

Capítol 3

Disseny i muntatge del prototipus

Un cop explicats tot els conceptes teòrics passem a la pràctica. En aquest capítol s'exposarà tot el disseny del prototipus donant una visió més clara i esquemàtica del treball realitzat, explicant mòdul a mòdul fins arribar al conjunt. A més, s'analitzaran totes les opcions que es van presentar a l'hora d'elegir els components i justificant la elecció dels escollits. Dintre del capítol també s'inclouen els dissenys finals de les plaques, tant l'Schematics com el Layout, i imatges de les plaques finalment muntades amb tots els seus components així com de tota la interconnexió entre la resta de mòduls.

3.1. JUSTIFICACIÓ DE LA TOPOLOGIA

Un cop s’han proposat les distintes topologies al Capítol 1, passem a explicar l’esquema final que s’ha seguit per el disseny i fabricació del prototipus.

La topologia desenvolupada en aquest projecte és de tres nivells amb dues rames, o el que es tradueix a topologia de cinc nivells commutats, compost per quatre transistors en cada rama amb el seu díode en antiparal·lel cada un d’ells, i dos díodes de lliure circulació, com es pot veure en la Figura 3.1.

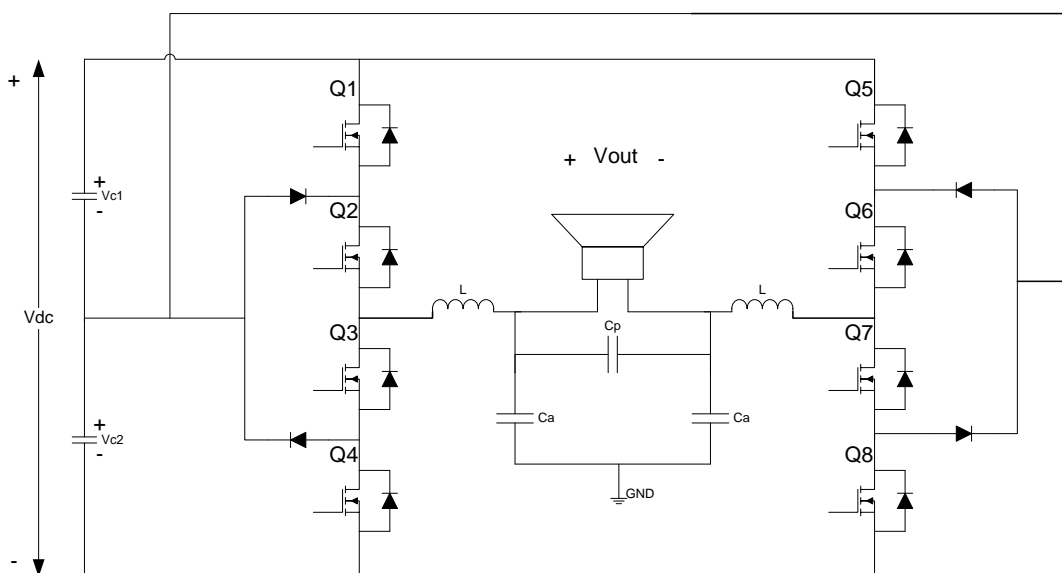


Figura 3.1. Esquema de la topologia de 5 nivells de pont complet.

S’utilitza la configuració de pont complet ja que la seva estructura diferencial permet un millor àudio i no fa necessària la implementació d’una realimentació. Juntament amb un filtre passa – baixes bifàsic el qual s’explicarà amb més detall al llarg d’aquest capítol.

Les següents imatges mostren a mode de simulació el comportament dels amplificadors amb les topologies de tres i cinc nivells per a distintes senyals. Primerament es compara amb un to pur d’1KHz (Figura 3.2.), analitzant també, l’espectre freqüencial (Figura 3.3.) de la sortida en les dues topologies.

Però tal com es va dir al capítol anterior, l'àudio està compost pel sumatori de diferents tons (poli-tons), per tant, també es simula el comportament amb un senyal composta per tres sinusoidals a distintes freqüències (Figura 3.4.).

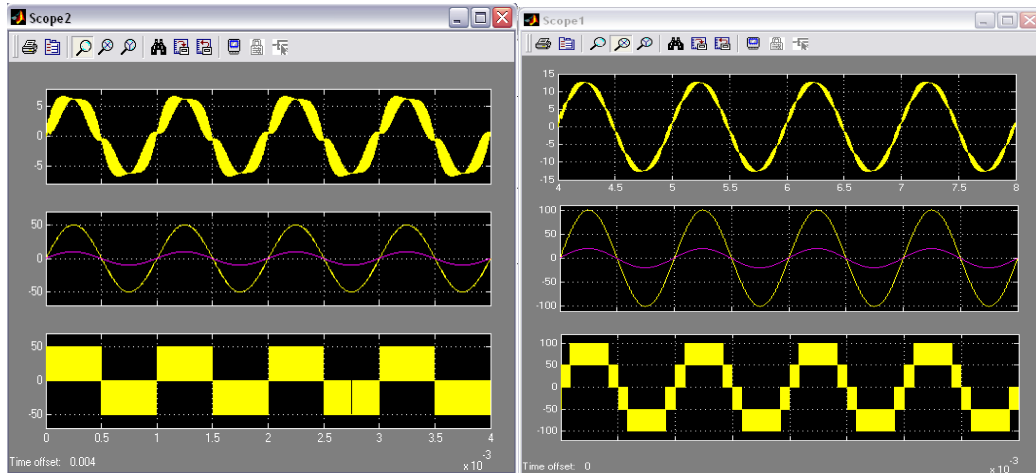


Figura 3.2. Comparativa de les topologies tres nivells amb una rama (esquerra) i dues rames (dreta) amb un to pur de 1KHz. Corrent de càrrega (superior), Entrada (centre – rosa), Sortida (centre – groga) i modulació PWM (inferior).

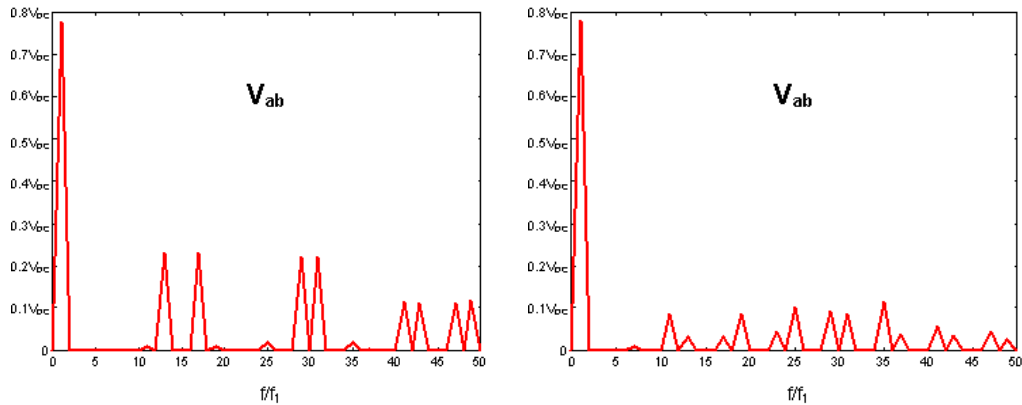


Figura 3.3. Simulació dels harmònics per a distintes topologies, de 3 nivells (esquerra) i 5 nivells (dreta).

Com es pot observar en la comparativa anterior amb un senyal sinusoidal pura s'aconsegueix amb el de tres nivells amb dues rames una millor amplificació de l'entrada (un senyal de sortida molt més neta) a més de que te el doble d'amplitud que el de tres nivells amb una rama. En la Figura 3.3. es pot observar l'espectre freqüencial mitjançant la transformada de Fourier (FFT) que en el cas dels cinc

nivells commutats obtenim un senyal reproduïda des de la modulació amb uns harmònics molt menors i fàcilment eliminats amb un passa – baixes senzill.

En el cas de la Figura 3.4. hem aconseguit amplificar un senyal molt més complexa i a l'hora molt més real que l'anterior que simula perfectament un senyal d'àudio i tal com l'altre cas, s'ha obtingut un senyal amb menys soroll i amb el doble d'amplitud.

Per tant, després d'aqueta petita confirmació de que la topologia de tres nivells amb dues rames és molt útil per a l'àudio, passem a desenvolupar el disseny i implementació del prototipus de pont complet amb cinc nivells commutats.

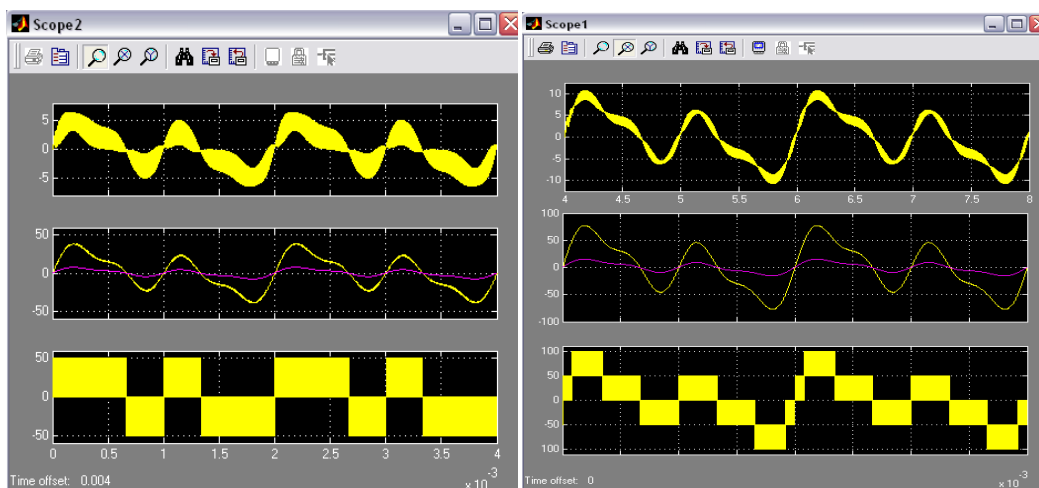


Figura 3.4. Comparativa de les topologies tres nivells amb una rama (esquerra) i dues rames (dreta) amb un poli-to de $\sin(600\text{Hz}\cdot t) + \sin(1\text{KHz}\cdot t) + \sin(3\text{KHz}\cdot t)$. Corrent de càrrega (superior), Entrada (centre – rosa), Sortida (centre – groga) i Modulació PWM (inferior).

3.2. ESQUEMA GENERAL DEL PROTOTIPUS

Per tenir una visió més panoràmica de tot el prototipus que s'ha dissenyat i posteriorment construït, es presenta un esquema amb tots els blocs que el componen. A més, el sistema abasta des de la seva entrada en corrent alterna (tensió de xarxa, 220V) i àudio analògic de qualsevol reproductor fins la sortida d'àudio distribuït compost per N altaveus.

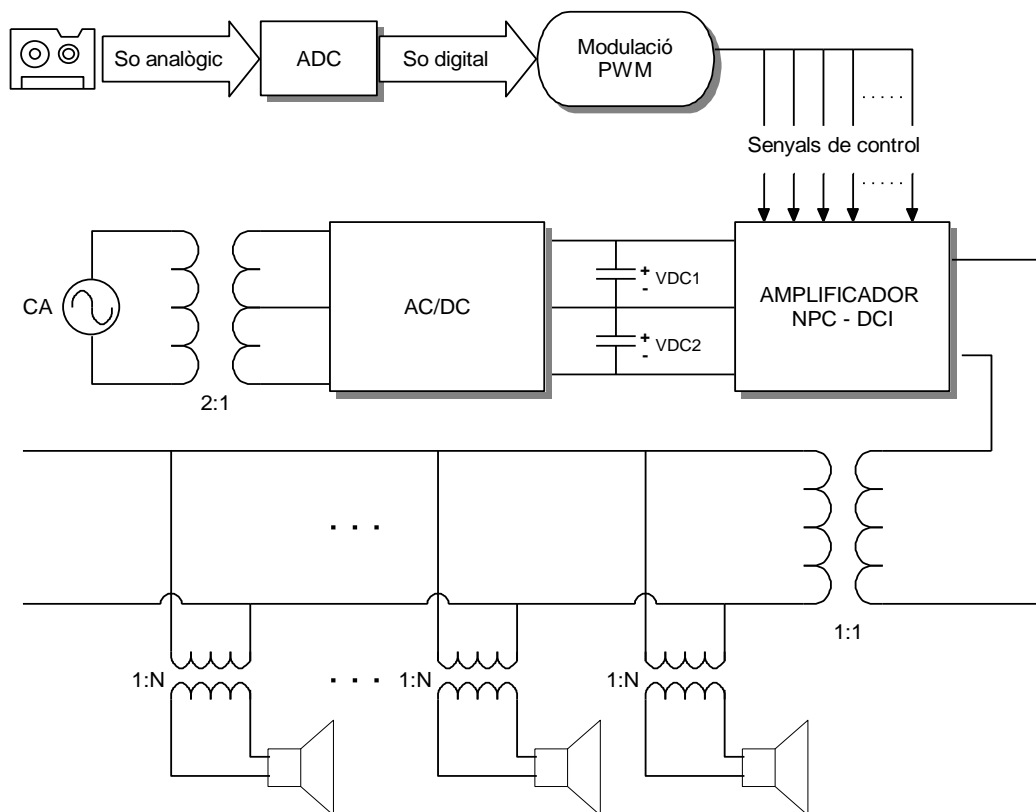


Figura 3.5. Esquema general del sistema complet.

On podem distingir dos grans blocs, el primer la part de modulació, composta per un convertidor d'àudio d'analògic a digital i la modulació multinivell que donarà les vuit senyals de control pels interruptors de l'amplificador tinent en compte els temps morts, explicat en detall al capítol 4. El segon bloc és la part de potència, composta per els transformadors de AC/DC, el bus de continua, l'amplificador i la xarxa de càrregues distribuïdes, explicats a continuació.

3.3. L'AMPLIFICADOR MULTINIVELL

Es descriurà aquest mòdul en primer lloc per esser el més rellevant del projecte. L'amplificador multinivell dissenyat és de 5 nivells commutats (dues rames en paral·lel de tres nivells) com es va estudiar a l'apartat 2.4. En aquest apartat es mostrarà el procés de disseny i fabricació de les plaques que compondran l'amplificador i es farà una justificació dels components emprats.

3.3.1. Circuit d'excitació per a cada transistor

Cada transistor porta el seu sistema d'excitació individual ja que a cada un li entrà un senyal modulada distinta. A més es vol que els optodrivens o optoacobladors (que exciten al transistor amb +15V) estiguin alimentats per unes fonts d'alimentació continua (convertidor DC-DC de 24V a ±15V) i tinguin massa flotant referenciat al surtidor de cada transistor.

Així doncs, com es mostra al SCHEMATICS de la Figura 3.6. tindrem una entrada de 24V que alimentarà al convertidor (±Vi), del qual sortiran ±15V, que aniran al optodriver. Quan li arribi senyal digital alta al optodriver, aquest passarà a la sortida els +15V (excitant la porta del MOSFET) i si la senyal digital és baixa, passarà els -15V a la porta, provocant que es tanqui en més velocitat que si fossin 0V, ja que així permetrà una flux de corrent cap a fora de la porta. Aquests optoacobladors són els encarregats d'aïllar òpticament la part digital de la part de potència (Figura 3.6.).

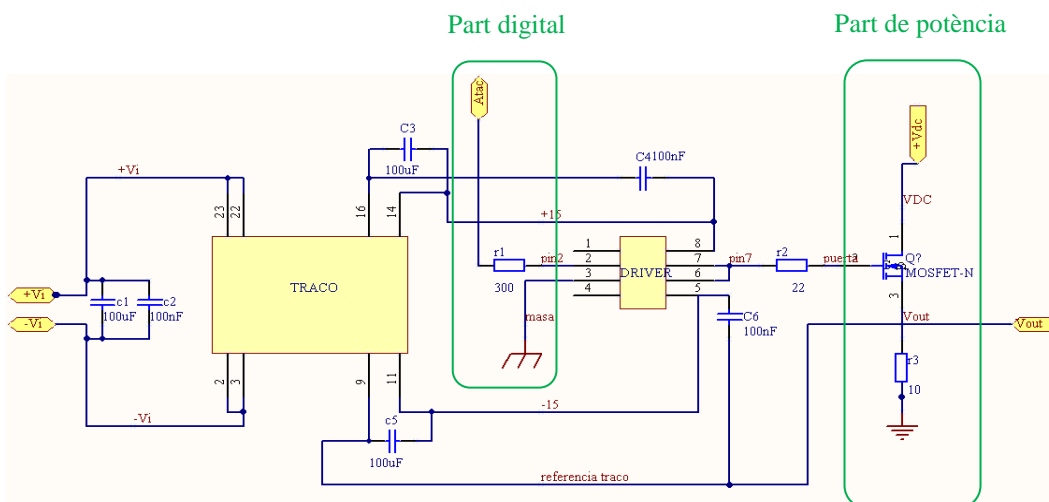


Figura 3.6. Esquema del circuit d'excitació complet per a cada transistor.

3.3.2. Disseny de la placa de convertidors de DC - DC

Per facilitar el disseny es realitzaran quatre plaques per separat, dues compostes per les quatre fonts d'alimentació continua, i les altres dues amb la resta de components (optoacobladors, transistors, etc.). Així si alguna cosa no anés del tot bé, podrem evitar soldar i dessoldar els convertidors DC/DC (components de major volum i cost). A més, per tal de tenir una presentació més agradable, es realitzaran les plaques de la mateixa mida i es col·locarà una damunt l'altre, formant pisos. A continuació es mostra l'*Schematics* (Figura 3.7.) i *Layout* (Figura 3.8.) realitzats per aquesta placa.

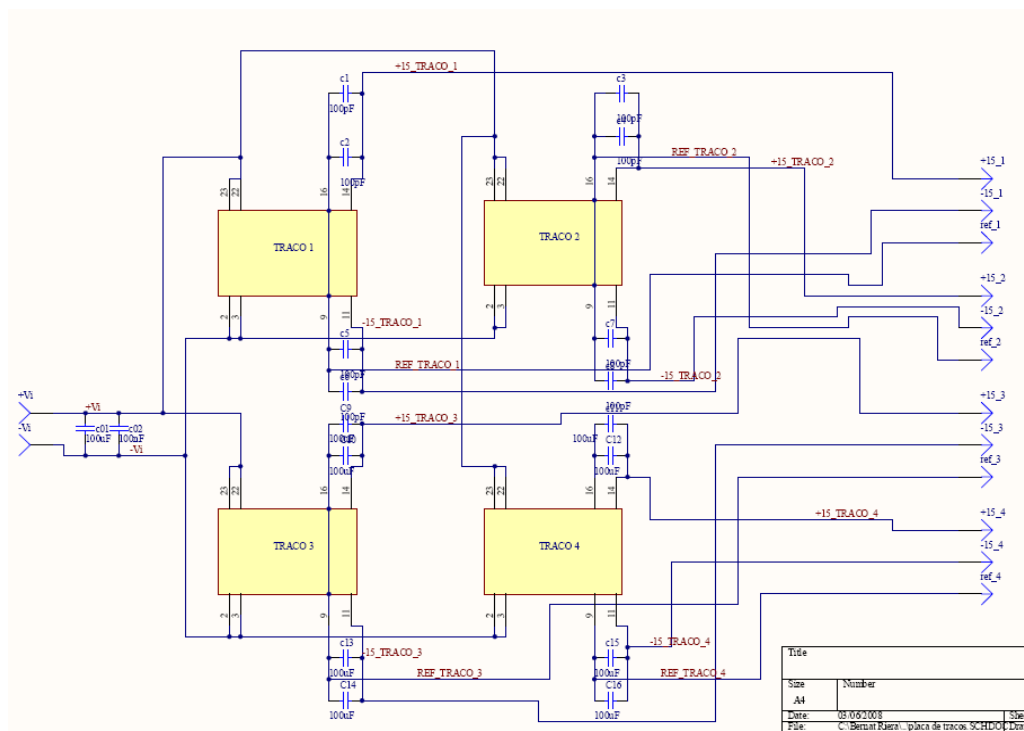


Figura 3.7. Esquema del circuit de quatre fonts d'alimentació per a cada optodriver.

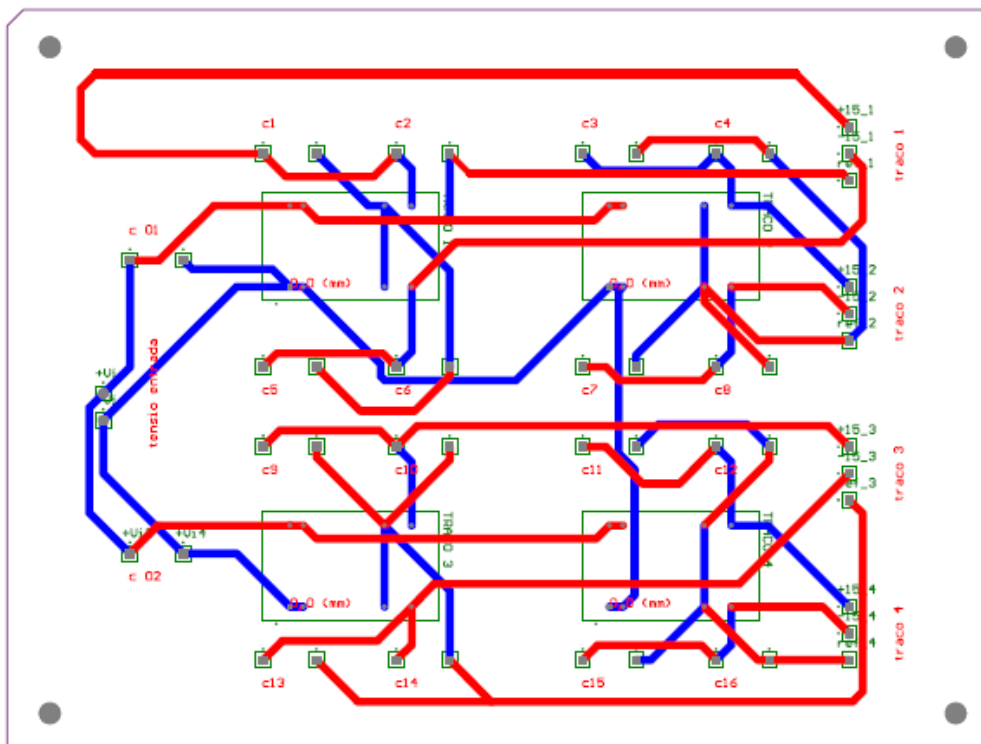


Figura 3.8. Layout de la placa amb quatre fons DC/DC per els optodrivens.

Aquesta placa s’ha fabricat dos cops, ja que volem un total de vuit transistors.

3.3.3. Disseny de la placa de potència

Ja que és un prototipus no s’han volgut fer les plaques massa petites o ajustades als components, ja que així podrem treballar millor sobre ella i canviar qualsevol component amb facilitat. Al igual que les pistes s’han realitzat suficientment amples per no córrer riscos amb els 10A que hem de suportar. A més, la següent placa també ha estat dissenyada per a que cada transistor MOSFET pugui dur un radiador per dissipar calor. A continuació es mostra l’*Schematics* (Figura 3.9.) i *Layout* (Figura 3.10.) realitzats per aquesta placa.

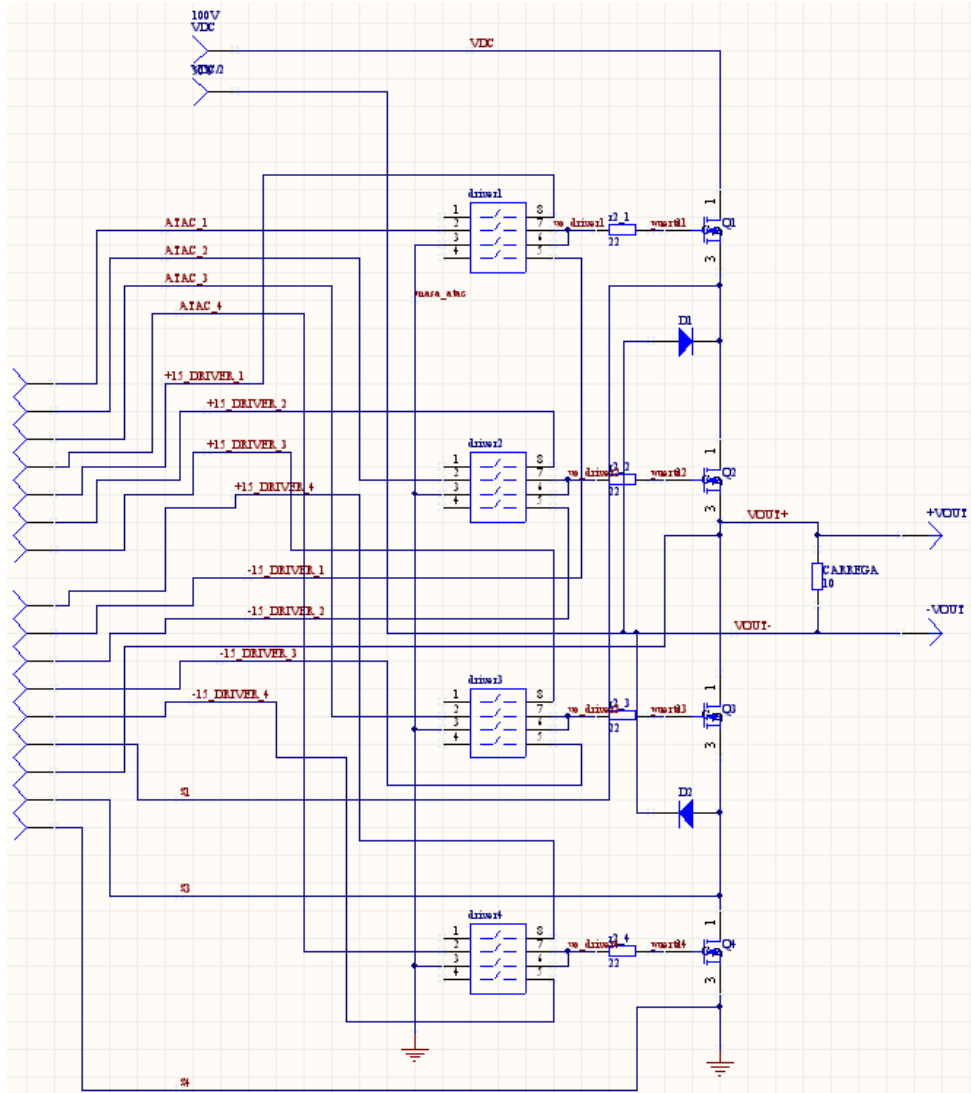


Figura 3.9. Esquema del circuit de quatre dispositius d'excitació per a cada transistor.

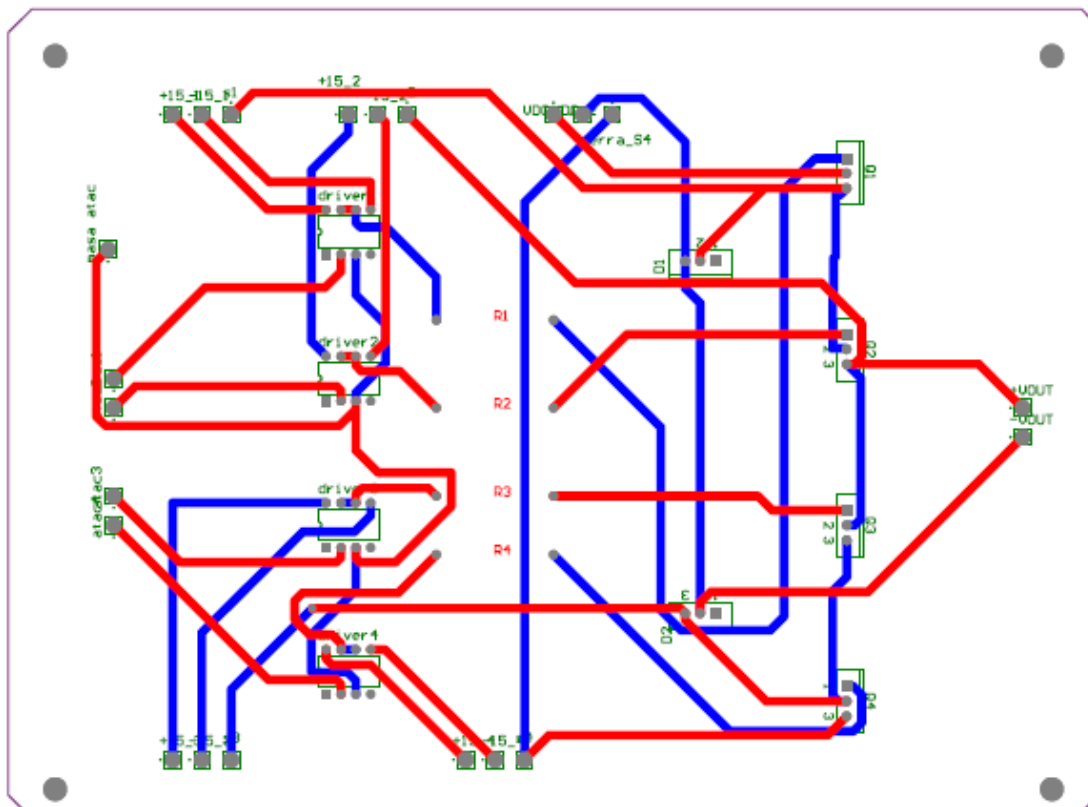


Figura 3.10. Layout de la placa de quatre dispositius d'excitació per a cada transistor.

Aquesta placa també s'ha fabricat dos cops, ja que volem un total de vuit transistors.

3.3.4. Elecció dels components

S'ha realitzat un estudi de diversos fabricants i distints models tinent en compte varis criteris, com poden ser: relació qualitat – preu, disponibilitat dels productes, experiència en productes relacionats.

- *Transistors MOSFET's*

És un dels elements més clau del projecte ja que molts d'altres components giraran en torn d'aquets. Els fabricants estudiats per aquest component han sigut els següents:

- International Rectifier
- NEC
- FAIRCHILD
- VISHAY

El primer que s'ha de decidir és a quines tensions i corrents volem treballar i que aquest transistor les aguanti de sobra. Per aquest prototipus volem treballar amb una tensió total de bus de continua de 200V, (100V per cada meitat) i cada element commutador haurà de suportar 100V. Si la sortida especificada és de $100V_{RMS}$, la corrent màxima que suportarà cada transistor a la potència màxima ($P=1KW$) serà de $10A_{RMS}$. Així doncs, els paràmetres que hem d'escollir del nostre transistor seran:

- $V_{DSS} = 100V \cdot \text{Factor seguretat (2)} = 200V$
- $I_D(25^\circ C) = 10A$

La següent taula mostra una comparativa de distints models i quin s'ajusta més a les nostres necessitats d'àudio.

COMP.	ENCAP.	Vdss	Id	Rds (ON)	Qg	Td(on)	Tr	Tf	Td (off)	Cinput	Trr	FABR.
BA90N20D	SUPER-220	200V	71A	0.023	240nC	23nS	160nS	77nS	39nS	6080pF	340nS	IR
6785MTR	DirectFET	200V	2.7A	0.1	36nC	6.2nS	8.6nS	14nS	7.2nS	1500pF	71nS	IR
4020H-117P	TO-220 FullPack	200V	5.7A	0.1	29nC	8.4nS	8nS	4nS	18nS	1240pF	110nS	IR
B4103PbF	TO-220AB	200V	12A	0.165	38nC	9.6nS	40nS	5.4nS	16nS	900pF	200nS	IR
B23N20DPbF	TO-220AB	200V	17A	0.1	86nC	14nS	32nS	16nS	26nS	1960pF	300nS	IR
B4020PbF	TO-220AB	200V	13A	0.1	29nC	7.8nS	12nS	6.3nS	16nS	1200pF	120nS	IR
FDA33N25	TO-3PN	250V	21A	0.094	46.8nC	76nS	293nS	146nS	165nS	2200pF	256nS	FAIRCHILD
36N20-54P	TO-263	200V	22.6A	0.098	127nC	25nS	260nS	18nS	42nS	3100pF	175nS	VISHAY
2SK3115	TO-220	600V	6A	0.9	26nC	18nS	12nS	15nS	50nS	1100pF	1.5uS	NEC

Taula 3.1. Comparativa de 9 MOSFETs de potència en el mercat. El color verd assenyala els millors valors de cada paràmetre.

I com es pot observar, el millor candidat és el IRB4020Pbf de International Rectifier.

○ Element d'atac: OPTODRIVER

Per tal de fer una primera aproximació s'han de fixar els paràmetres nominals màxims de funcionament, que en aquest cas són les tensions d'atac i de tall, la corrent de pic i la freqüència:

- $V_{ton}=+15V$
- $V_{toff}=-15V$
- $I_{MAXton}=0.5A$
- $F_{min}=200KHz$

Amb el que tenim cinc models distints d'optodrivens:

Fabricant	Model
VISHAY	VO315
AVAGO	HCPL - 3120
AVAGO	HCPL - 3120
AGILENT	HCPL - 3150
AGILENT	HCPL - 3150

Taula 3.2. Comparativa de 5 optodrivens del mercat.

On l'elegit és l'optodriver Agilent HCPL-3120 de 2A de pic, ja que la resta te les mateixes característiques però amb 0.5A.

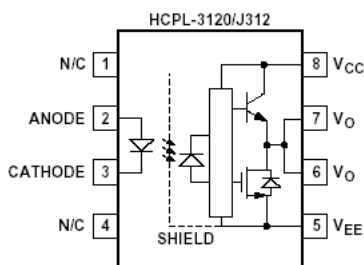


Figura 3.11. Esquema elèctric del HCPL – 3120 de Agilent.

Les resistències de polarització dels díodes LED dels optoacobladors es calculen de la següent manera, sabent que la tensió de LED ha de ser de 1.5V i el corrent

que hi ha de circular ha de ser de 16mA i que la tensió de sortida de la FPGA és de 3,3 V:

$$V_{R,LED} = V_{LV,CMOS3,3} - V_{LED} \quad (3.1)$$

$$V_{LED} = \frac{V_{R,LED}}{I_{LED}} = \frac{3,3V - 1,5V}{16mA} = 112,5\Omega$$

○ *Fonts DC – DC comercials.*

Els optodrivens necessiten una tensió simètrica de +15V/0V/-15V i aquesta alimentació ha de ser aïllada de la resta i amb referència 0V flotant sobre les altres. Per aconseguir-ho disposàvem de diversos mètodes.

- 8 fonts lineals: Aquesta opció era molt costosa i pesada, a més de que cada una era de 60W.

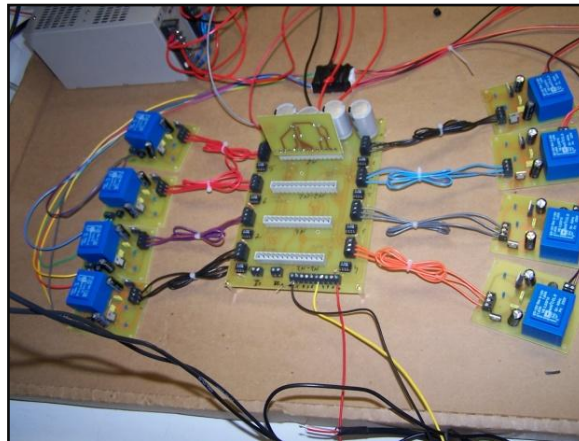


Figura 3.12. 8 fonts lineals, emprades en un projecte anterior.

- Font commutada de 8 secundaris: implica el disseny i implementació d'una estructura DC – DC Forward o Flyback amb 8 secundaris. És una opció artesanal amb el que es redueix la seva eficiència amb altes produccions.

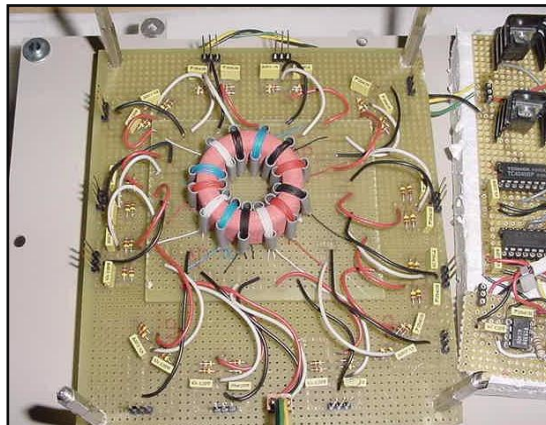


Figura 3.13. Font commutada amb 8 secundaris, també emprades en un projecte anterior.

- 8 fonts DC –DC comercials: És l’opció més econòmica, eficient i flexible. a més de que es fabriquen en sèrie.

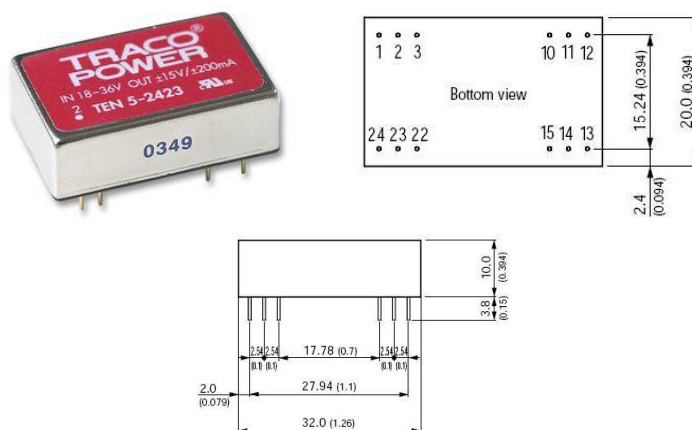


Figura 3.14. Font comercial junt amb l’esquema dimensional.

3.3.5. Muntatge de les plaques

A continuació es mostren les imatges de les plaques muntades i preparades pel prototip.

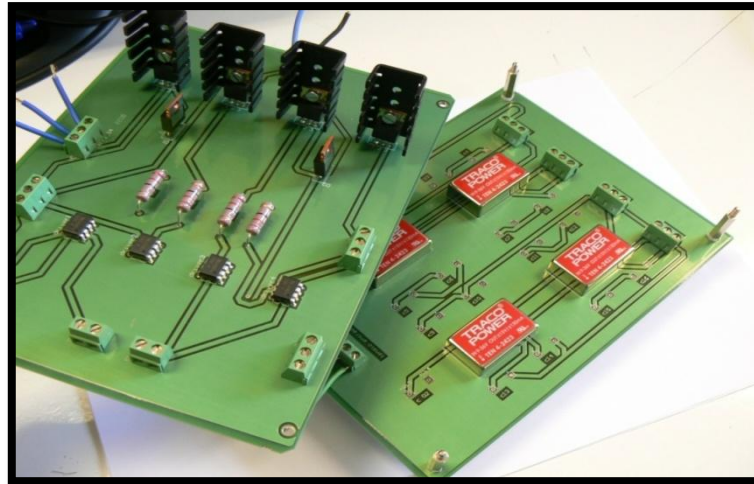


Figura 3.15. Plaques PCB muntades amb tots els seus components.

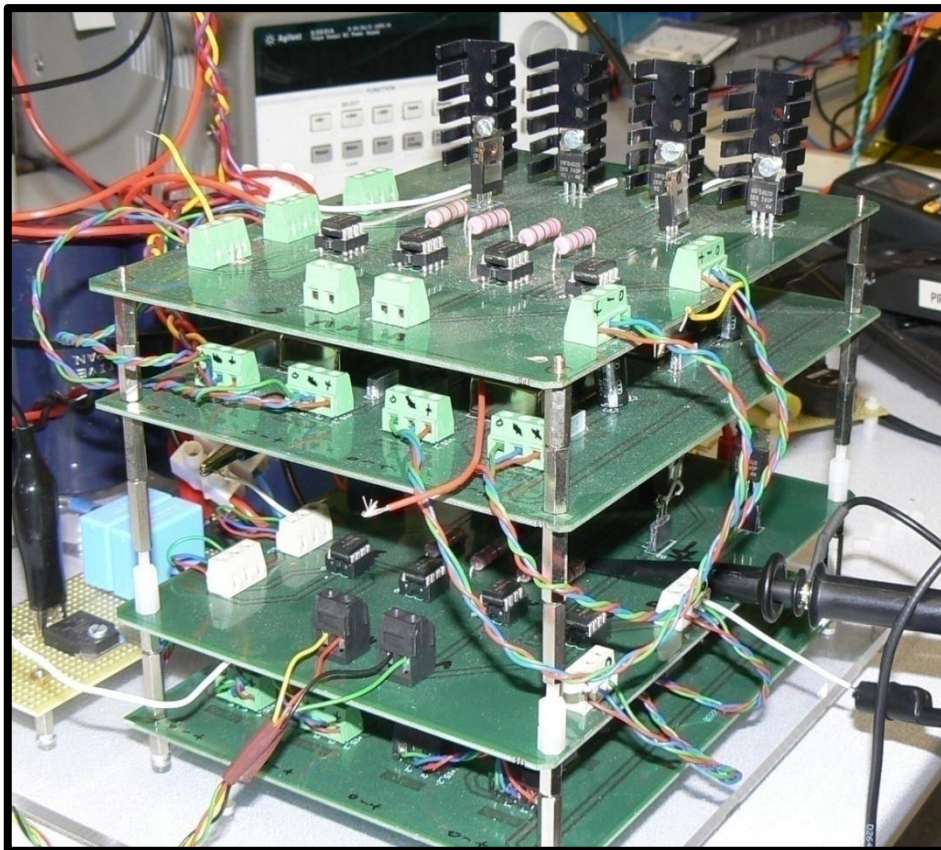


Figura 3.16. Les quatre plaques muntades i apilades en pisos.

3.4. EL BUS DE CONTINUA

És l'encarregat de transformar la tensió alterna de la xarxa en continua per tal de poder ser commutada. Està composta per un rectificador d'ona i quatre condensadors (de dos tipus diferents) que puguin treballar a grans voltatges per poder disposar de dues tensions ben contínues i estables.

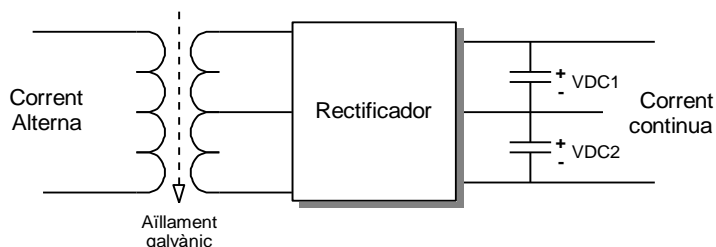


Figura 3.17. Esquema elèctric del bus de continua.

El primer que es vol aconseguir en el nostre disseny és un aïllament galvànic per complir la normativa. Aquest primer bloc és un transformador típic dissenyat per suportar les condicions de conversió de la xarxa. El segon bloc és un rectificador o convertidor AC/DC que serà l'encarregat de convertir la corrent alterna en continua. Aquesta potència en forma de continua serà filtrada i emmagatzemada en el tercer bloc, compost pels dos condensadors que es dimensionaran a continuació.

3.4.1. Dimensionat del transformador i del rectificador

S'utilitzarà com a aïllament galvànic un transformador de 1000W de potència amb un primari a 200V i dos secundaris a 110V cadascun (Figura 3.18.). Per tal d'aconseguir dos fonts de tensió continua a partir d'aquests dos secundaris s'empraran dos rectificadors tolerants a pics de 200A i una corrent màxima de 20A ja que aquest ha de suportar la derivada de corrent per la càrrega inicial dels condensadors. El transformador i rectificador són cortesia de l'empresa Optimus.

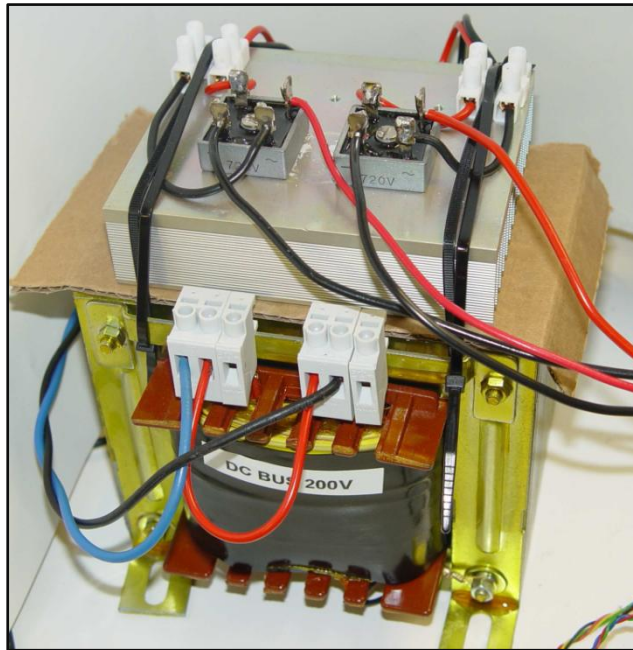


Figura 3.18. Transformador amb primari de 200V a dos secundaris de 100V. Al damunt seu porta enganxat els dos rectificadors amb un dissipador tèrmic.

3.4.2. Dimensionat dels condensadors

Per complir amb els nivells típics de megafonia hem de donar una sortida de 141V de pic i 10A, així doncs treballarem amb un bus de continua de 200V. Sobredimensionarem aquests condensadors per tal de que no vagin forçats.

Aquests condensadors tenen un paper important a l'hora de la estabilització de la tensió continua així com una funció addicional que consisteix en ajudar a les fonts d'alimentació en condicions especials de freqüència, com quan s'han de reproduir tons greus, ja que necessiten major potència que els aguts o quan s'han de reproduir tons aguts, que tenen una dinàmica més ràpida.

Pels condensadors grans que han d'ajudar a la font d'alimentació s'empraran dos condensadors en sèrie de 400V i 1000 μ F cadascun i una rama igual en paral·lel. Aquets condensadors són de tipus dielèctric.

Pels condensadors ràpids (per altes freqüències) s'empraran dos condensadors en sèrie de 1000V (encara que quedaran limitats a 400V) i 200nF,

del tipus MKP. Pel que finalment tindrem l'esquema mostrat a la Figura 3.19. I els condensadors muntats a la Figura 3.20 i 3.21.

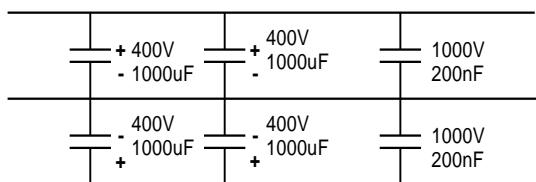


Figura 3.19. Esquema elèctric del bus de continua.



Figura 3.20. Conjunt de condensadors de 400V per aconseguir una tensió estable en la reproducció dels greus.



Figura 3.21. Conjunt de condensadors de 1000V per aconseguir una tensió estable i ràpida en la reproducció dels aguds.

3.5. FILTRE PASSA – BAIXES BIFÀSIC

3.5.1. Disseny

Un cop tenim la senyal modulada i amplificada, cal un filtratge per recuperar el més possible la forma d'ona original, a més que d'aquest mode s'eliminen els sorolls d'altres freqüències degut a les altes freqüències de commutació. Així doncs, filtre és de segon ordre tipus LC serà un element molt important per a la reproducció final del so. L'esquema elèctric es mostra en la Figura 3.21.

Aquest filtre és bifàsic degut a que està connectat a un pont complet i a cada entrada del filtre li entrarà un senyal modulada PWM desfasades 180° entre elles. El filtre és passiu per tal de que no consumeixi potència activa, ja que baixaria molt el rendiment de l'amplificador. La freqüència de tall és de 15KHz, encara que el límit audible per l'oïda humana siguin 20KHz, quasi bé cap so s'emet a tan altes, per tant, a 20KHz ja ens interessa que decaigui una mica. A més, les sortida d'aquest filtre van connectades al transformador de relació 1:1 i que té una impedància de 500Ω que hem de considerar pel disseny. Aquesta impedància només es mira del primari. El secundari anirà connectat a tots els altaveus de la xarxa de megafonia i és transparent pel disseny.

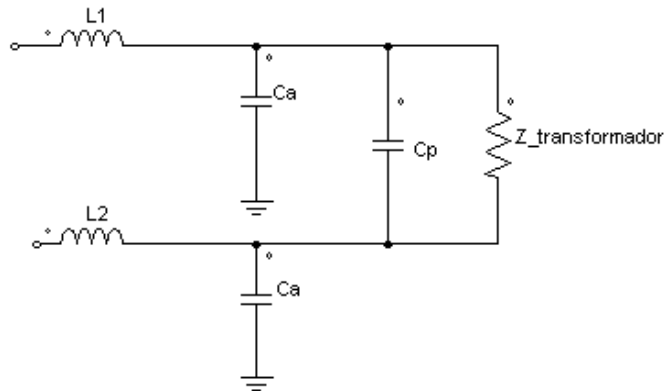


Figura 3.21. Esquema del filtre passa – baixes bifàsic.

La funció de transferència del filtre passa - baixes LC d'una sola fase ve expressada com:

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{1 + s \cdot \frac{L}{Z_L} + L \cdot C \cdot s^2} \quad (3.2)$$

En representació freqüencial obtenim que:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 15\text{KHz} \quad (3.3)$$

Utilitzant Butterworth, quan $\omega = \omega_0$, $20\text{Log}|H(j\omega_0)| = -3\text{dB}$, pel que s'obté que $H(j\omega_0) = \frac{1}{2 \cdot \zeta}$, on $\zeta = 0.707$. Gràcies a aquestes equacions treim la relació de la bobina i condensador en funció de la freqüència de tall i la càrrega del filtre.

$$C = \frac{1}{\omega_0 \cdot \sqrt{2} \cdot Z_L} \quad (3.4)$$

$$L = \frac{Z_L \cdot \sqrt{2}}{\omega_0} \quad (3.5)$$

Aquests càlculs són vàlids per la configuració d'un semi-pont, però no per a la de pont complet. Per aquest últim cas, s'ha d'agafar com a Z_L la meitat de la impedància del transformador, i la C dividir-la entre dos pel cas de la capacitat C_p , i el doble en les C_a .

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 94247.77\text{Hz} \quad (3.6)$$

$$C = \frac{1}{94247.77 \cdot \sqrt{2} \cdot 250} = 30\text{nF} \quad (3.7)$$

I dividim i traiem els dos condensadors diferents del disseny.

$$C_p = C/2 = 15\text{nF} \quad (3.8)$$

$$C_a = 2 \cdot C = 60\text{nF} \quad (3.9)$$

I la bobina:

$$L = \frac{250 \cdot \sqrt{2}}{94247.77} = 3.75\text{mH} \quad (3.10)$$

A més es tindran en compte la tensió màxima que han de suportar aquests condensadors i la corrent màxima que han de suportar les bobines serà de:

$$V_{c,\max} \geq 200V_{\text{DC}} \quad (3.11)$$

$$I_{L,max} \geq 10A_{AC} \quad (3.12)$$

3.5.2. Simulacions

En aquest apartat s’ha estudiat la resposta esperada del filtre mitjançant primerament, les simulacions. Per elles s’ha emprat el software informàtic i gratuït PSim v8.0. Per tal de simular el comportament del filtre ha estat necessari ficar-li dues senyals sinusoidals en cada entrada desfasades entre elles 180°, ja que quan estigui muntat al pont complet de l’amplificador li entraran dues senyals PWM invertides entre elles. A la següent Figura es mostra l’esquema introduït al Psim juntament amb l’entrada V1 i V2 i la diferència entre elles.

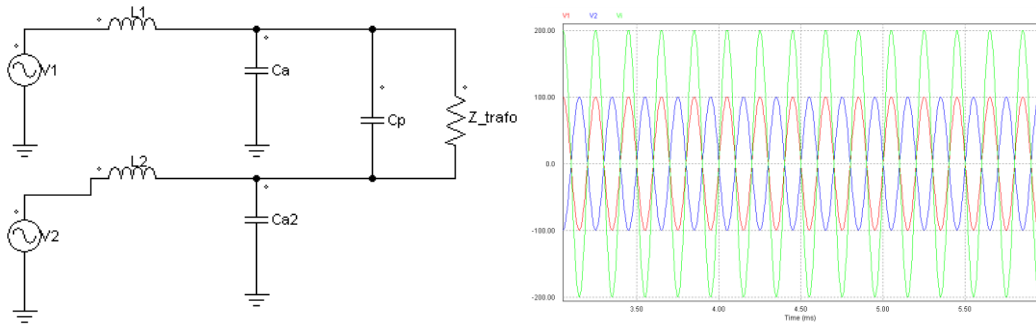


Figura 3.22. Esquema del filtre introduït al Psim i la representació de la seva entrada V1-V2.

El que realment ens interessa es veure la seva resposta freqüencial, mitjançant un diagrama de BODE. Per les limitacions del programa no podem realitzar un escombrat de les dues fonts a l’hora, però el que simularà perfectament el comportament del circuit és l’anàlisi de les dues “sub-branques”, que seria com si estigues connectat al semipont. Per aconseguir-ho anul·lem una font i la substituïm per una massa, com mostra el següent esquema. L’escombrat es realitzarà fins $f = 200\text{KHz}$.

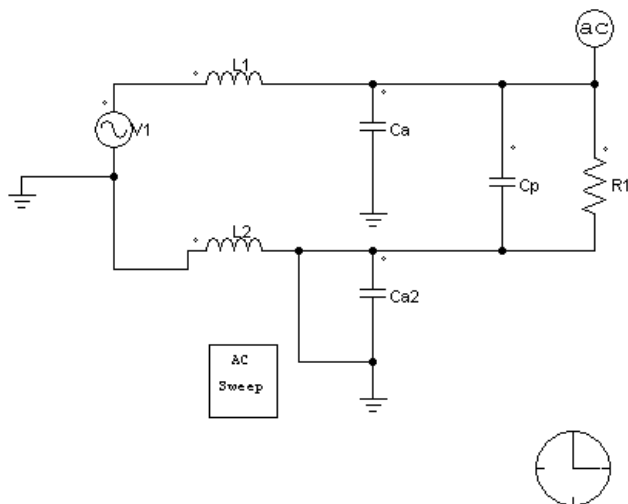


Figura 3.23. Esquema del filtre realitzant un escombrat amb la funció AC – Sweep.

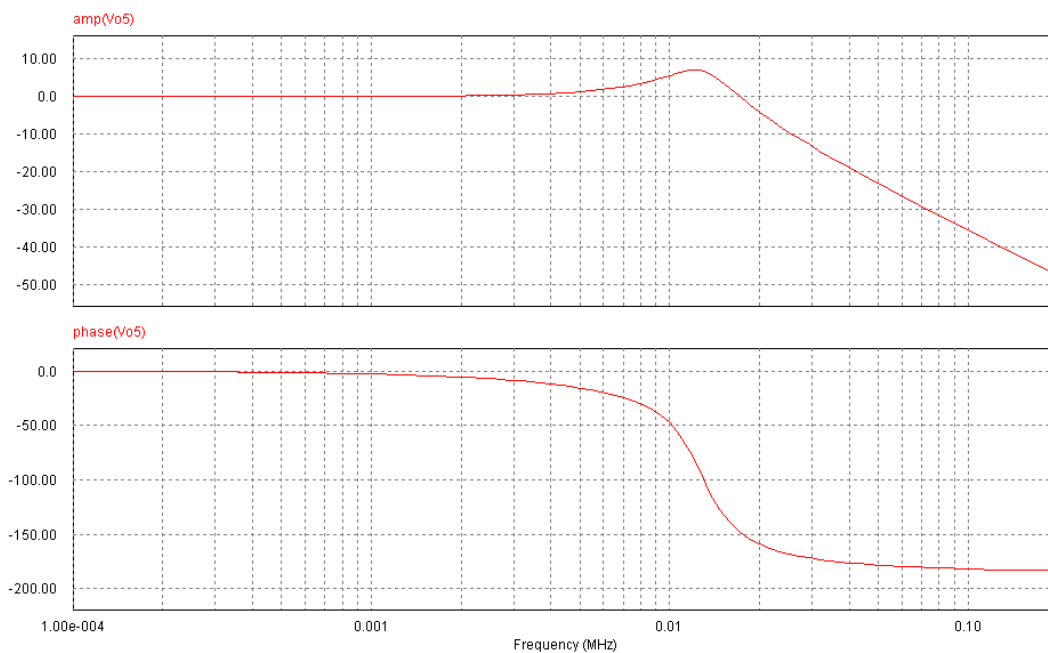


Figura 3.24. Diagrama de BODE del filtre bifàsic analitzat per una connexió semi-pont.

Com es pot comprovar a la figura 3.24. el comportament és el desitjat, i com és normal a un filtre de segon ordre, quan transcorre una dècada el guany es decremента 40 dB. A continuació es mostra un exemple de la senyal filtrada per a una entrada a la freqüència de tall 15KHz. Veiem que tenim una $V_o = 79,12V$ per $V_i = -153,73V$, el que es tradueix a una caiguda de $-5,5dB$'s.

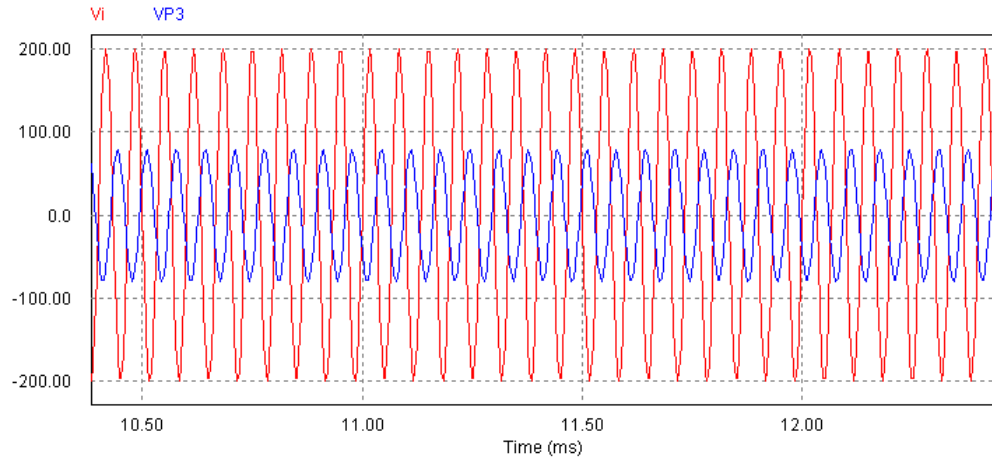


Figura 3.25. Entrada (vermell) i sortida (blau) del filtre passa – baixes a la freqüència de tall, 15KHz.

La Figura 3.26. mostra el filtre muntat a una placa de tops. Per aconseguir les inductàncies desitjades ha estat necessari connectar dues en sèrie, una de 2.7mH i una de 0.9mH, i suporten ambdues 8A en continua, pel que s'han sobredimensionat

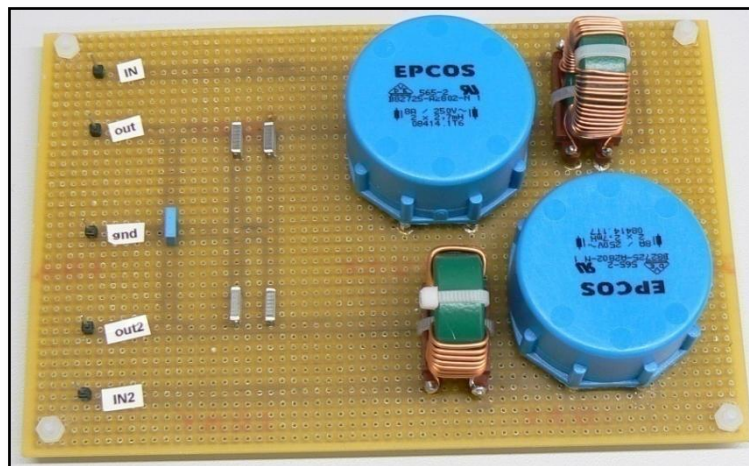


Figura 3.26. Filtre bifàsic passa – baixes muntat a placa de tops

3.6. CÀRREGA

Al mercat trobem gran varietat de càrregues per a so distribuït, des dels altaveus que estem acostumats a veure ficats al sòtil, megàfons portàtils, altaveus d'interior, altaveus de jardí, projectors acústics i altaveus exponencials de baixa i alta impedància. El nostre projecte està enfocat per a so distribuït de alta potència i per tant, la càrrega serà un element clau i que s'ha de dimensionar correctament. Els altaveus que millor s'adapten a las nostres especificacions són els altaveus exponencials d'alta impedància.



Figura 3.27. Distintes càrregues emprades en el mon de la megafonia.

Tal com s'ha mostrat a l'esquema general (Figura 3.5.) en el inici d'aquest capítol, l'amplificador treballarà sobre línies d'àudio que s'acoblen amb el conjunt de càrregues mitjançant un transformador amb relació 1:1. Després, un segon transformador reductor amb relació 1:n serà l'encarregat d'acoblar aquesta línia amb cada altaveu, podent seleccionar així la potència a la que funcionarà cada altaveu dependent del nombre d'altaveus de la xarxa, ja que la suma de potències dels altaveus ha de ser inferior o igual a la màxima potència de l'amplificador, com demostra la següent equació:

$$P_{\text{amplificador}} = P_{\text{altaveu}} \cdot N_{\text{altaveus}} \quad (3.6)$$

Les següents imatges mostren les distintes càrregues que s'han emprat per realitzar durant el projecte diferents proves. Alguns d'aquest altaveus han estat cedits per l'empresa interessada en aquest projecte, Optimus. L'altre ho hem inclòs nosaltres per a realitzar alguna prova, encara que tant l'amplificador, els transformadors i el filtre han estat específicament dissenyats per als altaveus de megafonia, que tenen propietats bastant diferents a les dels altaveus convencionals.

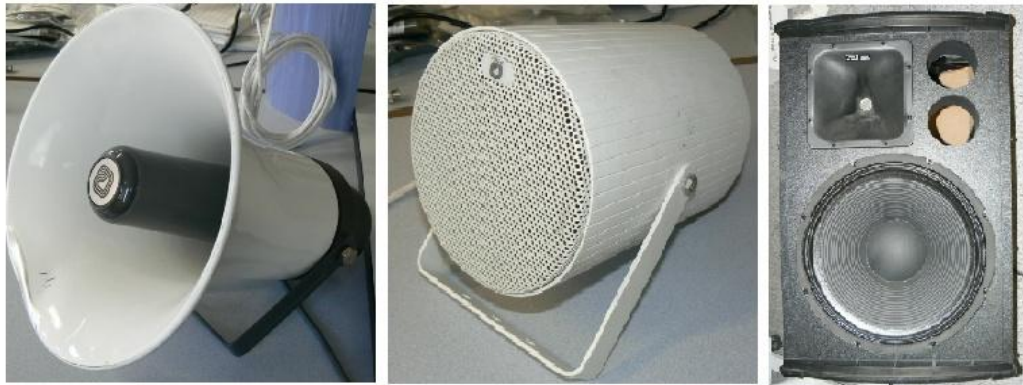


Figura 3.28. Distintes càrregues emprades en el projecte. Les dues primeres pertanyen a l'empresa Optimus.

A continuació es descriuen les característiques de cada un de les dues càrregues principals.

○ *Altaveu AC – 20T*

Es tracta d'un altaveu exponencial de boca circular de 20W de potència en línia de 100V. És adequat per a la majoria d'aplicacions en espai oberts (grau de protecció IP65) o per a l'interior. Aquest model disposa d'un regulador amb distintes posicions per seleccionar la potència més adequada a la instal·lació. En el nostre projecte emprarem la configuració que ens dona la màxima potència, és a dir, impedància de 500 ohm a 20W.

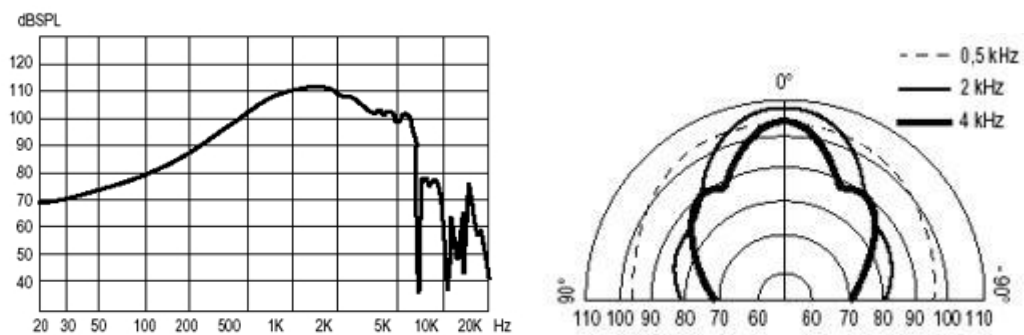



Figura 3.29. Gràfiques representatives de les característiques de l'altaveu AC-20T. La seva resposta freqüencial (esquerra) i un diagrama de direccionalitat horitzontal a tres freqüències significatives (dreta).

AC – 20T	
Potència RMS	20W
Potència màxima	30W
Impedància	500, 770, 1.2K ohms
Selecció de potència	20W, 13W, 8W
Resposta en freqüència	350 – 7000 Hz
Angle de cobertura	80°
Factor de direccionalitat	Q=8
Sensibilitat	109dB SPL a 1W, 1m i 1KHz
Pressió acústica	122dB SPL a 20W, 1m i 1KHz
Grau de protecció	IP – 65 (IEC - 529)
Dimensions (mm)	Ø310x373x153
Pes	3.5Kg
Acabat	ASA

Taula 3.3. Característiques de l'altaveu AC-20T.

○ *Altaveu PJ – 100*

El projector acústic PJ -100 de 20W de potència en línia de 100V incorpora un altaveu bicon de 5” en un recinte cilíndric metàl·lic. Aquest model reuneix unes bones prestacions acústiques (resposta en freqüència, sensibilitat nivell de pressió acústica) i estètiques. En el seu disseny s’ha donat importància a la forma de l’evolvent, al material (alumini) i al acabat. La configuració final d’aquest

projector vindrà donada per les característiques arquitectòniques del lloc on s'instal·li. També es pot emprar tant en interior com exterior (IP – 36).

Es pot configurar en distints modes potèncial encara que pel projecte només farem servir amb una impedància de 500 ohm que ens donarà una potència de 20W.

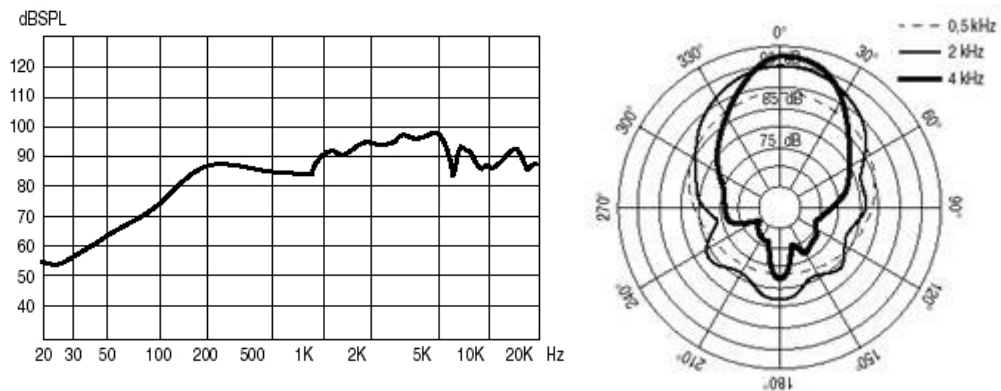



Figura 3.30. Gràfiques representatives de les característiques de l'altaveu PJ-100. La seva resposta freqüencial (esquerra) i un diagrama de direccionalitat horitzontal a tres freqüències significatives (dreta).

Les característiques tècniques d'aquest altaveu es poden veure en la Taula 3.4. i en la que si comparem amb l'anterior altaveu veiem que la resposta freqüencial d'aquest és molt millor que l'anterior ja que és capaç de reproduir correctament qualsevol freqüència del rang audible en canvi l'altre només fins els 7KHz. Una altre avantatge d'aquest altaveu és la del angle de directivitat, que és la variació del nivell de pressió sonora a una distància fixa, en funció de l'angle de gir de l'altaveu. I com es pot comprovar a la gràfica, el de l'anterior és una mica limitat i pràcticament s'escolta correctament si estàs davant de ell (excepte els tons greus que arriben fins a 90° a cada costat), com es pot veure a la Figura 3.29. I en aquest en canvi reproduceix so inclús darrera seu, sobretot a una freqüència de 2KHz, com demostra la Figura 3.30.

Per tant, les proves acústiques en el projecte és realitzaran amb el PJ – 100 a menys que s'indiqui el contrari i amb l'objecte de realitzar alguna comparativa.

PJ - 100	
Altaveu	Bicono 5''
Potència RMS	20W
Impedància	500, 1K, 2K.4K ohms
Selecció de potència	20W, 10W, 5W, 2.5W
Resposta en freqüència	10 – 20 KHz
Sensibilitat	91dB SPL a 1W, 1m i 1KHz
Pressió acústica	104dB SPL a 20W, 1m i 1KHz
Grau de protecció	IP – 36 (IEC - 529)
Dimensions (mm)	Ø146x200
Pes	2.5Kg
Acabat	Alumini

Taula 3.4. Característiques de l'altaveu PJ.100.

3.7. IMATGES DEL PROTOTIPUS



Figura 3.31. Laboratori de MCIA en l'edifici GAIA on s'ha desenvolupat el prototipus.

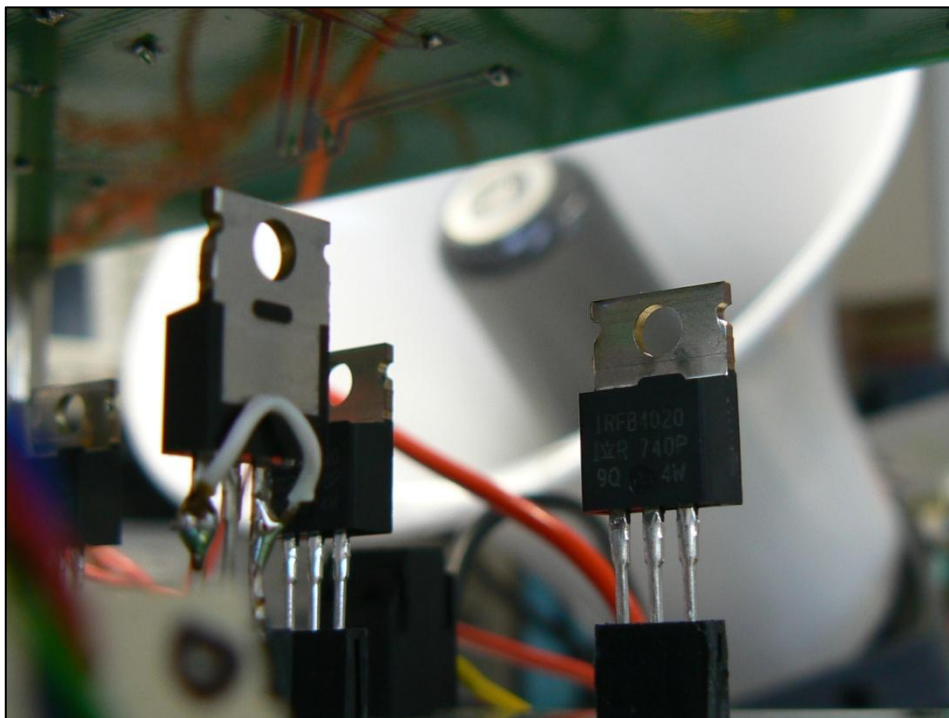


Figura 3.32. El transistor MOSFET, principal responsable del prototipus.

