

# Capítol 5

## Caracterització elèctrica i anàlisi de resultats

*En aquest capítol es documenta el comportament final del nostre prototipus. Es vol analitzar la resposta freqüencial del filtre passa – baixes per a les freqüències del so audible, de 20Hz a 20KHz. Comprovant si el comportament és el esperat amb les distintes càrregues L'estudi de la dinàmica dels transistors serà clau per veure el correcte comportament de l'amplificador i evitar accidents de curtcircuit. A més, s'obtindran mesures de qualitat (SNR (Signal Noise Rating) i el THD (Total Harmonic Distortion)) i rendiment.*

## 5.1. RESPOSTA FREQUÈNCIAL DEL FILTRE

Per tal d'analitzar la resposta freqüencial del filtre dissenyat sense tenir-lo connectat a l'amplificador ha estat necessari dissenyar en una plaqueta de tops un inversor del senyal sinusoidal de tal manera que ens permeti excitar el filtre bifàsic pels dos canals correctament del mode explicat a l'apartat 3.5.

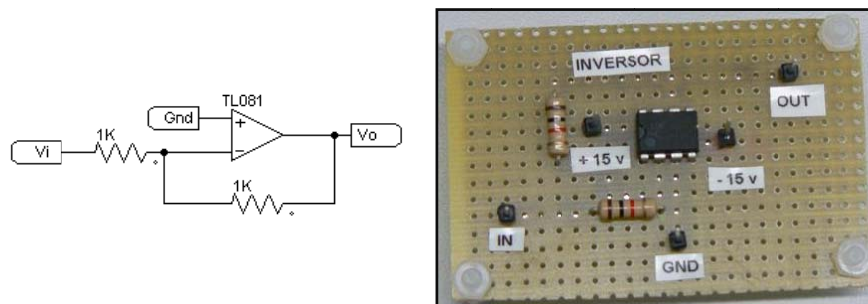


Figura 5.1. Esquema elèctric i realització en placa d'un inversor de senyal.

Un cop s'ha tingut tot el subsistema de filtratge correctament muntat (Figura 5.1.), s'ha realitzat un escombrat a diferents freqüències i amb les dues càrregues disponibles per tal de comparar la resposta. Aquesta comparació de càrregues per a les mateixes condicions es poden observar en la Figura 5.3.

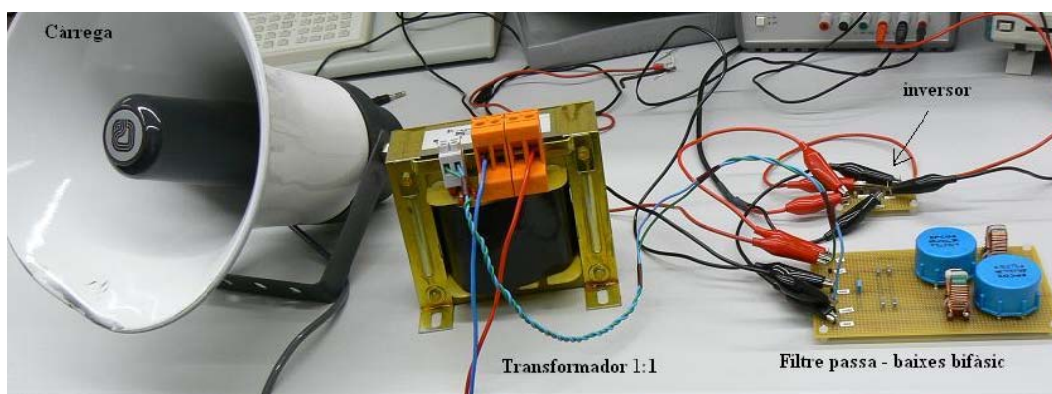
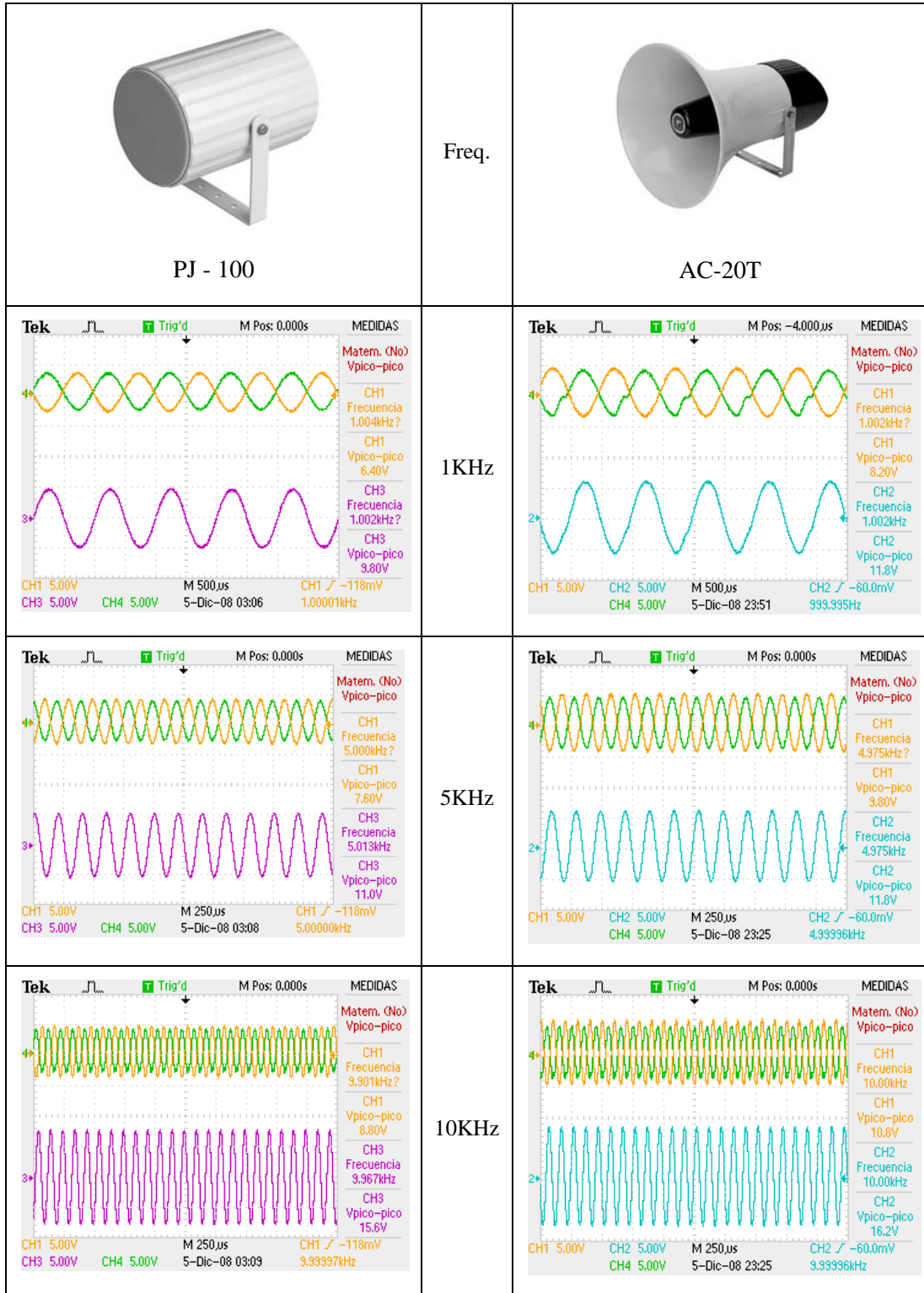
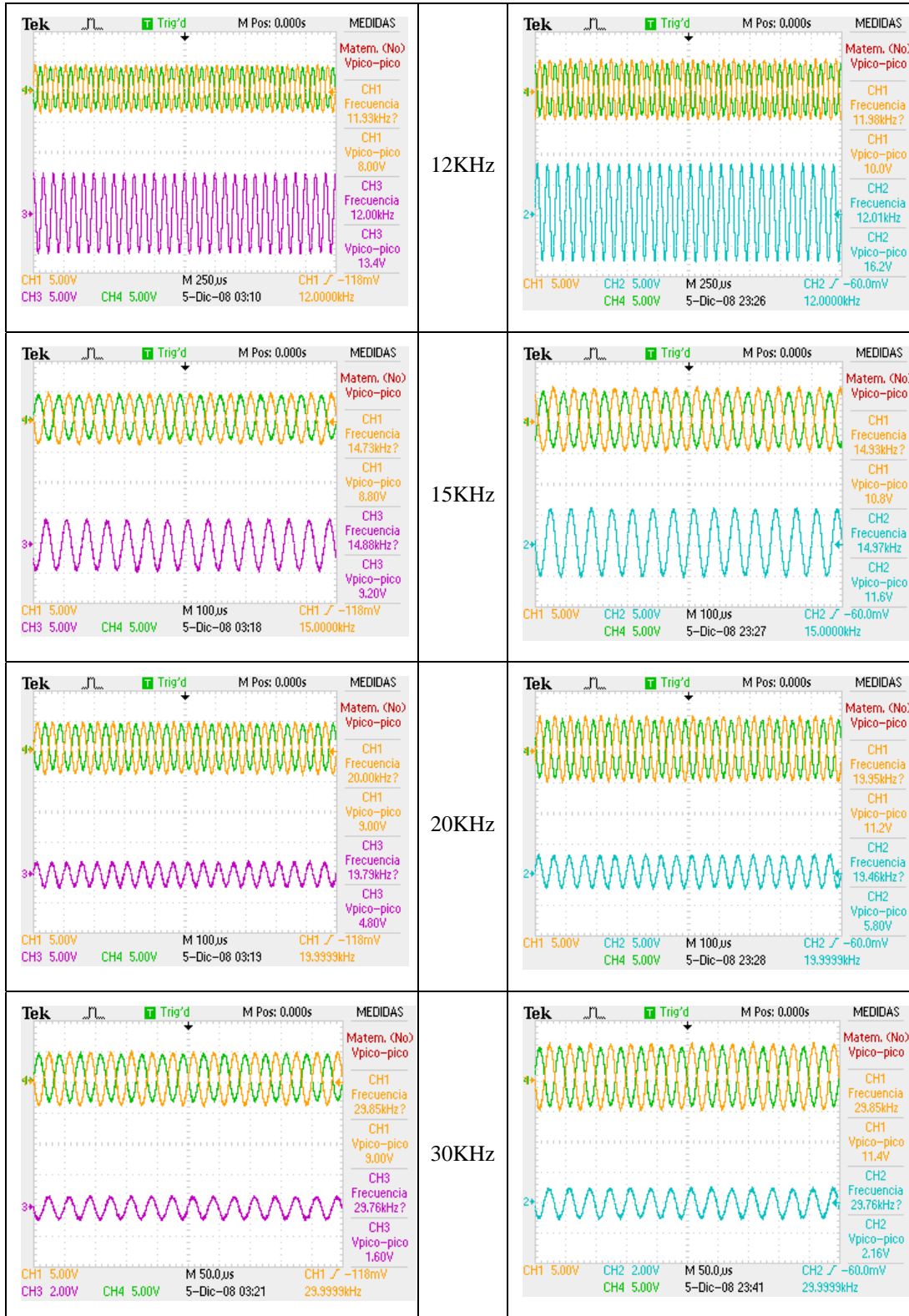


Figura 5.2. Esquema elèctric i realització en placa d'un inversor de senyal.





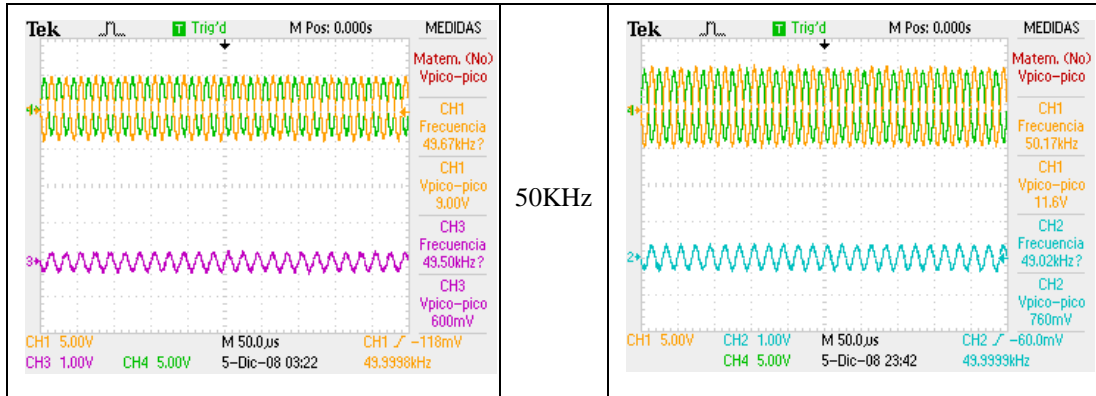


Figura 5.4. Resposta freqüencial del filtre passa – baixes amb les dues càrreges.

Tal com s'esperava la resposta per als diferents altaveus és molt semblant, ja que el transformador amb relació 1:1 serveix per aïllar l'amplificador de la xarxa d'altaveus, com es veia a l'esquema general de l'apartat 3.1. Les petites diferències d'amplitud poden ser degudes a les diferents respostes freqüencials que tenen els dos altaveus (Figura 5.5.).

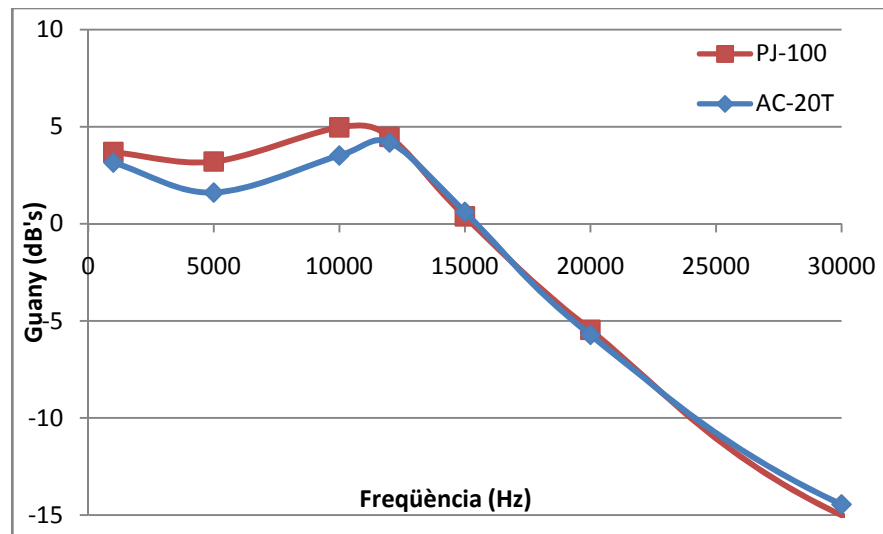


Figura 5.5. Diagrama de BODE amb la resposta dels dos altaveus estudiats.

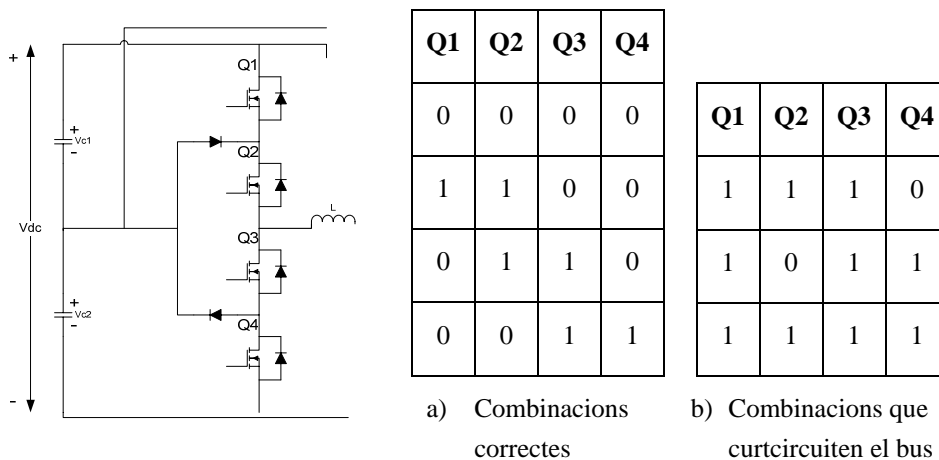
## 5.2. RESPOSTA DINÀMICA DELS TRANSISTORS

Un dels factors més determinants no tan sols en la qualitat final del so, sinó per un correcte funcionament general del prototip és el correcte comportament del transistor, tant en caràcter individual com en conjunt.

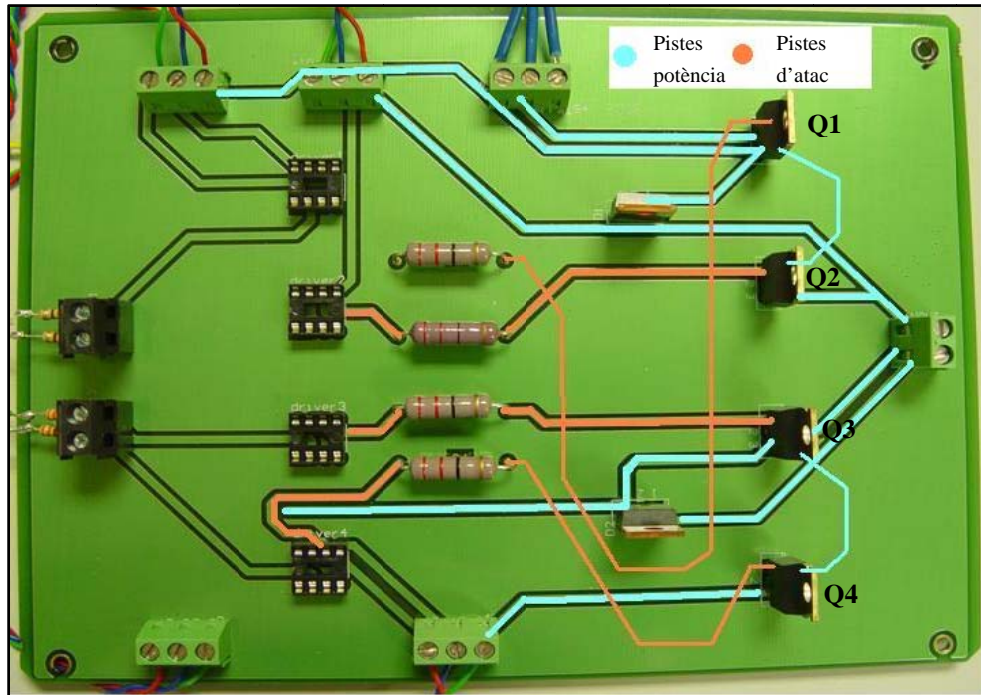
Per això hem d'entrar en aquest terreny amb un alt grau d'exigibilitat i millorar tots els aspectes possibles, ja que determinarà la qualitat final del prototip. Perquè com es mostrarà a continuació s'han localitzat i analitzat diferents problemes ocasionats en la posada en marxa de l'amplificador en tot el seu conjunt. El primer d'ells (apartat 5.2.1.) consisteix en un soroll en el senyal d'atac dels transistors que haurien de estar oberts (a OFF) i pot provocar el tancament i l'altre (apartat 5.2.2.) produït per la lenta freqüència de commutació del díode en antiparal·lel que porta el propi transistor.

### 5.2.1. Problemàtica d'acoblament de pistes

Es va detectar un problema d'acoblament entre les pistes de potència i les pistes d'atac dels drivers degut a la seva proximitat en la PCB, com es mostra a la Figura 5.7. i com es recorda a l'esquema de la Figura 5.6. poden donar a combinacions prohibides, com per exemple, mai poden estar en ON els transistors Q1 i Q3 a l'hora. Per l'anàlisi d'aquesta situació basta amb observar el comportament en una de les dues rames de l'amplificador, ja que es comportaran igual. En aquest cas es mira la rama composta pels transistors de Q1 – Q4.

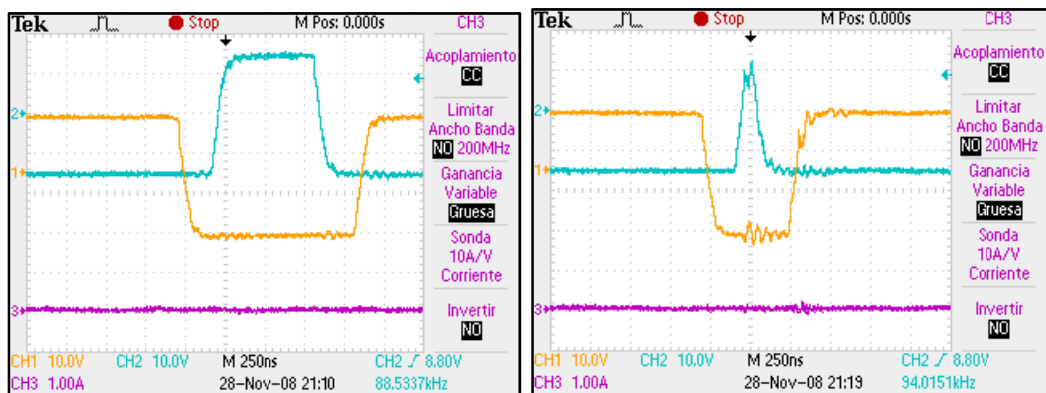


**Figura 5.6.** Esquema d'una rama amb les combinacions que pertonen (a) i les combinacions que provocarien un curtcircuit (b).



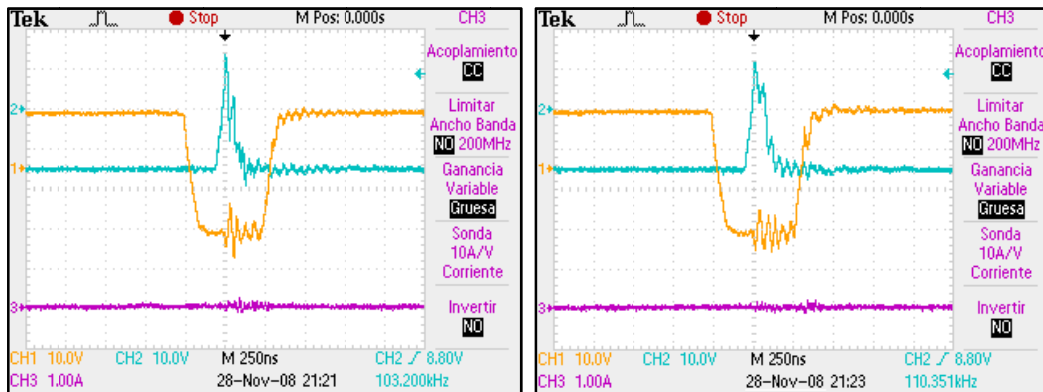
**Figura 5.7.** Estudi d'acoblements entre pistes de potència (pistes color cyan) i senyals d'atac als drivers (pistes color taronja). Les pistes més fines indiquen que van per sota.

Així doncs, es va comprovar que quan s'engegaven els transistors Q3 i Q4, la tensió i corrent que viatgen per les pistes taronges provoquen sobre la pista cyan fina (que va per sota) de el senyal d'atac de Q1 una interferència electromagnètica que provoca que existeixi un pic de tensió que va augmentant a l'hora que augmentem la tensió del bus, com mostren les següents figures. Qualsevol pista o cable en un circuit PCB pel que passa un corrent elèctric genera un camp elèctric i un camp magnètic, que pot provocar aquest tipus d'interferència (EMI) si estan prop d'altres.



**Figura 5.8.** Senyals d'atac dels drivers pels transistors Q3 (color cyan) i pel transistor Q1 (color taronja) per un  $DC_{BUS}=0V$  (esquerra) i  $DC_{BUS}=24V$  (dreta).





**Figura 5.9.** Senyals d'atac dels drivers pels transistors Q3 (color cyan) i pel transistor Q1 (color taronja) per un  $DC_{BUS}=50V$  (esquerra) i  $DC_{BUS}=60V$  (dreta).

Amb el que es veu clarament que si seguim augmentant a la tensió d'especificacions que es volien assolir, provocarem un pic en el senyal d'atac al transistor Q1 pel que el posarem a "ON" per un instant de temps suficient per provocar un curtcircuit al bus de continua, tal com es va mostrar a la Figura 5.6. en la que es mostrava aquesta combinació prohibida (1,0,1,1).

Aquest problema el tindrem igualment quan estem en el cas de Q2 i Q3 a "ON", la EMI de les seves senyals de potència afectaran a la mateixa línia d'atac del Q1, podent donar una altre combinació prohibida descrita en la taula anterior (1,1,1,0). L'altre interferència que es podria produir és amb el senyal d'atac del transistor Q4 en el mode en que Q1 i Q2 estan a "ON" però en aquest cas, no es produiria el curtcircuit del bus.

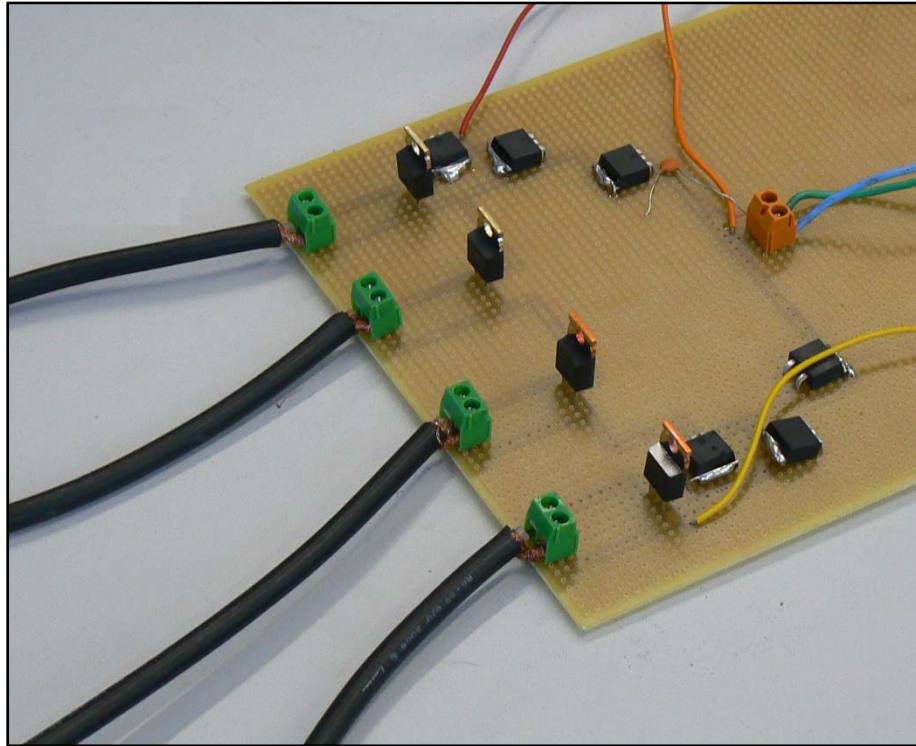
### 5.2.2. Solució proposada

Així doncs, la línia que pot portar problemes seriosos de curtcircuit del bus és la que ataca al transistor Q1, ja que la resta no afectarà al funcionament de l'amplificador. De totes maneres, posats a millorar el disseny, també corregirem la pista d'atac al transistor Q4 que es pot veure igualment interferida encara que no sigui crític.

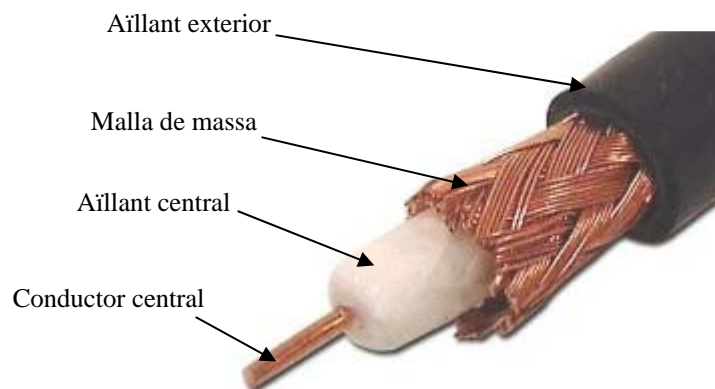
Per tant, abans de dissenyar noves PCB's hem de assegurar-nos de que aquí està la fallida. Per a comprovar-ho es va separar la part de potència a una placa de tops addicional com la que es mostra en la Figura 5.10. i portem els senyals



d'atac dels quatre transistors que provenen del drivers mitjançant cables coaxials, els quals tenen un excel·lent aïllament elèctric, compost per el conductor central i la massa en forma de malla que envolta el senyal, a més separats per un aïllant elèctric i tot recobert amb plàstic (Figura 5.11.).

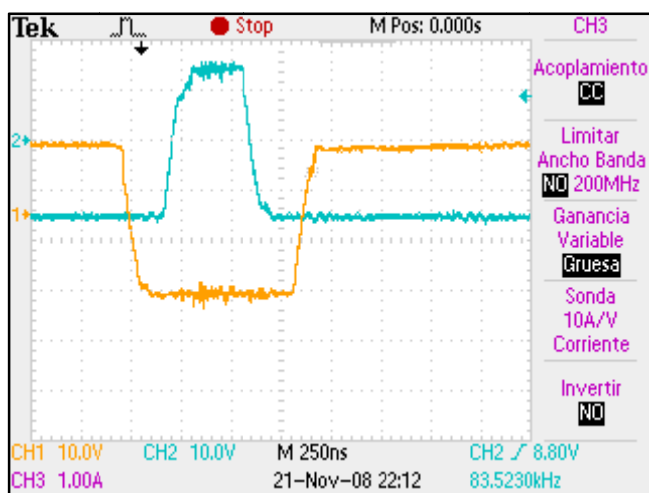


*Figura 5.10. Separació de l'etapa de potència mitjançant cables coaxials.*



*Figura 5.11. Cable coaxial i les parts que el componen.*

Una vegada separat, es pot corroborar la sospita que s’ha explicat en el apartat anterior, els senyals de potència provocaven efectes EMI (Electro – Magnetic Interference) a els senyals d’atac dels transistors. Ara tenim una resposta de neta a 0V en els transistors que es troben apagats, a “OFF”, com es pot comprovar a la següent figura.

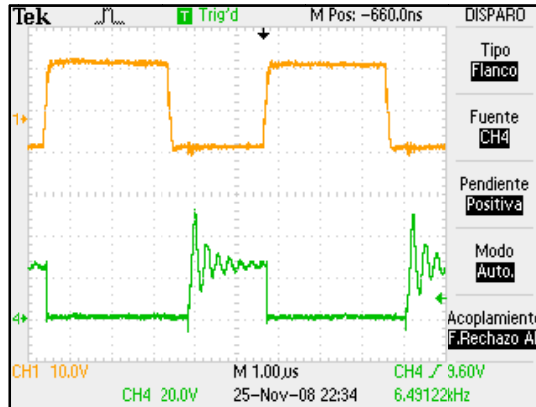


*Figura 5.12. Senyals d’atac dels drivers pels transistors Q3 (color cyan) i pel transistor Q1 (color taronja) sense interferència EMI als senyals d’atac.*

### 5.2.3. Problemàtica deguda al lent retorn dels díodes

Un cop es tenen depurades els senyals d’atac es passa a observar els senyals de commutació en bornes dels transistors, observant si compleixen les combinacions desitjades i que no es puguï realitzar ningun curtcircuit.

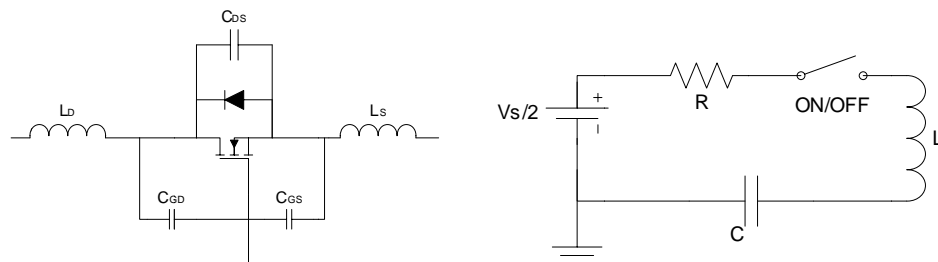
En l’anàlisi realitzat es va observar que en la obertura dels transistors (a OFF) la seva tensió  $V_{DS}$  sofria unes oscil·lacions amb un pic bastant elevat. I en el tancament (a ON) també però de molt menor amplitud, tal com es mostra en la Figura 5.13.



**Figura 5.13.** Tensió  $V_{DS}$  dels transistors (verd) amb la seva senyal d'atac (taronja). Bus de continua,  $V_S=48V$ . Arrissat degut a l'efecte "ringing".

El díode es polaritza en directa quan  $V_{DS}$  és negativa i aquest díode està dissenyat per poder conduir la mateixa corrent que la que pot el transistor. Aquests díodes solen ser lents i provoquen grans pics de corrent de recuperació inversa que poden arribar a destruir el dispositiu. Aquest efecte també és conegut com "ringing".

El transistor MOSFET te unes inductàncies internes definides en el seu datasheet tant al drenador ( $L_D=4.5nH$ ) com al surtidor ( $L_S=7.5nH$ ), a part de la càrrega inductiva que és l'altaveu amb el transformador. A més també te unes capacitats paràsites,  $C_{GD}=5.8nF$ ,  $C_{GS}=5nF$  i  $C_{DS}=110pF$ . Encara que si es vol simular el circuit equivalent vendria representat com es mostra a continuació, on la C és la capacitat de l'altre transistor (si evaluem el  $Q_1$ , doncs  $C_4$ ):



**Figura 5.14.** Elements paràsits del transistor (esquerra) i circuit equivalent per l'estudi de les corrents inductives (dreta).

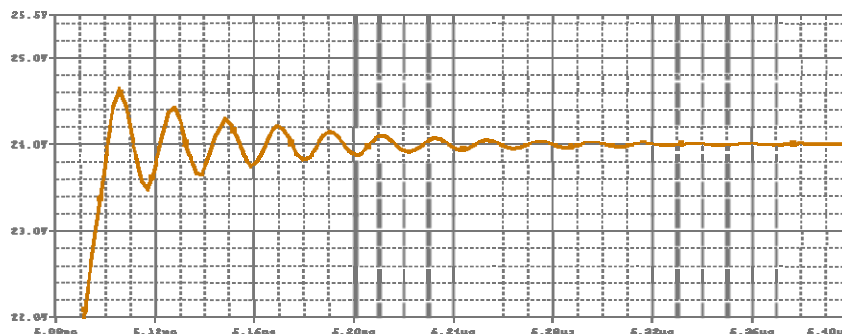


Figura 5.15. Ringing resultant de la simulació amb  $L=100nH$ ,  $C=100pF$  i  $R=4$ .

La simulació realitzada confirma el comentat abans, i significa que el díode en antiparal·lel no és el suficientment ràpid com per evacuar tota la corrent. Es pot fer una corroboració augmentant la capacitat posant un condensador en paral·lel. Primer es mostrarà la simulació (Figura 5.16.) i després la mesura real del circuit amb una capacitat afegida (Figura 5.17.).

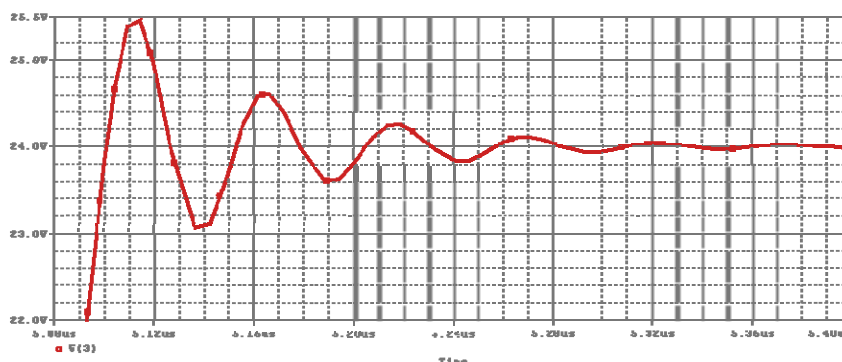


Figura 5.16. Ringing resultant de la simulació amb  $L=100nH$ ,  $C=800pF$  i  $R=4$ .

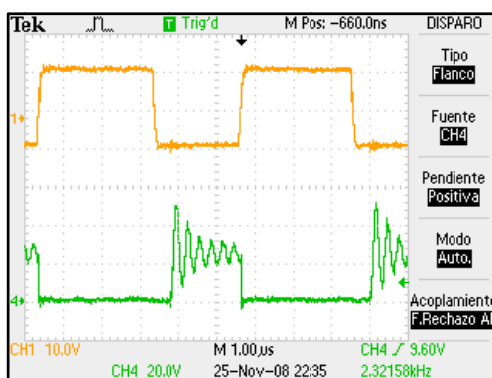


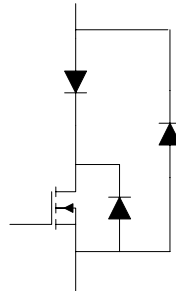
Figura 5.17. Tensió  $V_{DS}$  dels transistors (verd) amb la seva senyal d'atac (taronja). Bus de continua,  $V_S=48V$ . Arrissat degut a l'efecte "ringing" amb una capacitat major.

Aquest efecte és molt perillós perquè, com s'observa a la Figura 5.17., si augmenta el *ringing* fins a arribar a prop de zero provocaria el pas de corrent i curtcircuitaria la rama de transistors.

#### 5.2.4. Solució proposada

S'ha conclòs que el díode en antiparal·lel que porta intrínsec el MOSFET no és prou ràpid per retornar el corrent, així com els dos de lliure circulació connectats al punt mig, ja que també es fan servir el mateix transistor per emprar-los com a díodes i no necessitar comprar més dispositius. En total vuit transistors i quatre díodes.

Per solucionar aquest problema s'ha proposat la compra de nous díodes més ràpids, dos per cada transistors, connectats com el següent esquema (Figura 2.18.). En el que un serveix per anul·lar el del transistor i l'altre per retornar corrent.



**Figura 5.18.** Nova configuració del díode en antiparal·lel per evitar el ringing en la commutació.

Els díodes comprats són els “*HyperFast Rectifier 30CTH02SPbF*” de International Rectifier (Figura 5.19.). La Taula 5.1. mostra una comparativa d'aquest díode amb el que porta integrat el transistor.

	$t_{rr}$ (reverse recovery time)	$Q_{rr}$ (reverse recovery charge)
Díode integrat 4020PbF	120ns	280nC
30CTH02SPbF	30ns	37nC

**Taula 5.1.** Comparativa dels díodes emprats en el retorn de corrent..

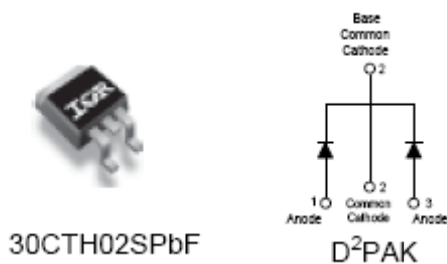


Figura 5.19. Díode rectificador ràpid, 30CTH02SPbF.

Aleshores es fan mesures amb el nou díode i es pot observar una clara reducció d'aquest fenomen (Figura 5.20.), amb el qual ja tenim les senyal depurades i preparades per a la correcta commutació.

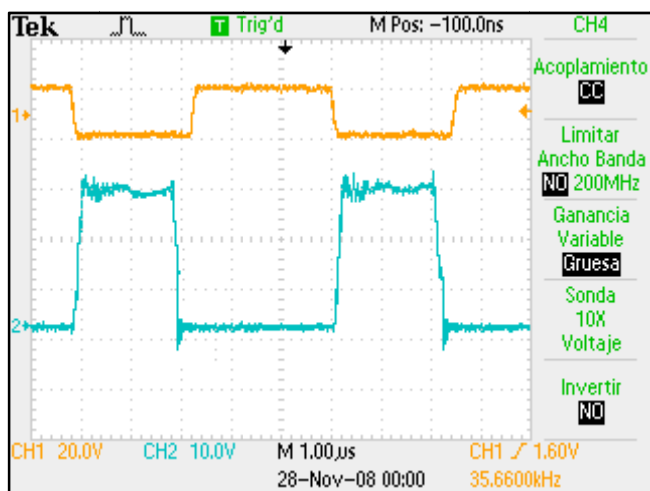


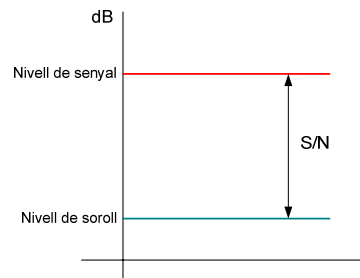
Figura 5.20. Tensió  $V_{DS}$  del transistor (blau) amb la seva senyal d'atac (taronja). Bus de continua,  $V_S=48V$ . Millora de la commutació sense sobrepics i reducció de l'efecte “ringing”.

## 5.3. QUALITAT DEL SO

### 5.3.1. SNR (Signal Noise Ratio)

La relació senyal – soroll (S/N) és la diferència entre el nivell del senyal i el nivell de soroll. S'entén com soroll qualsevol senyal no desitjat, en aquest cas, el senyal elèctric no desitjat que circula per l'interior de l'amplificador. Aquest soroll es mesura sense cap senyal a l'entrada de l'equip.

Es parla d'aquesta relació perquè el nivell de soroll és més o menys perjudicial en funció de com sigui el nivell del senyal. En un amplificador, com més s'augmenti el comandament de volum, més s'amplificarà el senyal i en la mateixa mesura s'amplificarà el soroll.



**Figura 5.21.** Relació Senyal / Soroll (SNR).

A la sortida d'un equip d'àudio el nivell del senyal d'entrada es mesura en volts, igual que a l'entrada del altaveu. Després es calcula el  $20 \cdot \text{Log}(S/N)$  i s'obté el valor SNR en decibels. Com major sigui aquest valor, millor qualitat.

Degut a que aquest amplificador digital rep el senyal des d'un convertidor ADC i és un dels principals generadors de soroll degut a la bona o dolenta quantificació del senyal analògic cal estudiar amb detall el SNR d'aquest mòdul i la seva part analògica ja que la qualitat del so es pot veure seriosament afectada.

L'ADC realitza una quantificació d'una entrada contínua  $x$ . Es pot definir el senyal quantificat com la suma del senyal d'entrada més un error ( $e$ ). Aquest error es denomina error de quantificació i determina la resolució del ADC. Aquest depèn del pas de quantificació que es defineix com la relació entre el rang a fons d'escala (RFE) per nombre de bits emprats en la conversió ( $n$ ), [13].



$$\Delta = \frac{RFE}{2^n} \quad (5.1)$$

La resolució del convertidor es pot expressar a partir de la relació senyal/soroll (SNR), en funció de n bits, [14].

$$SNR_{dB} = 10 \cdot \text{Log} \left( \frac{P_{senyal}}{P_{soroll}} \right) = 10 \cdot \text{Log} \left( \frac{1}{\Delta^2/12} \right) = 6,02 \cdot n + 1,76 \quad (5.2)$$

Així que per a la millora del SNR cal tenir en compte dos paràmetres, el primer és la reduint el pas de quantificació, és a dir, augmentar el nombre de bits (n). El segon és augmentant la freqüència de mostreig.

En el nostre cas, i tenint en compte les limitacions que es van explicar al Capítol 4 en relació a la modulació digital, usem per a la quantificació n=10 bits, per tant,

$$SNR_{dB} = 6,02 \cdot n + 1,76 = 61,95 \text{ dB} \quad (5.3)$$

Els equips industrials de megafonia que es comercialitzen a l'empresa Optimus indiquen un nivell SNR < 70dB's, per el que amb el prototipus ja ens apropem a un sistema fabricat amb les màximes condicions. Per augmentar aquesta relació caldria canviar el sistema de modulació, quantificar el senyal analògic amb més bits.

### 5.3.2. THD (Total Harmonic Distortion)

El THD és un paràmetre tècnic emprat per definir la qualitat del senyal d'àudio que surt d'un sistema, el qual mesura les no linealitats del amplificador. Aquesta distorsió es produeix per l'aparició d'harmònics del senyal original. Un harmònic és un senyal de freqüència múltiple d'altra original. Si a l'entrada tenim un to pur de freqüència 1 KHz, els seus harmònics apareixeran com tons purs de freqüència 2 KHz, 3 KHz, 4 KHz... Quan hi ha distorsió harmònica, els harmònics simplement apareixen malgrat no ser desitjats.

La distorsió harmònica o THD es mesura en percentatge (%) i s'espera que els valors siguin inferior al 1%. El percentatge representa la part del total de l'energia a la sortida que pertany als harmònics, és a dir, quin percentatge és distorsió. Es calcula mesurant la amplitud a les freqüències harmòniques i aplicant la següent fórmula, [15]:

$$THD\% = \sqrt{\frac{v_1^2 + v_2^2 + v_3^2 + \dots}{v_0^2}} \cdot 100 \quad (5.4)$$

On  $v_0$  és la amplitud del senyal a la freqüència fonamental.

El nostre test consisteix en excitar l'amplificador amb un senyal sinusoidal pur i extreure la relació entre la tensió RMS dels harmònics i la component fonamental.

Un tema interessant a comentar que ens hem trobat a l'hora de voler veure amb quines condicions realitzen els fabricants les mesures del THD és que no existeix normativa i cada fabricant d'amplificadors és lliure d'indicar les condicions de mesura al seu gust, o com menys el perjudiquin. En l'anàlisi del THD no és el mateix realitzar la mesura amb un senyal d'1kHz a 0 dBV d'amplitud (1 V) agafant 5 harmònics que a 10 kHz a -10dBV d'amplitud (316mV) i utilitzar 3 harmònics per la mesura. El primer cas, és el més estès pels fabricants d'amplificadors professionals.

En aquest projecte, s'ha optat per mesurar el THD amb les següents condicions:

Elements	Condicions de test
Generador de funcions	To pur sinusoidal. $F_i = 1 \text{ kHz}$ , $V_{i_{pic}} = 1 \text{ Volts}$
Oscil·loscopi	$F_s = 1 \text{ MHz}$ amb sondes calibrades de tensió. El dispositiu és un TPS Tecktronic de masses de canal aïllades.
Bus de continua	48 Volts
Càrrega	Transformador de línia de 100V – 100V (1:1) de megafonia + altaveu PJ-100

Taula 5.2. Condicions de mostreig per l'anàlisi del THD.

La Figura 5.22. mostra el senyal sinusoidal modulada en cinc nivells i amplificada (senyal groga) i després de ser filtrada (senyal blava), també es mostra la corrent a la càrrega (vermell). Es recorda que la freqüència de commutació del ADC Cirrus és de 192KHz (imatge de la dreta), encara que s'ha volgut realitzar una comparació si haguéssim escollit una freqüència de 48KHz (imatge de l'esquerra), per a destacar la importància de la quantificació.

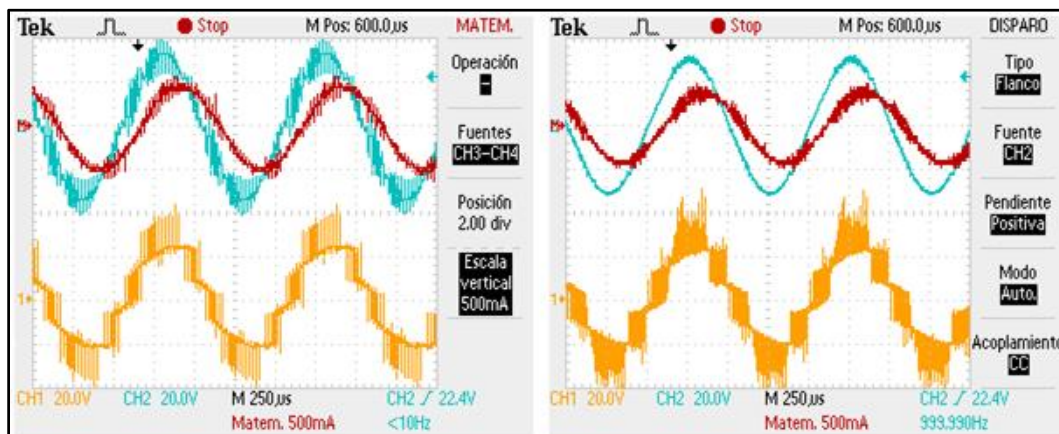
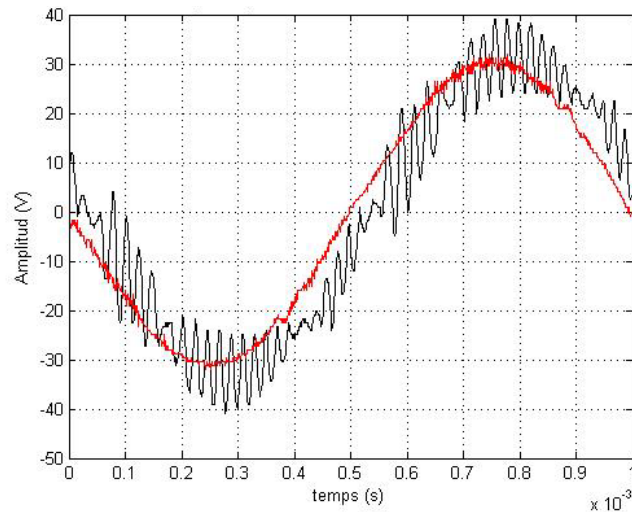
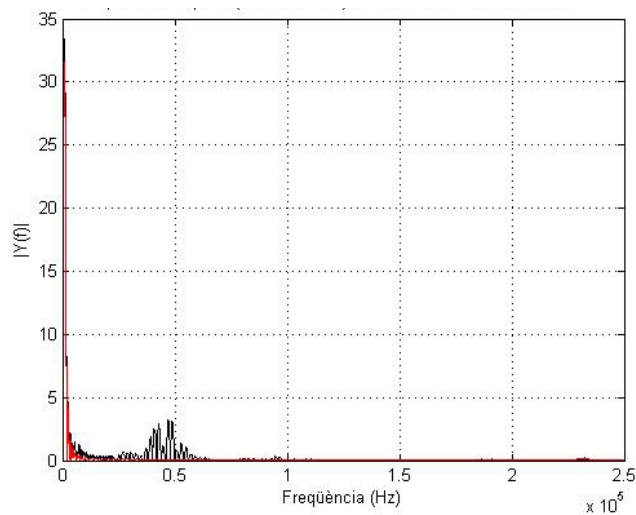


Figura 5.22. Diferències de senyals de sortida a 48KHz (esquerra) i 192KHz (dreta). Senyal modulada amplificada (groga), senyal filtrada (blava) i senyal de corrent (vermella).

A continuació s'han agafat els valors enregistrats dels senyals filtrats en les dues freqüències i se'ls ha introduït al MATLAB (Figura 5.23.) per l'anàlisi del THD realitzant la transformada de Fourier (FFT) i observar on es produeixen els pics (Figura 5.24.). El rang de freqüències observats ha estat des de 0Hz fins a 250KHz.



**Figura 5.23.** Senyal temporal de sortida 5 nivells 48 kHz (negre) vs 192 kHz (vermella).



**Figura 5.24.** Espectre sortida 5 nivells 48 kHz (negre) vs 192 kHz (vermella).

La Taula 5.3. mostra els THD's resultants amb les dues freqüències.

	48 KHZ	192 KHZ
THD %	1.4212	0.7483

Taula 5.3. Resultats del THD de l'amplificador per 48KHz i 192KHz.

L'harmònic de commutació quant es commuta a 48 KHz no s'atenua pel filtre LC de la etapa de sortida com quan es treballa a 192 kHz degut a que es troba més proper a la banda audible i no l'elimina, fet que empitjora el seu THD.

També ens podem fixar en l'aparició d'un fenomen anomenat "bus - pumping". Aquest es veu clarament en la modulació de 5 nivells a 192KHz de la Figura 5.22. (dreta) Si analitzem el senyal podem veure una certa oscil·lació quan hauria de mantenir-se estable en qualsevol dels seu 5 nivells commutats, com es destaca en la Figura 5.25. marcat en blau, que correspondria a una petita senyal sinusoidal de baixa amplitud però suficient per ficar soroll a la modulació amplificada.

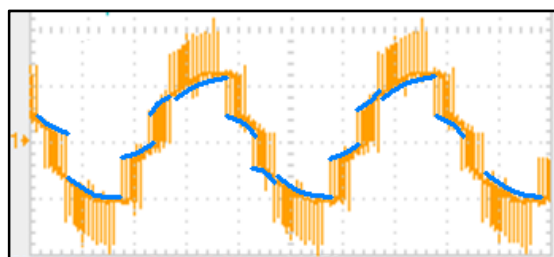


Figura 5.25. Efecte bus - pumping al bus de continua.

Això és degut a les fluctuacions del punt mig del bus de continua (Figura 5.26.) que s'haurien d'eliminar amb un controlador el qual no entre a l'abast del projecte.

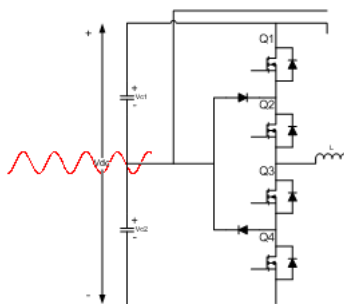


Figura 5.26. Fluctuacions al punt mig del bus de continua.

## 5.4. RENDIMENT DE L'AMPLIFICADOR

Aquesta dada informa de quanta energia lliura l'etapa de potència a la seva sortida (cable + altaveus), de tota la qual consumeix. El rendiment es calcula com:

$$\text{Rendiment \%} = \frac{P_{\text{lliurada}}}{P_{\text{consumida}}} \cdot 100 \quad (5.5.)$$

També es podria mesurar el rendiment acústic, que és la relació entre la potència acústica radiada per l'altaveu entre la potència elèctrica consumida en l'altaveu, però aquesta no es calcularà per falta d'instrumentació i per ser menys rellevant ja que la càrrega la posarà diferent cada client que adquireixi l'amplificador.

Per calcular el rendiment de l'amplificador es pot emprar les mesures realitzades a l'apartat anterior, ja que tenim la gràfica de la sortida filtrada (Figura 5.20., dreta i vermella) on la  $V_{O,MAX}=30V$  i coneixem les condicions de l'entrada d'àudio i del bus de continua,  $V_{BUS}=48V$ .

Es sap que la sortida tindrà un valor màxim de  $V_{BUS}$  quan l'entrada modulada tingui un Duty de 100% però això no ocorrerà degut al factor de modulació  $m$ , valor entre 0 i 1, que limita el senyal per tal de no saturar al convertidor ADC. El factor emprat ha estat de  $m=0.7$ , que significa que la modulació del senyal d'àudio que s'ha dit que era de  $V_{I,PIC}=1V$  serà realment  $V_{I,PIC} = 0.7V$ , el que limitarà el Duty a un màxim d'un 70%. Per tant, el rendiment de l'amplificador és de:

$$\text{Rendiment \%} = \frac{30}{48 \cdot 0.7} \cdot 100 = 89.28\% \quad (5.6.)$$

Per tant tenim un bon rendiment tal com es va estudiar en el Capítol 2, dels amplificador classe D. La part d'energia que no surt es consumeix en forma de calor. La major part d'aquesta calor es produeix en l'etapa de potència, que és la qual treballa amb grans tensions i intensitats. Perquè l'excés de calor no la danyi, s'han d'emprar dissipadors de calor i ventiladors per a forçar el flux d'aire. Per a instal·lacions grans del tipus de megafonia o escenaris que depenen de grups electrògens autònoms com és el nostre cas, el rendiment és un factor important en l'elecció de l'amplificador.

