

# ETAGE DE PUISSANCE POUR AMPLIFICATION AUDIO CLASS D HAUTE PERFORMANCE ET RENDEMENT DE 97%

RENE LAMBRUSCHI, NICOLA LOMUTO, ET FREDERIK DEZE

CL3, Pontoise, FRANCE  
[cl3connect2@free.fr](mailto:cl3connect2@free.fr)

Ce document est la version française d'une documentation technique présentée en septembre 2005 à Hilleroed, Danemark, à la 27<sup>ème</sup> conférence exceptionnelle de l'AES (Audio Engineering Society) dédiée à l'amplification audio à haut rendement.

## INTRODUCTION

Depuis l'apparition des premiers schémas en classe D, il y a quelques décennies déjà, les amplificateurs à commutation ont démontré leur capacité à remplacer les amplificateurs linéaires dans les applications à haut rendement. Dans le domaine des caissons de basse actifs notamment, ces amplificateurs se sont très vite répandus grâce à la qualité satisfaisante qu'ils permettent d'obtenir. Dans le secteur automobile et dans les applications portables, ils connaissent également un succès grandissant pour des raisons évidentes de compacité et d'économies d'énergie.

Peu à peu, de nouvelles solutions technologiques ont été mises en place pour élargir la gamme de produits susceptibles d'adopter des circuits en classe D. Un important travail a ainsi été fourni par les différents fabricants pour limiter, à l'aide d'algorithmes de correction par exemple, les distorsions imputables aux architectures de cellule de commutation utilisées.

L'objet du présent document est de mettre en évidence les problèmes inhérents aux cellules de commutation les plus couramment rencontrés et d'introduire une nouvelle cellule alliant haute fréquence de commutation et faible distorsion.

## 1 ARCHITECTURES CLASSIQUES D'ÉTAGES DE PUISSANCE

Dans le domaine de l'amplification audio, les amplificateurs actuels obéissent essentiellement à l'une des deux technologies suivantes.

### 1.1 Configuration P/N

Une première technologie, représentée par la figure 1, consiste à utiliser deux transistors MOSFET (transistor à effet de champ de technologie Metal Oxyde Silicium) complémentaires montés en source commune. Il est admis que ce type de cellule de commutation ne convient qu'à des applications audio de faible puissance. En effet, au-delà d'une certaine tension d'alimentation, le recouvrement des seuils des transistors MOSFET entraîne leur mise en conduction simultanée, ce qui provoque des pics de courant incontrôlés, néfastes à la fiabilité des composants et au rendement global.

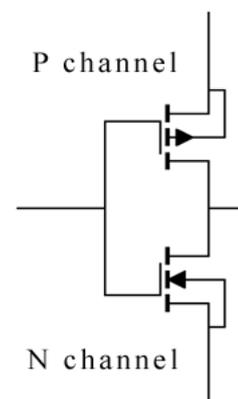


Figure 1: Configuration P/N source commune

## 1.2 Configuration N/N totem pole

Une deuxième technologie, représentée par la figure 2, consiste à employer deux transistors MOSFET, tous deux à canal N, arrangés en montage totem pole. L'un des transistors est alors monté en drain commun et l'autre en source commune.

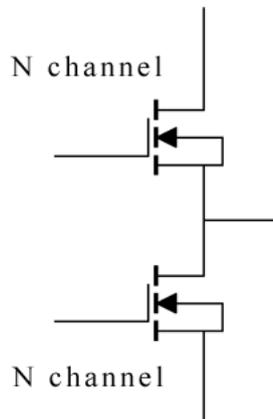


Figure 2 : Configuration N/N totem pole

Couramment adopté par les différents fabricants d'amplificateurs en classe D, ce type de montage a l'inconvénient de provoquer deux types de conduction simultanée.

### 1.2.1 Conduction simultanée due à la non-simultanéité des signaux de commande

En physique, il est impossible de garantir la simultanéité de deux signaux lorsqu'ils proviennent de sources différentes. Dans la configuration N/N totem pole, les signaux de commande des transistors proviennent effectivement de sources différentes. Aussi peut-il arriver que les deux transistors soient, durant un court moment, actifs simultanément. Comme dans le montage précédent, la conséquence de cette conduction simultanée est la génération de pics de courant pouvant atteindre plusieurs centaines d'ampères.

Pour éviter la conduction simultanée, la technique couramment utilisée par les constructeurs faisant appel à des montages N/N totem pole consiste à insérer un temps mort à l'instant de commutation. On garantit alors l'ouverture d'un MOSFET avant la fermeture de l'autre, évitant de ce fait la conduction simultanée. Bien que cette parade convienne à la conversion d'énergie brute (alimentations à découpage par exemple), elle présente un inconvénient pour les applications audio qui se traduit par la distorsion du signal de sortie.

Essayons de comprendre de manière intuitive l'impact des temps morts sur le niveau de distorsion généré par la cellule N/N totem pole.

Considérons un signal audio analogique de qualité CD, initialement encodé sur 16 bits. Ce signal est injecté à l'entrée d'un amplificateur à commutation dont le modulateur analogique fonctionne à la fréquence de 500 kHz.

Dans ce type d'amplificateur, le temps de fermeture des transistors de puissance est analogue au signal d'entrée et doit être contrôlé avec précision car il détermine la tension aux bornes de la charge ( $V_s$ ), selon l'équation (1).

$$V_s = V_{\text{alim}} \times \frac{T_{\text{fermeture}}}{T_{\text{fermeture}} + T_{\text{ouverture}}} \quad (1)$$

L'équation (2) établit la relation entre l'altération du bit de poids faible d'un mot de  $n$  bits et l'erreur introduite dans le temps de fermeture, pour une fréquence de commutation donnée.

$$t_{\text{LSB}} = \frac{T}{2^n} \quad (2)$$

Pour une fréquence de 500 kHz,  $T$  vaut 2  $\mu\text{s}$ . L'équation (3) montre ainsi qu'une variation de seulement 30 ps suffit à altérer le bit de poids faible d'un mot de 16 bits.

$$t_{\text{LSB}} = \frac{2 \cdot 10^{-6}}{2^{16}} \approx 30 \text{ ps} \quad (3)$$

A partir de ces résultats, on comprendra que l'insertion courante de temps mort de plusieurs dizaines, voire centaines de nanosecondes, rend impossible le contrôle précis du temps de fermeture des transistors. Cette erreur se traduit bien sûr par la distorsion du signal de sortie.

### 1.2.2 Conduction simultanée due à l'effet Miller

D'une part pour limiter les pertes par commutation et d'autre part pour accroître la précision de contrôle des temps de fermeture des transistors, il est nécessaire que les temps de commutation soient les plus petits possibles.

L'effet Miller est un phénomène qui génère une tension parasite sur la grille du transistor sous commutation. L'amplitude de cette tension indésirable est d'autant plus grande que le temps de commutation est court. Si elle atteint un seuil donné, les deux transistors sont alors fermés en même temps, ce qui donne lieu à une conduction simultanée et à de forts pics de courant en conséquence.

L'exemple suivant évalue les pertes dues à la conduction simultanée, engendrées par l'association de l'effet Miller et de courts temps de commutation. La figure 3 représente une cellule de commutation N/N et ses capacités parasites donnant lieu à l'effet Miller.

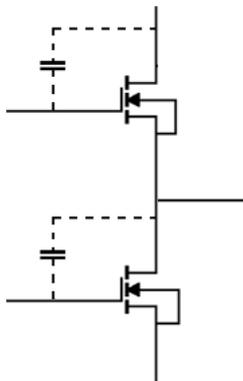


Figure 3 : Configuration N/N avec capacités parasites donnant lieu à l'effet Miller.

Considérons un étage de puissance à commutation basé sur cette configuration, utilisant des transistors MOSFET avec une  $R_{DS(ON)}$  de 0,05 ohms et présentant une capacité Miller de 600 pF. La résistance de grille est de 10 ohms et la tension d'alimentation est de 50V.

Un temps de commutation réaliste de 30 ns donnera inévitablement naissance à un pic de tension dont l'amplitude est donnée par l'équation (4).

$$V_{Pic} = \frac{R_{Grille} \cdot C_{Miller} \cdot V_{Alim}}{t_{Commut}} \quad (4)$$

Par conséquent,

$$V_{Pic} = \frac{10 \times 600 \cdot 10^{-12} \times 50}{30 \cdot 10^{-9}} = 10 \text{ V}$$

Les deux MOSFET ayant typiquement un seuil de 2V sont alors conducteurs simultanément et le courant qui les traverse durant ce temps de 30 ns peut être calculé selon l'équation (5).

$$I_{Pic} = \frac{V_{Alim}}{R_{DS(On)}} \times 2 \quad (5)$$

Par conséquent,

$$I_{Pic} = \frac{50}{5 \cdot 10^{-2}} \times 2 = 500 \text{ A}$$

En adoptant une fréquence de commutation de 500 kHz, les pertes dues uniquement à la conduction simultanée pour chaque MOSFET peut atteindre la valeur donnée par l'équation (6).

$$P_{perdue} = R_{DS(On)} \cdot (2 \times I_{Pic} \cdot F_{Commut} \cdot t_{Commut})^2 \quad (6)$$

$$P_{perdue} = 11,5 \text{ W}$$

Pour un étage de puissance complet, les pertes peuvent atteindre 23 W.

## 2 ARCHITECTURE GEMINCORE

La configuration N/P en drain commun adoptée par les amplificateurs Gemincore est représentée sur la figure 4. Elle remédie intrinsèquement aux inconvénients des dispositifs précédemment décrits en éliminant les deux causes majeures de conduction simultanée.

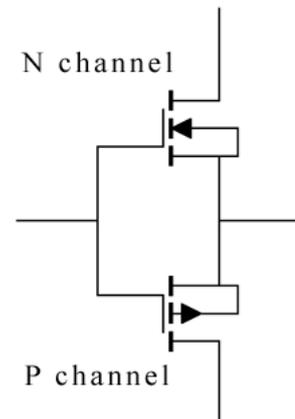


Figure 4 : Configuration N/P Gemincore, montage en drain commun

Ici, les deux grilles des transistors sont reliées, ce qui élimine toute possibilité de conduction simultanée due à la non-simultanéité des signaux de commande et aux conséquences de l'effet Miller.

Par ailleurs, les grilles des MOSFETS sont polarisées inversement lorsque ceux-ci sont fermés, ce qui a pour conséquence de diminuer considérablement le temps de mise en ouverture du MOSFET considéré.

Le recours à l'insertion de temps morts n'est plus nécessaire, ce qui autorise le transfert avec précision de l'énergie vers la charge.

### 3 DE LA THEORIE A LA PRATIQUE

Un module amplificateur Gemincore de 150 W RMS est représenté sur la figure 5. Il inclue toutes les fonctions nécessaires au traitement du signal, de l'entrée analogique à la sortie de puissance. Le module mesure 80 mm x 70 mm x 15mm.

Le rendement est exceptionnel puisqu'il dépasse 97% à 120 W.

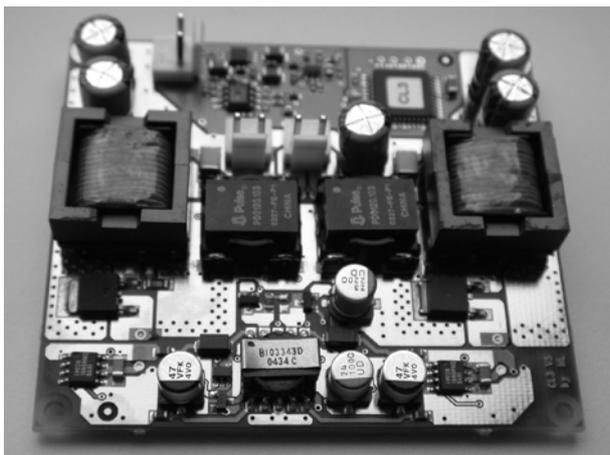


Figure 5 : Module amplificateur Gemincore, 150 W RMS sous 8 ohms, encombrement réduit de 80 x 70 x 15 mm

#### 3.1 Configuration en pont

Le module amplificateur Gemincore est en pont et fait appel à deux paires complémentaires de transistors MOSFET. Cette configuration présente une sortie de puissance différentielle et offre une bonne réjection de l'alimentation. Par ailleurs, la configuration en pont autorise l'utilisation d'un rail unique d'alimentation, ce qui permet de choisir des MOSFET avec une tension maximale deux fois inférieure à celle qui serait nécessaire en configuration demi-pont.

Afin de simplifier son implémentation, le module inclue son propre convertisseur DC/DC qui génère à partir de l'unique alimentation les tensions auxiliaires nécessaires à ses circuits internes.

#### 3.2 Filtre de sortie de puissance

Un filtre de sortie butterworth du quatrième ordre a été réalisé. Il assure une propagation de groupe constante de DC à 30 kHz. Le bobinage des inductances a été réalisé en fil de Litz pour limiter les pertes cuivre.

#### 3.3 Circuit de commande

Dans la configuration Gemincore, l'alimentation de l'étage de commande est référencée par rapport aux sources des MOSFET, plutôt que par rapport au zéro de l'alimentation, et le signal de commande est translaté en utilisant un comparateur différentiel, comme dans la figure (6)

Cependant la translation du signal de commande résultant du modulateur PWM est une fonction qui peut être réalisée de différentes manières, en utilisant un optocoupleur, un transformateur d'impulsion ou un isolateur digital, par exemple.

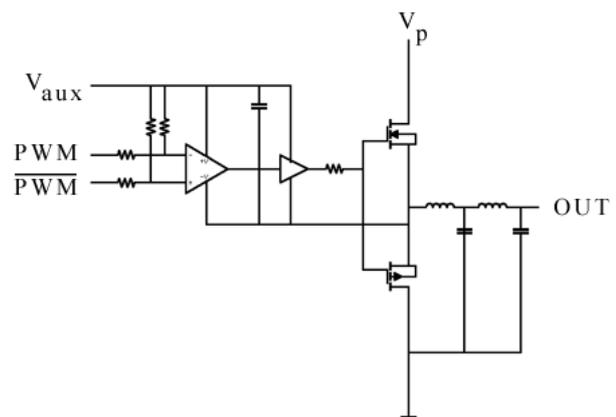


Figure 6 : Représentation synoptique d'un étage de puissance Gemincore employant un comparateur différentiel

#### 3.4 Modulateur analogique PWM

Le module amplificateur Gemincore emploie un modulateur PWM analogique fonctionnant à la fréquence fixe de 500 kHz. Le signal d'entrée est comparé à une onde de référence en dent de scie pour donner naissance au signal PWM. Ce type de modulateur analogique présente l'énorme avantage sur les modulateurs numériques d'offrir une résolution infinie de quantification du temps de fermeture des MOSFET. Enfin, il rend la contre-réaction possible.

L'amplificateur opérationnel employé à l'entrée du modulateur est un AD8620 de chez Analog Device.

### 3.5 Performances

Le module présente les caractéristiques suivantes :

- Puissance de 150 W RMS sous 8 ohms,
- Rendement typique de 97 %
- Fréquence de commutation de 500 kHz
- encombrement de 80 x 68 x 15 mm
- poids de 70 g,
- filtre de sortie du type butterworth,
- propagation de groupe constante de DC à 30kHz
- THD, 1kHz, 1W, 8 ohms : 0,0037%
- THD+N, 1kHz, 150W, 8 ohms : 0,03%

En raison de son rendement élevé, cet amplificateur ne nécessite pas le recours à un système de refroidissement externe.

La figure 6 exprime le rapport entre la THD et la puissance de sortie, pour un signal d'entrée de fréquence 1 kHz. La mesure a été réalisée avec un analyseur numérique audio "System Two" de chez Audio Precision.

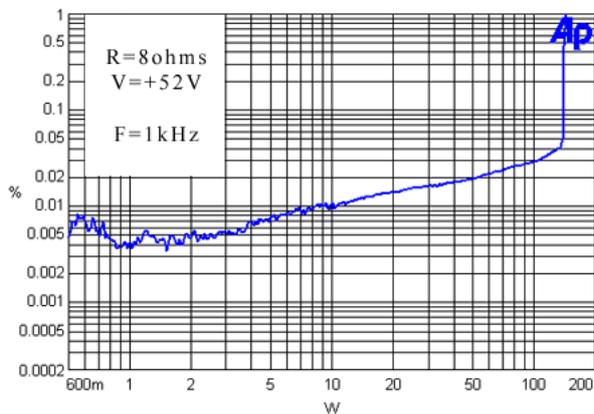


Figure 6 : THD vs. output power

De nombreuses comparaisons avec des amplificateurs linéaires et en classe D du commerce ont été effectuées. Les performances acoustiques sont remarquables dans la restitution des timbres autant que dans la dynamique des instruments. Aussi l'amplificateur Gemincore fait-il preuve d'un talent incroyable pour retranscrire les plus grandes émotions musicales.

## 4 CONCLUSION

Nous avons observé que les pertes couramment rencontrées dans les architectures classiques d'amplification en classe D peuvent être évitées grâce au montage en drain commun de transistors complémentaires et à la mise en œuvre d'un dispositif de commande adéquat.

Un haut rendement peut donc être obtenu sans sacrifier à la qualité et à la transparence de la restitution sonore.