

# Classes de fonctionnement des amplificateurs de puissance

## 1 - Rendements maxima théoriques

Robert BERRANGER, F5NB

*Dans le domaine de l'amplification de puissance, pour un émetteur HF ou une sonorisation publique, le rendement du système est un critère prépondérant. Compte tenu des contraintes en linéarité, bande de fréquence, élévation de température et coût du système, on a été amené à concevoir des "classes" de fonctionnement particulières. Si l'OM en a souvent entendu parler, il ne sait pas toujours ce qui se cache derrière les lettres A, B, C, D et E qui les qualifient (pour ne parler que des plus usitées).*

Attention, il s'agit ici de principes généraux. Il y a une infinité de variantes et même de définitions selon les auteurs. Toutes n'ont qu'un but : grignoter quelques pourcents de rendement compte tenu des imperfections des composants utilisés.

Pour illustrer notre propos, nous prendrons un modèle d'amplificateur parfait à transistor MOSFET en montage "source commune". Ce modèle de FET, ramené à une source de courant commandée en tension <sup>(1)</sup>, est valable aussi pour un transistor bipolaire en "émetteur commun" et pour un tube électronique en "cathode commune". Voir la figure 1.

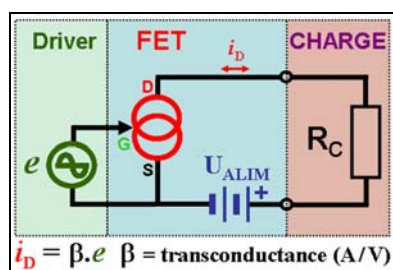


Figure 1 : Modèle généralisé utilisé dans l'article

Comme nous ne nous intéressons qu'aux principes, nous admettrons pour simplifier que notre transistor est idéal :  $R_{DS}=\infty$ ,  $C_{DS}=0$ ,  $V_{TO}=0$  (tension de pincement), seuil( $V_{GS}$ )=0 et  $\beta$ =constante. Dans ce cas les rendements calculés seront des rendements maxima théoriques.

### 1 – Classes linéaires

Une classe est dite "linéaire" quand, pour une charge linéaire, la tension aux bornes de la charge est strictement proportionnelle à la tension d'entrée à un facteur constant près (gain en tension). Les classes A, B et AB sont des classes linéaires.

#### Classe A.

La particularité de cette classe est qu'elle est inconditionnellement stable en fonction de la nature de la charge. C'est celle qui est utilisée pour les amplifications "petits signaux". Par

ailleurs, c'est la classe qui entraîne le plus mauvais rendement, ce qui n'est pas critique pour des petits signaux. Voyons son modèle de fonctionnement sur la figure 2.

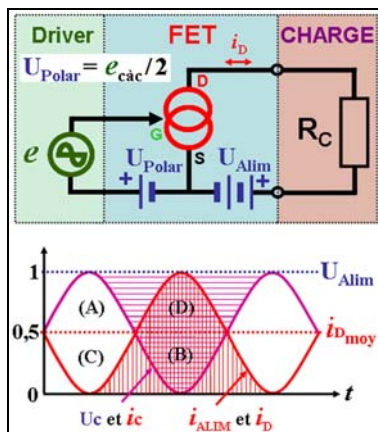


Figure 2 : L'amplificateur en classe A

### Calcul des puissances dissipées.

On remarque que l'aire (B) est égale à l'aire (A) et que l'aire (D) est égale à l'aire (C). En conséquence la puissance fournie par l'alimentation est égale à  $1 \times 0,5 = 0,5$  W. Par ailleurs, l'aire striée violette ( $P_{(R_C)}$ ) est égale à l'aire striée rouge ( $P_{(FET)}$ ). Donc la puissance dissipée dans chacune est égale à 0,25 W. Calculons maintenant la puissance alternative dissipée dans  $R_C$ . elle est égale à la puissance efficace  $\{U_{c\grave{a}c} \times I_{c\grave{a}c} / 8\}$ , soit  $1 \times 1/8 = 0,125$  W. C'est la moitié de la puissance dissipée dans  $R_C$ . L'autre moitié est de la puissance continue.

En conclusion, le rendement en régime sinusoïdal d'un ampli en classe A chargé par une résistance est égal à 25% maximum. Mais la puissance dissipée dans la résistance de charge est le double. Il y a donc un gaspillage d'énergie qui ne sert qu'à chauffer la charge. Alors, comment récupérer cette énergie perdue ? La réponse est simple : il faut que la charge ait une résistance nulle en continu. Il suffit de mettre en parallèle sur  $R_C$  une self de choc qui aura une résistance très faible en continu et une impédance très grande en alternatif. Nous obtenons le circuit de la figure 3.

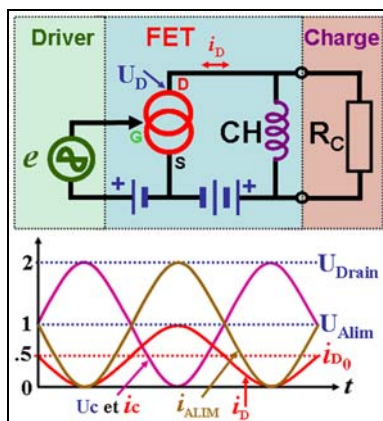


Figure 3 : Amélioration du rendement en classe A

N-B :  $I_{D0}$  est le courant dit "de polarisation" ou "courant de repos". C'est le courant continu qui traverse le FET quand  $e = 0v$ . Sur la figure 2, il était égal au courant moyen.

### Calcul des puissances dissipées.

On remarquera que le courant moyen n'est plus constant et la puissance fournie par l'alimentation non plus. Au repos, elle est toujours égale à  $1 \times 0,5 = 0,5$  W. Avec  $e$  maximum, le courant moyen est égal à deux fois le courant de repos et la puissance fournie par

l'alimentation double également, soit  $1 \times 1 = 1 \text{ W}$ . La puissance dissipée dans le FET est égale à  $I_{D\text{moy}} \times U_{D\text{moy}}$ , soit  $0,5 \times 1 = 0,5 \text{ W}$  (cf fig.3). La puissance alternative dissipée dans  $R_c$  est égale à  $2 \times 2/8 = 0,5 \text{ W}$  également. C'est la totalité de la puissance dissipée dans  $R_c$  (pas de puissance continue). Le rendement est donc de  $0,5 / 1 \times 100 = 50\%$ . C'est le rendement maximum que l'on attribue à la classe A, mais il ne faut pas oublier qu'il ne peut être atteint que si la charge n'a aucune résistance en courant continu.

Noter que pour une même tension  $e$  de la source, la puissance fournie par l'alimentation a doublé. Pour une puissance inchangée, on doit multiplier par deux la résistance de charge  $R_c$ .

**Q :** Pourquoi la tension crête du drain est le double de la tension d'alimentation ?

**R :** Pour répondre simplement, on dira que c'est la conséquence du comportement réactif d'une bobine de choc ou d'un transformateur. Ici la bobine absorbe de l'énergie à partir de l'alimentation et la restitue dans la charge. Cette opération entraîne une augmentation de la tension aux bornes de la charge qui est en série avec l'alimentation (processus s'effectuant sur une demi-période).

## Classe B.

La classe B a été "inventée" pour supprimer la puissance liée au courant de repos en supprimant la tension de polarisation  $U_{\text{polar}}$ . Par ailleurs on supprime l'alternance négative de la source  $e$  <sup>(2)</sup>. Partant du postulat que l'alternance négative n'est qu'une image de l'alternance positive qui la précède, on admet que la linéarité de la classe A est conservée. Nous obtenons le schéma de principe de la figure 4.

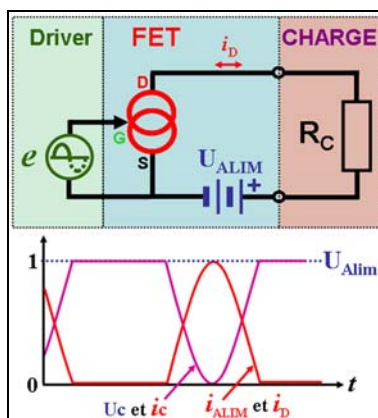


Figure 4 : Principe de l'amplificateur classe B

### Calcul des puissances dissipées.

La puissance dissipée par l'alimentation est égale au courant drain moyen multiplié par la tension d'alimentation, soit ici  $0,5 \times 0,636 \times 1 = 0,318 \text{ W}$ . La puissance dissipée dans la charge est égale à  $U_{\text{efficace}} \times I_{\text{efficace}}$ , soit ici  $0,5 \times 0,707 \times 0,707 = 0,25 \text{ W}$  (le facteur 0,5 correspond à une demie alternance). Le rendement est alors égal à  $0,25/0,318 \times 100 = 78,6\%$ . C'est le rendement maximum théorique de la classe B. Noter que cette topologie avec une résistance de charge apériodique n'est jamais utilisée pour un P.A. car il nous faut reconstituer l'alternance manquante.

### Restitution de l'alternance manquante

On utilise deux procédés, selon que la bande de fréquence de travail est étroite ou large.

a) Bande étroite.

Pour restituer l'alternance manquante, on utilise la propriété de self oscillation d'un circuit réactif à la résonance. On obtient le circuit de la figure 5.

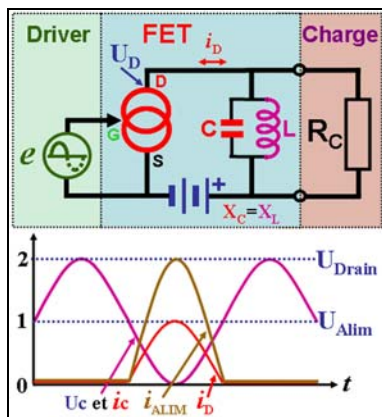


Figure 5 : Amplificateur linéaire en classe B

### Calcul des puissances dissipées.

La puissance dissipée par l'alimentation est égale à  $0,5 \times 1 \times (2 \times 0,636) = 0,636$  W. La puissance dissipée dans la charge est égale à  $2 \times 2/8 = 0,5$  W (puissance efficace). On conserve un rendement de 78,6%.

### b) Bande large

Quand on regarde la figure 4, on est devant un demi système et il est évident qu'en l'additionnant à un autre demi système en alternance, on obtiendra un système complet. C'est le principe du montage "push-pull" classe B. Examinons la figure 6.

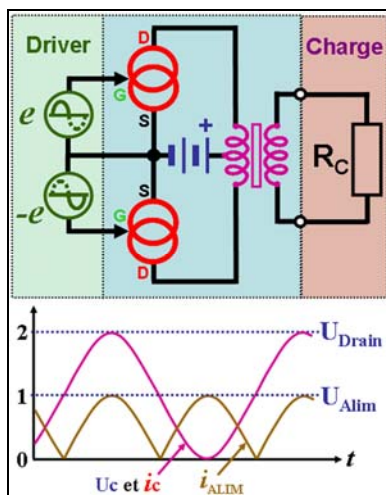


Figure 6 : Amplificateur push-pull classe B

C'est un montage symétrique parallèle. Les deux branches (les FET en classe B) sont commandées en alternance par des signaux en opposition de phase et leurs sorties sont soustraites<sup>(3)</sup> à l'aide d'un transformateur symétrique.

### Calcul des puissances dissipées.

La puissance dissipée par l'alimentation est égale à  $1 \times (1 \times 0,636) = 0,636$  W. La puissance dissipée dans la charge est égale à  $2 \times 2/8 = 0,5$  W. On retrouve le rendement de 78,6%. Grâce au système push-pull on obtient un signal alternatif complet sans recourir à un circuit oscillant. La bande passante du système n'est plus liée qu'au FET et au transformateur. En pratique, en HF on arrive à couvrir une bande de fréquence sur plus de sept octaves.

## Classe AB.

Cette classe "bâtarde" est une dégradation de la classe B pour contrer la non-linéarité des composants amplificateurs. Qu'ils soient tubes, transistors bipolaires ou à effet de champ, on est confronté à la non-linéarité de la transconductance. Celle-ci a l'allure de la figure 7.

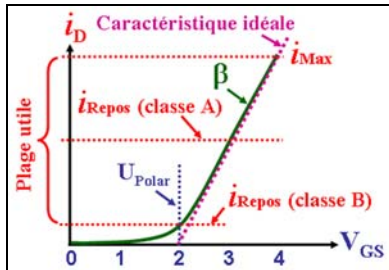


Figure 7 : Caractéristique ID/VGS d'un MOSFET

Nous voyons que la compensation de la non linéarité a pour effet d'augmenter le courant de repos pour la classe A et d'en introduire un pour la classe B qui devient une classe AB. Dans les deux cas, le rendement diminue.

### **Push-pull classe AB**

Nous avons sur la figure 8 un assemblage graphique qui montre la linéarisation d'un montage push-pull. Ainsi on peut obtenir des amplis linéaires en classe AB fonctionnant dans une large bande.

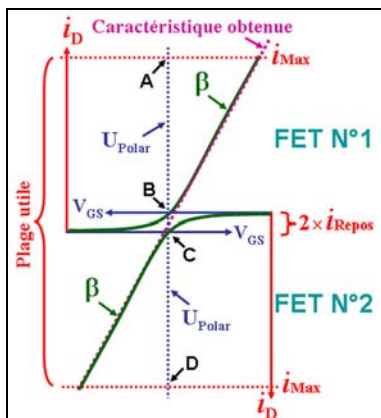


Figure 8 : Méthode de linéarisation d'un ampli en classe (A)B

Quand l'amplitude du signal est entre les points B et C, l'ampli fonctionne en classe A et quand l'amplitude tend vers A et D, l'ampli fonctionne en quasi classe B. Cela a un effet sur l'impédance interne qui varie dans un rapport de 2. Mais seuls les professionnels des télécommunications se préoccupent de cela pour un usage dans des conditions particulières (co-site). Noter qu'avec un courant de repos judicieux, on obtient une caractéristique presque parfaite. Le rendement passe de 78,6% à 65% en moyenne (dépend de la linéarité du transistor). Pour la suite on reviendra au transistor idéal et au rendement maximal théorique.

## 2 - Classes non linéaires.

Parmi les classes non linéaires, on distingue les classes limitées et les classes saturées.

Une classe limitée est une classe linéaire mais avec une tension d'entrée constante qui permet un courant de sortie maximum sans saturation. Les classes B et C peuvent être limitées.

Une classe est dite "saturée" quand le courant de sortie a une amplitude constante en tout ou rien (rectangulaire) avec des changements d'état aux passages à zéro du signal d'entrée. Les classes D, E et la suite sont saturées. La classe C peut être écrêtée, c'est-à-dire saturée partiellement.

### Classe C limitée

On obtient déjà une classe C limitée en travaillant en classe B en permanence au niveau maximum. Alors on a un rendement théorique constant de 78,6%, mais on ne peut plus transmettre une variation du signal d'entrée (modulation d'enveloppe). Cela convient pour la CW, mais pas pour l'audio et la BLU.

A partir du moment où l'on n'est plus linéaire, on peut augmenter le rendement en supprimant le courant de repos et en diminuant l'angle de conduction du transistor (cet angle est de  $180^\circ$  pour la classe B). C'est le principe de la classe C, modélisé sur la figure 9.

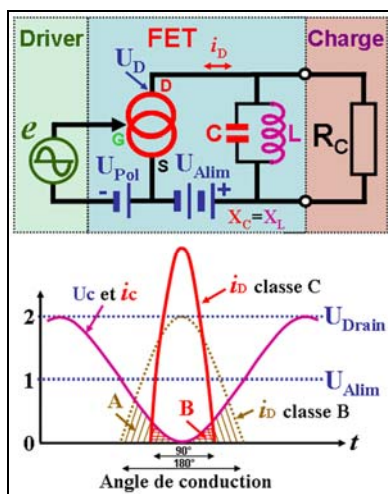


Figure 9 : Schéma de principe et courbes U/I pour la classe C

Naturellement, la classe C n'est utilisée qu'en bande étroite, puisqu'on a besoin d'un circuit oscillant pour reconstituer le signal sinusoïdal. Pour comprendre l'amélioration du rendement, il suffit de comparer les surfaces de dissipation dans le transistor, soit l'aire A pour la classe B (angle de conduction de  $180^\circ$ ) et l'aire B pour un angle de conduction de  $90^\circ$  (classe C). On voit bien que plus l'angle de conduction diminue et moins le transistor dissipe. Le rendement tend vers 100%, quand l'angle de conduction tend vers zéro. Mais alors le courant crête dans le composant amplificateur tend vers l'infini (!). En pratique, on est bien heureux d'arriver à des rendements compris entre 80 et 85%. Bien souvent on se contente de prendre pour tension de polarisation inverse (dite "tension de recul") la tension de seuil de la grille (ou de la base). L'angle de conduction est alors proche de  $180^\circ$  et on parle indifféremment de classe C ou de classe B.

### Classe C saturée

Examinons sur la figure 9 l'allure du courant drain. On voit que pour un même courant crête, s'il est saturé, on pourra réduire l'angle de conduction à puissance égale et donc gagner un peu en rendement. En pratique, avec un système bien étudié, on arrive en classe C à obtenir des rendements de plus de 90%, ce qui n'est pas à négliger quand nous avons affaire à un émetteur de radiodiffusion de plusieurs centaines de kilowatts.

Avec les classes écrêtées et saturées, on pourrait espérer approcher les 100% de rendement pour un angle de conduction acceptable. Mais en réalité, il est dégradé à cause de la tension de



pincement de drain du FET (tension de déchet) qui s'ajoute à  $U_{ALIM}$  pour obtenir la tension d'alimentation nécessaire. Plus cette dernière est grande par rapport à la tension de déchet et moins la dégradation du rendement se fait sentir. Par ailleurs les temps de commutation des transistors ne sont jamais nuls. Ils augmentent les aires de recouvrement  $I_D-V_D$  (aires de puissance dissipée dans le transistor).

Noter que la saturation affecte la transconductance et oblige à augmenter l'amplitude du signal de commande ce qui diminue le rendement du driver.

### 3 - Classes commutées (D et la suite)

Avec les classes commutées, le FET ne se comporte plus comme un générateur de courant, mais comme un interrupteur commandé par une source rectangulaire. On ne parle plus d'angle de conduction, mais de rapport cyclique exprimé en pourcents ( $180^\circ = 50\%$ ). Par ailleurs le courant dans la charge ne dépend plus de la tension d'entrée multipliée par la transconductance, mais de l'impédance du circuit de sortie et de la tension d'alimentation, et un peu de la résistance de saturation du FET.

#### Classe D

La mise en œuvre de la classe D implique l'utilisation d'un montage "push-pull". Elle permet de se rapprocher d'un rendement de 100% avec un rapport cyclique légèrement inférieur à 50% pour éviter le chevauchement des branches du push-pull. C'est une classe de plus en plus employée, puisque c'est celle des circuits logiques, des alimentations à découpage et des amplis audio à grand rendement.

#### Classe D en bande étroite

On distingue deux topologies de classe D bande étroite. La première utilise un push-pull série et constitue la classe D en mode "tension" (VMCD). La seconde utilise un push-pull parallèle et constitue la classe D en mode "courant" (CMCD). C'est cette dernière que nous allons examiner car elle est plus facile à mettre en œuvre dans un émetteur HF de puissance. Son schéma est celui de la figure 10.

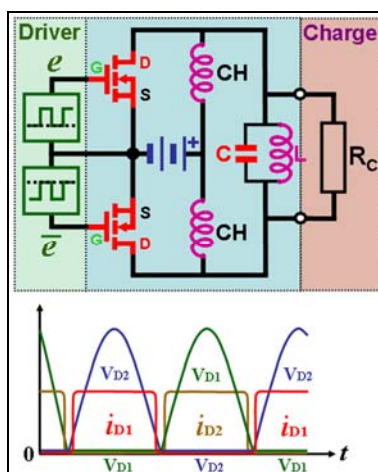


Figure 10 : Push-pull classe D en mode "courant"

L'avantage de cette topologie réside dans le fait que les capacités parasites des selfs de choc et du transistor sont incluses dans la capacité du circuit oscillant. A la fréquence de résonance du système, les pertes ne sont plus liées qu'à la résistance de saturation et à la mauvaise qualité de la capacité  $C_{DS}$  des transistors.

## Classe D en bande moyenne

Voir le schéma de principe sur la figure 11.

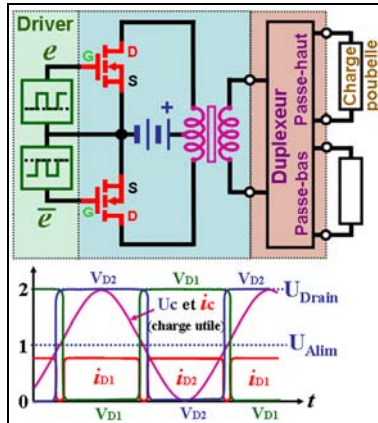


Figure 11 : Push pull classe D non accordé

Cette topologie est une variante de l'ampli classe D en mode courant (CMCD). L'originalité réside dans le duplexeur de sortie. Il permet de diriger la fondamentale dans la charge utile et les harmoniques (car signal rectangulaire) dans la charge poubelle. Ainsi avec un transfo et un duplexeur "parfaits" la tension drain reste rectangulaire (donc avec une valeur crête minimum) et en opposition de phase avec le courant. En théorie, aucune puissance n'est dissipée dans le FET à part celle occasionnée par la tension de pincement. Si l'on ne chargeait pas les harmoniques, la tension "drain" serait plus ou moins sinusoïdale et alors il y aurait chevauchement courant/tension, d'où dissipation dans le transistor et perte de rendement.

**Q :** Et la puissance dissipée dans la charge poubelle, ce n'est pas une perte de rendement ?

**R :** Si, elle représente au maximum 19% de la puissance utile. Mais le système a quand même un avantage : Il vaut mieux dissiper de la puissance dans une résistance que dans un transistor. Alors l'ampli peut fonctionner en sécurité à des températures ambiantes élevées sans être obligé de sur dimensionner le transistor, son radiateur et l'encombrement. Mais pour avoir un bon résultat, il faut vraiment soigner le duplexeur et le transfo qui doivent être quasi parfaits sur trois octaves au minimum pour obtenir une largeur de bande utile d'une demie octave.

## Classe E

C'est une classe D bande étroite mise en œuvre avec un seul composant. Le filtrage en sortie est optimisé pour ne pas avoir de recouvrement tension-courant, même pour un rapport cyclique proche de 50%. Comme pour la classe D, il y a deux montages possibles, mais en pratique un seul est utilisé : la "commutation douce en tension". Voir son schéma de principe sur la figure 12.

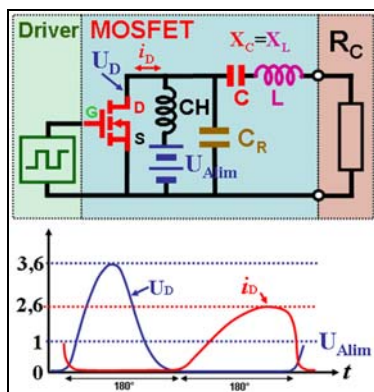


Figure 12 : Principe de la classe E (commutation douce en tension)



Le secret du fonctionnement de la classe E réside dans la capacité réservoir  $C_R$  qui rend la charge réactive. L'avantage de la topologie de la fig. 12, est du au fait que la capacité parasite de CH et la capacité  $C_{DS}$  du transistor sont incluses dans  $C_R$ , comme pour la classe D en mode courant. La capacité réservoir a pour effet de différencier la tension  $V_{DS}$  et d'intégrer le courant drain. Elle constitue avec la résistance de charge une constante de temps qui doit être optimisée pour obtenir un rendement maximum (non recouvrement  $U/I$ ). En conséquence, un émetteur en classe E ne souffre aucune désadaptation de la charge <sup>(4)</sup>.

En remplaçant  $C_R$  par une bobine  $L_R$ , on obtient une commutation douce en courant (les allures de  $U_D$  et de  $I_D$  sont inversées). Cette topologie rend difficile la prise en compte des capacités parasites du transistor.

Il y a encore un grand nombre de classes qui sont toutes dérivées de la classe D. Elles s'utilisent dans des conditions particulières et visent toutes à diminuer la dissipation dans les composants. Pour nous, la classe E terminera la première partie. Dans la deuxième, nous verrons les méthodes utilisées pour obtenir un signal modulé en fonction de la classe d'amplification, tout en conservant un bon rendement.

F5NB.

### **Annexe A : Push-pull parallèle, push-pull série.**

Jusqu'ici nous n'avons vu que des architectures avec un push-pull parallèle car c'est lui qui est le plus utilisé dans les émetteurs. Il a beaucoup d'avantages avec en contrepartie la nécessité d'utiliser un transformateur en sortie et bien souvent un transformateur en entrée <sup>(5)</sup>. Nous allons voir maintenant les architectures avec push-pull série qui sont principalement utilisées dans les amplis audio, les alimentations à découpage, les émetteurs VLF-LF et les circuits logiques.

L'un des avantages du push-pull série est de ne pas nécessiter de transfo de sortie. Nous commencerons par son utilisation dans les classes linéaires (A, B et AB) avec le schéma de la figure 13.

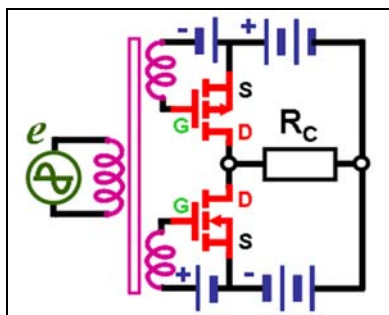


Figure 13 : **Push-pull série avec transfo**

Sur celui-ci nous remarquons tout de suite la double alimentation symétrique et les transistors complémentaires (l'un canal N et l'autre canal P, ou l'un NPN et l'autre PNP). Cette architecture a été très employée au début des transistors bipolaires, à tel point que les constructeurs de transistors de puissance n'envisageaient pas le développement d'un transistor sans son complémentaire.

Les principales contraintes du schéma de la fig.13 résident dans le transfo en entrée et la double alimentation. L'architecture a alors très vite débouché sur le schéma de la figure 14.

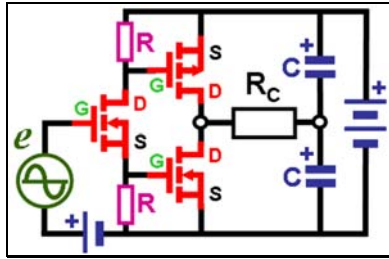


Figure 14 : **Push pull série sans transfo**

Le problème de la double alimentation a été résolu en créant un point milieu avec une seule alimentation à l'aide de deux condensateurs de forte capacité. Naturellement le système ne fonctionne plus en continu. Ce procédé est connu sous le nom de "montage en demi pont" <sup>(6)</sup>. Le transfo du driver a été supprimé en utilisant un transistor déphaseur. En principe, pour des résistances R identiques en série dans la source et dans le drain, les tensions développées à leurs bornes sont égales et en opposition de phase <sup>(7)</sup>.

Noter qu'ici les transistors de puissance sont utilisés en "source commune". Avec des bipolaires on utilise aussi couramment un montage "collecteur commun". Le schéma de la figure 15 a souvent été employé.

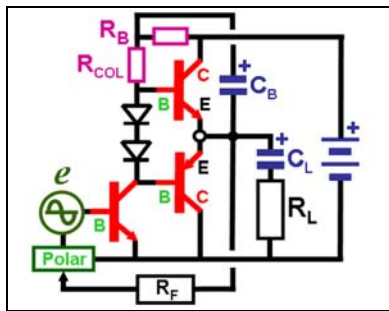


Figure 15 : **Push pull série avec montage en collecteurs communs**

Ici la charge  $R_L$  retourne au moins de l'alimentation (la masse) à travers un seul condensateur  $C_L$ . La différence par rapport au demi pont ne se fait sentir que pour les transitoires. La polarisation est ajustée pour avoir le courant de repos désiré dans les transistors de sortie. Une contre réaction en continu est réalisée à travers  $R_F$  pour forcer la tension de repos des émetteurs à la moitié de celle de l'alimentation.  $C_B$  et  $R_B$  constituent une sorte de réaction positive appelée "bootstrap". Elle permet, en augmentant dynamiquement la tension d'alimentation du driver, de pouvoir ramener la tension minimum aux bornes du transistor NPN à sa tension de seuil collecteur, comme pour le transistor PNP. Ainsi, l'excursion de tension en sortie atteint la tension d'alim moins les tensions de seuil des deux transistors. On arrive alors à des rendements de 60% en régime linéaire classe AB avec une alimentation de 12V.

### ***Impédance dynamique interne***

Sur la fig. 14, les transistors se comportent en générateurs de courant, donc l'impédance interne est très élevée. Avec une contre réaction en tension, on peut abaisser l'impédance dynamique interne jusqu'à être très faible pour des taux de contre réaction élevés.

Sur la figure 15, les transistors se comportent en générateur de tension avec une impédance interne faible. Celle-ci diminue encore avec une contre réaction globale en tension.

Tout cela n'aurait aucune conséquence si la charge était une résistance pure (comme lors des mesures de performances), mais en audio, la charge est un ensemble de filtres et de haut-parleurs, et le moins que l'on puisse dire, c'est que l'impédance dans la bande est loin d'être constante et résistive pure. La réponse ampli-enceinte dépendra alors de l'adaptation entre les

deux. La qualité de l'ensemble est globale et ne peut être préjugée avec des tests séparés sur les deux composantes <sup>(8)</sup>.

### ***Cas des amplis opérationnels***

La plupart des amplis opérationnels à transistors bipolaires ont un circuit de sortie sur le même principe que le schéma de la fig. 15, mais sans le bootstrap puisque l'on travaille aussi en continu. C'est ce qui explique en partie les limitations du "swing" de sortie par rapport à la tension d'alim. Celle-ci peut être simple ou double. Pour des AOP à CMOS, dérivés du schéma de la fig. 14, on obtient une sortie "rail to rail", c'est-à-dire avec un swing de sortie quasiment égal à la tension d'alim (d'autant plus que l'on "tire" moins de courant).

### ***Push-pull série et classes commutées***

Avec les schémas des figures 14 et 15, si l'on utilise une source rectangulaire et si l'on insère un circuit résonnant série dans la charge, on obtient un montage classe D en mode tension (VMCD). Mais nous allons nous intéresser aux autres cas où l'on conserve l'allure "rectangulaire" de la tension dans la charge (le pendant de la figure 11 avec un push-pull série et une charge résistive).

Avec les classes commutées, le principal changement réside dans le fait que l'on utilise les transistors en interrupteurs et ils ne doivent plus être forcément complémentaires. Nous avons sur la figure 16 deux configurations, l'une concernant la logique TTL et l'autre, la logique CMOS (schémas de principe).

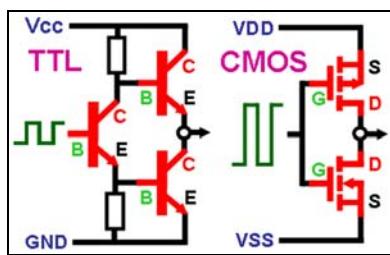


Figure 16 : Etages de sortie des circuits intégrés

Avec la configuration TTL dite "totem pole", il n'y a que des transistors NPN mais la tension de sortie maxi est inférieure d'environ 1,2V à la tension d'alimentation. Avec la configuration CMOS qui utilise des MOS complémentaires, la tension de sortie maxi approche la tension d'alimentation.

### **Notes.**

- 1) Une source de courant parfaite veut dire que la tension à ses bornes ne dépend que de la charge.
- 2) La suppression de l'alternance négative est en général effectuée par le composant amplificateur lui-même.
- 3) La soustraction de deux signaux sinusoïdaux se fait par addition de l'un avec l'autre déphasé de 180°. Ici, ces deux opérations sont effectuées dans le primaire du transfo de sortie.
- 4) La classe E est en général utilisée pour les bandes basses (LF, MF), bandes pour lesquelles le rendement des systèmes antennaires (surtout OM) est médiocre. La majorité de l'impédance de charge étant constituée de pertes ohmiques, on n'a aucune difficulté pour obtenir un "excellent" ROS.
- 5) Il suffit de consulter les schémas de nos émetteurs H/V/UHF.

- 6) *En remplaçant les condensateurs  $C$  par un autre ampli "miroir" commandé par une tension  $e$  déphasée de  $180^\circ$ , on obtient un montage en pont qui passe alors le continu.*
- 7) *Ce n'est pas tout à fait vrai pour le bipolaire, car  $I_c$  n'est pas égal à  $I_e$  (dépend du gain  $\alpha$  en courant). On en tient alors compte en déséquilibrant les charges  $R$ .*
- 8) *Erreur souvent faite par les "testeurs" de chaînes HI-FI. Mais comme par ailleurs, le résultat dépend des qualités acoustiques de la salle d'écoute, ce n'est finalement qu'une subjectivité de plus. En général, on est d'autant plus content de sa chaîne HI-FI qu'elle nous a coûté cher (comme pour les automobiles).*