



Rapport de bureau d'étude

Réalisation d'un amplificateur de classe D

Alexis NOOTENS Thomas ANIZET
16139@student.ecam.be 14164@student.ecam.be

ECAM Brussels
Promenade de l'Alma 50
1200 Woluwe-Saint-Lambert
Belgique

23 avril 2018

Table des matières

1	Hypothèses de départ	2
2	Circuit amplificateur	2
2.1	Modulation Sigma-Delta	2
2.2	Amplificateur de classe D	3
3	Schématique du circuit	3
4	Dimensionnement	3
4.1	Filtre pré-amplification	4
4.1.1	Définitions	4
4.1.2	Circuits schématiques	4
4.1.3	Étude théorique	4
4.1.4	Étude pratique	6
4.2	Filtre RC	7
4.3	Constante de temps du Sigma-Delta	7
5	Analyse du circuit	7
5.1	Défaut de fabrication	7
A	Schéma du circuit DIDACTRL	9
B	Schéma du circuit DIDAMOS	10
C	Schéma du circuit DIDAMO2	11

Introduction

Après avoir étudié la théorie derrière le transfert de puissance en électronique, nous avons mis à l'épreuve nos acquis théoriques dans un cas pratique en réalisant un circuit d'amplification de signaux audio analogiques. Ce circuit d'amplification appartient à la classe D, une classe exploitant la connaissance de l'électronique de puissance, pour minimiser les pertes d'énergies aux étages d'amplification. Ce document reprend notre réalisation et notre analyse du circuit.

1 Hypothèses de départ

Avant de s'attaquer au problème, définissons l'environnement dans lequel nous allons travailler tel que la nature du signal reçu en entrée. Notre amplificateur doit être conçu pour les signaux audio ; les signaux audio sont produits par un module convertisseur analogique-numérique (sigle CAN, ou DAC en anglais). Leur tension est asymétrique entre 0 et une référence observée habituellement à 2048 mV et leur fréquence varie entre 20 et 22 000 Hz [1]. Nous supprimerons donc les composantes fréquentielles hors de ces bornes par des filtres passe-haut et passe-bas distincts.

2 Circuit amplificateur

Le circuit réalisé repose sur deux modules pour amplifier le signal d'entrée : un convertisseur analogique-numérique de type Sigma-Delta, et un contrôleur de transistor MOSFET. La mise en série de ces deux modules permet de créer un amplificateur de classe D. Les sous-sections 2.1 et 2.2 définissent le principe derrière chaque module et évoquent leur raison d'être.

2.1 Modulation Sigma-Delta

Il existe une évolution des méthodes de modulation en pleine onde. La plus simple est la modulation de largeur d'impulsion, MLI. Voici comment elle fonctionne : depuis deux états possibles de tension, haut et bas, une période d'impulsion nommée τ , et une durée variable de tension haute nommée t , le signal respecte la condition suivante : $0 \leq t \leq \tau$, soit $t \div \tau \in [0, 1]$. L'information modulée se situe dans le rapport de durée tension haute sur durée d'impulsion. La donnée nécessite d'être transposée au préalable dans l'intervalle entre 0 et 1. Cette modulation bénéficie de pouvoir être directement applicable comme commande d'un étage d'amplification en puissance. Elle se traduit sans opération supplémentaire en commande complètement ouverte ou complètement fermée de transistor.

Une évolution de la modulation de largeur d'impulsion est la modulation Delta. Tandis que la MLI encode l'entière de l'information dans son rapport cyclique à chaque période, la modulation Delta n'encode que la différence (delta) par rapport à l'information précédente. Les différences entre informations sont de taille plus petites que les informations entières. Elles sont envoyées plus rapidement. Ainsi, pour une période donnée, plus de delta pourront être envoyés que de cycles MLI complets. Le modulateur fonctionnera à une fréquence plus élevée, suréchantillonnant le signal, ce qui réduit le bruit de quantification [2] par rapport à un modulateur MLI.

La modulation Delta connecte la sortie à l'entrée pour la différentier, c'est une rétro-action. Un automaticien y reconnaîtra un contrôle en boucle fermée proportionnel, un régulateur P. Cet automaticien saura également que ces régulateurs ont le défaut de toujours avoir un décalage entre la consigne et le signal de sortie désiré, nommé « écart statique ». Ce problème se résout en ajoutant un intégrateur avant la comparaison ; ce dernier maintient la dernière valeur comparu. Cela devient un régulateur PI « proportional-integral ». Cette nouvelle modulation se nomme **Sigma-Delta**, puisqu'elle somme (Σ) les différences (Δ).

Le schéma fonctionnel d'un circuit sigma-delta est présenté à la figure 1. Voici son fonctionnement : pour un signal d'entrée constant non nul, le différentiateur débute par soustraire le signal de sortie à l'entrée. Si le système est reposé, la sortie est nulle et le signal d'entrée arrive pleinement à l'intégrateur. L'intégrateur va introduire une temporisation dans le système ; le signal à la sortie de l'intégrateur grimpe progressivement de manière monotone. Ce signal arrive à l'entrée d'un comparateur qui retourne une tension soit maximale, soit minimale. C'est ce signal binaire qui est réutilisé en rétro-action. Le système va tenter de compenser le signal d'entrée avec la tension haute ou la tension basse. Cette tension

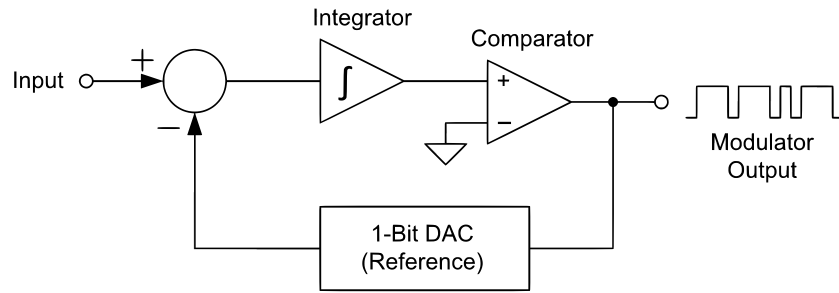


Figure 1 : Schématique symbolique d'un modulateur Σ - Δ . Le signal d'entrée « Input » est de nature analogique. Le circuit agit en boucle fermée pour compenser la différence entre entrée et sortie.

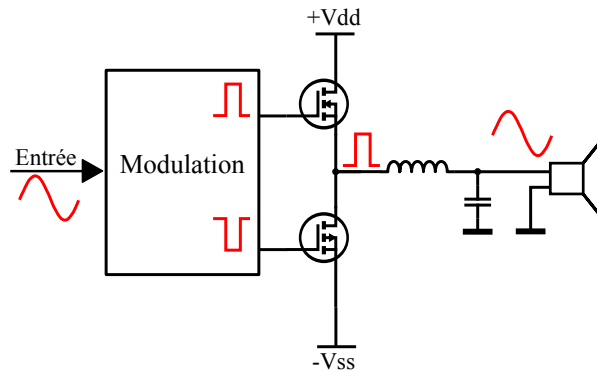


Figure 2 : Schématique du principe de l'amplificateur de classe D. Le signal d'entrée analogique est modulé en commande de commutation de transistor de puissance. Le signal amplifié se trouve à l'état $+V_{dd}$ ou $-V_{ss}$ uniquement. Ce signal est ensuite lissé au travers d'un filtre LC pour retrouver des tensions intermédiaires.

n'ayant pas de valeur intermédiaire, le système ne parviendra jamais à compenser le signal d'entrée si celui-ci se trouve entre les bornes. Le système est oscillant. L'information modulée s'encode comme les différences entre cycle tension haute-basse.

2.2 Amplificateur de classe D

La famille des amplificateurs contient plusieurs divisions — dénommées « classes » — selon la nature du signal en sortie. Par exemples : les amplificateurs de classe A sortent une tension sinusoïdale amplifiée sur les deux crêtes ; les amplificateurs de classe B ne laissent sortir qu'une seule crête amplifiée du sinus.

Les amplificateurs de classe D imposent des tensions aux rails d'alimentation du circuit. C'est du tout ou rien. Ils sont composés de transistor MOSFET. Les transistors MOSFET sont les favoris de l'électronique de basse puissance. Ils peuvent travailler à haute fréquence (plusieurs dizaines de kHz) et leur résistance à la conduction en saturation « $R_{DS,ON}$ » est très faible (une centaine de $m\Omega$ dans les basses puissances) [3]. Cette propriété donne tout son intérêt à l'amplificateur de classe D. En ouvrant ou fermant complètement les transistors pour les faire fonctionner dans leur zone saturée, on minimise la résistance de conduction. Sachant que la perte en conduction est dû à l'effet joule, et que la puissance de l'effet joule se formule comme $P = RI^2$ [4]. Lorsque R , la résistance du transistor est minimale, la puissance P perdue à la conduction est minimisée pour une courant I donné [5]. Le principe de l'amplificateur de classe D est présenté visuellement à la figure 2. Un filtre LC peut-être placé à la suite de l'étage d'amplification pour lisser le courant et la tension [6]. Dans notre réalisation, nous considérons que le bobinage du haut-parleur lissera le courant et nous ne placerons pas d'inductance discrète.

3 Schématique du circuit

4 Dimensionnement

4.1 Filtre pré-amplification

4.1.1 Définitions

À la section 1 : « Hypothèses considérées », nous avons considéré que la fréquence pouvait varier entre 20 et 20 000 Hz. Pour obtenir une telle bande passante, nous utilisons des **filtres**. Il existe 2 types de filtres selon les composants électroniques utilisés :

- **Filtre passif** : Les filtres passifs sont réalisés avec des composants passifs : principalement des résistances, des inductances et des condensateurs. En général, ils ont un gain en puissance de l'ordre de 1.
- **Filtre actif** : Les filtres actifs sont réalisés principalement avec des composants actifs : des transistors et des amplificateurs opérationnels. On retrouve également des condensateurs ainsi que des résistances. En général, ils ont un gain en puissance plus élevé.

Pour notre circuit, nous utilisons deux condensateurs, deux résistances ainsi qu'un amplificateur opérationnel : Il s'agit donc de filtres actifs.

La **réponse fréquentielle** d'un filtre correspond à l'évolution de son gain en tension en fonction de la fréquence. On peut observer la réponse fréquentielle à l'aide d'un **diagramme de Bode**. On définit 5 types de filtres selon leur réponse fréquentielle : *passé-bas*, *passé-haut*, *passé-bande*, *coupe-bande* et *passé-tout*. Nous ne nous intéresserons cependant qu'aux filtres passés-bas, passé-haut et passé bande étant donné que ce sont les seuls utilisés dans le circuit.

Filtre passé-bande : Dans un filtre passé-bande, une gamme spécifique des fréquences doit être passée alors que les autres fréquences sont bloquées. Par définition, ce filtre permet donc de réaliser ce que l'on désire, à savoir laisser passer les signaux dont la fréquence est comprise entre 20 et 20 000 Hz et bloquer ceux dont la fréquence se situe en-dehors de cette bande-passante. En pratique, nous utilisons un filtre passé-bas et un filtre passé-haut pour implémenter le passé-bande.

Filtre passé-bas : Un filtre passé-bas laisse passer toutes les fréquences depuis la fréquence nulle jusqu'à la fréquence de coupure et atténue toutes les fréquences supérieures à cette fréquence de coupure.

Filtre passé-haut : Un filtre passé-haut laisse passer toutes les fréquences supérieures à la fréquence de coupure et atténue toutes les fréquences depuis la fréquence nulle jusqu'à la fréquence de coupure.

Pour rappel, la **fréquence de coupure (notée f_c)** pour un filtre est la fréquence limite de fonctionnement utile de ce filtre. Ainsi, nous définissons deux fréquences de coupures :

- **f_c du filtre passé-bas** : La fréquence de coupure du filtre passé-bas vaut 20 000 Hz. Cela signifie que ce filtre ne laisse passer que les signaux dont la fréquence est comprise entre la fréquence nulle et 20 000 Hz
- **f_c du filtre passé-haut** : La fréquence de coupure du filtre passé-haut vaut 20 Hz. Cela signifie que ce filtre ne laisse passer que les signaux dont la fréquence est supérieure à 20 Hz.

4.1.2 Circuits schématiques

La figure 3 ci-dessous présente le circuit schématique de la partie pré-amplification et filtre reçu au cours. Le trajet emprunté par le signal est le suivant : le signal analogique d'entrée arrive sur la pin *ININVA*. Étant donné la nécessité d'un filtre passé-haut, l'ajout d'un condensateur entre les pins *ININVA* et *ININVB* est inévitable. Une fois qu'il a traversé le condensateur, le signal traverse la résistance *R14*. Nous retrouvons ensuite un amplificateur opérationnel avec rétro-action (*C18* et *R13*) dont la sortie, dénommée par *OUTINV*, renvoie un signal filtré (fréquence comprise entre 20 et 20 000 Hz). À noter que la résistance *R15* n'est pas employée. Afin de mieux visualiser le circuit schématique de la partie pré-amplification et filtre, la figure 4 est disponible ci-dessous.

Afin de mieux distinguer les filtres sur le circuit schématique de la figure 3, les figures 5 et 6 présentent respectivement le circuit d'un filtre passé-bas et d'un filtre passé-haut :

4.1.3 Étude théorique

Pour dimensionner les composants électroniques (résistances et condensateurs) des deux filtres de l'amplificateur classe D, nous avons procédé comme suit :

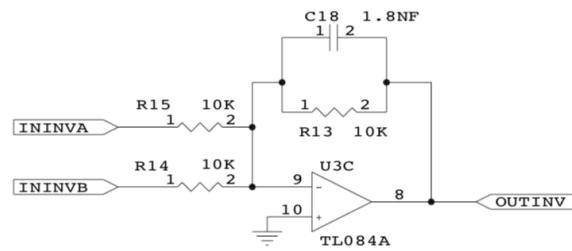


Figure 3 : Schématique de la partie pré-amplification et filtre de l'amplificateur classe D. Le signal d'entrée analogique arrive sur *ININVA*. Ce signal poursuit son chemin tout d'abord à travers le condensateur placé entre *ININVA* et *ININVB* et ensuite à travers la résistance *R14*. On retrouve le signal filtré à la sortie de l'amplificateur avec rétro-action (*C18* et *R13*) soit *OUTINV*. À noter que la résistance *R15* n'est pas employée.

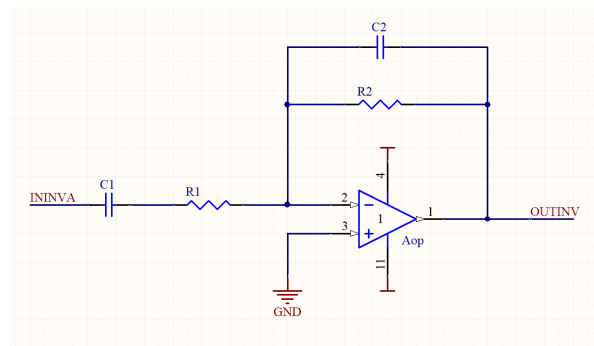


Figure 4 : Circuit schématique semblable à celui de la figure 3 et permettant de mieux visualiser la partie pré-amplification et filtre de l'amplificateur classe D.

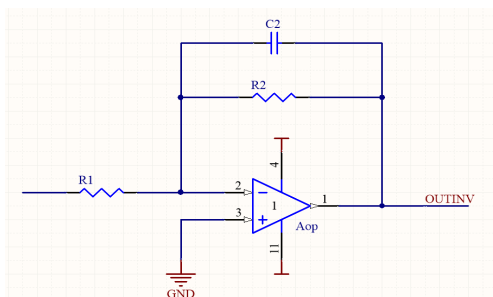


Figure 5 : Filtre actif passe-bas de l'amplificateur classe D.

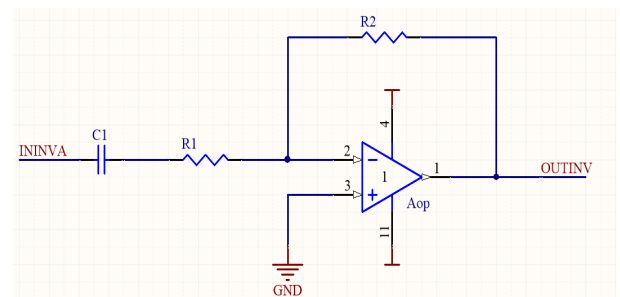


Figure 6 : Filtre actif passe-haut de l'amplificateur classe D.

Filtre passe-bas			Filtre passe-haut		
Valeur de R1 (et R2) désirée :	8200	Ohm	Valeur de R1 (et R2) désirée :	8200	Ohm
Valeur de C2 calculée :	1,00E-09	Farad	Valeur de C1 calculée :	1,08E-06	Farad
Fréquence de coupure :	19400	Hz	Fréquence de coupure :	18	Hz

Figure 7 : Tableau récapitulatif des valeurs calculées pour les filtres de l'amplificateur classe D.

N.B. : Se référer à la figure 4 de la page 6 pour la notation des deux résistances (R_1 et R_2) et des deux condensateurs (C_1 et C_2).

Pour le filtre passe-bas : Durant le laboratoire, nous avons commencé par dimensionner le filtre passe-bas. La fréquence de coupure doit se trouver aux environs de 20 kHz.

1. Prendre les formules théoriques permettant de calculer la fréquence de coupure et le gain de l'amplificateur. Ces formules sont les suivantes :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

$$A_v = \frac{-R_2}{R_1}$$

2. Poser comme hypothèse que nous souhaitons un gain unitaire. Cela signifie que la valeur de la résistance R_1 est égale à la valeur de la résistance R_2 . En effet :

$$A_v = \frac{-R_2}{R_1} = -1$$

3. Fixer une valeur standard pour R_2 et ré-écrire la formule permettant de trouver la valeur de C_2 . Nous avons pris une valeur standard de 8200 Ohm pour la résistance R_2 .

$$R_1 = R_2 = 8200\Omega$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi R_2 f_c}$$

4. Cherchant une valeur la plus standardisée possible pour le condensateur C_2 , nous devons ajuster la valeur de la fréquence de coupure dans la formule donnée précédemment. Ceci nous conduit à ajuster la fréquence de coupure à 19 400 Hz.

$$C_2 = \frac{1}{2\pi * 8200 * 19400} = 1nF$$

Pour le filtre passe-haut : La fréquence de coupure doit se trouver aux environs de 20 Hz. Nous connaissons déjà les valeurs standards des deux résistances R_1 et R_2 ainsi que du condensateur C_2 . Il nous reste donc à calculer la valeur standard du condensateur C_1 .

1. Prendre la formule théorique permettant de calculer la fréquence de coupure :

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

2. Ré-écrire la formule permettant de calculer la valeur standard de C_1 :

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

3. Connaissant la valeur de R_2 , nous trouvons la valeur de C_1 en ajustant la valeur de la fréquence de coupure. Nous trouvons finalement une fréquence de coupure de 18 Hz.

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_2 f_c} = \frac{1}{2\pi * 8200 * 18} = 1uF$$

Le tableau ci-dessous reprend les valeurs calculées pour le filtre passe-bas ainsi que pour le filtre passe-haut :

4.1.4 Étude pratique

Voulant savoir si les valeurs théoriques calculées au point 4.1.3 conduisent à des filtres de fidèle qualité, nous les avons testé. Nous avons donc tracé, dans le diagramme de Bode, la réponse fréquentielle de chaque filtre (passe-bas et passe-haut). Pour ce faire, nous avons utilisé :

Un générateur de signaux : Le générateur de signaux permet de générer un signal analogique d'amplitude et fréquence connue. L'objectif est de faire varier la fréquence du signal d'entrée et d'observer les conséquences que cela a sur l'amplitude du signal de sortie.

Un oscilloscope : L'oscilloscope permet de mesurer les amplitudes des signaux à l'entrée du filtre et à la sortie de ce dernier.

Filtre passe-bas				Filtre passe-haut			
Fréquence (Hz)	Tension d'entrée (V)	Tension de sortie (V)	Gain (dB)	Fréquence (Hz)	Tension d'entrée (V)	Tension de sortie (V)	Gain (dB)
1	0,16	0,16	0	1	5,12	0,3	-24,64297413
5	0,56	0,56	0	5	5,12	1,28	-12,04119983
10	1,04	1,04	0	7,5	5,12	1,8	-9,079949117
30	5,12	5,12	0	10	5,12	2,3	-6,950842499
60	5,12	5,12	0	12,5	5,12	2,7	-5,558123936
100	5,12	5,12	0	15	5,12	3,08	-4,41438489
300	5,12	5,12	0	17,5	5,12	3,36	-3,658613672
600	5,12	5,12	0	20	5,12	3,6	-3,059349204
1000	5,12	5,12	0	22,5	5,12	3,8	-2,589727287
1500	5,12	5,12	0	25	5,12	3,96	-2,231495501
2000	5,12	5,04	-0,1367885	30	5,12	4,2	-1,720413412
3000	5,12	4,96	-0,2757657	60	5,12	4,76	-0,633260165
4000	5,12	4,96	-0,2757657	100	5,12	4,92	-0,346097164
6000	5,12	4,8	-0,5605745	300	5,12	5	-0,205999133
8000	5,12	4,56	-1,0061024	600	5,12	5,04	-0,136788491
10000	5,12	4,4	-1,3163457	1000	5,12	5,04	-0,136788491
15000	5,12	3,84	-2,4987747	3000	5,12	5,04	-0,136788491
16000	5,12	3,68	-2,8684428	6000	5,12	5,04	-0,136788491
16800	5,12	3,6	-3,0593492	10000	5,12	5,04	-0,136788491
17500	5,12	3,52	-3,2545459	30000	5,12	5,04	-0,136788491
20000	5,12	3,36	-3,6586137	60000	5,12	5,04	-0,136788491
30000	5,12	2,56	-6,0205999	100000	5,12	5,08	-0,068124974
60000	5,12	1,44	-11,018149	300000	5,12	5,08	-0,068124974
100000	5,12	0,96	-14,539975	600000	5,12	5,12	0
				1000000	5,12	5,12	0

Figure 8 : Tableau récapitulatif des valeurs mesurées pour les filtres de l'amplificateur classe D.

Les deux tableaux ci-dessous reprennent les valeurs mesurées à l'oscilloscope, à savoir tension d'entrée et tension de sortie, ainsi que le calcul du gain en décibel pour chacun des deux filtres :

Nous avons réalisé un script en Matlab reprenant toutes les valeurs mesurées et reprises dans les tableaux ci-dessus afin de représenter la réponse fréquentielle de chacun des filtres dans le diagramme de Bode. Voici le résultat obtenu :

4.2 Filtre RC

4.3 Constante de temps du Sigma-Delta

5 Analyse du circuit

Après que les éléments aient été dimensionnée, nous avons opté pour analyser le circuit en le faisant fonctionner en régime normal et en prenant des mesures en différents points. Ces mesures sont toujours, sauf si cité explicitement, en tension par rapport à la masse, elle même mise à la terre.

5.1 Défaut de fabrication

Dés le premier branchement de la carte en tension symétrique ± 25 VDC, nous avons observé un appel de courant de 200 mA sur le circuit. Cette valeur était le maximum paramétré sur l'alimentation de laboratoire à notre portée. Ce courant est trop élevé pour un amplificateur au repos, c.-à-d. sans signal d'entrée. Il n'y a nul doute qu'un problème de connexion existe sur la carte.

Pour cerner le problème, nous avons connecté un ohmmètre entre les bornes d'alimentation : positive-négative, positive-neutre, neutre-négative. À ces bornes nous avons mesuré respectivement une résistance de : 33 Ω , 9 k Ω et 9 k Ω . C'est désormais déterminé et mesuré, il existe un défaut de connexion entre la borne positive et le neutre.

Une analyse bloc-par-bloc a permis de déterminer que le problème était le circuit intégré TC4428, un double inverseur présentant un courant de fuite de 100 mA pour une tension d'alimentation de seulement 4,3 V ; ce qui est déraisonnable et en opposition avec la fiche technique du produit. Nous en avons déduit que le composant était détruit.

Après avoir remplacé le circuit intégré TC4428, nous avons observé que la résistance entre la borne

d'alimentation positive et le neutre passait de $33\ \Omega$ à $200\ \Omega$, ce qui n'est toujours pas acceptable. Nous avons remplacé un second circuit intégré douteux, le L6385E, et la résistance est passée de $200\ \Omega$ à $19\ \text{k}\Omega$; ce qui est désormais raisonnable. Tout cela démontre que deux des circuits imprimés ont été détruits. Nous ne savons pas déterminer l'instant auquel cela s'est produit.

Conclusion

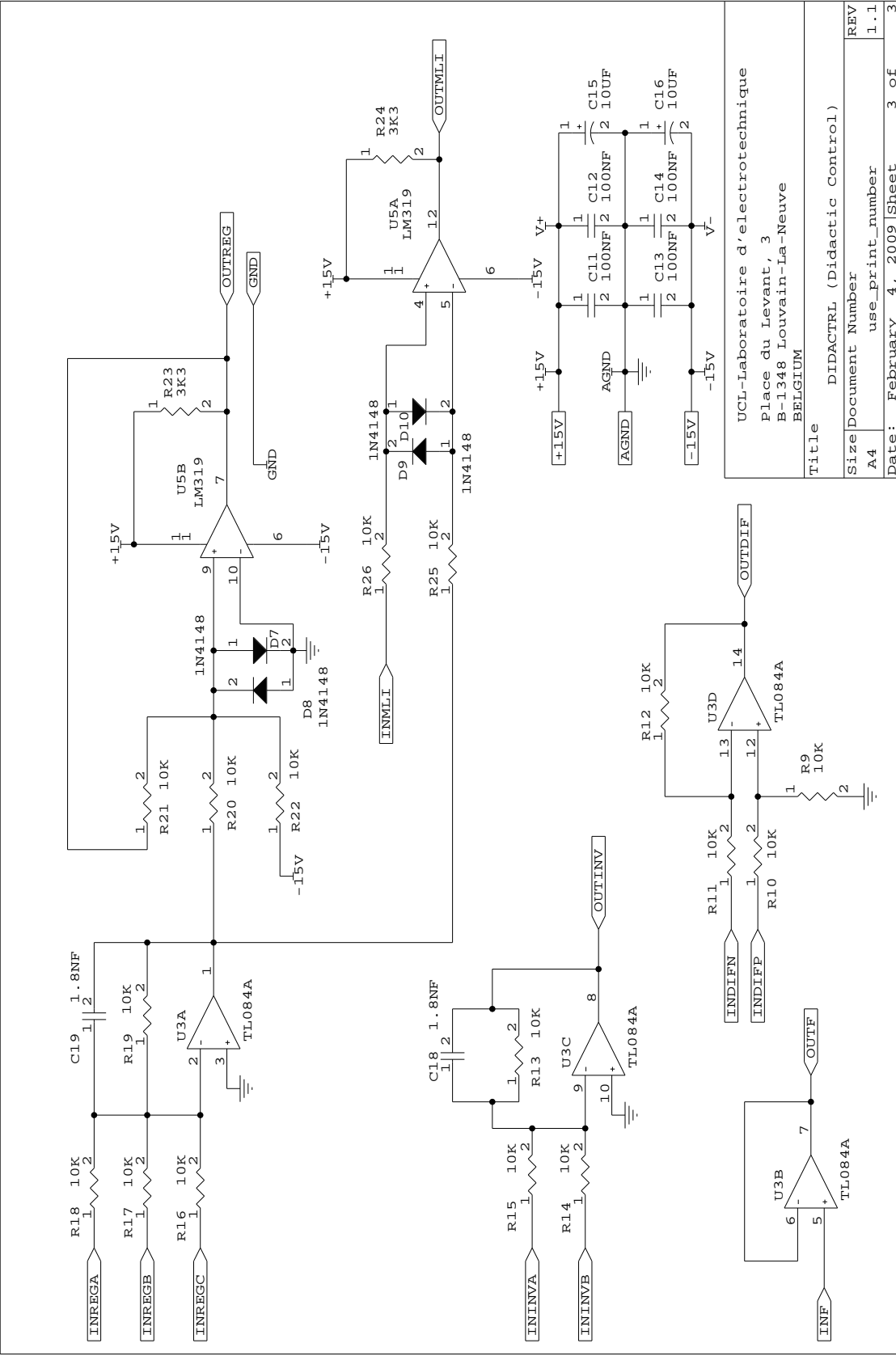
Crédits

- Figure 1 provenant de :
Le blog officiel de Texas Instrument : https://e2e.ti.com/blogs_/archives/b/precisionhub/archive/2015/01/21/delta-sigma-adc-basics-understanding-the-delta-sigma-modulator
- Figure 2 provenant de :
Par Yves-Laurent (Travail personnel) [GFDL (<http://www.gnu.org/copyleft/fdl.html>), CC-BY-SA-3.0 (<http://creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0/>)], via Wikimedia Commons

Références

- [1] Henry E Heffner and Rickye S Heffner. Hearing ranges of laboratory animals. *Journal of the American Association for Laboratory Animal Science*, 46(1):20–22, 2007. 1
- [2] Robert M. Gray and David L. Neuhoff. Quantization. *IEEE transactions on information theory*, 44(6):2325–2383, 1998. 2.1
- [3] <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/mosfet/20v-300v-n-channel-power-mosfet/80v-100v-n-channel-power-mosfet/irf520n/>, December 2017. 2.2
- [4] David J. Griffiths. *Introduction to Electrodynamics*. Prentice Hall, 3rd edition, 1999. 2.2
- [5] Paul Sente. *Électronique de puissance*. ECAM, 2017. 2.2
- [6] Théodore Wildi and Gilbert Sybille. *Électrotechnique*. De Boeck, 4th edition, 2005. 2.2

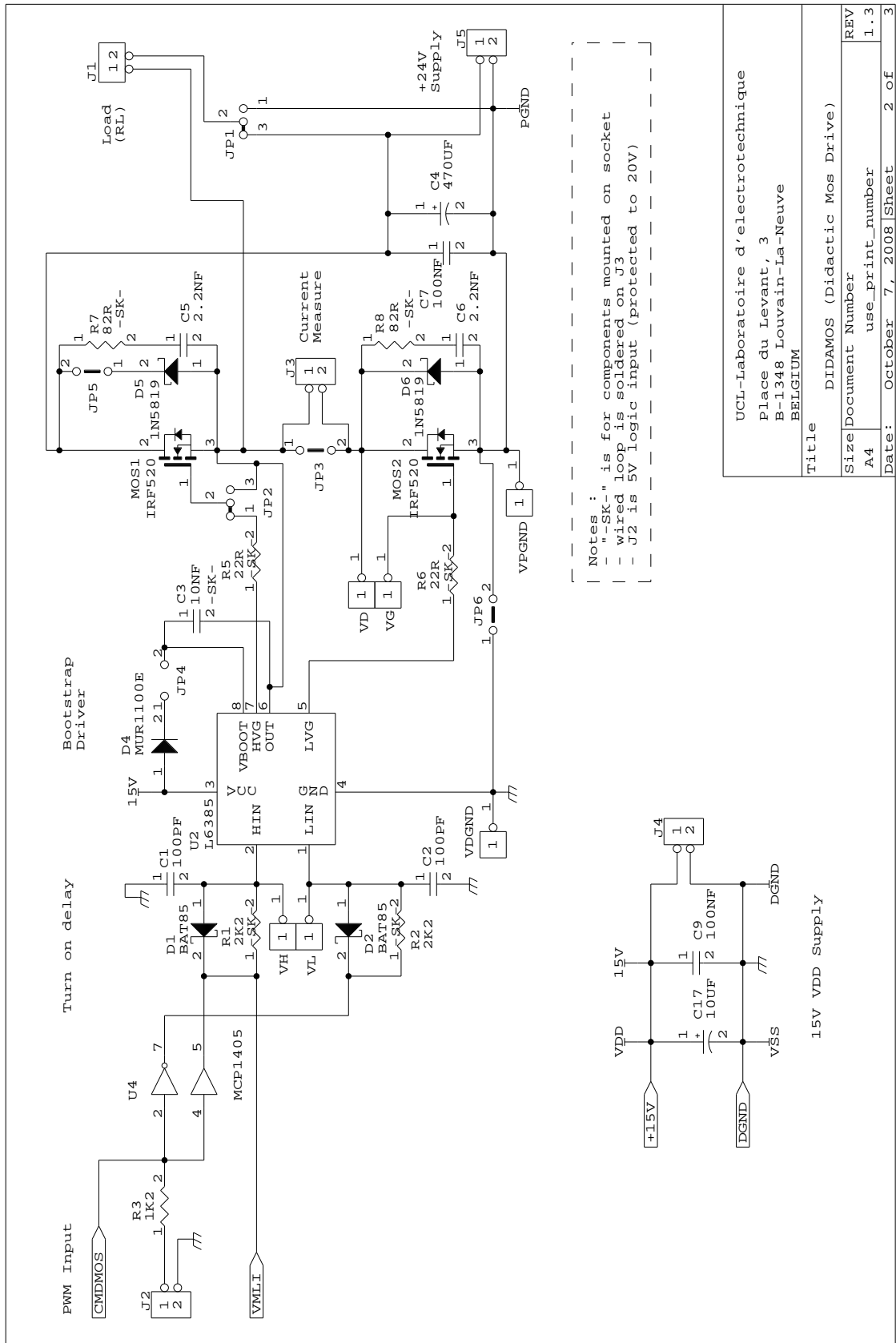
A Schéma du circuit DIDACTRL



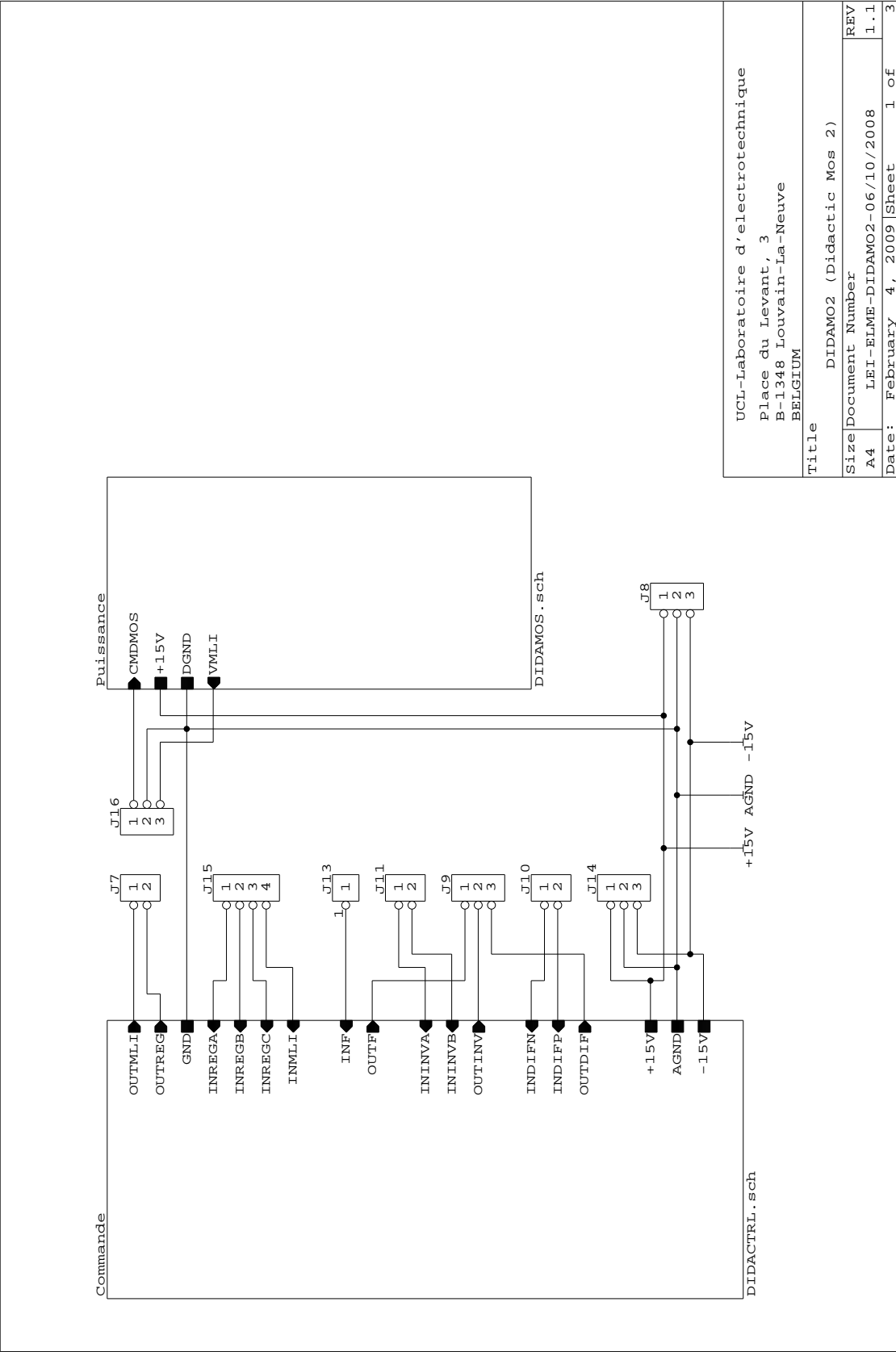
UCL-Laboratoire d'electrotechnique
Place du Levant, 3
B-1348 Louvain-La-Neuve
BELGIUM

Title		DIDACTRL (Didactic Control)	
Size	Document Number	REV	
A4	use_print_number	1.1	
Date:	February 4, 2009	Sheet	3 of 3

B Schéma du circuit DIDAMOS



C Schéma du circuit DIDAMO2



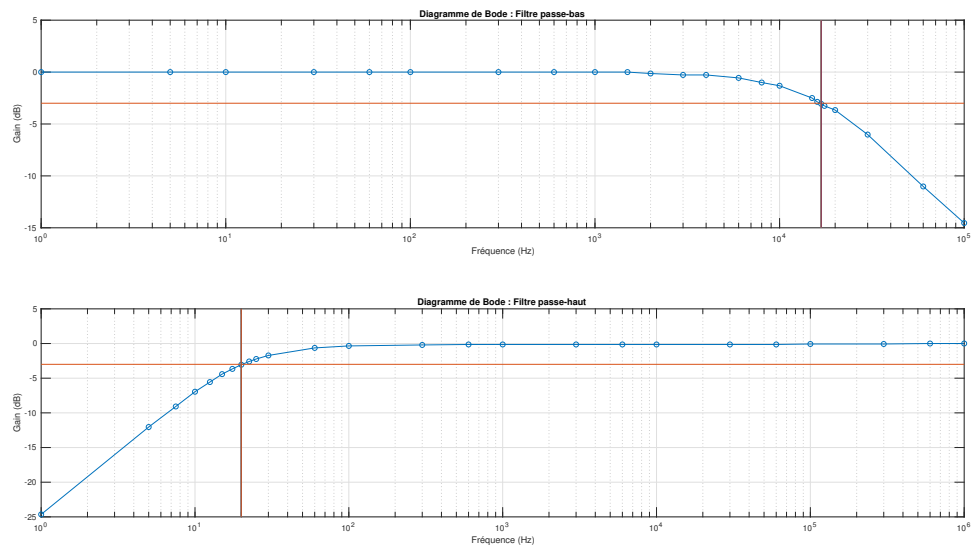


Figure 9 : Réponse fréquentielle pour les filtres passe-bas et passe-haut de l'amplificateur classe D.