

## RENDEMENT DES AMPLIS HF en fonction de la classe et de l'adaptation

F5NB Robert BERRANGER

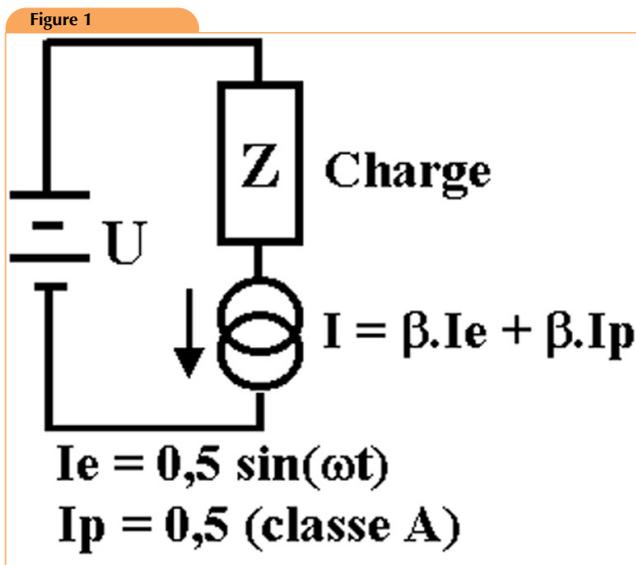
*Nous lisons souvent dans la littérature qu'un ampli HF sort son maximum de puissance quand celui-ci a une charge égale à son impédance interne. Il en est déduit qu'en cas de désadaptation raisonnable ( $ROS < 3$ ) la puissance de sortie n'est que faiblement diminuée. Cela montre une méconnaissance du fonctionnement des amplis de puissance HF. Je vais essayer d'en expliquer les raisons.*

Dans toutes les démonstrations ci-dessous, nous supposons que les composants utilisés dans les amplis sont parfaits. Dans la réalité, c'est loin d'être le cas. Cela ne change pas les principes généraux, mais les rendements réels sont toujours inférieurs aux rendements théoriques.

Nous ne nous intéresserons pas à la fonction "amplification" de l'ampli, mais à sa fonction "générateur". Ici, notre générateur est un émetteur HF. C'est un transducteur actif qui permet de transformer une énergie "continue" en une énergie alternative à haute fréquence pour pouvoir la rayonner (l'émettre) grâce à un autre transducteur (passif celui-là) : l'antenne.

Les transducteurs électroniques modernes utilisent tous le même principe. Celui-ci est constitué d'un dispositif inséré en série avec la charge, l'ensemble étant connecté aux bornes d'une alimentation électrique continue. C'est donc un système différentiel. Le dispositif peut être assimilé à une source de courant commandée, soit en tension, soit en courant. Nous avons le schéma général sur la figure 1 (source commandée en courant).

Un émetteur étant un générateur de puissance, son rendement énergétique aura une grande importance.



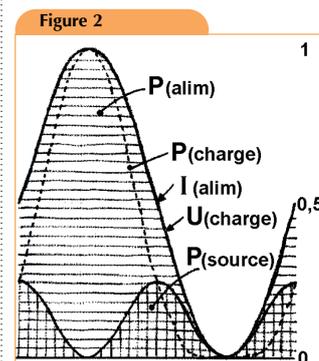
Par ailleurs, le signal généré devra être le plus proche possible du signal désiré, à la fois pour la fidélité à l'information qu'il transporte, et pour l'absence de produits indésirables qui brouilleraient les autres usagers.

Pour résumer, nous aurons des problèmes de linéarité et de rendement. Nous aurons également des problèmes liés à la largeur de bande instantanée de la fréquence de travail (bande de modulation). Selon que l'on privilégiera l'un ou l'autre de ces critères, nous ferons fonctionner notre amplificateur sous différents modes appelés "classes".

### Amplification en classe A

C'est la classe la plus utilisée en amplification, car la plus simple et la plus linéaire. C'est aussi celle qui a le moins de rendement, donc

représentation graphique des tensions, des courants et des puissances.



Les graphiques ont été obtenus en calculant point par point les puissances. Noter que les courbes du courant et de la tension sont superposées ( $R=1\Omega$ ).

La puissance moyenne de l'alimentation est de 0,5 W. Elle correspond à la partie constante du courant de source (la partie sinusoïdale a une valeur moyenne nulle). La dissipation dans la source est de 0,125 W et celle dans la charge de 0,375 W, se répartissant entre une puissance "continue" de 0,25 W et une puissance "alternative" HF de 0,125 W. Si nous calculons le rendement comme étant le rapport de cette puissance HF à la puissance demandée à l'alim, celui-ci est de 25%, ce qui n'est pas brillant. Par ailleurs, à part une résistance, on ne connaît pas de charge qui ait la même valeur en continu et en alternatif avec un rendement non nul. Si l'on veut "séparer" les puissances continue et alternative, il faudra séparer la charge en deux parties, l'une (résistance interne) passant la compo-

sant la composante continue, et l'autre

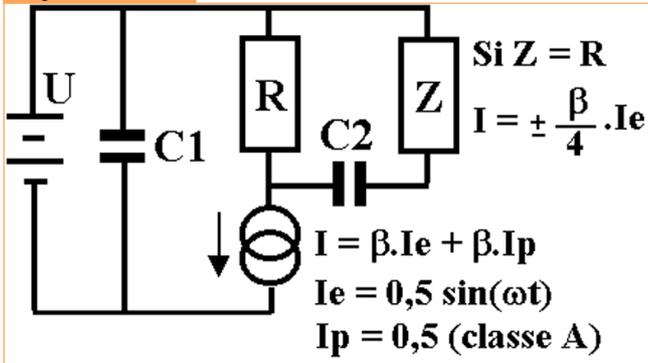
réservée en général pour les petites puissances. Revenons à notre figure 1. C'est l'équation donnant  $I_s$  qui détermine la classe de fonctionnement. En classe A,  $I_s$  est de la forme :

$$I_s = \frac{\beta}{2} I_e \sin(\omega t) + \frac{\beta I_p}{2}$$

(ce deuxième terme correspond à  $\beta \cdot I_p$ )

Si nous prenons pour  $\beta \cdot I_e$  la valeur de 1 A,  $I_s$  aura une valeur sinusoïdale comprise entre zéro et 1 A et  $\beta \cdot I_p$  aura une valeur de 0,5 A. Si nous prenons pour  $U_{alim}$  une tension de 1 V, alors la résistance de charge optimum sera de  $1\Omega$  (résistance pure), et la tension à ses bornes de 1 V crête à crête (égale à  $U_{alim}$ ). Dans ces conditions, nous pouvons calculer les puissances dissipées dans les différentes parties du système. Sur la figure 2, nous avons la

Figure 3



(charge externe ou charge utile) ne passant que la composante alternative si l'on a inséré en série avec elle un condensateur de capacité suffisante. Nous obtenons le schéma de la figure 3.

La puissance HF consommée par la charge Z sera maximum quand  $Z = R$ , égales toutes deux à  $1 \Omega$  dans notre exemple<sup>(1)</sup>.

Voir en annexe 1 le rôle et le comportement des condensateurs C1 et C2, et en annexe 2 l'obtention d'une impédance interne "dynamique".

Si nous faisons le bilan des puissances, il devient catastrophique.

En effet, la tension aux bornes de la charge utile est diminuée de moitié, et le courant étant de moitié également, la puissance est divisée par quatre. Sachant que la puissance demandée à l'alim n'a pas changé, le rendement est alors divisé par quatre, soit 6,25%.

C'est pourquoi ce système n'est utilisé qu'avec des amplificateurs petits signaux où l'on ne se préoccupe pas du rendement.

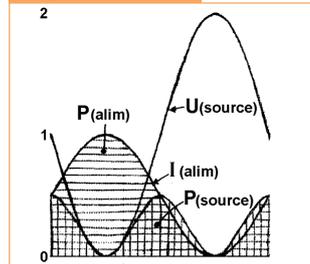
Une solution pour doubler le rendement consisterait à doubler  $I_e$ . Dans ce cas la puissance dans la charge quadruplerait, mais la puissance demandée à l'alim doublerait. En revanche, notre générateur perdrait ses

propriétés à la désadaptation, car si Z devenait plus grand que R, il se produirait un écrêtage en tension<sup>(1)</sup>.

Si nous voulons un bon rendement, il faut se "débarrasser" de la résistance interne physique et de la puissance qu'elle consomme.

Heureusement, nous avons un moyen de "récupérer" cette puissance grâce aux propriétés de self-induction des bobines. Il suffit de disposer une bobine à la place de la résistance R de la fig. 3. Cette bobine devra avoir une résistance nulle en continu, et une impédance très élevée par rapport à la charge car elle est en parallèle. Soumise à un courant alternatif, la bobine a la propriété d'emmagasiner de l'énergie et de la restituer de sorte que le bilan est nul sur la durée d'une demi-période. Dans le cas où le courant ne change pas de signe, cet échange se fait sur la durée d'une période. Sans entrer dans les détails, nous dirons que les échanges de puissances entre la source, la bobine et la charge ont pour effet de doubler la tension aux bornes de celles-ci. Noter qu'alors la résistance de charge optimum double également, soit  $2 \Omega$  dans notre exemple. Nous avons sur la figure 4 les nouvelles tensions et les puissances dissipées dans les circuits.

Figure 4



La puissance moyenne de l'alimentation est toujours de 0,5 W, mais maintenant, la puissance HF dissipée dans la charge est de 0,25 W ainsi que celle dissipée par la source. Le rendement est alors de 50%. C'est le rendement annoncé pour la classe A. Mais nous avons vu qu'il ne peut être obtenu qu'avec une bobine en parallèle avec la charge. Cette bobine peut faire partie d'un circuit oscillant, cela ne change rien pour le rendement, simplement elle peut alors être de valeur beaucoup plus faible, l'impédance élevée et l'effet réservoir étant obtenus par la résonance. Elle peut également être intégrée dans la charge, cas d'une antenne "boucle". Elle peut être aussi le primaire d'un transformateur qui effectue ainsi la séparation des circuits entre la charge et le générateur. Attention, tenir compte de l'induction provoquée par le courant continu dans le primaire (risque de saturation des ferrites)<sup>(2)</sup>.

#### Caractéristiques des générateurs en classe A.

Nous n'envisagerons que le cas usuel avec bobine en parallèle avec la charge et rendement maxi de 50%.

a) en fonction du niveau (charge résistive de valeur optimum).

Si le niveau tend vers zéro, le rendement baisse proportionnellement au niveau. La puissance demandée à l'alim reste constante et finit par être consommée entièrement par la source.

b) en fonction de la valeur de la charge (niveau d'excitation constant).

Nous prendrons quatre cas particuliers correspondant aux extrêmes. Les cas intermédiaires se déduiront par interpolation.

#### 1- Impédance de charge résistive pure.

Dans ce cas les extrêmes correspondent à  $R = 0$  et à  $R = \infty$

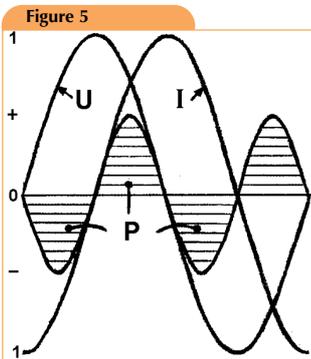
Pour  $R=0$ , la totalité de la puissance est consommée par la source, ce qui est évident. La puissance moyenne demandée à l'alim reste constante car elle ne dépend que du courant de polarisation.

Pour  $R$  tendant vers l'infini, il se produit un phénomène de limitation en tension qui empêche le générateur de produire tout son courant. Ce phénomène est appelé "saturation". Si l'on veut rester linéaire, il faut impérativement insérer un dispositif qui détecte la variation de la charge et réduise l'excitation ( $I_e$ ). Dans ce cas, quand  $R$  est infini,  $I_e = 0$  et la totalité de la puissance d'alim est consommée par la source ( $I_p \times U_{alim}$ ).

#### 2- Impédance réactive pure.

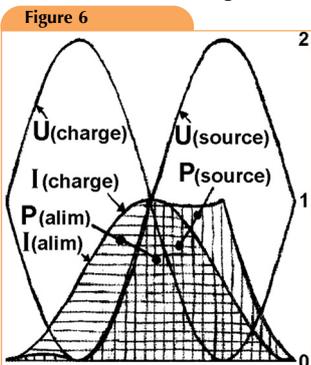
Nous envisagerons le cas extrême où  $|X| = Z$ . Le comportement étant exactement le même, que la réactance soit capacitive ou selfique, nous n'examinerons que ce dernier cas.

Avant de continuer, nous allons brièvement rappeler le comportement en régime établi d'une bobine traversée par un courant sinusoïdal. La tension développée aux bornes de la bobine est égale au courant multiplié par la réactance de la bobine. Cela nous rappelle la loi d'Ohm, mais à la différence d'une résistance où la tension et le courant sont en phase, ici, la tension est en



avance de phase de  $90^\circ$  par rapport au courant. Ceci entraîne un échange d'énergie entre la bobine et la source qui est nul en moyenne, mais bien réel. Nous avons sur la figure 5 les diagrammes courant / tension / puissance dans une bobine.

Maintenant regardons le comportement de notre ampli avec une telle charge. Nous obtenons la figure 6.



Noter que la tension de la source est en opposition de phase avec celle de la charge, car leur somme est une constante liée à l'alimentation continue.

Naturellement, la source consomme toute la puissance fournie par l'alim. Pendant la croissance du courant, la bobine stocke de l'énergie, ce qui diminue celle dissipée par la source, et pendant la décroissance du courant, la bobine restitue cette énergie qui est absorbée par la source. La bobine ne consomme aucune puissance et le rendement est nul.

Si l'impédance de la bobine est plus faible, et à la limite, nulle, la tension à ses bornes tend à devenir nulle et l'échange d'énergie nul aussi. Le rendement reste constamment nul.

Si l'impédance de la bobine augmente, alors, il se produit un phénomène de saturation comme avec une résistance pure.

Pour résumer, avec la classe A :

- Le rendement est au mieux de 50% quand l'impédance interne est infinie.

- Dans ce cas, on ne peut tolérer qu'une diminution d'impédance pour rester linéaire, et avec une diminution proportionnelle du rendement.

- Le rendement est au mieux de 25% quand l'impédance interne est égale à la charge.

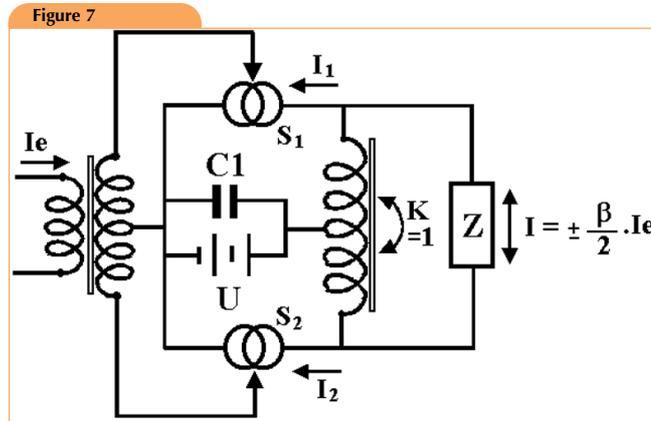
- Dans ce cas, on ne peut tolérer qu'une diminution d'impédance sans saturation.

- Si l'on veut pouvoir rester linéaire pour une charge variant de zéro à l'infini, alors le rendement est au mieux de 12,5%<sup>(3)</sup>

Nous voyons que ces rendements ne sont pas brillants mais il y a un moyen de les améliorer avec l'amplification en classe B.

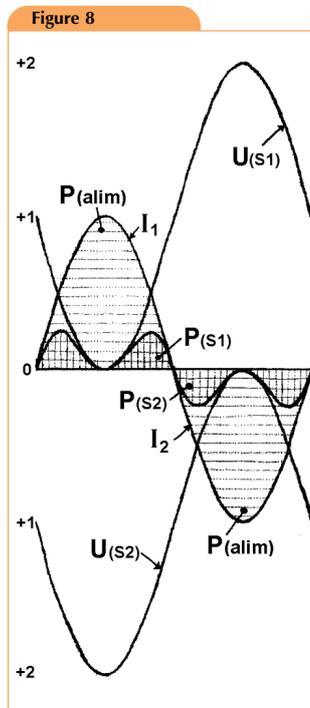
### Amplification en classe B

Le principe consiste à supprimer le courant de polarisation. En conséquence, nous ne pouvons plus fonctionner qu'avec l'alternance positive du signal. Une solution consiste à utiliser en série une deuxième alimentation négative avec un transducteur complémentaire pour l'autre alternance, et de disposer la charge en différentiel (*solution sans transfo*). Mais en puissance HF, nous préférons utiliser une seule alimentation et deux transducteurs identiques com-



mandés en opposition de phase. La sommation s'effectue dans un transfo symétrique qui sert également à l'alimentation. Nous obtenons le schéma de principe de la figure 7.

Nous prendrons toujours  $U = 1V$ . Avec  $I_1 = I_2 = 1A$  et  $Z = 4\Omega$ . Nous avons sur la figure 8 les diagrammes des puissances avec une charge résistive pure.



Nous remarquons que la tension crête aux bornes des sources est de  $2U$ , et la tension crête-crête aux bornes de la charge de  $4U$ .

Le courant crête dans l'alim est de 1 A, formé maintenant de demi-sinusoïdes et non pas pseudo-sinusoïdal comme en classe A. Le courant moyen est donc de 0,636 A, et la puissance moyenne de 0,636 W. La puissance efficace aux bornes de la charge est de  $(4/2,828)^2 / 4 = 0,5W$ .

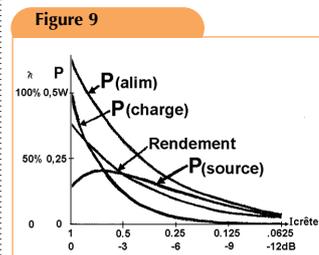
Le rendement maximum théorique de la classe B est donc de 78,6%.

### Caractéristiques des générateurs en classe B.

a) en fonction du niveau (*charge résistive de valeur constante*).

Si le niveau tend vers zéro, le rendement tend également vers zéro.

Mais contrairement à la classe A, la puissance demandée à l'alim tend également vers zéro. En fait, la puissance dans la charge décroît comme le carré du courant et la puissance d'alimentation comme le courant, ce qui explique la baisse de rendement. Les courbes des différentes puissances et du rendement sont sur la figure 9.



Nous remarquons que la puissance dissipée par la source est maximum pour une puissance de sortie de  $-2$  dB et redevient égale vers  $-6$  dB. Ceci est important, car si un ampli en classe B est prévu pour sortir 100 W PeP, en CW, le fait de diminuer sa puissance à 25 W par exemple, ne diminue pas l'échauffement des transistors, mais seulement la puissance demandée à l'alimentation. De même, en phonie, où le rapport naturel entre la puissance moyenne et la puissance PeP est de 6 à 10 (10 à 15 W pour 100 W PeP), si l'on utilise un compresseur pour augmenter la puissance moyenne entre 25 et 30 W, alors les transistors dissiperont la même puissance qu'avec 100 W CW.

Ces courbes montrent aussi une grande différence entre la classe A et la classe B au niveau de l'alimentation lorsque le signal est modulé en amplitude (AM et BLU). En classe A, la puissance demandée à l'alimentation est constante, quel que soit le niveau de modulation. Ceci veut dire que le condensateur "réservoir" qui découple l'alimentation n'a à jouer ce rôle que pour la HF et peut donc être de faible valeur.

En classe B, la puissance demandée à l'alimentation est proportionnelle au niveau de modulation, et non seulement le condensateur réservoir doit avoir une valeur beaucoup plus grande, mais l'alimentation doit avoir une impédance interne très faible même en continu. En effet, avec une modulation BLU 300 – 3000 Hz, la bande passante au niveau de l'alimentation va du continu (enveloppe) à plus de 15 kHz (signal composé de deux tons égaux).

Avec une alimentation standard non régulée, son impédance interne aux très basses fréquences ne provoque que des distorsions d'enveloppe (au dessus, le condensateur de filtrage joue le rôle de réservoir). Avec une alimentation régulée, en particulier les alimentations à découpage, si la bande passante de la boucle de régulation n'est pas assez large en fréquence, sa résistance interne peut amener des distorsions d'intermodulation, que l'on ne peut naturellement pas supprimer en agissant sur l'ampli de puissance.

b) en fonction de la valeur de la charge (niveau d'excitation constant).

Nous reprendrons nos cas particuliers correspondant aux extrêmes.

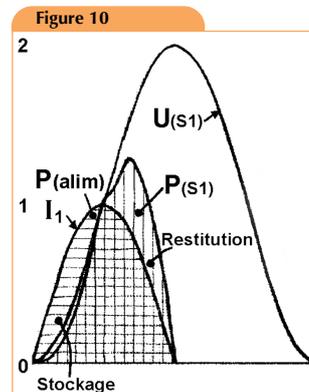
1- Impédance de charge résistive pure.

Pour  $R = 0$ , la totalité de la puissance est consommée par la source, ce qui est évident. La puissance moyenne demandée à l'alim reste constante car elle ne dépend que du courant d'excitation.

Pour  $R$  tendant vers l'infini, il se produit un phénomène de saturation, comme pour la classe A. Si l'on veut rester linéaire, il faut impérativement insérer un dispositif qui détecte la variation de la charge et réduise l'excitation ( $I_e$ ). Dans ce cas, quand  $R$  est infini,  $I_e = 0$ , la puissance d'alim est réduite à zéro et la source ne consomme rien.

2- Impédance réactive pure (réactance selfique,  $X = j4 \Omega$ ). Nous avons sur la figure 10 les diagrammes des courants/tensions/puissances pour une branche du push-pull (autre branche iden-

tique, seulement décalée d'une demi-période, et inversée grâce au transfo).



Naturellement, comme en classe A, la source consomme toute la puissance fournie par l'alim. Maintenant, du fait de l'absence du courant de polarisation, nous voyons mieux les échanges de puissance entre la source et la bobine.

Pendant un quart de période, une partie de l'énergie fournie par l'alim est stockée dans la bobine et l'autre est consommée par la source. Pendant le deuxième quart de période, la source consomme l'énergie de l'alim plus l'énergie restituée par la bobine. Le diagramme de puissance de la source est une combinaison du diagramme de puissance de l'alim avec celui de la bobine (voir fig. 5).

Jusque-là, notre ampli en classe B a une impédance interne infinie. Nous pourrions aussi, comme pour la classe A, partager la charge en deux parties égales, l'une dans une résistance interne, et l'autre dans la charge proprement dite, ceci pour "adapter" la source à la charge.

Pour résumer, avec la classe B :

■ Le rendement est au mieux de 78,6% quand l'impédance interne est infinie.

- Dans ce cas, on ne peut tolérer qu'une diminution de l'impédance de charge pour rester linéaire, et avec une diminution proportionnelle du rendement.

■ Le rendement est au mieux de 39,3% quand l'impédance interne est égale à la charge.

- Dans ce cas, on ne peut tolérer qu'une diminution d'impédance sans saturation.

■ Si l'on veut pouvoir rester linéaire pour une charge variant de zéro à l'infini, alors le rendement est au mieux de 19%.

### Amplification en classe AB

La classe AB n'est pas rigoureusement définie. C'est un mode de fonctionnement "presque en classe B", avec un "reste" du courant de polarisation ( $I_p$ ) de la classe A. Celui-ci n'a pour rôle que de linéariser la courbe de transfert de la source (non linéarité du facteur  $\beta$ ). Sa valeur n'est liée qu'à la non-linéarité de la source, transistor ou tube électronique.

Les effets se font sentir sur le rendement qui passe progressivement de celui de la classe B à celui de la classe A, selon le dosage entre les deux. En pratique tous les amplis sont en classe AB, et compte tenu de la tension de seuil des dispositifs électroniques, les rendements chutent encore. Ainsi, avec des transistors en classe AB, suivant la tension d'alimentation entre 13 et 50V, et suivant le courant de polarisation, le rendement maxi sera compris entre 50 et 65%.

### Amplification en classe C.

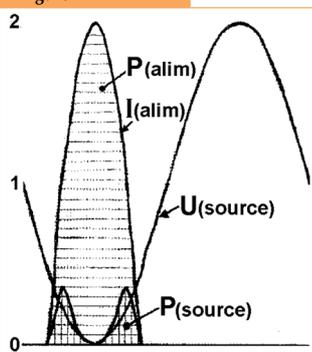
Si nous examinons la figure 8, nous voyons que la source consomme de l'énergie pendant les variations de courant. Il suffirait de diminuer la durée de ces variations pour augmenter le rendement.

# technique

Ce faisant, nous n'obtenons plus une puissance sinusoïdale dans la charge. Il est alors nécessaire d'intégrer cette puissance avec un circuit résonant. Nous perdons ainsi les avantages des classes A et B qui peuvent être apériodiques en théorie et couvrir en fait plusieurs octaves de largeur de bande.

En pratique la classe C s'obtient en donnant une polarisation négative au signal d'entrée de façon que la source ne conduise que sur une portion positive de la sinusoïde. Le système fonctionne d'autant mieux que la source est commandée en tension, comme avec les tubes électroniques. Nous avons sur la figure 11 les diagrammes des puissances correspondantes à ce système (non push-pull).

Figure 11



Nous avons l'exemple où le seuil est égal à la moitié du courant crête de commande. Avec une tension d'alim de 1V et un courant crête de 2 A, la puissance dissipée par l'alim est de 0,82 W et celle par la source de 0,09 W. La résistance de charge optimum est de 0,685  $\Omega$  et la puissance HF de 0,73 W. Le rendement est alors de 89% (obtenus par calculs graphiques des aires de puissances).

En théorie, le rendement peut approcher les 100% si la largeur de l'impulsion

devient très faible. Nous ne sommes limités que par l'aptitude de la source à fournir un courant crête élevé.

En pratique, avec des tubes électroniques ou des transistors à effet de champ alimentés en haute tension, nous pouvons obtenir des rendements de 85%.

En contrepartie, le système n'est pas linéaire en amplitude, et l'on doit "refaire l'accord" à chaque changement de fréquence.

Si l'on veut bénéficier du rendement de la classe C avec une modulation d'amplitude, il faut :

- Soit une source double comme un tube avec deux grilles de commande (grille "suppressor") ou un FET double commande (dual gate).

- Soit disposer deux sources en série, l'une commandée par la HF en classe C et l'autre par la modulation en classe B.

Pour la BLU, on peut utiliser le même système, la commande HF comportant l'information de phase et le modulateur l'information d'amplitude. C'est le principe EER (Elimination de l'Enveloppe et Restitution), très difficile à mettre en œuvre sans distorsions.

Concernant le comportement de l'ampli classe C à la désadaptation, celui-ci est tout à fait similaire à celui de la classe B. En effet, la classe B peut être considérée comme un cas particulier de la classe C. En pratique, nous n'avons pas de désadaptation due à la partie réactive de la charge, car nous la compensons automatiquement en faisant l'accord. Si nous utilisons un circuit d'accord spécial, en pi par exemple, en jouant sur deux paramètres, nous pou-

vons même "transformer" n'importe quelle impédance de charge en impédance nominale (noter que je n'ai pas dit "adapter" la charge à la résistance interne de l'ampli, puisque celui-ci a une impédance de sortie très grande). C'est pourquoi, du temps des lampes et de l'AM, la classe C était très en vogue. Avec l'avènement de la BLU et des transistors (commandés en courant) la classe C a cédé la place à la classe AB qui simplifie l'émetteur en remplaçant le circuit d'accord par un transfo. Même avec la modulation de fréquence (VHF), les amplis sont généralement en classe B. La classe C n'est plus guère employée que dans les émetteurs AM de forte puissance<sup>(4)</sup>.

## Amplification en classe D.

Nous pouvons réduire la durée des transitions tout en conservant une certaine largeur d'impulsion : il suffit que celle-ci soit rectangulaire, et l'ampli fonctionne en classe D. Nous pouvons avoir un rendement de 100% au niveau de la source si la tension développée à ses bornes est rectangulaire aussi et en phase. Pour obtenir ceci, il est nécessaire que la charge ait une impédance constante pour tous les harmoniques du signal à commencer par l'H2. Si nous utilisons un push-pull, le premier harmonique produit étant l'H3, cela nous

permet de couvrir une octave de fréquence avec un filtre duplexeur à la sortie, comme sur la figure 12.

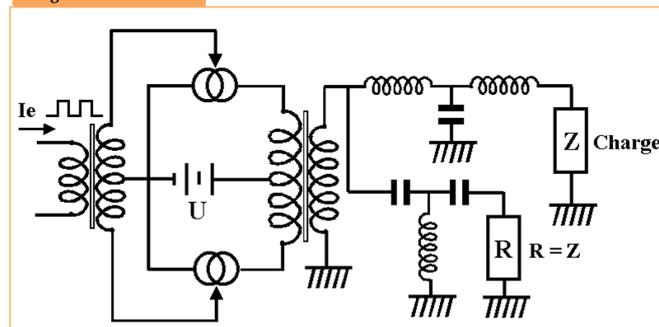
Ainsi, nous avons un excellent rendement dans la source, mais la puissance correspondant aux harmoniques est consommée dans une résistance, ce qui réduit le rendement global. Le résultat est quand même intéressant car il coûte moins cher de dissiper de la puissance dans une résistance que dans un transistor, et nous avons un rendement au moins aussi bon qu'avec la classe C, sans circuit accordé. La bande de fréquence est plus réduite qu'avec les classes A et B, et la fréquence maxi est limitée à quelques MHz avec les transistors courants.

La modulation d'amplitude peut s'effectuer comme en classe C. Le comportement à la désadaptation est aussi le même.

Nous pouvons également faire une modulation d'amplitude en agissant sur la largeur des impulsions.

Cette modulation est connue sous le sigle PWM (Pulse Width Modulation) et est très utilisée dans les alimentations à découpage et dans les amplificateurs audio dits "numériques". Dans ce cas, nous intégrons la sortie pour ne conserver que l'enveloppe qui reproduit alors la modulation. Cette modulation PWM comporte une

Figure 12



limitation, en l'occurrence l'impossibilité de produire des impulsions très fines. Ceci amène les conséquences suivantes :

- en modulation AM, celle-ci ne peut être de 100%
- dans une alimentation, celle-ci doit sortir un minimum de courant
- et dans un ampli audio, la sortie comporte une composante continue qu'il faut séparer et consommer, ce qui réduit le rendement<sup>(5)</sup>. Donc, pour ces diverses raisons, et vu l'imperfection des transistors, le rendement pratique de la classe D aura du mal à dépasser les 90% pour des fréquences inférieures à la HF et diminuera rapidement avec l'augmentation de fréquence pour devenir moins bon que la classe C, puis pour les VHF, moins bon que la classe B.

#### Amplification en classes E et F.

Ces classes sont une extension de la classe D et sont utilisées en HF pour tenter de récupérer la puissance contenue dans les harmoniques. Les circuits de sortie sont complexes et ces classes sont réservées pour des émetteurs à fréquence fixe. Nous débordons largement du cadre radioamateur usuel et du niveau technique de cet article.

#### Conclusions

Quand nous voyons la taille des refroidisseurs de nos transceivers HF modernes, nous pouvons nous dire qu'ils n'ont sûrement pas un P.A. qui se comporte comme s'il avait une résistance interne égale à son impédance de charge nominale. Donc en HF, si un ROS de 3 n'a pas grande importance sur les pertes d'un (bon) coax, les conséquences sur le P.A. sont beaucoup plus grandes que ne le laisse-

raient supposer les règles d'adaptation (-1,25 dB, soit -25%). En fait la puissance sera réduite par l'ALC de 5 dB (-66%). C'est pourquoi ces transceivers sont maintenant souvent munis d'une boîte d'adaptation à accord automatique. Sinon il faut, ou fabriquer une antenne avec un faible ROS, ce qui est parfois difficile à obtenir alors que ce n'est pas une exigence pour son rendement, ou utiliser une boîte d'accord externe.

#### Annexe 1 (pour les débutants).

Le condensateur "de découplage" de l'alimentation C1 a un rôle de réservoir. Il a une capacité bien plus grande que le débit demandé. Il est chargé en permanence par un courant continu venant de l'alimentation et il est déchargé sinusoidalement par l'ampli. Si nous prenons une analogie avec un réservoir de château d'eau, nous pouvons imaginer un volume de plusieurs mètres cubes et un débit sinusoidal de un litre moyen par seconde. Une pompe régulée (réaction lente) sur la hauteur d'eau alimentera le réservoir avec un débit continu de un litre par seconde. En assimilant la hauteur d'eau à une tension, nous voyons bien que la tension n'aura qu'une très petite ondulation de niveau, le litre d'eau "sinusoidal" (mais non alternatif) étant une infime partie de la capacité du réservoir. Le condensateur de "blocage de la composante continue" C2 a aussi un rôle de réservoir, mais uniquement pour le courant continu qui s'est annulé lorsque le niveau a atteint la tension d'alim. Là s'arrête l'analogie avec le réservoir. En effet, dès qu'une tension

varie alternativement aux bornes d'un condensateur, celui-ci va se charger et se décharger à une vitesse qui dépend du débit de la source et de sa capacité. S'il a une grande capacité, il n'aura pas le temps de se charger qu'il faudra déjà qu'il se décharge car le courant aura changé de sens. Donc, la tension à ses bornes restera très peu différente de la tension continue. Si U est très faible devant I, cela veut dire que sa résistance apparente (sa réactance) est très faible aussi. Donc vis à vis de la composante alternative (la HF), il se comporte comme un quasi court-circuit, alors qu'ayant eu le temps de se charger avec la composante continue, il lui présente une impédance infinie (courant nul).

#### Annexe 2. Impédance dynamique (pour les initiés).

Sans refaire l'article de septembre 2003, je voudrais discuter ici de l'opportunité d'avoir en HF une impédance de source adaptée à la charge. **N-B** : Tout ceci concerne des émetteurs HF large bande connectés directement à la ligne. Tout d'abord, en radio HF, nous n'avons jamais de durée d'émission plus courte (impulsion) que le retard de la ligne de transmission à l'antenne. Nous pouvons considérer que le signal d'émission est entretenu et invariant durant une grande quantité de périodes. Dans ces conditions, à part les périodes transitoires, il n'y a pas de "puissance" réfléchie dans la ligne. Que les ondes stationnaires soient dues à la désadaptation de l'antenne ou à une puissance réfléchie dans l'antenne (et non, par l'antenne)<sup>(6)</sup>, la ligne présente à l'émetteur une

impédance complexe composée d'une partie "active" et d'une partie "réactive". Celles-ci peuvent être mesurées avec un impédancemètre<sup>(7)</sup> et l'ensemble peut être remplacé par un circuit RL ou RC équivalent pour tester le comportement de l'émetteur. Nous savons, et nous pouvons le contrôler, que le ROS dans la ligne ne dépend que de la désadaptation de la charge, et non de celle de la source. Donc, en dehors des transitoires et du fonctionnement en impulsion ou en très large bande (étalement de spectre), l'adaptation de la source n'a aucune incidence sur sa propre émission (à condition que la partie réactive soit négligeable, ce qui est le cas en HF).

Mais dans le cas où un autre émetteur injecte une puissance importante dans une antenne proche de la nôtre (situation appelée "cosite"), notre antenne émission en reçoit une puissance non négligeable, non corrélée avec la sienne. Pour cette puissance, le ROS de la ligne dépend de l'adaptation de l'émetteur (donc ce n'est pas forcément le même que celui apporté par notre antenne en émission) et alors la tension développée dans notre propre émetteur (ROS infini si source de courant) par cette puissance, peut provoquer une intermodulation suffisante pour brouiller un récepteur du voisinage calé sur l'une des fréquences parasites générées. Avec l'étalement de spectre, ce sont les principaux cas où l'on cherche à avoir une impédance de sortie de l'émetteur égale à celle de la ligne (noter qu'en dehors de quelques "grosses" expéditions DX, le radioamateur n'est pas concerné).

# technique

Pour conserver un rendement acceptable, l'impédance de sortie d'une source de courant peut être abaissée par un procédé de contre-réaction<sup>(1)</sup>. Celle-ci, en diminuant le gain, oblige le driver à sortir plus de puissance (perdue car non rayonnée et dissipée dans une résistance). Par ailleurs, nous devons prendre une marge sur la puissance de sortie nominale par rapport à la puissance de sortie maxi. Avec  $-1$  dB, le rendement chute à 50% pour la classe B, mais si l'impédance de sortie est adaptée à la ligne, nous pouvons supporter sans écrêtage une désadaptation de la charge entraînant un ROS de 1,5, ou une ré-injection correspondant à une puissance de 20%. Au delà, si c'est une désadaptation, alors l'ALC réduira simplement la puissance. Si c'est de la puissance ré-injectée, alors l'ALC réduira aussi la puissance, mais comme l'origine ne proviendra pas de notre émission, cette action provoquera une transmodulation d'enveloppe.

Si vous m'avez lu jusqu'ici, vous comprendrez pourquoi j'ai spécifié "pour les initiés". Je vous prie de m'en excuser, mais autrement, ce serait dix pages de plus...

## Annexe 3.

### Et les sources de tension ?

En électronique, une source de tension est une source de courant avec un fort taux de contre-réaction<sup>(8)</sup>, de façon que la tension reste constante aux bornes d'une charge, quelle que soit sa valeur. Contrairement à une source de courant, la source de tension écrête (*en courant*) lorsqu'elle est chargée par une résistance nulle.

Nous pouvons ajuster le taux de contre réaction,

pour avoir une source au comportement intermédiaire entre la source de courant et la source de tension. L'optimum sera obtenu quand l'impédance interne de la source sera égale à celle de la charge. Alors, si la source a une réserve de deux fois en tension, et de deux fois en courant, elle pourra accepter des charges variant de zéro à l'infini, tout en restant linéaire. Mais nous avons vu que dans ce cas, son rendement est très faible.

### Comportement des sources en circuit ouvert :

■ Une source de tension ne débite aucun courant et donc pas de problème de dissipation.

■ Une source de courant écrête en tension, et sature en courant. Celui-ci devenant très faible en moyenne, la source dissipe très peu de puissance.

### Comportement des sources au court-circuit :

■ Une source de tension fournira son courant maximum et elle devra dissiper toute la puissance engendrée. Si elle n'est pas suffisamment dimensionnée, alors il faudra un dispositif limiteur de courant, et en-dessous d'une certaine impédance de charge, la source ne sera plus linéaire. Elle se comportera soit comme une source de courant constant, soit avec un courant diminuant avec la charge pour devenir très faible au court-circuit.

■ Une source de courant fournira le même courant que sur charge adaptée, mais elle devra dissiper toute la puissance mise en jeu. Si elle n'a pas été dimensionnée pour cela, il faudra un dispositif de limitation du courant, rendant celui-ci très faible pour le court-circuit.

Dans un émetteur, ces circuits de limitation de courant agissent sur l'excitation avec une réponse sur l'enveloppe de la modulation pour conserver une linéarité à cette dernière. L'ensemble est regroupé dans un dispositif appelé "ALC HF".

## Annexe 4.

### Vous avez dit "adaptation" ?

En radio, le mot "adaptation" a un sens étendu recouvrant plusieurs cas de figures qui peuvent prêter à confusion. Nous allons en détailler quelques uns.

1- Antenne de réception. Celle-ci peut être assimilée à un générateur parfait d'impédance interne  $Z_a$ . La puissance transmise à la charge sera maximum quand son impédance sera égale à l'impédance conjuguée de celle de l'antenne. Nous sommes dans le cas d'école classique où toutes les règles de l'adaptation s'appliquent. Noter que si l'étage d'entrée est un transistor, celui-ci constitue une charge, à l'inverse du PA où il constitue une source. Les problématiques sont donc différentes.

2- Emetteur à bande étroite (*accordé*). C'est généralement le cas en VHF et au-dessus. Nous allons prendre en exemple un transistor de puissance VHF. Le fabricant du transistor indique une fréquence de travail (*par exemple 175 MHz*) et une tension d'alimentation (*par exemple 12V*) pour lesquels le transistor a été prévu. Il a déterminé la résistance de charge optimum (*par exemple 3,8  $\Omega$* ). Par ailleurs, pour cette fréquence de travail et cette tension d'alim, il indique la partie réactive de l'impédance de sortie, soit par exemple  $-j 1,3 \Omega$ . Alors, nous aurons les performances annoncées par le

constructeur (*puissance, distorsion, rendement*) avec une charge égale à  $3,8 \Omega + j 1,3 \Omega$ . Mais la partie réelle de l'impédance de sortie du transistor sera de plusieurs dizaines d'ohms, voire des centaines (*d'autant plus grande que le rendement annoncé sera meilleur*).

Pour avoir une impédance de sortie de  $3,8 \Omega$  (*égale à la charge*), il faudrait contre-réactionner notre ampli<sup>(9)</sup>.

3- Emetteur large bande non accordé. Pour nous, c'est généralement le cas en HF. L'adaptation consiste à utiliser une charge d'impédance égale à la charge nominale. Nous utilisons pour cela un ROSmètre d'impédance caractéristique égale à cette charge nominale. En aucun cas, le ROSmètre n'indique si la charge est adaptée, au sens du (1) ci-dessus, à l'impédance de sortie de l'émetteur (*ou du transistor*). Si l'impédance de la source présentait une partie réactive, ce qui peut être le cas pour les fréquences élevées de la bande HF<sup>(10)</sup>, il serait possible d'avoir une meilleure adaptation en compensant cette réactance, mais l'accord serait compliqué à faire<sup>(11)</sup>. C'est pourquoi en HF on se contente en guise d'adaptation de fournir à l'émetteur son impédance de sortie nominale. C'est quand celui-ci est chargé par son impédance nominale qu'il fonctionne dans les conditions prévues par le constructeur, quelle que soit son impédance interne.

**Notes.**

(1) Lire l'article "Echange de puissance entre un générateur et une charge..." paru dans R-REF de septembre 2003.

(2) La solution consiste à utiliser un montage "push-pull". En classe A, ce montage n'intervient pas dans la linéarité et le rendement, c'est pourquoi je ne développe pas le sujet ici.

(3) On comprend pourquoi un amplificateur de laboratoire de 150 W à impédance interne garantie pour tout le domaine complexe de la charge est un monstre consommant 2 kW au secteur.

(4) Par exemple, voici la description d'un émetteur AM ondes courtes moderne de 150 kW :

- Le driver est composé d'un ampli transistorisé en classe B de 2 kW.
- L'ampli HF est un tube triode en classe C
- Le modulateur est composé de 48 "briques" d'alimentation de tension fixe et d'une brique de tension variable (alims à découpage classe D-PWM). La mise en série de tout

cela au rythme de la modulation se fait à l'aide d'un DSP. Nous avons en quelque sorte un convertisseur numérique analogique de puissance. Imaginez les dimensions de l'ensemble, sachant que le filtre passe-bas entre le modulateur et la triode occupe déjà une armoire à lui tout seul...

(5) Dans les amplis audio, une solution consiste à utiliser des sources différentielles. Alors, la largeur des impulsions est comprise entre 50 et 100%.

(6) En général, en HF et VHF, les puissances qui peuvent être réfléchies dans une antenne sont négligeables. Mais nous pouvons avoir dans des réseaux (antennes adaptatives ou "à formation de faisceau") des antennes couplées et alimentées séparément par des sources synchrones avec des déphasages particuliers. Alors, les lignes d'alimentation sont le siège d'ondes stationnaires, d'amplitudes variables, non seulement en fonction de la puissance ré-injectée, mais aussi de l'adaptation de l'antenne, et de celle de la source.

(7) L'impédancemètre ne mesure qu'une désadaptation (source unique). S'il y a de la puissance réfléchie comme dans le cas (6) ci-dessus (deux sources), alors l'impédance présentée par la ligne dans des conditions normales de fonctionnement sera complètement différente. Ceci pose des problèmes pour étalonner de tels réseaux. Les solutions existent mais sont complexes à mettre en œuvre.

(8) Ou un fort taux de régulation, comme dans une centrale EDF, ou plus simplement dans une alimentation stabilisée. Il n'est pas question ici des sources de tension continue naturelles comme les piles.

(9) Noter que l'on peut utiliser notre transistor à une autre fréquence (par exemple 144 MHz) et avec une autre tension d'alim (par exemple 13,8 V). Alors nous aurons une autre impédance de charge optimum et une autre partie réactive à compenser.

Si le constructeur n'a pas fourni des courbes suffisamment détaillées, nous serons obligés de "caractériser" (mesurer) notre transistor dans cette nouvelle situation, ou de procéder par tâtonnements jusqu'à optimisation des performances.

(10) Normalement le concepteur s'est débrouillé pour compenser la partie réactive en interne.

(11) Il faudrait utiliser deux circuits d'accord avec un ROS-mètre entre les deux. Faire d'abord ROS = 1 avec le coupleur antenne, puis parfaire l'accord émetteur pour le maximum de puissance lue sur le ROS-mètre utilisé en wattmètre (excitation constante). La manip sera à refaire à chaque changement de fréquence.

technique



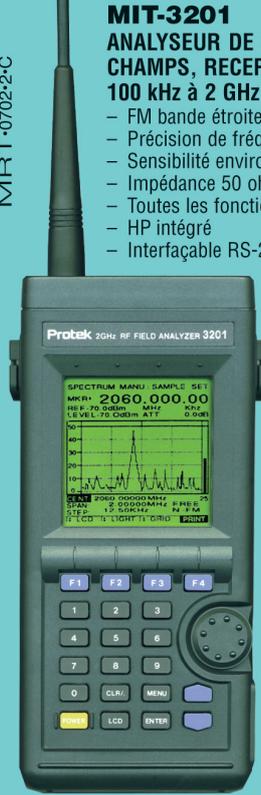
205, rue de l'Industrie - Zone Industrielle  
B.P. 46 - 77542 SAVIGNY-LE-TEMPLE Cedex  
Tél.: 01.64.41.78.88 - Télécopie: 01.60.63.24.85  
<http://www.ges.fr> - e-mail: [info@ges.fr](mailto:info@ges.fr)

ET AUSSI DANS LE RESEAU G.E.S.

**MIT-3201**  
ANALYSEUR DE SPECTRE, MESUREUR DE CHAMPS, RECEPTEUR LARGE BANDE de 100 kHz à 2 GHz

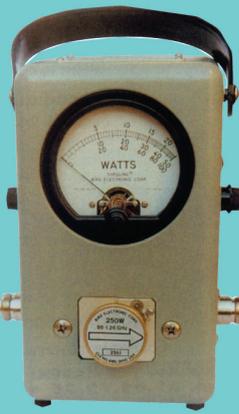
- FM bande étroite, FM bande large, AM et BLU
- Précision de fréquence assurée par PLL
- Sensibilité environ 0-6 dB µV EMF
- Impédance 50 ohms
- Toutes les fonctions sélectionnables par menu
- HP intégré
- Interfaçable RS-232 pour connexion PC...

Documentation sur demande



MRT-0702-2-C

**WATTMETRE BIRD PROFESSIONNEL**



**Boîtier BIRD 43**  
450 kHz à 2300 MHz  
100 mW à 10 kW  
selon bouchons de mesure tables 1 / 2 / 3 / 6

Autres modèles et bouchons sur demande

**FREQUENCEMETRES OPTOELECTRONICS de 10 Hz à 3 GHz**  
*Documentation sur demande*

<b>PORTABLES</b>	
CD-100	10 MHz à 1 GHz
CUB	1 MHz à 2,8 GHz
MicroCounter	10 MHz à 1,2 GHz
MINI SCOUT	10 MHz à 1,4 GHz
M1	10 Hz à 2,8 GHz
SCOUT (40)	10 MHz à 2 GHz
3000Aplus	20 Hz à 3 GHz
3300	1 MHz à 2,8 GHz




**DE TABLE**  
8040 10 Hz à 3 GHz

**DS-1000 - Fréquencemètre digital et analogique 10 MHz à 2,6 GHz.** Permet la capture des fréquences selon les protocoles APCO 25, Tetrapol, TDMA, GSM, On/Off Keying et fréquences pulsées (500 µs mini). Fonction mesureur de champ (-45 à -5 dBm). Sortie C15 permettant d'accorder automatiquement un récepteur compatible sur la fréquence capturée (uniquement analogique). 1000 mémoires pouvant être chargées dans un PC via la sortie RS-232.

**TUBES EIMAC**



**Charges de 5 W à 50 kW**  
Wattmètres spéciaux pour grandes puissances  
Wattmètre PEP