Aquesta commutació està controlada per una amplada dels polsos o PWM, pel que l'amplitud i freqüència vendrà codificada en un cicle de treball. Posteriorment el senyal serà filtrada per a recuperar la informació de l'àudio, pel que caldrà que la freqüència de commutació sigui molt superior a l'ampla de banda requerit per a poder rebutjar-la eficaçment (uns 10 cops major), [1]. La Figura 2.9. mostra de forma general, els mòduls que acompanyaran a l'amplificador.

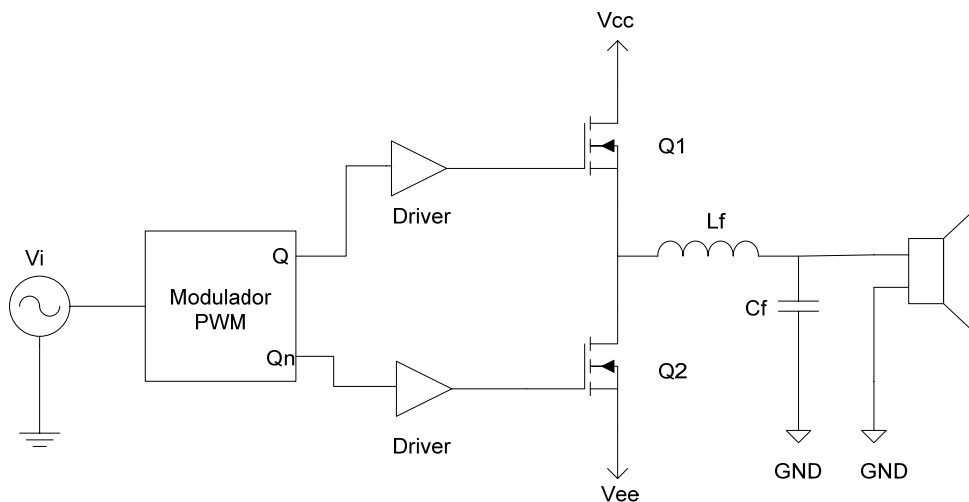


Figura 2.9. Esquema d'un amplificador classe D de 2 nivells i una branca, [3].

Aquest amplificador té un rendiment a cops superior al $\eta=90\%$. La Figura 2.10. mostra la comparativa dels distints amplificadors.

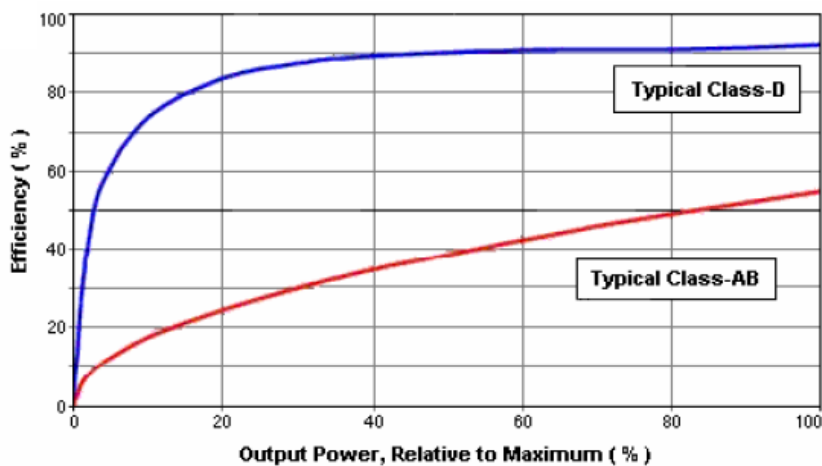


Figura 2.10. Comparació de rendiments del classe D i AB, [3].

Les pèrdues de potència del amplificador de classe D venen donades per les següents expressions, [7]:

$$P_{TOTAL} = P_{sw} + P_{cond} + P_{gd} \quad (2.3)$$

On:

$$P_{cond} = \frac{R_{DS(on)+}}{R_L} \cdot P_o, \quad P_{gd} = 2 \cdot V_{gs} \cdot f_{pwm} \cdot Q_G \quad (2.4, 2.5)$$

$$P_{sw} = C_{oss} \cdot V_{bus}^2 \cdot f_{pwm} + V_{ds} \cdot I_D \cdot t_f \cdot f_{pwm} \quad (2.6)$$

2.2.3. Components addicionals de l'amplificador classe D

Si desglosséssim l'esquema anterior (Figura 2.9.) veuríem amb més detall tots els mòduls que són necessaris pel correcte funcionament del amplificador. El pont de transistors MOSFET no es detallarà en aquest apartat, ja que pot tenir distintes topologies que seran analitzades a l'apartat 2.4.

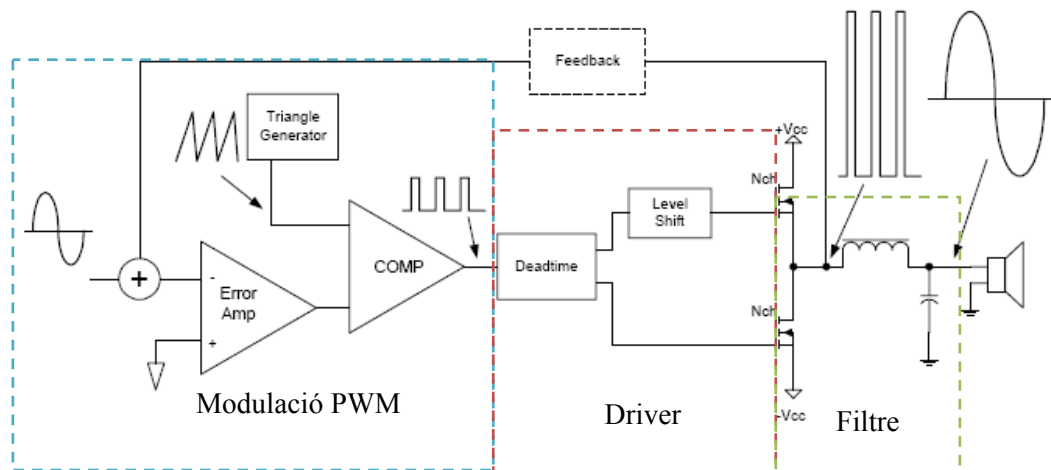


Figura 2.11. Diagrama de blocs d'un amplificador de classe D i les seves senyals internes, [6].

La part de control no es desenvoluparà en aquest projecte.

o *Modulació PWM*

La funció del modulador per amplada de polsos (PWM) és semblant a la de un convertidor analògic - digital, ja que consisteix en convertir un senyal d'entrada amb una digital emprant un comparador. El senyal d'entrada (p.e. sinusoidal) es compara amb una triangular donant com a sortida "tot o res", és a dir, quant el senyal de entrada sigui superior a la triangular, el comparador donarà un nivell alt mentre no sigui el contrari i viceversa, (Figura 2.12.).

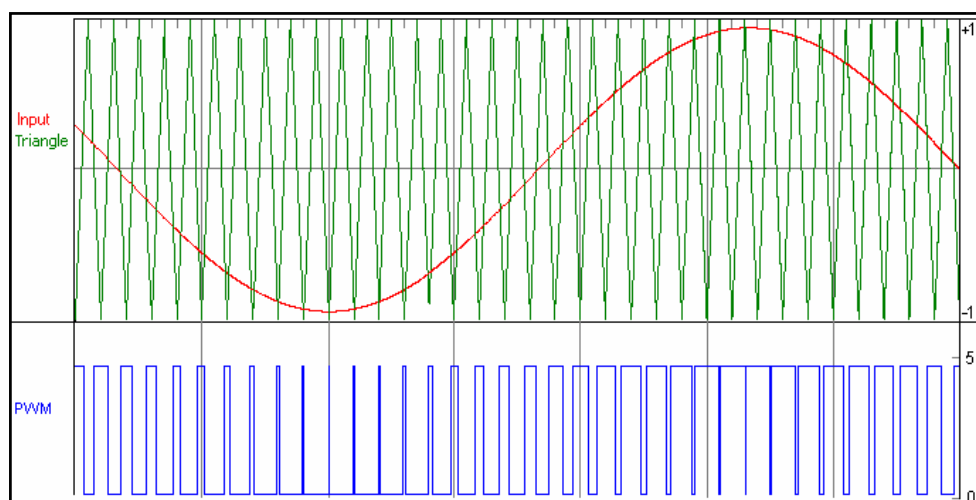


Figura 2.12. Dalt, la comparació del senyal d'entrada (vermell) amb la de referència (verd). Baix, la sortida del comparador (PWM).

Aquest senyal d'entrada serà d'àudio i tindrà unes freqüències que aniran des de 20Hz a 20KHz, per tant s'haurà de comptar amb un senyal triangular (o de dent de serra) amb una freqüència molt major a la d'entrada (~200KHz) si es vol reproduir correctament el senyal (teorema de Nyquist). El senyal PWM servirà per donar el senyal de dispar als drivers.

La modulació Pulse Width Modulation (PWM) es fa servir en amplificadors commutats de gran potència on la qualitat del so no és prioritària. D'altre banda per amplificadors commutats on la qualitat del so és l'objectiu prioritari, la modulació utilitzada és la Sigma-Delta Modulation (SDM), [5]. Debut a que la modulació SDM treballa a altes freqüències (~1MHz), tenen moltes més pèrdues de commutació i cal que treballin a voltatges més baixos, per això no són recomanables per sistemes de gran potència, encara que sí per qualitat ja que no tenen harmònics concentrats a bandes i tenen un millor SNR (Signal Noise Ratio) que els PWM, [5].

- *Drivers*

Els drivers són els components emprats per produir una descàrrega de tensió a la porta del MOSFET (o de corrent al BJT) per tal de saturar-lo i que entri en conducció. Aquesta descàrrega s'ha de realitzar ràpida i a una certa intensitat. Els drivers són com uns condensadors que es carreguen i descarreguen a una capacitat típica de 2nF. La tensió a la porta del MOSFET ha de ser aproximadament 10-15V superior al surtidor.

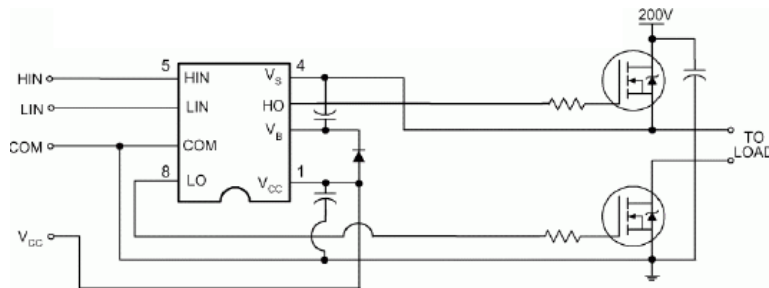


Figura 2.13. Esquema de connexions del driver dels transistors, [6].

Treballa a altes freqüències de commutació i dissipa poca potència. Aquestes dissipacions venen donades per la següent expressió, [6]:

$$P_G = 2 \cdot V \cdot f_{com} \cdot Q_G \quad (2.7)$$

On f_{com} és la freqüència de commutació i Q_G (Gate charge) és un paràmetre del MOSFET que està relacionat amb la seva velocitat i com més baix millor.

- *Filtre*

A la sortida de les rames d'amplificació dels transistors MOSFET ens surt un senyal com la del PWM però amplificada i cal un filtrat per recuperar el senyal d'entrada (Figura 2.14.). Aquest filtre serà del tipus LC i pel dimensionat s'ha de comptar amb la pròpia inductància que porta l'altaveu.

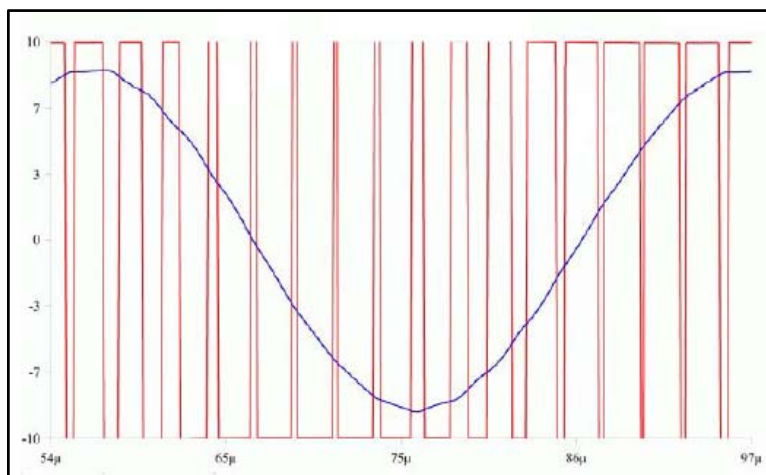


Figura 2.14. Senyal d'entrada (vermell) i sortida (blau) del filtre passa - baixes.

2.2.4. Distorsions

Un amplificador classe D sense distorsions i sense soroll a la generació suposa una eficiència del 100%, encara que mai és així. Tal com es mostra a la Figura 2.15., es produeixen una sèrie d'imperficcions que generen aquesta distorsió i soroll.

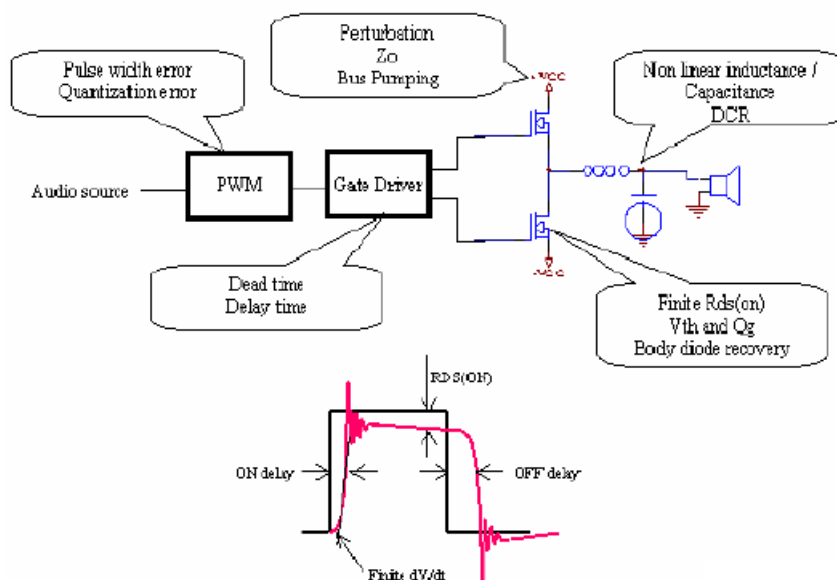


Figura 2.15. Punts de l'etapa on es produeixen les majors distorsions en l'amplificació, [6].

Les principals causes que provoquen aquestes distorsions són:

- No linealitat en el senyal PWM des del modulador a la zona de commutació degut a una resolució limitada i/o errors en el rellotge.
- Els errors temporals s'acumulen als drivers en forma de temps morts (t_{on}/t_{off}).
- Una de les més problemàtiques és a la zona de commutació degut a característiques no desitjades en els transistors, com pot ser, resistència finita (ON), una baixa freqüència de commutació o un assemblatge imperfecte.
- Components paràsits a les voreres dels transistors.
- Fluctuacions a les fonts d'alimentació degut a la resistència finita de sortida i a tensió reactiva que flueix pel cable.
- No – linealitat a la sortida del filtre, [6].

Les distorsions es divideixen en dos grans grups, segons afectin a l'amplitud de la tensió de sortida, per tant afecten al rendiment o segons afectin a la qualitat. Les més importants es descriuen a continuació:

○ *Dead-Time Distortion (DTD)*

Els transistors no són lineals i tenen uns temps de commutació de On/Off i de Off/On diferents. En una rama on hi ha varis transistors en sèrie es produeix un curtcircuit a l'instant de commutació, per tal d'evitar-ho, els drivers (encarregats de d'atacar els interruptors) afegeixen un temps de retard entre la transició de Off a On, anomenat temps mort (Dead Time), i d'aquesta manera, el transistor no es saturarà fins que l'altre estigui totalment en tall. Aquest efecte provoca una distorsió deguda al breu temps que existeix entre que un es talla i l'altre es satura ja que l'amplificador es queda totalment obert i és el díode de lliure circulació el que condueix, [5].

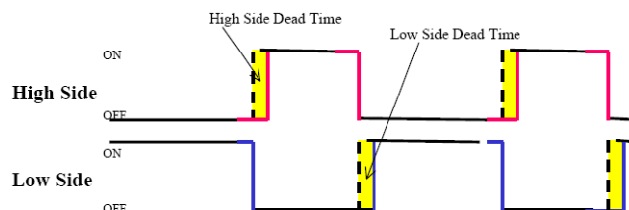


Figura 2.16. Retard afegit al driver en els instants de commutació On – Off, [6].

○ *Díode Recovery Distortion (DRD)*

Aquesta distorsió és deguda als díodes en antiparal·lel dels transistors, ja que acumulen una petita càrrega entre la unió P-N conegut també com el paràmetre dels MOSFET's, Q_{rr} , que és la quantitat d'energia que ha de sortir del díode un cop està polaritzat inversament, el que provoca soroll al sistema i és generadora del fenomen EMI (Figura 2.17.), [5].

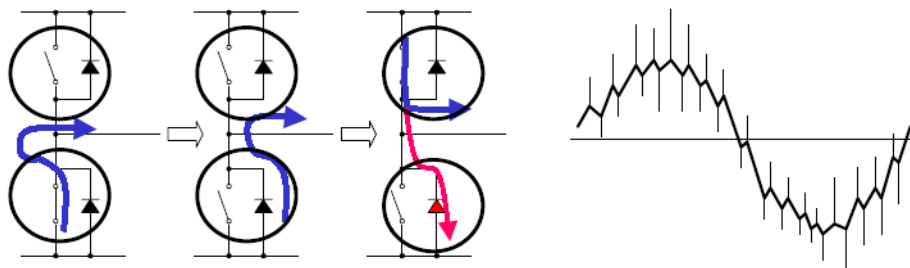


Figura 2.17. Comportament de les corrents (esquerra) i distorsió EMI (dreta), [6].

○ *Finite $R_{DS(ON)}$ Distortion (FRD)*

La eficiència dels amplificadors tipus D estan molt relacionades amb les pèrdues totals dels transistors MOSFET. Aquestes pèrdues són degudes a la freqüència de commutació, a la conducció i a les pèrdues a la càrrega de la porta. Les pèrdues per conducció estan directament relacionades amb el paràmetre $R_{DS(ON)}$, que representa la resistència en paral·lel al díode de lliure circulació. Aquesta impedància és dinàmica i varia directament en funció de la temperatura de la unió (T_j). Es recomana que aquesta resistència sigui menor de 200m Ω , ja que com menor sigui, menys pèrdues a l'amplificador, i per tant, més eficiència, tal com es pot veure a la Figura 2.18. Les pèrdues venen expressades com, [7]:

$$P_{CONDUC} = (I_{DS,RMS})^2 \cdot R_{DS(ON)} \quad (2.8)$$

○ *Bus – Pumping Distortion (BPD)*

El guany de l'amplificador depèn del voltatge del bus en el que es connecten els MOSFETs, per això, fluctuacions en aquesta tensió provocarà una distorsió a la sortida. A l'amplificador tipus D, el flux d'energia és bidireccional, a cada període de commutació existeix un temps en que l'energia flueix cap al bus de continua degut a elements reactius (inductàncies) del filtre passa – baixes de sortida així com també les propietats motor – generador de les típiques càrregues

electroacústiques (altaveus). Si la font en continua del bus no és capaç d'absorbir tota l'energia, aquesta es transforma en fluctuacions en el nivell de la tensió. Aquest fenomen s'anomena bus – pumping. En la topologia de pont complet no ocorre ja que l'energia que torna d'una rama cap a la font d'alimentació la consumirà l'altre rama, [5].

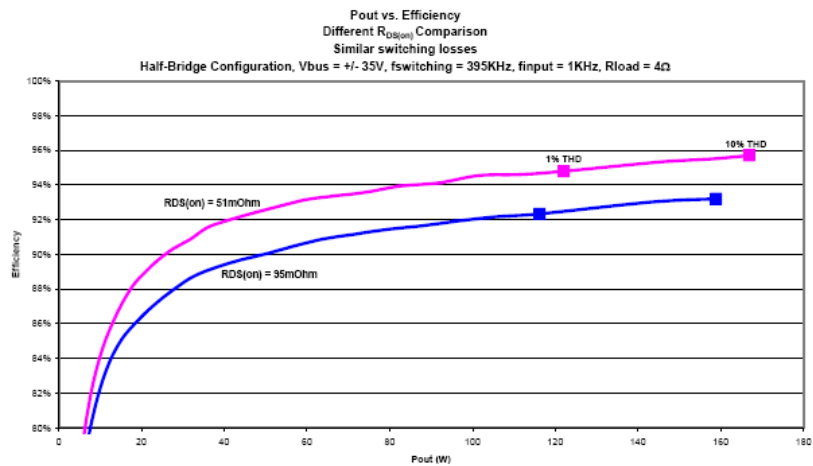


Figura 2.18. Eficiència de l'amplificador emprant MOSFETs amb diferent $R_{DS(ON)}$, [7].

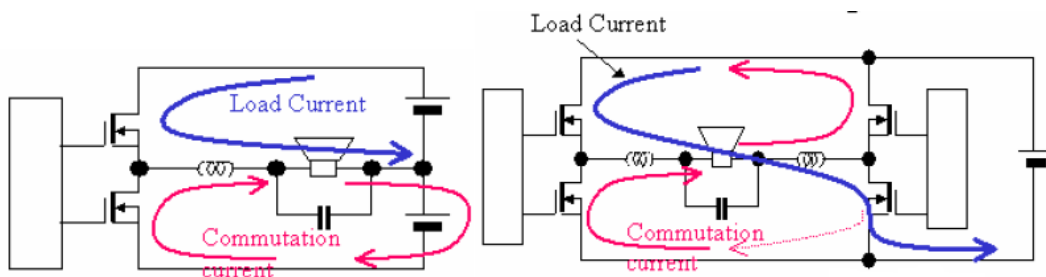


Figura 2.19. Fluxos de corrent en un amplificador d'una rama (esquerra) i dues rames (dreta). El que produeix l'efecte bus – pumping, [6].

2.3. EL TRANSISTOR MOSFET I ELS SEUS PARÀMETRES D'INTERÈS

Amb l'amplificador d'àudio de classe D es pot tenir eficiències del 90%, un THD (total harmonic distortion) inferior al 0.01% i uns nivells molt baixos de soroll EMI (interferència electromagnètica), només cal un bon disseny de l'amplificador. Els factors a reduir són les pèrdues de potència, els retards i els transitoris en la commutació tant de corrent com de voltatge. El principal responsable per aconseguir-ho és el seu transistor.

2.3.1. El MOSFET com element commutador

El transistor de camp MOSFET és el gran guanyador en front a altres dispositius de potència, com pot ser l'IGBT, degut a la seva ràpida velocitat de commutació (són els més ràpids) obtenint com a resultat una millor eficiència i linealitat. Està dissenyat per treballar a freqüències majors a 100KHz pel que ens serà molt útil degut a que volem treballar a prop dels 200KHz per mostrejar correctament un senyal de so a 20KHz i reproduir-la correctament en un futur. El transistor bipolar només ens treballa correctament fins als 25KHz, [7].

A més, els transistors MOSFET's són controlats per tensió el que abarateix els costos dels circuits de control. L'encapsulat del transistor està dissenyat per poder dur radiadors per facilitar la dissipació de calor produït per l'efecte Joule.

Un inconvenient és que la seva caiguda de tensió en conducció varia molt amb la temperatura i amb el corrent que hi circula, sent a més, superior als transistors bipolars pel mateix corrent. A continuació s'estudiaran els paràmetres que caracteritzen un transistor MOSFET per tal d'escollir-ho correctament pel nostre disseny.

2.3.2. BV_{DSS} , Tensió de ruptura drenador – font

La tensió d'operació de l'amplificador ens servirà per escollir la tensió de treball del MOSFET, la BV_{DSS} . Aquesta tensió és la màxima que suporta el MOSFET quan està obert, encara que s'han de tenir en compte altres factors, com poden ser

les fluctuacions de la font d'alimentació o pics de tensió, per això sempre caldrà que es sobredimensioni.

La mínima BV_{DSS} elegida dependrà de la potència que desitgem a la sortida, així com la càrrega, topologia de l'amplificador (mig pont o pont complet), factor de modulació i altres factors addicionals, com es mostra en les següents expressions per una topologia de pont complet i mig pont respectivament, [7]:

$$BV_{DSS(\text{pont complet})} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{out} \cdot R_{load}}{M}} + \text{factors addicionals} \quad (2.9)$$

$$BV_{DSS(\text{mig pont})} = 2 \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot P_{out} \cdot R_{load}}{M}} + \text{factors addicionals} \quad (2.10)$$

És important l'elecció d'una BV_{DSS} el més baix possible ja que aquest paràmetre està relacionat amb altres com l' $R_{DS(ON)}$. Si la BV_{DSS} és gran, l' $R_{DS(ON)}$ també i suposa majors pèrdues de potència, [7].

2.3.3. Resistència estàtica entre drenador i font, $R_{DS(on)}$

L'eficiència depèn de les pèrdues de potència, i aquestes es produeixen degut a la conducció del MOSFET, a la commutació i a la càrrega de la porta. Les pèrdues per conducció estan directament relacionades amb el paràmetre $R_{DS(ON)}$, típicament especificades al datasheet per una temperatura de 25°C i $V_{GS}=10V$. L'expressió que relaciona aquestes pèrdues es mostra a continuació, [10]:

$$P_{conducció} = (I_{D,RMS})^2 \cdot R_{DS(on)} \quad (2.11)$$

Com més alta sigui la temperatura a la unió, major serà la resistència. Quan es calcula les màximes pèrdues en la conducció del MOSFET s'empra l' $R_{DS(ON)}$ amb $T_{J,MAX}$, [7]. Les anteriors gràfiques (Figura 2.18.) mostren com varia l'eficiència de l'amplificador amb dues $R_{DS(ON)}$ distintes però amb les mateixes pèrdues per commutació.

2.3.4. Càrrega de porta, Q_g

La càrrega de porta del MOSFET Q_g és la càrrega requerida per la porta per saturar el transistor, és a dir, l'encès o "turn-on". Aquest paràmetre és independent de la temperatura i està relacionat directament amb la velocitat del MOSFET. Com menor sigui la càrrega, majors velocitats de commutació i menors pèrdues en la porta, per tant, menors pèrdues de commutació i major eficiència, com es mostra a la equació 12, a més, una alta càrrega afecta a la linealitat de l'amplificador, [7]:

$$P_{TOTAL,COMMUTACIÓ} = P_{COMMUTACIÓ} + P_{PORTA} \quad (2.12)$$

Les pèrdues de commutació són el resultat de l'engegada o apagat del MOSTFET, tal com es mostra a la Figura 2.21.

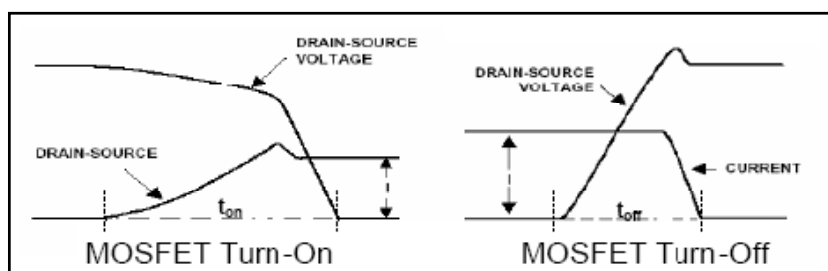


Figura 2.21. Senyals de l'engegada i apagada dels transistors MOSFET, [7].

Les pèrdues en la porta s'estimen amb la següent equació, [10]:

$$P_{PORTA} = 2 \cdot Q_g \cdot V_{driver} \cdot f_{commut} \quad (2.13)$$

La Q_g del MOSFET també està relacionat amb la eficiència, que en un amplificador és més significat que la linealitat, la qual es pot reduir optimitzant els temps morts (dead time). Si la Q_g és suficientment petita tindrem baixes pèrdues de commutació i per tant, alta eficiència, tal com es mostra en la Figura 2.22., [7].

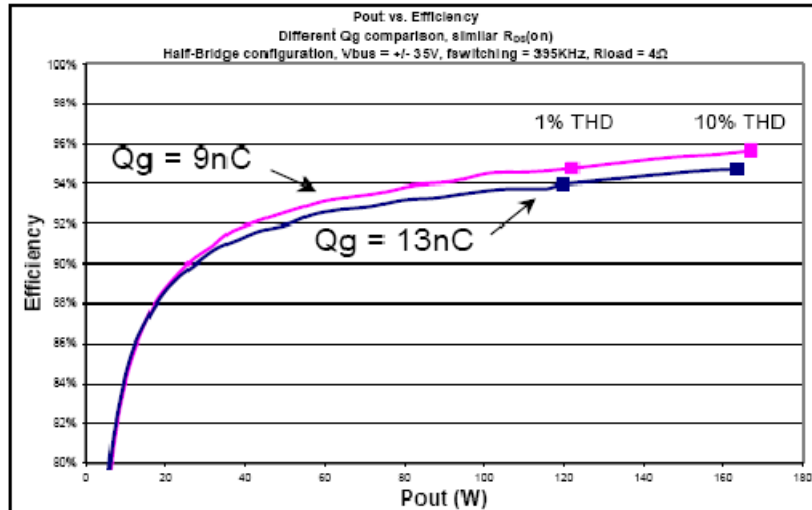


Figura 2.22. Eficiència de l'amplificador per diferents paràmetres Q_g i similar $R_{DS(ON)}$, [7].

2.3.5. Càrrega del díode de lliure circulació, Q_{rr}

Intrínscament al disseny, la estructura del MOSFET té una capacitat de càrrega entre la unió P – N del díode en antiparal·lel que retorna la corrent, o dit d'una altra manera, la quantitat de càrrega que ha d'evacuar el díode un cop està polaritzat en inversa. Durant aquesta evacuació, el díode conduirà en inversa.

La càrrega Q_{rr} , es defineix com l'àrea baix la corrent I_{rr} durant un temps t_{rr} (Figura 2.23.). Aquest paràmetre depèn directament de la temperatura unió, T_j i també afecta a la eficiència de l'amplificador i al soroll EMI i l'augment del THD, [7].

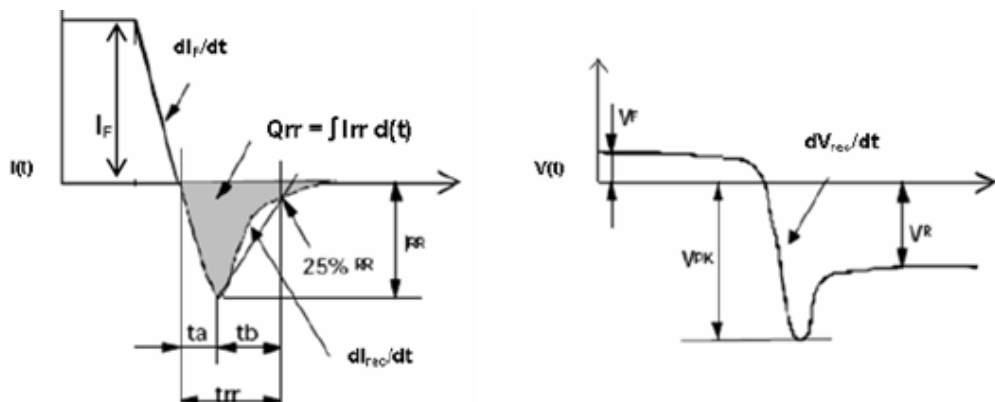


Figura 2.23. Típica forma d'ona en el díode de lliure circulació del MOSFET, [7].

Una reducció del “dead time” pot provocar que la corrent de commutació vagi pel MOSFET la major part del temps i així redueix l’ample del pols de corrent que passa pel díode de lliure circulació. També està relacionat amb el fenomen EMI, ja que per altes recuperacions de corrent dI_{rec}/dt (p.e. un petit t_b) genera altes dv_{rec}/dt (Figura 2.23.) el que provoca grans corrents a altes freqüències i uns arrissats transitoris a la tensió degut a les inductàncies i capacitats del amplificador augmentant les radiacions i el soroll EMI. Per tant, convé una Q_{rr} petita, [7].

2.3.6. Resistència interna a la porta, $R_{G(int)}$

Aquesta impedància és directament dependent de la temperatura i afecta als temps de commutació dels MOSFETs. Obviament, com major sigui, més augmentarà la resistència total de porta i per tant, menor serà la corrent, augmentant els temps i pèrdues de commutació, [7].

2.3.7. Encapsulat del MOSFET

L’elecció de l’encapsulat és important perquè afecta a la realització i cost del transistor. Característiques com les dimensions, la quantitat de potència que pot dissipar, la corrent que suporta, inductància i impedància interna i aïllament elèctric poden ser importants per un muntatge en PCB o per conèixer paràmetres elèctrics del MOSFET, [7]. També cal saber la resistència tèrmica de l’encapsulat $R_{\theta JC}$, ja que com més petita sigui, més temperatura màxima podrem tenir a la unió, $T_{J,max}$.

Tal com s’ha explicat a l’apartat 2.3.5., les inductàncies i capacitats internes poden generar diferents sorolls EMI. La Figura 2.24. mostra el soroll EMI obtingut de dos transistors MOSFET amb les mateixes característiques però diferents inductàncies degut al distints encapsulats.

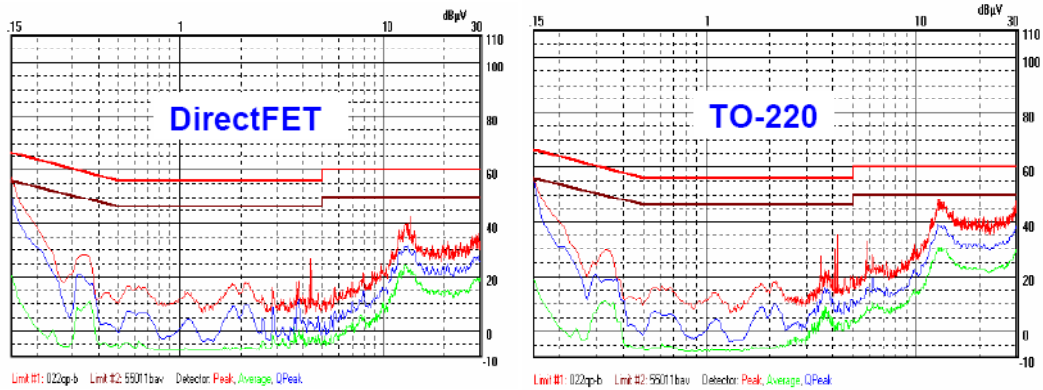


Figura 2.24. Comparació de sorolls EMI per dos encapsulats distints DirectFET i TO-220, [7].

2.3.8. Temperatura màxima d'unió, T_j

Aquesta és la temperatura màxima que suporta l'unió P-N durant el seu funcionament, i si es supera, es fondrà el transistor. Cal sobredimensionar-lo sempre de la temperatura que creiem que es posarà segons la potència dissipada i ajudar-lo sempre amb un bon dissipador de calor.

2.4. TOPOLOGIES DE L'AMPLIFICADOR CLASSE D

Els convertidors multinivell s'han consolidat en els darrers anys com una opció competitiva per a la conversió d'energia en un rang de mitjana – alta potència, tant des del punt de vista tècnic com econòmic, [8].

2.4.1. Configuració del pont

Abans de descriure les topologies, s'han de conèixer les distintes configuracions que es poden trobar en els amplificadors classe D. Aquestes són, com es mostren a la Figura 2.25., de semi pont i pont complet.

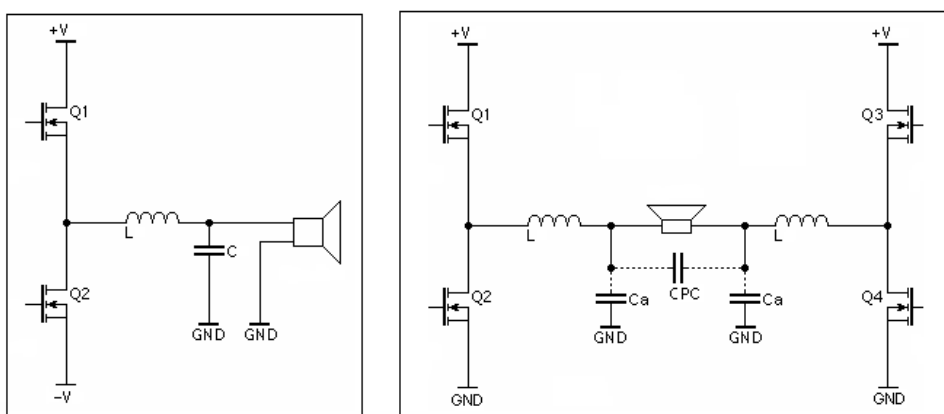


Figura 2.25. Esquema pont complet (esquerra) i semi pont (dreta), [7].

Els amplificadors de classe D es poden dissenyar amb dos, quatre o vuit transistors obtenint una configuració de semi pont (pel primer cas) o pont complet (pels altres dos). No obstant això, la configuració de pont complet és millor en àudio gràcies a l'estructura diferencial de sortida que permet cancel·lar fins i tot la distorsió harmònica dels components i els offsets. També, aquesta configuració permet un millor sistema de PWM (5 nivells) mentre que en l'altra configuració només es poden implementar dos nivells.

Un gran inconvenient de la configuració de semi pont és la fluctuació de la tensió d'alimentació. Quan el transistor connectat a $-V_{ss}$ passa a on, hi ha una circulació d'intensitat que va des de l'altaveu fins l'alimentació de tal forma que els condensadors de la font es carreguen. Quan la configuració ha d'amplificar senyals d'àudio de baixa freqüència, l'alimentació es veu afectada per l'energia

emmagatzemada en els condensadors i, aleshores, fluctua distorsionant l'àudio. Per tal d'evitar aquesta distorsió és necessària una realimentació.

2.4.2. Conceptes teòrics dels convertidors multinivell

La tecnologia que treballa en règim lineal escalfa els components i els circuits permanentment, puguen arribar a consumir energia elèctrica en moments en què no s'extreu energia útil del sistema i, amb el pas del temps, perdre qualitativament, [5].

La tensió alterna de la sortida, que tindrà un valor elevat, es sintetitza a partir de diferents nivells de tensió continua d'entrada d'un valor més petit. Aquesta tensió en múltiples nivells permet augmentar varis cops la tensió de treball del convertidor emprant els mateixos interruptors que un convencional. Com que podem emprar majors tensions, també ens permet treballar a majors potències sense necessitat d'augmentar la corrent, mantenint així les pèrdues de conducció i millorant l'eficiència de l'amplificador. A més, la freqüència de commutació del convertidor pot ser major que la freqüència de commutació dels interruptors, [8].

El principal motiu per a la utilització d'un amplificador multinivell per a aplicacions d'àudio, és la reducció dels harmònics generats per la modulació, la qual cosa ens permet poder utilitzar filtres de sortida molt més barats, lleugers i petits, [5]. I gràcies en aquests reduïts filtres i a tenir un major nombre de nivells de tensió, aquest amplificador tindrà una resposta dinàmica més ràpida. També es redueixen les interferències electromagnètiques (EMI) degut a la forma escalonada de la tensió de sortida que limita els transitoris de tensió.

Uns dels inconvenients que té la topologia multinivell en els amplificadors és que s'ha de disposar de diferents nivells de tensió continua d'entrada i per obtenir-ho, cal tenir varies fonts d'entrada o bé mitjançant condensadors potents. També és més complicada la tasca de control, ja que s'han de controlar nombrosos interruptors, encara que amb els processadors d'avui en dia, no hi haurà gaire problema, [8].

Existeixen a l'actualitat moltes topologies multinivell distintes, encara que les més estudiades son:

- Convertidors amb fixació per díodes (*Diode – Clamped Inverter*)

- Convertidor amb capacitats flotants (*Flying – Capacitor Converter*)
- Convertidor amb connexió en cascada de ponts monofàsics (*Cascaded Full – Bridge Converter*)
- Altres, [8].

El nostre estudi s'ha bastat exclusivament en la topologia del *Diode – Clamped Inverter* (DCI), o també conegut com *Neutral – Point – Clamped* (NPC). Aquest convertidor és actualment el més estudiat i el més aplicat. A continuació es descriuran variants que pot tenir aquesta topologia.

2.4.3. Topologia DCI de tres nivells amb una rama

Dintre d'aquesta cal desglossar en dos variants més, ja siguin d'una rama o de dues, estudiant-les ambdues per separat.

Aquesta modalitat pot tenir a la sortida dos nivells de tensió i un tercer que serà el zero. La configuració dels transistors i càrrega es mostra en la Figura 2.26.

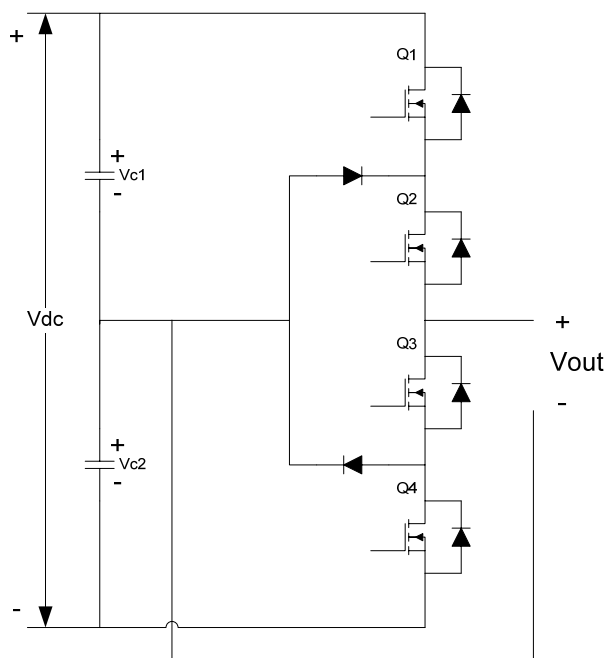


Figura 2.26. Esquema del classe D de tres nivells amb una rama.

La tensió del bus V_s es divideix mitjançant dues capacitats on el punt mig es sol anomenar també “punt neutre del bus de continua”. Com s’ha dit abans, la tensió de sortida pot tenir tres nivells, $V_s/2$, $-V_s/2$ i 0. La taula mostra com s’accionarien adequadament els transistors per tenir aquestes tensions.

Transistors connectats	Tensió de sortida (V_o)
Q1 – Q2	$V_s/2$
Q2 – Q3	0
Q3 – Q4	$-V_s/2$

Taula 2.3. Connexió dels interruptors amb la sortida resultant per una rama.

També es podria aconseguir tenir altres valors, com per exemple, dos positius (V_s i $V_s/2$) connectant el negatiu de V_o al negatiu de V_s (0V en aquest cas) en lloc de connectar-lo al punt mig. Els díodes que van connectats al punt mig del bus de continua V_s són l’element clau, ja que són els encarregats de fixar la tensió de bloqueig dels interruptors a una fracció de la tensió d’una capacitat. Els díodes en antiparalel també han de bloquejar la mateixa tensió, [8]. La Figura 2.27. il·lustra el gràfic de tensió alterna de la sortida.

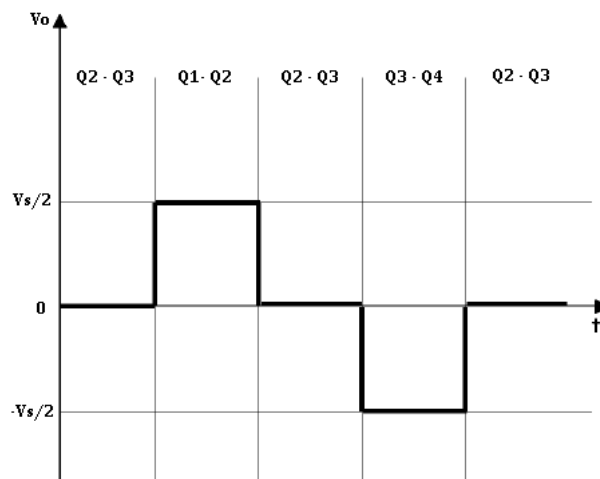


Figura 2.27. Tensió de sortida en funció dels transistors connectats per la topologia de tres nivells amb una rama.

2.4.4. Topologia DCI de tres nivells amb dues rames

Si afegim una rama més, obtindrem dos nivells més a la sortida i aconseguir d'aquesta forma, una tensió de sortida màxima doble que en el cas anterior, ja que abans només podíem tenir com a màxim $V_s/2$ i ara, tindrem el màxim de tensió de la entrada, V_s . La seva configuració es mostra a la Figura 2.28. I com es mostra a la Taula 2.4. obtenim 5 valors distintes de tensió, per tant seria una topologia de cinc nivells commutatats, encara que per nomenclatura es considera de tres nivells, degut a que es mira la de cada rama.

Transistors connectats	$V_{o(+)} - V_{o(-)}$ (V)	Tensió de sortida (V)
Q1 – Q2 – Q7 – Q8	$V_s - 0$	V_s
Q2 – Q3 – Q7 – Q8 ó Q1 – Q2 – Q6 – Q7	$V_s/2 - 0$ ó $V_s - V_s/2$	$V_s/2$
Q3 – Q4 – Q7 – Q8 ó Q1 – Q2 – Q5 – Q6	$0 - 0$ ó $V_s - V_s$	0
Q2 – Q3 – Q5 – Q6 ó Q3 – Q4 – Q6 – Q7	$0 - V_s/2$ ó $V_s/2 - V_s$	$-V_s/2$
Q3 – Q4 – Q5 – Q6 ó Q1 – Q2 – Q7 – Q8	$0 - V_s$	$-V_s$

Taula 2.4. Connexió dels interruptors amb la sortida resultant per dues rames.

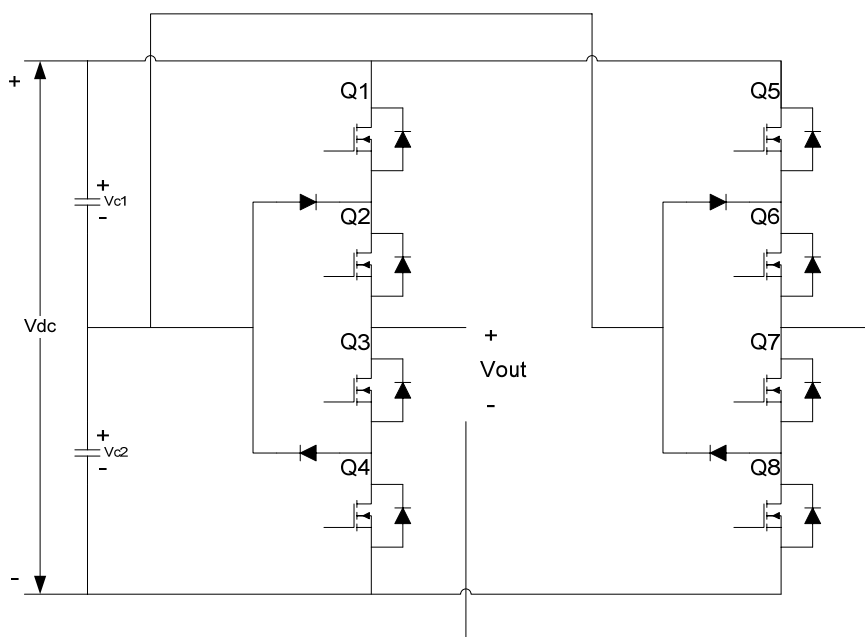


Figura 2.28. Esquema del classe D amb dues rames de tres nivells.

Donant com a resultat la forma d'ona que es mostra en la Figura 2.29.

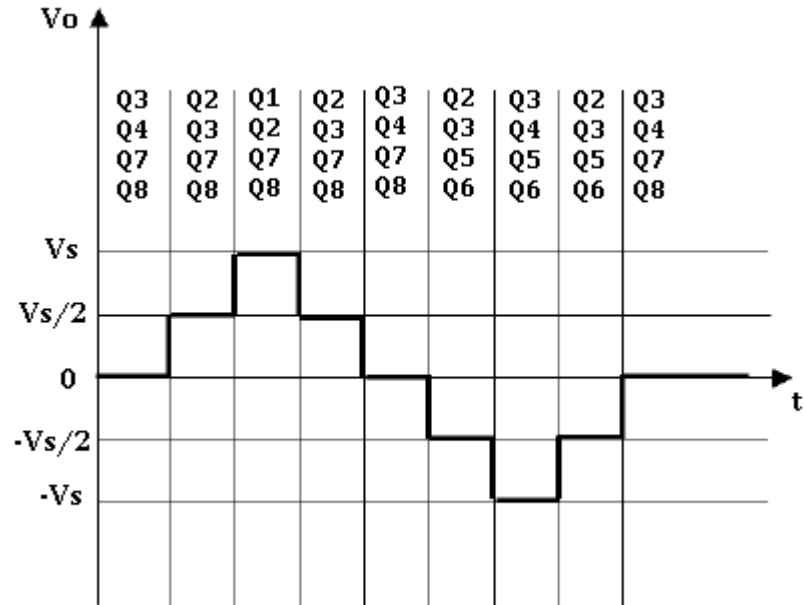


Figura 2.29. Tensió de sortida en funció dels transistors connectats per la topologia de tres nivells amb dues rames.

