



**TECHNIQUES**  
**DE L'INGÉNIEUR**

Réf. : **E1610 V1**

Date de publication :  
**10 mai 2008**

# **Amplification de puissance radiofréquence à l'état solide - Classes, systèmes et technologies**

Cet article est issu de : **Électronique - Photonique | Électronique**

par **Michel TURIN**

**Pour toute question :**  
Service Relation clientèle  
Techniques de l'Ingénieur  
Immeuble Pleyad 1  
39, boulevard Ornano  
93288 Saint-Denis Cedex

**Par mail :**  
infos.clients@teching.com  
**Par téléphone :**  
00 33 (0)1 53 35 20 20

Document téléchargé le : **25/12/2019**

Pour le compte : **7200029571 - univ mouloud mammeri tizi ousou // bu05 SNDL // 193.194.82.178**

© Techniques de l'Ingénieur | tous droits réservés

# Amplification de puissance radiofréquence à l'état solide

## Classes, systèmes et technologies

par Michel TURIN

*Ingénieur de l'Institut national des sciences appliquées (INSA)  
Expert en puissance hyperfréquences*

1. Définitions.....	E 1 610	- 3
2. Classes d'amplification .....	—	4
3. Systèmes d'amplification RF .....	—	12
4. Systèmes de couplages .....	—	17
5. Définition des paramètres de mise en œuvre .....	—	18
6. Technologies des semi-conducteurs.....	—	19
7. Conclusion.....	—	20
Pour en savoir plus .....	Doc. E 1 610	

Cet article et le suivant [E 1 611] traitent de l'amplification de puissance radiofréquence état solide. Les domaines d'application concernent tous les systèmes qui doivent délivrer une puissance en sortie significative pour le produit considéré. On peut grossièrement les classer en deux catégories, selon les contraintes de linéarité :

- applications non linéaires, telles que les télécommunications à enveloppe constante, les dispositifs à impulsions (radars, médical) et le domaine industriel ;
- applications linéaires qui sont de plus en plus indispensables aux services de télécommunications modernes.

Le domaine de fréquences envisagé ici recouvre la gamme de quelques dizaines de kilohertz jusqu'aux limites technologiques actuelles, soit plus de la centaine de gigahertz. Dans la majorité des applications, le sous-ensemble d'amplification de puissance excite une antenne destinée à l'émission d'ondes électromagnétiques. Dans le domaine industriel, celui des plus basses fréquences, l'organe de sortie du système est généralement un solénoïde induisant un champ magnétique.

Dans notre propos, la notion de puissance est toute relative : ainsi, dans le domaine industriel, on parlera de dizaines ou centaines de kilowatts, alors que dans certains domaines des télécommunications, la puissance de sortie peut n'être que de l'ordre du watt (téléphones portables par exemple).

Dans tous les cas cependant, il s'agit de puissance au sens où le sous-ensemble d'amplification consomme la plus grande partie de l'énergie nécessaire au fonctionnement du système complet, et doit donc faire l'objet d'une attention particulière lors de la conception, de façon à optimiser le budget consommation et dégrader le moins possible les paramètres de définition du signal. Ces deux aspects constituent le point commun entre toutes les applications d'amplification de puissance, indépendamment des puissances mises en jeu en valeur absolue.

Si ces critères sont une constante, nous verrons que les solutions proposées peuvent différer, essentiellement pour des raisons technologiques, selon les puissances en valeurs absolues et les gammes de fréquence des systèmes.

Les particularités mentionnées induisent deux conséquences fondamentales sur la conception des amplificateurs de puissance : d'une part, l'optimisation du rendement de conversion de la source d'alimentation vers le signal radiofréquence, d'autre part, la prise en compte des distorsions non linéaires. Un troisième aspect, sous-jacent de la mise en œuvre de puissance, concerne la compréhension des phénomènes thermiques et le traitement de la dissipation de puissance.

Par rapport à l'amplification de petits signaux, pour laquelle les dissipations restent faibles et les distorsions négligeables, l'amplification de puissance sera caractérisée par la mise en œuvre de la plus grande dynamique possible du signal de sortie de l'étage amplificateur, c'est-à-dire qu'on cherchera à approcher les limites de la saturation et du blocage lors de l'excursion du signal.

S'agissant d'état solide, les tensions d'alimentation sont limitées, engendrant des courants importants et par conséquent les impédances d'accès relativement faibles.

Cet article constitue une première partie sur l'amplification de puissance radiofréquence. Après un rappel des définitions des quelques grandeurs utilisées spécifiquement dans le domaine de la puissance, cette partie décrira les principes et les structures de base des amplificateurs de puissance RF (classes d'amplification). Nous présenterons ensuite leurs évolutions, ainsi que des montages plus complexes, proposés pour optimiser certaines performances. Enfin, l'évolution des systèmes allant vers une globalisation de leur conception en vue d'optimiser leurs performances et leurs coûts par une approche pluridisciplinaire, nous aborderons la présentation de procédés d'amplification plus originaux associant d'autres parties du système (traitement de signal). Pour chaque sujet, quelques éléments de décision seront donnés grâce à des indications quantitatives des principales performances. L'amplification état solide faisant appel à des composants dont les puissances unitaires sont limitées (par rapport aux tubes), un paragraphe sera consacré à une présentation succincte des procédés de couplage mis en œuvre pour multiplier cette puissance.

Les paramètres à considérer pour la conception d'amplificateurs de puissance radiofréquence sont : le rendement en puissance, les adaptations d'impédance, la linéarité, les problèmes thermiques et la fiabilité. Nous définirons ces paramètres et un paragraphe sera consacré aux différentes technologies de semi-conducteurs assorties d'une comparaison de leurs caractéristiques respectives.

Un deuxième article traitera plus en détail de la mise en œuvre des amplificateurs à partir des composants disponibles, des caractéristiques de linéarité et des systèmes de correction indispensables aux applications modernes.

Sigles et abréviations	
Abréviation	Définition
BF	basse fréquence
CDMA	code division multiple access
CW	continuous wave
DB	dynamic bias
DSP	digital signal processing
EER	envelope elimination and restoration
ET	envelope tracking
FET	field effect transistor

Sigles et abréviations (suite)	
Abréviation	Définition
FM	frequency modulation
FSK	frequency shift keying
Ft	fréquence de transition
GMSK	Gaussian minimum shift keying
GSM	global system for mobile communication
HBT	heterojunction bipolar transistor
HEMT	high electron mobility transistor
IGBT	insulated gate bipolar transistor

Sigles et abréviations (suite)	
Abréviation	Définition
IM3	intermodulation d'ordre 3
IMD	inter modulation distortion
IRM	imagerie par résonance magnétique
LDMOS	laterally-diffused metal oxide silicon
LINC	linear amplification using nonlinear components
MESFET	metal semiconductor field effect transistor
MMIC	monolithic microwave integrated circuit
MOSFET	metal oxide semiconductor field effect transistor
OFDM	orthogonal frequency division multiplexing
PAE	power added efficiency
PDM	pulse duration modulation
PHEMT	pseudomorphic high electron mobility transition
PWM	pulse width modulation
QAM	quadratic amplitude modulation
RF	radiofréquence
ROS	rapport d'ondes stationnaires
SCS	signal components separator
UHF	ultra high frequency
VHF	very high frequency

## 1. Définitions

### 1.1 Grandeurs caractéristiques

Nous rappelons les définitions des principales grandeurs nécessaires à la compréhension des paragraphes suivants.

#### 1.1.1 Rendement électrique et PAE

Le rendement collecteur  $\eta$  (électrique) d'un étage amplificateur est par définition le rapport de la puissance RF délivrée à la charge à la puissance consommée sur la source d'alimentation continue :

$$\eta = P_s / P_a \quad (1)$$

où  $P_s$  est la puissance délivrée par le dispositif et  $P_a$  la puissance délivrée par la source d'énergie.

Le rendement en puissance ajoutée, PAE, est le rapport de la puissance RF délivrée à la puissance absorbée totale, exprimé en % :

$$\text{PAE} = P_s / (P_a + P_e) \quad (2)$$

où  $P_e$  est la puissance du signal d'entrée.

Cette notion est plus pertinente en puissance dans la mesure où le gain d'un étage de puissance peut être modeste, et donc la puissance d'entrée non négligeable.

#### 1.1.2 Linéarité

La linéarité AM/AM (amplitude/amplitude) (figure 1a) exprime la variation du rapport de la puissance de sortie à la puissance d'entrée en fonction de la puissance d'entrée. Pour un amplificateur idéalement linéaire, ce rapport est une constante, la courbe  $P_s/P_e$  est une droite.

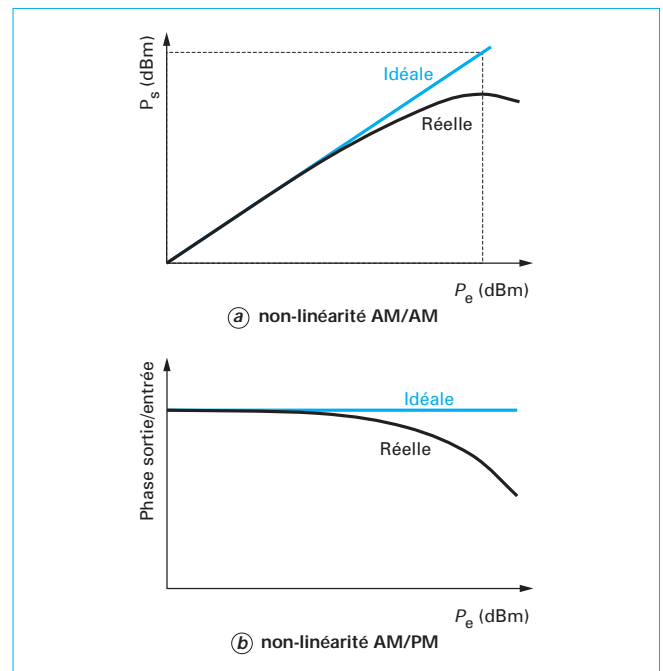


Figure 1 – Linéarités d'amplitude (AM/AM) et de phase (AM/PM)

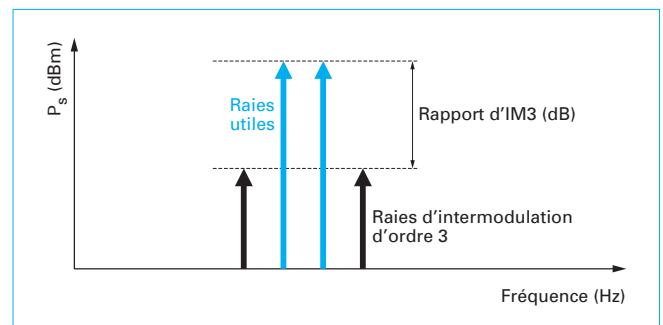


Figure 2 – Évaluation de la non-linéarité par mesure du rapport d'IM3

La linéarité AM/PM (amplitude/phase) (figure 1b) exprime la variation de la phase du signal de sortie en fonction de la puissance du signal d'entrée. Idéalement cette phase est invariable.

Dans la pratique, ces deux grandeurs dévient de leur réponse idéale, et cette déviation exprime le taux de non-linéarité (figure 1).

Plusieurs méthodes sont utilisées pour mesurer les non-linéarités d'un amplificateur : elles seront décrites dans la deuxième partie [E 1 611], mais la plus courante est l'IMD, et plus particulièrement l'IM3, rapport de la puissance des raies d'intermodulation d'ordre 3 à la puissance du signal utile (figure 2).

#### 1.1.3 Bande passante

La bande passante d'un amplificateur est la plage de fréquences utiles à l'application. Sauf cas très particulier, les caractéristiques de l'amplificateur doivent rester constantes sur toute la largeur de la bande passante. Cette notion peut avoir des implications différentes suivant la destination de l'amplificateur.

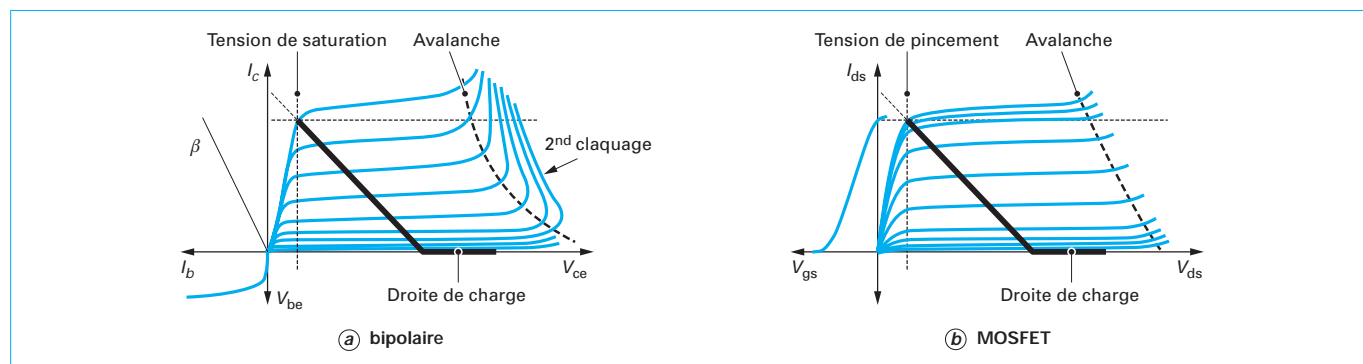


Figure 3 – Comparaison entre transistors bipolaire et MOSFET

■ Il peut s'agir d'amplifier un seul signal modulé, auquel cas l'amplificateur devra maintenir ses caractéristiques sur une largeur de bande correspondant au spectre du signal modulé. Il sera dans ce cas relativement sélectif (1 à 10 % de bande suivant le type de modulation utilisée).

■ Exemple : amplificateur de canal GSM.

■ L'amplificateur peut être standardisé pour amplifier des signaux à des fréquences différentes, à raison d'un seul signal modulé à la fois. La bande passante pourra alors approcher une octave, et les caractéristiques devront être garanties quelle que soit la fréquence d'utilisation à l'intérieur de cette bande.

■ Exemple : amplificateur d'émetteur de télévision hertzienne.

■ Enfin, l'amplificateur sera conçu pour amplifier simultanément plusieurs porteuses modulées, auquel cas il devra non seulement maintenir ses caractéristiques sur toute la bande, mais il devra avoir des caractéristiques de linéarité telles qu'elles évitent les interactions entre les différents signaux (cross-modulations et intermodulations).

■ Exemple : amplificateur de télédistribution par câble.

## 1.2 Technologies bipolaire et MOSFET

Le propos se rapportant à l'état solide, il est utile de rappeler quelques particularités des transistors et quelques différences entre les technologies bipolaire et MOSFET, pour appréhender correctement le fonctionnement des amplificateurs de puissance RF.

Une similitude entre les technologies concerne la présence d'une tension de sortie minimum (de saturation ou de pincement) et d'une tension d'avalanche. La première limite la tension du côté des faibles niveaux par la technologie, alors que l'autre la limite du côté des niveaux élevés par volonté d'éviter les destructions. Ces aspects sont illustrés sur la figure 3.

Aux faibles niveaux, le comportement diffère entre les technologies : zone de tension de saturation pour les bipolaires, et zone à résistance variable pour les MOSFET. Du côté des niveaux élevés, le bipolaire possède une caractéristique dite de « second claquage », dont le MOSFET est exempt. La zone de fonctionnement de sécurité des bipolaires doit donc satisfaire un paramètre supplémentaire. Enfin, les deux types présentent des comportements différents en température : alors que le bipolaire est sujet à un effet d'emballement thermique lors de l'échauffement (dû à la diminution de la tension de base et l'augmentation du gain  $\beta$  avec la température), la technologie MOSFET, *a contrario*, bénéficie d'un effet régulateur. Ce sont ces différences qui font largement préférer la technologie MOSFET à la technologie bipolaire pour les transistors au silicium.

Rappelons enfin que les transistors MOSFET peuvent être à déplétion (la tension de grille est négative par rapport à la tension de source), ou à enrichissement (la tension de grille est positive).

Les principes exposés dans ce document sont valables pour les deux technologies, mais, sauf cas particuliers, les schémas présentés font référence à des transistors MOSFET à déplétion.

## 2. Classes d'amplification

Considérant un étage simple d'amplification RF, différents types de circuits sont utilisés, et leurs définitions ont été répertoriées en « classes ». Certains montages plus complexes ont été inventés, ont fait et font constamment l'objet d'études particulières. Nous allons passer en revue les classes de fonctionnement analogique A à C, les classes à haut rendement D à F, puis quelques montages destinés à améliorer le rendement, la linéarité ou le compromis linéarité-puissance.

### 2.1 Classes d'amplification analogique

Le fonctionnement des classes analogiques d'amplification radiofréquence est déterminé par l'angle de conduction du signal sinusoïdal appliqué à l'entrée de l'étage amplificateur.

Ces classes concernent les procédés analogiques d'amplification, où le signal de sortie est censé être proportionnel au signal d'entrée.

Le schéma de base de référence d'un étage amplificateur RF est représenté sur la figure 4. Le transistor  $Q_1$  représenté ici est un FET, mais les descriptions qui vont suivre ne préjugent pas de la technologie de semi-conducteur utilisée. La tension continue d'alimentation  $V_d$  est appliquée au drain (D) par l'intermédiaire de la self de choc  $L_c$ , et le signal RF est transmis à la charge  $R_L$  au travers de la capacité  $C_D$ . Un circuit oscillant centré sur la fréquence fondamentale  $f_0$  du signal symbolise le filtrage de sortie. Le courant de repos est déterminé par la tension continue appliquée entre grille (G) et source (S).  $v_e$ ,  $v_L$  et  $i_s$  sont respectivement la tension du signal RF d'entrée, la tension RF aux bornes de la charge  $R_L$  et le courant RF dans le transistor.

#### 2.1.1 Classe A

Utilisée universellement en petite puissance, la classe A est caractérisée par une polarisation correspondant à un courant continu moyen dans le transistor, la tension d'alimentation  $V_d$  étant inférieure à la moitié de la tension d'avalanche (figure 5). La

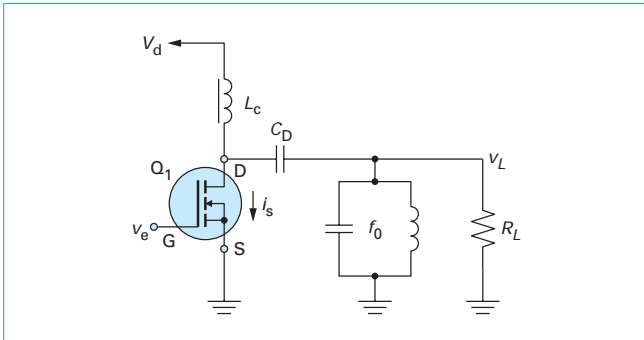


Figure 4 - Schéma de base des amplificateurs de classe A à C

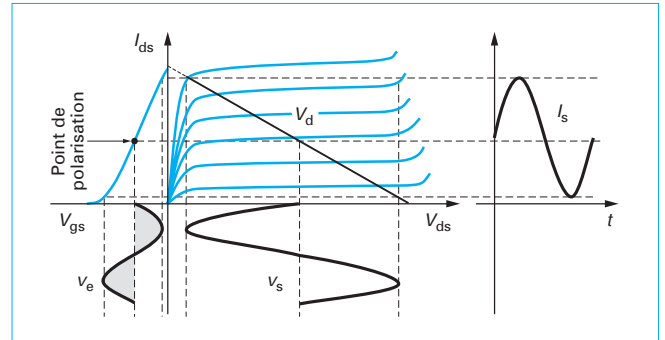


Figure 5 - Classe A

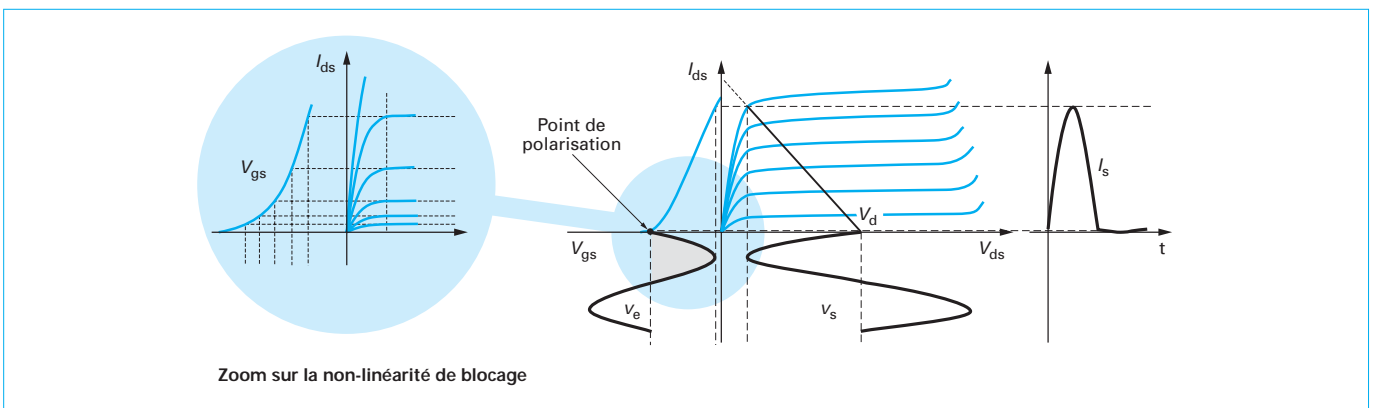


Figure 6 - Classe B

droite de charge traverse tout le domaine des caractéristiques  $I(V)$  de sortie du dispositif. L'angle de conduction du signal (référence au temps de conduction ramené à la période du signal) est de  $2\pi$  rad (zone grisée sur la figure 5). Cette classe présente les meilleures caractéristiques de linéarité, mais un faible rendement électrique : le point de polarisation étant placé au centre de la droite de charge, la consommation reste constante et le rendement dépend de l'amplitude du signal. Le rendement maximum théorique, lorsque l'amplitude du signal décrit la totalité de la droite de charge, est limité à 50 % en RF, mais en fait reste dans une gamme de 10 à 25 % pour des applications pratiques en radiofréquences, compte tenu de la tension de déchet et des non-linéarités engendrées par l'approche de la saturation et du blocage.

Le signal de sortie, en première approximation symétrique par rapport au point de polarisation, contient peu d'harmoniques pairs. Ce type d'amplificateur ne nécessite donc que peu de filtrage en sortie. Lorsque l'amplitude croît, la distorsion intervient par aplatissement des sommets de sinusoïde, générant des produits d'ordres impairs. L'utilisation d'amplificateurs classe A est réservée à des étages intermédiaires, dont la consommation ne grève pas trop le budget de l'ensemble, ou à des applications très linéaires : quelques dizaines de watts dans le bas du spectre RF à quelques centaines de milliwatts en hyperfréquences.

### 2.1.2 Classe B

En amplification classe B, le point de polarisation est choisi juste au seuil de conduction, de telle sorte que la consommation soit nulle sans signal (figure 6). L'angle de conduction est alors de  $\pi$  rad (en grisé sur la figure 6) et le courant de sortie correspond à

la demi-sinusoïde de conduction. La tension de sortie est rendue sinusoïdale par la présence du circuit de filtrage qui élimine les harmoniques en sortie. La consommation est directement proportionnelle à l'amplitude du signal.

Le rendement est donné par l'expression :

$$\eta = \pi \cdot v_s / 4 \cdot V_D \quad (3)$$

Il est proportionnel à la tension de sortie avec un maximum théorique de 78,5 % ( $= \pi/4$ ) en négligeant la tension de départ et toutes les pertes, mais le rendement maximum pratique se situe vers 60 à 70 %.

La classe B ne s'utilise quasiment qu'en montage *push-pull* (chaque transistor conduit pendant le boccage de l'autre) de façon à réduire la génération d'harmoniques pairs et faciliter le filtrage de sortie (figure 7).

Cependant, quelle que soit la technologie de transistor utilisée (matériau semi-conducteur, topologie de transistor), l'allure de la fonction de transfert au voisinage du blocage est fortement non linéaire (figure 6). Ceci engendre d'une part une grande imprécision sur la tension de polarisation correspondant au blocage, et d'autre part une variation importante du gain en fonction de l'amplitude du signal pour les faibles amplitudes provoquant une distorsion de croisement (figure 8). Cette imprécision est d'autant plus sensible que la fréquence de fonctionnement du semi-conducteur est élevée, ce qui fait que l'utilisation du *push-pull* classe B reste marginale et réservée aux fréquences basses, dans la pratique inférieures à 100 MHz. Pour les fréquences plus élevées, on privilégie la classe AB.



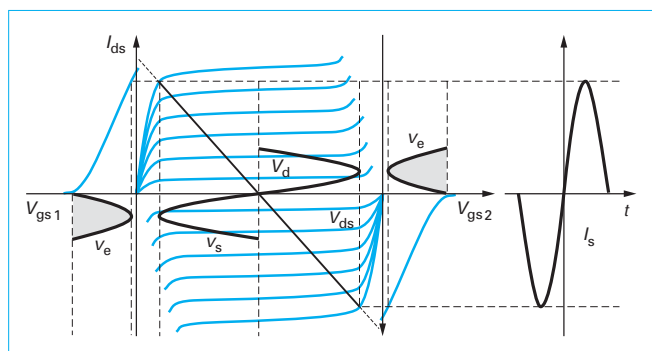


Figure 7 – Push-pull classe B

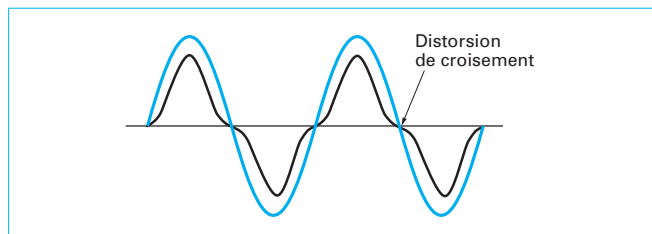


Figure 8 – Distorsion de croisement

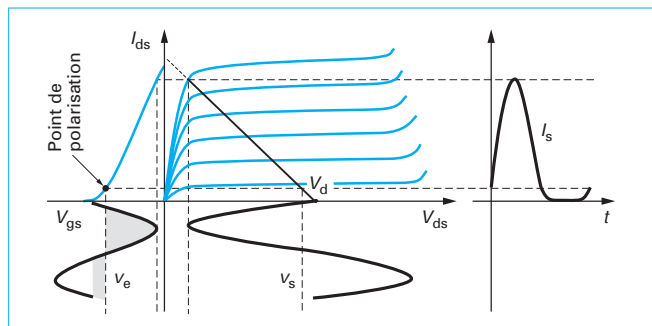


Figure 9 – Classe AB

### 2.1.3 Classe AB

La classe AB peut être comprise comme une amélioration soit de la classe A, soit de la classe B. Dans la première approche, si l'application autorise un filtrage de l'harmonique 2, on peut abaisser le courant de repos, obtenant ainsi une classe dite AB (figure 9). Par rapport à la classe B, on veut minimiser la distorsion de croisement d'un montage *push-pull* et donc s'écarter légèrement du blocage. L'angle de conduction est compris entre  $\pi$  et  $2\pi$  rad (en grisé sur la figure 9).

Dans le cas d'un amplificateur simple, l'allure de la fonction de transfert sortie/entrée fait que le gain diminue quand le signal diminue. Le signal est alors fortement déformé dans la demi-sinusoïde proche du blocage provoquant ainsi l'apparition d'harmoniques pairs. Un filtrage passe-bas présentant une fréquence de coupure inférieure à celle de l'harmonique 2, en sortie de l'amplificateur, permet de restituer le signal sinusoïdal.

Le courant de repos est choisi pour un minimum de déformation de la sinusoïde utile, en pratique entre 5 et 10 % de celui d'une classe A. La consommation dépend ensuite de l'amplitude du signal et le rendement est intermédiaire entre celui des classes A et B.

L'utilisation d'un montage *push-pull* (similaire à celui de la figure 7), qui permet de réduire l'efficacité du filtrage de sortie, est universelle pour cette classe d'amplification. Les performances en linéarité d'un tel montage se rapprochent de celles d'un amplificateur classe A, avec un rendement supérieur, typiquement vers 40 à 60 %, bien qu'au prix d'une circuiterie plus importante.

L'amplification classe AB *push-pull* est la structure la plus utilisée dans les amplificateurs linéaires état solide en télécommunication, pour les puissances significatives (au-delà de quelques dizaines de watts), en particulier les étages de sortie des émetteurs : elle représente le meilleur compromis linéarité/rendement en restant simple de mise en œuvre. La puissance par étage peut aller de quelques centaines de watts à quelques watts selon la fréquence de la VHF à la bande Ka.

### 2.1.4 Classe C

On peut considérer cette classe traditionnelle comme une première classe à haut rendement. Le schéma de base est toujours celui de la figure 4 et la tension de polarisation est inférieure à la tension de blocage si bien que l'angle de conduction est inférieur à  $\pi$  rad (figure 10a). Le rendement croît en fonction du recul de polarisation (éloignement par rapport au seuil de blocage), c'est-à-dire en fonction inverse de l'angle de conduction, pour tendre vers une limite théorique de 100 % à 0 rad de conduction [1]. Le rendement observé de tels amplificateurs se situe au-delà de 60 %. Une précaution particulière doit être prise quant à la tension d'alimentation : elle doit être réduite en fonction du recul de polarisation pour qu'en aucun cas le pic de sinusoïde restituée en sortie par le filtrage ne vienne dans la zone d'avalanche.

La plupart des applications actuelles se trouvent dans le domaine des radars jusqu'en bande C, en technologie bipolaire base commune. Les puissances de crête peuvent atteindre 1 kW par étage, grâce au fonctionnement en impulsion qui limite la dissipation moyenne. La technologie bipolaire présente une difficulté supplémentaire car il est impossible ici de réguler le fonctionnement en température, le courant de collecteur ne dépendant que de la puissance RF de sortie. En base commune, la tension de polarisation de base est fixe et l'angle de conduction varie en fonction des conditions de température, induisant des variations correspondantes de puissance crête. Pour pallier cet inconvénient, l'utilisation à peu près universelle de la classe C va jusqu'à la saturation (classe C saturée) permettant ainsi une certaine régulation de la puissance crête de sortie. La figure 10b représente les tensions et courants de ce cas de figure pour deux températures différentes, la tension de sortie étant représentée, pour des raisons didactiques, en l'absence de filtrage de sortie.

La zone de signal utile, fonction de la température, induit une variation du niveau d'écrêtage qui se traduit par des rotations de phase variables. Le phénomène est moins sensible en MOSFET du fait de l'effet de régulation naturel en température (figure 7c).

Toutes les applications en impulsions RF où la température du transistor varie en fonction de la longueur des trains d'impulsions (exemple : IRM et radars) sont sensibles aux caractéristiques de la classe C. Or, les besoins croissants en résolution imposent des contraintes de variations de phase de plus en plus sévères. Il est par conséquent plus que probable que la classe C soit remise en cause à terme pour ce type d'applications.

## 2.2 Classes à haut rendement

Le fonctionnement des classes à haut rendement est déterminé par le mode de commande (signal d'entrée de l'amplificateur), et par les caractéristiques de l'impédance de charge en sortie.

Ces classes sont en général incompatibles avec une linéarité acceptable pour un signal modulé en amplitude. Elles présentent

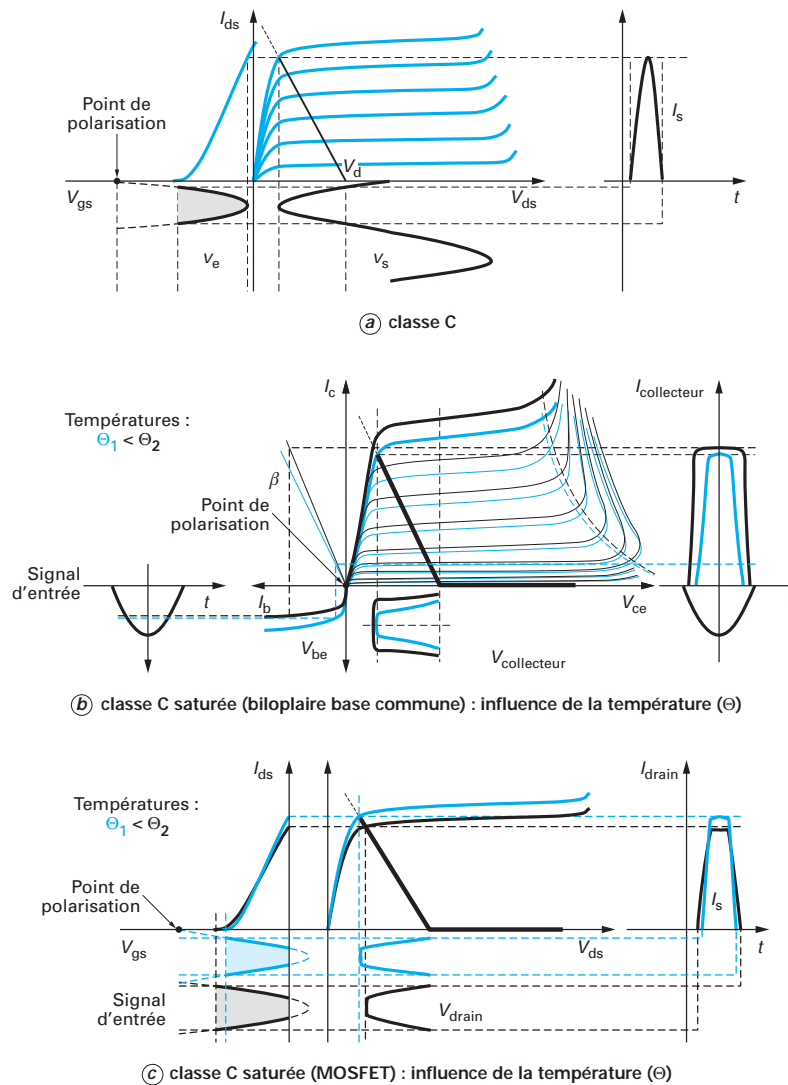


Figure 10 – Classe C

un intérêt certain pour la transmission de signaux de télécommunications à enveloppe constante ou presque constante, tels que FM, FSK et GMSK (utilisé pour le GSM), pour les systèmes à impulsions tels les radars ou IRM (domaine médical) et pour les applications CW du domaine industriel (chauffage industriel et autres). Sous certaines conditions, les principes de base de leur mise en œuvre peuvent être adaptés pour améliorer le rendement d'amplificateurs dits linéaires, mais elles sont surtout utilisées dans des systèmes d'amplification plus complexes, que nous passerons en revue dans le paragraphe consacré aux systèmes d'amplification (§ 3).

### 2.2.1 Classe F

L'amplification en classe F peut être considérée comme une optimisation des classes B et AB en terme de rendement. Ce procédé est intéressant pour le domaine RF car il reste analogique et

par conséquent peut s'appliquer à de très hautes fréquences. Le principe consiste à synthétiser l'impédance de charge pour gérer les formes d'onde, et commander le transistor pour que le courant soit au minimum quand la tension est maximale et inversement.

La mise en œuvre, qui s'intéresse à la fois à la polarisation et aux impédances présentées aux fréquences harmoniques du signal utile, nécessite l'utilisation de transistors dont les performances restent acceptables à ces fréquences.

Pour une explication théorique du principe de la classe F, envisageons le signal d'amplitude maximale destiné à obtenir le meilleur rendement sans considérations de linéarité. Un schéma de principe (un peu didactique) est présenté sur la figure 11 : la charge  $R_L$ , shuntée par un circuit parallèle accordé à la fréquence fondamentale  $f_0$ , est reliée à la sortie du transistor par une ligne quart d'onde. Le circuit résonnant  $f_0$  présente une impédance



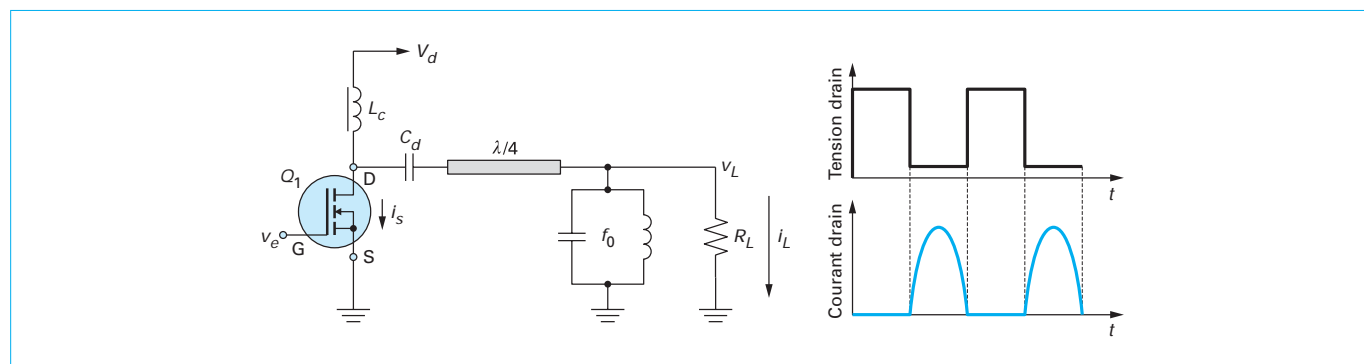


Figure 11 – Classe F : schéma de principe et formes d'ondes

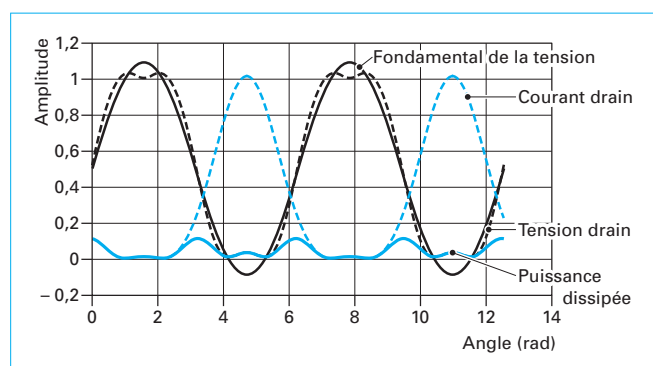


Figure 12 – Tension, courant et puissance dissipée en classe F

faible en dehors de sa bande passante, et en particulier à toutes les fréquences harmoniques du signal. La ligne quart d'onde de liaison fait voir au transistor une impédance :

- élevée pour toutes les harmoniques impaires du signal (transformation d'un quasi-court-circuit par une ligne de longueur  $(2k+1) \cdot \lambda/4$ ) ;
- faible pour toutes les harmoniques paires (restitution d'un quasi-court-circuit par une ligne de longueur  $2k \cdot \lambda/4$ ) ;
- égale à la transformation de l'impédance  $R_L$  par une ligne quart d'onde à la fréquence fondamentale conformément à la relation :

$$Z_e Z_L = Z_0^2 \quad (4)$$

où  $Z_e$ ,  $Z_L$ ,  $Z_0$  sont respectivement l'impédance d'entrée, l'impédance de sortie et l'impédance caractéristique de la ligne. Considérons le transistor comme un générateur de courant, polarisé au voisinage de son blocage. À la mise en conduction, le courant drain est la somme du courant à la fréquence fondamentale, traversant la charge (vue à l'entrée de la ligne quart d'onde) et des courants aux harmoniques paires se refermant sur des quasi-court-circuits, engendrant une forme d'onde en demi-sinusoïde, alors que la tension de drain s'annule. Pendant le blocage, le courant drain s'annule, alors que la tension remonte sur une impédance élevée à toutes les harmoniques impaires engendrant une forme d'onde carrée. Pour l'excursion maximale, le rendement théorique pourrait atteindre 100 % puisque courant et tension ne sont jamais simultanés.

Dans la pratique, la tension de saturation, les temps de commutation, les éléments parasites du transistor, et l'impossibilité pratique de réaliser une ligne de transmission qui soit un multiple de quart d'onde pour toutes les harmoniques limitent le

rendement vers 60 à 75 %. Si l'on ne considère que les harmoniques 2 et 3, les formes d'onde s'éloignent des formes théoriques comme le montre la figure 12. Dans ce cas, pour un taux d'harmonique 3 compris entre 14 et 18 % du fondamental (17 % sur la figure 12) correspondant à l'aplatissement optimum du signal sinusoïdal (fonctionnement *maximally flat*), le montage bénéficie du fait que le fondamental de la tension présente une amplitude supérieure à l'excursion réelle aux bornes du transistor.

Le principe de gestion de la charge présentée aux harmoniques reste valable pour une polarisation en classe AB avec amélioration du rendement de 5 à 15 %, en permettant d'augmenter la puissance de sortie à linéarité constante, grâce à l'aplatissement de la tension drain.

## 2.2.2 Mode commuté

L'état solide ne supportant pas de températures élevées comme les tubes, la réduction des puissances dissipées est une constante préoccupation des concepteurs. Les contraintes liées aux développements technologiques nouveaux vont dans le même sens pour des raisons d'autonomie et de coût de l'énergie. Les procédés d'amplification en mode commuté constituent une réponse possible à ces deux exigences par leurs performances potentielles en termes de rendement électrique.

Fonctionnant par découpage de la tension d'alimentation, ces amplificateurs ne sont pas aptes à restituer une modulation d'amplitude. Ils sont plus spécialement destinés soit à amplifier des signaux à enveloppe constante (modulation de fréquence ou modulation de phase), soit à constituer des éléments de systèmes d'amplification qui seront décrits au paragraphe 3. Ici, la notion de gain n'a plus vraiment de sens, il s'agit en fait de génération de signal de puissance dont les caractéristiques de fréquence et de phase sont fixées par le signal d'entrée, devenu un signal de commande, l'amplitude étant fonction de la tension d'alimentation. Le signal d'entrée ne subit pas de traitement préalable spécifique, contrairement à d'autres procédés fonctionnant en commutation qui seront décrits plus loin (§ 3.2).

Dans le mode commuté, la dissipation devrait être nulle en théorie puisque tension et courant ne sont jamais simultanés. Les deux états correspondent aux cercles blancs du diagramme  $I(V)$  de la figure 13.

En basses fréquences et sans tenir compte des circuits accordés, si les temps de montée et descente des signaux ne sont pas nuls, la consommation intervient essentiellement pendant les commutations où le courant et la tension coexistent, l'un croissant alors que l'autre décroît. En RF, la charge est accordée autour de la fréquence d'utilisation par un circuit sélectif et sa présence modifie la réponse du dispositif. Son effet de roue libre est mis à profit, en fonction du type de montage, et grâce à l'oscillation des grandeurs commutées qu'il provoque, pour commuter une grandeur quand

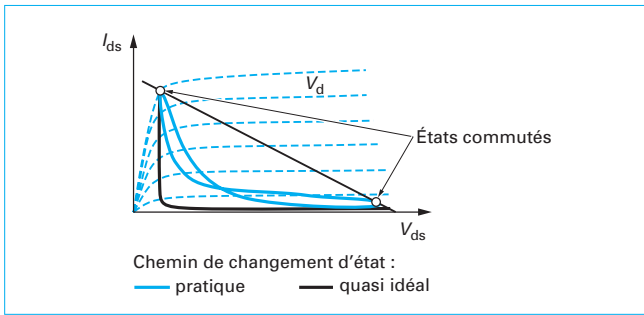


Figure 13 – Chemin du signal pendant la commutation

l'autre passe par zéro. La courbe de charge est alors idéalement celle qui est représentée en noir épais sur la figure 13. Pour faire suite aux classes analogiques A à C, l'appellation de classes a été étendue à ces montages : il s'agit des classes D (comme *digital* : numérique) et E. À noter que la classe F, décrite précédemment, représente en quelque sorte un intermédiaire entre les procédés analogiques et le mode commuté.

Avant d'aborder la description des procédés, voyons quelles sont les sources d'imperfections technologiques qui limitent le rendement dans la pratique :

- la tension de saturation n'est jamais nulle, induisant une dissipation pendant l'état *on*. Pour un FET, à l'état saturé, elle est l'effet de la résistance  $R_{on}$  du transistor : jusqu'à la tension de coude, l'espace drain-source se comporte comme une résistance pure. Dans le cas d'un bipolaire, la tension résiduelle de saturation dépend du courant collecteur ;
- comme le fonctionnement est tributaire des caractéristiques de l'impédance de charge, les éléments parasites du composant semi-conducteur doivent être pris en considération dans la conception, et limitent les fréquences d'utilisation ;
- la difficulté de synchroniser les temps de commutation avec les passages à zéro, ajoutée à celle de concevoir des circuits ayant un comportement proche de la théorie, font que la courbe de charge se situe en réalité entre les courbes noires (fine et épaisse) de la figure 13 (courbe en bleu à titre d'illustration). La puissance consommée a la forme d'une impulsion avec une crête à mi-parcours entre les états bloqué et saturé. Les meilleurs résultats sont obtenus avec des dispositifs dont la fréquence de transition  $F_t$  est grande par rapport à la fréquence de fonctionnement, garantissant des vitesses de commutation élevées.

#### 2.2.2.1 Classe E

Inventée par Sokal en 1975, la classe E lui a permis d'obtenir alors un rendement de 96 % en VHF. C'est une technique de découpage de la tension d'alimentation, développée spécifiquement pour l'amplification RF [2], avec un schéma de base assez simple, elle fait l'objet de nombreuses publications [3] concernant l'explication du fonctionnement et des propositions d'améliorations [4]. *A priori* simple à mettre en œuvre, elle est bien adaptée à l'intégration en circuits monolithiques ou hybrides [5].

La classe E utilise un seul commutateur (ouvert ou fermé) et contrairement à la classe D décrite ci-après (§ 2.2.2.2), il n'y a pas de fermeture vers la masse : l'énergie emmagasinée par la *self* de choc pendant la fermeture est restituée au circuit de sortie à l'état ouvert.

Pour résoudre le problème de la dissipation pendant la commutation, on se sert des caractéristiques de transfert d'énergie dans les composants réactifs, faisant en sorte que la commutation d'une des deux grandeurs (courant ou tension) intervienne après que l'autre est revenue à une valeur négligeable.

Le principe, illustré par le montage de base de la figure 14, est le suivant : la *self* de choc est chargée en énergie magnétique pendant

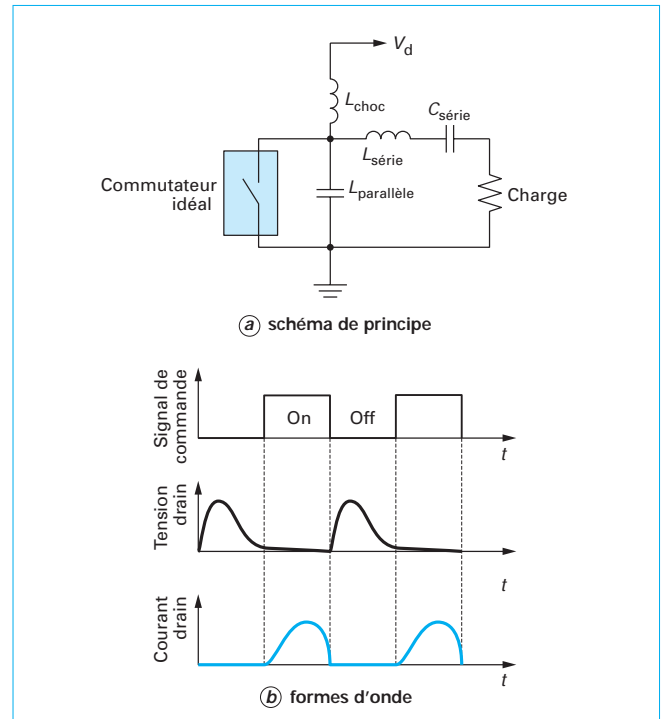


Figure 14 – Classe E

la conduction et se décharge pendant l'ouverture du commutateur, à la fois dans la capacité parallèle, et dans la charge mise en série avec un circuit résonnant série. La tension, qui peut atteindre plusieurs fois la tension d'alimentation aux bornes de la capacité parallèle, doit revenir à zéro avant que le commutateur ne se ferme et qu'il ne commence à conduire. Symétriquement, si la *self* de choc a absorbé toute son énergie et grâce à la décharge complète de la capacité parallèle, le commutateur s'ouvre à courant nul, et la tension ne commence à croître que lentement après la commutation. Ces deux conditions garantissent l'absence de dissipation pendant les temps de commutation.

De plus, si le retour à zéro, respectivement pour la tension aux bornes et pour le courant traversant, arrive à pente nulle (respectivement  $dv/dt = 0$  et  $di/dt = 0$ ) juste avant le changement d'état, quelque imprécision est tolérable dans les instants de commutation sans pour autant augmenter sensiblement la dissipation. Cette tolérance rend le montage apte à amplifier des signaux modulés en phase ou en fréquence sans dégradation notable du rendement.

Les conditions de fonctionnement optimales sont approchées par le choix judicieux des valeurs des composants périphériques et le rendement pourrait théoriquement approcher 100 %. Dans la pratique, ces conditions idéales ne sont pas parfaitement remplies, les formes d'onde aux bornes du transistor étant plus proches de celle de la figure 14, et les éléments parasites du commutateur (résistance série en état passant et fuites en état ouvert) et des composants périphériques limitent la PAE de tels dispositifs. On estime généralement que les pertes engendrées par la classe E sont de 2 à 2,5 fois moindres que la classe B, toutes choses égales par ailleurs. Ainsi, le rendement d'un amplificateur, qui serait de 65 % en classe B, pourrait atteindre 85 % en classe E.

Remarquant que la puissance de sortie ne dépend aucunement de la puissance du signal d'entrée, mais uniquement de la tension d'alimentation, que le rendement, égal à :

$$\eta = P_s / (P_s + P_p) \quad (5)$$

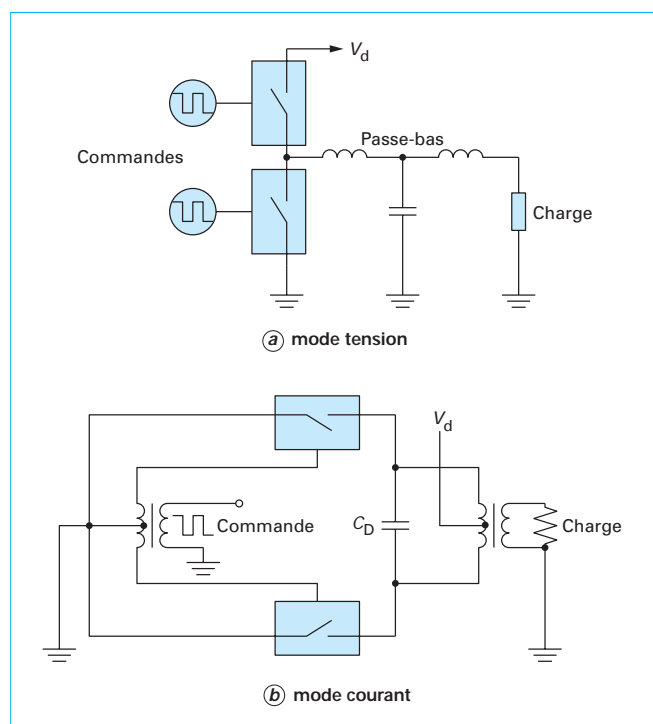


Figure 15 - Schéma de base de la classe D

est pratiquement constant quelle que soit la tension d'alimentation,  $P_s$  et  $P_p$  étant respectivement la puissance de sortie et la puissance des pertes diverses, ce montage est particulièrement intéressant pour le procédé EER (§ 3.1.1).

La capacité de sortie du transistor correspond à la valeur minimale possible de la capacité parallèle et détermine ainsi la fréquence maximale d'utilisation du montage classe E. Le montage de base de la figure 14 fonctionne correctement jusqu'à des fréquences correspondant à 70 ou 80 % de celles du montage classe B correspondant. Cependant, moyennant une complexité accrue du circuit pour mieux gérer les formes d'onde en prenant en compte les harmoniques, la gamme de fréquence peut être étendue au-delà de ce que permettrait la classe B.

Par ailleurs, la bande passante utile du montage est limitée par la sélectivité nécessaire du réseau de filtrage de sortie.

### 2.2.2.2 Classe D

La classe D a été développée initialement pour l'amplification basse fréquence en PWM. Elle a ensuite fait l'objet d'évolutions vers les applications RF et est bien adaptée à l'amplification de fréquences jusque vers 1 GHz à très haut rendement.

Le schéma de base utilise deux transistors montés en série et commandés en opposition de phase. Le commutateur double ainsi constitué est alternativement fermé du côté alimentation et du côté masse pour hacher la tension d'alimentation (figure 15a). En RF, la charge est rendue sélective grâce à la présence d'un circuit résonnant série (ou d'un passe-bas en T) de liaison au point commun des commutateurs. La tension découpée est un signal carré, mais le courant dans le circuit de charge, et donc la tension aux bornes de la charge sont sinusoïdaux. La charge présentant des impédances élevées pour les harmoniques du signal, ce mode de fonctionnement est appelé « mode tension ». Dans la pratique, ce mode est limité aux fréquences pour lesquelles la capacité de sortie du transistor reste faible, y compris aux premiers harmo-

niques. De plus, il n'est guère réalisable en RF au-delà de 100 MHz compte tenu de la morphologie des transistors, dont une des connexions (généralement la source) est reliée au boîtier.

Un montage mieux adapté est le montage dit « en mode courant » où la charge présente un court-circuit aux harmoniques (circuit résonnant parallèle ou passe-bas en  $\pi$ ) car il présente l'avantage d'intégrer les capacités de sortie des transistors dans le circuit de charge [6]. La réalisation consiste en un montage *push-pull* classe B fonctionnant en commutation (figure 15b). Le rendement peut être très élevé (60 à 90 %) et dépend du rapport entre les temps de commutation et la période du signal. Il se dégrade avec la fréquence, mais peut dépasser 50 % pour un étage en bande X (vers 10 GHz) avec les technologies actuellement disponibles. Les principes de la classe F peuvent constituer une autre voie d'amélioration de la classe D. Pour les plus basses fréquences (relativement à la fréquence de coupure des composants actifs), l'omission du circuit sélectif de sortie impose un véritable fonctionnement en commutation, et donc un signal carré aux bornes de la charge. Ce mode de fonctionnement est utilisé notamment dans les systèmes à très haut rendement décrits au paragraphe 3.1.1.

### 2.2.3 Critères de choix

Il est difficile de faire un choix pertinent entre les trois classes présentées précédemment dans la mesure où les rendements pratiques accessibles sont comparables (typiquement dans la gamme de 60 à 90 %), mais une comparaison s'impose sur des critères simples :

- la classe F est par excellence la classe haut rendement des systèmes intégrés en hyperfréquences (AsGa) au-delà de 10 GHz, où tous les paramètres peuvent être optimisés autour de la puce nue du transistor. Elle est applicable à la modulation d'amplitude en permettant d'améliorer la dynamique d'amplificateurs en classe AB. Elle est bien adaptée à des bandes étroites (10 % typiques) ;
- la classe E est un montage relativement simple, bien que sa mise au point soit délicate. Sa limite en fréquence est clairement définie par l'annulation de la capacité matérielle en parallèle sur la sortie, la seule capacité parasite de sortie du transistor jouant alors le rôle de réservoir : plusieurs gigahertz avec les technologies actuelles. Elle est à réserver à l'amplification de signaux à faible largeur spectrale (10 à 20 %) ;
- la classe D est tributaire des capacités et *selfs* parasites des composants, elle pourra donc être considérée pour des basses fréquences avec des transistors en boîtier, ou en intégration où on peut maîtriser complètement les circuits associés à la puce nue du transistor. La mise en œuvre est plus complexe puisqu'elle nécessite les circuits d'association de deux transistors. Les largeurs de bande accessibles sont les mêmes que celles des classes analogiques.

## 2.3 Procédés d'amélioration

Les procédés d'amélioration visent à optimiser certaines caractéristiques des amplificateurs analogiques par associations ou ajouts d'éléments aux montages de base.

### 2.3.1 Modulation d'alimentation

La modulation d'alimentation, appelée aussi *envelope tracking* (ET) est applicable aux classes d'amplification analogique (A à C et F), travaillant sur des signaux modulés en amplitude, afin d'en améliorer le rendement électrique.

Le procédé consiste à accompagner la tension d'alimentation en fonction du taux de modulation de signal (figure 16). De cette façon, l'excursion du signal de sortie reste constamment proche de son amplitude maximale admissible, sans, en théorie, en affecter le gain, le transistor se comportant comme un générateur de courant, grâce à sa caractéristique  $I(V)$  de sortie, aussi bien pour un FET qu'un bipolaire.

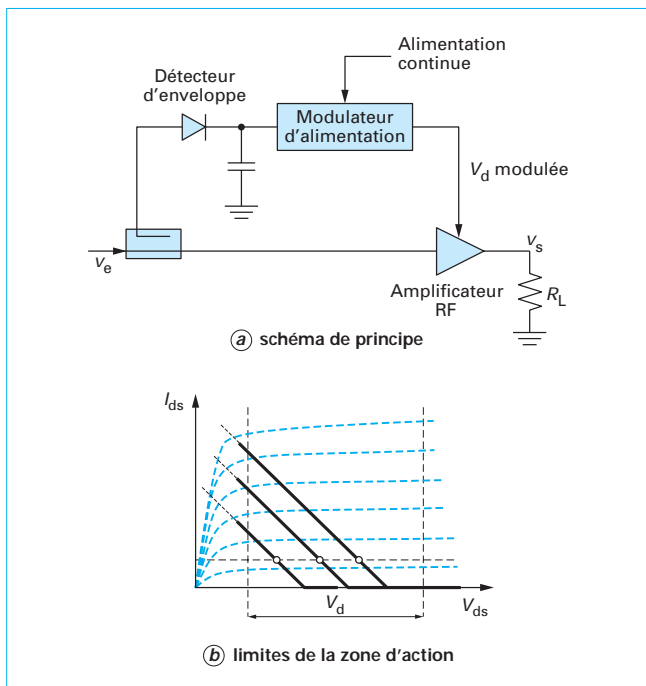
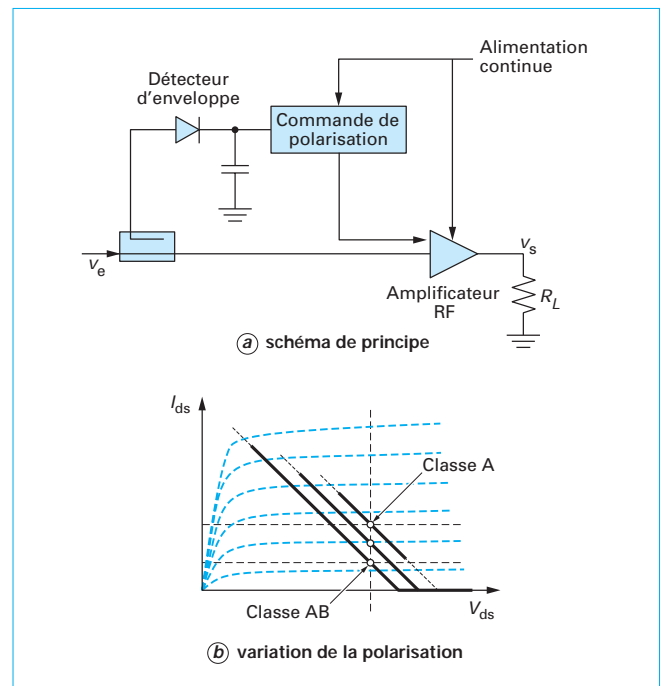
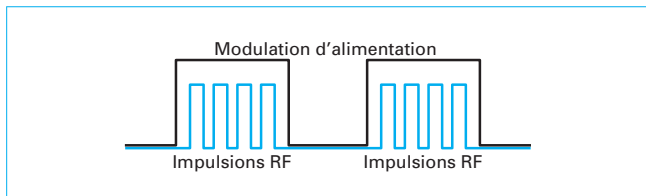

 Figure 16 – Modulateur d'alimentation (*envelope tracking*)

 Figure 18 – Polarisation dynamique (*dynamic bias*)


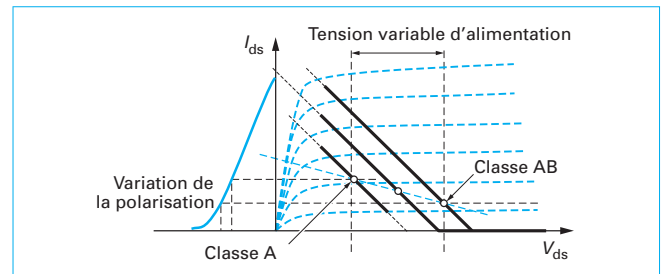
Figure 17 – Tension d'alimentation d'un amplificateur de radar

Il faut cependant éviter d'atteindre la tension de coude de collecteur ou de drain, niveau en dessous duquel le gain varie avec la tension d'alimentation. La figure 16 montre l'exemple d'une classe AB avec les limites d'action correspondantes de la modulation d'alimentation : pour maintenir une certaine linéarité, cette modulation doit être de plus faible profondeur que la modulation du signal, ce qui limite le taux d'amélioration du rendement (sauf à précorriger le signal incident). En l'absence de cette précorrection, on ne peut espérer que quelques points d'amélioration du rendement (typiquement 5 % pour un amplificateur classe A et un signal modulé en amplitude par une sinusoïde).

Une variante est mise en œuvre universellement dans les systèmes fonctionnant en impulsion RF en classe C (radar), qui consiste à couper complètement la tension d'alimentation en dehors des impulsions pour annuler la consommation par les fuites du composant actif : les trains d'impulsion sont encadrés par des créneaux de tension d'alimentation (figure 17).

### 2.3.2 Polarisation dynamique

La polarisation dynamique, ou *dynamic bias* (DB), améliore la linéarité propre d'un étage fonctionnant en classes B ou AB (éventuellement F analogique). La non-linéarité de la réponse amplitude/amplitude (AM/AM) d'un amplificateur est due à la variation de


 Figure 19 – Combinaison *envelope tracking* et *dynamic bias*

son gain en fonction de l'amplitude du signal incident. En classe A, la réponse non linéaire est due à la saturation, le gain étant maximum au point de polarisation, donc pour les petits signaux. Aucune action directe sur l'amplificateur n'est envisageable pour faire varier le gain aux forts signaux. Par contre, en classe B, la fonction de transfert est telle que le gain diminue quand le signal incident diminue (figure 6). Dans le cas d'un amplificateur classe B ou AB, on peut augmenter la polarisation vers la classe A pour les signaux faibles de façon à maintenir un gain constant (figure 18) et ainsi rétablir une réponse AM/AM acceptable.

Le procédé consiste donc à agir, en temps réel, sur la polarisation des composants de l'étage à l'aide d'une commande élaborée à partir de l'enveloppe du signal pour améliorer dynamiquement sa caractéristique de linéarité (voir un exemple d'application à 800 MHz [7]). Il améliore la linéarité AM/AM, bien qu'au détriment du rendement puisque l'amplificateur évolue dynamiquement entre classe A et classe B, mais pas la réponse AM/PM dont les distorsions apparaissent principalement vers les forts niveaux.

Il est possible de combiner les deux procédés ET et DB pour optimiser malgré tout le rendement, comme le montre le diagramme de la figure 19.

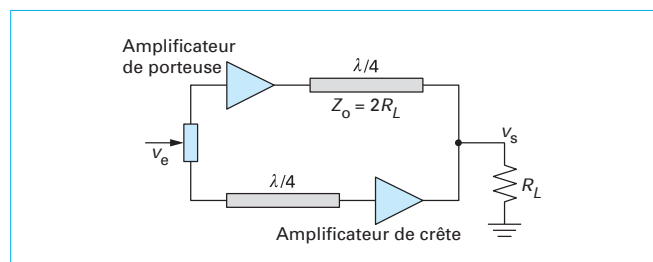


Figure 20 – Schéma de principe de l'amplificateur Doherty

### 2.3.3 Amplificateur Doherty

Le procédé Doherty met l'accent sur le compromis linéarité/rendement électrique. Il permet d'augmenter le rendement des amplificateurs linéaires pour les niveaux faibles d'un signal modulé en amplitude. Il consiste en une association particulière d'amplificateurs de classes analogiques, en vue d'en améliorer le rendement global. Il est donc applicable à un étage quelconque d'amplification.

Le schéma de principe est présenté sur la figure 20 : deux voies d'amplification, montées en parallèle, sont combinées. Chacune des deux voies amplifie directement le signal modulé, mais les deux amplificateurs sont différents. Pour les niveaux faibles, l'amplificateur principal, dit « amplificateur de porteuse » fonctionne seul, mais sur une charge élevée garantissant une consommation limitée. À partir d'une certaine puissance d'entrée, le deuxième amplificateur dit « amplificateur de crête » se débloquent, et son signal vient s'ajouter à celui de la voie principale, en diminuant simultanément l'impédance de charge. Le déblocage progressif de l'amplificateur de crête est automatique, résultant du choix de son point de polarisation (classe C plus ou moins profonde).

Si l'amplificateur de porteuse est polarisé en classe AB, sa linéarité à faible niveau reste acceptable, et suite à la valeur importante de sa charge, il atteint rapidement sa zone de saturation, alors que le deuxième amplificateur prend le relais pour assurer les crêtes de modulation.

Dans le concept conventionnel, une ligne quart d'onde, connectée en sortie de l'amplificateur de porteuse, assure la variation automatique d'impédance, et une ligne quart d'onde est ajoutée en série en entrée de l'amplificateur de crête pour rééquilibrer les phases entre les deux voies d'amplification. Le premier niveau de saturation de l'amplificateur est fixé à 6 dB en dessous du niveau maximum de sortie du système, ce qui signifie que l'impédance présentée à l'amplificateur de porteuse est  $4R_L$  (obtenue grâce à une impédance caractéristique de ligne égale à  $2R_L$ ) pour les petits signaux.

Dans un premier temps, seul l'amplificateur de porteuse est opérationnel, alors que l'amplificateur de crête reste bloqué. Au niveau d'entrée correspondant au déblocage de l'amplificateur classe C (à -6 dB du niveau maximal), l'amplificateur de porteuse atteint son excursion maximale sur  $4R_L$ , et donc un rendement maximum. L'amplificateur de crête commence alors à amplifier, provoquant simultanément la décroissance de la charge présentée à l'amplificateur de porteuse. Cette charge diminue progressivement jusqu'au niveau maximum de sortie, où chaque amplificateur contribue pour moitié à la puissance dans la charge (chacun voit donc  $2R_L$ ) et le rendement est de nouveau maximum, ce qui explique l'allure de la courbe de rendement de la figure 21.

La performance de linéarité, schématisée sur la figure 21 est un peu dégradée par rapport à ce qu'on peut obtenir d'un amplificateur simple en classe AB par exemple.

Le point de « commutation » peut être modifié, donnant alors un pic de rendement à une puissance différente. Le choix de ce point de commutation doit être fixé en fonction de la distribution des densités de puissance du signal à transmettre, de façon à optimiser le rendement moyen de la chaîne en conditions opérationnelles.

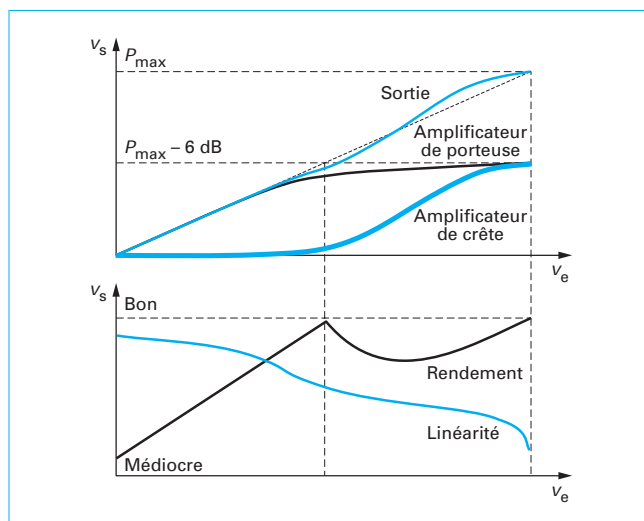


Figure 21 – Amplification Doherty : relation entre les niveaux de puissance des deux amplificateurs et les caractéristiques de qualité

Le procédé peut être étendu à plusieurs amplificateurs de crête fonctionnant à des niveaux échelonnés, permettant d'optimiser le rendement par pas successifs jusque vers les puissances les plus faibles [8]. Une telle réalisation, très complexe et délicate en composants discrets, pourrait valablement être intégrée sur un MMIC, permettant d'obtenir des rendements élevés pour des applications à modulation complexe.

## 3. Systèmes d'amplification RF

Nous regroupons sous ce vocable de « système », des assemblages visant à faire de l'amplification analogique avec des procédés à haut rendement, donc par définition non linéaires. Ces systèmes sont développés dans le double but de satisfaire les clauses de linéarité des systèmes de télécommunication à modulations complexes et de garantir un rendement électrique optimum. Tous nécessitent un traitement préalable du signal, plus ou moins complexe, analogique ou numérique.

Ils sont classés selon trois catégories : les systèmes complexes, l'amplification analogique à commutation et l'amplification numérique.

### 3.1 Systèmes complexes

Les systèmes complexes sont des astuces de montage permettant de restituer la modulation d'amplitude à partir d'amplificateurs non linéaires.

Ces procédés sont attractifs pour leurs caractéristiques de rendement et de linéarité et les progrès dans le domaine du traitement de signal les rendent de plus en plus accessibles.

#### 3.1.1 Procédé EER

Le procédé EER (*envelope-elimination-and-restoration* ou « Kahn » du nom de son inventeur), repose sur le principe de décomposition du signal en module et en phase (décomposition en coordonnées polaires). Ce traitement préalable peut être analogique, et par conséquent facilement intégré au sous-ensemble amplificateur. Il peut aussi bénéficier du traitement numérique



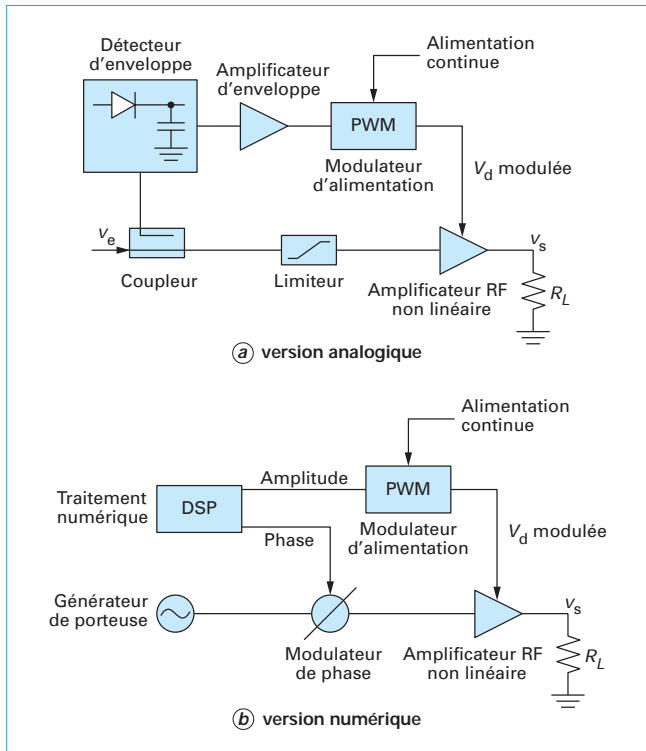


Figure 22 – Procédé Kahn EER

inhérent à tout émetteur de télécommunication moderne. Il n'est alors plus dissociable du système complet.

Dans sa version analogique, le signal modulé d'entrée est réparti sur deux voies (figure 22a) :

- la voie d'information de phase où un limiteur élimine la modulation d'amplitude, et transmet à un amplificateur RF à haut rendement un signal d'amplitude constante où seule l'information de phase est présente. La limitation préalable à l'amplification évite les problèmes éventuels de distorsion AM/PM de l'amplificateur ;
- la voie d'information d'amplitude (bande de base), qui extrait, par détection, l'enveloppe du signal, l'amplifie et module la tension d'alimentation de l'amplificateur RF.

La combinaison du signal amplifié modulé en phase et de la modulation d'alimentation de l'amplificateur de puissance RF restitue le signal composite d'origine.

Les précautions à prendre concernent d'une part la qualité du limiteur en termes de distorsion AM/PM, et d'autre part la linéarité et la bande passante de la voie en bande de base.

Cette architecture fait appel à deux amplificateurs à haut rendement :

- en RF, classes C, D, E [9] ou F par exemple, dont la tension de sortie sera directement fonction de la tension d'alimentation ;
- en BF pour le signal de modulation d'amplitude, classe S (codage PWM et filtrage).

Dans la version analogique, des systèmes de linéarisation peuvent être associés à chacune des voies.

Dans la version numérique (figure 22b), le traitement de signal élabore les commandes de phase et d'amplitude du signal. La première est appliquée à un modulateur de phase agissant sur le signal de porteuse généré par ailleurs, et la deuxième commande le modulateur d'amplitude. Le traitement numérique peut, en outre, prendre en compte des sujétions de prédistorsion.

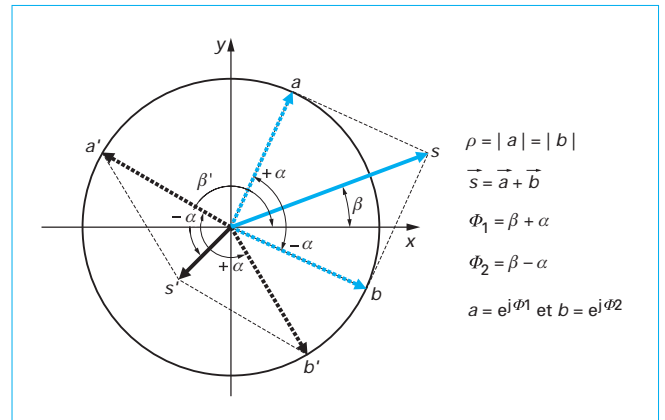


Figure 23 – Décomposition d'un signal modulé

Pour un amplificateur RF en mode analogique, si la tension d'alimentation est au voisinage du coude de la caractéristique  $I(V)$ , le taux de modulation par le drain peut être important, même si l'amplificateur n'est pas saturé. Ce principe est donc bien adapté pour les systèmes alimentés sous faible tension comme les téléphones portables (où précisément le rendement électrique est un souci majeur). Par contre, pour les amplificateurs de grande puissance où la tension d'alimentation est souhaitée élevée pour optimiser le rendement en fort signaux, le taux de modulation par le drain (ou le collecteur) est faible et donc le meilleur résultat sera obtenu avec des amplificateurs en mode commuté.

L'amplificateur de modulation d'alimentation, quant à lui, doit être capable de transmettre, sans altération, toutes les fréquences de la bande de base, qui peut aller jusqu'à 20 MHz pour des émetteurs de télécommunication délivrant un signal OFDM.

### 3.1.2 Amplification LINC

Le procédé LINC (*linear amplification using nonlinear components*), appelés aussi *outphasing amplifier*, consiste à recréer le signal modulé complexe à partir de composantes d'amplitude constante, amplifiées par des amplificateurs à haut rendement. Il suppose de disposer de ces composantes particulières du signal, et donc nécessite un traitement préalable (réalisé par un SCS : *signal components separator*), qui, dans la pratique, ne peut être effectué que par calcul numérique avec un DSP. Il s'agit donc d'un procédé applicable au niveau système.

Les amplificateurs LINC fonctionnent selon le principe suivant :

Tout signal constitué par une porteuse modulée peut être décomposé en deux vecteurs tournants d'amplitude constante et égale à  $\rho$  (figure 23).

L'angle  $2\alpha$  des deux vecteurs tournants est déterminé par l'amplitude du signal initial, et l'angle  $\beta$  de la bissectrice de cet angle est égal à la phase du signal initial par rapport à une référence (l'axe des abscisses pour la figure 23).

Ces deux signaux (vecteurs) sont amplifiés et recombinaés en sortie par un coupleur garantissant l'isolement entre les deux voies d'amplification redonne le signal modulé initial (figure 24).

L'intérêt du procédé réside dans le fait que les amplificateurs peuvent être à très haut rendement, puisque fonctionnant à enveloppe constante. En contrepartie, la consommation reste invariable et donc le rendement décroît avec la profondeur de modulation. Une comparaison entre les rendements respectifs des classes A et B et de l'amplification LINC en fonction de la puissance de sortie est indiquée sur la figure 25.

Si on le compare à la classe B, le procédé LINC n'est en théorie avantageux que pour des signaux à faible profondeur de modula-



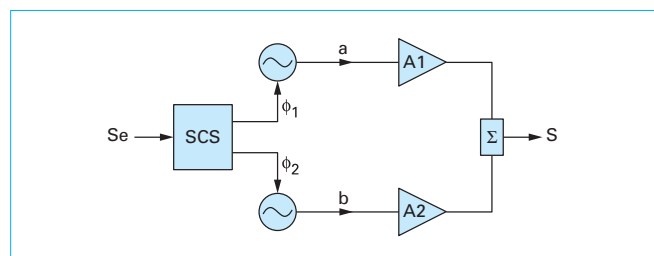


Figure 24 - Recombinaison du signal LINC

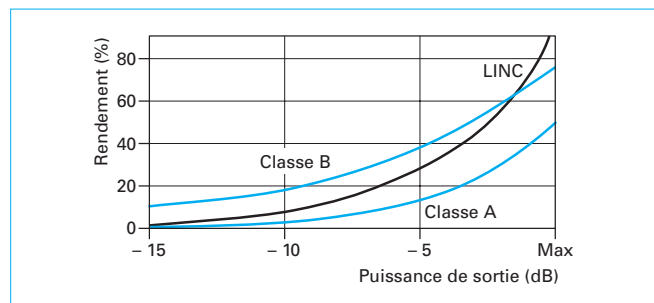


Figure 25 - Rendements théoriques comparés entre LINC, classe B et classe A

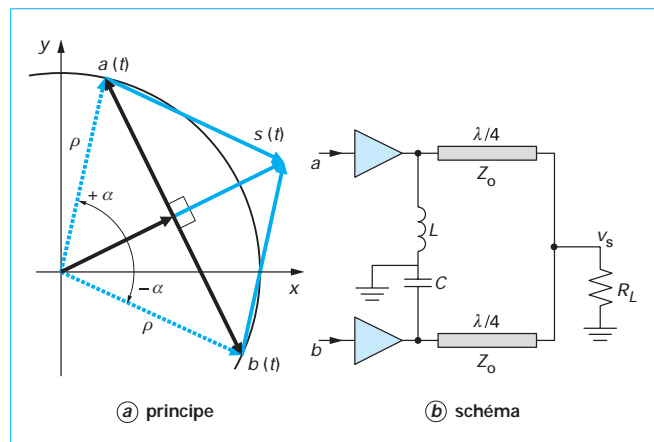


Figure 26 - Amplification Chireix

tion, ou dont la probabilité de densité de puissance se trouve vers le maximum. Mais, il bénéficie de deux avantages pratiques : le rendement peut s'avérer plus important que celui de la classe AB et la linéarité ne dépend pas de la qualité en linéarité des amplificateurs mais seulement de paramètres systèmes : identité des deux amplificateurs, performances des modulateurs et coupleurs...

La puissance, qui n'est pas restituée en sortie, se retrouve dans la charge poubelle du coupleur. Des schémas sont proposés pour réinjecter cette puissance dans l'alimentation de l'ensemble après redressement et filtrage. La puissance réinjectée est d'autant plus importante que le signal de sortie est faible, mais les pertes dues aux diodes de redressement en limitent l'efficacité. L'efficacité de ce dispositif est donc d'autant plus importante que la puissance de l'amplificateur est élevée.

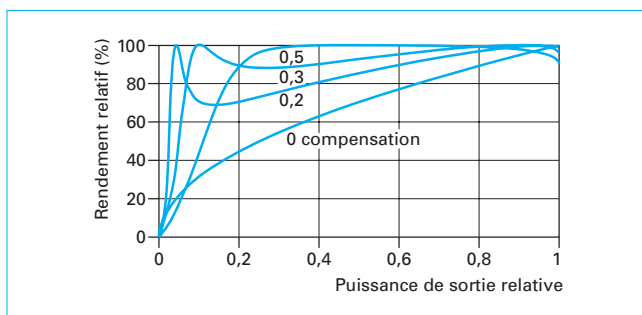


Figure 27 - Amplification Chireix : rendement en fonction de la compensation LC

### 3.1.3 Amplification Chireix

Il s'agit d'une variante de LINC, avec les mêmes impératifs de traitement d'entrée, et inventée pour optimiser le rendement dans le cas de fortes dynamiques de modulation d'amplitude.

L'amplification Chireix, est un dispositif où la consommation varie avec l'amplitude du signal de sortie, selon un principe similaire à celui du montage Doherty. Cette variante est intéressante dans la mesure où les modulations complexes (de type QAM, OFDM ou CDMA) se développent, modulations pour lesquelles la probabilité de densité de puissance maximum se situe à une dizaine de dB en dessous de la puissance crête. Dans ce montage, le coupleur de sortie ne présente aucun isolement entre les deux voies d'amplification. Cette particularité rend la conception du système plus délicate, mais ouvre des possibilités nouvelles en matière de rendement.

Considérons les deux signaux  $a$  et  $b$  de la figure 23. Ces deux signaux peuvent s'écrire (voir le diagramme de la figure 26) :

$$a(t) = \rho \cdot (\cos(\omega t) + j \cdot \sin \alpha(t)) \quad (6)$$

$$b(t) = \rho \cdot (\cos(\omega t) - j \cdot \sin \alpha(t)) \quad (7)$$

où  $\rho$  et  $\alpha$  sont respectivement l'amplitude des deux vecteurs tournants et l'angle de l'un d'eux par rapport au vecteur représentant le signal initial  $s(t)$ .

Le montage Chireix est celui de la figure 26b : les deux amplificateurs supposés fonctionner en mode commuté sont reliés, en différentiel, à la charge  $R_L$  par l'intermédiaire de lignes  $\lambda/4$ . En l'absence des éléments  $L$  et  $C$ , le courant dans la charge  $R_L$ , transformée de  $R_L$  par les lignes  $\lambda/4$ , serait :

$$i(t) = (a(t) + b(t)) / R_L \quad (8)$$

$$i(t) = (2\rho \cos \alpha(t)) / R_L \quad (9)$$

Les charges vues par les amplificateurs seraient :

$$Z_1 = (R_L / 2) (1 - j \tan \alpha(t)) \quad (10)$$

$$Z_2 = (R_L / 2) (1 + j \tan \alpha(t)) \quad (11)$$

Les influences mutuelles des amplificateurs génèrent donc une impédance réactive sur chacun d'eux, de signes opposés, et fonction de l'angle  $\alpha$ , c'est-à-dire de la profondeur de modulation. Le courant supplémentaire apporté par ces réactances dégrade le rendement des amplificateurs d'autant plus que la modulation est plus profonde. Pour pallier cet effet, les réactances  $L$  et  $C$  sont ajoutées au montage de façon à remonter le rendement pour un niveau de modulation donné. Ce niveau de compensation sera choisi en fonction de la probabilité de densité de puissance du signal à traiter. La figure 27 montre l'évolution du rendement en fonction de la puissance de sortie du montage pour diverses valeurs de la compensation.

Une réalisation à 5 GHz d'un amplificateur Chireix a été ainsi démontrée pour une puissance de 1 W (applications WiFi), utilisant deux amplificateurs classe F [10]. Les transistors AsGa fonctionnant sous 17 V avec des fréquences de transition Ft de 100 GHz, la transformation d'impédance est relativement faible en sortie, et un rendement de 33 % est obtenu pour un recul (*back-off*) de presque 8 dB.

### 3.1.4 Remarques

La littérature confond parfois les systèmes LINC, Chireix et Doherty.

En fait, les trois utilisent deux chaînes d'amplificateurs en parallèle et couplées en sortie :

- LINC, ou *outphasing*, utilise un couplage de sortie isolant les deux amplificateurs, et donc la consommation reste constante quel que soit le niveau du signal de sortie ;
- Chireix utilise un couplage de sortie sans isolement, ce qui provoque une variation de charge de chaque amplificateur en fonction du déphasage entre les deux voies, et donc potentiellement une variation de la consommation en fonction du signal de sortie ;
- Doherty utilise deux amplificateurs fonctionnant dans des classes différentes, et dont l'un se débloque pour les hauts niveaux. Le couplage est sans isolement, mais les charges respectives des amplificateurs dépendent du point de fonctionnement de l'autre (comme Chireix). Ceci a pour conséquence, ici aussi, de faire varier la consommation en fonction du niveau de signal. Contrairement aux deux procédés précédents, celui-ci ne nécessite pas de traitement préalable du signal.

L'optimisation des caractéristiques est d'autant plus efficace si elle est effectuée au niveau des fonctions élémentaires, en minimisant les éléments parasites des circuits et certains fabricants de composants commencent à proposer ces trois procédés sous forme de circuits monolithiques complexes.

## 3.2 Amplification analogique à commutation

Les procédés d'amplification de puissance analogique à commutation visent à des rendements très élevés grâce au fonctionnement en mode commuté, mais restituent un signal analogique par un filtrage adapté en sortie.

Ces procédés sont séduisants pour les systèmes, mais limités en fréquence par les caractéristiques en commutation des composants. Compte tenu de leurs potentialités de rendement, ils sont à considérer avec attention au regard des évolutions technologiques des semi-conducteurs, en particulier l'amélioration de leurs fréquences de transition.

### 3.2.1 Classe S

La classe S est aussi appelée amplification PWM. Elle consiste à échantillonner un signal à très haute fréquence (en respectant le théorème de Shannon), et de moduler les échantillons en largeur en fonction de l'amplitude instantanée du signal. La restitution du signal initial se fait en sortie par simple filtrage passe-bas, linéaire par définition. Son utilisation s'est généralisée en amplification basse fréquence et dans le domaine des alimentations à découpage (jusqu'à quelques mégahertz de fréquence d'échantillonnage), grâce à ses performances de rendement et de linéarité. Il est bien adapté à l'amplification de la modulation des procédés *envelope tracking* et EER décrits plus haut.

Une variante peut être valablement utilisée en RF directement pour des émetteurs. On l'inclut traditionnellement dans les classes d'amplification (« classe S RF »), bien qu'elle nécessite une transformation préalable du signal par un procédé analogique ou numérique, celui-ci étant bien maîtrisé jusque vers 2 GHz de fréquence d'échantillonnage (figure 28).

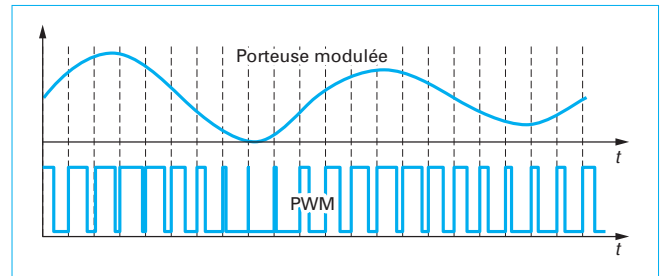


Figure 28 – Classe S : modulation de largeur d'impulsions (PWM)

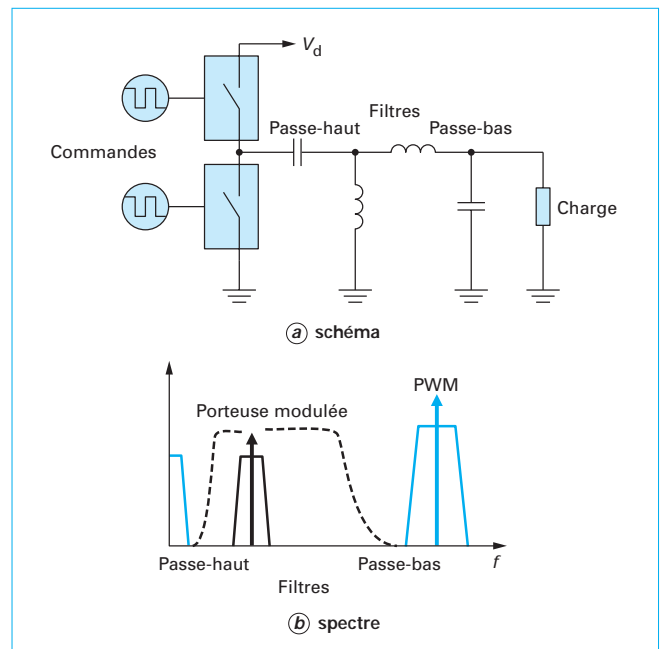


Figure 29 – Amplification classe S RF

Après découpage de l'alimentation par les commutateurs, le signal est restitué par filtrage passe-bas qui élimine la fréquence d'échantillonnage, comme dans le cas précédent, mais un filtre passe-haut est ajouté pour éliminer la bande de base (figure 29). Le rendement dépend des vitesses de commutation et des résistances « ON » des commutateurs utilisés.

Ce procédé autorise de très larges bandes de signal, allant théoriquement de la fréquence haute de la bande de base à la moitié de la fréquence d'échantillonnage, fréquence à laquelle le filtre passe-bas doit présenter une atténuation suffisamment importante pour l'éliminer. Pour cette raison, dans la pratique, les fréquences d'échantillonnage sont 5 à 10 fois celles du signal à amplifier.

Dans la mesure où les temps de commutation restent faibles devant la largeur minimale des impulsions, la linéarité ne dépend que de la qualité du procédé de modulation de largeur, ce qui limite les applications à des fréquences qui vont de quelques dizaines de mégahertz pour des puissances dans la gamme des 100 W à des centaines de mégahertz pour des puissances inférieures à 10 W en technologie AsGa. Si l'ensemble de commutation limite les harmoniques du signal PWM, on peut alors envisager l'adjonction d'un système de correction de linéarité, sous forme de prédistorsion.

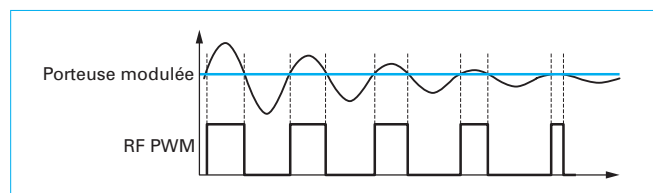


Figure 30 – Modulation de largeur d'impulsions (RF PWM)

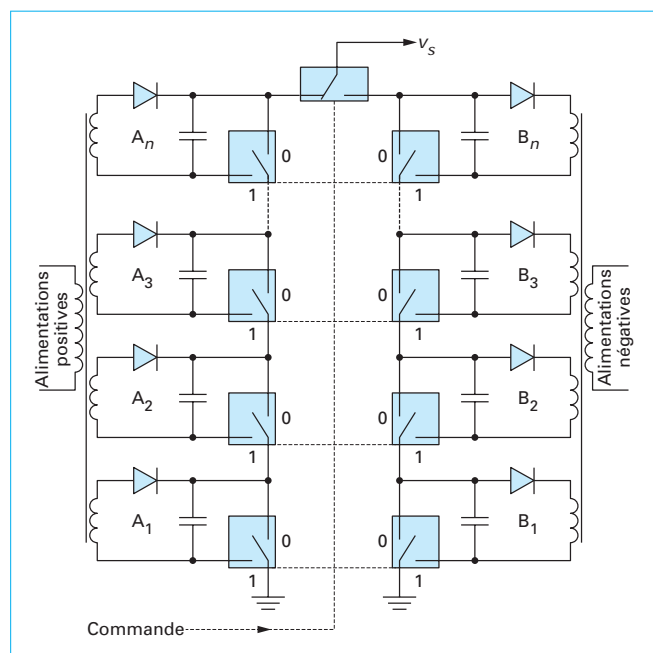


Figure 31 – Synthèse directe de signal en puissance

Une variante de ce procédé n'en diffère que par la méthode d'élaboration des impulsions à amplifier : il s'agit de la modulation sigma-delta. Ici aussi, l'échantillonnage est à fréquence plus élevée que le signal, et des réalisations vers 1 GHz ont déjà été démontrées.

### 3.2.2 Modulation de largeur d'impulsions RF

Dans ce procédé, dit « à modulation de largeur d'impulsions RF » (RF PWM ou PDM : *pulse duration modulation*), la porteuse modulée est transformée en un signal carré, pour la rendre compatible avec une amplification à haut rendement (classe D, F) et la modulation d'amplitude est reproduite par la variation du rapport cyclique de ce signal carré. Contrairement à la classe S RF, la fréquence d'échantillonnage correspond à la fréquence de porteuse. Le procédé ne s'applique donc qu'à ces signaux de largeur de bande limitée. Le caractère analogique de la porteuse modulée en amplitude est conservé grâce à la modulation de largeur, et le positionnement relatif en temps de chaque impulsion par rapport à une fréquence pure permet de conserver l'information d'une modulation de phase ou de fréquence. La largeur des impulsions, donc leur énergie, est proportionnelle au sinus de l'amplitude instantanée du signal RF (figure 30).

Le traitement du signal d'entrée peut se faire de manière analogique ou numérique, mais forcément à bas niveau. Le signal analogique de sortie de l'amplificateur est restitué par un filtrage sélectif autour de la fréquence porteuse. Ce filtrage doit présenter une faible variation du temps de propagation de groupe dans la bande passante utile pour restituer correctement la modulation de phase [11].

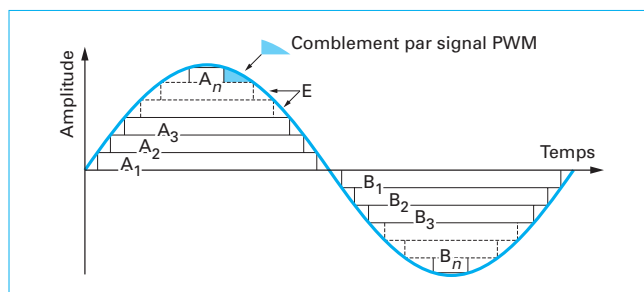


Figure 32 – Synthèse de la forme d'onde

## 3.3 Amplification numérique

L'amplification numérique consiste à synthétiser la forme d'onde directement en puissance à partir d'un échantillonnage et d'un traitement numérique du signal d'entrée.

Deux méthodes de synthèse du signal de puissance RF sont décrites : une numérisation de la forme d'onde du signal RF pour le premier, et une numérisation de l'enveloppe de modulation d'amplitude pour le second.

### 3.3.1 Synthèse de signal en puissance

C'est un procédé à très haut rendement utilisé dans certains émetteurs en ondes longues, ondes moyennes, voire ondes courtes [12]. Il est applicable à de très fortes puissances (jusqu'à des centaines de kilowatts).

L'émetteur réalise une synthèse numérique du signal RF (DDS : *direct digital synthesis*) : construction de la forme d'onde instantanée par traitement numérique, directement en puissance à l'aide de commutateurs qui permettent de sommer les tensions d'alimentations indépendantes. La figure 31 montre le principe utilisé pour réaliser cette synthèse : des alimentations continues indépendantes et d'égales tensions de sortie ( $A_1...A_n$  et  $B_1...B_n$ ) sont branchées en série, la tension totale instantanée  $v_s$  étant proportionnelle au nombre d'interrupteurs fermés (en position 1).

La gestion des temps de fermeture et d'ouverture des interrupteurs permettent de construire la forme d'onde à partir du signal numérique, comme schématisé sur la figure 32. La résolution de la synthèse est définie par le nombre  $n$  d'alimentations commutées. Certaines techniques de comblement des espaces  $E$  (sur la figure 32) de l'approximation, permettent de limiter ce nombre : formes d'onde complémentaires obtenues par PWM et sommées au signal avant filtrage de sortie par exemple.

Les commutateurs sont réalisés en technologie IGBT pour les plus basses fréquences (ondes longues) et en MOSFET pour les fréquences plus élevées. Les composants actifs, fonctionnant à des fréquences relativement basses et en commutation, les rendements atteints sont très élevés : > 90 % pour des émetteurs de dizaines de kilowatts. Les problèmes de linéarité ne se posent pas autrement que dans la performance du traitement de signal.

### 3.3.2 Modulateur numérique d'enveloppe en puissance

Toujours dans le but d'améliorer le rendement, tout en préservant les caractéristiques de linéarité, ce procédé consiste à créer l'enveloppe de modulation d'un signal RF en synthétisant sa puissance de sortie par couplage d'amplificateurs dont les puissances sont étagées en puissance de 2 (figure 33) [13].

Chaque amplificateur délivre une puissance constante, et donc peut fonctionner à haut rendement. La sommation des signaux est assurée par une batterie de coupleurs 3 dB branchés en série.

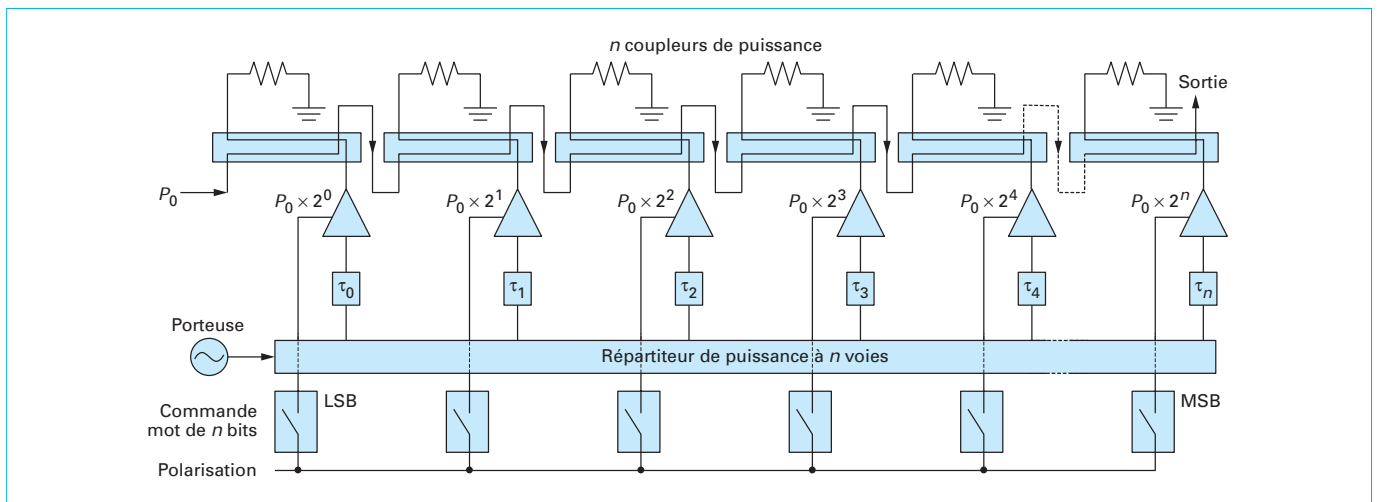


Figure 33 – Principe du modulateur de puissance

Tous les amplificateurs sont excités à partir d'un générateur de porteuse commun de sorte que les signaux soient synchrones, et chaque voie d'amplification subit un déphasage ( $\tau_0 \dots \tau_n$ ) tel que la sommation se fasse bien en phase en sortie, malgré les déphasages apportés par les coupleurs et les circuits de liaisons. La commande de la modulation obéit aux mots binaires représentant la valeur instantanée de l'enveloppe du signal RF, chaque bit commandant la mise en marche ou l'arrêt de l'amplificateur dont le poids (puissance de sortie) correspond à son positionnement dans le mot binaire. Ce procédé est, en théorie, applicable à n'importe quelle fréquence, la difficulté résidant dans la vitesse de commutation de chaque amplificateur, afin de minimiser les impulsions parasites dans l'enveloppe du signal RF.

On démontre que dans un tel montage, où les amplificateurs délivrent des puissances en  $2^n$ , la tension de sortie est proportionnelle au nombre binaire de commande par le jeu des puissances perdues dans les charges poubelles des coupleurs. Le procédé est donc linéaire. Le rendement est proportionnel à la puissance de sortie, comme pour un amplificateur classe A, mais il est, en théorie, voisin de 100 % au maximum pour 50 % en classe A.

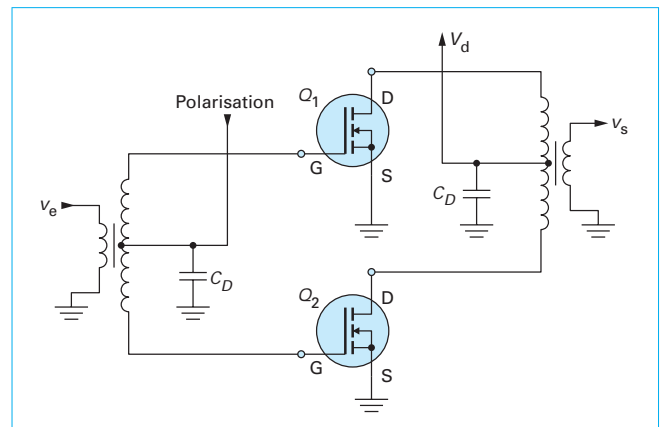
Ce modulateur peut délivrer des signaux RF à modulations complexes à partir d'un signal décomposé en coordonnées polaires numérisées, la modulation de phase éventuelle étant appliquée directement au générateur de porteuse.

## 4. Systèmes de couplages

La puissance unitaire des composants état solide destinés à l'amplification haute fréquence étant limitée, il est souvent nécessaire de coupler plusieurs amplificateurs élémentaires pour atteindre les puissances des étages de sortie des systèmes. Le couplage d'amplificateurs est une pratique courante dans tous les domaines de fréquence, et quelle que soit la technologie, du discret à l'intégré monolithique. Nous allons décrire plusieurs possibilités de couplages en fonction de leur usage, mais aussi selon leurs domaines d'applications en termes de fréquence, bande passante et technologie.

### 4.1 Push-pull

Dans le paragraphe dédié aux classes B (§ 2.1.2) et AB (§ 2.1.3), nous avons mentionné le montage *push-pull*. Contrairement à son utilisation en BF, où il suffit d'utiliser une paire de transistors


 Figure 34 – Schéma de principe d'un étage *push-pull* RF

complémentaires, en RF il n'existe des transistors que d'une seule polarité. Il est donc nécessaire d'utiliser des circuits déphaseurs en entrée et en sortie pour créer et recombinaison les deux signaux de la paire de transistors fonctionnant en opposition de phase. La figure 34 montre un schéma de principe utilisant des transformateurs à point milieu. Les tensions de polarisation de grille et de drain sont fournies au travers des transformateurs d'entrée et de sortie, par leur point milieu. Si l'équilibrage est correct, le signal RF est nul sur ces points milieux, qui ne nécessitent donc qu'un découplage sommaire à la masse (capacités  $C_D$ ).

Un tel étage, fonctionnant en classe AB, constitue la plupart des étages élémentaires des amplificateurs des émetteurs de télécommunication.

La technologie à constantes localisées (transformateurs bobinés) est utilisable jusqu'à des fréquences de l'ordre de 100 MHz en puissance. Au-delà, on fait appel à des transformateurs de type « balun », réalisés avec des tronçons  $\lambda/2$  de ligne de transmission, discrètes ou imprimées. Dans les deux cas, le déphaseur peut effectuer simultanément une première transformation d'impédance pour faciliter les adaptations à la source et à la charge. Dans le cas des circuits monolithiques (AsGa ou autres), les déphaseurs d'entrée et de sortie sont réalisés, en général, par une association de coupleur Wilkinson et d'une ligne demi-onde.

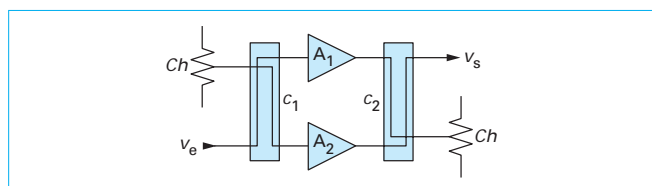


Figure 35 – Couplage d'amplificateurs RF par coupleurs 3 dB

## 4.2 Quart d'onde

La mise en parallèle d'étages élémentaires (simples ou *push-pull*) par coupleurs  $90^\circ$  comme l'illustre la figure 35 est universellement utilisée en amplification RF : le signal d'entrée est réparti également en puissance entre les deux sorties du coupleur d'entrée avec un déphasage de  $90^\circ$  entre elles, puis les signaux sont recombinaés en sortie de manière duale après amplification. Ce principe de couplage présente de nombreux avantages :

- il garantit un isolement entre les deux amplificateurs couplés ;
- les impédances d'entrée et de sortie présentent un faible ROS même si les amplificateurs ne sont pas parfaitement adaptés, pourvu qu'ils soient identiques ;
- en cas de panne d'un des deux amplificateurs, la puissance délivrée est diminuée de 6 dB sans affecter le fonctionnement de l'amplificateur valide (une puissance identique est perdue dans la charge du coupleur de sortie).

Plusieurs technologies sont utilisées pour réaliser des coupleurs  $90^\circ$  (appelés aussi coupleurs « 3 dB », « en quadrature » ou « hybrides »), cités ici par ordre décroissant de bande passante utile :

- **constantes localisées** : coupleurs à transformateurs (plusieurs octaves) jusque 1 GHz environ, de puissance moyenne (typiquement 1 à 10 W) mais d'autant plus faible que la fréquence est plus élevée, et des pertes typiques de 0,5 dB ;
- **constantes réparties à lignes couplées à air ou circuits imprimés** : une octave et 0,1 à quelques dixièmes de décibel de pertes. Suivant la technologie de fabrication, ces coupleurs peuvent supporter jusqu'à plusieurs centaines de watts ;
- **constantes réparties** :
  - de Lange (une octave),
  - *branch-line* (10 à 20 % de bande passante utile),
  - l'association d'un diviseur Wilkinson et d'une ligne quart d'onde sur l'une des branches (environ 10 % de bande passante utile). Ces techniques sont surtout utilisées en circuits monolithiques.

Lorsque la mise en parallèle d'un grand nombre d'amplificateurs est nécessaire, le même principe est utilisé de proche en proche (figure 36). On peut ainsi coupler valablement en UHF des amplificateurs de quelques centaines de watts pour obtenir des puissances d'émission de plusieurs dizaines de kilowatts.

## 4.3 Couplages par air

Dans les applications d'émission hertzienne, le couplage de sortie peut se faire « dans l'air » : chaque amplificateur est associé à un élément rayonnant et les différents signaux, en phase, se recombinaent dans le milieu de propagation pour former une onde plane au-delà d'une certaine distance (une dizaine de longueurs d'onde) de l'aérien. Ce procédé élimine complètement les pertes de couplage en sortie, là où elles sont les plus pénalisantes et cela d'autant plus si les sous-ensembles amplificateurs et éléments rayonnants de l'antenne sont intégrés pour minimiser les pertes de transmission entre eux. Ces systèmes ne sont alors limités que par les dimensions de l'élément rayonnant vis-à-vis des dimensions de l'amplificateur associé, et donc utilisables jusqu'à une dizaine de gigahertz. Il n'existe pratiquement pas de limite en puissance tant que la gestion de la dissipation thermique est possible. De plus, une variation maîtrisée des phases relatives entre les éléments rayonnants permet d'orienter électroniquement le faisceau émis, technique utilisée dans les radars dits « à balayage électronique ».

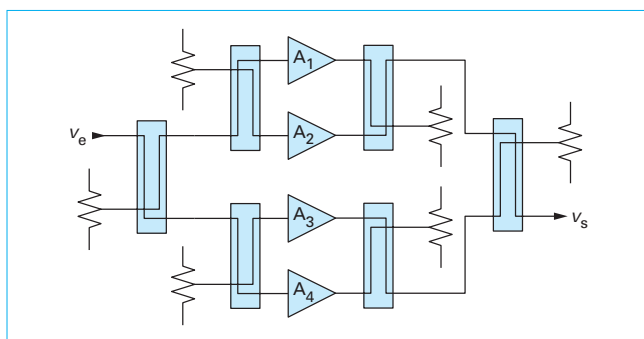


Figure 36 – Couplages multiples par coupleurs hybrides

Pour les fréquences millimétriques, un principe analogue, appelé alors « couplage quasi optique », peut être mis en œuvre dans un guide d'onde pour coupler les signaux de sortie d'éléments rayonnants associés chacun à un amplificateur MMIC. Les pertes de couplage sont minimales et ne dépendent pas du nombre d'éléments couplés [14] et on peut ainsi envisager des couplages de plusieurs dizaines de circuits élémentaires.

## 5. Définition des paramètres de mise en œuvre

On se borne ici à mentionner et définir les paramètres de mise en œuvre spécifiques à la conception d'amplificateurs de puissance radiofréquences. Les règles de conception seront précisées dans le deuxième article [E 1 611].

### 5.1 Polarisation

On entend par polarisation l'application des tensions continues sur les trois électrodes du composant actif (masse, alimentation de collecteur ou de drain, alimentation de base ou de grille). La conception des circuits de polarisation doit prendre en compte deux sortes de paramètres : ceux qui ont trait à la classe de fonctionnement et la fiabilité du montage (courants, tension maximale...) et ceux qui vont déterminer la qualité de l'amplification vis-à-vis des signaux RF à traiter (découplages en particulier).

### 5.2 Impédances et adaptations

Les adaptations en entrée sur la source et en sortie sur la charge déterminent en grande partie la performance de l'amplification en termes de gain, de rendement et de linéarité.

Il s'agit ici de concevoir les circuits RF d'adaptation (circuits réalisant la transformation d'impédance entre les impédances d'utilisation, en général  $50 \Omega$ , et les impédances internes du composant actif) permettant soit de favoriser un des paramètres ci-dessus, soit de réaliser le meilleur compromis entre les trois, selon le besoin de l'utilisation.

### 5.3 Thermique et refroidissement

La conception des amplificateurs RF de puissance suppose de traiter correctement les problèmes thermiques, et de bien appréhender leur comportement en fonction des températures et de leurs variations. D'une part, le rendement d'un étage définit directement ses pertes et donc la puissance à dissiper vers l'extérieur pour maintenir la température de fonctionnement dans des limites acceptables pour les composants. D'autre part, l'étude de l'évolution de la température de fonctionnement en fonction des conditions d'environnement et des variations de signal RF permet d'optimiser la conception pour les paramètres de qualité définis par les spécifications de besoin.



## 5.4 Fiabilité

Les étages d'amplification de puissance d'un système sont bien souvent prépondérants dans la fiabilité dudit système. En effet, les composants de puissance sont sollicités au voisinage des limites acceptables de leurs paramètres de polarisation. Et les caractéristiques thermiques ont une influence directe sur la fiabilité, puisque celle-ci décroît en fonction de la température de fonctionnement.

## 5.5 Linéarité

Dans beaucoup d'applications, et en tout cas dans la plupart des applications liées aux télécommunications, les caractéristiques de linéarité doivent être maîtrisées. Sauf cas particulier, la connaissance, voire l'optimisation de la linéarité des étages de puissance est nécessaire à la mise en œuvre correcte du système complet. La réponse d'un étage en linéarité dépend de caractéristiques intrinsèques au transistor, mais aussi de sa mise en œuvre. Les principaux paramètres influents sont les adaptations d'impédance et la thermique, mais les circuits de polarisation interviennent aussi dans les variations de linéarité en fonction des fréquences de modulation.

Les méthodes modernes de conception s'intéressent aux caractéristiques dynamiques des signaux à traiter, et en particulier à la répartition de la densité de puissance et au facteur de crête du signal, en vue d'optimiser la réponse des amplificateurs de puissance pour la meilleure facilité de traitement au niveau système.

## 6. Technologies des semi-conducteurs

La technologie des semi-conducteurs est un des paramètres de sélection dans la stratégie de conception des amplificateurs RF de puissance. Elle concerne les deux aspects de la définition des composants actifs de puissance : les matériaux (types, assemblages...), et les structures (bipolaire, FET...). Ces deux aspects sont présentés brièvement ci-après.

### 6.1 Matériaux

Le tableau 1 présente les caractéristiques des matériaux semi-conducteurs pour les paramètres les plus importants au regard de l'utilisation en puissance RF.

Ils sont classés approximativement de gauche à droite en fonction de leur intérêt croissant du produit puissance  $\times$  fréquence, les paramètres déterminants étant les suivants :

- la bande interdite permet de préjuger des tenues en champ électrique et en température ;
- le champ de claquage détermine la tension maximale de fonctionnement ;
- la mobilité définit l'aptitude en fréquence au plan général ;
- la vitesse de saturation détermine les fréquences maximales en puissance ;
- la conductibilité thermique permet de prévoir les capacités de dissipation ;
- la densité de puissance (rapportée au développement de grille d'un FET) permet de comparer les surfaces nécessaires de matériaux.

Les deux premières colonnes du tableau 1 concernent les matériaux traditionnels, et les trois dernières concernent les matériaux dits « à grand *gap* » (bande interdite), qui sont plus particulièrement mis en avant pour la puissance grâce à leur capacité à fonctionner en haute température. L'InP n'est pas un matériau grand *gap*, mais il présente des avantages en termes de fréquences.

#### 6.1.1 Silicium

Le silicium (Si) est le matériau universellement utilisé en puissance pour les fréquences jusqu'à la bande S (2 à 3 GHz) et le SiGe pour la puissance sous très faible tension (terminaux radio télé-

Tableau 1 – Caractéristiques des matériaux semi-conducteurs

Semi-conducteur	Si	AsGa	InP	SiC	GaN
Bande interdite (eV)	1,1	1,4	1,35	3,2	3,5
Température maximale (°C)	300	460		900	900
Champ de claquage (MV·cm <sup>-1</sup> )	0,3	0,4	0,5	3	> 2,5
Mobilité des électrons (cm <sup>2</sup> ·V <sup>-1</sup> ·s <sup>-1</sup> )	1 100	8 500	5 400	800	1 250
Vitesse de saturation (cm·s <sup>-1</sup> )	1·10 <sup>7</sup>	1·10 <sup>7</sup>	1·10 <sup>7</sup>	2·10 <sup>7</sup>	2,5·10 <sup>7</sup>
Conductibilité thermique (W·cm <sup>-1</sup> ·K <sup>-1</sup> )	1,5	0,46	0,7	4,9	> 1,7
Constante diélectrique relative	11,8	12,8	12,5	10	9
Densité de puissance (W·mm <sup>-1</sup> )	< 1	1		5	30
Gamme de température (°C)	150	200		> 500	> 500

Certaines de ces valeurs sont indicatives, elles peuvent en effet varier en fonction des dopages des matériaux.

phone). Le silicium, bénéficiant des retombées technologiques des recherches dans tous les domaines de l'électronique, voit ses caractéristiques de rendement et fréquence, en particulier, s'améliorer en permanence. Les puissances unitaires des transistors vont de plusieurs centaines de watts pour les basses fréquences RF à la centaine de watts à 3 GHz. Bien que les tensions d'alimentation ne cessent d'augmenter, leur limitation implique, pour les applications de puissance, des fonctionnements à courants élevés, d'où des risques de pertes par effet Joule dans les circuits, et des impédances d'accès faibles compliquant les circuits d'adaptation.

#### 6.1.2 Arséniure de gallium

L'arséniure de gallium (AsGa) est le matériau traditionnel des hautes fréquences (quelques gigahertz à la centaine de gigahertz). Il est pénalisé en puissance à cause de sa faible conductibilité thermique. Cependant, il concurrence le silicium dans les gammes 1 à 3 GHz. Au-delà, il est le seul matériau utilisé, avec des puissances unitaires de la centaine de watts à 3 GHz à 1 W vers 50 GHz, en technologie soit hybride, soit monolithique. Les tensions d'alimentation de l'AsGa engendrent les mêmes conséquences que pour le silicium bien qu'elles augmentent elles aussi, en retrait toutefois par rapport au silicium.

#### 6.1.3 Phosphore d'indium

Le phosphore d'indium (InP), bien que de caractéristiques voisines de celle de l'AsGa, possède certaines propriétés de mobilité électronique en configuration HEMT et HBT lui confèrent de l'intérêt pour les très hautes fréquences : autour et au-delà de 100 GHz.

#### 6.1.4 Nitrure de gallium et carbure de silicium

Technologies émergentes, le nitrure de gallium (GaN) et le carbure de silicium (SiC) sont des matériaux à grand *gap* caractérisés par des tensions de claquage et des températures admissibles élevées, deux caractéristiques favorables aux applications de puissance. Le SiC bénéficie en outre d'une conductibilité thermique faible, mais sa mobilité électronique le cantonne à des fréquences de quelques gigahertz seulement. Le GaN pourra concurrencer l'AsGa en fréquence et le dépasser en puissance.



## 6.2 Structure des transistors

### 6.2.1 Bipolaire

La technologie bipolaire est pratiquement abandonnée pour les basses fréquences (jusque vers 2 GHz) au profit des technologies FET, sauf sous forme de transistors IGBT utilisés jusque vers le mégahertz pour les applications en synthèse numérique de puissance.

Elle reste pratiquement universellement utilisée en classe C, base commune, pour les applications en impulsions (radars de 1 à 3 GHz), avec des puissances crêtes jusqu'à 1 kW par transistor. Progressivement cependant, une offre en LDMOS commence à émerger pour des applications spécifiquement en impulsions avec des puissances crête équivalentes.

La structure bipolaire est, par contre, en pleine évolution tant en silicium (SiGe) qu'en AsGa avec les structures à hétérojonctions (HBT) qui sont intéressantes par leur aptitude à améliorer certains paramètres : en fréquence avec le SiGe et en puissance avec le HBT AsGa.

### 6.2.2 FET et variantes

En silicium, les topologies existantes sont : le MOSFET de 0 à 100 MHz, le LDMOS de 100 MHz à 2,5 GHz (en constante extension).

En AsGa, les structures MESFET sont les plus utilisées jusque vers 10 GHz ; puis les HEMT (3 à 20 GHz) et les PHEMT pour les fréquences les plus élevées.

## 7. Conclusion

Ce document a tenté de présenter aussi exhaustivement que possible les procédés d'amplification utilisés dans le domaine de la puissance RF. La diversité des applications, ainsi que la largeur du domaine de fréquences, ont imposé de faire des choix en ce qui concerne les critères de performances des différents procédés. Quelles que soient les applications, le rendement constitue le premier souci du concepteur, soit pour des raisons économiques de coût de fonctionnement pour les systèmes de fortes puissances, soit pour satisfaire des considérations d'autonomie dans le cas des systèmes portables alimentés par batterie. La synthèse suivante insiste sur cet aspect :

- le tableau 2 présente un résumé des performances qu'on peut attendre des différentes classes d'amplification utilisées en radiofréquences. Les niveaux de puissance indiqués s'entendent pour un amplificateur simple, et des basses aux hautes fréquences de la gamme. La colonne « Tendance » indique les évolutions probables en fréquences des différents procédés ;

- le graphique de la figure 37 présente l'allure de l'évolution des rendements des différents procédés linéaires d'amplification RF en

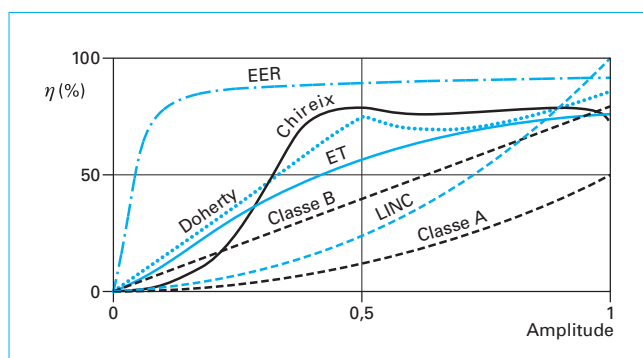


Figure 37 – Rendements comparés des différents procédés d'amplification linéaire

fonction de l'amplitude du signal de sortie, en comparaison des performances en classes A et B. La valeur absolue n'est qu'indicative, car tributaire des caractéristiques des composants, en particulier de leur fréquence de coupure par rapport à la fréquence d'utilisation.

Pour une application donnée, le choix devra prendre en compte, non seulement les caractéristiques de rendement, mais aussi la complexité des circuits, l'applicabilité au domaine de fréquence considéré et les contraintes de linéarité exigées.

La conception des amplificateurs évolue en fonction de l'évolution technologique des composants et de celle des besoins. C'est ainsi que sont apparus, ou réapparus, des procédés dont le compromis performance/complexité est jugé favorable. Il est admis que l'amplification état solide se généralise, même pour les puissances très élevées du domaine industriel ou scientifique, grâce à la maîtrise des procédés en commutation.

Dans le domaine des télécommunications, c'est le compromis linéarité/rendement qui est mis en avant, favorisant l'utilisation de la classe F, des procédés d'amélioration (Doherty) et des procédés complexes avec les classes E (ou D dans une moindre mesure) et S.

Les technologies émergentes de semi-conducteurs à grand gap redonnent un intérêt aux classes plus traditionnelles A et surtout AB, grâce aux impédances élevées qui simplifient les circuits d'adaptation et diminuent les courants, minimisant par là des pertes des composants périphériques.

Une présentation de l'amplification de puissance RF ne peut être complète sans un approfondissement des critères de mise en œuvre vis-à-vis des paramètres introduits au paragraphe 5. Ce sera l'objet du second article sur l'amplification de puissance RF.

Tableau 2 – Synthèse des caractéristiques des amplificateurs RF

Classe	Linéarité	Rendement	Puissance	Fréquences	Tendance
A	Bon	< 25 %		Toutes	
B	Médiocre	60 à 70 %	> 100 W	< 100 MHz	Abandon
AB	Medium	40 à 60 %	300 à 1 W	100 MHz à 10 GHz	50 GHz
C	Mauvais	> 60 %	kW à W crête	100 MHz à 10 GHz	Abandon
D	NA	60 à 90 %	300 à 10 W	≤ 3 GHz	5 GHz
E	NA	80 à 95 %	300 à 10 W	≤ 3 GHz	10 GHz
F	Medium	60 à 75 %	300 à 1 W	1 – 15 GHz	50 GHz
S	Bon	80 à 95 %	kW	< 2 MHz	30 MHz
PDM	Bon	80 à 95 %	kW	100 MHz	1 GHz
ET	Medium	+ 5 %		Toutes	
DB	Bon	- 5 %		Toutes	
Doherty	Medium	70 %	300 à 10 W	≤ 5 GHz	30 GHz

# Amplification de puissance radiofréquence à l'état solide

## Classes, systèmes et technologies

par Michel TURIN

Ingénieur de l'Institut national des sciences appliquées (INSA)  
Expert en puissance hyperfréquences

### Bibliographie

#### Références

- [1] WHITAKER (J.C.). – *The Rf Transmission Systems Handbook* (Manuel des systèmes de transmission RF). Chapitre 11, CRC Press (2002).
- [2] SOKAL (N.O.). – *Class-E RF Power Amplifiers* (Amplificateurs RF classe E). Design Automation, Inc ARRL Technical Advisor, 12 p. (2001).
- [3] GREBENNIKOV (A.). – *Load Network Design Technique for Switched-Mode Tuned Class E Power Amplifiers* (Technique de conception du réseau de charge pour les amplificateurs de puissance en mode commuté classe E). 23 p. (2003).
- [4] COLANTONIO (P.). – *Design strategies for efficient and linear rf power amplifiers* (Stratégies de conception pour la linéarité et le rendement des amplificateurs de puissance RF). University of Roma Tor Vergata, Dept. Electronic Engineering, 10 p. (2006).
- [5] TSAI (K.C.). – *A 1.9-GHz, 1-W CMOS Class-E Power Amplifier for Wireless Communications* (Amplificateur 1W à 1,9 GHz en CMOS classe E pour les communications sans fils). IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 34, N° 7, 9 p., juil. 1999.
- [6] LONG (A.L.). – *High Frequency Current Mode Class-D Amplifiers With High Output Power and Efficiency* (Amplificateur classe D en mode courant à puissance et rendement élevés). Thèse, Department of Electrical and Computer Engineering, University of California, Santa Barbara, CA 93106-9560, 92 p. (2003).
- [7] CONWAY (A.M.). – *Dynamic Gate Bias Technique for Improved Linearity of GaN HFET Power Amplifiers* (Polarisation dynamique pour améliorer la linéarité d'un amplificateur de puissance HFET GaN). Dept. of Electrical and Computer Engineering, University of California at San Diego, 9500, 4 p., MTTS (2005).
- [8] SRIRATTANA (N.). – *High-Efficiency Linear RF Power Amplifiers Development* (Développement des amplificateurs RF linéaires à haut rendement). Dissertation, School of Electrical and Computer Engineering Georgia Institute of Technology, 135 p., avr. 2005.
- [9] POPP (J.). – *A Fully-Integrated Highly-Efficient RF Class E SiGe Power Amplifier With an Envelope-Tracking Technique for EDGE Applications* (Amplificateur de puissance SiGe à haut rendement intégré en classe E et modulation d'enveloppe pour application EDGE). Space and Naval Warfare System Center, San Diego CA, 4 p. (2005).
- [10] RABJOHN (G.) et WIGHT (J.). – *Improving Efficiency, Output Power with 802.11a Out-Phasing PAs* (Amélioration du rendement et de la puissance de sortie avec des amplificateurs « outphasing » pour applications 802.11a). IceFyre Semiconductor, 6 p. janv. 2004.
- [11] ASBECK (P.), RODE (J.), GALTON (I.) et LARSON (L.). – *Algorithms and amplifiers for Digital Generation of Microwave Signals with time varying envelope* (Algorithmes et amplificateurs pour l'élaboration de signaux numériques hyperfréquence à enveloppe variable). University of California, San Diego, MTTS (2005).
- [12] TRON (W.). – *Fourth CW and High Average Power RF Workshop* (Quatrième groupe de travail sur la puissance RF CW et à puissance moyenne élevée). Paul Scherrer Institut, 5232 Villigen-PSI, Switzerland, 35 p., mai 2006.
- [13] HULICK (T.P.). – *The digital amplitude modulator* (Le modulateur numérique d'amplitude). W9QQ, 886 Brandon Lane, Schwenksville, PA 19473, 14 p. (2000).
- [14] JIA (P.). – *Broadband High Power Amplifiers Using Spatial Power Combining Technique* (Amplificateurs large bande de grande puissance utilisant une technique de couplage spatial). Dissertation, university of California, Santa Barbara, 151 p. (2002).

#### Dans les Techniques de l'Ingénieur À lire également dans nos bases

- TURIN (M.). – *Amplification de puissance radiofréquence à l'état solide. Paramètres de mise en œuvre*. [E 1 611], Électronique (2008).
- LEMOINE (T.). – *Tubes électroniques hyperfréquences. Technologies, tubes à grilles et klystrons*. [E 1 620], Électronique (2008).
- LEMOINE (T.). – *Tubes électroniques hyperfréquences. Tubes à ondes progressives et à champs croisés*. [E 1 621], Électronique (2008).
- RUMELHARD (C.). – *MMIC. Déphaseurs et amplificateurs*. [E 1 427], Électronique (2004).

### Organismes de recherche

XLIM, département Composants circuits signaux et systèmes hautes fréquences (C2S2)  
<http://www.xlim.fr>

Institut d'électronique, de microélectronique et de nanotechnologies (IEMN)  
<http://www.iemn.univ-lille1.fr/>

## Fabricants, constructeurs

**APT**  
<http://www.microsemi.com/>  
**Cree**  
<http://www.cree.com/>  
**Ericsson**  
<http://www.ericsson.com/fr/>  
**Filtron**  
<http://www.filtronic.co.uk/>  
**Freescall**  
<http://www.freescall.com/>  
**Infinion**  
<http://www.infineon.com/>  
**M/A-Com**  
<http://www.macom.com/>

**NXP**  
<http://www.nxp.com/>  
**Nitronex**  
<http://www.nitronex.com/>  
**Philips**  
<http://www.philips.com/global/>  
**Sirena**  
<http://www.rfmd.com/>  
**STMicroelectronics**  
<http://www.st.com/stonline/>  
**TriQuint**  
<http://www.triquint.com/>  
**UMS (United Monolithic Semiconductors)**  
<http://www.ums-gaas.com/>

# GAGNEZ DU TEMPS ET SÉCURISEZ VOS PROJETS EN UTILISANT UNE SOURCE ACTUALISÉE ET FIABLE

Techniques de l'Ingénieur propose la plus importante collection documentaire technique et scientifique en français !

Grâce à vos droits d'accès, retrouvez l'ensemble des **articles et fiches pratiques de votre offre**, **leurs compléments et mises à jour**, et bénéficiez des **services inclus**.



RÉDIGÉE ET VALIDÉE  
PAR DES EXPERTS



MISE À JOUR  
PERMANENTE



100 % COMPATIBLE  
SUR TOUS SUPPORTS  
NUMÉRIQUES



SERVICES INCLUS  
DANS CHAQUE OFFRE

- + de 350 000 utilisateurs
- + de 10 000 articles de référence
- + de 80 offres
- 15 domaines d'expertise

- ☐ Automatique - Robotique
- ☐ Biomédical - Pharma
- ☐ Construction et travaux publics
- ☐ Électronique - Photonique
- ☐ Énergies
- ☐ Environnement - Sécurité
- ☐ Génie industriel
- ☐ Ingénierie des transports
- ☐ Innovation
- ☐ Matériaux
- ☐ Mécanique
- ☐ Mesures - Analyses
- ☐ Procédés chimie - Bio - Agro
- ☐ Sciences fondamentales
- ☐ Technologies de l'information

**Pour des offres toujours plus adaptées à votre métier,  
découvrez les offres dédiées à votre secteur d'activité**

Depuis plus de 70 ans, Techniques de l'Ingénieur est la source d'informations de référence des bureaux d'études, de la R&D et de l'innovation.

**[www.techniques-ingenieur.fr](http://www.techniques-ingenieur.fr)**

**CONTACT :** Tél. : + 33 (0)1 53 35 20 20 - Fax : +33 (0)1 53 26 79 18 - E-mail : [infos.clients@teching.com](mailto:infos.clients@teching.com)

# LES AVANTAGES ET SERVICES compris dans les offres Techniques de l'Ingénieur

## ACCÈS



### Accès illimité aux articles en HTML

Enrichis et mis à jour pendant toute la durée de la souscription



### Téléchargement des articles au format PDF

Pour un usage en toute liberté



### Consultation sur tous les supports numériques

Des contenus optimisés pour ordinateurs, tablettes et mobiles

## SERVICES ET OUTILS PRATIQUES



### Questions aux experts\*

Les meilleurs experts techniques et scientifiques vous répondent



### Articles Découverte

La possibilité de consulter des articles en dehors de votre offre



### Dictionnaire technique multilingue

45 000 termes en français, anglais, espagnol et allemand



### Archives

Technologies anciennes et versions antérieures des articles



### Impression à la demande

Commandez les éditions papier de vos ressources documentaires



### Alertes actualisations

Recevez par email toutes les nouveautés de vos ressources documentaires

\*Questions aux experts est un service réservé aux entreprises, non proposé dans les offres écoles, universités ou pour tout autre organisme de formation.

## ILS NOUS FONT CONFIANCE



**www.techniques-ingenieur.fr**

**CONTACT :** Tél. : + 33 (0)1 53 35 20 20 - Fax : +33 (0)1 53 26 79 18 - E-mail : [infos.clients@teching.com](mailto:infos.clients@teching.com)