

Rendement et adaptation

Robert BERRANGER, F5NB

Qui n'a pas lu, dans un article technique ou dans un cours, que le rendement d'un système source /charge était maximum quand l'impédance de la charge était égale (conjuguée) à l'impédance interne de la source ? Nous allons voir que si ceci est vrai en réception cela ne l'est plus en émission.

"Rendement" et "adaptation" sont des termes génériques qui sont exprimés sous forme de rapport. Il faut donc à chaque fois définir les grandeurs utilisées, mécaniques, électriques, etc. Nous allons voir que dans le domaine radioélectrique, rendement et adaptation n'ont pas la même signification en émission et en réception.

1^{ère} partie : Rendement.

Convention : On ne prendra en compte que la partie "réelle" d'une impédance complexe car elle seule consomme de l'énergie. On supposera qu'à chaque fois que l'on rencontrera une réactance, celle-ci sera "neutralisée" par une réactance inverse (c'est déjà suffisamment compliqué, et cela ne change rien aux principes). Par ailleurs, on travaillera en régime linéaire (pas de saturation de la source).

Définitions du rendement :

Cas 1 : Rendement d'un quadripôle passif chargé (filtre par exemple). C'est le rapport entre la puissance dans la charge et la puissance fournie par la source. Nous ne développerons pas ce sujet ici.

Cas 2 : Rendement d'un quadripôle actif chargé. Même définition du rendement que pour le quadripôle passif. Ce quadripôle est appelé "générateur" et peut être un émetteur par exemple.

Cas 3 : Rendement d'un dipôle passif (antenne à l'émission, par exemple). C'est le rapport entre la puissance "utile" (puissance rayonnée) et la puissance consommée par le dipôle. Nous ne développerons pas ce sujet ici.

Cas 4 : Rendement d'un dipôle actif (antenne à la réception, par exemple). C'est le rapport entre la puissance consommée par la charge et la puissance maximum que peut fournir le dipôle (puissance disponible).

Dans les cas 1, 2 et 3 on parle de rendement "absolu" car il concerne des puissances mesurables en situation, et dans le cas 4, de rendement "relatif" car l'une des puissances est fictive en situation et nécessite une manipulation pour pouvoir la mesurer dans un contexte particulier. Voir sur la figure 1 les cas 2 et 4.

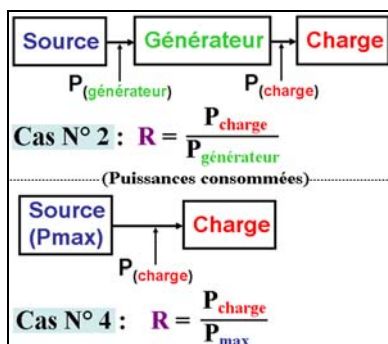


Figure 1

Cas de la réception

En réception, la source est constituée par l'antenne et la charge par l'entrée du récepteur ⁽¹⁾. Nous admettrons que l'impédance d'entrée du récepteur est purement résistive et que l'antenne est à la résonance, ce qui élimine les réactances et les complications mathématiques.

Modèle électrique d'une antenne en réception

Son modèle simplifié (sans les réactances) est celui de la figure 2.

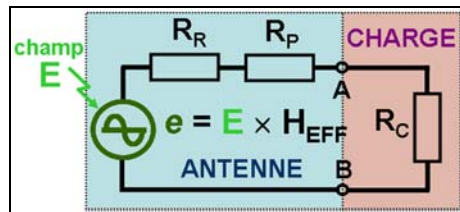


Figure 2

E (V/m) est la valeur du champ électrique au point de réception (point P). Elle est reliée par une constante (impédance du milieu) à l'énergie transportée par le champ électromagnétique au point P , énergie égale au vecteur de Poynting multiplié par la surface de captation ⁽²⁾. H_{EFF} est la hauteur effective en mètres. Sa valeur est liée à la géométrie de l'antenne. C'est une longueur matérialisée par une droite orientée ⁽³⁾ et sa valeur dépend également du cosinus de l'angle que fait cette droite avec la direction de propagation. Mais on la définit pour un angle d'arrivée θ de 90° pour lequel le cosinus est égal à 1 ⁽⁴⁾.

e est une force électromotrice en volts.

R_r est la résistance de rayonnement.

R_p est la résistance équivalente de pertes.

R_c est la résistance de charge.

Nous voyons qu'au mieux, s'il n'y a pas de pertes, la moitié de la puissance captée par l'antenne est transmise dans la charge, l'autre moitié étant re-rayonnée (résistance de rayonnement R_r). Voir en annexe A le cas d'une antenne non chargée.

Puissance disponible.

Dans le cas où $R_p=0$ et $R_c=R_r$, la puissance transmise dans la charge est appelée "puissance disponible". C'est la puissance maximum que l'on peut récupérer d'une certaine antenne, "baignant" dans un champ électromagnétique donné. Elle se calcule aisément en fonction des caractéristiques de l'antenne, de la puissance émise dans sa direction et de l'affaiblissement de propagation ⁽²⁾.

Rendement

Dans le cas de l'antenne de réception, on ne connaît facilement la puissance induite dans l'antenne que lorsque cette dernière est chargée par une impédance conjuguée à son impédance interne. Sinon, les paramètres varient selon la valeur de la charge (voir annexe A), mais le modèle reste valable pour calculer la puissance dans la charge par rapport à la puissance disponible. Donc on définit le rendement comme le rapport entre la puissance dans la charge et la puissance disponible (cas 4 du rendement). Dans ce cas la règle de la puissance transmise entre la source et la charge s'applique au modèle ⁽⁵⁾ et les adages suivants se vérifient :

- 1- La puissance transmise dans une charge sera maximum quand son impédance sera conjuguée à l'impédance de la source

- 2- Le rendement d'une transmission sera maximum quand l'impédance de la charge sera conjuguée à l'impédance de la source.

Nous allons voir qu'avec un émetteur, l'adage N° 2 n'est plus exact et que la règle des puissances ne s'applique que si le système reste linéaire (pas de saturation de l'émetteur).

Cas de l'émission

Convention : pour la suite, nous considérerons une impédance interne "statique" de l'émetteur, c'est-à-dire une impédance que l'on peut déterminer à partir des caractéristiques des composants. Il peut aussi avoir une impédance interne "dynamique" obtenue par contre réaction. On se contentera de préciser que l'obtention d'une impédance dynamique s'accompagne d'une baisse de rendement et qu'elle ne permet d'appliquer la règle de la puissance transmise que dans les limites de saturation de l'émetteur (U et I), limites d'autant plus serrées que l'on veut obtenir un rendement élevé. Par ailleurs, comme pour l'antenne de réception, on supposera les réactances compensées. Les effets de la réactance de la charge sur le rendement ont déjà été traités dans un précédent article ⁽⁶⁾. Par ailleurs, on ne s'intéressera qu'au rendement de l'étage de sortie de l'émetteur (P.A.) en admettant que le rendement des autres étages (exciter et driver) soit indépendant de la charge.

Modélisation électrique d'un émetteur.

Nous prendrons un générateur composé d'un transistor à effet de champ monté en source commune. Avec un transistor bipolaire monté en émetteur commun ou un tube électronique monté en cathode commune, cela ne changerait rien au modèle et aux principes que nous allons évoquer. Nous avons en haut de la figure 3 le modèle "réaliste" du P.A. et en dessous le modèle "normalisé" avec les formules pour passer de l'un à l'autre.

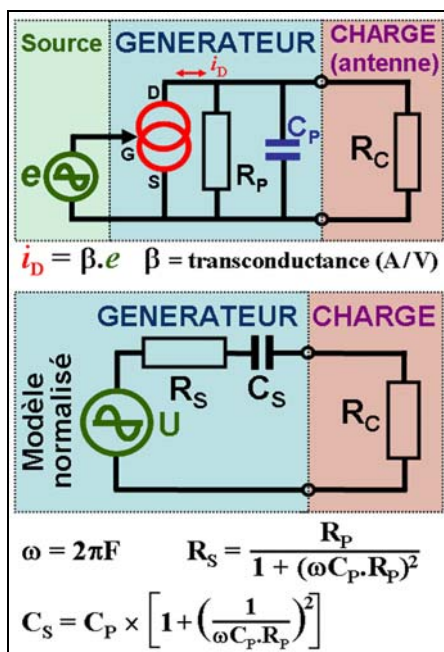


Figure 3

Noter qu'avec le modèle normalisé, R_s et C_s sont des grandeurs équivalentes et ne sont valables que pour une seule fréquence. D'ailleurs, elles sont souvent remplacées par leurs réactances et constituent "l'impédance interne" du générateur. Si c'est un générateur de courant, on peut retrouver par calcul les valeurs réelles. Par ailleurs, ces modèles ne tiennent pas compte des saturations en courant et en tension du générateur.

Rendement

Le rendement d'un générateur (émetteur) ne peut être obtenu avec les modèles de la figure 3 que si l'on reste en régime linéaire. Or, ce n'est pas le cas pour toutes les valeurs de la résistance de charge à cause de la saturation du générateur, en courant et en tension. En effet, la tension de sortie du générateur est limitée par la tension d'alimentation ⁽⁷⁾ et le courant de sortie par le composant utilisé (courant de saturation, température de jonction). Nous avons sur la figure 4 le modèle réaliste de la figure 3 avec l'adjonction de la tension d'alimentation, en (A) pour un générateur de courant, et en (B) pour un générateur de tension. On a supprimé la partie réactive en supposant qu'elle était compensée dans les deux cas.

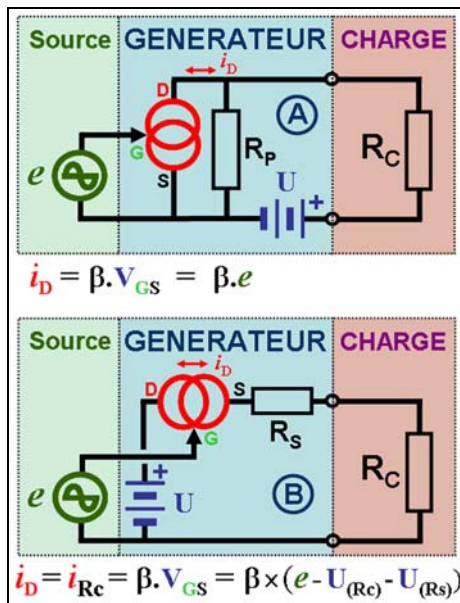


Figure 4

En (A) nous avons un générateur de courant. Il est obtenu avec un composant monté en "source commune", "émetteur commun" ou "cathode commune".

En (B) nous avons un générateur de tension. Il est obtenu avec un générateur de courant contre-réactionné au niveau du composant (montages dits "drain commun", "collecteur commun" ou "anode commune"). Dans ce cas, le calcul de I_D ne peut se faire directement avec la formule du bas, car I_D dépend de V_{GS} qui dépend de I_D , il faut utiliser un calcul matriciel.

Noter également que les émetteurs HF, VHF et UHF sont pratiquement tous des générateurs de courant avec une résistance interne qui se dégrade avec la fréquence. Les générateurs de tension du type (B) ⁽⁸⁾ sont parfois rencontrés en audio. Si l'on en parle ici, c'est pour montrer que le comportement du système vis-à-vis de la charge dépend du type de la source.

Pour obtenir un rendement maximum tout en restant linéaire, avec une puissance et une charge R_c données, on a une tension maximum de sortie proportionnelle à une tension d'alimentation U telle que $V_{max} = \text{racine de } P \times R_c$. Et par ailleurs on limite le courant (ALC HF) tel que $I_{max} = \text{racine de } P/R_c$. Voyons maintenant comment le rendement varie quand R_c varie et devient R'_c . Pour simplifier nous intégrerons dans R_c et R'_c les résistances de pertes R_p et R_s .

1- Cas (A) de la figure 4.

- $R'_c < R_c$. Dans ce cas, la puissance dans R_c diminue et le rendement aussi, car U_{Rc} a diminué, mais U_{ALIM} n'a pas changé ($P_{ALIM} = I_D \times U_{ALIM}$ et $P_{Rc} = I_D \times U_{Rc}$).
- $R'_c > R_c$. Dans ce cas, U_{Rc} devrait augmenter, mais il ne peut pas car U_{ALIM} n'a pas changé. Il faut alors diminuer I_D pour éviter la saturation (ALC). Alors la puissance dans R_c diminue, mais le rendement reste maximum.

2- Cas (**B**) de la figure 4. Ce cas est plus compliqué à cause de la contre-réaction.

- a) **$R'c < Rc$** . Dans ce cas U_{Rc} devrait rester constante (source de tension), mais I_D augmenterait et dépasserait I_{max} . Alors une régulation (ALC) va diminuer e pour obtenir $I_D = I_{max}$. En conséquence, U_{Rc} diminue alors que U_{ALIM} n'a pas changé. Finalement la puissance dans Rc diminue et le rendement aussi.
- b) **$R'c > Rc$** . Dans ce cas, I_D devrait diminuer, mais cela ne peut se faire que si V_{GS} diminue et alors U_{Rc} augmente et I_D diminue moins. Un équilibre s'établit et finalement I_D diminue d'un delta et U_{Rc} d'un autre delta. La puissance dans Rc diminue, et le rendement aussi du fait de la diminution de U_{Rc} , mais d'autant moins que β est élevé (le rendement resterait inchangé pour $\beta = \infty$).

Dans tous les cas ci-dessus, en séparant R_p ou R_s de R_c , le rendement est à pondérer dans le rapport $\{(Rc \times Rp) / (Rc^2 + (Rc \times Rp))\}$ ou $\{Rc / (Rc + Rs)\}$. Par ailleurs les modèles ne tiennent pas compte des autres imperfections du composant qui diminuent encore le rendement, mais ne changent rien dans les principes.

En pratique, on prend une marge pour I_{max} et U_{ALIM} en contre partie d'une diminution du rendement à la puissance nominale. Dans ce cas le comportement du système est différent selon que l'on se trouve ou non dans les conditions de saturation (voir note 5).

2^{ème} partie : Adaptation.

"Adaptation" est un terme générique qui ne permet pas en lui-même de savoir ce qu'il représente "physiquement". Il est donc nécessaire de le définir à chaque fois qu'on l'emploie dans un domaine particulier.

Définition de l'adaptation électrique

- 1) En réception (*cf* Fig.2) : L'adaptation entre l'antenne (la source) et le récepteur (la charge) qualifie le rapport entre la puissance disponible à la sortie de l'antenne et la puissance consommée par le récepteur (puissance "utile"). En se rappelant la définition du rendement en réception, on se rend compte que les deux définitions sont les mêmes. L'adaptation sera parfaite quand le rendement sera maximum (et inversement).
- 2) En émission (*cf* Fig.3) : L'adaptation entre le générateur (la source) et l'antenne (la charge) qualifie le rapport entre la puissance consommée par la charge (puissance à la sortie du générateur) et la puissance consommée à l'entrée du générateur. L'adaptation sera parfaite quand le rendement du générateur sera maximum (pour la partie du rendement liée à la désadaptation).

Bien que ces deux définitions de l'adaptation semblent les mêmes, nous allons voir en quoi elles diffèrent en pratique, différences liées à la nature de la source.

Expression de l'adaptation

On utilise en pratique un rapport de désadaptation appelé "ROS". Mais ce rapport mathématique n'a une signification physique (**R**apport d'**O**nde **S**tationnaire) que si la source est une ligne (alors il mesure la désadaptation entre la charge et la ligne). Pour notre propos, si une ligne est utilisée, elle est intégrée dans la charge et n'a pour effet que de modifier l'impédance de celle-ci. La manière dont cette modification se produit est hors sujet ici (voir les articles sur les lignes).

Le ROS qualifie un rapport entre la magnitude de l'impédance de la charge et une impédance de référence. Donc il n'a de signification que si l'on a défini la référence et nous allons voir qu'elle n'est pas la même en émission et en réception (d'où la subtilité entre les définitions 1 et 2). Noter que le ROS est indépendant de l'impédance de la source.

Le ROS a été choisi pour qualifier l'adaptation ⁽⁹⁾ parce qu'il est facile à mesurer à l'aide d'un coupleur directif et qu'il permet d'obtenir aisément par calcul le rendement relatif (cas N°4).

Cas de la réception

Ici c'est simple. Pour l'adaptation on considère que l'impédance interne de la source est une constante dépendant uniquement de l'antenne "physique". Alors la référence pour la mesure de la désadaptation (ROS) peut être, soit la partie réelle de l'impédance de la charge, soit la partie réelle de l'impédance interne de la source. Le résultat est le même, sachant que les parties imaginaires de la référence sont transférées du côté opposé à la référence. Ce n'est qu'une autre manière de différencier la source de la charge dans le modèle électrique. La connaissance du ROS permet d'obtenir le rendement relatif du système, c'est-à-dire le rapport entre la puissance dans la partie réelle de la charge et la puissance maximum disponible. Dans le cas de l'antenne en réception, nous avons ⁽¹⁰⁾ :

- Puissance incidente = puissance maximum disponible
- Puissance transmise = puissance dans la charge
- Puissance réfléchie = supplément de puissance re-rayonnée

Les relations entre ces différentes puissances sont réunies sous le vocable "règles de la transmission de puissance entre un générateur (ou une source) et une charge". Nous allons voir qu'elles constituent une généralisation abusive quand elles sont appliquées à un émetteur.

Cas de l'émission

Ce cas est beaucoup plus difficile à traiter et nous utiliserons en exemple le modèle "réaliste" de la fig. 3 qui correspond à la quasi-totalité des émetteurs. Sur ce modèle, le générateur est composé d'une source de courant ayant une impédance interne résultant de la mise en parallèle (admittance) de R_p et de C_p .

C_p résulte de la mise en parallèle de capacités statiques (C_{DS} , C_{DG}) et d'une capacité dynamique correspondant à l'effet Miller entre le drain et la source (multiplication de la capacité C_{DG}). Nous supposons que la réactance de C_p est entièrement neutralisée dans le générateur lui-même, ce qui va nous permettre de nous intéresser uniquement à R_p pour traiter l'adaptation. Voir en annexe C la méthode couramment utilisée dans les émetteurs HF large bande. Nous ajouterons une alimentation et nous arriverons au modèle (A) de la fig. 4. Pour l'origine de R_p , un bon graphique valant mieux qu'un long discours, nous nous référerons à la figure 5 qui représente (en 3D) la fonction de transfert simplifiée d'un transistor à effet de champ.

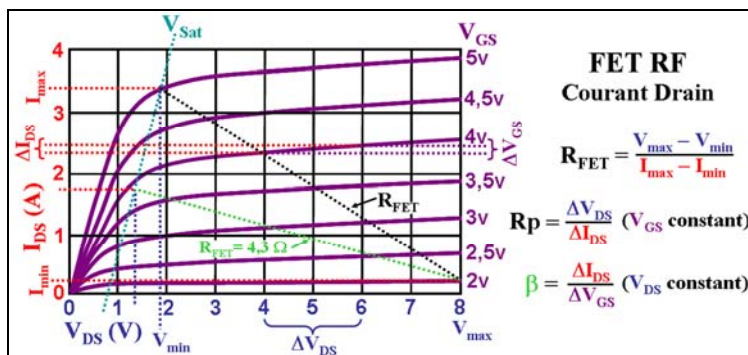


Figure 5

En se centrant sur une tension drain de 5V, avec un ΔV_{GS} de 1V on obtient une transconductance (β) de 1,27 A/V et avec un ΔV_{DS} de 2V on obtient $R_p = 11,8 \Omega$ (mesures graphiques).

Impédance de charge nominale ($R_{c_{nom}}$).

Pour rester en régime linéaire, on voit sur la figure 5 que l'on doit respecter certaines contraintes : V_{max} correspond à la tension d'alimentation et V_{min} à la tension dite "de pincement" du FET. Par ailleurs I_{min} est associé à la tension de seuil du FET et I_{max} est limité essentiellement pour des problèmes de dissipation et de courant de saturation du FET. A partir de ces valeurs, on calcule la droite de charge R_{FET} qui permet d'obtenir un maximum de puissance du FET en restant linéaire. L'impédance nominale de charge $R_{c_{nom}}$ est la résistance qu'il faut mettre en parallèle sur R_p pour obtenir R_{FET} , soit ici $2,19 \Omega$. $R_{c_{nom}}$ est la partie résistive de l'impédance de sortie de l'émetteur. On voit bien qu'elle n'a rien à voir avec l'impédance interne de l'émetteur qui est liée à R_p . **Alors l'adaptation se fera par rapport à cette impédance nominale de charge et c'est elle que l'on prendra comme impédance de référence pour mesurer le ROS.** Il se trouve qu'en pratique, on se débrouille (transfo et compensation de la réactance) pour que cette impédance soit conforme au standard de 50Ω . Si un ROS-mètre ($Z_0=R_{c_{nom}}$) est inséré entre l'émetteur et une ligne (feeder) reliée à la charge, le ROS mesuré correspond bien à la désadaptation en sortie de l'émetteur, mais il ne correspond au ROS dans la ligne que si celle-ci a l'impédance caractéristique du ROS-mètre et si elle n'a pas de perte⁽¹¹⁾. De même le ROS ne correspond pratiquement jamais dans le cas où un adaptateur (boîte d'accord) est inséré entre le ROS-mètre et la ligne.

Adaptation et puissance

Alors que pour l'antenne en réception la variation de la puissance récupérée (puissance transmise) est directement liée à la désadaptation, quelle qu'en soit son origine, il n'en va pas de même pour l'émission. Les relations entre la puissance transmise et le ROS sont complexes et dépendent de la nature de la désadaptation (en magnitude, et en phase) et de la plage de ROS où l'émetteur reste linéaire. En dehors de cette plage, l'ALC réduit l'excitation et la puissance de sortie diminue comme $\{P_{nom} / ROS\}$. Cela a déjà été développé dans d'autres articles (revoir notes 5 et 6).

Conclusion

Cet article ne vous permettra pas de concevoir un ampli d'émission de A à Z, si vous n'êtes pas du métier. Mais il vous aidera à comprendre comment fonctionne votre émetteur du commerce ou votre réalisation personnelle. Du fait de l'imperfection des composants (transistors, transformateurs et filtres de sortie), il y a une quantité de paramètres supplémentaires qui s'ajoutent à ceux qui ont été vus ici, mais sans changer les principes généraux. En pratique, une étude d'ampli de puissance se termine toujours en tâtonnements par optimisation de composants passifs (R-L-C) comme la fabrication d'une antenne filaire se termine à la pince coupante. Dans un cas, comme dans l'autre, savoir "comment ça marche" permet d'arriver beaucoup plus vite à ses fins.

Annexe A. Antenne non chargée

Une antenne est considérée comme non chargée quand la valeur de la charge atteint ses *extrema* qui sont $R_c=0$ et $R_c=\infty$. Voyons le cas particulier où $R_c=0$ ⁽¹²⁾. Le modèle de la figure 2 devient celui de la figure 6.

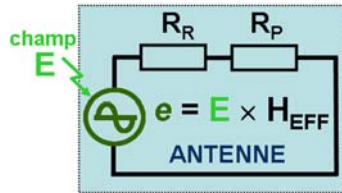


Figure 6.

Il est évident que toute l'énergie captée est re-rayonnée (moins les pertes) mais qu'elle énergie ? En effet si $R_c=R_r$, l'énergie captée est égale à $e^2/2R_r$ et si $R_c=0$, l'énergie captée est égale à e^2/R_r . donc deux fois plus élevée. Or le flux du vecteur de Poynting n'a pas changé et l'antenne physique non plus. Alors, est-ce la surface de captation (donc \mathbf{E}) ? Elle ne dépend que de la directivité de l'antenne (son gain iso) qui ne doit pas changer avec la charge. Est-ce la hauteur effective (\mathbf{H}_{EFF}) ? Celle-ci ne dépend que de la géométrie de l'antenne et de la direction d'arrivée de l'onde. Donc il ne nous reste plus que la résistance de rayonnement (\mathbf{R}_r). Mais cela nous importe peu de savoir ce qui se passe "réellement". Seule la puissance maximum disponible nous intéresse et là, on sait la calculer.

Cette hypothèse est confortée avec $R_c=\infty$. Dans ce cas, le modèle de la figure 2 n'est plus valide pour des raisons expliquées dans l'annexe B. Il faut considérer que notre système antennaire s'est transformé. Il est passé d'une antenne avec certains paramètres, à deux antennes **couplées** ayant d'autres paramètres et chacune avec $\mathbf{R}_c=0$ (cas de la fig. 6), comme montré sur la figure 7.

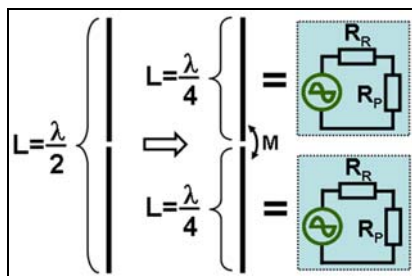


Figure 7.

Annexe B. Validité des modèles

En réception, le modèle de la figure 2 n'est valable que pour déterminer la puissance dans la charge en fonction des paramètres de l'antenne en émission, en considérant que ceux-ci restent inchangés à la réception car l'antenne est un circuit passif. Logiquement, il faudrait séparer l'antenne de la source qui ne dépendrait plus alors que du vecteur de Poynting. Mais le modèle serait beaucoup plus compliqué, ce qui ne servirait à rien puisque ce qui nous intéresse, c'est de connaître la puissance reçue dans notre charge. Ce qui se passe vraiment dans l'antenne et dans son environnement nous importe peu. L'imperfection du modèle à la réception provient du fait qu'il utilise des composants localisés (R-L-C) pour modéliser un circuit à constantes réparties qui ne correspondent pas à l'aspect physique du circuit. Ainsi, contrairement à ce que l'on pourrait croire, un fil isolé dans l'espace est le siège de courants dès qu'il "baigne" dans un champ électromagnétique ⁽¹³⁾.

En émission, le modèle global est plus proche de la réalité, car l'antenne est une charge et on connaît bien son comportement en régime établi. Son modèle est indépendant du modèle du générateur considéré comme une source. Pour les modèles "réalistes" du générateur, ils restent valables tant que l'on considère que leurs paramètres en régime statique ne changent pas en régime dynamique, ce qui est proche de la réalité pour les circuits HF. Pour les fréquences plus élevées, les modèles se dégradent. Alors on utilise le modèle mathématique normalisé (source de tension en série avec une impédance complexe) avec des paramètres valables pour une seule fréquence et obtenus grâce à des mesures ⁽¹⁴⁾.

Annexe C. Neutralisation de la réactance dans un émetteur large bande

Prenons un émetteur HF 1,5 - 30 MHz avec un P.A. du type (A) de la figure 4 (FET, source commune) et réintégrons C_p en parallèle sur R_p . Entre le FET et la charge nous avons un transformateur large bande pour obtenir une résistance nominale de charge de 50Ω . Supposons dans un premier temps qu'il soit parfait. Alors la réactance de C_p va diminuer de plus en plus quand F_0 passe de 1,5 MHz à 30 MHz. L'impédance interne va devenir de plus en plus réactive et sa magnitude va baisser. Avec une impédance de charge nominale, la désadaptation va augmenter avec la fréquence. En conséquence, l'ampli n'aura pas un gain constant (il diminuera avec la fréquence) et viendront s'ajouter d'autres phénomènes (instabilité, claquage, etc.) selon la nature d'une désadaptation éventuelle de la charge (ROS). Il est alors nécessaire de "calmer le jeu" en réduisant au maximum la réactance parasite interne. Pour cela nous utiliserons deux moyens principaux :

En premier, on peut compenser la réactance en haut de bande par insertion d'une self série. Il se trouve que cette self existe en pratique car c'est la self de fuite que présente tout transformateur imparfait. Voir sur la figure 8 le modèle simplifié obtenu.

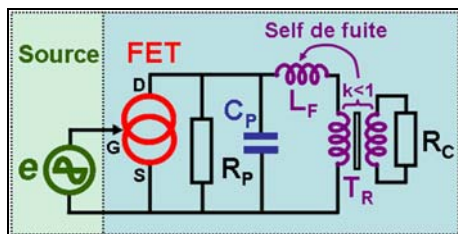


Figure 8.

Mais la self de fuite n'est pas forcément constante avec la fréquence et n'a pas forcément la bonne valeur. Et par ailleurs, même si la compensation est parfaite à 30 MHz, elle ne l'est pas sur le reste de la bande, comme montré sur la figure 9.

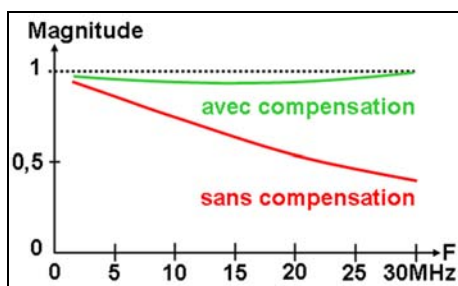


Figure 9.

En pratique, le transfo est suivi d'un filtre passe-bas. En rendant ce filtre réactif à son entrée lorsque sa sortie est chargée par $R_{c_{nom}}$, on a un moyen supplémentaire de compensation. Mais celle-ci passe par un transfo imparfait et finalement, la courbe verte de la fig. 9 se dégrade vers les 20 MHz. On peut améliorer cela en réduisant la capacité due à l'effet Miller. Il suffit

de diminuer le gain en tension de l'étage ($\beta \times R_{FET}$) en effectuant une contre-réaction Drain-Grille. Cela a aussi pour effet de linéariser le gain dans la bande et de diminuer dynamiquement R_p , donc de "refroidir" le comportement du système en cas de ROS. Mais cela se paie par une perte de gain et de rendement. Il peut arriver que la réduction du gain pour raison de stabilité entraîne une surcompensation, ce qui oblige à ajouter un condensateur en parallèle sur le primaire du transformateur de sortie. Nous avons sur la figure 10 le modèle complet Driver + P.A (sans l'alimentation).

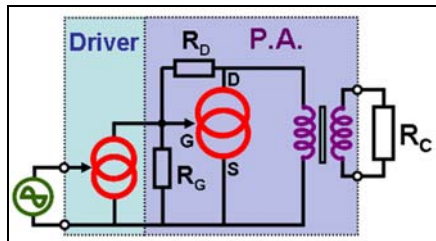


Figure 10.

Noter qu'une variante, appelée "montage trans-impédance" est obtenue en remplaçant le driver par une source de tension ayant R_G comme résistance interne. Ce montage est très utilisé dans les MMIC (MarXX, etc.).

Comportement du système : Il est difficile de le mettre en équation, car comme pour le FET en "drain commun" nous avons affaire à un circuit bouclé. On peut utiliser un calcul matriciel basé sur les paramètres "S", mais il n'est vraiment exact que pour une source ayant une impédance interne égale à la référence. Ces conditions ne se retrouvent en pratique que pour les émetteurs hyperfréquences, domaine privilégié de l'utilisation des paramètres S. Ici, nous nous contenterons de donner les "sensibilités" liées au rapport R_D / R_G .

Soit G le gain en tension, $G = \beta \times R_{FET}$.

Soient G' , Cp' et Rp' les paramètres modifiés et $R_G = \text{constante}$.

Cas limite 1 : R_D/R_G tend vers l'infini. Alors G' tend vers G , Rp' tend vers Rp et Cp' tend vers Cp .

Cas limite 2 : R_D/R_G tend vers 1. Alors Rp' tend vers $Rp // (R_D + R_G)$, G' tend vers -1 et Cp' tend vers C_{DS} . Nous allons vers un générateur de tension parfait si β (donc G) est très grand.

Ainsi en fonction de β et de R_{FET} , en modifiant le rapport R_D/R_G , nous pouvons obtenir n'importe quelle impédance de sortie entre Rp et ϵ . Par ailleurs on voit bien que cela s'obtient au détriment du gain ($G' < G$) et du rendement ($Rp' < Rp$).

En pratique, par rapport au schéma de la fig. 10, on trouve en plus çà et là quelques selfs et capacités pour améliorer les choses. Mais on arrêtera là. Il s'agissait de montrer qu'un schéma d'émetteur résulte d'une étude complexe et que les valeurs des composants passifs (R-L-C) sont liées aux caractéristiques des transistors, du transfo de sortie et du filtre en sortie. Si l'on veut reproduire le schéma, il faut utiliser ces mêmes composants (en particulier même transfo et même filtre), ou refaire la mise au point.

Annexe D. Validation de la méthode d'adaptation utilisée en émission

Soit à utiliser le transistor et les conditions de la figure 5 pour construire un ampli de puissance à 145 MHz bande étroite. Pour Cp ($C_{DS} + C_{DG}$), la data-sheet nous donne $Cp = 80$ pF (mesurée à 1 MHz).

Calculons l'impédance de sortie à 145 MHz : $Z_s = 6,78\Omega - j5,84\Omega$.

Appliquons l'adage N°1 du début de l'article ($Z_{c_{opt}} = Z_s^*$). Nous obtenons $Z_c = 6,78\Omega + j5,84\Omega$. A 145 MHz, Z_c sera composée d'une résistance de $6,78 \Omega$ en série avec une bobine

de 6,41 nH ou mieux, en parallèle avec une bobine de 15 nH qui est plus facile à réaliser. La réactance étant compensée, traçons sur la figure 5 la droite de charge correspondant à la mise en parallèle de 6,78 Ω avec R_p , soit $R_{FET} = 4,3 \Omega$ (courbe en pointillé vert).

Puissance : Il est évident que la puissance de sortie maximum a diminué. Pour obtenir la même puissance, un calcul rapide montre qu'il faudrait augmenter V_{max} (tension d'alim) à 13,2 V.

Rendement : Noter qu'en pratique on a un surcroît de pertes dues à la tension de déchet (Usat) du transistor, ce qui diminue le rendement global. Si l'on ne considère que la contribution de la désadaptation, on obtient : $R\% = R_{FET} / R_c \times 100$. Pour $R_c = 2,1 \Omega$, $R\% = 84\%$ et pour $R_c = 6,78 \Omega$, $R\% = 63\%$. Non seulement le rendement a diminué, mais on sous-utilise les possibilités en courant du FET. Cette différence de rendement et de puissance max entre les deux méthodes a été expérimentée par un OM avec un amplificateur de forte puissance pour la bande 2m (article paru dans je ne sais plus quel QEX). Il a constaté une réelle différence, comme montré ici.

Si, au lieu de calculer l'impédance, on la récupère à partir des paramètres S de la data-sheet, on obtient $Z_s = 9,5\Omega -j9\Omega$, ce qui correspond à une capacité C_p de 56 pF à 150 MHz. La différence avec 80 pF (à 1 MHz) provient de la mise en série des selfs des connexions drain et source et de la dégradation de β qui diminue l'effet Miller. En utilisant cette impédance résultant de mesures en situation, les différences entre les deux méthodes seraient encore plus grandes ⁽¹⁵⁾.

Bibliographie.

[1] Revoir les "Comment ça marche ?" concernés dans les précédents Radio-REF. Ils sont également consultables et téléchargeables sur le site de F6KRK : "www.blog.f6krk.org", catégorie "Bulletins et Gazettes" puis "Comment ça marche ?".

[2] Ces articles sont également consultables et téléchargeables sur le blog de F6KRK, dans la catégorie "Articles membres" puis "F5NB".

Notes.

- 1) *S'il y a une ligne entre les deux, nous considèrerons qu'elle a une impédance caractéristique égale à l'impédance d'entrée du récepteur et qu'elle est sans perte. Dans ce cas, elle ne change rien dans le comportement du système.*
- 2) *Pour toutes ces notions, revoir les "Comment ça marche" sur le rayonnement d'une antenne, l'impédance d'un milieu de propagation, le vecteur de Poynting, la Hauteur effective, la Hauteur efficace et la Surface de captation ^[1].*
- 3) *Pour cet angle d'arrivée, le vecteur E est dirigé parallèlement à la direction d'un doublet. Et alors la hauteur effective "réelle" est nulle pour un angle d'arrivée dans les "pointes" (donc la f.é.m. e est nulle.*
- 4) *Son orientation est celle du vecteur "courant".*
- 5) *"Echange de puissance entre générateur et charge", Radio-REF Septembre 2003 ^[2].*
- 6) *"Rendement des amplis HF de puissance" Radio-REF Février 2005 ^[2].*
- 7) *Tension d'alimentation maximum pour ne pas détruire le générateur par claquage.*
- 8) *En général les amplis audio sont des générateur de tension obtenus avec un montage (A) et une contre-réaction globale sur l'ampli. Cette méthode est impensable pour des amplis RF où l'on doit se contenter d'une contre-réaction locale au niveau du composant.*

- 9) *Et toutes les expressions mathématiques associées : Coefficient de réflexion, tension incidente et tension réfléchie, puissance incidente et puissance réfléchie, puissance transmise, pertes en retour, paramètres S, etc.)*
- 10) *Pour les calculs vous pouvez consulter mes articles sur le ROS-mètre publiés dans Radio-REF (ou un formulaire d'électronique) ^[2].*
- 11) *Ceci sera explicité dans une prochaine série de "Comment ça marche" dédiée aux lignes.*
- 12) *Pas si particulier que cela, puisqu'il s'applique à tout objet métallique qui baigne dans un champ électromagnétique. Autrement dit à tous les objets métalliques de la Terre et de l'Espace qui ne sont pas confinés dans des enceintes métalliques fermées comme une cage de Faraday.*
- 13) *A ceux qui se poseraient la question de la circulation d'un courant dans un circuit non fermé on répondra qu'effectivement ce n'est pas possible en courant continu mais c'est possible en courant alternatif car le circuit se referme à travers la capacité du circuit. La démonstration fait appel au champ électromagnétique réactif qui existe autour du circuit en régime établi que ce soit la conséquence d'une f.é.m. ou celle d'un champ E-M externe.*
- 14) *A partir de mesures faites à intervalles de fréquences réguliers, on trace une courbe de l'impédance complexe interne d'une source de tension. Mais la réalité peut être une source de courant et une admittance complexe. Voir à ce sujet dans Radio-REF la série des "Comment ça marche" sur les circuits réactifs (en cours de parution).*
- 15) *Sur la figure 3, dans la formule donnant R_s , cette dernière dépend en partie de la réactance. mais en regardant le modèle réaliste, on conçoit que l'influence de R_p sur R_c ne dépend pas de C_p si celle-ci est compensée.*