

## Analyse, simulations d'un amplificateur en classe D

J'invite le lecteur à consulter le site pour des informations complémentaires.

Page d'accueil du site Internet :

[page d'accueil](#)

d'autres pdf, sur différents sujets :

[liste des PDE](#)

Le but de ce travail est de vérifier par des simulations Pspice, le fonctionnement d'un amplificateur en classe D. Le principe de base de ce type d'amplificateur est largement diffusé sur le net, et est supposé connu par le lecteur. L'originalité de notre montage est d'incorporer le driver des transistors MOS dans la simulation. Néanmoins, on est à la limite du nombre de nœuds maximum (75) imposé par la version d'évaluation de Pspice.

### 1) Introduction

Le domaine d'application des amplificateurs en classe D est l'audio, où le récepteur est un haut-parleur. Après celui des amplificateurs de salon et du home cinéma, le marché s'est développé vers les téléphones portables, là où on cherche à réduire la consommation, pour gagner en autonomie de batterie : en effet, l'amplificateur classe D est à très haut rendement. La structure du schéma analysé ici est de « première génération » : PWM pleine onde, puissance nominale de 2,5 W, sortie sur haut-parleur de 8  $\Omega$ . Les simulations permettent de fouiller un peu le fonctionnement.

### 2) Description

#### a) Schéma de principe.

La structure proposée est classique :

- un PWM (ou MLI) à fréquence constante,
- mise en forme pour commander des interrupteurs,
- ces interrupteurs, en agissant en tout ou rien, délivrent en sortie un signal prenant 2 valeurs possibles : -E, +E,
- le récepteur récupère le signal, au travers un filtre passe-bas.

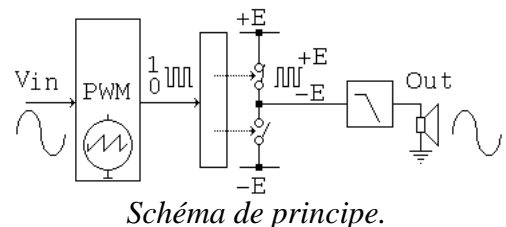


Schéma de principe.

#### b) Schéma simulé

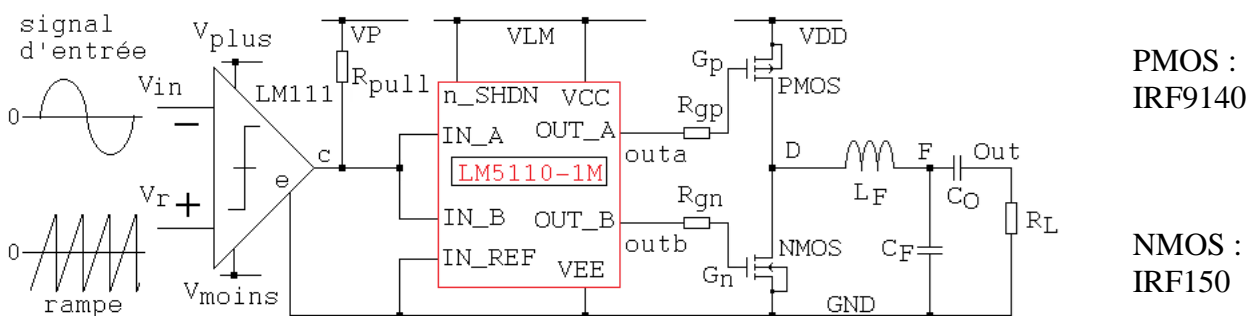


Schéma électronique.

L'entrée est  $V_{in}$ , la sortie du PWM est c, dupliqué en D, la sortie audio est Out

$R_{pull} : 330 \Omega$     $R_{gp} = R_{gn} = 2,2 \Omega$     $L_F = 47 \mu H$     $C_F = 1 \mu F$     $C_O = 1000 \mu F$     $R_L = 8 \Omega$

Signal d'entrée  $V_{in}$  : source Pspice SIN   Signal rampe  $V_r$  : source Pspice PULSE

Dans cette configuration du LM5110-1, les sorties OUT\_A et OUT\_B sont identiques. Sur le plan fonctionnel, c'est donc équivalent à avoir les grilles reliées entre elles. Dans ce cas, l'étage de sortie de puissance, formé d'un PMOS et d'un NMOS, a le même schéma qu'un inverseur CMOS.

### c) Description détaillée

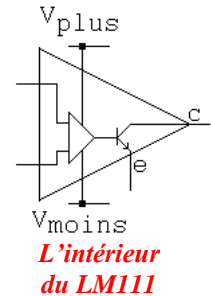
- **Signal d'entrée**  $V_{in}$  : est bipolaire de dynamique maximum  $-6\text{ V}$  à  $+6\text{ V}$ . Ces valeurs sont arbitraires. C'est une sortie de pré ampli. La fréquence est de  $1\text{ kHz}$ . Cette valeur est représentative d'un signal audio, dont le spectre est usuellement  $[20\text{ Hz} ; 20\text{ kHz}]$ .

- Le **signal rampe**  $V_r$ , ou dent de scie, est bipolaire, de  $-6\text{ V}$  à  $+6\text{ V}$ . Ces niveaux doivent encadrer les valeurs min et max du signal d'entrée  $V_{in}$ , pour assurer la modulation PWM.

La fréquence est fixe =  $200\text{ kHz}$ , valeur conforme à celles rencontrées dans les amplis classe D, usuellement de  $100\text{ kHz}$  à  $400\text{ kHz}$ . Ce signal s'appelle aussi « **porteuse** à dent de scie ».

- **PWM** : le signal d'entrée est comparé à la rampe. Le signal de sortie a son rapport cyclique  $\alpha$  lié à la valeur de la tension d'entrée. Le comparateur tout ou rien est ici un LM111, alimenté en  $\pm 12\text{ V}$ .

Il dispose de 2 sorties, symbolisées ici par c et e, respectivement collecteur et émetteur « ouverts », c'est-à-dire connectables par l'utilisateur. La sortie « e » est à la masse. On exploite la sortie « c »: son niveau bas est voisin de  $0\text{ V}$  (c'est un  $V_{CEsat}$  du transistor interne de sortie), et son niveau haut égal  $5\text{ V}$  (grâce au pull up sur  $V_P = 5\text{ V}$ ).



- Le signal issu du LM111 est donc de niveau  $0\text{ V} ; 5\text{ V}$ . Sur le plan théorique, cela peut commander des transistors idéaux. Mais dans le cas de transistors de puissance, ce signal est très dégradé par les condensateurs d'entrée que présentent les transistors réels.

La **mise en forme** pour commander les commutateurs est faite par un **LM5110**. Ce circuit, fabriqué par Texas Instrument, est dédié à la commande des MOS de puissance, en commutation. Le modèle Pspice est donné sous :

<http://www.ti.com/product/LM5110/toolssoftware>

Il s'agit en fait d'un macro modèle, c'est-à-dire un schéma fait de composants discrets associés à des sources de tension, sources de courant.

Le LM5110 est alimenté ici en  $0\text{ V} + 12\text{ V}$  (nœud nommé VLM dans notre schéma).

Le signal de sortie attendu (OUT\_A, OUT\_B) peut prendre 2 valeurs possibles :  $0\text{ V}$  et  $+12\text{ V}$ .

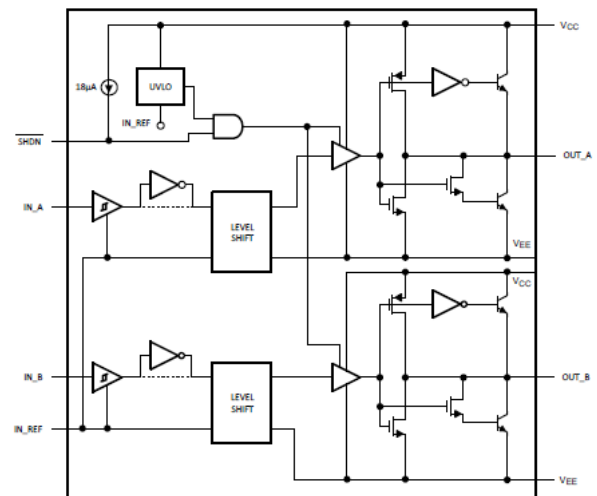


Figure 3. Block Diagram of LM5110

- Les **résistances de grille** limitent les pointes de courant à une valeur compatible admise par le LM5110 ( $5\text{ A}$  sink /  $3\text{ A}$  source). Ces pointes de courant sont dues aux charges / décharges des capacités d'entrée des MOS de puissance, lors des fronts. Dans ce schéma, on n'a pas cherché à optimiser les valeurs en fonction du type (N, P) des transistors.

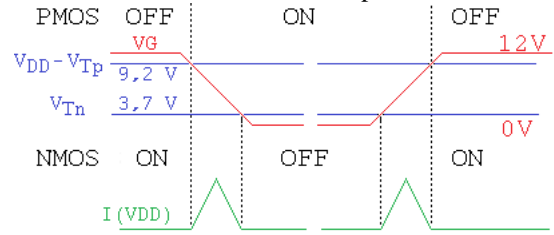
Les **IRF9140**, **IRF150** sont les MOS de puissance disponibles dans eval.lib. Ils sont en cohérence avec le cahier des charges : ils doivent commuter à  $200\text{ kHz}$  sans dégrader le signal (temps de montée, temps de descente bien plus bref qu'une fraction de  $T = 5\text{ }\mu\text{s}$ ), et ne présenter aucune chute de tension à l'état passant ( $r_{ds(on)}$  bien inférieure à  $R_L = 8\text{ }\Omega$ ), avec des signaux de commande  $0\text{ V} ; 12\text{ V}$ . On peut estimer qu'ils deviennent « ON » quand  $V_{GS} > V_T$  pour le NMOS et  $|V_{GS}| > |V_T|$  pour le PMOS. On a respectivement  $V_T \approx 2,8\text{ V}$ , et  $|V_T| \approx 3,7\text{ V}$ . En MOS de puissance, il y a plus récent et plus performant, mais cela ne change pas le principe de fonctionnement que nous allons voir.

- Ces transistors ont les grilles au même potentiel : dans notre application, quand un est conducteur, l'autre non. Ils sont connectés sur une alimentation de puissance connectée en  $V_{DD} = 12\text{ V}$  et GND.

L'analyse détaillée des transitions montre néanmoins une conduction simultanée des transistors ce qui provoque des pics de court-circuit sur l'alimentation. **C'est le principal défaut de cette structure à un seul signal de commande.**

Le chronogramme de principe ci-contre illustre ce phénomène.

PMOS : conducteur pour  $|V_{GS}| > |V_T|$ , seuil de conduction du PMOS = 3,5 V, soit pour  $V_G < 8,5\text{ V}$ .

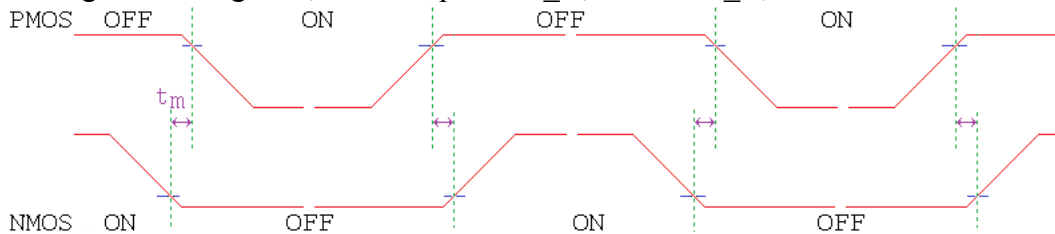


NMOS : conducteur pour  $V_{GS} > V_T$ , seuil de conduction du NMOS = 3,5 V, soit pour  $V_G > 3,5\text{ V}$ .

**I(VDD) est idéalisé ici par des pics triangulaires.**

On ne tient pas compte des capacités  $C_{GS}$ ,  $C_{GD}$ , qui, associées aux résistances internes des transistors, créent une déformation et un décalage temporel sur le courant.

Pour ne pas avoir ce défaut de recouvrement, il faudrait modifier les signaux de commande, de façon à imposer un temps mort entre les conductions des transistors (commande « break before make »). Cela signifie qu'il faut générer 2 signaux, l'un attaquant IN\_A, l'autre IN\_B, de la forme ci-dessous :



Des signaux de commande présentant un temps mort ( $t_m$ ) pour améliorer la commutation

Cette solution, exploitée en pratique par des circuits spécialisés, entraîne un schéma qui présente un nombre de nœuds supérieur à 75 et n'est pas simulable avec la version d'évaluation de Pspice. Nous nous contenterons de travailler avec une version « lite » du circuit de commande des transistors.

- Le **filtre passe bas** doit laisser passer la bande audio, et éliminer les harmoniques apportées par la modulation de largeur d'impulsion. Il ne doit pas présenter de résistance, qui consommerait de la puissance, au détriment du rendement global. Il est proposé ici un basique LC, donc d'ordre 2.

Pour une gamme de fréquence telle que  $C_0$  équivalent à un court-circuit, on a :

$$V_{Out(p)}/V_D(p) = \frac{1}{LCp^2 + (L/R)p + 1} \quad \text{On pose classiquement :} \quad \omega_0 = 1/\sqrt{LC} \quad \text{et} \quad z = (\omega_0/2)(L/R)$$

La fréquence propre est de  $1/(2\pi\sqrt{LC}) = 1/(2\pi\sqrt{(47 \cdot 10^{-6}) (1 \cdot 10^{-6})}) = 23,2\text{ kHz}$ .

Le coefficient d'amortissement réduit  $z = 0,429$ .

- L'**alimentation de puissance** VDD est 0 V 12 V. Elle est considérée comme parfaite. On n'a pas ajouté d'impédance interne, ce qui, en pratique, modifie le courant débité.

- Le potentiel de Drain est donc de part et d'autre de 6 V. Il faut donc couper la composante continue avant d'accéder à la charge, ici un haut-parleur, modélisé simplement par une résistance de 8  $\Omega$ . Le **condensateur**  $C_0 = 1\text{ mF}$  assure ce rôle. Il présente une réactance dont le module vaut 0,16  $\Omega$  à 1 kHz : on le considère comme un court-circuit devant 8  $\Omega$ .

Remarques :

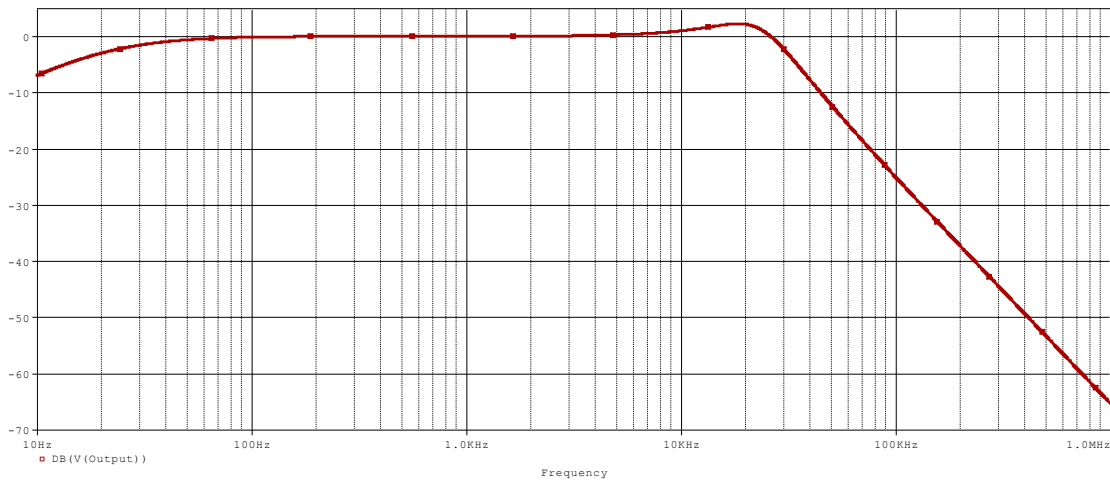
- les alimentations VLM, VDD et Vplus sont égales à 12 V. En simulation, on peut placer une seule source parfaite. Il a été choisi de placer 3 sources indépendantes, ce qui laisse la possibilité de modifier éventuellement ces tensions, par simple changement de valeur dans la netlist.

- Le point froid est la masse GND, supposée parfaite pour tout le circuit. On ne cherche pas ici à analyser les éventuels aléas qui se présentent en pratique quand les signaux analogiques et logiques cohabitent et quand on a sur la même carte des signaux basse puissance et forte puissance, ce qui oblige des connexions très pertinentes des points de masse pour réduire les bruits de commutation.

### 3) Simulations

#### a) Réponse harmonique du filtre LC seul.

- Dans la netliste, on valide les 2 lignes concernées et on obtient la réponse harmonique :



#### Interprétation :

On obtient bien un plateau 0 dB. Par intersection des asymptotes on peut identifier  $f_0 = 23,2$  kHz, ce qui est la valeur calculée. On peut lire cette valeur plus précisément par le passage à  $-90^\circ$  de la phase. La résonance que l'on voit confirme  $z = 0,429$ .

On mesure une bande passante à  $-3$  dB : [ 20 Hz ; 31,3 kHz ]. La bande audio est couverte.

La coupure basse est liée à  $C_0$  qui ne se comporte plus comme un court-circuit en BF.

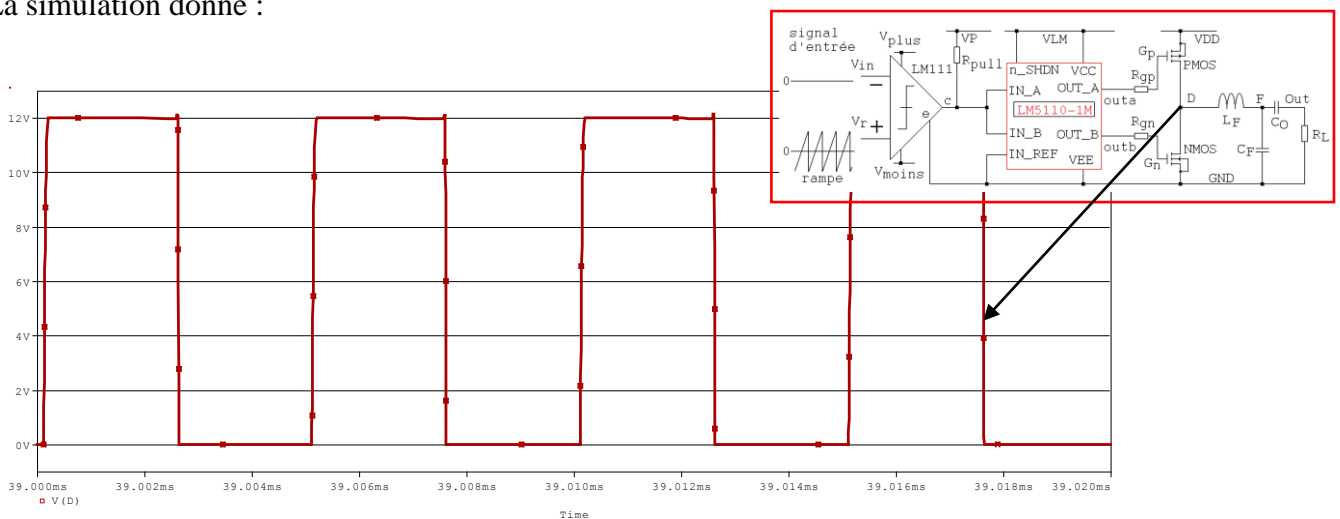
Remarque : à 200 kHz, le filtre a pour module  $1/(200k/23,2k)^2 = 1/74,3$ , soit  $-37$  dB sur la courbe.

#### b) Réponse temporelle 1 : vérification du fonctionnement de chaque partie

On place ici  $V_{in} = 0$  V afin de contrôler les différents signaux stratégiques : fonctionnement du PWM, commutation des transistors, action du filtre.

A mi dynamique, le signal PWM sera de rapport cyclique  $\alpha = 50\%$ , soit un signal carré de fréquence 200 kHz. En sortie des transistors, on attend ce signal carré, de niveau théorique 0 V ; 12 V.

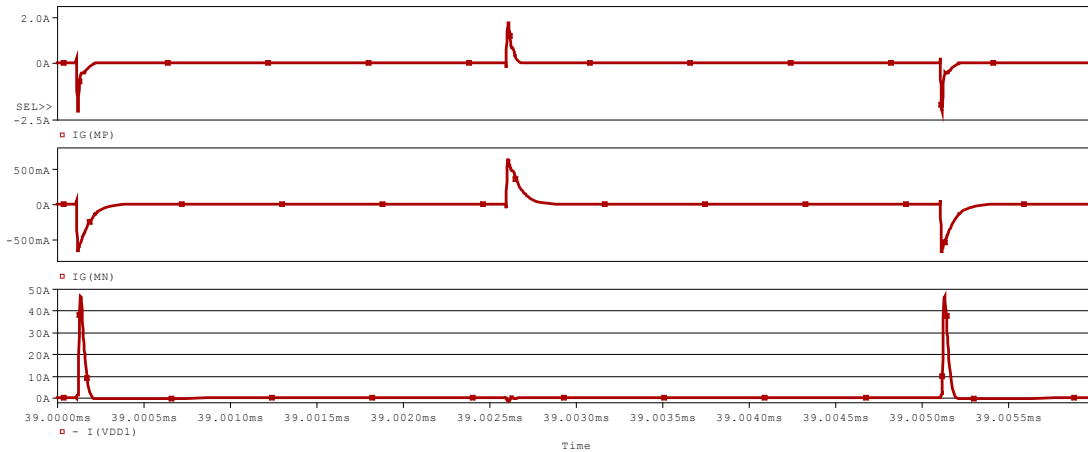
La simulation donne :



**A  $V_{in} = 0$  V constant, on a en D un signal carré, 0 V ; 12 V**

La sortie montre un signal de niveau bas et haut très proche de 0 V et 12 V respectivement, comme attendu. Le rapport cyclique  $\alpha$  est quasiment 0,5. On profite de ce chronogramme pour mesurer un **temps de montée** (entre 10 % et 90 % par un zoom) de 48 ns et de **descente** de 12,8 ns.

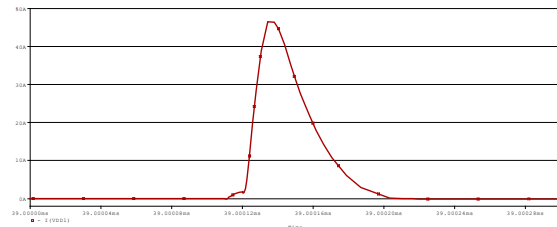
On visualise également les courants Grille et courant débité par l'alimentation  $V_{DD}$  :



On remarque en  $I_G$ , des pics lors des fronts de la tension de commande  $V_G$ . On ne dépasse pas la valeur admissible du LM5110.

Le courant débité par l'alimentation de puissance  $V_{DD}$  montre essentiellement un pic de 46 A par période. Cette valeur peut paraître énorme. Mais :

- On a simulé avec l'alimentation  $V_{DD}$  parfaite. Une impédance interne limiterait ce courant.
- Si on idéalise grossièrement ce pic à un triangle de base 66 ns et de hauteur 46 A, ramené à une période  $T = 5 \mu s$ , cela correspond à une valeur moyenne de :

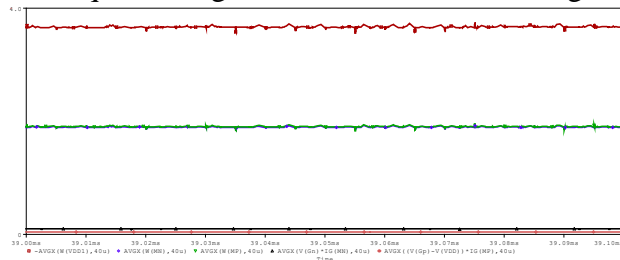


**Zoom sur l'appel de courant**

$$\frac{\text{base} \times \text{hauteur}}{2} \frac{1}{T} = \frac{6610^{-9} \times 46}{2} \frac{1}{510^{-6}} \approx 0,3 \text{ A.}$$

Remarque : la convention de signe utilisée par Pspice justifie la présence du signe « - » dans l'affichage de courant d'alimentation. En effet, la convention est « quadripole », ou, dit autrement, « égoïste » (ce qui sort est négatif...). Donc le courant d'alimentation  $V_{DD}$  qui se dirige vers les transistors est négatif.

Faisons le **bilan des puissances**, par intégration sur quelques périodes, soit 40  $\mu s$ , et ce en régime stabilisé, vers 40 ms :



Remarque : pour ne présenter que des grandeurs positives, on a inversé le signe de la puissance fournie par  $V_{DD}$ .

**Puissances mises en œuvre.**

L'alimentation fournit 3,6525 W.

Le NMOS dissipe 1,888 W, dont 90,6 mW apporté par le driver.

le PMOS dissipe 1,8976 W, dont 37 mW apporté par le driver.

Les transistors consomment sur  $V_{DD}$  :

$$(1888 - 90,6) + (1898 - 37) \approx 1797 + 1861 = 3,658W.$$

On retrouve, aux arrondis et fluctuations près, la puissance fournie par l'alimentation  $V_{DD}$  : 3,6525 W.

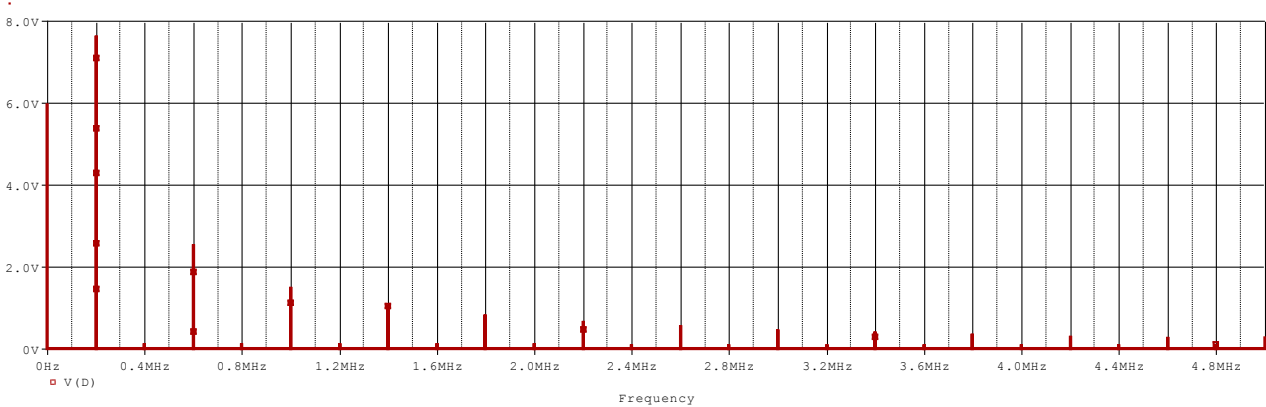
D'ailleurs on avait prédéterminé cette valeur, par  $P = V_{DD} I_{\text{moy}} = 12 \times 0,3 = 3,6 \text{ W}$ .

Dans cet essai, la charge  $R_L$  ne dissipe aucune puissance, puisque la valeur moyenne de la tension en D est quasi nulle.

X Values		39.050m
-AVGX(W(VDD1),40u)		3.6525
AVGX(W(MN),40u)		1.8880
AVGX(W(MP),40u)		1.8976
AVGX(V(Gn)*IG(MN),40u)		90.639m
AVGX((V(Gp)-V(VDD))*IG(MP),40u)		37.036m

Cet essai montre la conséquence néfaste de ce choix de commande identique sur les 2 grilles des transistors : **sans aucune puissance transmise, on a déjà environ 3,7 W dissipée dans les transistors.**

Vérifions le rôle du filtre, en affichant les spectres en tension :



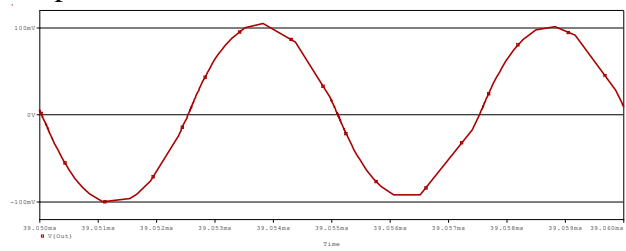
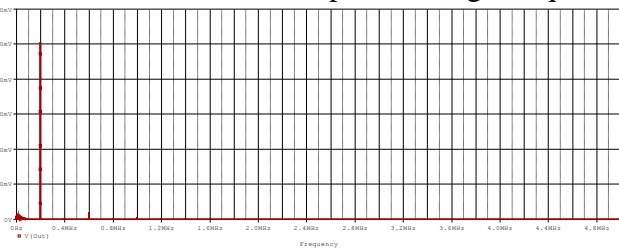
*Spectre en D, tension du PWM à  $\alpha = 0,5$*

**Interprétation (consulter l'annexe A) :**

La raie 0 est la valeur moyenne (idéalement 6 V car  $\alpha = 0,5$ ).

Puis on retrouve les raies aux fréquences 200 kHz, 600 kHz, 1 MHz... L'amplitude du fondamental est à quasiment à la valeur théorique 7,64 V.

Observons le rôle du filtre, par affichage fréquentiel et temporel de la sortie Out :



*spectral et temporel en Out avec  $\alpha = 1/2$  ( $V_{in} = 0$  V) : environ 100 mV d'amplitude à 200 kHz*

**Interprétation :**

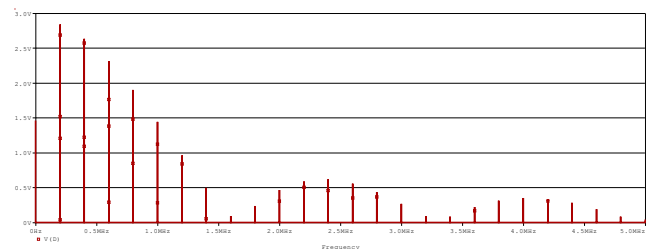
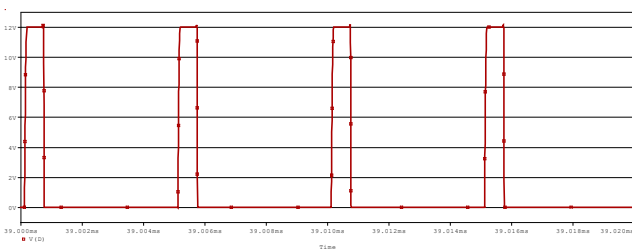
On a  $V(Out) = 0$  V (la valeur moyenne de 6 V a été coupée par CO) + du bruit additif haute fréquence.

Ce dernier peut se calculer, d'après ce qui est indiqué en annexe A:

L'amplitude du fondamental = 7,64 V. A 200 kHz, le filtre atténue d'un coefficient 74,3 : la composante à 200 kHz vaut  $7,64 / 74,3 = 102$  mV d'amplitude. La composante à 600 kHz est négligeable et est à peine visible sur l'affichage. Cela explique la mesure de  $\pm 100$  mV càc en résiduel sur  $V(Out)$ .

**c) Réponse temporelle 2 : autre point de fonctionnement à  $V_{in}$  constant**

On place  $V_{in} = -4,5$  V, ce qui représente 1,5 V au-dessus du minimum, soit un rapport cyclique théorique de  $\alpha = 0,125$  (obtenu par  $1,5/12$ ), la fréquence porteuse restant à 200 kHz.



*Temporel et spectral de la sortie D avec  $\alpha = 1/8$  ( $V_{in} = -4,5$  V)*



**Interprétation :**

Temporel : La sortie de puissance est quasi parfaite : le driver et les transistors de puissance sont dimensionnés pour notre application.

Fréquentiel : On retrouve les raies aux multiples de 200 kHz, c'est-à-dire 200, 400, 600 kHz. L'enveloppe est en sinus cardinal, dont le premier zéro est à  $200 \text{ kHz} / 0,125 = 1,6 \text{ MHz}$ . (On perçoit ici une raie de très faible amplitude à 1,6 MHz, car on s'éloigne un peu d'un signal parfait).

La raie 0 Hz est la valeur moyenne. On est très proche de la théorie, établie avec des signaux parfaits, qui donne  $0,125 \times 12 = 1,5 \text{ V}$ .

**d) Réponse temporelle 3 : caractérisation de l'amplificateur de classe D.**

C'est le fonctionnement nominal : le signal d'entrée est sinusoïdal.

Une commande MLI est alors caractérisée par 2 paramètres :

▪ m, **indice** de modulation =  $\frac{\text{fréquence de } V_r}{\text{fréquence de } V_{in}}$

Dans notre simulation, on a fixé le signal d'entrée à 1 kHz, on a  $m = 200 \text{ kHz} / 1 \text{ kHz} = \boxed{200}$ .

▪ r, **taux** de modulation =  $\frac{\text{dynamique de } V_{in}}{\text{dynamique de } V_r}$

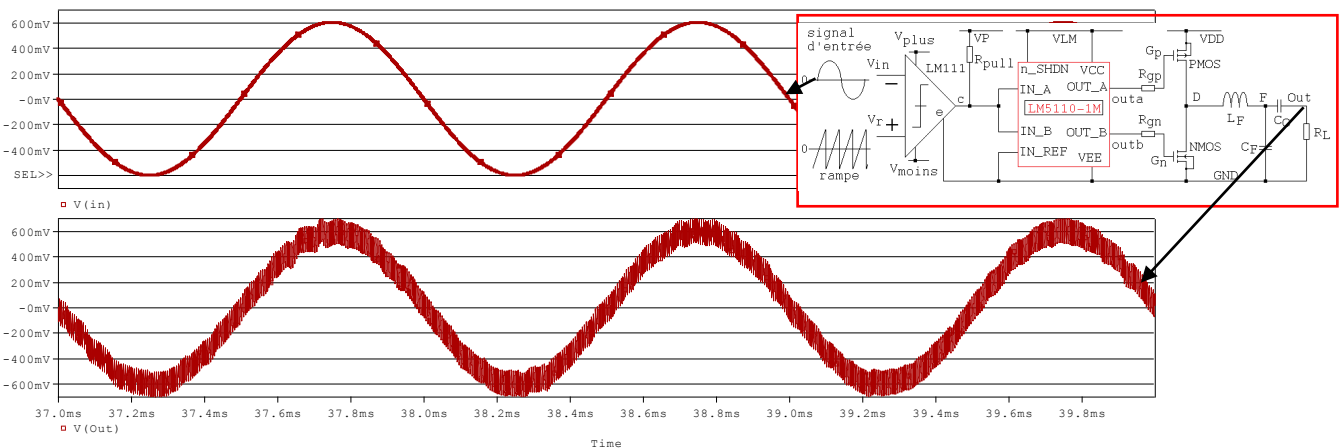
Si l'amplitude de  $V_{in}$  est très faible,  $r \approx 0$ ,  $\alpha$  reste voisin de 0,5,

Si l'amplitude de  $V_{in}$  est élevée, on exploite toute la dynamique du rapport cyclique :  $\alpha$  évolue entre 0 et 1 tandis que  $V_{in}$  évolue entre -3 V et 3 V. On a alors  $r \approx 1$ . Remarquons qu'à  $\alpha$  proche de 0 ou 1, le PWM délivre des impulsions très fines.

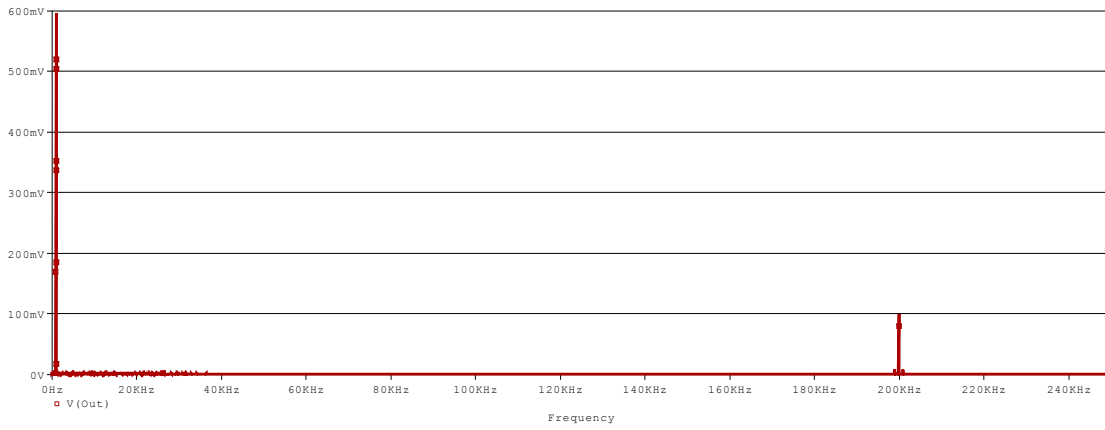
Usuellement, on s'interdit un signal d'entrée qui sortirait de l'intervalle [ -3 V ; + 3 V ], car le comparateur serait bloqué durant un certain temps, et il n'y aurait plus de modulation. La conséquence serait une augmentation de la distorsion du signal reconstitué par le filtre.

Intuitivement, on a intérêt à avoir  $\alpha$  qui balaie de 0 à 1, c'est-à-dire r voisin de 1, pour exploiter au mieux la modulation. Nous allons vérifier cela sur 2 runs, en conservant  $m = 200$ .

**Run à  $r = 0,1$  (amplitude de  $V_{in} = 0,6 \text{ V}$  donc  $5,4/12 < \alpha < 6,6/12$ , c'est-à-dire de 0,45 à 0,55)**

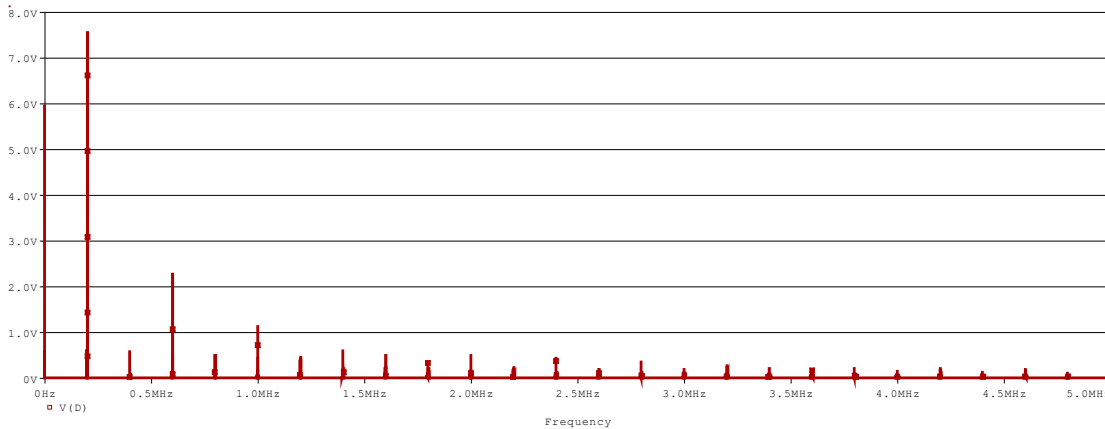


**A faible taux de modulation, le signal Out, en sortie de l'amplificateur, est très « bruité »**

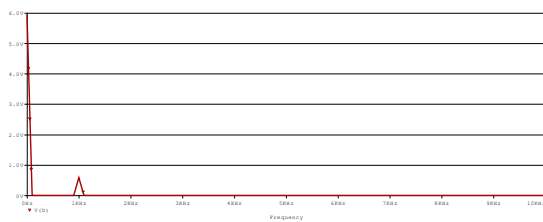


*Le signal de sortie Out est composé essentiellement des composantes (mesurées après un zoom) :*  
*à 1 kHz : 596 mV (signal dominant)*  
*à 199 kHz et 201 kHz : ≈ 7 mV (négligeable)*  
*200 kHz : 99,3 mV (forme le « bruit » visualisé)*

Pour expliquer la présence des composantes hautes fréquences qui polluent la sinusoïde à 1 kHz en sortie, observons le spectre en D, sortie PWM de puissance :

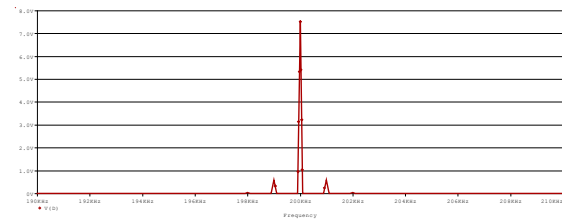


*Le spectre PWM est riche de composantes aux multiples de 200 kHz.*



*Zoom vers 0 Hz :*

le PWM montre une raie 0 Hz de 5,94 V qui sera coupée et une raie à **1 kHz** d'amplitude **597 mV** qui traverse le filtre et qui forme le signal audio.



*Zoom vers 200 kHz :*

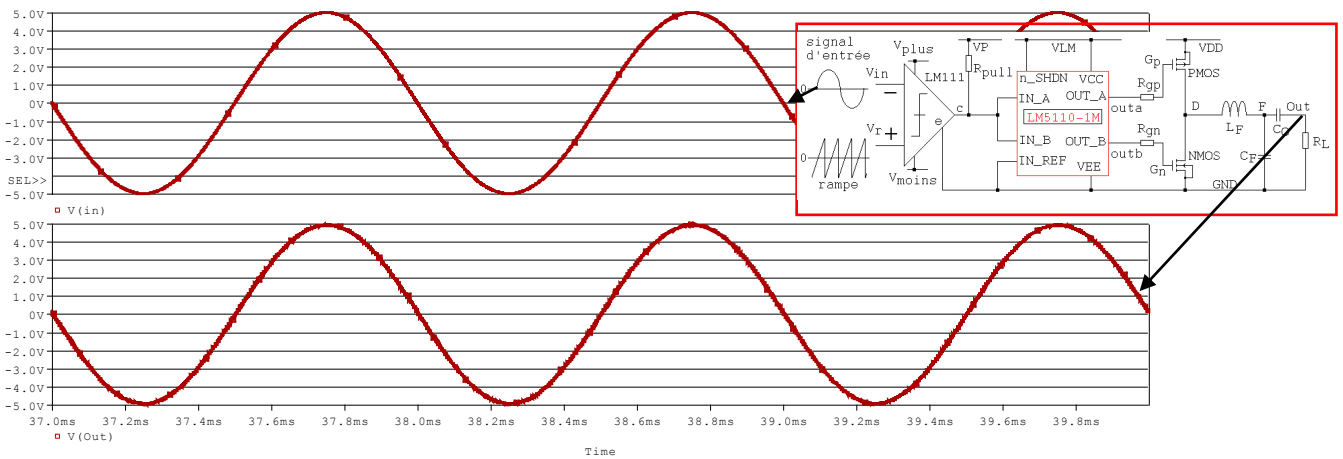
le PWM montre :  
 des raies à 199 kHz et 201 kHz : 584 mV  
 et surtout celle à **200 kHz : 7,54 V**

Ce spectre en amont de la cellule de filtrage explique donc les composantes du signal audio restitué, en aval de cette cellule :  
 et de : **1 kHz à 597 mV** d'amplitude (dans la bande passante du filtre)  
**variations** au voisinage de **200 kHz** d'environ  $7,55/74,3 = 101$  mV.

Il est clair que la contribution de 101 mV est importante devant 583 mV ! Mais dans le cas d'un signal audio, ces harmoniques ne seront pas audibles.



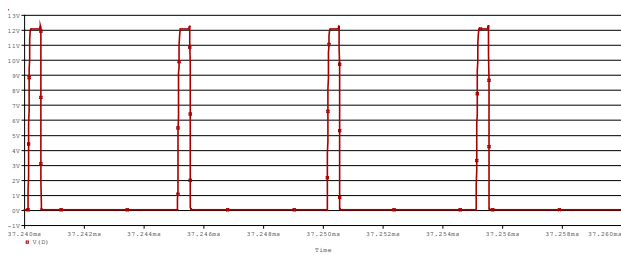
Run à  $r = 0,833$  (amplitude de  $V_{in} = 5\text{ V}$ , donc  $1/12 < \alpha < 11/12$ , c'est-à-dire de 0,0833 à 0,916)



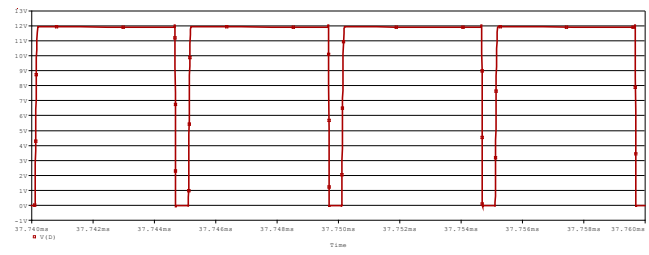
*A fort taux de modulation, le signal Out, en sortie de l'amplificateur, est très faiblement bruité*

Le signal d'entrée et celui de sortie sont quasiment identiques. Rappelons que les amplitudes devraient être les mêmes (conséquence du choix de  $\pm 6\text{ V}$  pour  $V_{in}$  et  $V_r$ , et de  $\pm 6\text{ V}$  pour  $V_D$ ).

On vérifie que la fonction PWM est assurée :



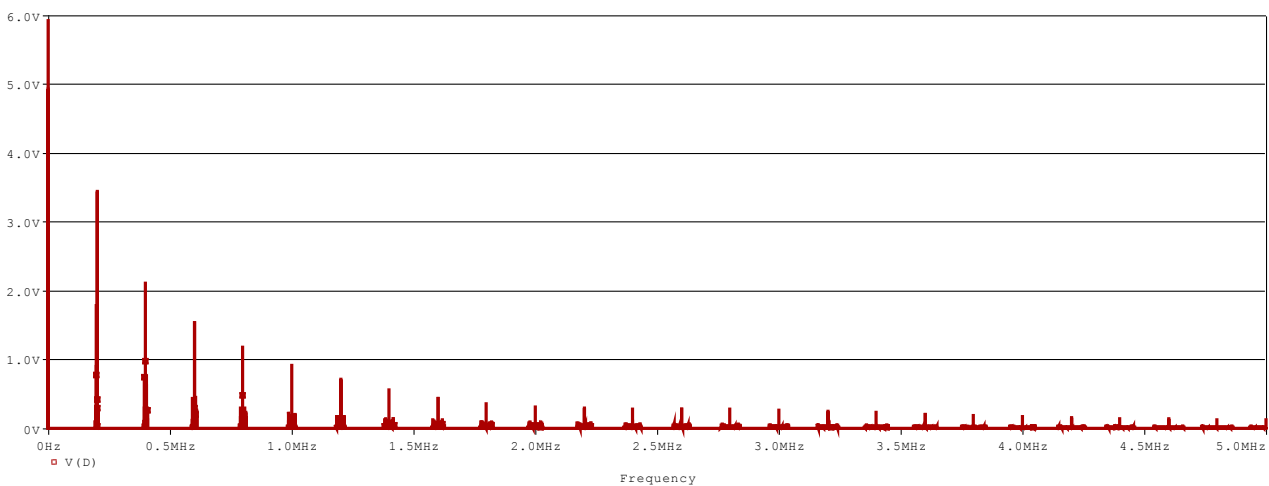
*Détail au voisinage de  $\alpha$  minimum :*  
400 ns à l'état haut, soit  $\alpha \approx 0,08$



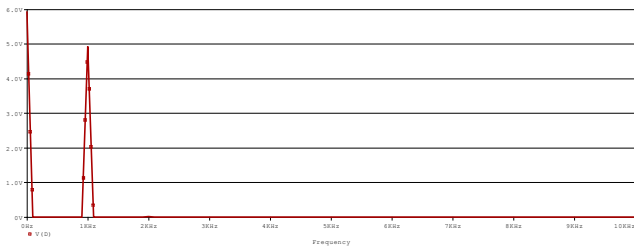
*Détail au voisinage de  $\alpha$  maximum :*  
450 ns à l'état bas, soit  $\alpha \approx 0,9$

L'électronique « suit » (commande et puissance) et peut délivrer ces impulsions fines.

Expliquons également le signal en Out par le spectre en D, sortie du PWM de puissance.

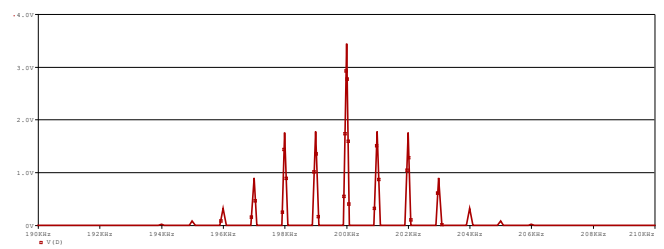


*Spectre de l'onde PWM de puissance :*  
*des raies sont regroupées autour des multiples de la fréquence porteuse.*



**Zoom vers 0 Hz :**

le PWM est composé d'une raie 0 Hz de 6 V, et d'une raie à **1 kHz** d'environ **5 V**



**Zoom vers 200 kHz :**

Des raies sont présentes tous les kHz, mais l'amplitude max est à **3,5 V**

Le signal audio, en sortie du filtre sera donc composée de **1 kHz à 5 V** d'amplitude (dans la bande passante du filtre) + des variations au voisinage de 200 kHz proches de  $3,5/74,3 = 47 \text{ mV}$ . Cela explique l'aspect plus pur de la sinusoïde.

**e) Bilan des puissances, rendement**

Profitons de ce dernier essai, à fort taux de modulation, plus représentatif, pour faire le **bilan des puissances**.

En supposant 5 V d'amplitude, par loi de Joule, la puissance attendue dans  $R_L$  est  $(5/\sqrt{2})^2/8 = 1,56 \text{ W}$ .

On choisit une intégration sur deux périodes, soit 2 ms.

Le NMOS dissipe 1,89 W, le PMOS dissipe 1,91 W.

La charge  $R_L$  consomme 1,52 W,  $V_{DD}$  fournit 5,2 W.

Si on limite le calcul à la partie puissance, le rendement n'est que :

$$1,52 / 5,2 = 30 \%$$

Remarquons que si on retire la puissance de court-circuit (établie il est vrai pour  $V_{in}$  constant), l'alim fournit  $5,2 \text{ W} - 3,6 \text{ W} = 1,6 \text{ W}$ . Le rendement passe à 95 % ce qui est une valeur plus cohérente.

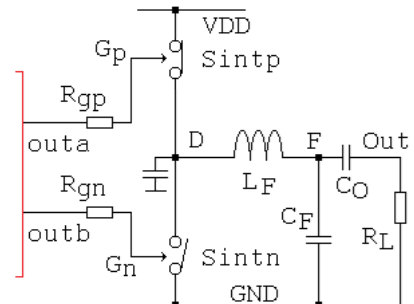
X Values	38.000m
-AVGX(W(VDD1),2m)	5.2044
AVGX(W(MN),2m)	1.8916
AVGX(W(MP),2m)	1.9158
AVGX(W(RL),2m)	1.5246

**4) Sans recouvrement, l'amplificateur classe D a un très bon rendement**

Dans nos simulations, la puissance de court-circuit (à cause des signaux de commande non optimisés) a eu comme conséquence un rendement très médiocre pour un classe D. Nous proposons ici un artifice de simulation pour représenter le fonctionnement comportemental, en remplaçant les transistors IRF par des interrupteurs parfaits, disponibles dans la librairie de Pspice.

Ces interrupteurs sont les composants « Sxxx », qui sont des quadripôles : 2 broches où l'on applique la tension de commande, et 2 broches qui présentent une résistance commandée.

On a laissé  $R_{gp}$ ,  $R_{gn}$ , pourtant devenues inutiles.

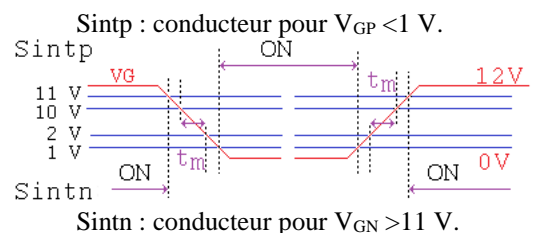


Les transistors remplacés par des « SWITCH »

En paramétrant judicieusement les 2 composants S, on peut assurer un temps mort entre les 2 conductions.

Pout Sintp : 0,01  $\Omega$  pour une tension < 1 V,  
1 M $\Omega$  pour une tension > 2 V.

Pout Sintn : 0,01  $\Omega$  pour une tension > 11 V,  
1 M $\Omega$  pour une tension < 10 V.

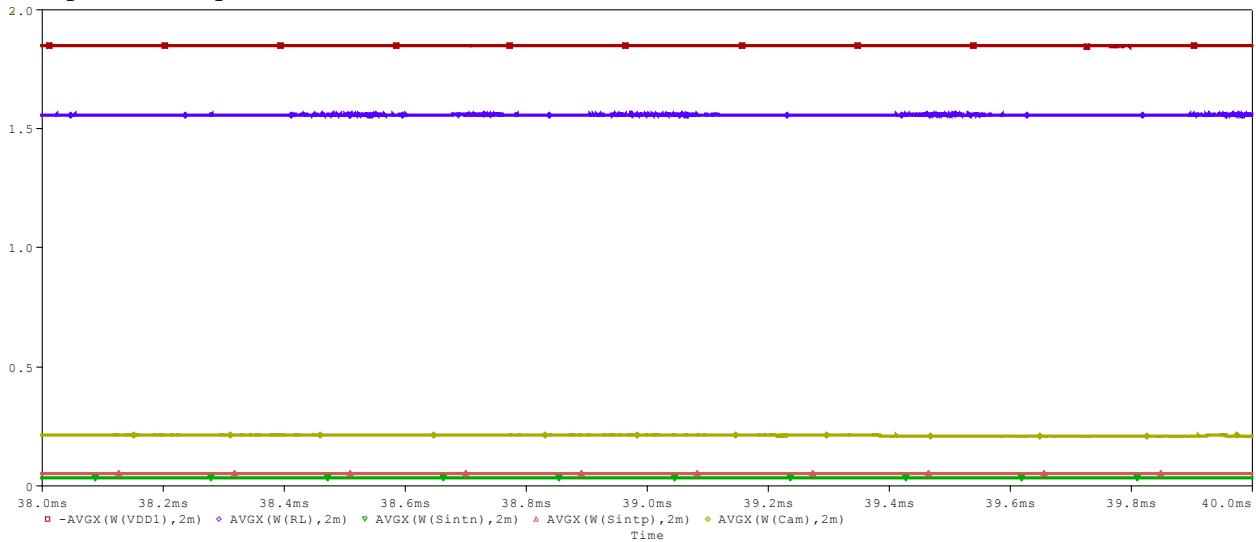


Si la pente en  $V_{Gp}$  ou  $V_{Gn}$  dure 12 ns pour franchir 12 V (ordre de grandeur), on aura 8 ns de temps mort. Les switches, opérateurs parfaits, ont un temps de réponse nul.

Durant ce temps mort, le potentiel de D est flottant (en fait relié à  $V_{DD}$  par 1 M $\Omega$ , et relié à GND par 1 M $\Omega$ ). Il faut placer un condensateur entre le nœud D et la masse, pour laisser circuler le courant selfique. Sinon, des pics de tension se présentent au nœud D, à cause de la présence de  $L di/dt$ .

Relançons la même simulation avec ces interrupteurs parfaits.

On ne reproduit ici que le test du rendement :



On choisit une intégration sur deux périodes, soit 2 ms.

$V_{DD}$  fournit 1,8484 W, la charge RL consomme 1,5572 W.

Les interrupteurs (qui présentent  $0,01\Omega / 1\text{ M}\Omega$ ) dissipent 80 mW.

On pourrait ramener cette valeur à 0 W en plaçant des valeurs encore plus extrêmes.

Le condensateur de 10 nF placé pour éviter les pics de tension consomme de la puissance : 209 mW.

Le bilan est :  $1,5572 + 0,08 + 0,2094 = 1,8466$ , ce qui est parfaitement conforme à 1,8484 W affiché.

Le rendement est  $1,5572/1,8484 = 84,2\%$ .

X Values		39.000m
-AVGX(W(VDD1),2m)	1.8484	
AVGX(W(RL),2m)	1.5572	
AVGX(W(Sintn),2m)	31.508m	
AVGX(W(Sintp),2m)	49.313m	
AVGX(W(Cam),2m)	209.449m	

## 5) Conclusion

Le but de ce document était de montrer le principe d'un amplificateur classe D au travers une simulation concrète. Le choix de transistors de puissance NMOS, PMOS était dicté par des raisons de simplicité, l'étage de puissance se comportant comme un inverseur CMOS, avec un signal de commande équivalent unique. Dans ces conditions, malgré un fonctionnement satisfaisant, on a pu mettre en avant le défaut de la puissance de court-circuit qui fait chuter le rendement.

Industriellement, on privilégie les NMOS (plus performants) pour les 2 interrupteurs, ce qui modifie le signal de commande d'une part, et le circuit de polarisation d'autre part (technique du « bootstrap » pour relever une tension). Dans ces conditions, le rendement est très amélioré.

La simulation avec les transistors remplacés par des interrupteurs parfaits a montré une très nette amélioration du rendement.

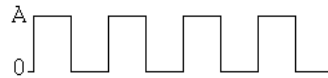
### Annexe A : Série de Fourier du train d'impulsions

Un signal périodique, appelé train d'impulsions, de période T, et de rapport cyclique  $\alpha$ , d'amplitude A, s'écrit, par décomposition en série de Fourier, en choisissant une bonne origine des temps :

$$b_0 + \sum_{n=1}^{n \rightarrow \infty} b_n \cos \omega_n t, \quad \text{où } b_0 = A \alpha, \text{ et les coefficients } b_n, \text{ pour } n \geq 1, = A2\alpha \frac{\sin u}{u} \text{ avec } u = n \pi \alpha.$$

**Exemple 1** :  $\alpha = 0,5$ . Avec  $A = 12$ .

Les coefficients  $b_n$  sont alors :

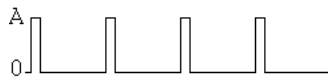


rang			n = 1	n = 2	n = 3	n = 4	n = 5	n = 6	...
$u = n \pi \alpha$			$\pi/2$	$\pi$	$3\pi/2$	$2\pi$	$5\pi/2$	$3\pi$	
$(\sin u)/u$			0,636	0	-0,212	0	0,127	0	
$b_n$	$b_0 = 6$	$\ A2\alpha \frac{\sin u}{u}\ $	$b_1 = 7,64$	$b_2 = 0$	$b_3 = 2,544$	$b_4 = 0$	$b_5 = 1,528$	$b_6 = 0$	

Nous avons des raies aux fréquences impaires (1, 3, 5... fois le fondamental), avec des amplitudes de type 1, 1/3, 1/5,

**Exemple 2** :  $\alpha = 0,125$ . Avec  $A = 12$  :

Les coefficients  $b_n$  sont alors :



rang			n = 1	n = 2	n = 3	n = 4	n = 5	...	n = 8
$u = n \pi \alpha$			$0,125 \pi$	$0,25\pi$	$0,375\pi$	$0,5\pi$	$0,625\pi$		$\pi$
$(\sin u)/u$			0,974	0,9	0,784	0,637	0,47		0
$b_n$	$b_0 = 1,5$	$\ A2\alpha \frac{\sin u}{u}\ $	$b_1 = 2,92$	$b_2 = 2,7$	$b_3 = 2,35$	$b_4 = 1,91$	$b_5 = 1,411$		$b_8 = 0$

Nous avons des raies aux fréquences multiples du fondamental, avec des amplitudes enveloppées par un sin cardinal.

### Annexe B : Spectre d'une onde PWM

Le spectre de l'onde PWM dont la commande fluctue en fonction du temps est complexe.

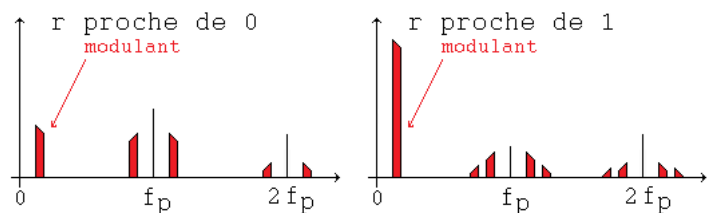
En toute rigueur mathématique, si le modulant est périodique, le spectre sera formé de raies. Ce cas n'est pas fréquent, sauf le cas d'école : en manipulation avec un GBF délivrant un signal simple, ou le cas de notre simulation (où on est, de plus, synchrone). Mais un modulant est généralement aléatoire (par exemple un signal issu d'une source audio), mais est à spectre limité.

On montre que selon le **taux** de modulation r (r est faible si le rapport cyclique évolue peu, r est proche de 1 si le rapport cyclique varie pleinement), le spectre est différent :

S'il n'y a aucune modulation (r = 0), le PWM délivre un train d'impulsions. Le spectre est donc formé de raies placées aux multiples de la fréquence porteuse. Si de plus, on est à Vin au milieu de la dynamique, (= 0 V dans notre schéma) on n'a que les multiples impairs, comme indiqué ci-dessus.

S'il y a un peu de modulation, le spectre du modulant est présent, mais de faible niveau. Il est dupliqué de part et d'autre de  $f_p$ ,  $2f_p$ ... avec un niveau relativement important.

Si la modulation est profonde, le spectre du modulant est présent, mais de fort niveau. Il est dupliqué de part et d'autre de  $f_p$ ,  $2f_p$ ... avec un niveau relativement faible.



$f_p$  est la fréquence du PWM, soit 200 kHz.

Le modulant est le signal audio

Le filtre passe bas doit donc laisser passer la fréquence haute du modulant (en rouge), et couper bien avant la fréquence du PWM. Cela explique qu'il est préférable d'avoir  $f_p \gg f_{\text{modulant}}$  (soit m élevé). Et, pour que le signal récupéré soit de fort niveau, qu'il est préférable d'avoir r proche de 1.

## Annexe C : Netlist

<p>Ampli classe D avec driver LM5110 *fichier classeD.cir</p> <p>.lib eval.lib ; contient LM311 IRF9140 et IRF150 .lib LM5110_1M_TRANS.lib ; fournie par TI</p> <p>.Model intp Vswitch (Ron=0.01 Roff=1Meg Von=1 Voff=2) ; ON à 0 V .Model intn Vswitch (Ron=0.01 Roff=1Meg Von=11 Voff=10) ; ON à 12 V</p>	
<p>VDD1 VDD 0 DC 12 ; alim puissance VDD2 VLM 0 DC 12 ; alim LM VDD3 VP 0 DC 5 ; alim pullup pour le LM111 Vplus Vplus 0 DC 12 ; pour le LM111 Vmoins Vmoins 0 DC -12 ; pour le LM111</p> <p>MP D Gp VDD VDD IRF9140 ; PMOS D G S Sub MN D Gn 0 0 IRF150 ; NMOS D G S Sub</p> <p>*Sintp VDD D Gp 0 intp ; modele Pmos *Sintn 0 D Gn 0 intn ; modele Nmos *Cam D 0 10n</p> <p>*Ventree in 0 DC 0 ; pour tester alpha = 50% *Ventree in 0 DC -4.5 ; pour tester alpha = 12,5 % *Ventree 0 in sin (0 5 1k) ; pour caractériser</p> <p>Vosc R 0 pulse (-6 6 0 4.98u 10n 10n 5u) ; Rampe 200kHz</p> <p>X1 R in Vplus Vmoins c 0 LM111 ; comparateur e+ e- V+ V- Sc Se Rpull c VP 330 ; pour le collecteur ouvert</p>	<p>X2 c c VLM 0 VLM outa outb 0 LM5110_1M * IN_A IN_B nSHDN IN_REF VCC OUT_A OUT_B VEE Rgp outa Gp 2.2 ; pour limiter courant dans LM5510 Rgn outb Gn 2.2 ; pour limiter courant dans LM5510</p> <p>Lf D F 47uH ; filtre Cf F 0 1uF ; ordre 2 Co F Out 1000uF ; coupe DC RL Out 0 8 ; Haut parleur * constante de temps de 8ms</p> <p>.IC V(F)=6 V(Out)=0</p> <p>* 2 lignes à valider pour réponse filtre uniquement : VtestAC D 0 AC=1 .AC DEC 1000 10 1MEG * * à valider pour fonctionnement *.TRAN 1u 35m 30m 1u UIC</p> <p>.probe .end</p>

*Netlist, prête à simuler*

### Commentaire :

Le run va de 0 à 40 ms. Pour éviter de visualiser le régime transitoire lié à la charge de C0, on n'enregistre pas de 0 à 30 ms.

### Avertissement :

Comme dans tout montage qui exploite des signaux basse et haute fréquences (entrée en BF et porteuse en HF), il faut faire un run sur une longue durée (quelques périodes de basse fréquence) et avec une définition poussée (pour travailler avec des temps plus court qu'une période de porteuse). Pour améliorer la résolution fréquentielle lors de la FFT, il faut une acquisition de points sur plusieurs périodes de BF.

Tout cela entraine une longue durée de run de simulation, un fichier de résultats volumineux (des centaines de MO), et un affichage des courbes **très** long à venir : celui de la puissance par la commande Probe AVGX(.) prend plusieurs minutes, même sur un PC puissant...

articles 1 à 43 : sur le livre

**Tableau récapitulatif des articles PDF disponibles sur ce site**

n°	titre	lien présentation	lien direct article
	Pour ceux qui découvrent PSpice : guide d'installation et d'emploi simplifié	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
44	Les premières commandes sur des exemples basiques et des exos...	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
45	Un exemple de circuit passif	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
46	Un oscillateur Colpitts	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
47	Compensation en fréquence des amplificateurs opérationnels	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
48	Un amplificateur à transistors bipolaires	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
49	Une bascule D Flip Flop CMOS	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
50	Une porte XOR à transistors MOS	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
51	Un VCO à 12 transistors MOS	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
52	Une PLL à moins de 20 transistors MOS	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
53	Un oscillateur à résistance négative	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
54	Une charge électronique	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
55	Un amplificateur en classe C	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
56	Le monostable 74 123	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
57	Un amplificateur en classe D	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
58	Le transformateur en linéaire	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
59	La loi d'ohm thermique	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
60	Le transformateur en non linéaire	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
61	Robustesse d'un oscillateur en anneau	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
62	Une alimentation stabilisée	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
63	Modélisation d'un haut-parleur	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
64	Un synthétiseur de fréquence	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
65	Un ampli audio de Sparkfun	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
66	Simulation logique et analogique	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
67	Un oscillateur à relaxation	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
68	Lecteur de TAG RFID 125 kHz	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
69	Diagramme de l'œil avec Pspice	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
70	Un amplificateur hautes fréquences	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
71	Une bizarrerie enfin expliquée...	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
72	Comprendre le paramétrage de la FFT	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
73	La relation de Bennett	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
74	Simuler un circuit à plus de 20 transistors avec PSpice Eval : une bascule RSH	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
75	Une horloge biphasé sans recouvrement	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
76	Quelques simulations sur la diode	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
77	Un ampli classe A, avec transformateur de sortie	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
78	Des stimuli pour PSpice	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
79	Simuler le TL431 : zener ajustable	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
80	Un ADC flash	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
81	Une chaîne d'acquisition : S&H, ADC, DAC	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
82	Un amplificateur 50 MHz	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
83	Un dérivateur non inverseur	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
84	Un amplificateur bipolaire avec push pull CMOS	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
85	Rôle des répéteurs logiques dans un circuit intégré	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
86	Un driver logique CMOS pour charge 50 ohms	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
87	Des triggers de Schmitt et des applications	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
88	Un filtre gaussien analogique	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
89	Un générateur de bruit rose	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
90	Un anémomètre à fil chaud : simulation comportementale	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
91	Un oscillateur à pont de Wien stabilisé par CTN	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
92	L'emballage thermique d'une diode	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
93	Les puissances dans un amplificateur	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
94	Asservissement de puissance dans une résistance	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
95	Asservissement de la puissance émise par une antenne radio	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>

**Supplément, hors article :**[mon cours « Electronique pour les communications numériques »](#), polycopié couleur 201 pages en pdf