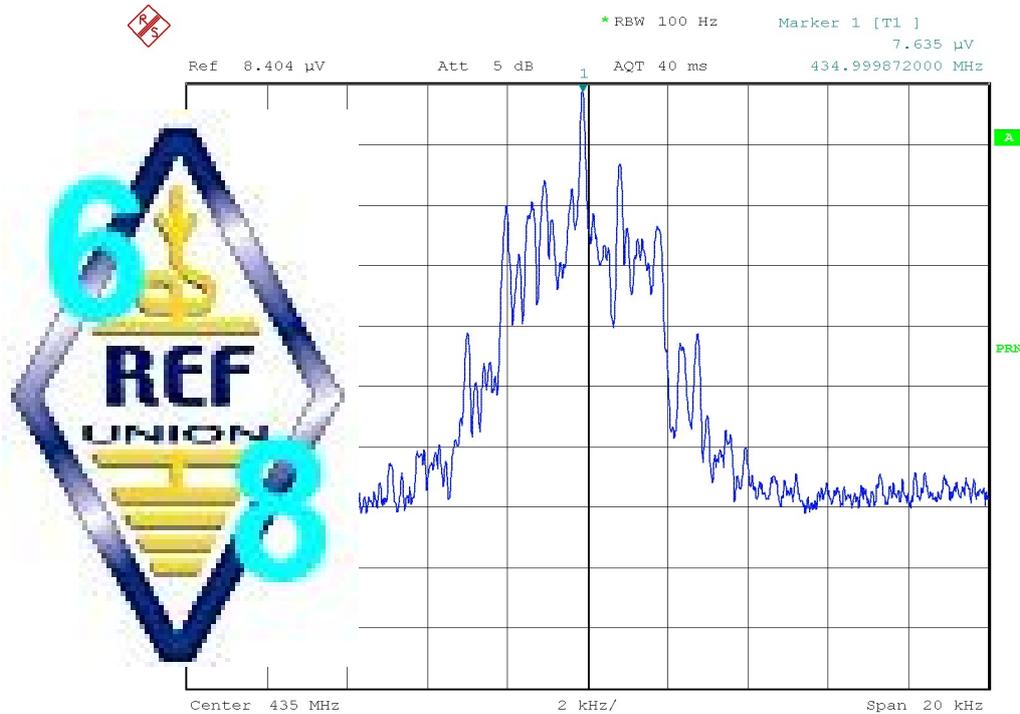


# LE QRM



Date: 1.JAN.2000 00:36:28

## Soirée à thème du 22 avril 2022



## **TABLE**

<b>Page</b>	<b>3</b>	<b>Le QRM ou les perturbations radioélectriques</b>
	<b>11</b>	<b>Alimentation et les modes de propagation</b>
	<b>14</b>	<b>Du QRM qui n'est pas vraiment du QRM</b>
	<b>15</b>	<b>Annexe 1 Led et perturbations</b>
	<b>18</b>	<b>Annexe 2 Les brouillages en réception par lignes H. Tension</b>
	<b>21</b>	<b>Annexe 3 Les Splatters ou distorsions harmoniques, une autre source de QRM</b>

## LE QRM

### Ou les perturbations radioélectriques F1AEQ 09/2021

#### A-1) DEFINITION :

En terme Radioamateur, (**code Q**) QRM = (*Êtes-vous brouillé / Je suis brouillé*).

Le terme de QRM englobe une multitude de sources de perturbations radioélectriques de provenance interne ou externe au système de réception perturbé.

#### A-II) TYPE DE QRM :

- Atmosphérique Orages, statiques.
- Galactique Soleil, planètes, galaxie.
- Industriel Électrique.
- Médical Électrothérapie, analyse etc..
- Ménager Alimentations, moteurs, régulations (numérique).
- Numérique Ordinateurs, écrans, imprimantes, tous systèmes digitaux.
- Radio (RF) Émetteurs, récepteurs, antennes, connecteurs, distributions TV (*hors fibre*).
- Bruit de fond se traduit par un souffle en audio, origine internes ou externes.

#### Atmosphérique :

- ° Les orages sont de loin les plus fréquents et les plus violents.
- ° Les statiques, origine le vent, frottement de l'air sur une surface.
- ° Pluie ou grêle chargée statiquement, décharges au niveau de l'antenne et audibles à la réception en VHF au début d'une averse. Une goutte d'eau fragmentée, en se séparent en deux parties, l'une est de charge négative et l'autre de charge positive.

#### Galactique :

- ° Le soleil, les planètes et la galaxie sont des sources de perturbation radio dans une large gamme de fréquences.

#### Industriel :

- ° Essentiellement d'origine électrique.
- ° Les lignes à haute et moyennes tension sont souvent des générateurs de parasites à 50 Hertz + les harmoniques qui peuvent être de rang très élevées, souvent l'harmonique 7 (350 Hertz) est relativement puissante.  
Produites essentiellement par des effluves au niveau des isolateurs. En générale elles disparaissent part temps humide pour réapparaître après séchage. (*Expérience sous lignes Très Haute Tension triphasées*)
- ° Les moteurs électriques et surtout les systèmes de régulation de vitesse et de température à triax.
- ° Il y a également les systèmes de soudage HF (voir Radio (RF)).

#### Médical :

- ° Appareils de radiologie, scanner, IRM, électrothérapie utilisant la BF, HF, HT et les champs magnétiques.

#### Ménagé :

- ° Alimentations à découpage y compris les écrans, imprimantes, alim, modem, box, écrans, TV, ampoules à led,  
moteurs, régulations de chauffage etc.

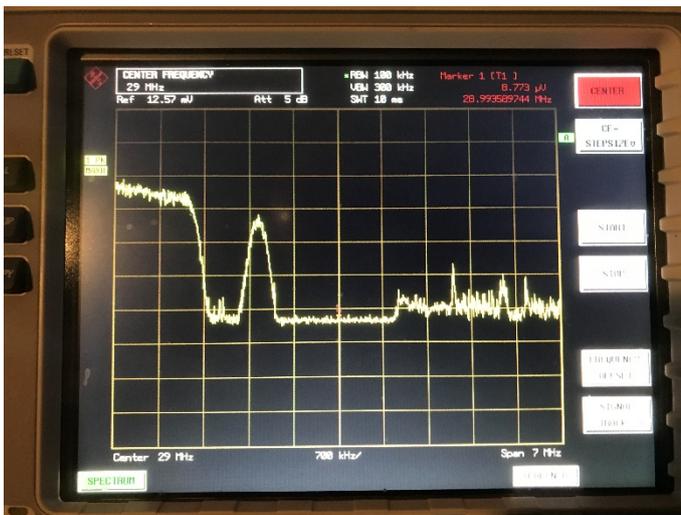
## Numérique :

° PC, écrans et imprimantes sont de deux nature, Les alimentations intégrées et le rayonnement des circuits numériques avec énormément d'harmoniques. Manque de blindage du matériel grand public, (Il suffit de comparer la différence de poids et de prix d'un PC PRO avec un PC Grand public).

° CPL Sert à transmettre les signaux d'un terminal vers un PC en utilisant l'installation électrique qui maille l'ensemble d'un local ce qui évite l'installation d'une liaison filaire RG45 ou l'utilisation d'une liaison Wifi qui a malheureusement ces limites de distance.

Mais cela n'est pas sans conséquence quant au rayonnement RF dans toute l'installation électrique.

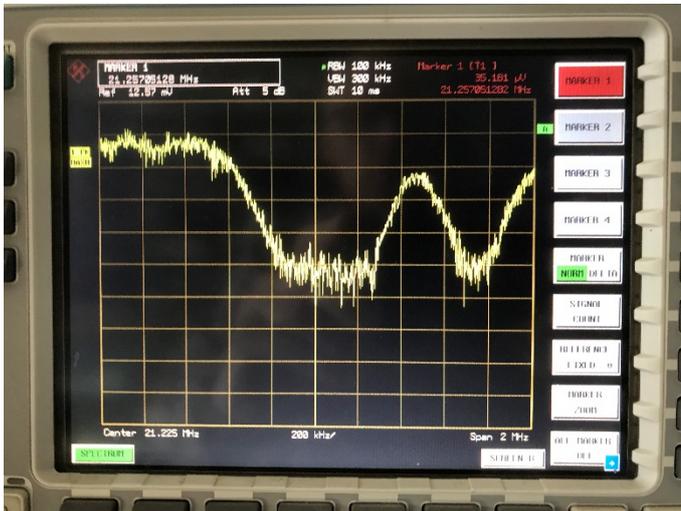
Néanmoins, les constructeurs étant conscients des perturbations engendrées, ont eu la bonne idée de parer ce problème en incluant dans leurs produits des réjecteurs qui permettent de façon efficace l'atténuation des signaux dans les bandes amateurs. (voir fig 1 à 8).



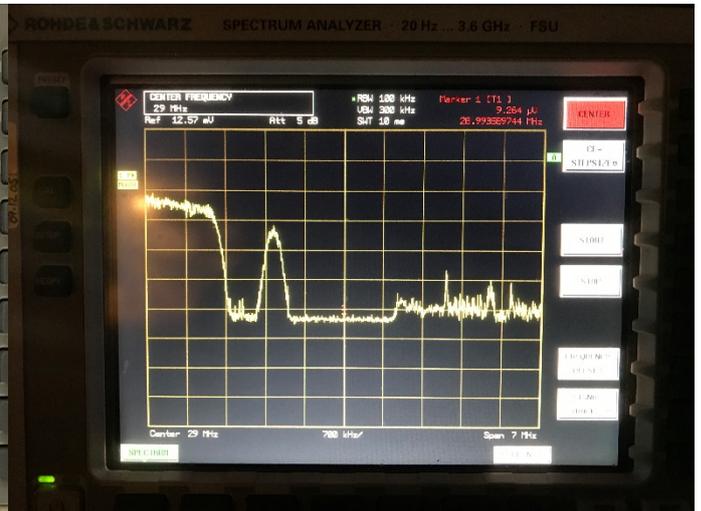
28 à 30 MHz



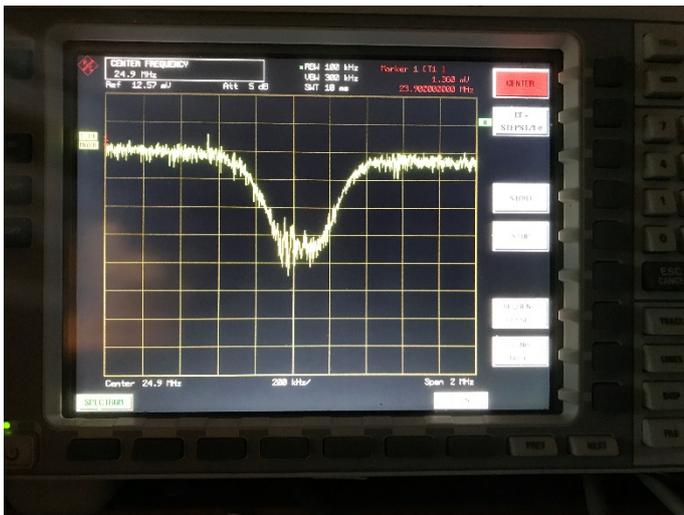
1 à 32 MHz



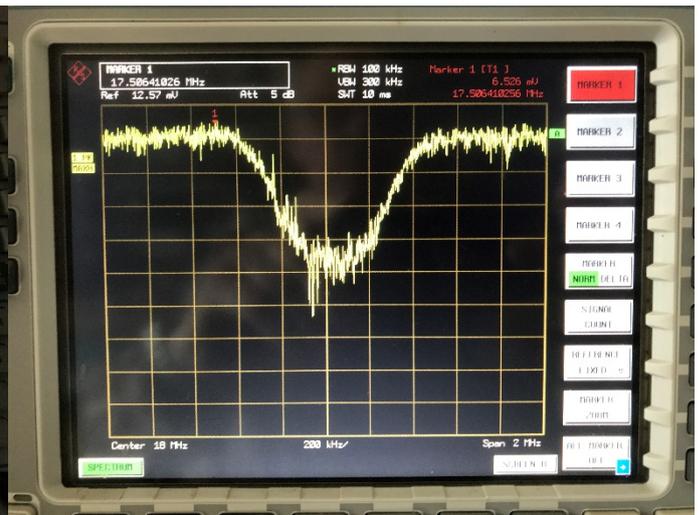
21 MHz



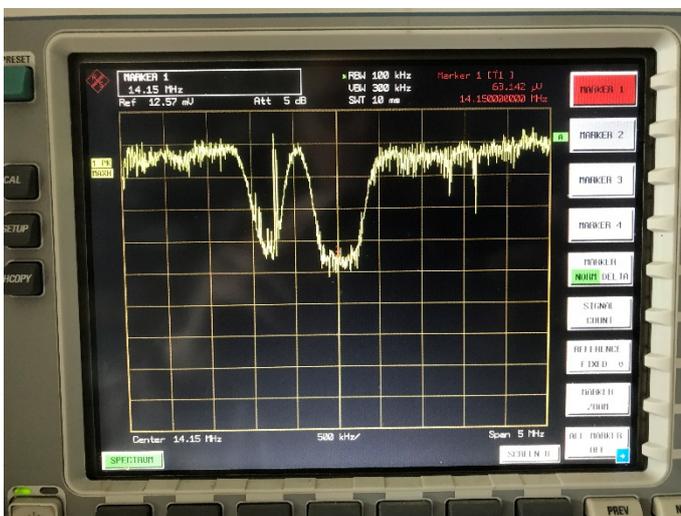
29 MHz



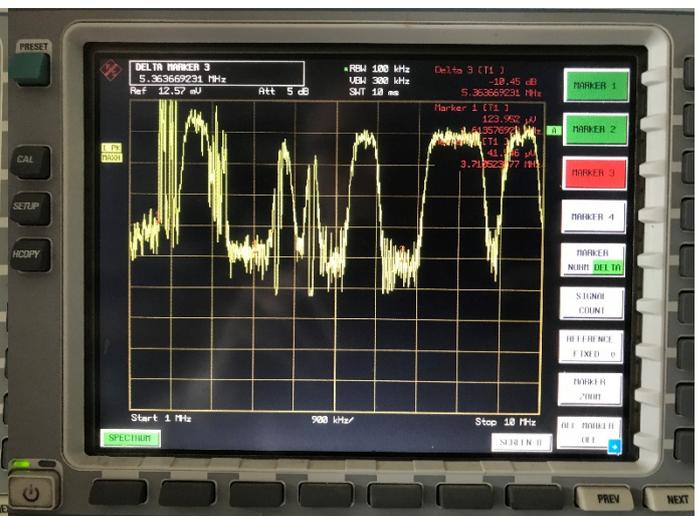
24 MHz



18 MHz



14 MHz



1 à 10 MHz

° **WIFI & Bluetooth.** Dans la bande amateurs partagée 2,4 GHz

## A-2) QRM Radio

° Là nous touchons un domaine où, en dehors de sources extérieures, les OMs peuvent éventuellement être responsable du QRM qui les incommode.

° Ces perturbations sont essentiellement de deux sortes. Les perturbations par rayonnement utile et les perturbations par rayonnement non essentiel.

° Le rayonnement utile englobe toutes les émissions Hautes fréquences dont le spectre de rayonnement n'est pas mis en cause et ne présente pas de raies parasites en dehors de sa propre fréquence utilisée.

° Les causes de perturbation par un signal utile se situent au niveau du récepteur perturbé et essentiellement au niveau des circuits d'entrée qui sont saturé. Au mieux cela se traduira par un manque de sensibilité avec augmentation du souffle, la superposition de ce signal utile sur le signal sélectionné, au pire, par un blocage pur et simple de la réception.

° Le remède rapide consiste à diminuer la sensibilité du circuit d'entrée par l'adjonction d'un atténuateur. En VHF et au-dessus, l'utilisation d'une antenne directive permet souvent de limiter les dégâts.

Si le signal d'origine ne se trouve pas exactement ou pas trop prêt de la fréquence de réception Il est possible d'utiliser un filtre passe-bas, passe-haut, ou réjecteur.

## Les harmoniques

° Vue la qualité des TRX actuellement sur le marché, Les harmoniques trouvent souvent leurs origine lors d'une panne du circuit émission, d'un mauvais réglage entre le PA et l'antenne via le câble et les connections.

° D'abord, c'est quoi ces harmoniques ? (voir annexe 3)

° En ce qui nous concerne, ces phénomènes sont souvent présenté dans la littérature OM sous la dénomination « SPLATTER ». Voir un article sur le sujet écrit par un OM du 68, Aimé / F1CTV, traduit de l'article de Bernd Von / DJ7YE parut dans la revue « ONDES COURTES INFORMATIONS » N° 152 – Octobre 1984.

Les harmoniques sont essentiellement des produits issus d'oscillateurs ou de mélange à la suite de circuits d'amplification prévues pour, comme circuits multiplicateurs alors ou mal réglé, saturés ou défectueux.

Il existe différentes harmoniques, selon le rang, mais celles qui nous intéressent sont essentiellement de rangs 2, 3 et 5.

° Il y a les harmoniques issues des oscillateurs à quartz que les Oms utilisaient à la époque du « **fait maison** ». Par exemple, pour faire un émetteur 2m en partant d'un quartz de surplus de l'armé de 8MHz, après multiplication par 18, ( $8 \times 2 = 16$  puis  $\times 3 = 48$  puis  $\times 3 = 144$ ) l'on arrivait à 144. L'on utilisait également l'harmoniques 3 du TX 2m que l'on récupérait pour générer un signal de 432MHz, puis  $\times 3$  pour le 1296MHz avec une diode spéciale (*effet diode, à voir plus loin*).

De même pour les bande décimétriques et la résonance des antennes en harmoniques des bandes 3,5 – 7 – 14 et 28 MHz.

° Comme cité plus haut, une panne au niveau des circuits d'émission peut être le siège de porteuses parasites importantes, de même qu'un mauvais réglage de la chaine d'amplification de l'émetteur, la saturation d'un étage d'amplification ou surtout une mauvaise adaptation du PA à l'antenne qui peut en être la cause.

° Cette mauvaise adaptation peut trouver son origine par un défaut de l'antenne (mauvaise conception, hors bande) ou simplement au niveau d'une connectique défectueuse provoquée par un montage défectueux d'un connecteur, et surtout de l'oxydation causée par l'humidité ambiante.

° A ce sujet, un phénomène qui est connu sous le nom d'effet diode dans le domaine professionnel des télécommunications peut effectivement produire un grand nombre de produits harmoniques très gênants.

La production de ce phénomène se trouve essentiellement au niveau de connectiques oxydées et surtout quand les contacts sont fabriqués avec des métaux différents (*Effet galvanique, expérience du taille crayon métallique*).

° Au niveau des connexions d'antennes Il est vivement conseillé de procéder par soudure directe de la ligne de transmission sur l'élément rayonnant, exemple d'un dipôle décimétrique avec une descente bifilaire.

° Ce phénomène est surtout présent au niveau de liaisons **Aluminium/cuivre/laiton/Bronze phosphoreux** etc... Les liaisons à rivets étant à proscrire. (Voir aussi page 14)

(Voir : déformation des sinusoides et signaux carrés, série de fourier et harmoniques).

**Remarque importante** : Les produits de rang 2 (iM2) augmentent de 2dB si le niveau du signal augmente de 1. Les produits de rang 3 (iM3) augmentent de 3 dB si le signal augmente de 1 dB.

Il en résulte que si l'on continu à augmenter le niveau du signal, il arrivera un moment ou les produits seront plus élevé que le signal utile, d'où la production de nouveaux produits par battement entre eux.

**Exemple :** En réception, si vous utilisez un préampli et une antenne a grand gain et qu'il y a deux porteuses simultanément F1 à 145 MHz et F2 à 145,100 MHz

- Produit de rang 2 (CSO) =  $F1+F2 = 290,1$  MHz &  $F2-F1 = 0,1$  MHz.
- Produit de rang 3 (CTB) =  $2F1-F2 = 144,9$  MHz &  $((F2-F1)-F1) = 144,9$  MHz &  $2F2-F1 = 145,2$  MHz &  $((F2-F1)+F2) = 145,2$  MHz

**Quand c'est vous qui faites du QRM** chez le voisin

Soit vous émettez des produits non essentiels et dans ce cas suivre la procédure d'élimination de ceux-ci.

Soit le problème réside au niveau de la proximité du récepteur ou de l'installation de votre voisin.

Bien sûr, vous n'êtes pas en cause. Néanmoins il serait judicieux d'entamer un dialogue avec celui-ci afin de trouver des solutions et de rester en bons termes.

Le cas le plus fréquent de perturbation d'un téléviseur du voisinage se situe au niveau de son installation d'antennes. Afin de pouvoir alimenter en RF plusieurs téléviseurs l'on installe un préamplificateur d'antenne. Malheureusement, dans la majorité des cas, ces préamplificateurs sont du type large bande, ce qui veut dire, qu'ils amplifient également les signaux 144 et 432 MHz et vu le niveau de votre signal présent à l'entrée, il est évident que ce préampli se trouve saturé et ne peut plus faire son office.

**Les solutions** Remplacer ce préamplificateur par un modèle sélectif ou à canaux, ce qui implique un coût important pour votre voisin. Une solution beaucoup plus simple et très efficace consiste, avec l'accord du voisin, d'intercaler un filtre réjecteur entre l'antenne et le préamplificateur. Ce filtre étant callé sur le centre de la bande perturbatrice. Si vous travaillez essentiellement dans les bandes décimétriques et 2m, il filtre passe-bas avec une bande passante de 400 à 750 MHz fera très bien l'affaire.

Par contre pour le trafic en 432 MHz il est possible de rajouter un filtre réjecteur centré sur 435 MHz, un filtre passe bas ayant une pente suffisante pour éliminer le 435 MHz par rapport au premier canal TV à 470 MHz risque d'être complexe.

**Les limiteurs de parasites :**

Il faut savoir qu'il est impossible d'éliminer les parasites, je m'explique : Un parasite qui arrive à l'entrée de votre récepteur ne peut pas être effacé par un simple coup de baguette magique. Par contre il est possible de limiter leur effet par effacement ou écrêtage dans une certaine limite.

° Tous les TRX sont équipé de limiteurs de parasites **impulsionnels** (*Touche et potentiomètre NB pour Noise Blanker*). Anciennement **NL** pour *Noise Limiter*.

Par-contre, leurs efficacité est limitée mais peut être améliorée sous certaines conditions. Pourquoi ces parasites sont-ils plus gênants en **AM & SSB quand FM** ? Cela, est imputable au type de modulation. En AM & SSB ce sont des variations d'amplitude du signal qui provoquent les variations BF.

Les parasites impulsionnels ont la fâcheuse tendance à avoir un niveau beaucoup plus élevé que le signal utile, ce qui se traduit par des claquements plus ou moins importants selon le niveau de réception de ces parasites. La méthode la plus simple pour limiter partiellement ces effets consiste à écrêter le signal, soit au niveau du circuit FI ou du circuit BF. Cela est concevable en VHF, étant donné que dans cette bande, le niveau de réception en local est relativement stable, par-contre, dans les bandes décimétrique, cela n'est pas très pratique dû au fait de d'importantes variations du niveau de réception (Fading). Cela oblige à ajuster continuellement le niveau d'écrêtage afin d'avoir l'effet désiré et afin d'éviter un écrêtage trop important, ce que se traduirait automatiquement par d'importantes distorsions au niveau de la BF.

Une autre méthode plus efficace consiste dans un montage éliminateur qui permet de bloquer l'amplification BF pendant l'apparition d'une impulsion parasite.

**En modulation FM**, du fait que le signal RF est de niveau constant, il est plus facile de procéder à un écrêtage. De plus, en FM le phénomène de claquement est beaucoup moins perturbant, la démodulation ne se faisant pas par la récupération de variations de niveau HF mais par récupération de la variation de fréquence autour d'une fréquence centrale (*FI de 10,7 MHz en général*).

**En modulation numérique**, les méthodes préconisées plus haut sont toujours valables avec en plus des systèmes très complexes qui permettent de corriger les pertes de données dans une certaine limite évidemment.

**Amélioration de l'efficacité** de certains limiteurs de parasites. Sur certains TRX, une amélioration importante est obtenue avec l'adjonction d'un préamplificateur d'antenne. Néanmoins on a constaté que dans ces conditions, lors de Contest avec beaucoup de stations locales dont le niveau de réception est important, provoquent des Spalters importants à proximité de ces stations (*voir plus haut les productions d'harmoniques*).

#### **Bruit de fond :**

° En interne, est généré par les circuits électroniques. Cela est dû à l'agitation et au déplacement des électrons dans des circuits électroniques et surtout au niveau du premier préamplificateur d'un circuit de réception. C'est ce circuit qui déterminera la sensibilité et le rapport signal à bruit du récepteur. Si ce circuit est très bruyant, ce bruit va malheureusement bénéficier de toute la chaîne d'amplification RF.

° Le cosmos est également une éternelle source de bruit et même la terre. Il suffit d'orienter une parabole 10GHz vers le sol pour se rendre compte de l'augmentation substantielle du niveau de bruit de fond à la mesure du rapport Signal / Bruit.

### **A-3) MOYEN DE DETECTION D'UNE SOURCE DE QRM :**

#### **Bandes basses :**

° En VLF et dans les bandes décamétriques, il est très pratique d'utiliser un petit récepteur radio de poche PO/GO à cadre et de le positionner en GO sur une plage inoccupée, ce qui ne devrait plus poser de problème puisque en journée il ne reste plus d'émetteurs en service.

° L'utilisation en est facile, puisqu'il suffit de se promener dans l'appartement afin de s'approcher de la source en surveillant le niveau sonore qui doit augmenter. Vous serez même obligé de vous rapprocher de votre voisin pour découvrir que la source se trouve peut-être chez lui.

Ce type de récepteur, du fait que le capteur est un barreau ferrite lui confère déjà une semi-directivité

° La majorité de ces sources de QRM proviennent de circuits d'alimentations, des ampoules à led, de CPL et de switch, d'écrans, d'imprimantes et récepteurs TV, box etc.

° Les ampoules à led rentrent également dans la catégorie des alimentations à découpage.

Malheureusement, ces alimentations d'un volume très réduit pèchent souvent par la qualité médiocre essentiellement dû au manque de filtre et dû au manque de place disponible dans le culot de la lampe et souvent pour des questions d'économies.

° Une autre source assez répandue à la campagne se trouve être les anciennes clôtures électrifiées et là il ne reste à priori que la négociation, bien que ! Pourquoi pas un circuit réjecteur au niveau de la liaison du générateur d'impulsions HT et le fil qui entoure la parcelle électrifiée. Par contre, une bonne nouvelle, les clôtures électriques récentes sont beaucoup plus silencieuses, étant donné que les anciens systèmes utilisant une bobine d'allumage ou similaire, la haute tension était produite par des impulsions basses tension sur le primaire de la bobine. Ces impulsions étaient générées par un système électromécanique de coupure d'un contact ou par la commande d'un transistor de puissance via un circuit électronique.

Du fait de la forme carrée de ces impulsions, cela génère énormément d'harmoniques. Le fait d'utiliser des impulsions de forme plus arrondies, cela limiterait forcément les parasites.

° En VHF et UHF, vu la directivité d'une bonne antenne Yagi, il ne devrait pas être difficile de localiser une source à partir de l'antenne de la station et d'affiner la recherche avec une petite Yagi 3 éléments ou une HB9CV en pédestre bien sûr. Attention à l'appréciation éventuelle de la distance du perturbateur, parfois cela réserve des surprises.

° La méthode de recherche la plus efficace consiste à procéder par triangulation (*minimum 2 stations éloignées, idéal 3*) avec des antennes directives du type Yagi pour les VHF et supérieures et du type antennes cadres ou ferrite pour les fréquences décimétriques.

#### A-4) SOLUTIONS et remèdes :

Les remèdes internes aux récepteurs n'étant pas facilement accessibles pour améliorations ou modifications, nous ne traiterons que des filtres pouvant être installés à l'extérieur de ces récepteurs, voir au niveau des sources de parasites.

#### ORIGINE IMPORTANTE DE PARASITE

Actuellement et de plus en plus, les deux principales sources de parasite sont les alimentations à découpage et les systèmes numériques, ce qui vous donne l'ampleur de la tâche, vu la prolifération de ces systèmes.

**Alimentations à découpage :** Celle-ci, du fait du fonctionnement par tout ou rien au niveau de la commande de l'élément de puissance (transistor), génère énormément de parasites harmoniques et cela jusqu'à des fréquences de plusieurs dizaines de MHz voir centaines de MHz.

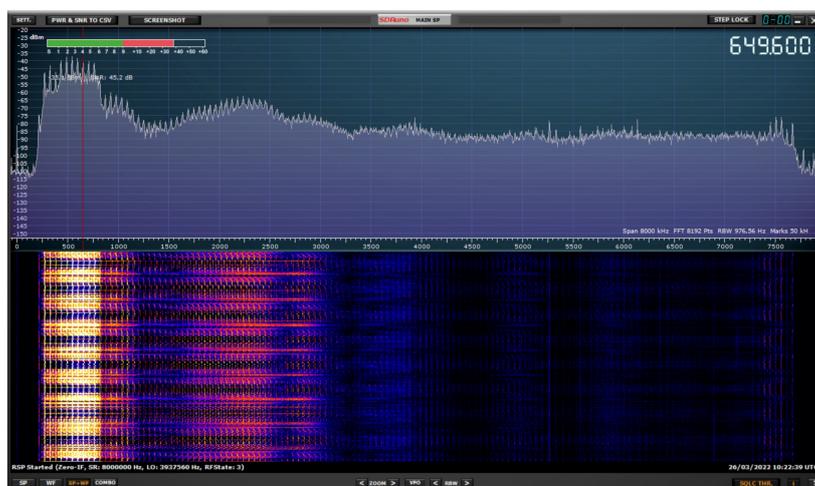
Une alimentation ayant par définition

une entrée secteur et une sortie basse tension régulée, il est impératif de filtrer les deux. Une entrée secteur mal filtrée injecte quantité de parasites dans le secteur et l'installation électrique de la maison devenant une superbe antenne, ces signaux parasites se retrouvent partout, même chez les voisins.

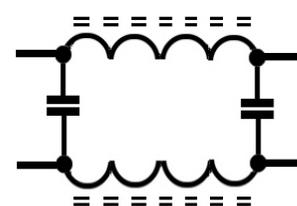
**Sur l'entrée secteur** de l'alimentation le mode de propagation de ces parasites dans les fils sont en général de deux ordres : **mode différentiel** et **mode commun**

(Voir explication des modes page 11).

En mode différentiel, l'on place un condensateur en parallèle entre phase et neutre, en général 100nF, ce condensateur présentant une très grande impédance à 50Hz ne perturbera pas le fonctionnement de l'alimentation. Pour avoir un ordre d'idées, à 50 Hz un condensateur de 100 nF aura une impédance de 31 KΩ et à 1 Mhz il passe à 1,6 Ω. Par-contre, en haute



F8EHO Pascal QRM par alimentation à découpage  
Box TV Porteuses instables Espace de 50 KHz



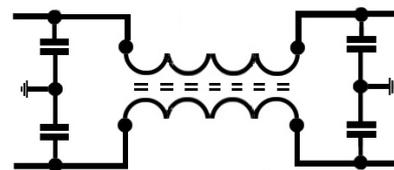
Filtre Mode différentiel

fréquence son impédance chute et réduit les courants HF différentiel présents. Un condensateur ne suffira pas, il sera nécessaire d'insérer une self en série dans la phase et une autre dans le neutre avec un deuxième condensateur de 100 nF en parallèle, nous aurons là un filtre passe-bas efficace.



**Mais le mode commun** est de loin le plus perturbateur. Les courants de phase et de neutre n'étant pas égaux en haute fréquence, ils présentent une composante de mode commun puisqu'il ne présente pas de compensation des signaux émis par les deux fils et les condensateurs entre phase et neutre ne sont plus d'aucune utilité puisque signaux identiques sur les deux fils.

Afin d'éliminer ces composantes il est nécessaire de les dévier vers la terre avec en entrée et sortie du filtre un condensateur entre la phase et la terre et entre le neutre et la terre. Par contre, afin d'éviter un déclenchement intempestif du système différentiel du disjoncteur, ces condensateurs ne devront pas dépasser quelques nF et le courant de fuite total ne devant pas dépasser 0,5 mA, soit des condensateurs de 6,8nF (0,51mA), surtout si l'on accumule les alimentations à découpage sur le même disjoncteur.



Filtre Mode commun

En ce qui concerne les deux bobines identiques (15 à 50 mH) insérées entre la phase et le neutre, celles-ci devront être bobinée sur un même tore magnétique avec un couplage parfait et bien respecter le sens afin d'annuler les courants HF qui se trouvent en opposition de phase sur les deux conducteurs.

**En sortie** de ce type d'alimentation l'on peut utiliser des tores ferrite sur lesquelles l'on va bobiner chaque fil voir rajouter un ou plusieurs condensateur de 100nF ou plus. Il est également possible d'utiliser les deux modes de filtrage comme précédemment. Néanmoins, vue l'intensité en sortie d'une alimentation de TRX (25 à 35A) les bobinages risquent d'être assez volumineux.

**Une méthode moins efficace** mais beaucoup plus rapide consiste à faire passer chaque fil dans un ou plusieurs tubes ferrite. Cette méthode est plus efficace pour éliminer les parasites issus d'un système numérique que ceux issues d'une alimentation à découpage.



**Parasites Numériques** : Les filtres utilisés pour les alimentations à découpage peuvent être utilisés pour toutes les sources de parasites. Plus fréquemment l'on utilise les ferrites sous plusieurs formes différentes, ceux-ci étant inséré ou clipsé sur les câbles de liaison voir enroulé sur un barreau de ferrite ou un ancien circuit magnétique récupéré sur une alimentation à découpage ou au niveau d'un vieux transformateur THT d'un ancien téléviseur à tube.



**Il existe dans le commerce** ou même en récupération un grand nombre de filtres, tous les appareils actuels étant muni d'une alimentation à découpage et/ou d'un système numérique de régulation ou de control, il suffit de récupérer et de savoir manipuler un fer à souder, voir un petit chalumeau.



**Lors de récupération**, il s'agit d'être prudent. Il existe dans le



Condensateurs RIFA référence PME 271 présentant des risques.

commerce des condensateurs spécifiquement prévues pour les filtres secteur. Ces condensateurs de marque RIFA présentent un risque important de dégagement de fumé pouvant provoquer des problèmes au niveau de composant comme des inverseurs et connecteurs avec en prime un risque d'incendie.

Ils sont reconnaissable par leur référence PME 271 et des fissures (voir figure).

Je parle en connaissance de cause puisque j'ai personnellement été confronté à ce problème avec un grand dégagement de fumé au niveau professionnel sur des appareils de mesure et surtout sur des filtres secteurs. Le risque de problème avec des filtres secteurs montés en usine sur beaucoup d'appareils, est très important étant donné que même à l'arrêt de l'appareil, du fait que le filtre se situe avant l'interrupteur, les condensateurs étant toujours sous tension, dans ces conditions il y a le risque que le problème survienne en votre absence.

En général le fusible ne se coupe pas, la surcharge n'étant pas suffisante, ce qui permet au condensateur d'être réduit complètement en charbon et en plus, bonjour les odeurs persistantes dans le local avec imprégnation sur tous ce qu'il y a dans les environs.

**Filtre gratuit :** Si vous avez la possibilité de récupérer des anciens boitiers CPL avec prise secteur filtrée, ne les jetez pas, vous les démontez et sortez le circuit électronique et ne gardez que la partie transition de l'alimentation entre la fiche mâle et la prise femelle.



Cela vous fera un bon filtre HF et de plus, cerise sur le gâteau, une bonne protection contre les surtensions. Vous pouvez également rajouter des VDR de 275 V en parallèle sur la sortie afin d'absorber toutes les pics de surtension supérieurs à cette tension.



## Alimentation - Mode de propagation

### Filtrer le mode différentiel et le mode commun

Les signaux résiduels hautes fréquences sont à analyser selon leur mode de propagation dans les fils électriques (fiche secteur d'un appareil relié au secteur par exemple).

Mode différentiel : La plupart des alimentations prennent leur énergie sur le secteur à l'aide de deux fils isolés. Il est naturel de penser que le courant entrant par l'un sort par l'autre, c'est-à-dire qu'à chaque instant, les deux courants circulant dans les fils d'alimentations sont égaux en valeur et de sens opposé. La somme algébrique de ces deux courants est ainsi nulle. C'est le mode différentiel.

Mode commun : Si du point de vue haute fréquences les deux fils d'alimentation sont virtuellement connectés ensemble et que le courant perturbateur total se répartit pour moitié dans chaque fil, le courant circulant dans chaque fil est le même, et les deux courants sont cette fois-ci de même sens. Leur somme algébrique n'est pas nulle. C'est le mode commun.

Mode commun et mode différentiel : le filtrage secteur pour ces deux modes sera différent

Les parasites d'une alimentation à découpage se trouvent à des fréquences supérieures ou égales à la fréquence de hachage. Le courant d'alimentation 50 Hz est toujours différentiel et n'engendre pas de parasites importants.

Les courants parasites (émissions conduites) peuvent être différentiels et communs, c'est-à-dire que le courant entrant et le courant sortant ont des valeurs différentes. Tout couple de courant mesuré sur la phase et le neutre peut être décomposé mathématiquement en une partie différentielle pure et une partie commune pure. Cela est à comparer à la décomposition de toute fonction en sa *partie paire* et *partie impaire*.

Différentes méthodes de filtrage électrique peuvent ainsi être mises en place pour réduire les courants conduits de mode différentiel et de mode commun. Il s'agit souvent de filtres intercalés entre le secteur et l'alimentation.

### ***Filtre secteur pour le mode différentiel : condensateur X***

Le courant secteur 50 Hz est différentiel (à chaque instant, le courant dans le neutre et dans la phase vont en sens contraire) et ne doit pas être bloqué par le filtre. Par ailleurs, les courants différentiels à haute fréquence doivent être éliminés. On place donc un condensateur en parallèle avec l'alimentation, c'est-à-dire entre phase et neutre. Ce condensateur présente une très grande impédance à 50 Hz et ne perturbe donc pas la consommation globale, en revanche, son impédance à haute fréquence devient faible et réduit ainsi les courants différentiels présents.

Ces condensateurs reçoivent la tension secteur et lors du débranchement de l'appareil, ne doivent pas restés chargés à la dernière valeur qu'avait alors la tension secteur si on débranche l'appareil.

Une résistance de forte valeur est placée en parallèle pour décharger rapidement le condensateur, c'est une résistance de saignée. Elle supporte la tension secteur et peut être formée par 2 résistances en série pour diviser la tension aux bornes. Après une durée donnée (1s), il ne doit plus y avoir de tension dangereuse (60V et plus) aux bornes de la prise de courant de l'appareil qu'on vient de débrancher : c'est une contrainte normative.

Montage d'un filtrage basé sur une capacité X2 et sa résistance de décharge

Typiquement, on utilise des valeurs de 100nF à 1uF et une résistance de 220kOhm à 1Mégohm. Ces condensateurs sont de type dit « X2 ».

Condensateur "X2" à brancher entre phase et neutre

### ***Filtre secteur pour le mode différentiel : inductances***

Des inductances peuvent aussi être insérées dans le neutre et dans la phase, leur impédance doit être négligeable à 50 Hz et significative aux fréquences à filtrer.

***Inductances simples*** pour filtrer le mode différentiel

Le courant maximum qu'elles peuvent laissé passer ne doit pas être supérieur au courant appelé par l'appareil. Leur limite est souvent la saturation plutôt que l'effet Joule (échauffement).

### ***Mode commun : origine et conception du filtre secteur adapté***

Une partie non négligeable des courants parasites s'écoule vers la **terre** par les capacités parasites que présente l'appareil. Les courants de neutre et de phase ne sont plus égaux (en haute fréquence), ce qui signifie qu'ils présentent une composante de mode commun. C'est en réalité le mode le plus gênant au sens des émissions électromagnétiques parce qu'il n'y a pas compensation des ondes émises par les deux fils en champ lointain (distance entre les fils et le récepteur supérieur au dixième de la longueur d'onde associée à la fréquence considérée). Il s'agit d'éliminer ces composantes de mode commun à haute fréquence sans bloquer l'arrivée du secteur (différentiel). Dans le cas idéal, le composant à intercaler est parfaitement transparent au mode différentiel et forme un circuit ouvert pour le mode commun. Comme les courants parasites sont de haute fréquence et que le secteur est de 50 Hz, l'idée consiste à placer une inductance sur la ligne de neutre et une autre sur la ligne de phase. Une certaine impédance subsiste à 50 Hz, cette solution peut être améliorée.

### ***Filtre secteur pour le mode commun : condensateur Y***

Ces condensateurs, toujours par deux, ont pour but de filtrer les courants de mode commun en les déviant vers la terre. Ils sont d'égale valeur, l'un entre phase et terre, l'autre entre neutre et terre. A haute fréquence, ils forment une impédance réduite entre la terre et le secteur et dévient donc vers la terre les courants de mode commun. Leur valeur habituelle est de quelques nF, et ils sont de type dit « Y ».

Leur valeur maximale autorisée est fixée par le courant qu'ils peuvent laisser passer (0.5mA max).

Capacité Y de 4,7nF entre phase et terre, ou bien entre neutre et terre

### ***Filtre secteur pour le mode commun : inductance de mode commun***

Une conception spécifique à ce problème a été élaborée. Les inductances de mode commun ont deux bobinages de nombres de spires identiques montés sur le même circuit magnétique. Les deux bobinages sont supposés en parfait couplage.

Les courants différentiels circulant dans ces deux inductances sont de même amplitude mais opposés en phase. Au total, les contributions de chaque bobinage s'annulent. Le flux magnétique est nul et l'inductance apparente aussi. Bien sûr, le sens des connexions est fondamental (repérage schéma par le point sur chaque bobine).

Symbole d'une inductance de mode commun

Inductances de mode commun utilisées dans les filtres secteur.

Dans le cas d'une erreur de connexion (sens d'un des deux bobinages inversé), le mode différentiel verrait l'inductance et le mode commun ne serait pas bloqué.

Le mode différentiel voit une inductance nulle alors que le mode commun voit l'inductance d'un bobinage. En pratique, les valeurs peuvent aller jusqu'à 50 mH environ.

#### **Choix du matériau pour l'inductance de mode commun**

Un matériau ferromagnétique est nécessaire pour garantir un meilleur couplage entre les deux inductances et pour augmenter l'inductance. Un compromis doit être trouvé entre la perméabilité du matériau et sa bande passante. Au-delà d'une certaine fréquence, la perméabilité chute, et l'inductance apparente aussi. Les matériaux de plus forte perméabilité ont une bande passante plus réduite. Le choix du matériau dépend de la bande passante à filtrer, c'est-à-dire de la fréquence de hachage.

La température a un effet néfaste sur le matériau magnétique, en réduisant son flux maximum, de plus, au-delà de la température de Curie, toute activité magnétique disparaît, la ferrite n'est pas détruite, mais la fonction d'inductance n'est alors plus assurée. Le circuit magnétique doit être maintenu sous cette température, de 120 à 175°C habituellement.

#### **Saturation du matériau magnétique**

Le courant secteur passant dans l'inductance de mode commun est différentiel et ne crée aucun flux dans la ferrite. Il n'y a donc, d'après cela, jamais saturation. En réalité, cela n'est pas entièrement vrai, en effet, un certain flux sort du circuit magnétique entre chaque spire, et ce flux de fuite n'est pas annulé par l'autre enroulement.

Tore de ferrite sur lequel peut être construite une inductance de mode commun

Si les courants secteur sont grands, il se peut que l'inductance de mode commun sature ou que le point de fonctionnement statique se déplace, faisant chuter la perméabilité apparente (pente de la caractéristique B/H). Ce phénomène est accentué par les alimentations à découpage sans correction de facteur de puissance où des pointes de courant existent à chaque alternance (pont de diode et capacité). Dans le cas où l'inductance sature, du bruit indésirable peut tout de même passer vers le secteur ou vers l'alimentation. C'est un composant dont le dimensionnement doit être fait avec soin.

L'inductance de mode commun, comme le filtre dans son ensemble, bloque dans les deux sens : immunité de l'alimentation vis-à-vis des bruits extérieurs, et réduction des émissions conduites vers le secteur. Les inductances de fuite inhérentes à chaque enroulement peuvent être exploitées pour bloquer également une certaine quantité de bruit différentiel.

#### **Mesure des filtres secteurs**

Le filtre secteur doit laisser passer le 50Hz et bloquer les parasites. On trace en fonction de la fréquence le rapport des puissances que la charge reçoit avec ou sans filtre. L'usage consiste à utiliser une charge et une source de résistance 50 Ohm. Le rapport est donné en dB, cela s'appelle les pertes d'insertion. Graphiquement, on trace l'opposé du gain qu'apporte le filtre, on obtient donc ces courbes typiques :

### **Pertes d'insertion typiques d'un filtre LC**

A 50 Hz, les pertes sont principalement liées à la résistance série des inductances, et à haute fréquence, l'atténuation désirée est obtenue grâce aux inductances et capacités du filtre. Une fréquence de transition propre aux impédances de source et de charge caractérise pour une alimentation donnée la performance d'un filtre secteur. La pente d'atténuation dépend de l'ordre du filtre.

### **ATTENTION !**

**Tous les composants du filtre sont en contact direct avec le secteur ! Ils sont sous tension dangereuse !**

Danger électrique : le filtre secteur est relié au secteur !

### ***Calculs et conception d'un filtre secteur***

Lors de la conception d'un produit et en particulier de son alimentation, il est très difficile d'estimer avec précision les éléments parasites qui seront sources des parasites émis. Le dimensionnement d'un filtre secteur est donc largement empirique et dépend aussi de l'encombrement et du prix souhaité.

## **DU QRM QUI N'EST PAS VRAIMENT DU QRM**

Spécialement dans le domaine de l'émission, les radioamateurs sont régulièrement confronté à un type de QRM non pas en réception mais spécifiquement en émission avec un impact dans le voisinage dans la bande FM et télévision couramment appelé « TVi » (*Voir annexe 3 en fin de ce document*).

Celui-ci engendre souvent un autre type de QRM verbal entre l'OM générateur de ce QRM TVi et son ou ces voisins.

En dehors des problèmes de réglage du PA ou d'adaptation d'impédance de celui-ci à l'antenne il y a une source de QRM très perverse et qui trouve sa source au niveau des branchements et connectiques entre le TRX et l'antenne. Il existe plusieurs possibilités de connecter ces éléments entre eux, Fiches bananes Connecteurs coaxiaux (*PL, N, BNC, IEC...*) d'une part, le rivetage, vissage et soudure d'autre part.

En général le fait de souder une ligne sur une antenne se trouve être la solution la plus efficace dans le temps. Par contre, le vissage et surtout le sertissage sont les plus sûrs moyen d'avoir des problèmes à plus ou moins long terme, même avec des dominos d'électricien bien serrés.

Le vieillissement de ces connectiques avec l'humidité et la pollution favorise l'apparition d'un phénomène d'oxydation des métaux et là où cela devient très problématique c'est au niveau d'une jonction de deux métaux différents (*Aluminium/cuivre/fer/laiton...*). Cela provoque au niveau de cette jonction ce que l'on appelle un « *couple galvanique* » avec un effet diode dus à cette oxydation, les anciens se souviendront sûrement des redresseurs oxymétal et cuivre oxyde avant l'avènement des diodes au germanium et silicium. Ce phénomène est également appelé « *Effet MCCE* » pour « *Mélangeur de champs à couple électrolytique* » Ce phénomène assez complexe se traduit par la génération importante d'harmoniques sur un large spectre au-delà de la porteuse utile.

Par contre, il existe des moyens efficaces pour limiter l'apparition dans le temps de ces inconvénients.

Une solution qui consiste à mettre la connexion dans une boîte étanche et d'enrober cette connexion avec de la graisse vaseline tout en pratiquant une petite ouverture dans le bas de la boîte afin de laisser écouler l'humidité. Mais la solution la plus efficace consiste à enrober la connexion d'un ruban spécial appelé chez les professionnels « *Peau de chat* ». Ce produit se présente comme un ruban adhésif épais ayant la particularité de s'étirer, de s'auto vulcaniser et de garantir l'étanchéité. Ce produit est disponible sur plusieurs sites internet sous la dénomination « *3m SCOTCHFIL Electrical insulation Putty* ».

Les rubans adhésifs plastiques sont à proscrire, n'ayant aucune tenue dans le temps et ne résistants pas aux fortes et faibles températures.

## ANNEXE 1

(SONELEC.COM)

### [Electronique](#) > [Théorie](#) > [LED](#) > Lampes à LED et perturbation radio

Dernière mise à jour : 28/09/2014

#### Présentation

Certaines personnes se plaignent d'une réception difficile sur leur radio après remplacement d'ampoules à incandescence par des ampoules à LED, et ce même pour une réception sur la bande FM qui présente normalement l'avantage d'être insensible aux parasites. Chez certains la perturbation est légère et n'impacte la réception que si le récepteur radio est situé à proximité de l'ampoule, chez d'autre la réception de toute radio est impossible même à une distance de 4 mètres de l'ampoule !

#### Petits rappels...

Sans entrer trop loin dans les détails, rappelons que la modulation de fréquence (FM, Frequency Modulation) permet de transporter un signal (audio par exemple) d'un point à un autre (liaison filaire pour un interphone secteur, infrarouge pour un casque hifi sans fil ou HF pour une radio FM) avec une sensibilité faible ou nulle aux parasites environnants. Si la réception d'un programme radio diffusé en modulation d'amplitude (AM, Amplitude Modulation) peut être perturbé par des parasites "proches" (moteur perceuse, frigo qui se met en route, mobilette qui passe), la réception d'un programme FM y est en revanche quasiment insensible. Cela est lié au fait que pour la réception FM, on ne s'intéresse qu'au variations de fréquence du signal reçu (porteuse d'amplitude fixe dont la fréquence est modifiée par le signal utile), et que les parasites qui sont principalement des "variations d'amplitude" sont ignorés. Pour la réception AM, le récepteur est intéressé par les variations d'amplitude du signal reçu (porteuse de fréquence fixe dont l'amplitude est modifiée par le signal utile), et si un parasite s'ajoute au signal utile, il le traite... comme un signal utile et on l'entend.

#### Ampoule à LED et radio-fréquences

Une ampoule à LED, comme tout équipement électrique ou électronique, doit respecter des normes de CEM (Compatibilité Electro-Magnétique). Ces normes ont été établies pour protéger les équipements contre les parasites émis par leurs voisins, mais aussi pour empêcher qu'eux-mêmes ne perturbent leurs voisins. Ces normes sont très strictes mais ne sont pas toujours respectées, principalement pour des raisons de taille (on n'aime pas les culots des lampes plus gros que les lampes elles-mêmes) et pour des raisons de coût (pour valider un équipement en CEM, il faut lui faire subir une série de tests qui réclament du matériel perfectionné et très coûteux). On ne sera donc pas surpris (mais on peut faire semblant de l'être) d'apprendre que certaines ampoules à LED sont moins "sérieuses" que d'autres.

Le problème principal est que les LED nécessitent une tension basse pour fonctionner et que le secteur 230 V doit être abaissé. Il existe plusieurs techniques pour abaisser la tension et certaines d'entre elles (alim à découpage simplifiée à l'extrême) occasionnent de vigoureux rayonnements parasites. On peut atténuer très fortement les parasites créés en employant des méthodes mécaniques (forme et matériaux du conteneur) et électriques (filtres passe-bas). Mais cela coûte de l'argent, alors pour proposer des ampoules secteur à LED à moins de 5 euros, il faut bien faire quelques concessions... En 2011, une ampoule à LED sur trois ne respectait pas les normes CEM en vigueur (source [Office fédéral de la communication](#)).

#### Mais pourquoi une perturbation en FM ?

Oui, pourquoi un récepteur calé sur un programme diffusé dans la bande FM 88-108 MHz peut-il être perturbé par des parasites ?

Il convient tout d'abord de préciser qu'il existe différentes qualités de récepteur radio, et que tout le monde ne reçoit pas chez lui la même quantité d'énergie HF (du programme radio diffusé).

Un récepteur radio (AM ou FM) est caractérisé par plusieurs paramètres techniques dont l'utilisateur n'a souvent que faire. Il s'agit pour les deux principaux, de la sensibilité et de la sélectivité.

Pour faire simple, la sensibilité détermine l'aptitude du récepteur à capter une émission reçue avec un faible niveau HF, et la sélectivité définit la capacité du récepteur à séparer (avec qualité) deux émissions diffusées sur des fréquences proches. Un récepteur bas de gamme présente des performances médiocres et est plus susceptible d'être perturbé par un signal de fréquence fixe reçu en parallèle de l'émission radio utile. Or les parasites émis par certaines lampes à LED sont de nature permanente et peuvent s'étaler très haut dans le spectre des radio-fréquences ! J'ai le souvenir d'un poste de radio calé sur une émission FM qui était perturbé par la mobilette de mon frère. C'était une perturbation légère certes, mais le lien était nettement établi (quand la mobilette s'éloignait, la réception redevenait parfaite) et je ne comprenais pas comment une radio "insensible aux parasites" pouvait être ainsi perturbée ! Si dans votre habitation vous recevez la radio à la limite des possibilités du récepteur, la qualité peut être bonne jusqu'à ce qu'un parasite vienne tout chambouler. Et cela est valable pour un récepteur bas de gamme ou de haute qualité, car en limite de réception les conditions ne sont plus suffisantes pour garantir une bonne qualité d'écoute. Si au contraire vous recevez votre émission radio "plein pot", un parasitage sera moins probable, car le récepteur aura suffisamment de matière utile pour s'en sortir sans trop de mal. Si vous combinez récepteur bas de gamme, réception limite et ampoule à LED bas de gamme, vous avez la totale ! Vous pouvez d'ailleurs faire l'analogie avec la réception de programmes TV diffusés en numérique : tant que le signal reçu est suffisant, la qualité de la vidéo et du son est "parfaite", alors que si l'amplitude du signal reçu se trouve à la limite des capacités de décodage et de correction des erreurs du récepteur, tout s'écroule d'un coup au moindre parasite qui dure un peu !

## Comment remédier au problème ?

Quand on se trouve face à un problème de parasitage, il convient dans un premier temps d'en déterminer la source. Quand le parasitage survient de façon évidente et permanente après avoir remplacé une lampe à incandescence par une lampe à LED, le fautif est vite localisé ! Il faut voir ensuite si la source de parasites est de type rayonnée (transmission dans les airs) ou conduite (transmission dans les câbles secteur). Cela est assez facile, il suffit de déplacer le récepteur autour du perturbateur. Si la perturbation augmente quand on s'approche du perturbateur, les parasites sont de type rayonnés (ce qui n'implique pas pour autant qu'on n'a rien en mode conduit). L'attitude à adopter, quand on est professionnel et qu'on conçoit un produit, consiste à modifier l'appareil pour diminuer l'amplitude des signaux indésirables qu'il émet. Mais que faire quand on est simple usager ? On ne va tout de même pas démonter l'ampoule et la modifier ! C'est triste à dire, mais il n'existe pas mille solutions... si un filtre secteur ne peut rien améliorer (utile pour une perturbation conduite dans les câbles), alors il faut changer l'ampoule par une autre plus respectable. Bien sûr, vous pouvez toujours, lors de l'achat, vous approcher d'un vendeur et lui poser la question qui tue :

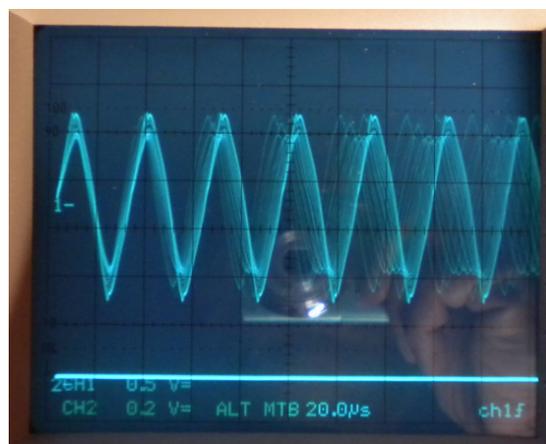
"Bonjour... pouvez-vous SVP me préciser la fréquence et l'amplitude maximale des rayonnements parasites de cette ampoule à 1 mètre ?" J'aimerais savoir si mon récepteur FM doté d'une sensibilité de 10 uV risque d'être perturbé quand j'écoute France Culture, sachant que je suis situé à 15 km de l'émetteur radio le plus proche..."

Je passe les détails de la géographie du terrain...

## Quelques tracés...

Copies d'écran d'oscilloscope et d'analyseur de spectre avec une lampe fluocompacte de marque Ikea. Ce n'est pas une lampe à LED mais ça montre que ça dégage plus qu'une ampoule à incandescence ! Je ferai bien sûr la même manip dès que j'aurai une lampe à LED sous la main.

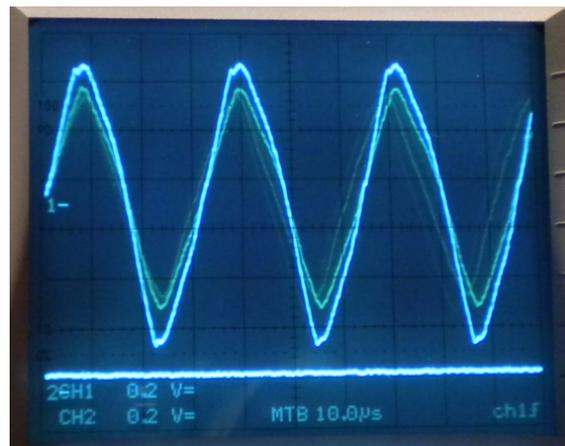
Ces tracés d'oscilloscope mettent en évidence un signal rayonné d'amplitude conséquente, relevé avec un fil de 10 cm placé à l'entrée de l'oscillo, lampe à 30 cm du fil.



L'instabilité du tracé tient au fait que le signal rayonné n'a pas une fréquence fondamentale fixe, cette dernière se promène entre 30 kHz et 50 kHz environ.

Le signal étant loin d'être sinusoïdal, on imagine quelques harmoniques elles aussi mouvantes, ce qu'on peut mettre en évidence avec un analyseur de spectre (deux spires de fil enroulées autour de la partie lumineuse de la lampe pour la captation du signal rayonné).

Diverses vues avec fréquence centrale de 500 kHz et 1 MHz, on retrouve bien quelques harmoniques. Les raies se déplacent lentement, un cycle de montée en fréquence prend plusieurs secondes avant de revenir d'un coup à la fréquence la plus basse. Pas remarqué de différence notable entre l'instant de mise sous tension et après 15 minutes de chauffe. Aucune trace relevée dans la bande FM (plancher de bruit à -80 dBm).



# LES BROUILLAGES EN RECEPTION DUS AUX LIGNES AERIENNES DE MOYENNE ET HAUTE TENSION

Par **DK3GK**, Peter Panzer - Traduit et adapté par **F6HUW**, Yves Birck

L'article qui suit a été publié en langue allemande dans la revue du DARC (cq-DL 9/88 pages 559 à 562). L'auteur, DK3GK, a bien voulu nous donner l'autorisation de traduire et publier son texte. Qu'il en soit ici sincèrement remercié ! Le traducteur, F6HUW, subit lui-même les brouillages en question. Depuis juillet 1983, date de l'emménagement dans sa maison se situant à proximité d'une ligne Moyenne Tension de 20 kV, et après maintes interventions effectuées par les Services de la DTRE (54 - Vandoeuvre) auprès de l'U.E.M. (Usine d'Electricité de Metz), le problème n'est toujours pas résolu. Le remplacement de certains isolateurs et l'adjonction du système d'antiparasitage *ancienne méthode* (décrit justement dans l'article qui suit) se sont révélés insuffisants : QRN de S8 à S9 + par temps sec. Ces isolateurs sont exactement les mêmes que ceux indiqués dans l'article et proviennent probablement du même fabricant car le traducteur en possède justement un exemplaire ayant les mêmes références allemandes ! Nous espérons que cet article sensibilisera un peu plus les différents partenaires : DTRE, EDF, UEM ou autres régies locales et vous informera davantage sur ce cas classique de Compatibilité Electro-Magnétique. L'auteur décrit un *nouveau système d'antiparasitage* donnant satisfaction à tous.

**FE1FOD**

Sur un chapelet d'isolateurs qui supporte une ligne moyenne tension et aux différents endroits articulés de ce chapelet, la corrosion forme des couches isolantes, provoquant des décharges capacitatives (étincelles) même par vent faible et lorsque les lignes ne balancent que très peu. Le spectre de ces décharges s'étale jusqu'aux fréquences valant plusieurs centaines de MHz, causant ainsi le brouillage des récepteurs radio. Jusqu'à ce jour, il n'y avait qu'une solution pour y remédier et cela de façon partielle et de courte durée.

Une nouvelle conception de garnitures antiparasites résout entièrement ce problème. A chaque articulation peuvent être insérés des contacts fixes qui raidissent celle-ci, mais ne gênent en rien le mouvement du chapelet d'isolateurs.

Cette modification peut également être effectuée ultérieurement sur les isolateurs déjà existants. Lorsqu'un radio-amateur demeurant à proximité d'une ligne à moyenne ou haute tension observe les faits précédemment cités, il doit s'adresser en toute confiance aux services des mesures et brouillages des PTT (allemandes) qui procéderont gratuitement à la localisation des sources perturbatrices et se mettront en rapport avec les services de distribution électrique.

Par nuit noire, on peut quelquefois voir et même entendre les étincelles des

isolateurs en cause.

Sont considérés comme moyenne tension les réseaux de 10 à 60 kV et haute tension ceux de 110 à 380 kV.

Les parasites à haute fréquence doivent être différenciés selon qu'il s'agisse de décharges de haute tension dues à l'effet corona ou de décharges capacitatives dues à des étincelles et qui surviennent déjà en moyenne tension.

Dans ce texte, il ne sera pas traité des décharges bien connues de l'effet corona existant sur les lignes électriques et armatures haute tension de 110 à 380 kV.

Une autre forme de décharge dans les lignes aériennes peut être causée par des impulsions dues à plusieurs charges capacitatives à potentiels différents.

Cette forme de décharge apparaît principalement aux jointures mécaniquement faibles des isolateurs qui supportent ces lignes.

Chaque jointure est formée par la partie creuse du corps métallique de l'isolateur et le battant de l'autre isolateur qui vient s'y encastrer. Une goupille en bronze empêche le battant de se déboîter. C'est à cet endroit que la corrosion des éléments zingués se forme d'une part grâce à l'humidité et d'autre part grâce au bronze de la goupille.

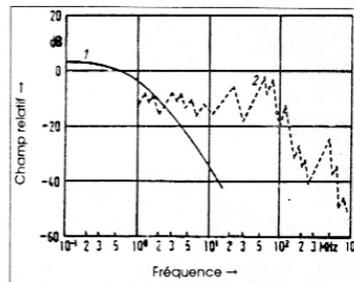
Ainsi toutes les jointures qui forment un chapelet d'isolateurs possèdent, à cause de cette corrosion, une couche isolante (diélectrique) supportant des

différences de potentiel de différentes valeurs. Lorsque ces valeurs atteignent et parfois dépassent les « tensions de claquage », il s'ensuit des décharges provoquant des étincelles.

Cette réaction est également causée par les isolateurs qui bougent quand les lignes se balancent au gré du vent.

Enfin, les parties souillées de la surface externe des isolateurs peuvent être aussi la source d'étincelles ou de lueurs et cela uniquement entre des zones sèches séparées par une zone humide.

Cela se traduit par des décharges (étincelles) génératrices d'impulsions à front raide provoquant un brouillage sur un large spectre de fréquence allant jusqu'aux MHz et gênant ainsi la réception, d'autant plus que les lignes aériennes forment une excellente antenne.



**Fig.1**  
**Intensité du champ de brouillage d'une ligne aérienne H.T. en fonction de la fréquence (1-Corona, 2-décharge par étincelles).**

Les anciens procédés tendant à éliminer les décharges aux différents éléments des isolateurs étaient insuffisants et antiparasitaient ceux-ci durant une courte période car ils restaient toujours plus ou moins mobiles.

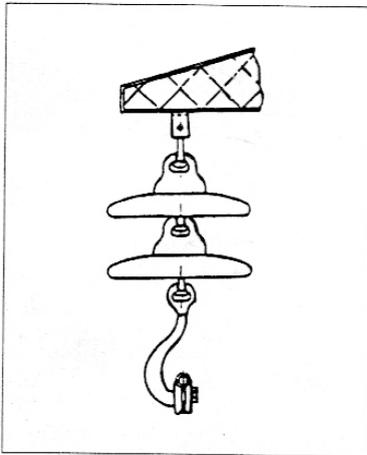
Il est donc impossible de résoudre un problème d'antiparasitage de cette manière.

Ce n'est qu'en utilisant des élastomères modernes (ex : caoutchouc, produits synthétiques) résistants aux frottements que peut être résolu durablement ce problème.

**1 - Représentation électrique d'un ensemble d'isolateurs vis à vis du brouillage.**

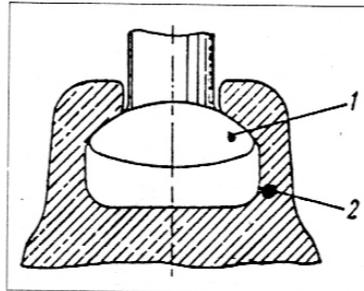
Par DK3GK, Peter Panzer

LES PAGES TECHNIQUES



◀ La figure 2 représente un ensemble d'isolateurs supportant une ligne aérienne de 20 kV.

Fig. 3 : Articulaton composant un isolateur de 20 kV. (1) : battant, (2) : corps en acier galvanisé.



L'assemblage (fig.3) est composé d'un battant (1) qui vient s'encasturer dans le corps métallique de l'isolateur (2). Ces pièces sont faites principalement d'acier moulé recouvert de zinc par procédé de trempage (acier galvanisé) qui, au contact de l'oxygène de l'air et de la pluie, se recouvre d'une couche isolante d'hydroxydes de zinc et de carbonates de zinc pratiquement indissoluble dans l'eau et formant par temps sec un diélectrique (condensateur) emmagasinant plusieurs centaines de volts ! Se reporter à la représentation électrique de la fig. 4.

des articulations métalliques les plus proches séparées par lesdits condensateurs, que ce soit par vent nul ou plus encore lorsqu'il y a du vent.

Ce sont les lignes électriques qui alimentent constamment le cycle des courants de décharge qui se renouvellent plusieurs fois lors de chaque demi-alternance.

Cette répétition dépend des constantes de charge et décharge des circuits électriques, ainsi que des différents seuils limites que peuvent supporter les multiples parcours isolés.

Ce phénomène provoque le plus souvent

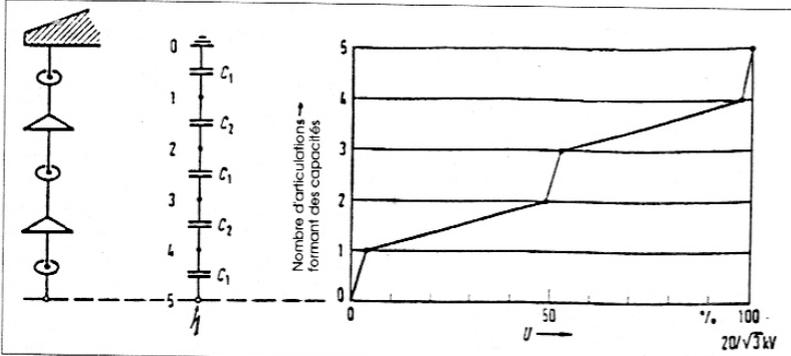


Fig. 4 : Représentation électrique d'un chapelet d'isolateurs de 20kV. Répartition de la tension tout au long de la chaîne capacitive ( $C_1 = 10$ ,  $C_2$  : capacité partielle d'une articulation,  $C_2$  : capacité propre d'un isolateur).

Les brouillages sont pratiquement inexistant tant que les articulations de ces isolateurs sont shuntées par la pluie et le brouillard.

Le contraire est immédiatement observé par temps sec et plus encore lorsqu'il y a du vent : le brouillard est alors à son niveau maximal.

Nous pouvons donc constater que chaque articulation forme un condensateur (du fait de ces couches isolantes) ; et lorsque la tension de claquage (les quelques cents volts) est dépassée, il se produit des arcs électriques entre les pièces

un brouillage continu principalement par temps sec.

Fig. 5 : Décharge d'une capacité partielle

a) schéma électrique ( $C_1$  : capacité partielle d'une articulation,  $C_2$  capacité propre de l'isolateur,  $U(t)$  tension alternative,  $U_1$  tension partielle aux « bornes » de l'articulation,  $F$  : passage de l'étincelle).

b) Graphique représentant les tensions lors de la décharge provoquée par une étincelle ( $U_1$  : tension de décharge du diélectrique au point  $C_1$  de l'articulation).

La fig. 5 montre le principe du déroulement de la décharge d'une capacité partielle; les décharges de capacités partielles d'un chapelet d'isolateurs sont réparties pendant toute la durée d'une demi-alternance de tension.

L'énergie électro-magnétique dégagée par la décharge de ces capacités partielles est d'une part rayonnée directement et d'autre part propagée le long de la ligne haute tension pouvant ainsi perturber d'autres installations de réception plus éloignées.

Voici à titre d'exemple un résultat de mesure effectuée sur un tronçon de ligne de 20 kV non antiparasitée que l'on peut considérer comme représentatif : « ligne aérienne 20 kV avec isolateurs en verre ».

Le champ mesuré à 10m de la source perturbatrice est de 58 dBµV/m. La gamme de fréquence va de 12 à 200 MHz. Le seuil maxi permis par la législation (allemande : VDE Ø875) est de 40 dBµV/m.

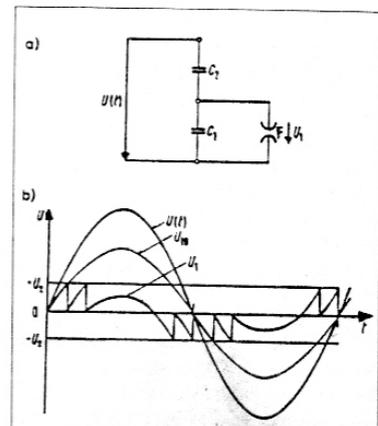
2 - Garnitures antiparasite ANCIENNE conception.

Jusqu'à maintenant, on shuntait les articulations d'un isolateur par un fil d'acier et de cuivre afin de court-circuiter ces capacités.

La fig. 6 montre cette version montée jusqu'à ce jour sur une ligne de 20 kV. Les défauts sont les suivants :

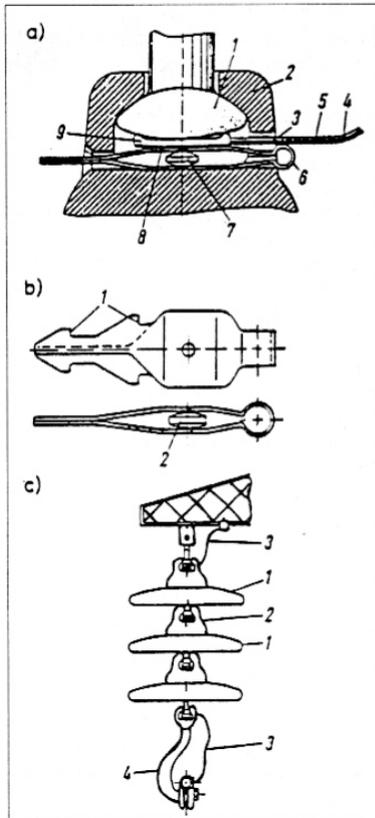
- Toutes les articulations des isolateurs ne sont pas galvaniquement shuntées. Un shunt commun ou un branchement en parallèle avec plusieurs éléments tels que les battants, boulons, oeillets, brides etc... n'est pas totalement efficace, car chaque élément devient très vite une nouvelle source perturbatrice causée par le mouvement des lignes aériennes H.T.

- Par les effets de la corrosion atmosphérique, les shunts ne conservent pas continuellement leur fixité. La corrosion est d'autant plus forte sur les pièces



Par **DK3GK**, Peter Panzer

LES PAGES TECHNIQUES



**Fig. 6 :** ancienne méthode d'antiparasitage d'un isolateur en verre à l'aide d'un fil.

en zinc (galvanisées) et en aluminium lorsque ce sont des shunts en cuivre qui sont utilisés.

- Les goupilles en bronze couramment employées à ce jour pour empêcher le battant d'un isolateur de se déboîter du corps métallique du suivant n'ensèrent pas suffisamment cette articulation afin d'assurer un bon contact; en plus elles favorisent la corrosion avec tous ses effets négatifs et ceci à des endroits qui sont d'une importance capitale.

### 3 - Garnitures antiparasites NOUVELLE conception.

Les solutions fondamentales du remède sont :

- Un excellent contact entre tous les points articulés du chapelet d'isolateurs.
- Empêcher la formation de la corrosion aux différentes articulations par le choix de matériaux appropriés.
- Pas de restriction au niveau de la mobilité des articulations composant les chapelets d'isolateurs.
- Emploi de matériaux supportant les contraintes mécaniques ainsi que les intempéries auxquelles sont continuellement soumises les lignes aériennes.

**Fig. 7 :** Garniture antiparasite nouvelle conception :

- a) détail de l'articulation  
 1 - battant  
 2 - corps métallique de l'isolateur  
 b) goupille spéciale à crans d'arrêt.  
 c) chapelet d'isolateurs  
 1 - chapeau en verre  
 2 - ensemble représentant la liaison articulation + corps métallique  
 3 - cordon conducteur  
 4 - support de ligne H. T.

La figure 7 montre le détail de la garniture permettant l'antiparasitage d'un isolateur suspendu de 20 kV.

En a) nous avons la pièce n° 9 composée d'un élastomère électriquement conducteur et posé sur une fine plaque d'acier (8) vulcanisée. Cette plaquette est coincée entre la tête du battant (1) et une goupille (6) permettant ainsi une grande surface de contact.

En b) nous voyons le détail de ce type de goupille possédant à l'une de ses extrémités des crans d'arrêt (1) qui se logent dans le corps métallique de l'isolateur évitant ainsi qu'elle ne coulisse. En son milieu se trouve une rondelle (2) permettant de raidir l'articulation lorsque la goupille est enfoncée.

Si nous reprenons le dessin de la figure 7a nous voyons qu'un cordon (3) dépasse en bout de pièce (9).

A l'extrémité de ce cordon (3) est fixé à l'aide d'un ressort (5) un autre cordon conducteur (4) en élastomère relié à la traverse du pylône.

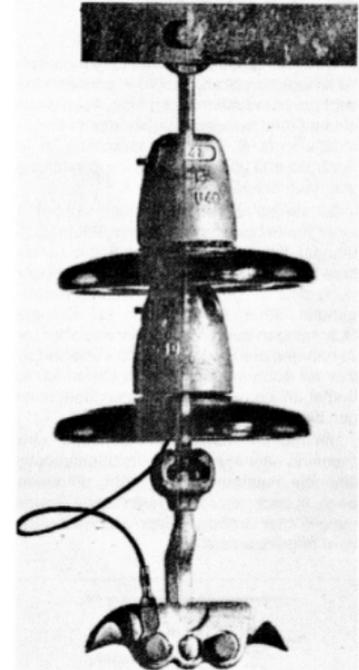
La figure 7c montre un tel montage effectué sur un chapelet d'isolateurs.

De cette manière il est possible d'éliminer totalement les parasites.

La figure 8 représente la même réalisation mais effectuée cette fois sur un chapelet double comportant une entretoise à sa base.



**Fig. 8 :** Ensemble d'isolateurs antiparasités selon la nouvelle méthode et supportant une ligne aérienne de 20 kV.



Un tel chapelet qui n'était pas antiparasité donnait une intensité maximale de décharge comprise entre 35 et 43 pC (picocoulomb) pour une tension effective de 11,6 kV.

Antiparasité comme décrit précédemment, les valeurs maximales furent réduites à 3 à 5 pC.

Les mesures de brouillage effectuées sur les isolateurs ainsi antiparasités n'indiquèrent absolument aucun niveau, ce qui n'était pas le cas avant les modifications.

#### BIBLIOGRAPHIE UTILISEE PAR L'AUTEUR

- (1) Recommandation 0873 de la VDE (a) : Mesures contre les brouillages dus aux installations de distribution électrique et ferroviaires.
- (2) Recommandation 0875 VDE : Dispositions pour l'antiparasitage des installations et appareils électriques.
- (3) F. SEELEMANN : Antiparasitage-Radio. Publication faite sur demande du ministère (allemand) des PTT avec la participation de F. RUCK et G. USE, DARMSTADT/BERLIN : O. ELSNER éditeur.
- (4) A. WARNER : Livre de poche de l'antiparasitage. BERLIN : éditions VDE.
- (5) P. PANZER : (auteur de l'article) Pratique des surtensions et mesures de protection contre les brouillages sur les appareils et installations électriques; WURZBURG : Editions VOGEL.
- (6) H. KUNATH : Pratique de l'antiparasitage. HEIDELBERG : Editions A. HUTHIG.
- (a) VDE Signifie : Verband Deutscher Elektrotechniker (Union des Techniciens Allemands en Electricité).

UNE AUTRE SOURCE DE QRM

LE SPLATTER, QU'EST-CE DONC ?

Suite du numero 151

Traduction Aimé EHRHART F1CTV

*Après des considérations fondamentales sur les notions de largeur de bande et de spectre d'un signal, nous analyserons de plus près, dans cette partie, la formation des splatters par distorsion non linéaire et saturation.*

Traduit de l'article de Bernd von BOJAN DJ7YE, ingénieur diplômé, publié dans la revue allemande «BEAM».

CAUSES - RELATIONS - REMEDES

DEUXIEME PARTIE

Afin de mieux faire comprendre ces relations, nous présenterons des considérations théoriques suivies d'un exemple tiré de la pratique. Les figures 7, 8 et 9 montrent à l'évidence que l'intermodulation est engendrée par des non-linéarités dans l'amplificateur. Cela signifie que la courbe d'amplification n'est plus idéalement droite, mais incurvée. Si la courbe était parabolique, elle répondrait à l'équation  $y = x^2$ . Si l'on présente à l'entrée d'un tel amplificateur deux fréquences  $f_1$  et  $f_2$ , il apparaît en sortie, en plus des signaux amplifiés  $f_1$  et  $f_2$ , les harmoniques  $2 \times f_1$  et  $2 \times f_2$ , ce qui élargit le spectre initial. En principe il se produit un mélange vrai, tel qu'il se produit en modulation d'amplitude. Comme autre conséquence de la courbe parabolique, vont aussi apparaître les sommes et différences des deux fréquences:  $f_1 + f_2$  et  $f_1 - f_2$ , correspondant aux bandes latérales de la modulation d'amplitude.

Dans la pratique, malheureusement, les courbes d'amplification ne sont ni parfaitement droites, ni idéalement paraboliques, mais n'ont qu'une forme approchante. La fonction devient alors plus complexe et n'est représentable mathématiquement que par une formule de type:

$$y = a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 + a_4x^4 + \dots + a_nx^n$$

En conséquence, à la sortie nous trouverons un spectre contenant tout un mélange de modulations. Ce spectre contient tous les harmoniques et combinaisons de fréquences avec des amplitudes décroissantes au fur et à mesure de l'augmentation du rang des harmoniques.

Si l'on superpose à cette courbe d'amplification, au point de fonctionnement, un signal 2 tons présentant les deux signaux alternatifs d'amplitude  $U_1$  et  $U_2$ , ainsi que le déroulement temporel des oscillations sinusoïdales  $f_1$  en rapport avec  $\omega_1$  et  $f_2$  en rapport avec  $\omega_2$ , alors la valeur instantanée de la tension d'excitation, en fonction du temps  $t$  devient:

$$x(t) = U_1 \cdot \sin(\omega_1 \cdot t) + U_2 \cdot \sin(\omega_2 \cdot t)$$

L'addition de deux oscillations sinusoïdales est certainement accessible au radioamateur un peu mathématicien. Si l'on veut savoir ce qui, mathématiquement, va en résulter, quelle est la valeur instantanée de la tension de sortie lorsque l'on attaque la courbe au point de fonctionnement avec ce signal 2 tons, il faut alors inclure dans la «série infinie de puissance» pour la variable indépendante  $x$ , la valeur instantanée  $x(t)$  de la tension d'attaque.

Les coefficients  $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$  sont des constantes. Le résultat a l'air un peu compli-

qué car, à cause des puissances croissantes, on obtient des expressions très longues qui ne permettent pas de prévoir aisément le résultat.

Pour formuler le résultat verbalement, on dira que pour un élément de la courbe d'ordre  $n$ , il apparaît tous les harmoniques jusqu'à « $n$  fois» la fréquence de base, et que tous les harmoniques produisent jusqu'à « $n - 1$  fois» des produits de mélange, c'est-à-dire qu'elles se mélangent à la fréquence de base et entre elles. Un tel spectre contient donc «un mélange de mélanges» quasiment imprévisible ! Le tableau 1 montre un extrait des combinaisons de fréquences que l'on trouve à la sortie d'un amplificateur attaqué «au point de fonctionnement» de sa courbe caractéristique:

$$y = a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 + a_4x^4 + \dots + a_nx^n$$

Si l'on obtient, en effectuant les calculs, des fréquences de différence négatives, il ne faut prendre en compte que la valeur de celles-ci. Comme mentionné précédemment, les amplitudes des oscillations particulières sont différentes et diminuent généralement lorsque l'ordre des harmoniques augmente. L'élément de deuxième ordre dans la série des puissances,  $a_2x^2$ , produit les composantes de fréquence présentées en tableau 1, colonne 2. Ces composantes tombent dans une zone éloignée de la fréquence de base et sont éliminées par filtrage. L'élément de troisième ordre,  $a_3x^3$ , produit les fréquences en colonne 3. Ici apparaissent pour la première fois les redoutables «produits d'intermodulation de 3<sup>ème</sup> ordre». Ceux-ci sont composés de la fréquence de base et de la première harmonique:  $f_1 \pm 2f_2$  et  $2f_1 \pm f_2$  ou, en échangeant les préfixes:  $2f_2 - f_1$  et  $2f_1 - f_2$ . Comme on le verra clairement dans un exemple ultérieur, ce sont les dernières fréquences citées,  $2f_2 - f_1$  et  $2f_1 - f_2$ , qui sont les plus proches de la fréquence de base. De la même manière, les éléments d'ordre plus élevé produisent les fréquences citées dans les colonnes suivantes, vers la droite dans le tableau 1.

Comme mentionné ci-dessus, ce sont les produits d'intermodulation (IMD) de 3<sup>ème</sup> ordre qui sont les plus gênants, suivis des produits d'intermodulation de 5<sup>ème</sup>, 7<sup>ème</sup>, 9<sup>ème</sup>, 11<sup>ème</sup> ordre, etc, parce que ces IMD tombent le plus

près du signal utile (les deux fréquences  $f_1$  et  $f_2$ ) et éventuellement dans la bande passante du filtre. On consultera le tableau 1 pour trouver ces fréquences. En fait, on n'a pas représenté les IMD au-delà du 7<sup>ème</sup> ordre parce que les amplitudes de ces IMD sont normalement déjà si faibles que dans la pratique, elles peuvent être négligées. Voici encore une fois les produits les plus nuisibles, générateurs de distorsion d'intermodulation (en anglais: «intermodulation distortion», en abrégé: IMD)

- IMD de 3<sup>ème</sup> ordre:  $2f_1 - f_2$  et  $2f_2 - f_1$
- IMD de 5<sup>ème</sup> ordre:  $3f_1 - 2f_2$  et  $3f_2 - 2f_1$
- IMD de 7<sup>ème</sup> ordre:  $4f_1 - 3f_2$  et  $4f_2 - 3f_1$

Pour déterminer le rang d'ordre, il suffit d'additionner les facteurs de multiplication des fréquences de différence. Exemple:  $3f_1 - 2f_2$  devient  $3 + 2 = 5$ , donc IMD de 5<sup>ème</sup> ordre.

Voici l'exemple déjà annoncé, tiré de la pratique, concernant un récepteur:  
 $f_1 = 14,202$  MHz;  $f_2 = 14,200$  MHz

- IMD de 3<sup>ème</sup> ordre, en MHz  
 $(2 \times 14,202) - 14,200 = 14,204$   
 $(2 \times 14,200) - 14,202 = 14,198$
- IMD de 5<sup>ème</sup> ordre, en MHz  
 $(3 \times 14,202) - (2 \times 14,200) = 14,206$   
 $(3 \times 14,200) - (2 \times 14,202) = 14,196$
- IMD de 7<sup>ème</sup> ordre, en MHz  
 $(4 \times 14,202) - (3 \times 14,200) = 14,208$   
 $(4 \times 14,200) - (3 \times 14,202) = 14,194$

La figure 10 représente ce spectre d'intermodulation.

Comme on le voit en figure 10, l'écart de niveau entre le signal utile (puissance utile = 20 dBm dans notre cas) et les IMD de 3<sup>ème</sup> ordre est de 60 dB. Les IMD de 7<sup>ème</sup> ordre sont à 120 dB en-dessous du signal utile. Il est agréable d'entendre de telles valeurs, mais il faut tout de suite se poser la question: par rapport à quoi indique-t-on ces valeurs ? La réponse sera apportée dans la suite de cet article, car une mesure donnée sans indication de point de référence est sans valeur.

Observons la figure 11. Elle présente le spectre à la sortie d'un amplificateur de 100 watts excité par 10 watts et un signal 2 tons.

Les IMD de 3<sup>ème</sup> ordre sont à 28 dB en dessous du signal utile, les IMD de 5<sup>ème</sup> ordre à 32 dB et ceux de 7<sup>ème</sup> à 35 dB. On voit aussi les IMD de 9<sup>ème</sup> ordre aux extrêmes droite et gauche de l'image, à 40 dB en dessous du

1er ordre	2 <sup>ème</sup> ordre	3 <sup>ème</sup> ordre	4 <sup>ème</sup> ordre	5 <sup>ème</sup> ordre	6 <sup>ème</sup> ordre	7 <sup>ème</sup> ordre
$f_2$	$2f_2$	$3f_2$	$4f_2$	$5f_2$	$6f_2$	$7f_2$
$f_1$	$f_1 \pm f_2$	$f_1 \pm 2f_2$	$f_1 \pm 3f_2$	$f_1 \pm 4f_2$	$f_1 \pm 5f_2$	$f_1 \pm 6f_2$
	$2f_1$	$2f_1 \pm f_2$	$2f_1 \pm 2f_2$	$2f_1 \pm 3f_2$	$2f_1 \pm 4f_2$	$2f_1 \pm 5f_2$
		$3f_1$	$3f_1 \pm f_2$	$3f_1 \pm 2f_2$	$3f_1 \pm 3f_2$	$3f_1 \pm 4f_2$
			$4f_1$	$4f_1 \pm f_2$	$4f_1 \pm 2f_2$	$4f_1 \pm 3f_2$
				$5f_1$	$5f_1 \pm f_2$	$5f_1 \pm 2f_2$
					$6f_1$	$6f_1 \pm f_2$
						$7f_1$

Tableau 1. - Harmoniques et combinaisons de fréquences lors de l'excitation d'un amplificateur à courbe caractéristique non linéaire par un signal 2 tons.

signal utile. Les subdivisions verticales de l'écran de l'analyseur de spectre sont de 10 dB par carreau, celles horizontales de 1 kHz par carreau. Le spectre des figures 10 et 11 montre les valeurs que l'on peut espérer dans la pratique. Néanmoins, ces valeurs peuvent présenter, dans certains cas, des écarts considérables par rapport à ce qui est représenté ici. C'est dans cette optique qu'il faut consulter les notices (souvent trop maigres) des constructeurs, ou les rapports de test des revues techniques. Il faut d'ailleurs se montrer critique à l'égard de certains rapports de test, lorsque l'auteur n'indique pas la méthode d'essai, de façon à permettre la reproduction du test: schéma du montage d'essai, appareils de mesure employés, conditions de l'essai, technique employée. Des chiffres tout nus ne signifient pour ainsi dire rien quant aux écarts des produits d'intermodulation, lorsque n'est pas indiqué clairement comment a été faite la mesure, où se trouvent les points de référence et ce que l'on a fait pour éviter les erreurs, par exemple pour le découplage du signal 2 tons et son injection à l'entrée de l'amplificateur.

L'ignorance dans le maniement de l'analyseur de spectre et de l'ensemble de l'agencement de test peut totalement fausser le résultat. D'après tout ce qui a été dit jusqu'ici, on s'imagine aisément ce qui arrive lorsque le signal à l'entrée du mélangeur de l'analyseur de spectre reçoit un signal trop fort. Bien évidemment le mélangeur présentera à sa sortie un grand nombre de «créations nouvelles» et indésirables, ce qui conduira à coup sûr à des erreurs d'interprétation car, et malheureusement, ces «fausses fréquences» tombent exactement dans la même plage de fréquences que celles qui doivent être mesurées à la sortie de l'émetteur ou de l'amplificateur. Qui peut alors dire si les produits d'intermodulation proviennent de l'appareil à tester ou de l'analyseur de spectre.

Le fait que le spectre de fréquences d'un amplificateur attaqué par un signal 2 tons soit composé de la somme de beaucoup d'oscillations particulières constamment présentes conduit facilement à l'interprétation erronée qu'un signal modulé puisse aussi être considéré comme un signal hétérodyne. A l'inverse, on pourrait aussi considérer qu'une oscillation caractérisée par une augmentation et une diminution périodique de l'amplitude est une modulation.

Il y a pourtant une différence très significative entre hétérodyne et modulation. Alors que lors de l'hétérodyne ce sont les fréquences d'origine (dans notre cas:  $f_1$  et  $f_2$ ) qui se superposent, lors de la modulation ce sont les fréquences nouvellement créées qui se superposent et les fréquences d'origine qui se modulent. L'hétérodyne est une simple superposition de deux tensions partielles. Lors de l'hétérodyne ce sont les fréquences de somme et de différence  $(f_1 + f_2) / 2$  et  $(f_1 - f_2) / 2$ , inexistantes, qui se modulent. Les amplitudes et fréquences des oscillations particulières  $f_1$  et  $f_2$  ne s'influencent pas mutuellement. Il n'apparaît pas de nouvelles fréquences. Il n'y a que  $f_1$  et  $f_2$  qui sont présentes. Si  $f_1$  et  $f_2$  diffèrent légèrement, il se produit alors un battement. Un tel battement, bien qu'il ait une grande ressemblance d'image avec une oscillation modulée, n'est pas le résultat d'une modulation. Ces phrases sont, une fois encore, la traduction verbale de la description mathématique de ces principes physiques.

Tout cela peut encore s'exprimer autrement:

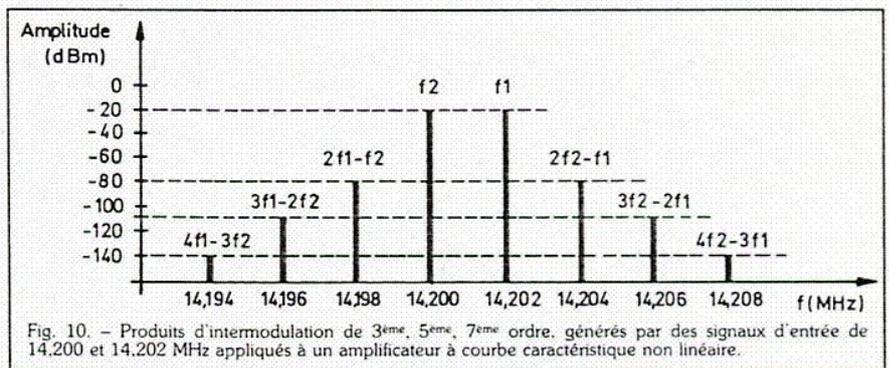


Fig. 10. - Produits d'intermodulation de 3<sup>ème</sup>, 5<sup>ème</sup>, 7<sup>ème</sup> ordre, générés par des signaux d'entrée de 14,200 et 14,202 MHz appliqués à un amplificateur à courbe caractéristique non linéaire.

si un circuit contient des résistances constantes, c'est-à-dire indépendantes de la tension et du courant, ce circuit aura une caractéristique linéaire et il s'y produira un hétérodyne. Si l'on veut néanmoins créer une modulation, il faudra la présence d'un élément non linéaire, une résistance que l'on pourra modifier, piloter d'une certaine manière. Dans la pratique on ne rencontrera que des amplificateurs comportant des éléments actifs dont, en dernière analyse, les courbes caractéristiques seront toujours incurvées. En y regardant de plus près, on constate que dans la plupart des cas, la modulation est un mélange de modulation et d'hétérodyne.

Le lecteur pourra se faire une idée de l'aspect du signal de sortie du sommateur de puissance en figure 12, selon l'organisation de sa «vie intime».

Dans les considérations précédentes, nous avons essayé de faire comprendre que les IMD les plus gênants sont ceux de 3<sup>ème</sup> ordre. Les différences d'amplitude entre le signal utile (2 tons) et les IMD de 3<sup>ème</sup> ordre et d'ordre supérieur sont indiqués en dB ou dBm. Mais on trouve aussi, et surtout dans la littérature américaine, des indications d'écart d'IMD qui prennent pour référence la valeur PEP (Peak Envelope Power = puissance de crête de la courbe enveloppe). Les valeurs d'IMD sont alors supérieures de 6 dB exactement. Pour obtenir le niveau d'IMD référencé à la valeur PEP, il suffit donc d'ajouter 6 dB aux valeurs affichées à l'écran de l'analyseur de spectre. Aux yeux du consommateur non averti, le résultat est bien sûr plus flatteur et ce test avantage l'appareil par rapport au même appareil évalué selon la méthode habituelle.

Une autre méthode d'évaluation des systèmes de transmission s'est d'ailleurs imposée au cours des dernières années: la détermination

du «Point d'Interception». Nous verrons plus loin pourquoi l'on parle ici «d'interception».

On utilise donc de plus en plus les mesures du point d'interception pour décrire le comportement en intermodulation d'un mélangeur ou d'un amplificateur. Le Point d'Interception (I.P. en anglais) est exprimé en dBm. Le dBm est une mesure de niveau relatif et logarithmique, en référence à l'unité de puissance de un milliwatt sur une résistance de 50 ohms. 0 dBm = 1 milliwatt sur 50 ohms.

Lorsque l'on parle de point d'interception, on sous-entend généralement point d'interception du 3<sup>ème</sup> ordre. Ce point d'interception est un point purement théorique où les amplitudes des IMD de 3<sup>ème</sup> ordre produites par un signal 2 tons sont égales à l'amplitude du signal 2 tons lui-même. Bien évidemment, on n'excite jamais un amplificateur ou un mélangeur avec de tels niveaux. Néanmoins, le point d'interception est un moyen, reconnu à l'échelon international, de comparer les systèmes de transmission actifs et passifs. De plus la méthode autorise la comparaison d'amplificateurs et de mélangeurs dont les spécifications d'IMD ont été données pour des signaux 2 tons divers. Lorsque l'I.P. est connu, on peut calculer immédiatement les produits d'IMD de 3<sup>ème</sup> ordre du signal 2 tons pour n'importe quel niveau d'entrée. En effet, lorsque le niveau du signal 2 tons change de 1 dB, le niveau des IMD de 3<sup>ème</sup> ordre change de 3 dB. Connaissant ces relations, on calculera facilement le signal HF maximal admissible à l'entrée.

Voici un exemple de calcul de l'I.P. de 3<sup>ème</sup> ordre avec comme formule de départ:

$$I.P. = 0,5 \times \text{IMD} + P_{in} \text{ [dBm]}$$

où IMD représente l'écart d'intermodulation de 3<sup>ème</sup> ordre exprimé en dB ou en dBm. L'IMD étant définie comme la différence entre

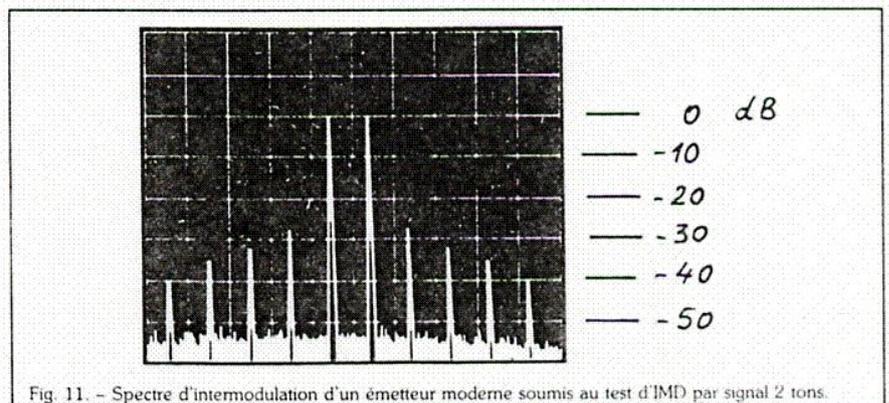


Fig. 11. - Spectre d'intermodulation d'un émetteur moderne soumis au test d'IMD par signal 2 tons.

la puissance de sortie à la fréquence utile et la puissance de sortie à la fréquence parasite,  $P_{out} - P_{IMD}$ , on peut aussi écrire:

$$IP = 0,5 (P_{out} - P_{IMD}) + P_{in} \text{ (dBm)}$$

Pour le spectre représenté en figure 10, nous aurons avec un signal 2 tons:

$$P_{in} = 2 \times -42,9 \text{ dBm} = 1,6 \text{ mV} \\ = S9 + 30 \text{ dB} \\ (\text{avec } S9 = 50 \mu\text{V sur } 50 \text{ ohms})$$

L'IMD, l'écart d'intermodulation de 3<sup>ème</sup> ordre est de 60 dBm. De là, nous tirerons toujours par rapport à l'entrée:

$$IP = 0,5 \times 60 + (-42,9) = -12,9 \text{ (dBm)}$$

Pour savoir comment, dans un tel récepteur, vont réagir à la sortie, sur les IMD de 3<sup>ème</sup> ordre, deux signaux de  $S9 + 15 \text{ dB}$ , il faut d'abord convertir le signal de  $S9 + 15 \text{ dB}$  en dBm.

Ici, il est bon de marquer une pause pour revoir les transformations de niveaux exprimées en dbm, dB ou point S, transformations qui ne sont pas nécessairement familières à tous les lecteurs. Pour transformer, par exemple, une puissance de signal  $S9$  et la ramener à une valeur référencée à 1 mW sur 50 ohms, on procède de la façon suivante: la valeur  $S9$  nous indique que sur l'entrée (50 ohms) du récepteur, nous avons une tension de 50  $\mu\text{V}$ . Cette hypothèse, à laquelle on n'est pas obligé de se raccrocher, a été largement admise dans les dernières années. Ainsi, la puissance à l'entrée devient:

$$P_{S9} = U^2 / R = (50 \times 10^{-6})^2 / 50 = 5 \times 10^{-11} \text{ W}$$

Le niveau exprimé en dBm devient alors, référencé à 1 mW:

$$P_{\text{(dBm)}} = 10 \log (P_1 / P_2) = \\ 10 \log (5 \times 10^{-11} / 1 \times 10^{-3}) = -73 \text{ dBm}$$

Pour un signal de  $S9 + 15 \text{ dB}$  à transformer en dBm, il suffit d'ajouter les dB au-dessus de  $S9$ , ici +15 dB, aux -73 dBm, car on dit bien:  $S9$  plus 15 dB:

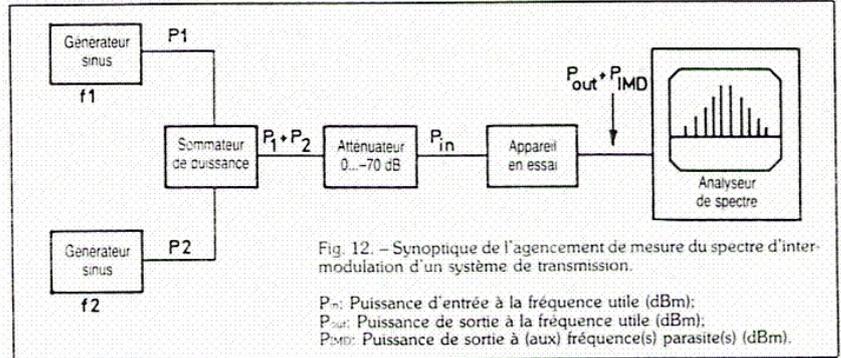


Fig. 12. - Synoptique de l'agencement de mesure du spectre d'intermodulation d'un système de transmission.

$P_{in}$ : Puissance d'entrée à la fréquence utile (dBm);  
 $P_{out}$ : Puissance de sortie à la fréquence utile (dBm);  
 $P_{IMD}$ : Puissance de sortie à (aux) fréquence(s) parasite(s) (dBm).

$$-73 \text{ dBm} + 15 \text{ dB} = -58 \text{ dBm} = S9 + 15 \text{ dB}$$

Pour exprimer la puissance en  $\mu\text{V}$ , il faut partir du fait que les 15 dB sont référencés à  $S9$ .

$$P_{\text{(dBm)}} = 20 \log (U_1 / U_2) = 15 \\ 15 / 20 = \log (U_1 / U_2) \\ 10^{(15/20)} = U_1 / U_2 \\ U_2 = 50 \mu\text{V} \text{ puisque } S9 + 50 \mu\text{V} \\ 10^{0,75} = U_1 / 50 \mu\text{V} \\ U_1 = 5,62 \times 50 \mu\text{V} = 281 \mu\text{V} = S9 + 15 \text{ dB}$$

Comme exercice, convertissez donc «en un seul mouvement» 281  $\mu\text{V}$  en dBm:

$$P_{\text{(dBm)}} = 10 \log \frac{(281 \times 10^{-6})^2}{1 \times 10^{-3}} = -58$$

Après cette petite digression mathématique, revenons aux produits d'IMD de 3<sup>ème</sup> ordre. Comme indiqué ci-dessus, la valeur de  $P_{in} = -58 \text{ dBm}$  d'où:

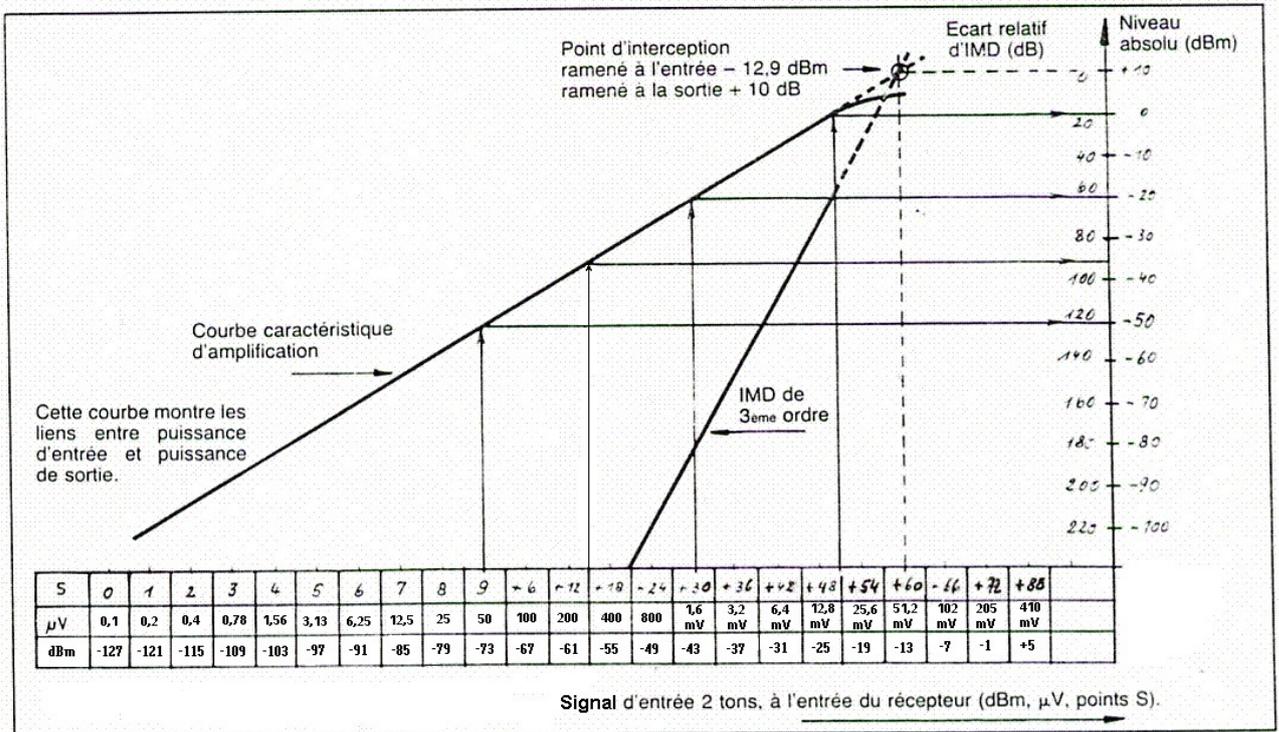
$$\text{IMD} = 2 (-12,9 \text{ dBm} + 58 \text{ dBm}) \\ \text{soit } 90,2 \text{ dBm.}$$

Pour l'appareil mentionné, avec un signal d'entrée deux tons de 2 fois ( $S9 + 15 \text{ dB}$ ), «l'écart d'intermodulation» des produits de 3<sup>ème</sup> ordre est de 90,2 dB, valeur telle qu'il

n'apparaît pas de gêne pour l'utilisateur. Les IMD de 3<sup>ème</sup> ordre ne sont pas perceptibles.

La figure 13 représente graphiquement ces relations. Cette forme de représentation permet une lecture directe de l'écart relatif des IMD: on part du signal d'entrée,  $S9$  par exemple, verticalement jusqu'à rejoindre la courbe d'amplification, puis de là, horizontalement jusqu'à l'indication de l'écart relatif d'IMD de 120 dB. Le niveau absolu de sortie est de -50 dBm pour ce signal d'entrée, sur l'échelle verticale. Le «point d'interception» est de -12,9 dBm, rapporté à l'échelle d'entrée (échelle horizontale) et de +10 dBm, rapporté à la sortie (échelle verticale).

Cette valeur se lit au point de rencontre des deux courbes: courbe d'amplification et courbe des IMD de 3<sup>ème</sup> ordre. Sur le graphique on constate aisément qu'une réduction du signal d'entrée de  $S9 + 30 \text{ dBm}$  à  $S9$  fait augmenter l'écart d'IMD de 60 à 120 dB et que l'on réduit ainsi de 60 dBm les produits d'IMD pour une réduction de 30 dB du signal d'entrée. **Toute réduction du niveau d'entrée se répercute donc sur les IMD de 3<sup>ème</sup> ordre avec un facteur de deux.**



Ce que beaucoup de lecteurs apprécieront, c'est la représentation de la relation entre les nombreux niveaux employés. On voit d'un simple coup d'œil que, par exemple, S7 correspond à un niveau de 12,5 µV sur 50 ohms à l'entrée du récepteur, ainsi qu'à un niveau de - 85 dBm avec 1 mW sur une charge de 50 ohms.

Pour calculer la puissance de sortie à la fréquence utile, on obtient, après transformation de ladite formule:

$$P_{out} = 2 (IP - P_{in}) + P_{IMD}$$

ainsi que la valeur de l'amplification  $P_0$  de l'amplificateur:

$$P_{out} = P_0 + P_{in}$$

La puissance de sortie à la fréquence parasite sera:

$$P_{IMD} = P_{out} - 2 (IP - P_{in})$$

Voilà donc les formules nécessaires à une représentation graphique correcte des phénomènes cités.

En figure 13, on remarque un coude dans la partie supérieure de la courbe d'amplification: c'est ainsi que l'amplificateur passe en saturation. C'est la raison pour laquelle il ne se laisse pas pousser jusqu'au «point d'interception» IP. Cela montre encore une fois que l'IP n'est qu'un point théorique, jamais atteint dans la pratique.

On ne le trouve que par extrapolation, par prolongation des 2 droites, car l'amplification atteint la zone de «compression de la caractéristique» à un niveau situé, typiquement, à 10 ou 15 dBm en-dessous de l'IP. C'est pour cette raison que les droites s'incurvent et se rencontrent en-dessous de l'IP. Le signal HF d'entrée maximal encore supportable par l'amplificateur de la figure 13 se situe donc à environ 50 dB en-dessous de S9, c'est-à-dire à - 23 dBm. Pour cette valeur, les IMD de 3<sup>ème</sup> ordre, comme on peut le voir sur la figure, sont déjà à 20 dB en-dessous du signal utile.

Tout au long de cette discussion, nous avons considéré que les amplitudes des 2 signaux sinusoïdaux de test étaient de valeurs égales. En cas d'amplitudes inégales, il faut inclure un facteur de correction.

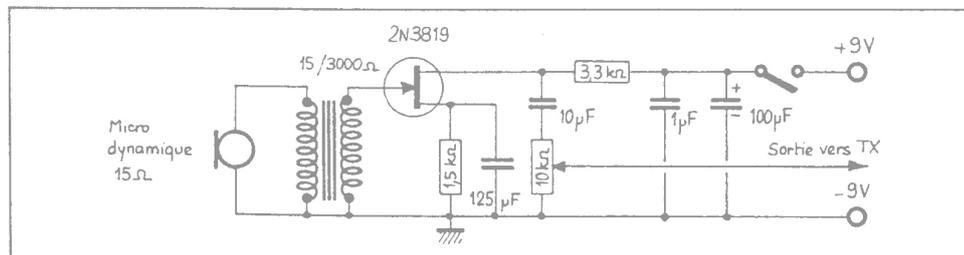
Le récepteur étudié ci-dessus, avec un Point d'Interception de - 13 dBm, aura sans doute un excellent comportement en intermodulation. Et pourtant la tendance est encore à l'amélioration et il existe déjà dans le commerce des récepteurs à hautes performances qui présentent un Point d'Interception de 3<sup>ème</sup> ordre meilleur que + 25 dBm.

Mais les prix sont en conséquence et on peut se poser la

## PREAMPLIFICATEUR MICROPHONIQUE SIMPLE

Serge FERRY F6DZS

Plusieurs préamplificateurs micro ont été décrits. Celui-ci présente l'avantage d'être simple, efficace, et peut être construit par tous.



Le transistor utilisé est un 2N3819, transistor à effet de champ. L'impédance d'entrée du montage sera donc élevée. Sa sortie peut convenir à n'importe quel type d'émetteur.

Son gain est d'environ 100, soit 20 dB.

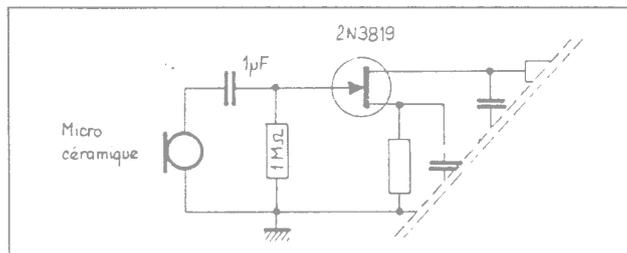
Il n'utilise pas de capacité ni de résistance d'entrée, seulement un transformateur, ce qui augmente sa dynamique.

En emploi normal, il n'est pas nécessaire de prévoir une boucle de contre-réaction en opposition de phase.

Tel qu'il est, ce préamplificateur fonctionne avec un microphone dynamique et un transformateur de grille. Un potentiomètre de 10 kΩ, sorti ou non en face avant, permet de régler le niveau d'injection dans l'émetteur.

### VARIANTE MICRO CERAMIQUE

Il est possible de prendre un micro céramique ou cristal à condition de mettre une capacité



de liaison micro-porte du 2N3819 et une résistance vers la masse.

Les essais ont été réalisés avec un micro dynamique Mélodium 75A muni de son transformateur et un micro céramique type GH12 Heathkit. Un micro Lem Laboratoire de 15 Ω peut convenir.

Toutes les capacités sont isolées à 63 V. Le câblage du préamplificateur s'effectue en montage en l'air.

Selon la voix de l'opérateur, il faut prévoir quelques variantes concernant les valeurs des capacités de liaison:

- capacité de forte valeur: tend à laisser passer les graves et les aigus;

- capacité de faible valeur: tend à laisser passer les aigus et à filtrer les graves.

La capacité de liaison finale peut être ramenée à 0,1 µF mylar si le besoin s'en fait sentir.

La capacité de filtrage de 100 µF 63 V n'est pas indispensable avec une alimentation sur pile qui est conseillée.

Il n'a pas été constaté d'accrochages intempestifs dans l'utilisation avec une station correctement réglée.

Un circuit de PTT doit être prévu dans le boîtier en vue de cette utilisation.

S. FERRY F6DZS O C I

question de savoir si un tel luxe de moyens est nécessaire pour des activités d'amateur.

Pour maintenir les IMD de l'amplificateur de puissance (PA) à un niveau aussi faible que possible, il faut veiller, à l'émission, à ne pas pousser l'amplification trop loin sur la courbe caractéristique.

Tant que la CAG (commande automatique de gain ou ALC: automatic level control) fonctionne, les IMD resteront à un niveau acceptable. Dès que l'on atteint les limites de la zone d'amplification linéaire, la CAG empêche «automatiquement» une augmentation de niveau lorsque l'on parle plus fort dans le micro ou lorsque l'on pousse plus

loin le gain micro. Si la CAG fonctionne correctement, elle crée un signal particulier qui maintient alors l'amplification, à tous les étages, à un niveau tel qu'il ne puisse y avoir surexcitation.

à suivre...

A. EHRHART F1CTV O C I

## NOTRE CARNET

### NAISSANCE

Nous avons le plaisir de vous annoncer la naissance de Pierre-Alexandre chez Brigitte et Claude PIAT F3PZ.

Félicitations aux heureux parents et tous nos vœux de bonheur au futur OM.

### MARIAGE

Mme et M. Henri BOUQUEROD F6AFI et Mme et M. Georges SEIGNEUR ont la joie de nous faire part du mariage de leurs enfants Maryse et Gilles. Que nos vœux de prospérité accompagnent cette union.

### DECES

Nous apprenons avec peine le décès de Jean-Jacques PEUGEOT, F8AP.

Que son épouse et sa famille reçoivent ici l'expression de toute notre sympathie attristée.

O C I