

technique/12 Radio-REF N° 804 • novembre 2007

# Puissance PEP et puissance moyenne

F5NB, Robert BERRANGER

**Puissance PEP, puissance moyenne... Comment les définir ? Comment les mesure-t-on ? Précautions à prendre ? Cet article va essayer de répondre à toutes ces questions que bien des radioamateurs se posent ou devraient se poser.**

## ■ Définitions :

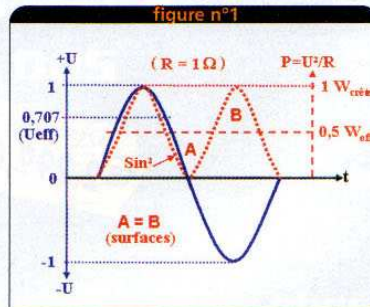
La puissance mesure un travail effectué par un système sur la durée d'une seconde. Elle s'exprime en watts efficaces. Notre système à nous est une antenne, et sa fonction consiste à générer un champ électromagnétique rayonné qu'on peut considérer comme un travail à pertes dans l'immensité de l'espace (on en récupère si peu).

La puissance moyenne est obtenue en mesurant la quantité de travail fournie pendant toute la durée d'observation, puis en divisant la mesure par la durée en secondes. Si le travail est périodique, une mesure sur la durée d'une période suffit, même si cette période est inférieure à la seconde. Par exemple, avec un signal HF modulé AM par du 1 kHz, une mesure sur une durée d'une milliseconde suffit pour avoir la puissance moyenne.

La puissance instantanée est celle mesurée sur une seule période du signal HF, ou à la rigueur, sur plusieurs périodes tant que le signal reste stationnaire (amplitude constante). Ensuite elle est ramenée par calcul à une durée d'une seconde (c'est-à-dire qu'on fait comme si le signal avait été stationnaire pendant une seconde). La puissance PEP (Peak Envelope Power, soit « puissance de la crête de l'enveloppe » (et non « puissance crête de l'enveloppe »), est la puissance instantanée la plus élevée parmi un maximum de mesures contiguës sur la durée totale du travail, ou sur une période d'un travail périodique. C'est donc une puissance d'autant plus « virtuelle » que le maximum du signal est bref.

**Q :** Je croyais que la puissance PEP était une puissance crête ?

**R :** Absolument pas. C'est une puissance efficace, même si habituellement on la calcule à partir de la mesure d'une tension crête<sup>(1)</sup> à la sortie d'un détecteur. La puissance efficace d'un signal sinusoïdal est égale à la moitié de sa puissance crête. Ceci est montré sur la figure 1.



Voyons maintenant les rapports entre les puissances moyennes et PEP selon la modulation :

- CW (sinusoïdal pur) : Puissance PEP = puissance moyenne.
- CW (télégraphie) : Si la mesure se situe entièrement à l'intérieur d'un point ou d'un trait, alors  $P_{moy} = PEP$ . Si la mesure s'étale sur plusieurs mots,  $P_{moy} = PEP / K$ , avec K dépendant de la manipulation de l'opérateur.
- AM : Puissance PEP = 1 à 4 fois la puissance moyenne selon le taux de modulation.
- FM : Puissance PEP = puissance moyenne.
- BLU :  $PEP > P_{moy}$  selon le contenu de la parole et la durée de la mesure. En pratique, la mesure de la puissance PEP n'est utilisée qu'avec les signaux BLU.

## ■ Mesure de la puissance PEP

Nous admettrons d'abord qu'on fait la mesure sur un temps suffisamment long pour qu'elle ait une signification statistique<sup>(2)</sup>, et dans un premier temps que notre émetteur est (presque) parfait. Nous avons sur la figure 2 un signal BLU sur une durée de deux mots, et les mesures correspondant aux puissances moyennes et PEP.

Nous devinons que le rapport entre les deux puissances peut être très

variable, selon le locuteur et le traitement du signal BF qui a été fait (compresseur de modulation).

**Q :** Vous calculez la puissance moyenne comme une somme de valeurs discrètes. En général c'est plutôt le calcul d'une intégrale ?

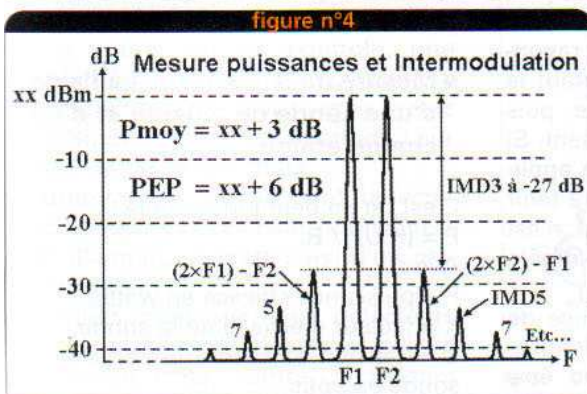
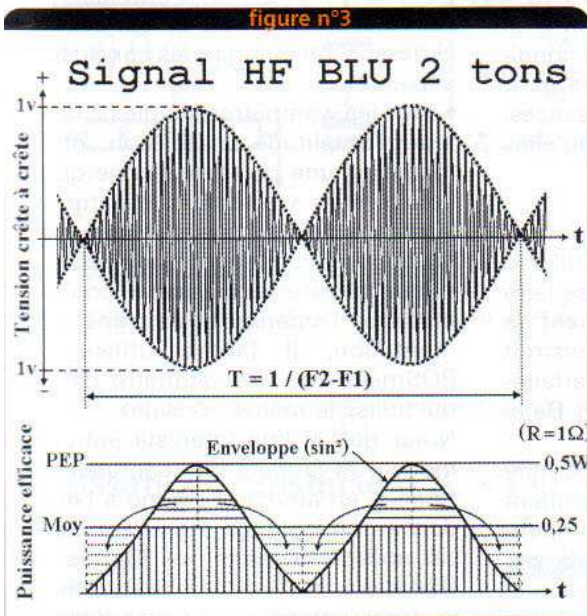
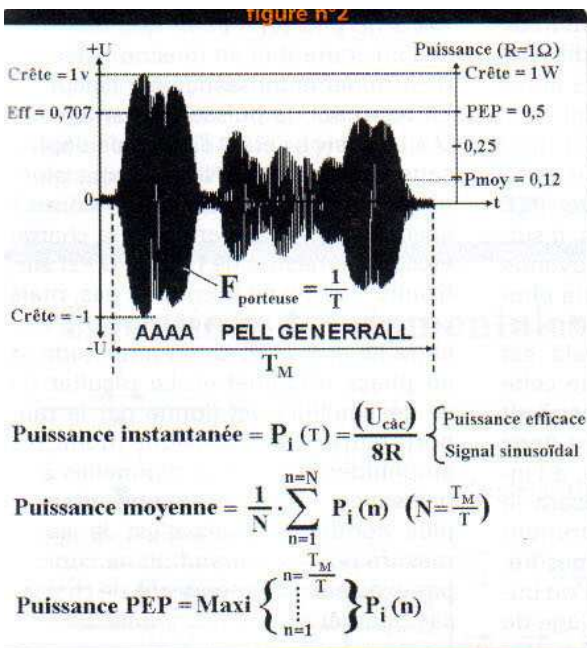
**R :** La puissance instantanée étant le résultat d'une intégration sur la période HF, la puissance moyenne exprimée ici en somme d'intégrales contiguës est équivalente à une seule intégrale sur la totalité du temps de mesure, comme nous le faisons en pratique avec un filtre passe-bas, à condition que  $1/TM$  soit dans la bande passante, et que  $1/T$  (Fporteuse) soit bien au-delà de la fréquence de coupure. Si j'ai exprimé la puissance moyenne sous forme d'une somme, c'est pour mieux la comparer à la puissance PEP et bien comprendre la différence. Noter qu'avec un détecteur simple, on préjuge que la crête négative de tension est égale à la crête positive, ce qui n'est vrai que lorsque le signal HF ne contient pas d'harmoniques pairs.

## ■ Qualification des performances en puissance d'un émetteur.

Si la puissance de sortie PEP d'un émetteur était indépendante de sa puissance de sortie moyenne, on pourrait prendre pour signal d'entrée n'importe quel signal BF, même de la parole. Mais les émetteurs sont loin d'être parfaits, bien souvent leur alimentation est sous-dimensionnée et non régulée pour des raisons évidentes de prix, d'encombrement et de poids. Donc, pour qualifier les émetteurs, on utilise un signal particulier, composé de deux signaux sinusoïdaux à des fréquences relativement proches et d'amplitudes égales (signal 2 tons).

Dans ce cas là, le rapport entre la puissance PEP et la puissance moyenne est de deux. Comme nous avons affaire à un signal stationnaire, on peut déterminer la puissance PEP en mesurant la puissance moyenne et en la multipliant par deux. Nous avons l'allure d'un tel signal BLU sur la figure 3.

(1) Ceci est important, car si notre signal n'est pas sinusoïdal pur (harmoniques) notre calcul sera faux et la mesure de la puissance aussi.  
 (2) C'est-à-dire qu'on considère que notre signal est stationnaire ergodique. Celui-ci a les mêmes propriétés qu'un signal stationnaire, mais avec une durée minimum de la mesure. Toutes les répétitions de mesures donneront le même résultat. Un signal stationnaire ergodique typique est le bruit thermique.



Il y a quand même un minimum de précautions à prendre. En particulier, il ne faut pas que le signal de sortie de l'émetteur soit distordu.

peut que préjuger qu'elle soit mesurée selon les normes en vigueur. En général, cela est vraisemblable pour les émetteurs à transistors avec sortie

Pour le contrôler empiriquement, on peut le regarder à l'aide d'un oscilloscope, et se mettre à la limite de l'écrasement des arches de l'enveloppe. Les normes prévoient une autre méthode qui nécessite l'emploi d'un analyseur de spectre (ou d'un récepteur sélectif). Elle consiste à mesurer la puissance pour un niveau d'intermodulation d'ordre 3 (IMD3) spécifié en fonction de l'usage prévu de l'émetteur et de sa puissance<sup>(3)</sup>. Ce niveau d'IMD3 est compris en général entre -27 et -35 dB sous un ton, et la puissance PEP change peu entre ces deux valeurs. Nous avons sur la figure 4 l'allure du spectre obtenu avec la mesure de l'IMD3 et la détermination des puissances moyennes et PEP.

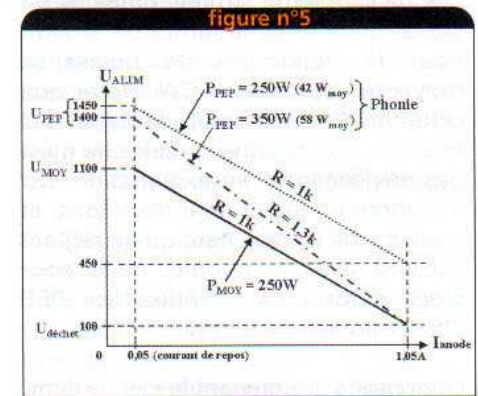
La mesure (xx dBm) faite par l'analyseur de spectre est une puissance moyenne exprimée en valeur efficace. Nous avons donc la somme de deux puissances moyennes égales, soit une puissance totale de +3 dB au dessus, parce que nous savons que le facteur de crête (rapport PEP/Pmoy) pour deux tons égaux est de deux.

Noter que cette méthode, en prenant des précautions pour étalonner l'analyseur de spectre, est la plus précise, puisqu'elle donne la puissance effectivement rayonnée sur la fréquence de travail, alors que tous les autres systèmes englobent les harmoniques avec des effets différents selon les méthodes.

En conclusion, quand un constructeur donne la puissance PEP de son émetteur, sans autre précision, on ne peut que préjuger qu'elle soit mesurée selon les normes en vigueur. En général, cela est vraisemblable pour les émetteurs à transistors avec sortie

par transformateur. Mais avec les émetteurs de puissance à tubes, avec une adaptation de sortie à impédance variable (en général un PI), et une alimentation sous-dimensionnée, la tentation est grande de prendre un signal avec un grand facteur de crête comme la parole<sup>(4)</sup>. Un bon dessin valant mieux qu'un long discours, examinons la figure 5.

Elle représente des droites de charge pour un tube polarisé en classe AB. L'alimentation se met « à genoux » dès que la puissance moyenne augmente. Ainsi, avec 250 W, la tension d'alim descend à 1100 V, et l'impédance de charge optimum est de 1 kΩ (PA à un seul tube). Avec une phonie ayant un facteur de crête de 6, on peut obtenir une puissance PEP de 350 W, soit 58 W moyens, avec une impédance de charge de 1,3 kΩ, car la tension d'alim est remontée à 1400 V.



Si l'on avait gardé l'impédance de 1 kΩ, déterminée sur signal CW (Tune), on ne sortirait que 250 W PEP (inchangée), avec une tension de déchet importante, d'où une plus grande dissipation du tube. Donc le constructeur d'un ampli avec l'alimentation un peu juste a intérêt à se mettre en phonie et à mesurer la puissance PEP de cette manière, après avoir optimisé l'impédance de charge du tube (réglage du PI avec charge nominale en sortie).

**Q :** Cette approche n'est quand même pas idiote, puisque nos émetteurs BLU sont faits pour transmettre de la parole, non ?

**R :** Vous avez raison, mais alors, d'une part il faut que le constructeur le dise, et d'autre part, on ne peut pas vérifier précisément la puissance PEP, puisqu'elle dépend du locuteur et de ce qu'il dit. Et se pose le problème d'obtenir cette puissance optimum en ajustant l'adaptation.

**Q :** Pourquoi les émetteurs BLU sortent-ils généralement deux fois moins de puissance en graphie (CW) qu'en phonie (BLU) ?

(3) On spécifie aussi des taux d'harmoniques. Mais alors que ceux-ci peuvent être filtrés, l'IMD3 ne le peut pas. C'est donc cette dernière spécification qui est la plus significative.

(4) Ce sont les mêmes considérations qui ont entraîné les fabricants de chaînes audio à inventer les watts

**R :** Cette différence de puissance dans les émetteurs ne dépend pas d'un principe, mais du souci pour l'alimentation d'avoir à fournir la même puissance moyenne en CW et en BLU (signal deux tons).

Revenons à la figure 5. Gardons la même alimentation et le même courant crête anode de 1,05 A. Avec un signal deux tons, la puissance moyenne sera de 137,5 W. La tension d'alim sera remontée à 1200 V et la résistance de charge optimum à 1,1 k $\Omega$  (refaites la figure).

Avec un signal CW, pour la même puissance moyenne, le courant crête devra être de 0,55 A et la résistance de charge de 2,2 k $\Omega$ . Nous devons donc diminuer l'excitation. En conséquence, la boucle d'ALC HF aura deux voies, l'une rapide, régulant la puissance PEP, l'autre plus lente (retard) régulant la puissance CW. L'accord ne posera pas de problème si nous utilisons un signal deux tons, il suffira de le faire pour le maximum de puissance moyenne, comme en CW. Noter que cette méthode permet de faire des mesures qualificatives, mais elle n'est pas envisageable en exploitation, car il faudrait un générateur deux tons, et nous avons vu plus haut qu'en réglant l'accord avec la phonie, nous pouvons sortir plus de puissance PEP (350 W au lieu de 275 W)<sup>(5)</sup>.

Examinons maintenant le cas de l'amplificateur à transistors avec transformateur. Revenons à la figure 5 en ramenant la tension d'alimentation à 52 V et la tension de déchet à 2 V, tout en conservant un courant crête de 1,05 A. En deux tons, la résistance de charge optimum sera de 50  $\Omega$ . Avec un push-pull de 2 transistors en classe B, la puissance PEP sera de 50 W, soit 25 W moyens. En CW, l'impédance de charge ne changera pas, puisque fixée par le transfo de sortie. Nous obtiendrons les 25 W avec un courant crête collecteur de 0,757 A (excitation diminuée par l'ALC HF).

Normalement, en CW, du fait que le facteur de crête est de 1 au lieu de 2, le rendement du PA devrait être augmenté, mais à condition d'optimiser l'impédance de charge, comme nous l'avons fait pour le tube plus haut. Si elle ne change pas, non seulement le rendement n'augmente pas, mais il

peut diminuer selon la polarisation de la classe AB, entraînant une dissipation plus élevée du PA<sup>(6)</sup>.

### ■ Mesure des puissances.

Pour déterminer la puissance PEP avec la méthode des deux tons, il suffit de mesurer la puissance moyenne et de multiplier par deux. Avec la phonie, on est obligé de mesurer directement la puissance PEP, et cela est beaucoup plus difficile, puisque cette puissance n'est atteinte que pendant des temps très courts. Il faudra donc prendre des fenêtres de temps, à l'intérieur desquelles on mémoriserà le maximum, et cela, suffisamment longtemps pour pouvoir lire la mesure. Mais pas trop quand même, si l'on utilise la lecture pour faire un réglage de l'adaptation.

Avant de proposer une solution à ce problème, nous allons voir les conditions à remplir et les manières pour effectuer des mesures de puissances, sur charge et sur antenne, qu'elles soient moyennes ou PEP.

La seule façon de mesurer avec certitude une puissance est de quantifier le travail obtenu, ce qui ne peut se faire précisément qu'en consommant la puissance fournie. Si l'on construit une sonde, il faut connaître parfaitement sa fonction de transfert. Deux exemples :

- On peut mesurer la puissance utile d'un four micro-ondes en chauffant une certaine quantité de liquide pendant un temps déterminé. Puis par calcul utilisant les lois de la physique, on déterminera le travail fourni, puis la puissance en divisant par le temps.
  - On peut mesurer la puissance rayonnée par un émetteur en mesurant le champ à une certaine distance, puis appliquer les lois du rayonnement. Si l'on veut mesurer la puissance appliquée à une antenne HF, il faudra tenir compte de sa directivité, qui n'est vraiment connue que pour le dipôle demi-onde en espace libre.
- Donc, pour mesurer la puissance de sortie de notre émetteur, il faudra procéder autrement. Nous allons être confrontés au problème de la mesure d'une puissance transitant dans une ligne. Il faut savoir qu'alors, il est impossible de faire une sonde de puissance.

Nous ne pourrions avoir que des sondes en courant et en tension. Il faudra déterminer la puissance par calcul.

En alternatif, la puissance est égale à  $U \times I \times \cos(\phi)$ ,  $\phi$  étant l'angle de déphasage entre U et I. Nous avons alors plusieurs possibilités. Soit on connaît exactement l'impédance de la charge et alors la mesure de I ou de U est suffisante, soit on ne la connaît pas, mais on connaît le déséquilibre qu'elle entraîne entre I et U, en amplitude et en phase (ROSmètre). Le résultat de ce déséquilibre est donné par le rapport entre deux tensions dont les amplitudes sont proportionnelles à la puissance. C'est donc une mesure plus complexe, mais c'est la seule mesure possible quand on ne connaît pas exactement l'impédance de charge, cas général avec une antenne.

Après avoir bien relu ce qui est écrit ci-dessus, on en tirera les conclusions suivantes :

- Avec les wattmètres simples à détecteur d'amplitude en tension, on ne mesurera une puissance vraie que si l'on connaît exactement la nature de la charge, soit, en pratique, une résistance pure d'impédance nominale.
- Pour mesurer la puissance consommée par l'antenne et sa ligne d'alimentation, il faudra utiliser un ROSmètre (ou un wattmètre directif, qui utilise le même principe). Noter que si l'on intercale entre l'émetteur et la ligne un adaptateur qui ramène en amont la charge à l'impédance nominale, on mesurera bien à cet endroit la puissance fournie par l'émetteur, mais pas celle fournie au système rayonnant, à cause des pertes dans l'adaptateur<sup>(7)</sup>.

### ■ Mesure de la puissance à l'aide d'une sonde de tension et d'une charge étalon.

C'est on ne peut plus simple :

$$P = (K.U)^2 / R.$$

Avec

P = puissance efficace en watts.

K = facteur d'échelle de la sonde.

U = tension efficace à la sortie de la sonde en volts.

R = résistance de la charge étalon en ohms.

### ■ Mesure de la puissance à l'aide du ROSmètre.

Le ROSmètre est un appareil qui mesure le déséquilibre du rapport entre la tension et le courant d'un signal transitant dans une ligne, lorsque celle-ci ramène une impédance

(5) Ne pas utiliser ces compresseurs exotiques, « géniaux » dont les seuls résultats perceptibles sont l'augmentation de la puissance moyenne jusqu'au niveau de la puissance PEP, et une diminution proportionnelle de la compréhension.

(6) Voir texte et figure 9 de l'article « Rendement des amplis HF » paru dans Radio-REF de février 2005.

(7) Et elles peuvent être plus importantes que la puissance rayonnée. Voir certains coupleurs pour antennes Lévy, où l'on peut obtenir un ROS de 1 à l'entrée, même avec l'antenne débranchée.

différente de l'impédance nominale du ROSmètre.

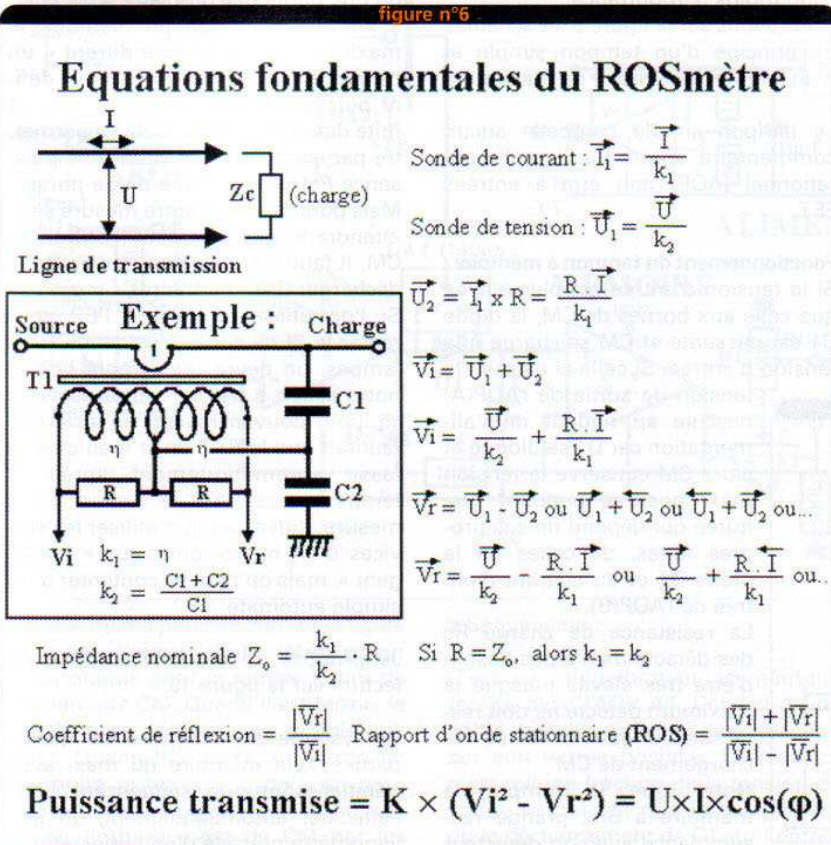
Je n'expliquerai pas en détail le fonctionnement du ROSmètre, prière de se reporter au Radio-REF de mars 2003. J'en rappellerai simplement les équations fondamentales sur la figure 6.

ont peu d'importance, il faut simplement faire la mesure pendant une durée supérieure à 10 fois la constante de temps Rs-C et que Rc soit beaucoup plus grand que Rs. Par ailleurs, la tension de seuil de la diode introduit une erreur constante. C'est pour-

Il faut donc que la constante de temps Rs-C soit inférieure à 20 µs, ce qui impose en pratique une limite à la valeur de C. Ensuite, il faut que le condensateur garde sa charge jusqu'à la prochaine crête, ou un temps suffisant pour pouvoir la lire. Ceci est obtenu avec une grande constante de temps Rc-C, et comme C est relativement faible, Rc devra être très élevée. C'est la problématique de la mesure d'une puissance PEP.

**Q :** Quelle méthode employer pour faire les mesures de puissances, simple mesure de tension, ou ROSmètre ?  
**R :** Cela dépend des circonstances.

figure n°6



a) Charge nominale (résistive pure). Dans ce cas, les deux méthodes donnent les mêmes résultats. Avec la simple détection, la puissance est égale à  $K \times U^2$ . K dépend de la sonde en tension et de la résistance de charge.

Avec le ROSmètre, la puissance est égale à  $K \times (V_i)^2$ . K dépend des sondes de tension et de courant et de l'impédance nominale du ROSmètre qui doit être égale à la charge (ROS = 1, et Vr = 0). Pour les deux méthodes, la valeur de K est déterminée lors de l'étalonnage.

b) Charge différente de la charge nominale.

Dans ce cas, les méthodes donnent des résultats différents.

Avec la simple détection, la mesure dépend de la nature de la désadaptation, donc l'erreur aussi.

Avec le ROSmètre, la puissance est égale à  $K \times (V_i^2 - V_r^2)$ . Nous devons donc faire deux mesures et les soustraire mentalement, ou alors, utiliser un automate<sup>(8)</sup>.

*N-B : L'élevation au carré est faite par la graduation du galvanomètre.*

**■ Détermination de l'erreur qu'on fait lorsqu'on mesure la puissance sur charge désadaptée, comme si elle ne l'était pas, et selon la méthode employée.**

Parmi toutes ces équations, c'est celle qui donne la puissance transmise à partir de Vi et Vr qui nous intéresse. Nous avons ici, en exemple, une manière d'obtenir Vi et Vr, mais ce n'est pas la seule. Relire mon article « ROSmètre, thème et variations » sur R-REF de décembre 2003.

Couramment et simplement, la lecture de Vi et Vr se fait à l'aide d'un détecteur d'amplitude crête suivi d'un galvanomètre.

Quelques mots sur deux détecteurs simples à une diode. L'un d'eux mesure la tension crête, l'autre, la tension moyenne. Nous avons les schémas génériques sur la figure 7.

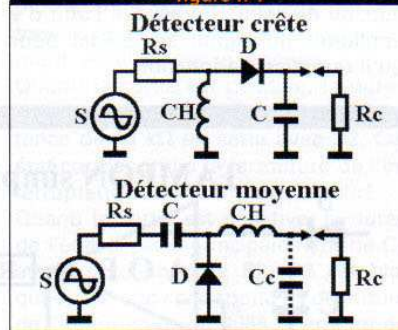
Dans le cas d'un signal sinusoïdal pur, on peut prendre indifféremment l'un ou l'autre, mais nous nous intéressons au détecteur crête qui est utilisé dans nos wattmètres et nos ROSmètres.

Pour la mesure de la puissance moyenne, les valeurs des composants

quoi on prend des diodes spéciales dites « de détection », à faible seuil, comme les diodes au germanium ou les diodes Schottky.

Pour la mesure de la puissance PEP, la durée de la mesure est limitée au temps de stationnarité du signal. Avec la parole, celui-ci est de l'ordre de la centaine de microsecondes.

figure n°7



Le mieux est de prendre un exemple. Soient deux cas de ROS 1,5 avec une impédance nominale de 50 Ω : une charge résistive de 75 Ω et une charge résistive de 33,3 Ω.

Et soit P la puissance réelle constante.

a) Simple détection de U : Soit Uref la valeur de U pour R = 50 Ω. Alors, pour R = 75 Ω, U = 1,225 Uref (racine de 75/50).

(8) Ou deux voies et deux galvanomètres à aiguilles croisées.

La puissance mesurée est alors  $P \times 1,225^2$ , soit  $1,5 P$  (erreur +50%).

Pour  $R = 33,3 \Omega$ ,  $U = 0,816 U_{ref}$ . La puissance mesurée est alors  $P \times 0,816^2$ , soit  $0,66 P$  (erreur -33%).

b)  $V_i$  du ROSmètre :

Soit  $V_{ref}$  la valeur de  $V_i$  pour  $R = 50 \Omega$ .

Alors, pour  $R = 75 \Omega$ ,  $V_i = 1,02 V_{ref}$ . La puissance mesurée est :

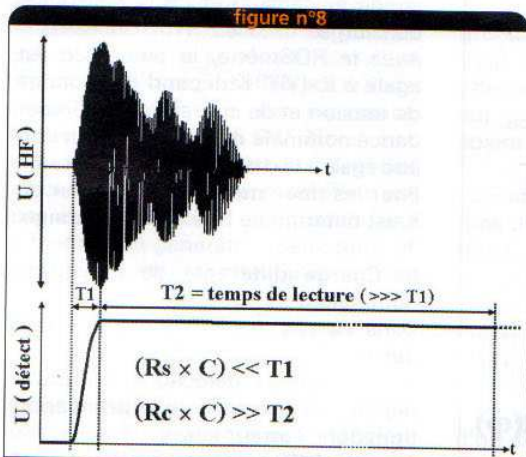
$P = P \times 1,02^2 = 1,04 P$  (erreur +4%).

Pour  $R = 33,3 \Omega$ ,  $V_i$  a la même valeur, donc l'erreur sur la puissance est identique.

En conclusion, la méthode du ROSmètre est nettement préférable, même si l'erreur augmente rapidement avec le ROS<sup>(9)</sup>.

De plus, elle est optimiste, car l'erreur est toujours positive<sup>(10)</sup>.

### ■ Détection crête et puissance PEP.



Revenons à la mesure de notre puissance PEP et au détecteur crête de la fig. 7, puis voyons avec la figure 8 la réponse d'un tel détecteur à un bref maximum de l'enveloppe.

Les trois inégalités nous montrent le problème. Il faut que  $C$  soit suffisamment petit pour réagir rapidement, et il faut que  $R_c$  soit très grand pour que  $C$  garde sa valeur le temps de la lecture. Or, quand le détecteur est chargé par un galvanomètre, celui-ci met un certain temps pour indiquer le maximum, à cause de son inertie mécanique, et le courant qu'il consomme décharge rapidement  $C$ . Il va falloir intercaler entre les deux un tampon ayant une très grande impédance d'entrée et une faible impédance de sortie. Un ampli opérationnel avec entrées à FET et monté en suiveur devrait faire l'affaire. Mais les diodes de détection ont des courants de fuite inverse non négligeables. La solution consiste alors à charger un deuxième condensateur « mémoire » par un buf-

fer (étage tampon) et à lire sa tension avec un second buffer. L'impédance de sortie d'un buffer étant très faible, on pourra prendre un condensateur beaucoup plus gros que celui de détection.

Ainsi les fuites diverses auront beaucoup moins d'importance.

Nous avons sur la figure 9 les schémas de principe d'un tampon simple et d'un tampon à mémoire du maximum.

Le tampon simple n'appelle aucun commentaire, sinon que l'ampli opérationnel (AOP) doit être à entrées FET.

### Fonctionnement du tampon à mémoire :

Si la tension d'entrée est plus élevée que celle aux bornes de  $CM$ , la diode  $D1$  est passante et  $CM$  se charge à la tension d'entrée. Si celle-ci baisse,

la tension de sortie de l'AOP(A) bascule au négatif de l'alimentation car  $D1$  se bloque et alors  $CM$  conserve la tension maxi positive pendant une durée qui dépend de ses propres fuites, de celles de la diode  $D1$  et du courant d'entrée de l'AOP(B).

La résistance de charge  $R_c$  des détecteurs n'a pas besoin d'être très élevée puisque le maximum détecté ne doit rester stable que le temps de chargement de  $CM$ .

Noter que le tampon à mémoire a une grande ressemblance avec un détecteur d'amplitude crête dit « parfait » (pas de tension de seuil). En effet, il suffit d'y appliquer un signal sinusoïdal pour qu'il remplisse la fonction.

Mais la bande passante serait limitée et ne dépasserait pas quelques centaines de kHz avec les AOP courants utilisés ici (et encore, en complétant le schéma).

Notre tampon à mémoire n'a résolu qu'une partie des problèmes. En effet, il permet de garder en mémoire le maximum d'une mesure durant « un certain temps », qui n'est pas très défini puisqu'il dépend des courants de fuite des composants. Cela va permettre par exemple de mesurer une puissance PEP sur la durée d'une phrase. Mais pour faire une autre mesure sans attendre le déchargement (naturel) de  $CM$ , il faudra trouver un moyen de le décharger (RAZ mémoire).

Si l'on utilise la mesure PEP pour régler le PI de sortie d'un ampli HF à lampes, on devra rapidement voir si notre action a fait baisser la puissance, pour pouvoir revenir en arrière. Il faudrait que la RAZ de la mémoire se fasse automatiquement après le temps nécessaire à la lecture de la mesure. L'idéal serait d'utiliser les services d'un micro-contrôleur « intelligent », mais on peut se contenter d'un simple automate.

Je propose un système complet de lecture sur la figure 10.

Le système est composé de quatre parties, une mémoire du maxi avec réinitialisation, un séquenceur pour l'effectuer automatiquement, un galvanomètre précédé d'un buffer, et une alimentation à partir d'un bloc secteur.

### ■ Mémoire du maximum.

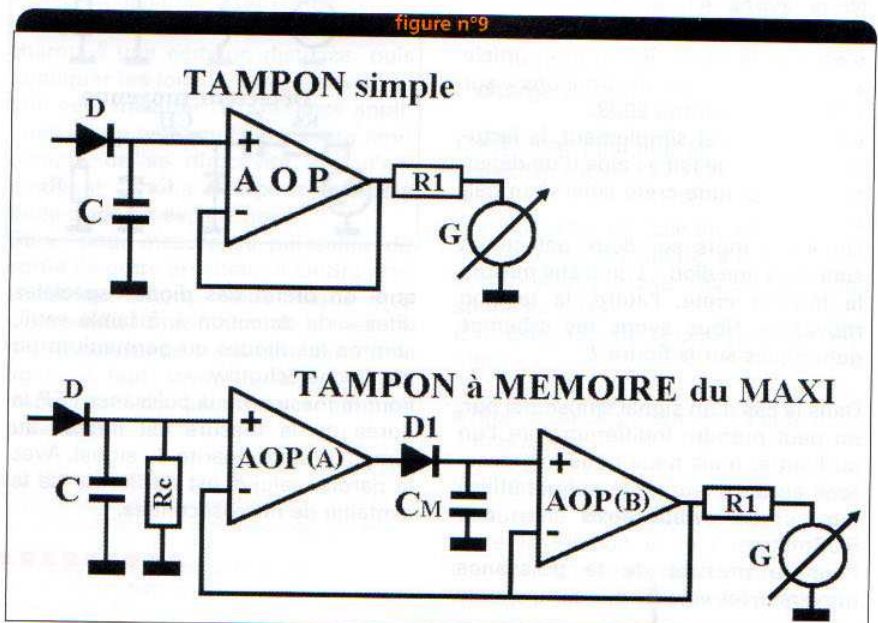
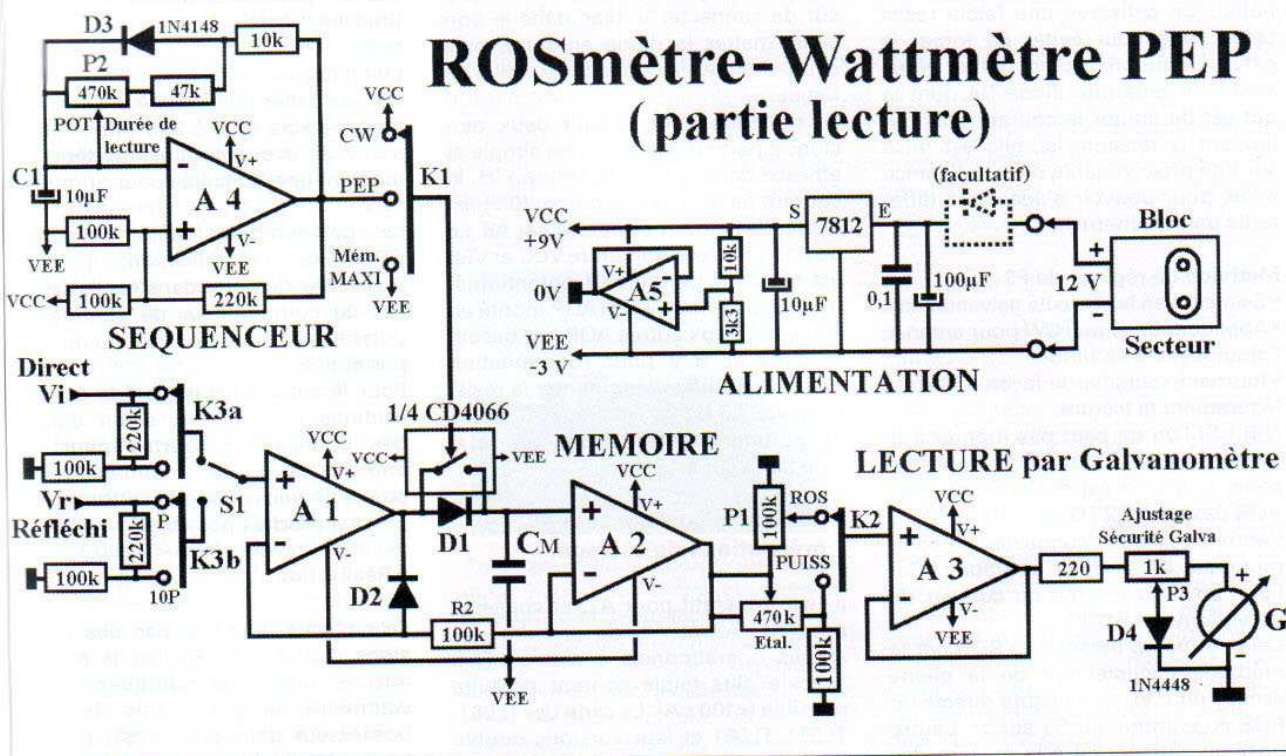


figure n°10



C'est le même principe que sur la figure 9 avec l'ajout d'un interrupteur électronique pour la remise à jour de la mémoire CM. Quand il est fermé, le système se comporte en simple suiveur. Quand il s'ouvre, on garde en mémoire la tension jusqu'à un nouveau maximum (grâce à D1), ou jusqu'au déchargement de CM par les fuites diverses, ou jusqu'à une prochaine fermeture de l'interrupteur. D2 empêche A1 de basculer à la tension négative.

Lors du blocage de D1, A1 bascule d'une valeur égale aux deux seuils des diodes et devient suiveur de son entrée positive. R2 est nécessaire pour isoler les sorties de A1 et A2. Tout ceci est fait pour limiter la tension aux bornes de l'interrupteur du CD4066<sup>(9)</sup>. Noter que CM ne retourne pas à la masse, mais au négatif. Ceci pour ne pas faire passer son courant dans l'AOP A5 de l'alimentation.

**Q :** Je ne vois pas de réglage du zéro, pour compenser les offsets des AOP A1 et A2 ?

**R :** S'il y avait besoin, je préconise une résistance série de 1 kΩ dans la broche moins de A2. Ensuite, connecter à cette broche une résistance de 1 MΩ qui va au curseur d'un potentiomètre ajustable 10 tours de quelques dizaines de kΩ, branché entre VCC et VEE.

#### ■ Séquenceur.

C'est un multivibrateur asymétrique réalisé avec l'AOP A4. Celui-ci a une sortie bistable grâce à une réaction sur son entrée positive. La réaction n'est qu'une fraction de la tension de sortie, ce qui fait que le chargement ou le déchargement de C1 sur l'entrée négative peut se faire à une tension plus grande que l'hystérésis de l'entrée positive, provoquant un basculement, accéléré par la réaction. Quand la sortie est positive, la durée de l'état dépend de C1 et de la résistance de 10 kΩ en série avec D2. Cet état correspond à la fermeture de l'interrupteur du 4066 (mode suiveur). Quand la sortie est négative, la durée de l'état dépend principalement de C1 et du potentiomètre P2 (D3 est bloquée). Cet état correspond à l'ouverture de l'interrupteur du 4066 (mémoire du maximum). Il est suffisamment long pour permettre la lecture de la mesure.

A la sortie de A4, nous avons un commutateur K1 à trois positions, pour la commande de l'interrupteur du 4066 :

- +VCC = mode suiveur (CW)
- Séquenceur = mode lecture PEP
- -VEE = mode mémoire du maximum.

#### ■ Galvanomètre bufférisé.

Un galvanomètre a une certaine inertie électromécanique. Son temps de réponse dépend de l'impédance de la source. Il est d'autant plus long qu'on a une résistance en série beaucoup plus grande que sa résistance interne (cas général dans les ROSmètres). Cet amortissement est plutôt recherché quand on mesure une puissance moyenne, mais il devient un défaut quand on veut mesurer une puissance PEP. Lorsqu'on a une mémoire du maxi durant un certain temps, on a intérêt à ce que la réponse du galvanomètre soit la plus rapide possible, pour augmenter le temps de lecture stable.

(9) Par exemple, avec un ROS de 2, l'erreur est de 12,5%, elle monte à 33% pour un ROS de 3, et à 80% pour un ROS de 5. Elle est identique sur tout le cercle de ROS constant. Avec la mesure de tension, l'erreur est variable selon l'impédance. Elle est même nulle à deux endroits, lorsque la partie réelle est égale à l'impédance nominale. Mais, c'est comme une montre arrêtée qui indique l'heure vraie deux fois par jour, ça ne nous sert pas à grand-chose.

(10) Les mauvaises langues disent que cela explique la préférence des radioamateurs pour cette méthode.

(11) Avec l'utilisation du système comme détecteur crête (sans l'inter), l'ajout de D2 et R2 permet de monter plus haut en fréquence.

C'est pourquoi, sur le schéma, le galva est attaqué par l'AOP A3, monté en buffer. On conserve une faible résistance série pour éviter de forcer le galva lorsqu'on est en butée. Nous avons en plus une diode D4 dont le but est de limiter le courant maxi en limitant la tension. Ici, elle est mise sur une prise variable de la résistance série, pour pouvoir s'adapter à différents galvanomètres.

#### Méthode de réglage de P3 :

- Se mettre en butée, côté galvanomètre
- Appliquer un signal CW pour amener l'aiguille juste en butée.
- Tourner le curseur de façon à baisser légèrement la lecture.

N-B : Si l'on ne peut pas monter à la pleine échelle, mettre deux diodes en série, et si l'on est en butée du côté AOP, passer à 2,2 k $\Omega$  pour P3.

L'entrée de A3 est connectée au commutateur K2 à deux positions. Sur l'une on lit la tension du curseur du potentiomètre P1.

Cela permet la mesure du ROS par la méthode d'ajustement de la pleine échelle pour Vi, puis lecture directe du ROS en commutant S1 sur Vr. L'autre position correspond à la mesure des puissances. L'étalonnage est fait à l'aide d'un trimmer série. Un atténuateur à rapport de 3,16, soit 10 fois en puissance, est inséré dans chaque entrée par K3, ce qui nous fait deux gammes, par exemple 200 W et 2 kW. Avec un galva de 100  $\mu$ A ou moins, on devrait pouvoir ajouter une position 20 W, mais la précision serait dégradée à cause de l'imperfection des diodes de détection.

Le galvanomètre aura deux échelles non linéaires, l'une graduée en ROS, l'autre en puissance.

Si A3 a un peu d'offset, le compenser en connectant une résistance de 100 k $\Omega$  entre le + du galvanomètre et le curseur d'un potentiomètre branché entre VCC et VEE.

#### ■ Alimentation.

La consommation est de quelques dizaines de milliampères. Nous avons besoin d'une tension positive suffisante pour « encaisser » la tension de sortie du coupleur directif, et d'une tension négative pour que les AOP puissent descendre à 0 V malgré leur tension de déchet. Nous nous en sortons avec +9V et -3V, soit 12V en tout. Je propose d'utiliser un bloc secteur standard (5 euros) avec sortie 12V. En ajoutant un condensateur de 100  $\mu$ F en parallèle sur la sortie, nous aurons facilement les 15 V qui sont nécessai-

res pour le bon fonctionnement du régulateur 7812. Si vous n'êtes pas sûr de connecter le bloc dans le bon sens, mettez la diode en série, puis court-circuitez-la quand il n'y a plus de risque.

La méthode pour obtenir deux tensions à partir d'une seule est simple et efficace dans le cas où, comme ici, le courant passant par la masse (0 V) est faible. Ce courant est fourni par A5. La position du zéro volt entre VCC et VEE est faite par un diviseur potentiométrique sur l'entrée + de l'AOP monté en suiveur. Si vos autres AOP ont besoin de plus de 3 V pour l'alimentation négative, il suffit d'augmenter la résistance de 3,3 k $\Omega$  (la tension VCC baisse proportionnellement pour un total constant égal à 12 V).

#### ■ Choix des composants et précautions de câblage.

Il est impératif pour A2, et conseillé pour A1, A3 et A4, de prendre des amplis opérationnels à entrées FET, avec le plus faible courant de fuite possible (<100 pA). La série des TL061, TL071, TL081 et leur versions double (TL0x2) et quadruple (TL0x4), conviendront bien, mais aussi tous les AOP à entrées FET, tant que leur tension de déchet reste inférieure à 3V (le LF353 a une tension de déchet importante, nécessitant une alim négative de 4,5 V mini). Pour A5 on peut mettre n'importe quoi, pourvu que sa tension de déchet soit plus faible que VEE. Un demi LM358 ferait très bien l'affaire (ou  $\frac{1}{4}$  LM324).

C1 sera de préférence au tantale. CM sera compris entre 22 nF et 0,1  $\mu$ F, polycarbonate, mylar ou polystyrène (peu de fuites).

Le CD4066 est un quadruple interrupteur analogique très courant dans les fonds de tiroir. Si CM a une valeur élevée, mettre deux interrupteurs en parallèle. Le CD4066 a l'avantage de supporter 15 V sur toutes ses broches, et d'avoir une faible résistance de commutation.

Les diodes seront toutes au silicium, standard petits signaux, genre 1N914, 1N4148, etc... Si vous en trouvez une qui a très peu de courant de fuite (voir ses spécifications), prenez-la pour D1. Le régulateur 7812 peut être remplacé par un LM317 et deux résistances, ou par n'importe quel régulateur 12 V fixe (boîtier TO92, TO5 ou TO220).

Si vous n'avez qu'un régulateur -12 V, pas de problème, mettez-le dans la branche négative, d'une façon symétrique par rapport au schéma. Le condensateur de 0,1  $\mu$ F sera câblé au ras des pattes du régulateur. Le 100  $\mu$ F d'entrée sera isolé à 25 V mini. Passer à 220  $\mu$ F avec des blocs secteur qui auraient des difficultés pour grimper à 15 V.

Le galvanomètre sera celui du ROSmètre en modification.

A part les rapports dans les résistances du commutateur de gamme de puissances, les autres valeurs ne sont pas critiques.

Pour le câblage, il n'y a pas de précautions particulières, sinon d'avoir des connexions courtes pour les endroits à haute impédance. Les points de masse (référence) seront les plus rapprochés possible.

#### ■ Réalisation.

Je ne vous donnerai pas des précisions dignes d'un kit, car je n'ai eu aucune raison de fabriquer un tel wattmètre, vu que je suis l'heureux possesseur d'un BIRD 4381, qui fait tout ça très bien avec l'aide d'un microprocesseur. Et puis, c'est contraire à mes principes.

Plutôt que de décrire une réalisation détaillée, qui coïncera dès que le lecteur ne trouvera pas exactement le composant voulu par l'auteur, sans savoir le remplacer parce qu'il ne saura pas vraiment comment ça marche, je préfère fournir des explications avec des exemples, laissant à l'OM le soin de concevoir sa réalisation à partir de ses fonds de tiroir.


Pour commencer, faire un schéma simple et clair.

Se procurer une plaque pastillée et percée au pas de 2,54 mm. Ensuite, prendre une feuille de papier quadrillée 5x5 et faire l'implantation à l'échelle 2. Placer les composants de manière à avoir le minimum de connexions, ce qui est plus facile si le schéma est fait par blocs fonctionnels. Faire en sorte qu'un maximum de connexions puisse utiliser les queues de composants.

Pour le câblage, commencer par souder les connexions de masse en fil nu. Ensuite, les connexions avec les queues de composant, puis le reste



(12) Avec une plaque à trous métallisés ayant une face pleine et l'autre pastillée, on peut monter au gigahertz, et cela pour des schémas qui nécessitent un circuit imprimé à 2 couches.



avec du fil à wrapper au téflon (il faut avoir une bonne pince à dénuder, ou alors, prendre un isolant standard, mais attention à ne pas le faire fondre). Cette méthode a l'avantage d'être simple et de faciliter la mise au point<sup>(12)</sup>. Elle n'est pas valable pour une fabrication en quantité (mais personne n'a envie d'avoir une ribambelle de ROSmètres à sa station). Si vous êtes débutant, c'est l'occasion de fréquenter un radio-club, ou de découvrir vos voisins radioamateurs pour bénéficier de leur expérience.

**Alors, à vos crayons et à vos fers à souder, et bonnes réalisations !**

**Q :** La vôtre me laisse un peu sur ma faim. Pourquoi ne pas aller plus loin, par exemple, utiliser un simulateur de parole pour éviter de s'égosiller à prononcer des « AAHH » devant le micro lors du réglage du PA ?

**R :** Vous avez raison, d'autant plus que ce simulateur est facile à faire et à intégrer dans le schéma. J'y ai pensé, et ce sera pour une prochaine fois, avec en plus, une manière simple d'afficher automatiquement le ROS et la puissance transmise. Mais là, je ne pourrai pas me contenter d'une simple description de principe, il faudra fabriquer une maquette. Donc, je vous demande un peu de patience.

Merci à Jean-Pierre, F6BPS, pour une relecture « efficace ».

#### Bibliographie.

- Il y a d'abord l'article de F1TE « ROSmètre-Wattmètre HF » dans Radio-REF de décembre 2006 qui a servi de déclencheur à celui-ci.
  - « Fonctionnement du ROSmètre », F5NB, Radio-REF de mars 2003.
  - « ROSmètre, thème et variations », F5NB, Radio-REF de décembre 2003.
  - « Échange de puissance entre un générateur et une charge », F5JQO et F5NB, Radio-REF de septembre 2003.
  - « Rendement des amplis HF », F5NB, Radio-REF de février 2005.
  - « La régulation de puissance dans les émetteurs décamétriques BLU », F5NB, Radio-REF de janvier 2003.
- Pour ceux qui auront un peu de patience, mes articles devraient pouvoir bientôt être consultés sur le Web, quand j'aurai réalisé mon site personnel.