

# Classes de fonctionnement des amplificateurs de puissance

## 2 - Rendements et modulations

Par Robert BERRANGER, F5NB

*Dans la première partie nous avons vu le fonctionnement des amplificateurs selon les classes A à E en différenciant les classes linéaires des classes saturées. Nous allons voir maintenant les méthodes de modulation utilisées pour obtenir une linéarité d'enveloppe avec les classes saturées, et ainsi conserver un excellent rendement.*

### Qu'est-ce qu'une modulation ?

Nous utiliserons les deux définitions suivantes tirées du "Petit Larousse" :

- **Physique** : " Variation dans le temps des caractéristiques d'un phénomène (amplitude, fréquence), en fonction des valeurs caractéristiques d'un autre phénomène.
- **Technique** : " Processus par lequel une grandeur (amplitude, fréquence, etc.) caractéristique d'une oscillation, appelée "porteuse", est astreinte à suivre les variations d'un signal, dit "signal modulant".

Noter que c'est la modulation (au sens physique) qui contient l'information transmise.

Voyons d'abord les modulations qui se rattachent à la définition technique.

Il y a deux moyens pour moduler une porteuse : soit moduler son amplitude, soit moduler sa phase (la modulation de fréquence est un cas particulier de la modulation de phase). On peut utiliser conjointement les deux modulations (nQAM par exemple). On peut aussi moduler la porteuse par une sous-porteuse elle-même modulée, etc.

Voyons maintenant une autre modulation qui se rattache à la définition physique. Pour celle-ci on parle de "modulation d'enveloppe" <sup>(1)</sup>.

Il y a d'abord le signal audio (parole, musique).

Il y a ensuite le signal BLU qui est la transposition d'un signal audio en haute fréquence. Ce n'est absolument pas une modulation d'amplitude.

Nous verrons donc trois aspects de la modulation :

- Modulation d'amplitude (AM),
- Modulation de phase, en particulier la FM,
- Modulation d'enveloppe : audio et BLU.

### Modulations et classes d'amplifications

Les classes linéaires A, B et AB transmettent fidèlement toutes les modulations. Pour tester la linéarité avec la modulation AM, on utilise un signal modulant CW et on mesure la distorsion du signal modulé (réponse spectrale). Pour tester la linéarité avec la modulation de phase, on utilise un signal modulant CW et on mesure la réponse spectrale après démodulation <sup>(2)</sup>. Pour tester la linéarité avec la modulation d'enveloppe, on utilise deux manières différentes pour l'audio et la BLU. Pour cette dernière on utilise des signaux audio ou HF deux tons égaux (non corrélés harmoniquement) et on mesure le spectre des intermodulations d'ordres impairs du signal transposé et/ou amplifié. Pour l'audio, on peut utiliser indifféremment un signal un

ton comme pour l'AM, ou un signal deux tons comme pour la BLU. Tout ceci est résumé en images sur la figure 1.

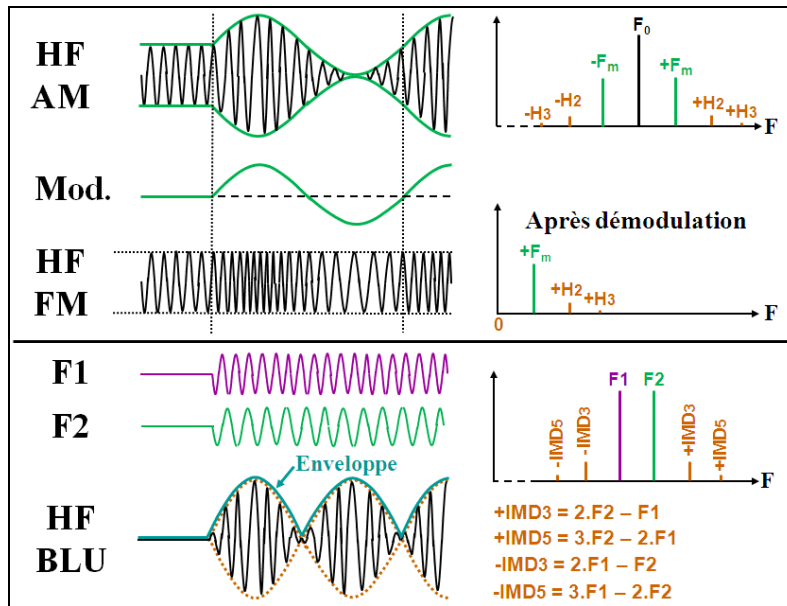


Figure 1 : Distorsion (en orange) selon les modulations

## Modulations et classes non linéaires

Les classes non linéaires permettent toutes de transmettre fidèlement les modulations de phase pures sous certaines conditions, toujours remplies avec une modulation audio. La non linéarité des classes non linéaires concerne l'amplitude de l'enveloppe du signal. Nous laisserons de côté la modulation d'amplitude télégraphique (**On/Off Keying**) à faible débit car alors on considère que le système fonctionne en porteuse continue (notre CW).

### AM et classe C.

Après avoir été largement employée, l'AM a subi une "traversée du désert" pour ressurgir avec les modulations numériques mixtes (AM/ $\phi$ M). On utilise alors des classes linéaires, mais pour de l'AM pure, on peut utiliser la classe C selon différents procédés que nous allons détailler.

1) Modulation par angle de phase. La figure 2 montre la mise en œuvre.

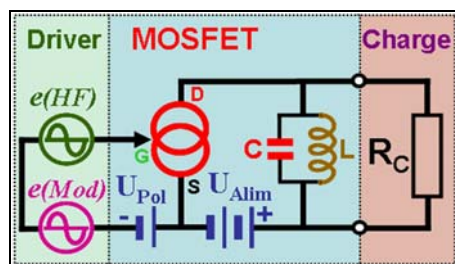


Figure 2 : Modulation AM en classe C (1<sup>ère</sup> méthode)

Le système fonctionne avec une classe C non saturée. La modulation se superpose à la tension de polarisation pour modifier dynamiquement le "recul de grille" ce qui a pour effet à la fois de changer l'angle de conduction et de changer l'amplitude du signal HF "actif" à l'entrée du FET. La linéarité obtenue n'est pas extraordinaire, mais elle suffit pour de la phonie. Il va sans dire que le rendement moyen baisse notablement.

## 2) Modulation de la transconductance $\beta$ .

Le système peut fonctionner avec un faible angle de conduction et une saturation "grille". Avec les tubes, la variation de la transconductance est faite en appliquant la modulation sur la grille "suppressor" <sup>(3)</sup>. On pourrait obtenir la même chose avec un FET double porte, mais aucun composant de puissance n'a été développé.

## 3) Modulation de l'alimentation.

C'est un procédé qui a été universellement utilisé et il l'est encore aujourd'hui pour les émetteurs de radiodiffusion <sup>(4)</sup>. Nous avons le principe général sur la figure 3.

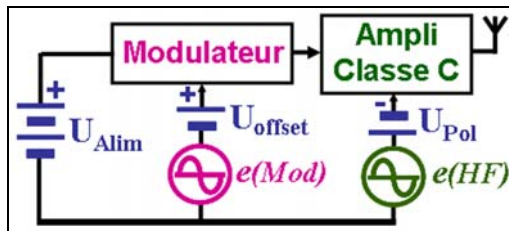


Figure 3 : Modulation AM en classe C (3<sup>ème</sup> méthode)

Le modulateur peut être en classe A, B (AB), D ou utiliser un CNA particulier. Pour les faibles puissances HF, c'est en général un push-pull parallèle avec un transformateur de sortie dont le secondaire est en série avec l'alimentation de l'amplifi HF. Noter qu'avec ce principe, l'amplificateur HF classe C fonctionne d'autant plus en saturé que sa tension d'alimentation dynamique est faible. Le transformateur du modulateur est parcouru par un courant continu et il doit être dimensionné en conséquence. Sachant que pour une modulation à 100%, la puissance que doit fournir le modulateur est égale à la moitié de la puissance de sortie de l'amplificateur, son rendement est important car il vient pondérer celui de l'amplificateur HF. Donc le modulateur est généralement en classe AB. Pour les fortes puissances, on améliore le rendement en utilisant la classe D.

## Modulateur PWM classe D

Nous allons développer ce type de modulateur puisqu'il est aussi utilisé pour l'amplification audio à grand rendement et dans les alimentations à découpage. Nous avons sur la figure 4 le principe de fonctionnement d'un modulateur PWM deux quadrants <sup>(5)</sup>.

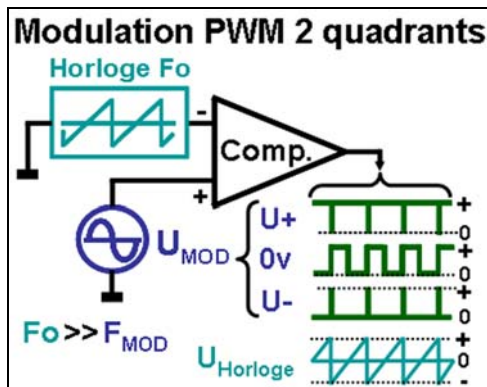


Figure 4 : Modulation PWM 2 quadrants

Ce type de modulateur convient pour la modulation d'un émetteur et pour une alimentation à découpage ( $U_{MOD} = \text{continu}$ ). Pour un amplificateur audio, nous verrons que l'on utilise un modulateur quatre quadrants.

Le modulateur PWM<sup>(6)</sup> doit être suivi d'un intégrateur pour récupérer un signal analogique. Cette opération est faite après l'amplification de puissance du signal logique, en général en classe D, voire en classe E pour une alimentation. L'intégrateur le plus utilisé est un simple filtre passe-bas. C'est suffisant, à condition que la fréquence de l'horloge soit bien supérieure à la fréquence maximum de la modulation. Nous avons sur la figure 5 un schéma de principe complet.

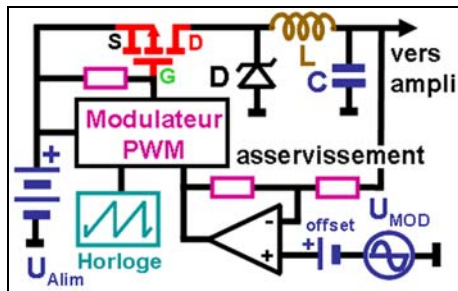


Figure 5 : Modulateur PWM complet

Noter que par rapport à la figure 4, l'offset est passé de l'horloge à la référence. C'est pour ne pas avoir de tensions négatives dans le modulateur PWM. En pratique celui-ci est un circuit intégré qui comprend aussi l'horloge et l'amplificateur différentiel d'asservissement, plus des circuits annexes de sécurité. La bobine  $L$  stocke l'énergie pendant la période de conduction du MOSFET et la restitue dans le condensateur  $C$  pendant la période de coupure. La diode  $D$  dite "diode de récupération" ou "diode de roue libre" court-circuite à la masse l'extrémité "drain" de la bobine  $L$  pendant la période de son déchargement (sinon la tension drain croîtrait vers moins l'infini), ceci force le transfert de l'énergie de la bobine dans le condensateur. Voir sur la figure 6 l'allure des signaux dans le circuit.

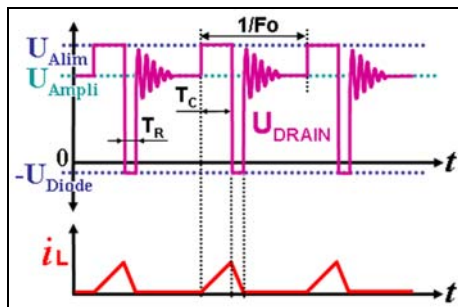


Figure 6 : Signaux dans un "down convertter"

$1/Fo$  est la période de l'horloge.  $T_C$  est le temps de conduction du FET et  $T_R$  est le temps de conduction de la diode (temps de récupération). Les oscillations amorties qui suivent  $T_R$  sont dues à la résonance de  $L$  avec sa capacité répartie. Aux bornes de  $C$ , nous avons une tension continue durant toute la période de l'horloge avec une légère ondulation résiduelle d'autant plus faible que  $Fo$  est plus élevée par rapport à  $F_{MOD}$ . Noter que le système se comporte comme un CNA 1 bit avec une référence variable et un filtre de reconstruction constitué de  $L$  et de  $C$  ayant une fréquence de coupure bien inférieure à la fréquence horloge. Le résultat analogique est le même que si nous avons une référence fixe et un CNA  $n$ bits,  $n$  étant proportionnel au rapport  $Fo/F_{MOD}$ .

Si  $U_{MOD}$  est nul, l'offset constitue une référence de tension et nous avons une alimentation à découpage. Ce montage, uniquement abaisseur de tension est connu sous le nom de "buck-

convertir". On obtient un montage élévateur de tension (boost-convertir) en remplaçant la diode par un MOSFET, la bobine par une diode et le MOSFET par une bobine. Le système fonctionne selon le principe du doubleur de tension : dans un premier temps on charge la bobine et dans un deuxième temps sa tension s'ajoute à celle de l'alimentation. La diode isole le condensateur de sortie durant le premier temps. Ce système n'est utilisé qu'en continu. Il existe de nombreuses variantes d'alimentation à découpage utilisant soit un push-pull série, soit un push-pull parallèle avec transformateur permettant d'obtenir des tensions de sortie multiples. Le sujet demanderait un article entier. Nous en resterons à l'utilisation "modulateur audio".

### Modulation mixte PWM-PFM.

"PFM" veut dire "Pulse Frequency Modulation". Dans ce mode, le temps de conduction reste constant et c'est la fréquence d'horloge qui change (une autre manière de faire varier le rapport cyclique). On utilise la PFM en complément à la PWM afin d'augmenter la linéarité aux faibles courants de sortie (impulsions très étroites) sans avoir besoin d'utiliser une résistance talon dissipatrice. En dessous d'un certain courant de sortie, on bloque le temps de conduction et on passe du mode PWM au mode PFM. Le système est géré par le circuit intégré modulateur.

### CNA de puissance

Prenons un émetteur AM ondes courtes de 150 kW en classe C et essayons d'imaginer un modulateur PWM de 170 kW, ses composants, ses tensions, son échauffement localisé, etc. Une solution à ce gigantisme réside dans la fabrication d'un CNA de puissance (Convertisseur Numérique-Analogique). Prenons comme exemple un brevet Thalès basé sur le principe suivant : On utilise 47 alimentations à découpage de 3,8 kW (crête) à tension fixe d'excellent rendement avec une grande isolation par rapport au secteur (transformateurs), plus une 48<sup>ème</sup> à tension variable. L'alim variable est toujours en service (elle réalise l'interpolation) et on met en série un certain nombre de blocs pour obtenir la tension de sortie désirée, ceci au rythme de la modulation audio. Nous avons le synoptique général sur la figure 7.

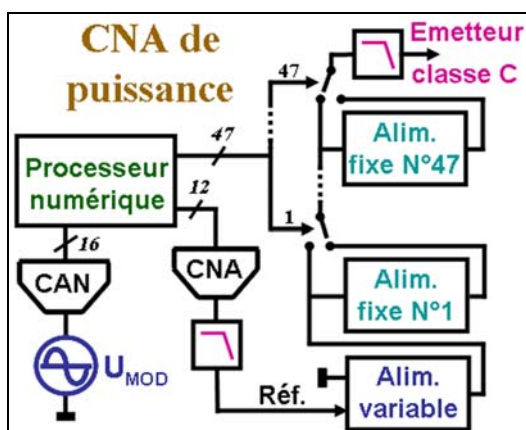


Figure 7 : Modulation AM à l'aide d'un CNA de puissance

Le principe est simple mais je vous laisse imaginer les problèmes de réalisation. Il y a de quoi exciter une belle équipe d'ingénieurs. Noter qu'avec l'augmentation de la puissance de calcul des processeurs numériques actuels, ceux-ci peuvent gérer directement les signaux de commutation de l'alimentation variable sans passer par un CNA.

## Modulateur d'enveloppe

Ce système a été développé pour améliorer le rendement des émetteurs BLU en classe AB. Nous avons vu qu'en BLU, comme en audio, l'amplitude du signal constitue une modulation d'enveloppe. Avec la phonie, l'enveloppe est très variable. Aussi pour l'étude des amplis BLU on utilise un signal deux tons égaux. L'allure de l'enveloppe est alors celle de la figure 1 (courbe cyan). Elle correspond au courant fourni par l'alimentation. Partant du principe que l'impédance de charge est une constante, on diminuerait la puissance consommée dans le P.A. si la tension accompagnait le courant (revoir dans le premier article le chapitre sur la classe B). La mise en œuvre est résumée sur la figure 8.

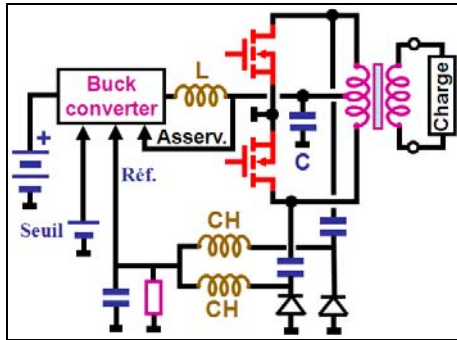


Figure 8 : Alimentation asservie sur l'enveloppe

Le système fonctionne en boucle ouverte. Il est dimensionné de façon que la tension de sortie du convertisseur soit légèrement supérieure à celle nécessaire pour ne pas provoquer d'écrtage. Le temps de réponse doit être optimisé. La figure 9 montre le résultat obtenu avec un signal deux tons.

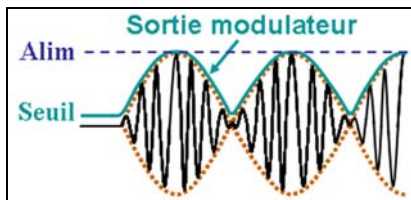


Figure 9 : Modulateur accompagnateur d'enveloppe (BLU)

Pour de la phonie naturelle (non compressée) où le rendement moyen en classe AB se situe entre 25 et 30%, ce système permet de l'augmenter entre 40 et 50%.

On pourrait appliquer le même principe aux amplificateurs audio classe AB, mais on a trouvé mieux avec les amplificateurs en classe D.

## E.E.R. (BLU)

"E.E.R." veut dire "Elimination de l'Enveloppe et Restitution". C'est un procédé qui a été employé pour transformer des émetteurs AM en émetteurs BLI (Bandes Latérales Indépendantes = BLU<sub>sup</sub> + BLU<sub>inf</sub>). Il permet de transmettre l'information de phase avec le P.A. en classe C et l'information d'amplitude avec un modulateur d'enveloppe en série. Le système est difficile à mettre au point car il faut que les passages à 0° et à 180° de la phase se fassent au même instant que le passage à zéro de l'enveloppe (particularité de la BLU, cf. Fig.1). Ici la modulation de l'alimentation n'accompagne pas le signal modulé comme sur la fig. 9, mais c'est elle qui "fabrique" la modulation d'enveloppe du signal. Actuellement, avec l'avènement des modulations numériques mixtes (nQAM par exemple), le procédé EER sort des oubliettes pour des applications "nomades" (mobiles alimentés par batteries).



## Amplificateur audio classe D

En prenant le schéma de la figure 5 qui utilise un modulateur PWM deux quadrants et en remplaçant l'ampli HF par un haut-parleur, nous obtenons un amplificateur audio de puissance à condition de couper la composante continue par un condensateur en série avec le H-P. Ce système a comme principal défaut d'être déséquilibré. Une meilleure solution consiste à utiliser un modulateur quatre quadrants <sup>(7)</sup>.

### Modulation PWM 4 quadrants.

On utilise un montage push-pull série selon les trois configurations de la figure 10.

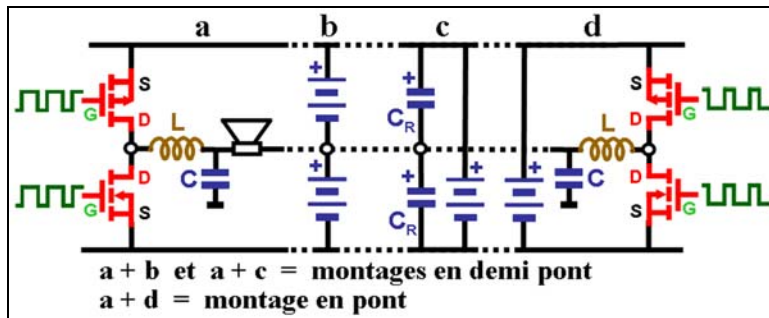


Figure 10 : Modulateurs quatre quadrants

Dans la version a+c, les condensateurs  $C_R$  doivent être de forte valeur et d'excellente qualité. Le montage en pont sera préféré pour les fortes puissances. Les signaux de commandes des demi branches devront être du type "BBM" (Break Before Make) pour éviter une conduction simultanée des Mosfets à cause de leur temps de commutation non nuls. Voir un exemple sur la figure 11.

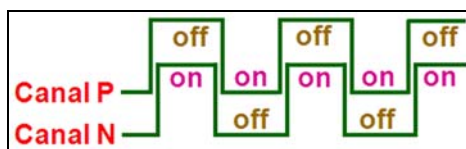


Figure 11 : Principe "Break Before Make"

Les durées où les deux commandes sont "off" sont prévues pour laisser aux transistors le temps de commuter <sup>(8)</sup>.

### Modulation sigma delta

La modulation sigma delta est un mode PFM particulier. L'unité de temps pour une largeur d'impulsion est égale à la période de l'horloge. En conséquence, pour obtenir une grande dynamique, il faut un grand rapport entre  $F_0$  et  $F_{mod}$ . Le fait d'avoir des impulsions larges augmenterait le rendement, mais l'avantage est contre balancé par une fréquence d'horloge plus élevée. Voir sur la figure 12 le schéma de principe d'un modulateur sigma delta analogique du premier ordre.

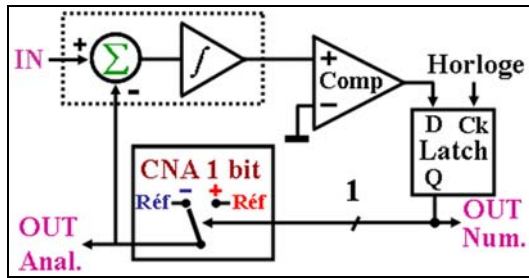


Figure 12 : Modulateur sigma delta du 1<sup>er</sup> ordre

Principe de fonctionnement : Le signal d'entrée est additionné au signal de sortie d'un CNA 1 bit. Sa tension crête à crête est égale à la plage d'entrée analogique du modulateur. Noter que le CNA est inséré dans une boucle de contre réaction (choix de la logique du signal de commande) d'où le signe "moins" sur le sommateur. A sa sortie, le signal est intégré puis appliqué à un comparateur. Si celui-ci ne change pas d'état par rapport au coup d'horloge précédent, la sortie du CNA ne change pas, sinon on change la référence ajoutée au sommateur et l'intégrateur inverse sa pente, jusqu'à ce que le comparateur bascule dans l'autre sens. Voir sur la figure 13 le chronogramme des signaux.

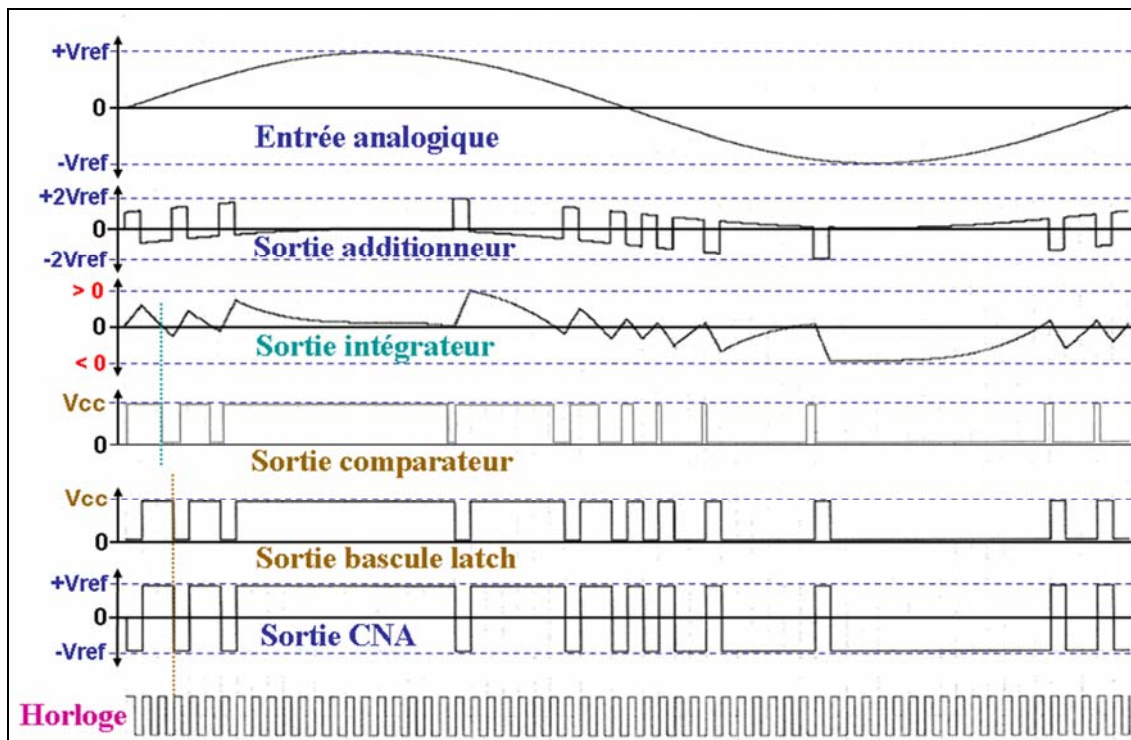


Figure 13 : Chronogramme des signaux dans un modulateur sigma delta

Avec un modulateur sigma delta, la sortie 1 bit (bitstream) change d'état d'autant plus souvent que la pente du signal d'entrée est forte comme avec un codeur delta, mais l'introduction des deux intégrateurs, l'un dans le modulateur et l'autre à sa sortie, font que l'on retrouve un signal "image" (numérique ou analogique) conforme au signal d'entrée, entaché d'un bruit de quantification et d'un bruit thermique.

En faisant suivre la sortie numérique par un filtre numérique Passe-Bas décimateur par  $2^n$ , on obtient *grosso modo* un C.A.N.  $n$ bits.

En faisant suivre la sortie analogique par l'un des amplis de la figure 10, on obtient un amplificateur audio classe D à modulation sigma delta.

Nous avons sur la figure 14 une comparaison entre les modulations PWM et sigma delta <sup>(9)</sup>.



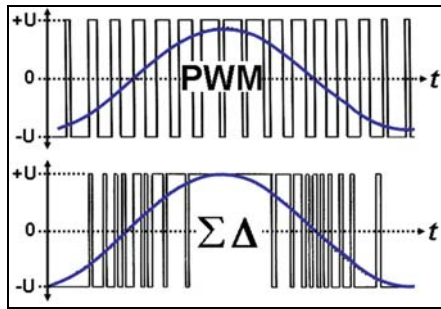


Figure 14 : Comparaison entre un modulateur PWM et un modulateur sigma delta

Une différence essentielle entre les deux méthodes réside dans le rayonnement parasite occasionné par des amplificateurs de forte puissance. Alors que les raies parasites de la modulation PWM sont à fréquences fixes (fondamentale et harmoniques), celles de la modulation sigma delta sont à étalement de spectre à large bande. Ainsi la densité spectrale est beaucoup plus faible et le brouillage se fait moins sentir pour des systèmes de transmission à bande étroite.

#### Notes.

- 1) On laisse de côté la phase car toutes les classes d'amplification sont en principe linéaires en phase dans une bande de modulation audio.
- 2) Ce qui suppose un démodulateur ayant une excellente linéarité (qualité "mesure").
- 3) Ce fut mon premier émetteur OM construit pour obtenir ma licence R-A. Il n'a guère servi que pour la CW et il fut rapidement remplacé par un émetteur BLU.
- 4) Et aussi par quelques OM nostalgiques de l'âge préhistorique de la radio.
- 5) Il est dit "deux quadrants" car sa sortie est strictement positive (ou strictement négative).
- 6) Traduction littérale : "modulation par largeur d'impulsion".
- 7) Soit  $U_e$  la tension sinusoïdale crête en entrée et  $U_m$  la tension crête maximale. Avec un système deux quadrants nous avons :  $U_s = K \times [U_m + U_e \cdot \sin(\omega t)]$ . Avec une modulation d'enveloppe nous avons :  $U_s = K \times |U_e \cdot \sin(\omega t)|$  (valeur absolue). Avec un système quatre quadrants, nous avons :  $U_s = K \times U_e \cdot \sin(\omega t)$ . La sortie est la reproduction fidèle de l'entrée au facteur  $K$  près.
- 8) Voir un exemple dans l'article "Driver pour PA 136 kHz" par FRIHF (Radio-REF de janvier 2016).
- 9) Les deux systèmes obéissent à la théorie de l'échantillonnage.