

Comprendre les performances des *transceivers* radioamateurs testés au laboratoire de l'ARRL (*American Radio Relay League*)

Introduction :

Depuis que quelques grands constructeurs de matériel de télécommunication à l'usage des radioamateurs se sont implantés sur les marchés mondiaux des appareils électroniques en radiofréquences, les radioamateurs disposent d'un large éventail de *transceivers* pour équiper leur station dans leur *shack*.

Quel *transceiver* choisir en fonction des QSO que l'on vise ? Comment choisir un *transceiver* en fonction de son QTH et de ses aériens ? Comment s'y retrouver dans toutes ces mesures aux unités diverses ? Comment faire parler ces mesures dans le concret ?

Rétrospective :

Il est bien loin le temps où les radioamateurs construisaient de toutes pièces leur récepteur et leur émetteur ondes courtes à l'époque héroïque des tubes radio puis plus tard avec les premiers transistors disponibles. Toutefois, les OM actifs en SHF et microondes doivent encore être capables aujourd'hui en 2018 de monter leur station eux-mêmes, parfois à l'aide de modules dédiés ou de matériel de récupération qui doit être adapté sur les bandes de fréquences radioamateurs. En effet, peu de matériel (pratiquement aucun) n'existe « tout fait » clef sur porte dans ces gammes de fréquences.

Il y a eu une période de transition vers les années 70 et 80 où les OM pouvaient disposer de récepteurs et d'émetteurs en kit. Nombreux sont les OM parmi nos aînés qui ont construit leur première station à partir du matériel *Heathkit*, un constructeur très célèbre en matière de kits performants, très bien documentés, avec des composants triés par sous-ensembles électroniques, et montages qui ont toujours fonctionné du premier coup. Rien n'est donc perdu dans la maîtrise technique et électronique chez les radioamateurs car il y a devant nous un nouveau défi : celui de comprendre intimement les performances d'un *transceiver*.

Tant vaut l'antenne, tant vaut l'émetteur ! Oui, c'est vrai et chaque OM devrait commencer par le choix de ses aériens, mais aussi par choix du QTH, pour bien faire en altitude, dans des conditions de dégagement des aériens et dans une zone où il y a le moins possible de QRM. Tout le monde n'est pas logé à la même enseigne au point de vue du QTH, des aériens, du QRM, etc., ainsi, dans la situation réelle d'un OM, il y a moyen de choisir un *transceiver* adapté en fonction du contexte dans lequel cet OM se trouve.

Comprendre les mesures, c'est d'abord comprendre dans les grandes lignes les fonctionnalités des différents appareils de mesure qui sont utilisés pour relever les performances d'un *transceiver*. Comprendre les mesures, c'est aussi comprendre le fonctionnement d'un récepteur et celui d'un émetteur. Il y a donc lieu de bien avoir à l'esprit le schéma-bloc d'un récepteur superhétérodyne ou SDR (*Software Defined Radio*) et celui d'un émetteur AM, SSB, FM, et même à modulation numérique.

Les données du constructeur et les mesures relevées par le laboratoire de l'ARRL :

Lorsqu'on veut s'attaquer au domaine des mesures, il y a lieu de définir un **protocole de mesure**. Celui-ci est indispensable pour définir les conditions dans lesquelles les mesures ont été effectuées de façon à ce que celles-ci soient reproductibles quels que soient les appareils de mesure et quels que soient les *transceivers* qui sont testés.

Les données des mesures fournies par les constructeurs ont certes été relevées dans les règles de l'art, ceci n'est pas à mettre en doute, mais le protocole de mesure ou conditions de mesures sont rarement explicitées dans les caractéristiques fournies par un constructeur. En outre, les données de certaines caractéristiques parfois particulièrement intéressantes pour nous, dans notre contexte de radioamateurs, ne sont pas toujours mentionnées par le constructeur. Ces données peuvent ainsi apparaître comme lacunaires et il devient ardu de comparer des caractéristiques de mesures qui n'ont pas été effectuées sous le même protocole ou bien de comparer des mesures de types différents ; en d'autres mots, il devient difficile de dresser un synoptique des caractéristiques entre des *transceivers* de constructeurs différents.

Le laboratoire de l'ARRL a établi un protocole de mesure particulièrement complet et strict pour relever les performances d'un *transceiver*, en particulier dans des conditions qui sont similaires à celles qui sont présentes dans la réalité de l'utilisation des stations d'émission-réception par les radioamateurs. Lorsqu'un type de *transceiver* a été testé dans les laboratoires de l'ARRL, les résultats sont non seulement publiés dans la revue QST mais sont aussi accompagnés d'une analyse complète de l'appareil qui est agrémentée de nombreux commentaires utiles pour éclairer au mieux tous les radioamateurs dans le choix d'un *transceiver* ou pour que ces OM puissent établir un comparatif le plus objectif possible en vue d'un investissement potentiel pour leur station radio.

Le « ARRL lab » :

Derrière cette appellation, il y a des OM particulièrement dévoués qui se rendent utiles pour tous les radioamateurs du monde entier. Leur travail est apprécié par les différents constructeurs de matériel à l'usage des radioamateurs et il arrive parfois qu'un dialogue s'établisse entre l'ARRL Lab et un constructeur qui reçoit ainsi quelques remarques constructives si un défaut majeur de performance est constaté sur un de leurs produits.

La renommée de l'ARRL Lab a atteint ces dernières années une certaine notoriété à telle enseigne que certains constructeurs d'appareils de mesure ont mis à disposition du laboratoire de l'ARRL [probablement sous la forme de *sponsoring*], des instruments de mesure ultra modernes et des logiciels dédiés aux mesures. C'est ainsi qu'en 2015, la société Keysight (anciennement Agilent et à l'origine Hewlett Packard) a mis à disposition des nouveaux générateurs radiofréquences avec des capacités de modulations numériques et a délivré aussi un logiciel de gestion et de communication avec les appareils de mesure permettant ainsi de réaliser un banc de mesure virtuel géré à partir d'un ordinateur. On peut ainsi imaginer le grand pas en avant technologique de l'ARRL Lab pour se tenir à la pointe du progrès des télécommunications des radioamateurs. Il y aura de nouveaux protocoles en perspective.



Fig. 1 : Bob Allison, WB1GCM, ingénieur responsable des tests à l'ARRL Lab occupé à tester un nouveau modèle de *transceiver*. Source : ARRL.org, ARRL Lab.



Fig. 2 : Bob Allison, WB1GCM, ingénieur responsable des tests à l'ARRL Lab devant le banc des appareils de mesures radiofréquences du laboratoire de l'ARRL. Source : ARRL.org, ARRL Lab.

Les appareils de mesure nécessaires aux tests d'un *transceiver* :

Il y a lieu de distinguer les appareils de mesures qui sont nécessaires pour tester les performances de la partie réceptrice d'un *transceiver* et ceux destinés aux tests de la partie émettrice de celui-ci. Tous les manuels de service d'appareils électroniques comportent en général un chapitre consacré aux équipements recommandés pour les tests et mesures des performances d'un dispositif sous test et pour les réglages qui doivent être effectués lors d'un calibrage ou lors de la maintenance de ce dispositif sous test, c'est-à-dire ici un *transceiver* radioamateur. Les équipements de mesure qui sont recommandés peuvent souvent être substitués par d'autres appareils à condition qu'ils soient pourvus des capacités de mesure équivalentes ou supérieures. Il arrive parfois que l'ARRL Lab doive créer de toute pièce certains dispositifs (*Setup*) pour des mesures particulières comme par exemple un générateur substituant un manipulateur d'une clef morse avec une cadence de 60 mots par minutes, ce qui n'existe évidemment pas dans le commerce. Ces dispositifs sont parfois très simples : dans le cas d'un générateur de code morse avec des « *Did* » à 60 mots par minute, il suffit d'un générateur de fonction carrée réglé à une fréquence de 25 Hz et avec un circuit externe « *Open Collector* » pour substituer le contact de la clef morse.

Voici donc les instruments de mesure nécessaires à un laboratoire de test. Ceux-ci sont listés succinctement.

- Alimentation robuste 13,8 V (25 A) ;
- Multimètre utilisé en voltmètre ;
- Multimètre utilisé en ampèremètre, éventuellement avec un shunt externe ;
- 3 Générateurs de signaux radiofréquences ;
- 2 Amplificateurs HF à large bande et à faible bruit ;
- 2 coupleurs hybrides 3 dB ;
- Atténuateur par pas de 10 dB ;
- Atténuateur par pas de 1 dB ;
- Analyseur audio, distorsiomètre, SINAD-mètre ;
- Analyseur de signaux (analyseur de spectre BF) ;
- Amplificateur audio à haute impédance et haut-parleur pour le monitoring BF ;
- Oscillateur HF à quartz et à faible bruit de phase ;
- Oscilloscope double trace (500 MHz) ;
- Analyseur de spectre radiofréquence ;
- Générateur de bruit large bande HF ;
- Générateur audio deux tons ;
- Wattmètre / SWR-mètre avec coupleur directionnel double ;
- Atténuateur HF de puissance et charge fictive étalon ;
- Générateur simulant une clef morse avec « *Did* » à 60 mots par minute (25 Hz) ;
- Dispositif radiofréquence de mesure du bruit de phase (*Phase Noise Test Set*) ;
- Oscillateur variable radiofréquence à faible bruit de phase.

Rares sont les OM qui disposent d'un tel parc d'équipements de mesure ! Rassembler les éléments d'un tel laboratoire n'est accessible qu'aux professionnels ou à des grandes associations nationales de radioamateurs.

Les tests des performances en trois parties :

1. L'alimentation ;
2. Les performances de la partie réceptrice ;
3. Les performances de la partie émettrice.

Les explications qui vont suivre dans cet article sont en partie inspirées du livre « *Amateur Radio Transceiver Performance Testing* » écrit par l'ingénieur responsable des tests à l'ARRL Lab, Bob Allison, WB1GCM. Cet article suit à peu près le même canevas que celui de ce livre. Les exemples des mesures chiffrées des performances d'un *transceiver* typique seront repris de ce même livre. Tout ceci est mentionné par honnêteté, par *Ham Spirit* et par respect du travail de l'auteur Bob Allison, WB1GCM de l'ARRL Lab.

N.B. : cet article n'est pas du tout une traduction du livre de Bob Allison WB1GCM.

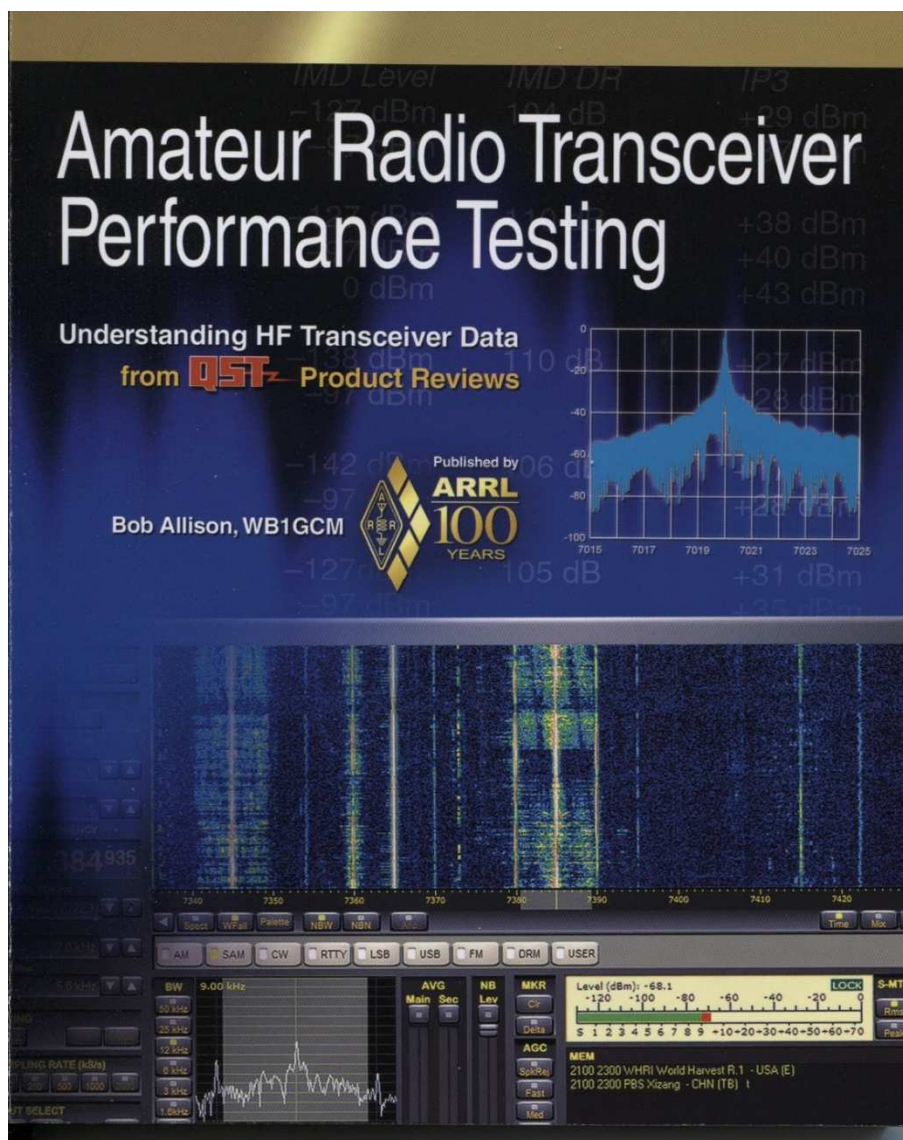


Fig. 3 : Photo de couverture du livre « *Amateur Radio Transceiver Performance Testing* » rédigé par Bob Allison, WB1GCM, *First Edition, First Printing*, 2013, publié par l'ARRL, 225 Main Street, Newington, Connecticut CT 06111-1494 USA, ISBN 978-1-62595-008-6. Scan de couverture : ON4IJ.

Je vous recommande de lire le livre de Bob Allison WB1GCM (en anglais) car il est riche d'enseignements et est particulièrement bien rédigé.

Les OM qui sont passionnés de mesures sur les équipements de radio-communications peuvent aussi consulter un document très intéressant publié par l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute).

Vous y retrouverez des protocoles de mesures largement détaillés et qui sont parfois relativement proches de ceux qui sont suivis par l'ARRL Lab.

ETS 300 113, Second Edition, June 1996, un document de pas moins de 100 pages :

« *Radio Equipment and Systems (RES); Land mobile service; Technical characteristics and test conditions for radio equipment intended for transmission of data (and speech) and having an antenna connector* »

Il existe une version plus récente :

ETSI EN 300 113 V2.2.0, Sept 2016 sous la forme de *draft* :

« *Land Mobile Service; Radio equipment intended for the transmission of data (and/or speech) using constant or non-constant envelope modulation and having an antenna connector; Harmonized Standard covering the essential requirements of article 3.2 of the Directive 2014/53/EU* »

Ces deux documents sont disponibles sous format « pdf » sur le site Internet de l'ETSI :

<http://www.etsi.org/standards-search>

Il y a lieu de noter que ces documents ont été basés sur des recommandations de la CEPT (Conférence Européenne des Administrations des Postes et des Télécommunications); cette dernière coordonne et défend les propositions européennes communes au sein de l'UIT (Union Internationale des Télécommunications).



Fig. 4 : Illustration de la page de couverture du document ETSI EN 300 113 V2.2.0. Source : ETSI.org.

1. Tests des performances de l'alimentation :

L'alimentation d'un *transceiver* peut être soit interne à l'appareil et dans ce cas-ci elle est directement raccordée au secteur de distribution d'énergie électrique 230 V 50 Hz, soit l'alimentation est externe et le *transceiver* est en général raccordé sur une alimentation 13,8 V. Dans le cas d'une alimentation externe, il y a lieu de prévoir du matériel suffisamment robuste afin de pouvoir délivrer au *transceiver* une tension fixe non seulement sous un courant d'appel du *transceiver* en réception (considéré comme courant de repos) mais aussi sous un courant fort et éminemment variable lors d'émissions en CW ou SSB. L'alimentation doit être prévue en outre pour un service pratiquement ininterrompu spécialement pour les émissions en FM ou en certains modes de modulations numériques où le courant est en permanence à sa valeur maximale pendant toute la durée d'émission.

Le modèle d'alimentation sera de préférence du type à régulation de tension. Quatre caractéristiques doivent retenir notre attention :

- la précision de la tension régulée en fonction de la charge (*load regulation*) ;
- la rapidité de réaction de la régulation pour un saut de variation de courant ;
- le taux d'ondulation résiduelle après filtrage et après régulation ;
- Le niveau de QRM émis par cette alimentation et sa conformité CEM (compatibilité électromagnétique).

Pour en savoir un peu plus sur les qualités d'une alimentation, vous pouvez aller relire l'article « [Une alimentation au poids devenue de qualité OM](#) » sur le site internet ON5VL.org.

Deux modèles d'alimentations régulées existent :

- les alimentations linéaires ;
- les alimentations à découpage (*Switching Power Supply*).

Ces deux modèles ont leurs avantages et leurs inconvénients. Une alimentation linéaire nécessite un très volumineux et lourd transformateur et le filtrage nécessite de très gros condensateurs de capacité élevée. En revanche ces alimentations sont réputées pour émettre un QRM pratiquement nul lorsque la régulation est soignée. Une alimentation à découpage est légère, peu encombrante et a un excellent rendement, en général proche de 98 %. En revanche, ces alimentations génèrent assez bien de QRM, en particulier sur les bandes basses en fréquences (en dessous des fréquences des stations de radiodiffusion AM).

L'alimentation externe doit être correctement dimensionnée pour être capable de délivrer un courant suffisant au *transceiver* lorsque celui-ci est en émission à son maximum de puissance radiofréquence de sortie et lorsqu'on exerce un long appui sur la clef morse. Pour avoir un ordre de grandeur, un *transceiver* de 100 W HF alimenté sous 13,8 V absorbe un courant compris entre 16 A et 19 A, mais il n'est pas rare que ce courant puisse monter jusqu'à une valeur nominale de 21 A. Dans ce cas, il vaut mieux choisir une alimentation de 25 A, ce qui nous donnera un peu de réserve pour que l'alimentation ne soit pas sollicitée à 100 %. Cette réserve de puissance peut se révéler utile pour d'autres accessoires de la station radio.

Le choix d'un *transceiver* par rapport à la consommation de son alimentation :

La plupart des *transceivers* qui nécessitent une alimentation externe d'une tension nominale de 13,8 V ont une tolérance de plage de tensions en général de $\pm 10\%$ (parfois de $\pm 15\%$), c'est-à-dire de 12,4 V à 15,2 V. Bien que les *transceivers* soient testés sous leur tension nominale de 13,8 V, il est intéressant de pouvoir examiner leur comportement aux tensions extrêmes de leur plage de tensions admissibles. Il est utile pour les opérateurs qui utilisent leur station en mobile ou portable sur batterie de savoir quelle sera la puissance maximale de sortie HF de la partie émettrice lorsque celle-ci est alimentée sous une tension minimale proche de 12 V. Cet aspect prend toute son importance lors des *Fieldays* ou des exercices B-EARS (*Belgian - Emergency Amateur Radio Service*) des radioamateurs. La consommation du *transceiver* est à considérer lors de tels exercices pour assurer le maximum de longévité des télécommunications lorsqu'on travaille sur batteries. On recherchera alors le meilleur compromis pour le rapport entre la puissance de sortie HF et le courant absorbé par la partie émettrice. On ne négligera pas non plus la valeur du courant de repos qui a toute son importance en réception lorsque l'opérateur doit rester en *stand-by* à l'écoute pendant plusieurs heures dans l'attente de messages à transmettre lorsque ceux-ci doivent survenir par exemple lors des exercices B-EARS.

Lorsqu'un *transceiver* dispose d'une grande puissance HF de sortie (par exemple 200 W), celui-ci est en général une station de base qui est utilisée sur secteur. Certains appareils peuvent consommer jusqu'à 700 VA en crête lorsqu'ils sont utilisés à pleine puissance. Il y a lieu de tenir compte de cette donnée pour prévoir les circuits électriques du *shack* en conséquence.

2. Tests des performances de la partie réceptrice :

Les tests sur la partie réceptrice d'un *transceiver* sont les plus complexes et les plus nombreux à réaliser pour caractériser complètement un récepteur. C'est aussi sur la partie réceptrice que les caractéristiques sont les plus abondantes. Le mieux est de commencer par inventorier tous les tests qui sont effectués sur un récepteur. Voici :

- 2.1. Sensibilité (*MDS* signal minimum discernable) et figure de bruit ;
- 2.2. Gamme dynamique de compression de gain (blocage du récepteur) ;
- 2.3. Gamme dynamique des mélanges réciproques ;
- 2.4. Gamme dynamique de distorsion d'intermodulation du troisième ordre ;
- 2.5. Point d'interception du troisième ordre IP3 ;
- 2.6. Gamme dynamique de distorsion du second ordre et point d'interception IP2 ;
- 2.7. Moyenne fréquence (fréq. intermédiaire) et réjection de la fréquence image ;
- 2.8. Modes de modulations AM et FM ;
- 2.9. Filtres de la moyenne fréquence ;
- 2.10. Sortie audio du récepteur ;
- 2.11. Réduction de bruit ;
- 2.12. Mesures complémentaires sur les récepteurs.

Voici donc tout un programme !

2.1. Sensibilité (MDS : signal minimum discernable) et figure de bruit :

La sensibilité d'un récepteur est définie par le niveau absolu du signal minimum qui peut être détecté au-dessus du bruit de fond (aussi appelé le plancher de bruit du récepteur) pour être exploitable. Il s'agit donc du signal minimum discernable (MDS). Pour quantifier à partir de quel niveau un signal devient discernable et donc exploitable, on définit un rapport de **3 dB** de ce signal **au-dessus du niveau absolu du bruit du récepteur** (plancher de bruit du récepteur).

Avant de procéder à une mesure de sensibilité, il y a lieu de définir les conditions de mesure. Cela mérite quelques explications. Le plancher de bruit d'un récepteur est fonction de sa bande passante de réception. Cela nous ramène à la définition de la tension RMS de bruit qui est exprimée par la formule du bruit de Johnson (bruit blanc à large bande) : $e_n = \sqrt{4kTRB}$ où k est la constante de Boltzmann

$1,38064852 \cdot 10^{-23} \text{ [m}^2 \text{ kg s}^{-2} \text{ K}^{-1}\text{]}$, T la température en Kelvin, R la résistance (impédance d'entrée HF du récepteur) et B la bande passante du récepteur dans laquelle l'amplitude du bruit est mesurée. Si on a l'intention de mesurer le signal minimum discernable d'un récepteur, il faut donc placer celui-ci dans des conditions où son plancher de bruit est le minimum, c'est-à-dire pour la bande passante de réception la plus étroite que le récepteur puisse avoir. La bande passante minimale de réception est présente en mode CW (*Continuous Wave*) avec l'activation du filtre moyenne fréquence le plus sélectif qui est en général d'une largeur de bande de 500 Hz. Les récepteurs modernes sont souvent équipés d'un « *Roofing Filter* », c'est-à-dire un « pré-filtre » qui est situé juste avant le premier étage de la chaîne moyenne fréquence du récepteur. Ce filtre aide beaucoup à réduire le niveau du plancher de bruit du récepteur. Quand il existe, ce filtre est évidemment activé lors des mesures. Comme le récepteur est placé en mode de réception CW, c'est un signal d'une porteuse pure non modulée qui va servir à déterminer le niveau du signal minimum discernable (MDS), c'est-à-dire la sensibilité du récepteur.

Pour réaliser le test de sensibilité en laboratoire (voir figure 5), on raccorde un générateur de signaux radiofréquences au connecteur d'antenne du récepteur et on raccorde un analyseur audio sur la sortie haut-parleur de ce récepteur. L'analyseur audio permet de mesurer le bruit de fond en valeur de tension RMS (tension efficace) présent dans une bande passante audio sur la sortie haut-parleur du récepteur. Les filtres de l'analyseur audio sont désactivés (large bande). Le bruit de fond est mesuré en l'absence de signal à l'entrée HF du récepteur. Ensuite un signal CW (non modulé) d'une très faible amplitude est appliqué à l'entrée HF du récepteur par l'intermédiaire d'un atténuateur variable par pas de 10 dB et de 1 dB. L'amplitude de ce signal HF est augmentée petit à petit jusqu'à ce que l'analyseur audio révèle une amplitude de signal de 3 dB supérieure à celle qui avait été mesurée en l'absence de signal HF. Nous sommes donc bien en présence d'un signal minimum discernable qui se situe à 3 dB au-dessus du plancher de bruit du récepteur. L'amplitude absolue du signal appliqué à l'entrée HF du récepteur est mesurée et celle-ci est exprimée en dBm, c'est-à-dire en un rapport de puissance en prenant une valeur absolue de 1 mW comme référence.

L'amplitude absolue mesurée dans ces conditions correspond ainsi à la sensibilité du récepteur. La sensibilité exprimée en dBm peut facilement être convertie en μV sur une impédance de $50\ \Omega$ (voir plus loin).

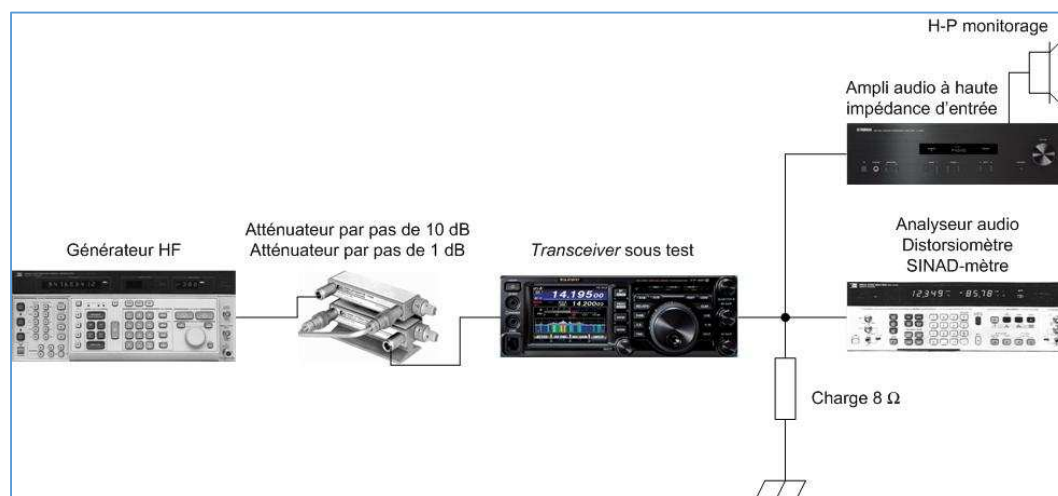


Fig. 5 : *Setup* de test pour la mesure de sensibilité (*MDS* signal minimum discernable) d'un *transceiver*.
Graphisme : ON4IJ.

La mesure de la sensibilité nous servira plus tard pour le calcul des trois formes des gammes dynamiques du récepteur.

La sensibilité en tant que telle peut parfois se révéler non significative. En effet, sur les gammes basses d'ondes décimétriques, lorsqu'on raccorde une antenne à l'entrée HF du récepteur, celle-ci capte un niveau de bruit bien plus important que le niveau du signal minimum discernable par le récepteur lorsque celui-ci est raccordable sur un générateur HF. La cause est que l'antenne capte un niveau de bruit ambiant relativement élevé à cause du QRM et du QRN omniprésents sur ces gammes d'ondes. Ainsi un récepteur d'une sensibilité de $-135\ \text{dBm}$ à $-140\ \text{dBm}$ ne captera pas mieux un signal faible qu'un récepteur d'une sensibilité apparemment médiocre telle que $-120\ \text{dBm}$ sur les bandes HF basses. Autant savoir !

Toutefois, une bonne sensibilité d'un récepteur peut se révéler avantageuse sur les bandes des 10 mètres et 6 mètres où le QRM et le QRN est généralement plus faible. Pour les gammes d'ondes VHF, UHF et SHF, une excellente sensibilité est indispensable pour pouvoir décoder les faibles signaux. Dans ce cas, la caractéristique de sensibilité du récepteur devient importante et même critique.

Les préamplificateurs et les atténuateurs d'entrée d'un récepteur :

Certains *transceiver* sont équipés à leur entrée HF d'un ou de deux préamplificateurs distincts et d'un atténuateur. Un préamplificateur va améliorer la sensibilité d'un récepteur. L'utilisation d'un préamplificateur doit être judicieuse : celui-ci est en général activé lorsque les bandes hautes en HF sont calmes avec peu de trafic et où l'on cherche à décoder des stations éloignées ou de faibles signaux. En revanche, il vaut mieux désactiver le préamplificateur et même mettre en service l'atténuateur d'entrée du récepteur si l'on se retrouve dans des conditions de trafic relativement dense avec la présence de nombreuses stations aux signaux forts, cela afin d'éviter une surcharge ou une saturation de l'étage d'entrée du récepteur.

Un atténuateur peut aider la réception des stations faibles lorsqu'on est en présence d'autres stations à forts signaux dans les environs immédiats de la fréquence d'écoute. Les signaux forts des stations adjacentes risquent de provoquer des phénomènes d'intermodulation si l'étage d'entrée HF du récepteur est proche de la saturation.

La mesure de sensibilité d'un récepteur doit être relevée à toutes les gammes d'ondes que couvre l'appareil. Celle-ci doit en outre être relevée à chaque fois avec les préamplificateurs désactivés, avec le premier préampli activé et avec le second préampli activé. Ce qui donne trois mesures par gamme d'ondes.

Voici un exemple de mesures relevées par l'ARRL Lab sur un *transceiver* type :

Sensibilité : niveau du signal minimum discernable (MDS) Bande passante de 500 Hz avec <i>Roofing Filter</i> de 600 Hz activé			
Fréquence	Préampli Off [dBm]	Préampli 1 [dBm]	Préampli 2 [dBm]
137 kHz	-114	-125	-127
475 kHz	-125	-138	-140
1,0 MHz	-128	-139	-142
3,5 MHz	-127	-138	-141
14 MHz	-127	-138	-142
50MHz	-125	-137	-141

Fig. 6 : Mesure de sensibilité d'un *transceiver* type en CW. Source : « *Amateur Radio Transceiver Performance Testing* », Bob Allison, WB1GCM, ARRL 2013, ISBN 978-1-62595-008-6.

Figure de bruit :

La figure de bruit, mesurée en dB, quantifie la dégradation du rapport signal sur bruit, dégradation qui est amenée par un composant électronique actif du récepteur (en général le transistor du premier étage d'entrée HF).

Il y a lieu, à ce stade-ci des explications, d'établir la différence entre le niveau réel du plancher de bruit d'un récepteur pour une bande passante donnée de celui-ci et le niveau absolu théorique du plancher de bruit d'un récepteur idéal qui ne dégraderait pas le rapport signal sur bruit sur la même bande passante, c'est-à-dire dont la figure de bruit serait idéalement de 0 dB.

L'ARRL Lab quantifie à une valeur de **-147 dBm** le niveau absolu théorique du plancher de bruit à température ambiante (admettons 300 K, c'est-à-dire 27 °C) et pour une bande passante de 500 Hz. Cette valeur peut être vérifiée à l'aide de la formule de la puissance équivalente du bruit de Johnson :

$$P_n \text{ [dBm]} = 10 \log \left(\frac{kTB}{1 \cdot 10^{-3}} \right) = 10 \log \left(\frac{1,38064852 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 500}{1 \cdot 10^{-3}} \right) = -146,84 \simeq -147 \text{ [dBm]}$$

En se basant sur un plancher de bruit théorique de -147 dBm, un récepteur d'une sensibilité de -140 dBm a donc une figure de bruit de 7 dB. Ce qu'il y a lieu de comprendre, c'est que la figure de bruit de ce récepteur dégrade de 7 dB le rapport signal sur bruit, c'est-à-dire qu'il relève de 7 dB son propre niveau de plancher de bruit par rapport au plancher de bruit théorique dans la même bande passante.

Sensibilité et figure de bruit			
Bande passante de 500 Hz avec <i>Roofing Filter</i> de 600 Hz activé			
Fréquence	Préampli Off	Préampli 1	Préampli 2
14 MHz	-127 dBm	-138 dBm	-142 dBm
Figure de bruit	20 dB	9 dB	5 dB

Fig. 7 : Mesures de sensibilité et de figure de bruit correspondante d'un *tranceiver* type en CW. Source : « *Amateur Radio Transceiver Performance Testing* », Bob Allison, WB1GCM, ARRL 2013, ISBN 978-1-62595-008-6.

Les différences des mesures de figure de bruit peuvent aussi être expliquées par les performances du premier étage d'entrée HF du récepteur : non seulement les préamplificateurs amènent du gain à l'étage d'entrée HF du récepteur, mais les performances au point de vue figure de bruit intrinsèque du premier étage amplificateur peuvent être optimisées par le constructeur pour dégrader le moins possible le rapport signal sur bruit de toute la chaîne HF à l'entrée du récepteur. L'amélioration de la figure de bruit et donc de la sensibilité se fait malheureusement au détriment des performances d'immunité aux intermodulations. On ne peut pas tout avoir en même temps dans ce monde (Hi).



Fig. 8 : Exemple d'un générateur HF (HP 8662A), d'un analyseur audio distorsiomètre (HP 8903A) et (au-dessus à droite) d'un atténuateur par pas de 10 dB (HP8496B) et de 1 dB (HP 8494B) pouvant servir aux relevés des mesures de la sensibilité d'un récepteur. Photo : ON4IJ.

2.2. Gamme dynamique de compression de gain (blocage du récepteur) :

La gamme dynamique de compression de gain d'un récepteur quantifie son aptitude à recevoir et à décoder un signal faible sans être surchargé ou saturé en présence d'un autre signal fort. Les caractéristiques optimales de la sensibilité d'une part et de la gamme dynamique d'autre part sont difficiles à obtenir en même temps dans la conception et la réalisation d'un récepteur radio.

La gamme dynamique de compression de gain d'un récepteur est donc la différence entre la sensibilité (*MDS*) et le niveau du signal auquel le phénomène de blocage du récepteur apparaît, c'est-à-dire où le gain du premier étage HF du récepteur subit une compression de gain de 1 dB (aussi appelé le point de compression de 1 dB). On peut constater ce phénomène lorsqu'on est à l'écoute d'un faible signal et que le niveau audio de ce signal chute ou disparaît brutalement lorsqu'une station voisine puissante passe en émission et vient donc saturer le récepteur. Le signal faible est « balayé ».

Ce qui provoque aussi la chute du niveau audio d'un signal faible en présence d'un signal fort est une réaction de « saturation » de l'*AGC (Automatic Gain Control)* du récepteur. Certains récepteurs sont équipés d'un commutateur qui permet d'inhiber l'action du dispositif *AGC* permettant ainsi à l'opérateur de régler manuellement le gain du premier étage HF du récepteur. Pour effectuer la mesure de la compression de 1 dB, le dispositif *AGC* est désactivé et le récepteur est placé dans les mêmes conditions de bande passante qui ont servi pour la mesure de la sensibilité.

Pour simuler la présence d'un signal faible désiré et celle d'un signal fort non désiré, on va utiliser deux générateurs HF dont les signaux vont être combinés par l'intermédiaire d'un coupleur hybride. Le coupleur hybride permet non seulement de combiner les signaux mais aussi d'offrir une isolation radiofréquence mutuelle entre les deux générateurs HF afin d'éviter toute intermodulation au niveau des étages finaux de ceux-ci. Voir l'article « analyseurs de réseaux vectoriels » sur ON5VL.org.

Comme il faut bien déterminer ce qu'on entend par « signal faible » l'ARRL Lab quantifie ce signal par un niveau absolu standard de **-110 dBm** à l'entrée du récepteur (il faudra tenir compte au générateur des pertes d'insertion du coupleur hybride, en général -3 dB), ce qui correspond en HF à un signal juste à peine en dessous de S3. La fréquence du générateur du signal faible (CW) est réglée sur la fréquence d'accord du récepteur.

Le générateur qui simule un signal fort adjacent (le signal provoquant le blocage du récepteur) va être réglé sur une autre fréquence (CW) que celle d'accord du récepteur. La séparation entre les deux fréquences sera successivement de 20 kHz, puis de 5 kHz et enfin de 2 kHz, ce qui donnera trois mesures différentes.

Un analyseur audio et/ou un analyseur de signaux (analyseur de spectre BF) est raccordé sur la sortie du récepteur afin de déterminer une chute de 1 dB du signal audio (*AGC Off*) ; cette chute du signal est révélatrice du point de compression de 1 dB du récepteur. Le niveau du générateur simulant le signal fort va donc être augmenté jusqu'à ce qu'on obtienne le point de compression de 1 dB. Une fois ce niveau atteint au générateur HF, celui-ci sera noté (il faudra tenir compte de la perte d'insertion du coupleur hybride).

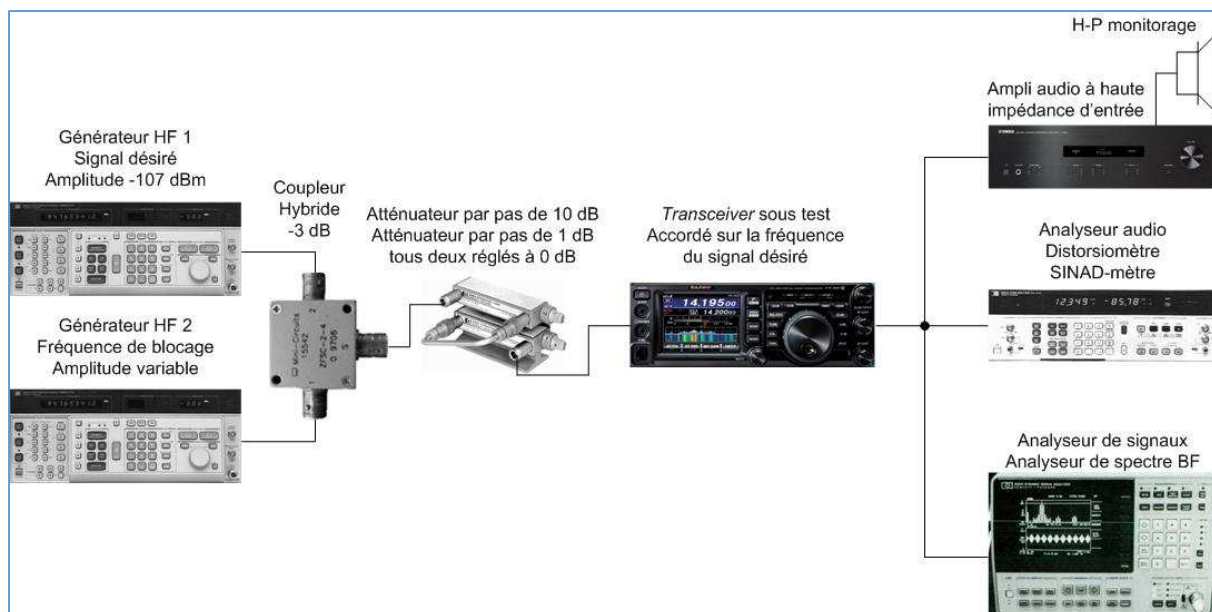


Fig. 9 : *Setup* de test pour la mesure de la gamme dynamique de compression de gain d'un *transceiver*. Graphisme : ON4IJ.

La gamme dynamique de compression de gain d'un récepteur est donc la différence entre la sensibilité du récepteur et le niveau du signal du générateur qui simule le signal fort non désiré présent à l'entrée HF du récepteur.

Prenons l'exemple du récepteur dont la sensibilité (*MDS*) est de -127 dBm à 14 MHz avec les préamplis *Off*, et que le niveau du générateur qui simule le signal non désiré avec un *Offset* de 20 kHz atteigne un niveau absolu de +13 dBm pour provoquer une compression de 1 dB, et que le coupleur hybride ait une perte d'insertion de -3 dB, on aura :

- Un niveau de blocage (*BL*) au récepteur de $+13 \text{ dBm} - 3 \text{ dB} = +10 \text{ dBm}$;
- Une gamme dynamique de compression de $+10 \text{ dBm} - (-127 \text{ dBm}) = 137 \text{ dB}$.

Le niveau de blocage de +10 dBm est donc la force du signal fort non désiré qui va provoquer le blocage du récepteur. Il est à remarquer qu'un niveau absolu de +10 dBm correspond à une puissance de signal de 10 mW à l'entrée HF du récepteur ; ce niveau de blocage est particulièrement élevé, ce qui contribue à obtenir une gamme dynamique de compression relativement importante. Cette caractéristique sera appréciée des OM qui réalisent des *contests* ou qui chassent les DX. Une grande dynamique de compression s'avère nécessaire pour un OM dont le QTH est très proche d'un autre OM qui utilise une station QRO, cela peut devenir le cas lors d'un *Fielday* où plusieurs stations sont utilisées en même temps. En revanche pour un OM qui a un QTH isolé de tout autre OM et qui utilise une simple antenne dipôle n'aura pas nécessairement besoin d'un récepteur qui possède une caractéristique de grande gamme dynamique de compression de gain.

L'ARRL Lab a remarqué que les récepteurs SDR (*Software defined Radio*) sont insensibles au blocage par compression de gain. En effet, il faut amener un niveau de blocage tellement important que le convertisseur analogique-digital rentre en écrêtage avant de manifester une compression de gain.

Voici un exemple de mesures relevées par l'ARRL Lab sur un *transceiver* type :

Gamme dynamique de compression de gain (blocage du récepteur) Bande passante de 500 Hz avec <i>Roofing Filter</i> de 600 Hz activé					
Fréquence	Préam Off [dB]	Préam 1 [dB]	Préam 2 [dB]	Préampli Off [dB]	
	Offset 20 kHz			Offset 5 kHz	Offset 2 kHz
3,5 MHz	137	141	134	132	127
14 MHz	137	142	136	132	127
50MHz	135	139	133	128	117

Fig. 10 : Mesure de la gamme dynamique de compression de gain d'un *transceiver* type en CW. Source : « *Amateur Radio Transceiver Performance Testing* », Bob Allison, WB1GCM, ARRL 2013, ISBN 978-1-62595-008-6.



Fig. 11 : Exemple d'analyseur de signaux, analyseur de spectre BF (HP 3561A) pour mesurer la chute de 1 dB du signal audio à la sortie d'un récepteur. Source : Alliance Test Equipment.



Fig. 12 : Exemple de deux générateurs HF (HP 8662A) pour le Setup de mesure de la gamme dynamique de compression de gain d'un *transceiver* UHF. En dessous, le générateur du signal faible utile d'une amplitude de -107 dBm sur 435,000 MHz et au-dessus, le générateur du signal fort non désiré d'une amplitude de +13 dBm sur 435,020 MHz à 20 kHz d'écart. Comme les signaux sont combinés par un coupleur hybride dont la perte d'insertion est de -3 dB, le signal faible sera à une valeur standard de -110 dBm à l'entrée du récepteur et le signal fort à +10 dBm. Pour un récepteur dont la sensibilité est de -127 dBm, la gamme dynamique de compression est donc ici de : $+10 \text{ dBm} - (-127 \text{ dBm}) = 137 \text{ dB}$. Photo : ON4IJ.



Fig. 13 : Exemples de coupleurs hybrides Mini-Circuits ZFSC-2-4, bande passante de 200 kHz à 1000 MHz, perte d'insertion typique -3 dB, isolation typique 30 dB. À gauche un modèle équipé de connecteurs BNC et à droite un modèle équipé de connecteurs SMA. Photo : ON4IJ.

2.3. Gamme dynamique des mélanges réciproques :

On entend par mélange celui qui se produit dans l'étage du premier changement de fréquence d'un récepteur superhétérodyne. Pour effectuer un changement de fréquence, on utilise un oscillateur local (hétérodyne) dont la fréquence sera accordée à un écart constant de la fréquence d'accord HF du récepteur de façon à obtenir une valeur fixe de la fréquence à la sortie moyenne fréquence du mélangeur (FI : fréquence intermédiaire).

La pureté du signal issu de l'oscillateur local (*LO*) va avoir un impact direct sur la qualité de réception. En effet, il faut que la fréquence du *LO* soit non seulement stable et précise mais doit aussi avoir la plus grande pureté spectrale possible. Le signal du *LO* doit donc être exempt de rayonnements non essentiels (*Spurious*) et être entaché le moins possible de bruit de phase. Si un *LO* délivre au mélangeur un signal affecté de *Spurious*, on va obtenir à la sortie moyenne fréquence un signal reçu non désiré dont la fréquence HF se situe à l'écart de la moyenne fréquence par rapport à celle(s) où se situe(nt) le(s) *Spurious*. Tout se passe donc comme si le récepteur recevait en même temps un signal HF désiré et un autre signal adjacent en dehors de la fréquence d'accord du récepteur, cela à cause de la présence des *Spurious* du *LO*. Comme les *Spurious* se situent en général de part et d'autre de la fréquence porteuse du signal du *LO*, le récepteur peut donc recevoir des signaux non désirés de part et d'autre de sa fréquence d'accord. Il faut donc comprendre que le mélange au niveau du changement de fréquence s'effectue réciproquement de part et d'autre de la fréquence du *LO* à cause de la présence de *Spurious* et du bruit de phase. Un bon oscillateur local digne de ce nom est exempt de *Spurious* mais on ne peut pas totalement éviter la présence du bruit de phase à la sortie de cet oscillateur. On comprend mieux à présent tout le soin que le constructeur d'un récepteur doit apporter à la pureté spectrale d'un *LO* et en particulier pour que celui-ci ait un bruit de phase le plus faible possible.

Qu'est-ce que le bruit de phase (*Phase Noise* ou *Sideband Noise* d'un oscillateur ?

Un oscillateur génère un signal sinusoïdal à une fréquence stable. Mais qu'est-ce donc la stabilité d'un oscillateur ? Cela signifie que la fréquence doit être constante sans le moindre écart au cours du temps. Comme le temps est une notion toute relative, il y a lieu de définir une stabilité à très long terme, à long terme, à moyen terme, à court terme et à très court terme. À très long terme, on parlera du vieillissement de l'oscillateur et de sa dérive « à très long terme », cela concerne en particulier les oscillateurs à quartz. Certains oscillateurs sont construits à partir de quartz pré-vieillis (*aging*) en usine pour assurer la dérive la plus petite possible à très long terme. On parle de dérive en fréquence par rapport à une durée exprimée en années. À long terme, on parlera de dérive en fréquence par rapport à une durée d'un jour. Cette caractéristique est entre autres révélatrice de la stabilité d'étalons de fréquence (oscillateur au rubidium, etc.). À moyen ou court terme, on parlera de dérive en fréquence par rapport à une durée de quelques minutes à quelques heures. Cette caractéristique intéresse particulièrement les radioamateurs à propos de leur *VFO* (*Variable Frequency Oscillator*) de façon à être certain d'être stable en émission et en réception pendant toute la durée d'un QSO.

Lorsqu'on rentre dans le domaine du court terme et du très court terme, les unités de temps s'expriment depuis quelques pico secondes jusqu'à quelques dixièmes de seconde. Tout se passe comme si l'on voulait analyser les « vibrations » de la stabilité en fréquence d'un oscillateur. C'est ici qu'intervient la notion de bruit de phase. Il s'agit donc d'un bruit de modulation en fréquence (ou en phase) qui vient se superposer au signal de l'oscillateur. Pour les OM qui sont spécialisés dans les circuits numériques à microprocesseurs, *FPGA (Field Programmable Gate Array)* ou circuit de conversions *DAC* ou *ADC (Digital to Analog Converter ou Analog to Digital converter)* dans le domaine de l'échantillonnage, ces OM sont déjà aguerris à la notion de la stabilité de l'horloge de la base de temps des circuits numériques. À la place du bruit de phase, on parlera de gigue de phase ou de *Jitter*. Cette notion est critique pour assurer une parfaite synchronisation des signaux dans un système numérique. La modulation de phase est parfois mise à profit dans les circuits de conversion où l'on fait appel à la notion de « tramage », de « tremblement » ou de *Dither*, mais cela est une autre histoire.

Comment visualiser le bruit de phase ?

Plusieurs méthodes avec différents dispositifs permettent de quantifier et de visualiser le bruit de phase. Sans rentrer dans les détails, ces dispositifs sont appelés *Phase Noise Test Set*. Il y a toutefois moyen d'avoir une idée du bruit de phase d'un oscillateur en observant son signal sur un analyseur de spectre. Certains de ces appareils sont équipés d'une option logicielle qui permet de quantifier le bruit de phase (*Phase Noise Utility*).

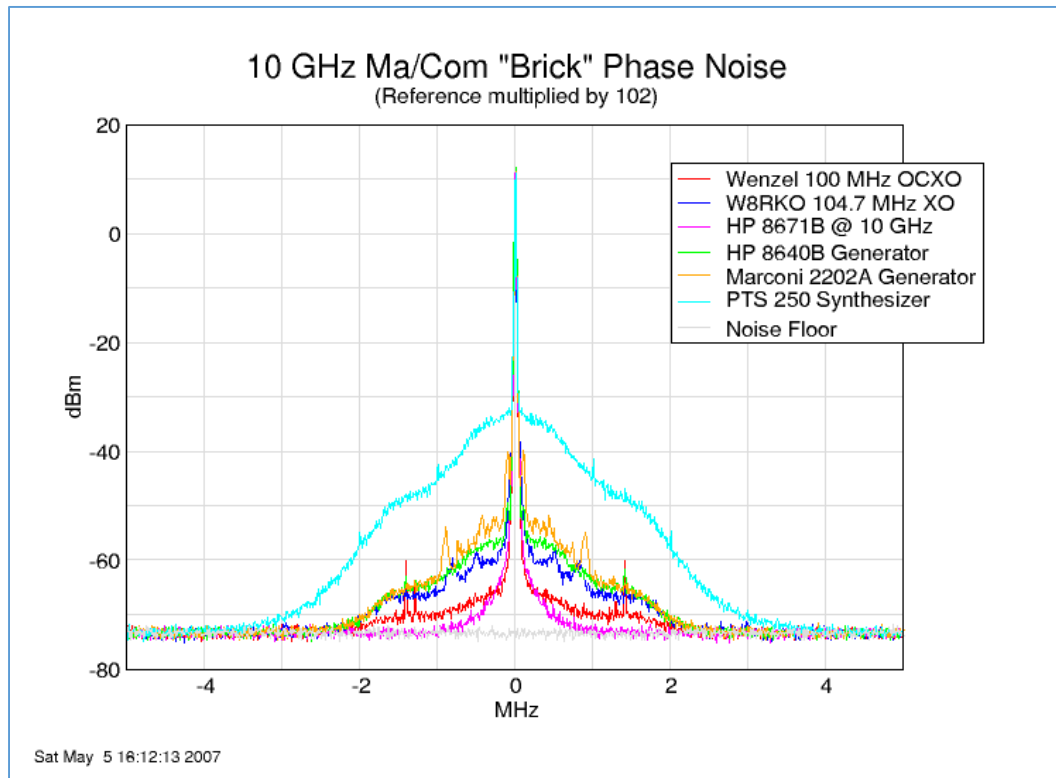


Fig. 14 : Illustration du bruit de phase de plusieurs types d'oscillateurs relevé sur une analyse spectrale. L'oscillateur de référence Ma/Com pilote le système de mesure. Source : John Ackermann, www.febo.com.

Comment interpréter le spectre du bruit de phase ?

Sur la figure précédente (figure 14), on peut constater un étalement du spectre au pied de la porteuse de l'oscillateur. On peut observer sur cette figure que le bruit de phase agit comme une modulation de fréquence (ou de phase) qui se superpose à la porteuse. Dans les différents spectres illustrés, on peut constater que l'oscillateur à synthétiseur PTS 250 est entaché d'un bruit de phase élevé et qui s'étale sur une relative large bande. En revanche, le générateur SHF HP 8671B montre un spectre parfait et de la plus grande pureté spectrale ; le bruit de phase est très faible, ce qui en fait un générateur particulièrement performant. Même le célèbre et très réputé générateur HF à cavité HP 8640B bien connu de nombreux OM montre un bruit de phase qui n'est pas négligeable.

La mesure du bruit de phase :

Sur les relevés d'analyse spectrale, on peut observer que le bruit de phase est le plus élevé aux abords immédiats de la fréquence porteuse. C'est dans cette région que le bruit de phase est le plus critique car il y a un maximum de risque à cet endroit que le changement de fréquence d'un récepteur soit sensible au bruit de phase du LO.

Les dispositifs de mesure du bruit de phase relèvent la courbe de la densité spectrale de la puissance du bruit de phase dans une bande passante de 1 Hz et cela à un écart de fréquence donné par rapport à la porteuse de l'oscillateur. Le graphe est organisé avec en ordonnée l'atténuation entre la puissance de bruit et la puissance de la porteuse (dBc) et en abscisse l'écart en fréquence par rapport à la porteuse. Tout se passe comme si l'on effectuait une sorte de « zoom » sur un côté du pied de la courbe spectrale.

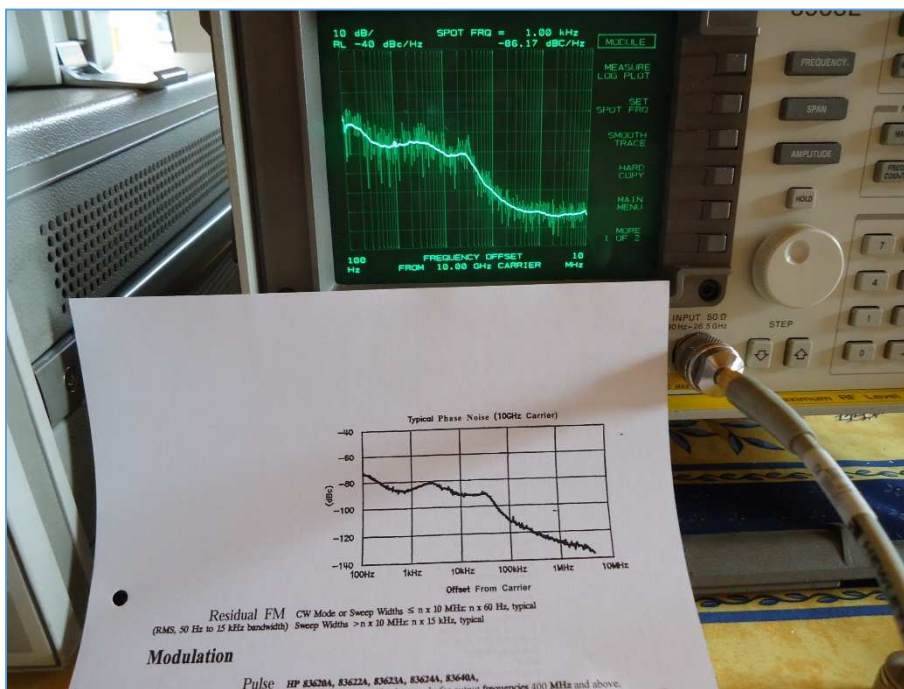


Fig. 15 : Relevé de la courbe du bruit de phase d'un générateur SHF (HP 83620A) au moyen d'un analyseur de spectre HP 8563E et du *Software Phase Noise Utility* HP 85671A. La courbe relevée est comparée à celle qui est donnée dans le manuel du générateur HP 83620A. Photo : ON4IJ.

Les mélanges réciproques :

On comprend à présent que si un oscillateur local d'un récepteur superhétérodyne est entaché d'un bruit de phase important, ce récepteur va pouvoir capter un souffle important à cause des produits des mélanges réciproques qui vont avoir lieu, en présence d'un signal fort, dans toute une zone autour de la fréquence de réception. Cette zone de fréquence est déterminée par la largeur de bande du bruit de phase de l'oscillateur local. C'est donc le signal fort adjacent qui interfère, au niveau du mélangeur du changement de fréquence, avec le bruit de phase de l'oscillateur local. Tout cela aboutit à ce que le bruit de phase du LO soit répercuté en fin de chaîne à la sortie du récepteur par un souffle dans le haut-parleur.

Comment constater les mélanges réciproques d'un récepteur ?

On constatera tout simplement ce phénomène par l'apparition soudaine d'un souffle plus puissant à la sortie audio du récepteur lorsqu'une station puissante adjacente passe en émission. C'est ainsi que l'on peut perdre un signal faible désiré car il disparaît subitement dans un souffle devenu plus important à la sortie du récepteur : il y a tout simplement une diminution du rapport signal sur bruit par relèvement du niveau de bruit du récepteur en présence d'une station puissante adjacente. Tout cela est dû au bruit de phase de l'oscillateur local du récepteur.

Quantifier la gamme dynamique des mélanges réciproques :

Pour simuler un signal fort d'une station adjacente et observer ensuite le relèvement du bruit à la sortie du récepteur dû au bruit de phase de son oscillateur local, on utilise un oscillateur à quartz aux performances exceptionnelles de bruit de phase (*Ultra Low Noise*). En effet, ce n'est pas l'effet du bruit de phase de l'oscillateur de test qui simule le signal fort que l'on veut mesurer mais bien celui du bruit de phase du LO du récepteur.

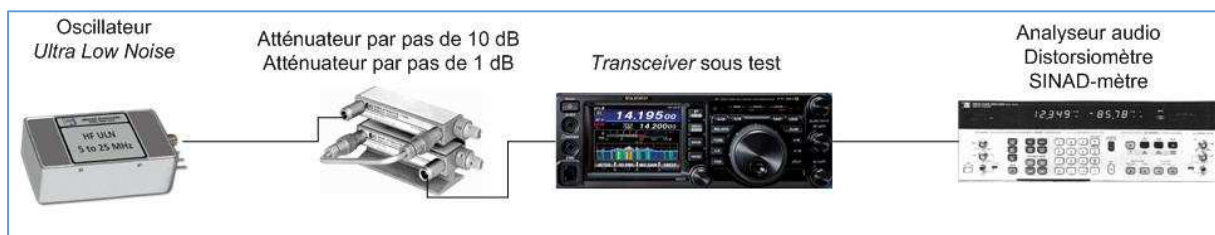


Fig. 16 : *Setup* de test pour la mesure de la gamme dynamique des mélanges réciproques d'un transceiver. Graphisme : ON4IJ.

L'ARRL Lab utilise un oscillateur de test à Quartz *Ultra Low Noise* du constructeur Wenzel Associates Inc. qui est très réputé dans ce domaine. Le niveau de sortie de cet oscillateur est de +15 dBm et la fréquence de test est de 14,025 MHz. Les tests sont donc réalisés sur la bande des 20 mètres. Deux atténuateurs (par pas de 10 dB et par pas de 1 dB) sont insérés entre l'oscillateur de test et l'entrée HF du récepteur afin de faire varier l'amplitude du signal de test. Le récepteur est accordé successivement à un écart de fréquence de 20 kHz, 5 kHz et 2 kHz par rapport à la fréquence de l'oscillateur de test. Le récepteur est placé en mode CW (*AGC Off* et *préampli Off*) et paramétré avec la même bande passante qui a servi pour les tests de sensibilité de celui-ci.

Au départ l'oscillateur n'est pas alimenté et on relève le niveau du souffle à la sortie du récepteur au moyen d'un analyseur audio. Ensuite le niveau du signal de test est augmenté progressivement au moyen des atténuateurs jusqu'à ce que l'on puisse mesurer une augmentation de 3 dB du souffle sur l'analyseur audio. Le niveau du signal de test est alors noté en tenant compte du niveau de sortie de l'oscillateur de test et de l'atténuation amenée par les deux atténuateurs par pas (niveau des mélanges réciproques). La gamme dynamique des mélanges réciproques est la différence entre le niveau des mélanges réciproques (c'est-à-dire le niveau du signal de test) et la sensibilité du récepteur.

Par exemple pour un récepteur d'une sensibilité de -127 dBm sur 14 MHz, et pour un niveau des mélanges réciproques de -45 dBm, on aura une gamme dynamique des mélanges réciproques de $-45 \text{ dBm} - (-127 \text{ dBm}) = 82 \text{ dB}$.

Voici un exemple de mesures relevées par l'ARRL Lab sur un *transceiver* type :

Gamme dynamique des mélanges réciproques			
Bande passante de 500 Hz avec <i>Roofing Filter</i> de 600 Hz activé			
Fréquence	Offset 20 kHz	Offset 5 kHz	Offset 2 kHz
14 MHz	106	93	82

Fig. 17 : Mesure de la gamme dynamique des mélanges réciproques d'un *transceiver* type. Source : « *Amateur Radio Transceiver Performance Testing* », Bob Allison, WB1GCM, ARRL 2013, ISBN 978-1-62595-008-6.

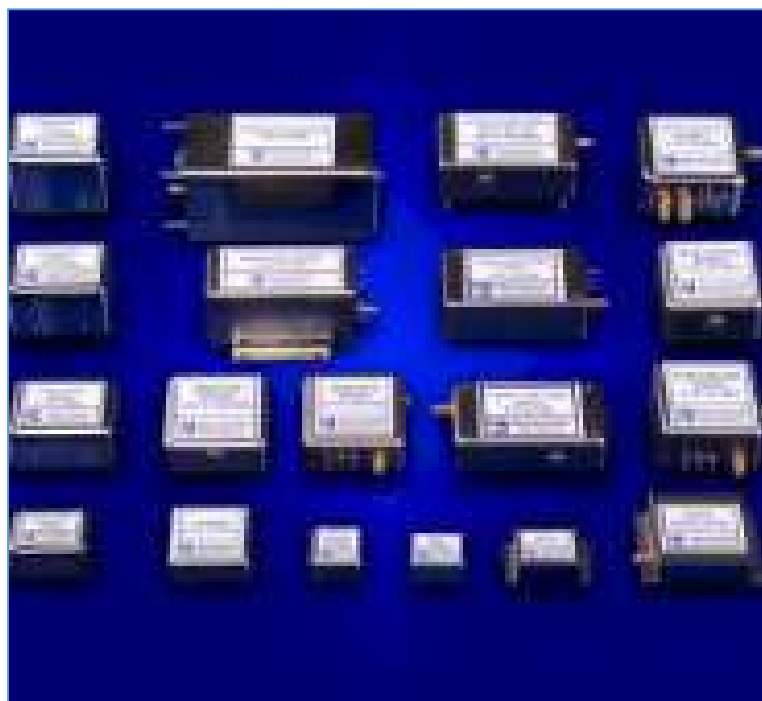


Fig. 18 : Exemples d'oscillateurs à quartz à très faible bruit de phase pour mesurer la gamme dynamique des mélanges réciproques d'un récepteur. Source : Wenzel Associates Inc.

L'importance de la gamme dynamique des mélanges réciproques :

Cette gamme dynamique est la plus restrictive pour un récepteur et cela peut se constater facilement lors de l'utilisation de celui-ci dans la réalité du trafic radio. La remontée du souffle d'un récepteur dû au bruit de phase du *LO* peut venir masquer des signaux faibles et le récepteur peut apparaître moins sensible par moment. Dans l'exemple chiffré par l'ARRL Lab, si un récepteur est gêné par un signal de $S_9 + 20$ dB situé à un écart de fréquence de 2 kHz, cela va provoquer une remontée du bruit de 3 dB et si ce récepteur a une sensibilité de -127 dBm, cette remontée du bruit de 3 dB fera diminuer la sensibilité jusqu'à -124 dBm. Les OM qui constatent un tel phénomène de mélanges réciproques doivent parfois réduire le niveau d'entrée HF du récepteur en utilisant l'atténuateur d'entrée. Il y a lieu de noter que cette gamme dynamique se réduit considérablement plus l'écart en fréquence est réduit entre le signal utile et le signal non désiré. En d'autres mots, plus la station du signal fort non désiré est proche de la fréquence du signal faible désiré, et plus le niveau du souffle va augmenter à la sortie du récepteur. Cela est dû au bruit de phase du *LO* qui est de plus en plus élevé que l'on se rapproche de la fréquence porteuse de celui-ci (fréquence d'oscillation).

Enfin, un récepteur peut avoir d'excellentes caractéristiques de gamme dynamique de distorsion d'intermodulation (par exemple de 100 dB, comme on le verra plus loin), cependant la gamme dynamique des mélanges réciproques vient restreindre drastiquement la dynamique du récepteur aux écarts de fréquence de 2 kHz et 5 kHz parfois bien en deçà des 100 dB. Cette caractéristique de gamme dynamique des mélanges réciproques doit attirer particulièrement l'attention des OM qui chassent les DX et qui sont équipés de larges antennes à grand gain. L'amateur qui ne réalise que quelques QSO occasionnels pourra éventuellement fermer les yeux sur cette caractéristique.

L'ARRL Lab constate que les récepteurs SDR sont pratiquement insensibles aux mélanges réciproques.

2.4. Gamme dynamique de distorsion d'intermodulation du troisième ordre :

Intermodulation deux tons du troisième ordre :

Lorsqu'on injecte à l'entrée HF d'un récepteur deux signaux forts de fréquences distinctes F_1 et F_2 avec un faible écart de fréquence, ces deux signaux se mélangent au niveau du changement de fréquence du récepteur et font apparaître des *Spurious*. Les *Spurious* sont détectés par le récepteur comme des faux signaux non désirés. À cause des défauts de non linéarité de l'étage d'entrée HF et du mélangeur du changement de fréquence du récepteur, les produits des mélanges peuvent être créés à partir de l'harmonique 2 d'un signal et du fondamental de l'autre signal. Ce type de mélange de l'harmonique 2 (h_2) et du fondamental (f_{dmt}) crée une distorsion d'intermodulation du troisième ordre ($h_{2\text{ordre } 2} + f_{dmt\text{ordre } 1} = \text{ordre } 3$). Les produits d'intermodulation sont donc $2F_1 - F_2$ et $2F_2 - F_1$. Lorsque l'écart en fréquence entre F_1 et F_2 est le même que celui entre F_1 (ou F_2) et la fréquence d'accord du récepteur, il y a un produit d'intermodulation (*Spurious*) qui se situe pile sur la fréquence d'accord du récepteur ; ce *Spurious* apparaît donc comme un faux signal.

Prenons un exemple : soit une fréquence d'accord du récepteur sur 14,000 MHz,
 Soit $F1 = 14,020$ MHz et soit $F2 = 14,040$ MHz. On aura :
 $2F1 - F2 = 2 \times 14,020 - 14,040 = 14,000$ MHz et
 $2F2 - F1 = 2 \times 14,040 - 14,020 = 14,060$ MHz.

On constate que le premier *Spurious* se situe pile sur la fréquence d'accord du récepteur, c'est-à-dire sur 14,000 MHz (voir figure 19 ci-dessous).

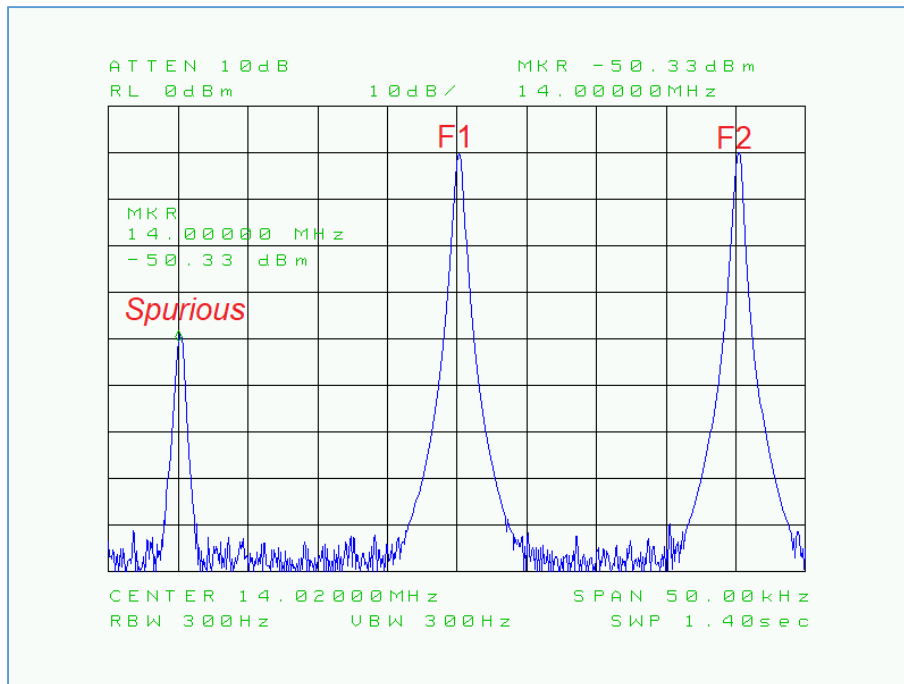


Fig. 19 : Intermodulation du troisième ordre entre $F1 = 14,020$ MHz et $F2 = 14,040$ kHz créant un premier *Spurious* à une fréquence de $2F1 - F2 = 14,000$ MHz qui correspond à la fréquence d'accord du récepteur. Le *Spurious* crée donc ainsi un faux signal à l'entrée du récepteur. Cliché : ON4IJ.

Comment combiner des signaux forts F1 et F2 à partir de deux générateurs HF ?

Combiner les signaux de deux générateurs HF exige de prendre certaines précautions afin de ne pas créer de toute pièce de l'intermodulation du troisième ordre dès le départ dans les PA (*Power Amplifier*) de sortie de ces générateurs. Il y a lieu de combiner les deux signaux avec un dispositif de couplage qui permet d'offrir un rapport de protection suffisant entre les deux générateurs. C'est en effet l'intermodulation du récepteur que nous voulons mesurer et non pas celle qui se produit dans les générateurs ou dans le dispositif de couplage.

Nous avons déjà eu l'opportunité d'évoquer le sujet du rapport de protection dans les articles « Analyseurs de réseau vectoriels » et « Réglages de duplexeurs UHF » disponibles en ligne sur ON5VL.org. Ce dont nous avons besoin, c'est de dispositifs permettant une isolation HF suffisante entre les deux générateurs. Un coupleur hybride permet d'offrir un certain rapport de protection entre ses deux ports d'entrées mais ce rapport peut se révéler insuffisant pour deux signaux forts. Certes, il y a moyen d'utiliser des circulateurs mais cela est relativement contraignant, en particulier pour des mesures à différentes fréquences. Autrement dit, il faudrait trouver un dispositif isolateur HF à large bande.

Dans [l'article sur les analyseurs de réseaux vectoriels \(ON5VL.org\)](http://ON5VL.org), nous avons pu constater qu'un amplificateur large bande a un coefficient de transmission inverse (S_{12}) qui peut atteindre plusieurs dizaines de dB négatifs, c'est-à-dire une atténuation ou une isolation HF en sens inverse. Dans le sens direct (S_{21}), l'amplificateur a évidemment un gain. Dans le cas où l'on aurait à sa disposition un amplificateur à très grand gain, on peut judicieusement faire suivre celui-ci d'un atténuateur fixe de façon à ne pas saturer les entrées du coupleur hybride. L'ARRL Lab recommande un niveau absolu de **0 dBm** mesuré à la sortie du coupleur hybride (avant les atténuateurs par pas de 10 dB et de 1 dB). Lorsqu'on fait suivre un amplificateur d'un atténuateur, on diminue le gain total dans le sens direct, mais on augmente aussi l'isolation HF dans le sens inverse : celle-ci sera la somme de l'isolation intrinsèque de l'amplificateur et de la valeur de l'atténuateur placé en sortie de celui-ci.



Fig. 20 : Exemple d'un amplificateur large bande de 100 kHz à 3 GHz (HP 8347A) pouvant être suivi d'un atténuateur de façon à créer un dispositif isolateur HF à large bande pour améliorer le rapport de protection entre deux générateurs HF et les ports d'entrées d'un coupleur hybride. Le gain de cet amplificateur est de +25 dB typique et l'isolation inverse est de 60 dB typique. Photo : ON4IJ.



Fig. 21 : Exemple d'un atténuateur fixe de -10 dB (HP 8491B) pouvant être raccordé entre la sortie de l'amplificateur large bande et l'entrée du coupleur hybride. Photo : ON4IJ.



Fig. 22 : Exemple d'un coupleur hybride large bande de 2 MHz à 1000 MHz équipé de connecteurs type N (Anzac Ma/Com H-81-4 #8063) et prévu pour des signaux forts (2 W max.), dont la perte d'insertion typique est relativement faible de 0,7 dB à 1,3 dB et dont l'isolation typique est de 20 dB à 25 dB. Remarque : ce diviseur de puissance peut être utilisé d'une manière réversible comme sommateur de signaux ; les ports d'entrées sont alors C et D et le port de sortie est A. Photo : ON4IJ.

Les deux signaux combinés sont ajustés à la même amplitude et l'absence d'intermodulation du dispositif d'ensemble constitué des deux générateurs HF, des deux amplificateurs large bande, des atténuateurs fixes et du coupleur hybride, le tout est vérifié sur un analyseur de spectre HF (voir figures 23 et 24). Le niveau absolu de chacun des deux signaux est contrôlé à la sortie du coupleur hybride avec un bolomètre (*Power Meter*) pour être certain de la précision du niveau absolu des deux signaux mesurés alternativement (voir figures 25 et 26).

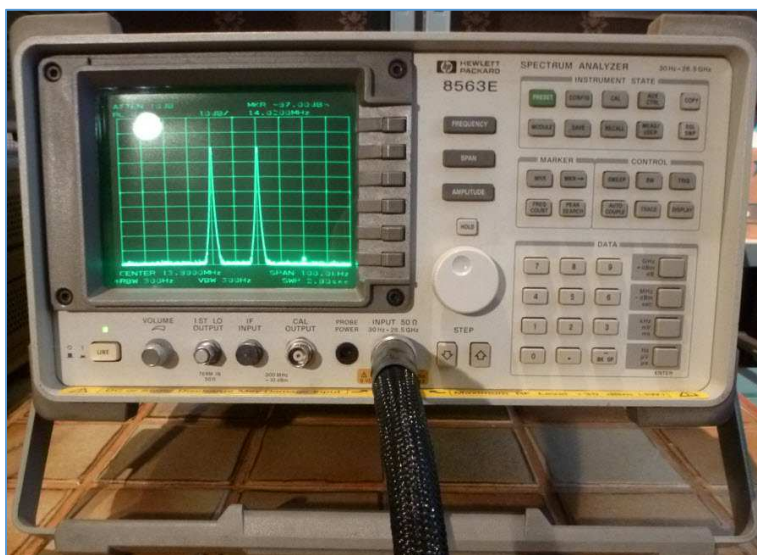


Fig. 23 : Exemple d'un analyseur de spectre HF (HP 8563E) servant à vérifier les amplitudes des signaux des deux générateurs HF et servant surtout à vérifier l'absence d'intermodulation entre les deux signaux combinés. Photo : ON4IJ.

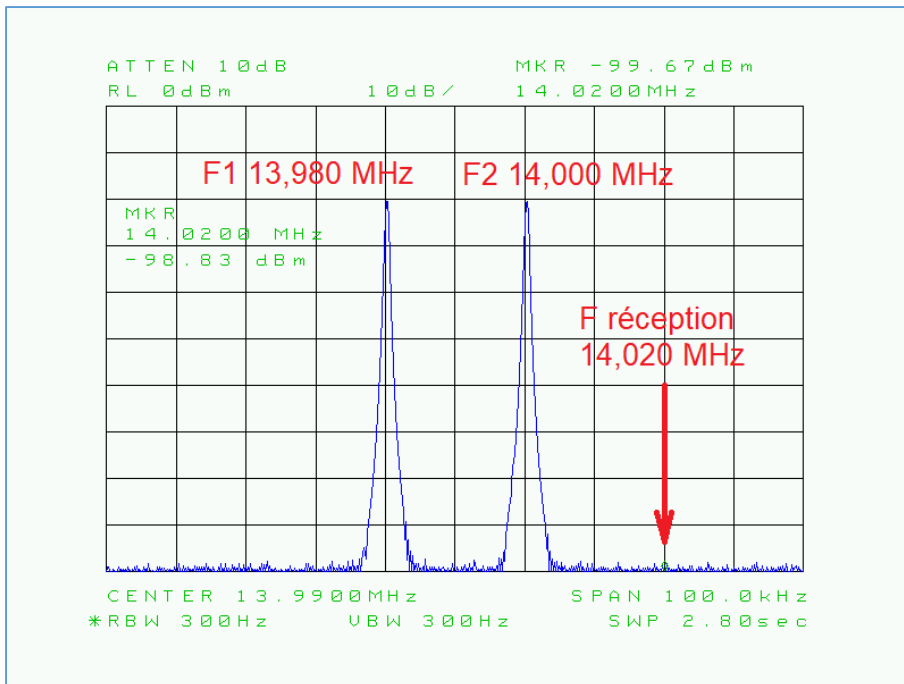


Fig. 24 : Combinaison de deux signaux HF de même amplitude : F1 = 13,980 MHz et F2 = 14,000 MHz. Un analyseur de spectre HF permet de vérifier l'absence d'intermodulation du troisième ordre à la sortie du coupleur hybride et à la fréquence de réception entre les deux signaux combinés, ici à $2F_2 - F_1 = 14,020$ MHz. Cliché : ON4IJ.



Fig. 26 : Exemple d'une sonde bolométrique (*Power Sensor*) HP 8482A dont la bande passante est de 100 kHz à 4,2 GHz et dont l'étendue de mesure est de -30 dBm (1 μ W) à +20 dBm (100 mW). Photo : ON4IJ.

Fig. 25 : Exemple d'un bolomètre (*Power Meter*) HP EPM 441A pouvant servir à vérifier le niveau absolu de chacun des deux signaux des deux générateurs HF combinés et mesurés à la sortie du coupleur hybride. Photo : ON4IJ.

Setup de test pour la mesure de la gamme dynamique d'intermodulation :

Les signaux des deux générateurs HF combinés à la sortie du coupleur hybride passent par deux atténuateurs, par pas de 10 dB et par pas de 1 dB. Ensuite, ces deux signaux atténués sont à leur tour combinés à un troisième signal d'un troisième générateur HF dont la fréquence est réglée sur celle d'accord du récepteur sous test. Un second coupleur hybride permet donc de combiner les deux premiers signaux HF avec le troisième signal HF. Le troisième signal HF simule le signal désiré qui doit être reçu par le récepteur. Comme il faut bien définir ce qu'on entend par un signal désiré, il faut définir son amplitude absolue dans le protocole de test. L'ARRL Lab défini un niveau standard d'**amplitude du signal désiré (Reference Level)** à l'entrée du récepteur équivalent à celui du **MDS** (sensibilité du récepteur). D'autres tests sont effectués avec un signal désiré d'un niveau de **-97 dBm** (S5) et enfin avec un signal très fort de **0 dBm**. Ces mesures complémentaires nous servent lors du calcul de l'IP3 (voir plus loin). Ainsi combinés par les deux coupleurs hybrides montés en cascade, les trois signaux sont injectés à l'entrée HF du récepteur. La sortie audio du récepteur est raccordée à un analyseur de signaux (analyseur de spectre BF) pour pouvoir visualiser les deux produits d'intermodulation et le signal désiré. Un analyseur audio est également raccordé à la sortie du récepteur.

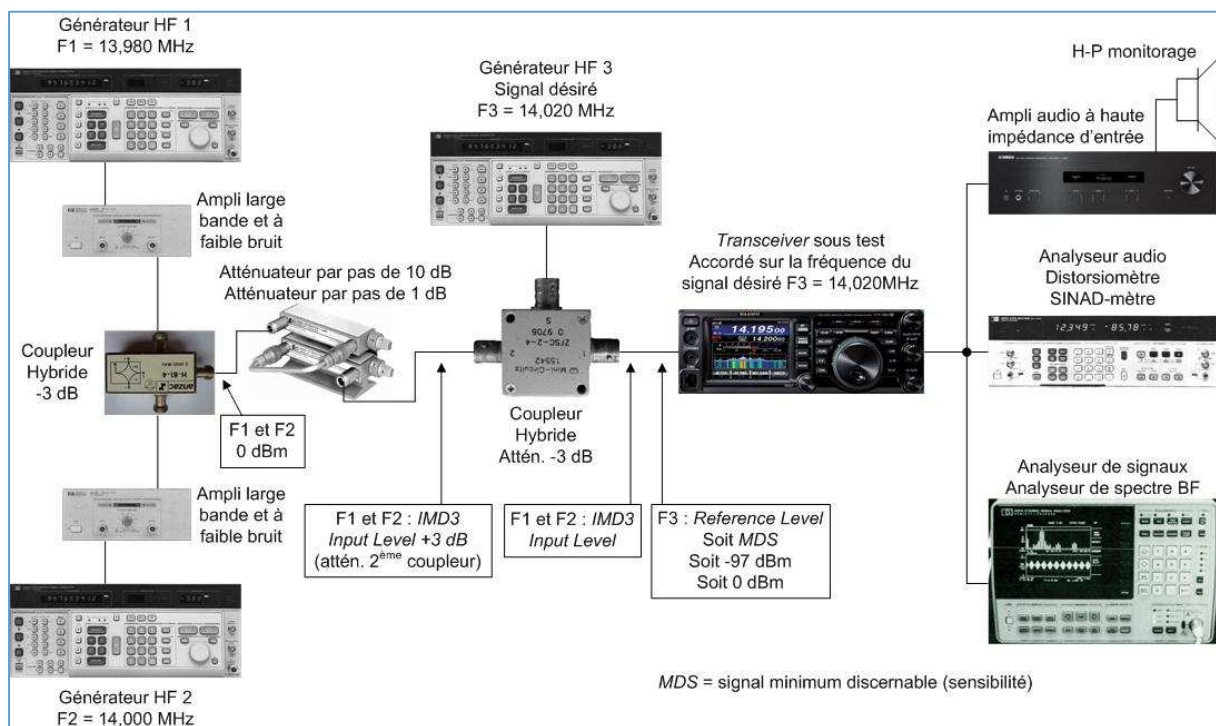


Fig. 27 : Setup de test pour la mesure de la gamme dynamique d'intermodulation du troisième ordre d'un transceiver. Graphisme : ON4IJ.

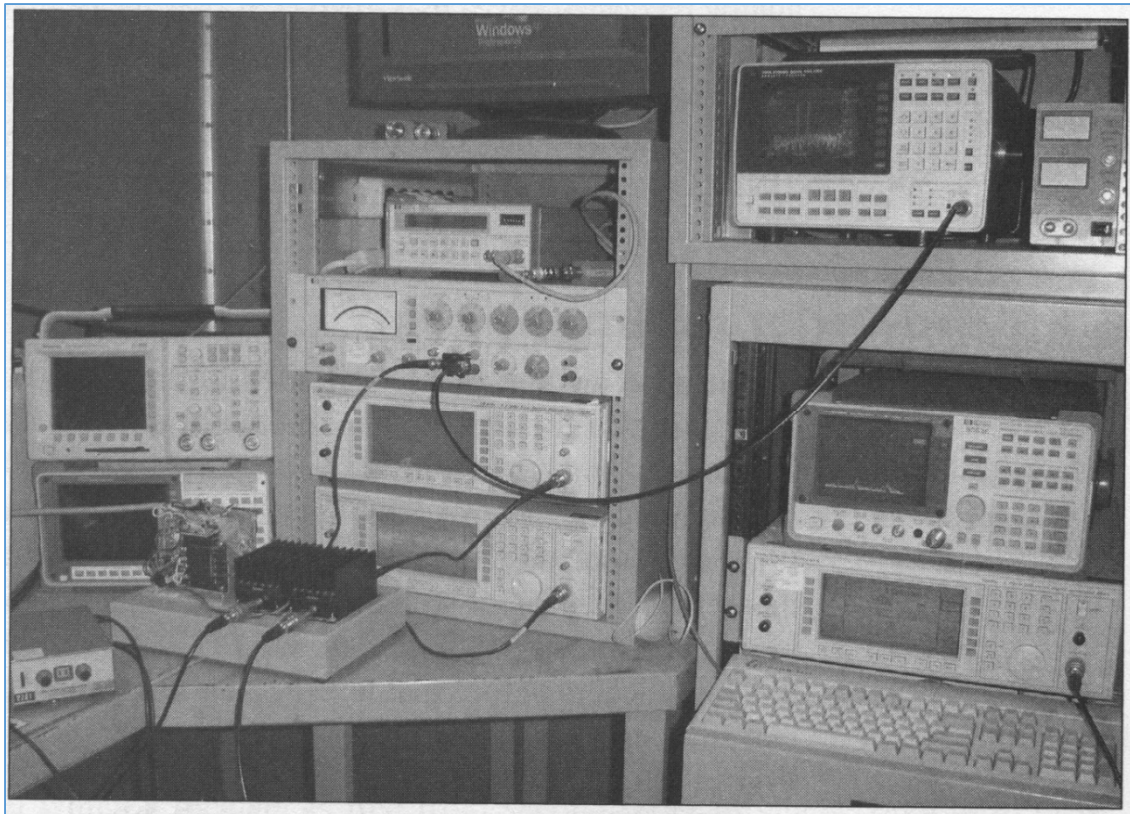


Fig. 28 : Banc de mesure de l'ARRL Lab. On peut reconnaître sur cette figure en haut à gauche un oscilloscope numérique à écran phosphorescent couleur Tektronix TDS 3052B (2 canaux 500 MHz 5 GS/s), en dessous à gauche (HP ?), au milieu en dessous deux générateurs HF Marconi/IFR 2041, au milieu un analyseur audio distorsiomètre HP 339A, au milieu au-dessus un *Power Meter* HP 437B, à droite en dessous un troisième générateur Marconi/IFR 2041, à droite au-dessus un analyseur de spectre HP 8563E (26,5 GHz), à droite tout au-dessus un analyseur de signaux (analyseur de spectre BF) HP3561A, vers la gauche à l'avant-plan probablement un *Setup* avec deux amplificateurs HF large bande. Source : figure 6.4, page 6-5 du livre « *Amateur Radio Transceiver Performance Testing* », Bob Allison, WB1GCM, ARRL 2013, ISBN 978-1-62595-008-6.

Quantifier la gamme dynamique d'intermodulation du troisième ordre :

Le signal désiré (F3), c'est-à-dire le ***Reference Level*** est appliqué à l'entrée HF du récepteur et le signal est observé sur l'analyseur de signaux. Les deux signaux d'intermodulation (F1 et F2) sont appliqués par l'intermédiaire de l'atténuateur qui est d'abord réglé sur -100 dB. Cette atténuation est diminuée au fur et à mesure jusqu'à ce qu'on visualise sur l'analyseur un signal d'intermodulation de la même amplitude que celle du signal désiré. On remarquera qu'un des deux produits d'intermodulation va se superposer sur le signal désiré et l'autre produit d'intermodulation va apparaître sur une fréquence adjacente au signal désiré. C'est avec ces deux signaux d'intermodulation que l'on va pouvoir comparer leur amplitude avec celle du signal désiré. Le niveau d'amplitude des signaux F1 et F2 sont alors mesurés à l'entrée du récepteur ou quantifiés par l'intermédiaire de l'atténuation réglée à l'atténuateur par pas, tout en tenant compte du niveau de 0 dBm à la sortie du premier coupleur hybride et en tenant compte de la perte d'insertion du deuxième coupleur hybride. Le niveau d'amplitude de F1 et F2 présent à l'entrée HF du récepteur sera appelé ***IMD3 Input Level***.

La gamme dynamique de distorsion d'intermodulation est la différence entre l'*IMD3 Input Level* et la sensibilité (*MDS*) du récepteur prise comme *Reference Level*. Par exemple si le niveau de F1 et F2 (*IMD3 Input Level*) est de -17 dBm et que le *MDS* du récepteur (*Reference Level*) est de -127 dBm, alors la gamme dynamique sera de :
(-17 dBm) - (-127 dBm) = 110 dB.

Les mesures sont effectuées sur chaque gamme de fréquence du récepteur avec les préamplis sur *Off* ou avec le préampli 1 ou avec le préampli 2. Toutes les mesures qui viennent d'être effectuées avec un écart de fréquence de 20 kHz entre F1, F2 et F3 sont reproduites avec un écart de 5 kHz et enfin avec un écart de 2 kHz entre ces trois fréquences. Les écarts peuvent tout aussi bien être négatifs que positifs de façon à obtenir une intermodulation soit sur 2F2-F1 soit sur 2F1-F2. On peut donc imaginer l'abondance du nombre de mesures.

Importance du choix du *transceiver* au point de vue de la gamme dynamique de distorsion d'intermodulation du troisième ordre :

Dans les meilleures parties réceptrices des *transceivers* les plus modernes, la présence d'un *Roofing Filter* (pré-filtre avant la première chaîne moyenne fréquence) aide considérablement à augmenter la gamme dynamique de distorsion du troisième ordre car ce filtre élimine déjà la plupart des signaux adjacents qui peuvent produire de l'intermodulation dans les premiers étages moyenne fréquence. Dans ce type de récepteur, il y aura peu de différence entre les mesures effectuée avec un écart de 20 kHz et celles effectuées avec un écart de 5 kHz et de 2 kHz. On peut directement imaginer l'avantage d'un tel filtre lors des *contests* ou des *Fieldays* lorsqu'il y a de nombreuses stations qui sont très proches de la fréquence d'écoute. Les chasseurs de DX auront une attention particulière à la caractéristique de la gamme dynamique s'ils doivent faire des QSO dans une bande fortement occupée ou en utilisant les bandes basses en ondes courtes et en employant des antennes à grand gain : ces antennes peuvent capter plusieurs stations fortes et rapprochées de la fréquence d'écoute. Les récepteurs qui ne sont pas équipés d'un *Roofing Filter* auront une gamme dynamique plus petite aux faibles fréquences d'écart.

Lors de *contests* CW, la distorsion d'intermodulation du troisième ordre se manifeste par toute une série de « fausses stations » (faux signaux) qui ont des signaux morses indéchiffrables car ils sont issus du mélange de deux ou plusieurs stations différentes. Les OM avertis ayant déjà expérimenté ce type de phénomène reconnaitrons rapidement ces signaux d'un « drôle de morse » où l'on ne peut pratiquement plus distinguer la séparation des lettres les unes des autres : les lettres morses se « piétinent » les unes sur les autres.

Il faut aussi de se rappeler qu'un OM peut expérimenter une remontée de souffle dû à des mélanges réciproques avant de s'apercevoir qu'il est en présence de distorsion d'intermodulation, ce qui est le cas lorsque la gamme dynamique des mélanges réciproques est plus faible que la gamme dynamique de distorsion d'intermodulation du troisième ordre. Autant savoir !

Voici un exemple de mesures relevées par l'ARRL Lab sur un *tranceiver* type :

Gamme dynamique de distorsion d'intermodulation du troisième ordre Bande passante de 500 Hz avec <i>Roofing Filter</i> de 600 Hz activé					
Fréq./Préam.	Écart	<i>IMD3 Input Level</i>	<i>Reference Level</i>	Gamme dynamique	IP3 calculé
3,5 MHz/ <i>Off</i>	20 kHz	-23 dBm	-127 dBm	104 dB	+29 dBm
		-8 dBm			+37 dBm
14 MHz/ <i>Off</i>	20 kHz	-17 dBm	-127 dBm	110 dB	+38 dBm
		-6 dBm	-97 dBm		+40 dBm
		-86 dBm	0 dBm		+43 dBm
14 MHz/Pré 1	20 kHz	-28 dBm	-138 dBm	110 dB	+27 dBm
		-14 dBm	-97 dBm		+28 dBm
14 MHz- Pré 2	20 kHz	-36 dBm	-142 dBm	106 dB	-17 dBm
		-14 dBm	-97 dBm		+28 dBm
14 MHz/ <i>Off</i>	5 kHz	-22 dBm	-127 dBm	105 dB	+31 dBm
		-9 dBm	-97 dBm		+35 dBm
		-80 dBm	0 dBm		+40 dBm
14 MHz/ <i>Off</i>	2 kHz	-27 dBm	-127 dBm	100 dB	+23dBm
		-17 dBm	-97 dBm		+23 dBm
		-71 dBm	0 dBm		+36 dBm
50 MHz/ <i>Off</i>	20 kHz	-33 dBm	-125 dBm	92 dB	+13 dBm
		-7 dBm	-97 dBm		+14 dBm

Fig. 29 : Mesure de la gamme dynamique de distorsion d'intermodulation du troisième ordre d'un *tranceiver* type. Source : « *Amateur Radio Transceiver Performance Testing* », Bob Allison, WB1GCM, ARRL 2013, ISBN 978-1-6259 5-008-6.

2.5. Point d'interception du troisième ordre IP3 démystifié :

Un circuit analogique construit avec un élément actif, par exemple un transistor amplificateur, n'est jamais parfaitement linéaire dans une gamme dynamique donnée, c'est-à-dire depuis les plus petits signaux que le circuit puisse amplifier au-dessus du niveau de bruit intrinsèque à l'élément actif qui le constitue, jusqu'aux signaux les plus forts que le circuit puisse amplifier avant que celui-ci ne rentre en saturation ou en écrêtage. Les défauts de linéarité se manifestent par une distorsion du signal à la fréquence du fondamental que le circuit doit amplifier : il y a une production d'harmoniques sur le signal de sortie et celles-ci sont en général majoritairement d'ordre deux (harmonique 2) et d'ordre trois (harmonique 3).

Quel que soit le gain d'un amplificateur, pour chaque dB d'augmentation du signal à l'entrée, on aura une augmentation d'un dB à la sortie. Prenons l'exemple un amplificateur d'un gain de 20 dB. Pour un signal d'entrée de 1 dBm, on aura à la sortie $1 \text{ dBm} + 20 \text{ dB} = 21 \text{ dBm}$; pour une entrée de 2 dBm, on aura une sortie de $2 \text{ dBm} + 20 \text{ dB} = 22 \text{ dBm}$ et ainsi de suite. Si l'on trace l'augmentation du signal de sortie par rapport à l'augmentation du signal d'entrée sur un graphique dont les axes d'abscisse et d'ordonnée sont tous deux gradués sur une échelle logarithmique (graphe log/log), on aura une droite inclinée à 45° (de **pente +1**) et passant par le croisement de deux axes repères relatifs. Lorsque l'amplificateur se situe dans sa zone de saturation, toute augmentation du signal d'entrée se traduit par aucune augmentation du signal de sortie et, sur le graphe, la droite inclinée au départ se prolonge par une droite horizontale.

Lorsqu'on augmente progressivement le signal à l'entrée d'un amplificateur, il y a un niveau du signal d'entrée à partir duquel on commence à observer une production d'harmonique 2 sur le signal de sortie. À partir de ce niveau d'entrée, pour chaque dB d'augmentation du signal d'entrée on aura une augmentation de 2 dB du taux d'harmonique 2 sur le signal de sortie. Si l'on veut représenter cette relation sur le graphe, on aura une droite de **pente +2** et dont le point d'origine se situe en abscisse à la valeur d'amplitude d'entrée où commence à apparaître l'harmonique 2 en sortie. Si l'on continue à augmenter le signal d'entrée, le signal de sortie va commencer à approcher le point de compression de 1 dB (voir § 2.2 blocage du récepteur) et il y aura un début de production d'harmonique 3 sur le signal de sortie. À partir de ce niveau d'entrée, pour chaque dB d'augmentation du signal d'entrée, on aura une augmentation de 3 dB du taux d'harmonique 3 sur le signal de sortie. En représentant cette relation sur le graphe, on aura une droite de **pente +3**.

Continuons à augmenter le signal d'entrée, il arrive un moment où le fondamental du signal commence à saturer, ensuite le taux d'harmonique 2 va saturer à son tour et enfin, le taux d'harmonique 3 va lui aussi saturer. Les trois droites de pente +1, de pente +2 et de pente +3 vont toutes se prolonger sur la même droite horizontale.

Imaginons à présent que l'on prolonge artificiellement les droites de pente +1, +2 et +3, nous allons avoir un point d'intersection entre les droites de pente +1 et +2 que l'on va nommer IP2 (point d'interception du deuxième ordre), et nous allons avoir un autre point d'intersection entre les droites de pente +1 et +3 que l'on va nommer IP3 (point d'interception du troisième ordre), voir figure 30.

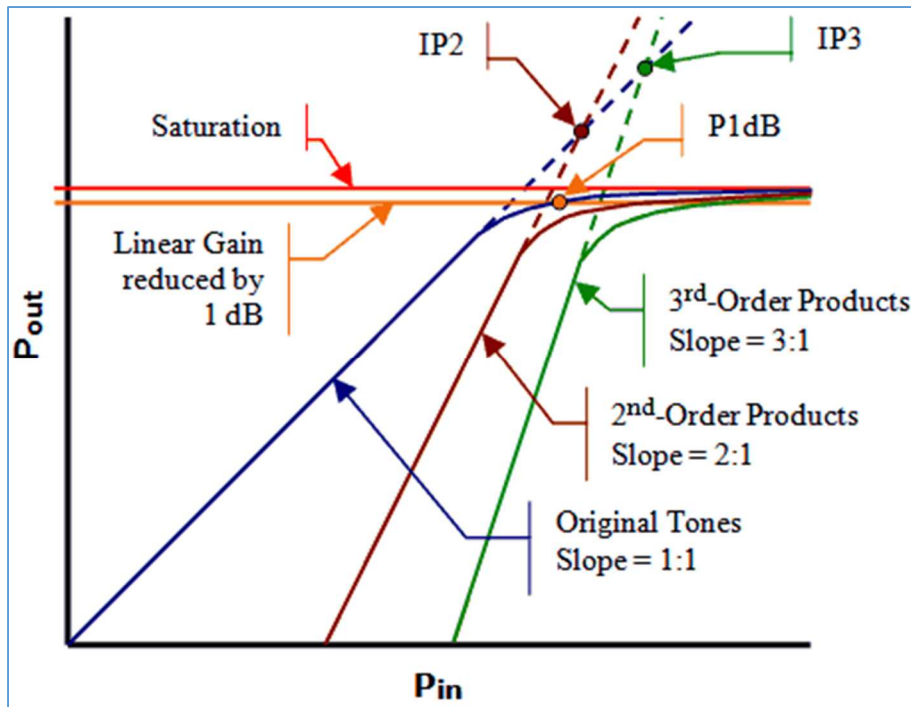


Fig. 30 : Illustration des droites de pente +1, +2 et +3 représentant l'augmentation du signal de sortie par rapport à l'augmentation du signal d'entrée au point de vue du fondamental, du taux d'harmonique 2 et du taux d'harmonique 3 du signal de sortie. Sur ce graphe sont tracés la droite de saturation, le point de compression de 1 dB et les points d'interception IP2 et IP3. Remarque : la position des deux axes du graphe est toute relative car il s'agit ici d'échelles logarithmiques aussi bien en abscisse qu'en ordonnée. Source : rfcafe.com.

Calcul de la valeur IP3 :

Pour effectuer le calcul de la valeur IP3, il suffirait d'appliquer une simple formule mathématique. Mais pour comprendre les choses – c'est le premier mot du titre de cet article ! – c'est l'occasion d'expliquer d'où vient cette formule avec un tout petit peu de géométrie des triangles rectangles. Ce sera aussi l'opportunité de bien comprendre ce qui se passe dans le récepteur lorsqu'on effectue les mesures selon le *Setup* de test de la figure 27.

Retraçons le graphique de la figure 30 mais rien qu'avec les droites de pente +1 et +3 ainsi qu'avec le point IP3 (voir figure 31). Ce graphique caractérise le comportement d'un étage amplificateur avec un signal d'entrée et un signal de sortie. Lorsqu'on applique un signal d'une puissance P_{IN} à l'entrée de l'amplificateur, on a une puissance P_{OUT} du fondamental à la sortie ainsi qu'une certaine puissance P_{OUT_3} d'harmonique 3. C'est ce que l'on peut constater lorsqu'on raccorde un analyseur de spectre à la sortie de l'ampli. En prolongeant les droites de pente +1 et +3, on arrive au point d'intersection théorique IP3. Si l'on appliquait un signal d'une puissance $InIP3$ à l'entrée de l'ampli, on aurait une puissance théorique $OutIP3$ à la sortie (ce n'est pas la peine d'essayer cela car l'ampli va saturer bien avant cela, hi 3x). Appelons ΔP la différence entre la puissance du fondamental et celle de l'harmonique 3, autrement dit il s'agit de la valeur d'atténuation de l'harmonique 3 par rapport au fondamental, ce que l'on peut facilement mesurer sur un analyseur de spectre : $\Delta P = P_{OUT} - P_{OUT_3}$.

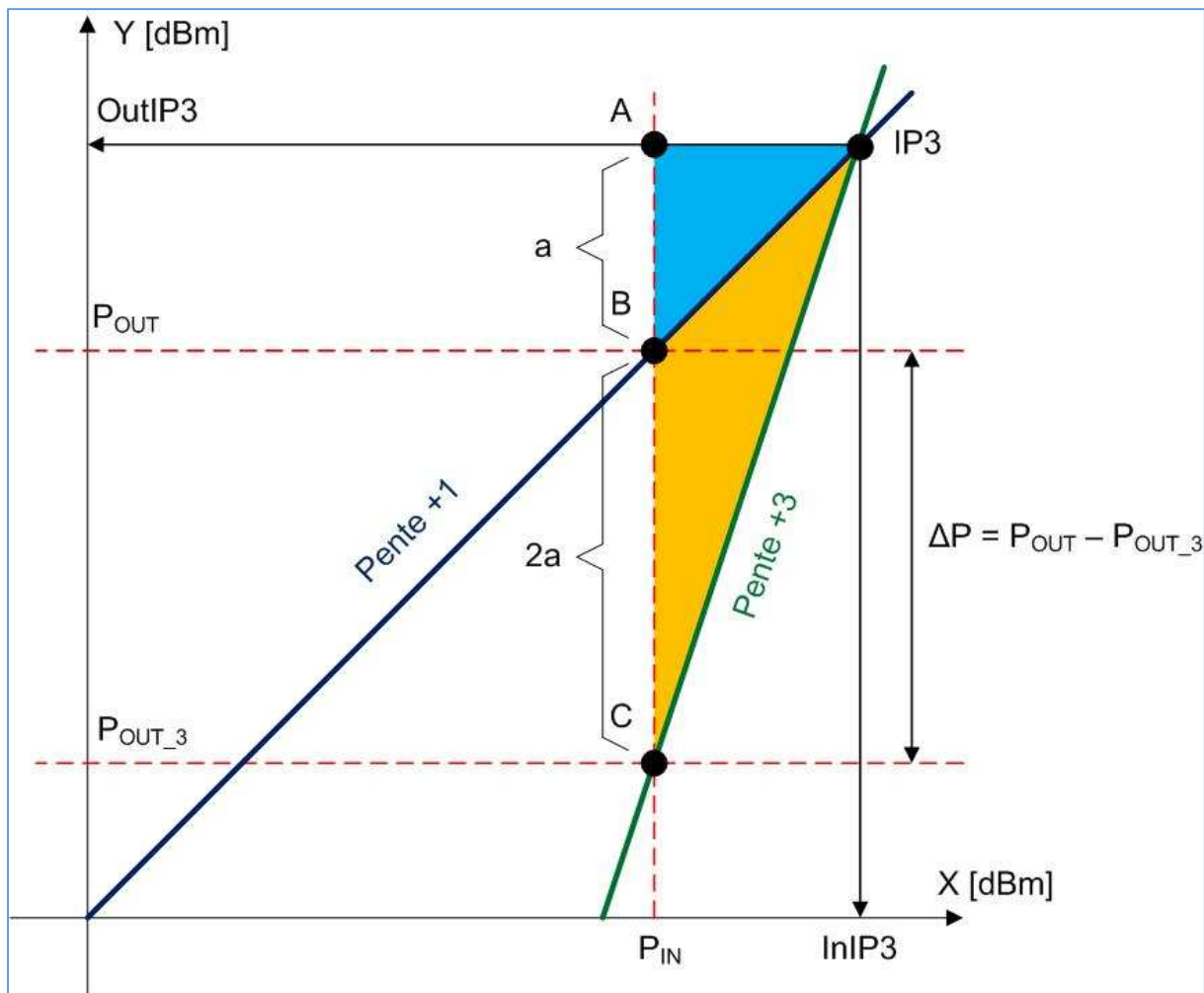


Fig. 31 : Graphique représentant la puissance du signal de sortie (fondamental et harmonique 3) en fonction de la puissance d'un signal d'entrée appliqué à un amplificateur. Le prolongement des droites de pente +1 et +3 donne le point d'interception IP3. Une puissance d'entrée InIP3 donne une puissance de sortie théorique OutIP3. Par géométrie des triangles colorisés, on peut démontrer que : $OutIP3 = P_{OUT} + (\Delta P/2)$ et donc que $OutIP3 = (3P_{OUT} - P_{OUT_3})/2$. Graphisme : ON4IJ.

Dans les deux triangles rectangles (IP3, A, B) c'est-à-dire le triangle bleu et (IP3, A, C) c'est-à-dire le triangle bleu + le triangle orange, les côtés verticaux AB et AC doivent être dans le même rapport proportionnel que la pente de leur hypoténuse :

$AC = 3 \times AB$, ce qui signifie que si la longueur de $AB = a$, alors la longueur de $AC = 3a$ et donc que la longueur de $BC = 2a$. On remarque que la longueur $BC = \Delta P$ et donc la longueur $AB = \Delta P/2$. On trouve ainsi facilement que $OutIP3 = P_{OUT} + \Delta P/2$ et donc que $OutIP3 = P_{OUT} + (P_{OUT} - P_{OUT_3})/2 = (3P_{OUT} - P_{OUT_3})/2$

et ainsi on trouve que **OutIP3 = 1,5 x P_{OUT} - (P_{OUT_3}/2)**. C'est tout simplement cela la formule mathématique du calcul de l'IP3 donnée par l'ARRL Lab ; on devrait plutôt dire OutIP3.

Pour calculer la valeur de InIP3, on trouve par géométrie que **InIP3 = (ΔP/2) + P_{IN}**. Un récepteur sera plutôt caractérisé par son InIP3 et un émetteur par son OutIP3 avec $OutIP3 = InIP3 + G$ où G est le gain de l'amplificateur (PA) exprimé en dB. C'est étonnant que l'ARRL Lab donne une valeur de OutIP3 pour un récepteur.

Comment relier les valeurs P_{OUT} , P_{OUT_3} avec les valeurs *IMD3 Input Level* et *Reference Level* données par l'ARRL Lab ?

Représentons dans le domaine de la fréquence les deux signaux F1 et F2 des deux générateurs HF 1 et HF 2, signaux combinés par le premier coupleur hybride. Les niveaux de ces signaux appliqués à l'entrée HF du récepteur ont une valeur appelée *IMD3 Input Level*. Cette valeur correspond donc à P_{OUT} (voir figure 32). L'intermodulation du troisième ordre entre F1 et F2 va créer deux produits de mélanges aux fréquences $2F1 - F2$ et $2F2 - F1$ dont les valeurs d'amplitude sont toutes deux égales à P_{OUT_3} . On remarque que la différence d'amplitude entre F1, F2 et les produits d'intermodulation est ΔP . Lors des tests et mesures selon le *Setup* de la figure 27, le générateur HF 3 applique à l'entrée HF du récepteur, par l'intermédiaire du deuxième coupleur hybride, un signal F3 dont l'amplitude est choisie à un *Reference Level* équivalent soit au *MDS*, soit à un niveau de -97 dBm (S5), soit à un niveau de 0 dBm. La fréquence F3 est choisie pour se situer pile sur un des deux produits d'intermodulation du troisième ordre entre F1 et F2. Le récepteur est aussi accordé sur la fréquence de ce même produit d'intermodulation choisi, ici sur $2F2-F1$ et donc sur F3 à 14,020 MHz.

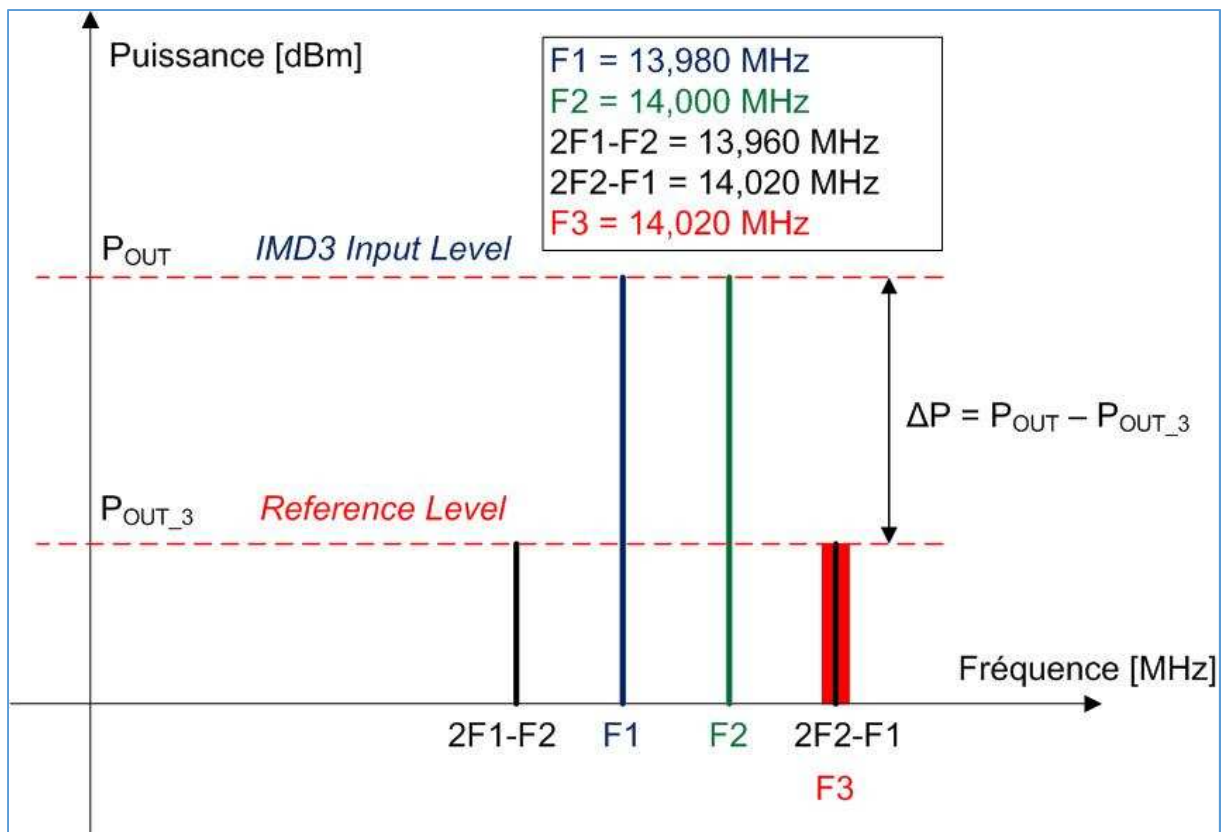


Fig. 32 : Représentation spectrale des signaux issus des trois générateurs HF du *Setup* de test de la figure 27 avec illustration des produits d'intermodulation du troisième ordre. La fréquence F3 est choisie pour se situer pile sur un des deux produits d'intermodulation. Le signal F3 est réglé à une amplitude *Reference Level*. L'amplitude des signaux F1 et F2 (*IMD3 Input Level*) est réglée de telle manière que les produits d'intermodulation ($2F1 - F2$ et $2F2 - F1$) soient d'une même amplitude que celle du signal F3 (*Reference Level*). Dans ces conditions, ΔP représente la gamme dynamique de distorsion d'intermodulation du troisième ordre lorsque le *Reference Level* est réglé au même niveau que le *MDS* (sensibilité) du récepteur sous test. Graphisme : ON4IJ.

En réglant l'atténuateur par pas de 10 dB et de 1 dB du *Setup de test*, on augmente progressivement l'amplitude des signaux F1 et F2 (*IMD3 Input Level*) jusqu'à ce que les produits d'intermodulation du troisième ordre entre ceux-ci (2F1 - F2 et 2F2 - F1) et créés dans les premiers étages à moyenne fréquence du récepteur atteignent une amplitude équivalente à celle du signal F3 (*Reference Level*). Nous sommes donc dans des conditions où :

$P_{OUT} = \text{IMD3 Input Level}$ (amplitudes de F1 et F2 présentes à l'entrée HF du récepteur) et

$P_{OUT_3} = \text{Reference Level}$ (amplitudes de 2F1 - F2 et 2F2 - F1 de la même amplitude que celle de F3 à l'entrée HF du récepteur).

La formule $OutIP3 = 1,5 \cdot P_{OUT} - \frac{P_{OUT_3}}{2}$ devient :

$$IP3 = 1,5 \cdot (\text{IMD3 Input Level}) - \frac{\text{Reference Level}}{2}$$

Formule utilisée par l'ARRL Lab.

$$IP3 = \frac{3 \cdot (\text{IMD3 Input Level}) - (\text{Reference Level})}{2}$$

Cela valait la peine d'effectuer ce petit détour géométrique et mathématique très simple pour arriver à mieux comprendre le graphique du point d'interception IP3 et comment calculer la valeur de ce point en connaissance de cause. IP3 démystifié !

Remarques sur les valeurs IP3 aux niveaux différents du *Reference Level* (*MDS* et -97 dBm) :

Sur le tableau de la figure 29, on peut s'apercevoir que les valeurs de l'*Input Level* pour un *Reference Level* équivalent au *MDS* (sensibilité du récepteur) sont moins élevées que celles pour un *Reference Level* de -97 dBm (S5). Ceci est normal car les signaux F1 et F2 doivent avoir une amplitude plus élevée pour que leurs produits d'intermodulation du troisième ordre puissent atteindre le niveau plus élevé du *Reference Level* de -97 dBm que celui du niveau du *MDS*.

On remarquera aussi que les résultats calculés pour les valeurs d'IP3 sont différentes en fonction des différents *Reference Level*. Ceci est tout aussi normal car il y a une explication géométrique simple à ce propos. Nous avons parlé du prolongement des droites de pente +1 et +3 pour arriver au point d'interception IP3. Tout cela est théorique car la partie « linéaire » de l'amplificateur avant d'atteindre le point de compression de 1 dB, cette partie n'est pas si linéaire que cela dans le monde réel. Dans la réalité, nous aurions dû tracer une droite tangente au point de la courbe de réponse de l'amplificateur là où l'on a déterminé la puissance du signal *Reference Level*. Il y a donc deux points différents sur la courbe de réponse de l'ampli pour un *Reference Level* équivalent à celui du *MDS* ou bien d'un niveau de -97 dBm (S5). Si l'on trace les tangentes en ces deux points différents, on aura des droites de pentes différentes et qui seront de valeurs proches d'une pente +1. Il en est de même avec la courbe de réponse du taux d'harmonique 3. Pour des valeurs différentes de *Reference Level*, on aura des produits d'intermodulation du troisième ordre dont les valeurs d'amplitude seront aussi placées sur des points différents de cette courbe de réponse. Les droites tangentes à ces points auront des pentes légèrement différentes et de valeurs proches d'une pente +3, voir figure 33.

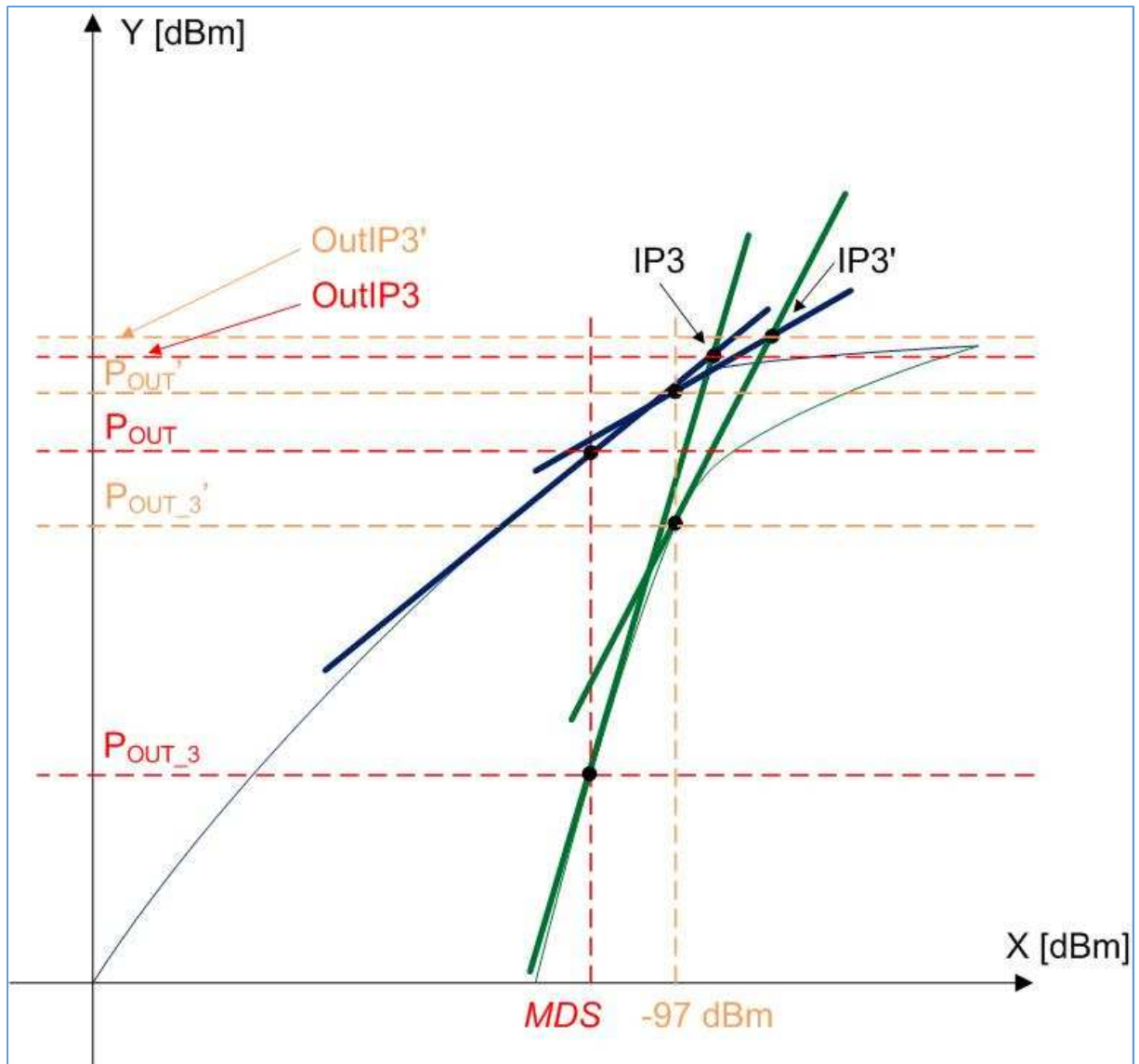


Fig. 33 : Selon le niveau du *Reference Level* (*MDS* ou -97 dBm), les points de fonctionnement sur l'amplificateur sont différents et les droites de prolongement pour construire le point d'interception *IP3* deviennent des tangentes dont les pentes sont légèrement différentes de $+1$ et de $+3$. Ceci a pour conséquence que les valeurs calculées pour des *IP3* à des *Reference Level* différents peuvent avoir des légers écarts de valeurs entre eux (*OutIP3* et *OutIP3'*). On remarquera aussi la différence entre les niveaux des *IMD3 Input Level* pour provoquer une intermodulation du troisième ordre d'un niveau équivalent à celui des différents *Reference Level*. Graphisme ON4IJ.

Ce qu'il faut retenir, c'est que plus la valeur de *OutIP3* (*IP3*) est élevée et plus l'amplificateur ou le récepteur sous test a un comportement linéaire et donc moins sujet à des phénomènes d'intermodulation du troisième ordre.

Remarques sur le calcul de la valeur IP3 au niveau d'un *Reference Level* de 0 dBm :

Lorsque le signal du générateur HF 3 (voir figure 27) applique un signal très fort (*Reference Level* d'une valeur de 0 dBm) nous avons une situation différente de celle que nous avons observée pour les *Reference Level* équivalent au *MDS* (sensibilité du récepteur) ou d'un niveau de -97 dBm (S5). En effet, ce n'est plus forcément les signaux F1 et F2 qui produisent de l'intermodulation dans le récepteur, mais c'est plutôt le signal fort F3 qui produit de l'intermodulation du troisième ordre avec un des deux signaux F1 ou F2. On remarquera dans le tableau de la figure 29 que les niveaux *IMD3 Input Level* sont plus faibles lors des tests à un *Reference Level* de 0 dBm que ceux réalisés aux deux autres niveaux. Ainsi la formule du calcul de l'IP3 se renverse entre les deux termes d'appellations *IMD3 Input Level* et *Reference Level*, autrement dit entre P_{OUT} et P_{OUT_3} : l'un devient l'autre et l'autre devient l'un. Comme le terme de la différence de la formule du calcul de l'IP3, c'est-à-dire P_{OUT_3} (*Reference Level*), devient P_{OUT} (*IMD3 Input Level*) et que ce dernier prend la valeur de 0 dBm, le terme $(3 \times P_{OUT})/2$ s'annule et il ne reste plus que le terme $P_{OUT_3}/2$. Comme la différence de la formule est inversée, on prendra pour une raison mathématique la valeur absolue du terme $P_{OUT_3}/2$. Pour un *Reference Level* de 0 dBm, on arrive ainsi à la formule simplifiée suivante pour le calcul de l'IP3 :

$$IP3 = \frac{|IMD3 \text{ Input Level}|}{2} \text{ pour Reference Level} = 0 \text{ dBm (signal très fort)}$$

Cette autre formule est utilisée par l'ARRL Lab pour un *Reference Level* de 0 dBm.

Voyez-vous que le fait de comprendre ce qui se passe au sens physique dans la réalité des choses de la radiofréquence permet d'expliquer un raisonnement mathématique simple.

2.6. Gamme dynamique de distorsion du second ordre et point d'interception IP2 :

De quel phénomène s'agit-il en pratique ?

Une intermodulation du second ordre est tout simplement un faux signal qui intervient sur une fréquence F1 - F2, F2 - F1 ou, ce qui est le plus souvent le cas, sur F1 + F2. En pratique, lorsqu'un OM a un QTH qui est situé dans le voisinage de stations de radiodiffusion AM en ondes courtes, cet OM peut recevoir clairement une station de radiodiffusion émettant une fréquence F1 de l'ordre de 6 MHz et une autre station sur une autre fréquence F2 de l'ordre de 15 MHz. Dans ce cas de figure qui arrive souvent en Europe, cet OM recevra un signal sur une fréquence de F1 + F2, c'est-à-dire de l'ordre de 21 MHz (6 MHz + 15 MHz = 21 MHz) où il recevra un mélange des deux stations qui ressemblera à un fouillis, et cela en pleine bande des 15 mètres.

Comment simuler deux stations de radiodiffusion AM ?

Le *Setup* de mesure sera le même que celui qui a servi pour la mesure de la gamme dynamique de distorsion du troisième ordre sauf que les deux fréquences F1 et F2 seront largement espacées pour simuler les deux stations de radiodiffusion.

Procédure pour les mesures de l'intermodulation du second ordre :

Dans son protocole de mesure, l'ARRL Lab a choisi les fréquences $F1 = 6,000$ MHz et $F2 = 8,020$ MHz de telle sorte que $F1 + F2 = 14,020$ MHz. D'autres fréquences sont choisies en fonction des différentes bandes ondes courtes ou bandes VHF et UHF à tester sur différents modèles de *transceivers*.

Les mesures d'intermodulation du second ordre sont effectuées avec un Reference Level de **-97 dBm** (S5) et avec les préamplis désactivés au récepteur.

Pour retrouver la formulation mathématique du calcul de l'IP2, on suit le même raisonnement géométrique qui a été établi plus haut pour l'IP3, mais cette fois, on a une pente de la droite de la distorsion du deuxième ordre qui a une valeur +2.

$$IP2 = 2 \cdot (\text{IMD2 Input Level}) - \text{Reference Level}$$

Les atténuateurs par pas de 10 dB et 1 dB sont réglés de façon à obtenir une intermodulation du second ordre $F1 + F2$ qui équivaut le niveau du *Reference Level* de -97 dBm. Le niveau de $F1$ et de $F2$ appliqués à l'entrée HF du récepteur sont appelés *IMD2 Input Level*.

Exemple : soit un *IMD2 Input Level* de -5 dBm pour $F1$ et $F2$, avec un *Reference Level* de -97 dBm on aura :

$$IP2 = 2 \cdot (-5 \text{ dBm}) - (-97 \text{ dBm}) = +87 \text{ dBm}$$

Conseils pour le choix d'un *transceiver* au point de vue IP2 :

Au plus le IP2 est de valeur élevée et au mieux c'est. L'ARRL Lab et Bob Allison, W1GCM considèrent qu'un IP2 de +30 dBm est pauvre, un IP2 de +50 dBm est médiocre, un IP2 de +60 dBm est satisfaisant et un IP2 de +70 dBm est excellent. Ceci constitue donc des valeurs repères bien précieuses.

Lorsqu'un OM expérimente l'effet d'une intermodulation du second ordre par une sorte de fouillis de radiodiffusion, il est conseillé de désactiver le préampli du récepteur et éventuellement de mettre en service l'atténuateur de celui-ci.

Voici un exemple de mesures relevées par l'ARRL Lab sur un *tranceiver* type :

Point d'interception du second ordre IP2 ; <i>Reference Level</i> -97 dBm			
Bande passante de 500 Hz avec <i>Roofing Filter</i> de 600 Hz activé			
Fréquence	Préamplis <i>Off</i>	Préampli 1	Préampli 2
14 MHz	+87 dBm	+75 dBm	+75 dBm
50 MHz	+89 dBm	+75 dBm	+75 dBm

Fig. 34 : Calcul du point d'interception du second ordre IP2 d'un *tranceiver* type. Source : « *Amateur Radio Transceiver Performance Testing* », Bob Allison, WB1GCM, ARRL 2013, ISBN 978-1-6259 5-008-6.

2.7. Moyenne fréquence (fréq. intermédiaire) et réjection de la fréquence image :

Tous les radioamateurs « ON » de Belgique qui ont passé leur examen à l'IBPT (Institut Belge des Postes et des Télécommunications) connaissent le principe du changement de fréquence. Grâce à un oscillateur local, on arrive à effectuer une conversion de fréquence soit par battement supérieur, soit par battement inférieur. Nous avons tous appris que la moyenne fréquence est issue de la différence entre celle de l'entrée HF d'un récepteur et celle de l'oscillateur local donnant lieu à une fréquence de battement : la moyenne fréquence ou fréquence intermédiaire. Cette même fréquence de battement peut tout aussi bien avoir lieu par battement supérieur ou inférieur. Prenons un exemple d'une fréquence intermédiaire de 455 kHz et une fréquence d'oscillateur local de 28,600 MHz. Nous voudrions, avec un récepteur ainsi constitué, recevoir une station d'une fréquence HF de 28,145 MHz. Pas de problème : $28,600 \text{ MHz} - 455 \text{ kHz} = 28,145 \text{ MHz}$ qui est la fréquence désirée par le changement de fréquence par battement supérieur. Mais que ce passe-t-il si une station émet sur la fréquence de 29,055 MHz ? Nous pouvons avoir une fréquence intermédiaire de $28,600 \text{ MHz} - 29,055 \text{ MHz} = 455 \text{ kHz}$. Il s'agit ici d'un battement inférieur non désiré. La fréquence de 29,055 MHz est donc une fréquence image de la fréquence 28,145 MHz pour une fréquence intermédiaire de 455 kHz. Comme nous ne voulons pas écouter deux stations en même temps : celle sur la fréquence désirée et celle sur la fréquence image, il va falloir utiliser des filtres HF pour rejeter la fréquence image.

Que peut-il arriver si une station puissante émettait sur 455 kHz ? On recevrait cette station sur toute la bande du récepteur quelque-soi l'accord en fréquence de celui-ci. Il faut donc que le récepteur soit capable de rejeter à son entrée HF la fréquence intermédiaire de façon à ce qu'un signal d'une station émettant sur cette fréquence intermédiaire ne puisse pas passer au-travers de l'étage mélangeur du changement de fréquence. On pourrait rétorquer qu'il n'y ait aucune station émettant sur les fréquences intermédiaires standards qui sont utilisées dans la plupart des récepteurs. Détrompez-vous ! Ce qui peut arriver, c'est que lors d'événements médiatiques, plusieurs services utilisent, sur un espace restreint, plusieurs moyens de télécommunication radio : la radio FM, la télévision, les interphonies radio des services médiatiques, les communications des services d'ordre, celles des services de secours et celles des radioamateurs. Au chapitre précédent, nous avons vu ce qu'est l'intermodulation du second et du troisième ordre. On peut donc très bien se retrouver dans une situation où un produit d'intermodulation entre deux fréquences HF arrive pile à une valeur de la moyenne fréquence d'un récepteur.

Ne croyez pas que cela soit surfait car c'est du vécu ! Dans les années 80, lors d'un événement sportif au stade de football de Sclessin près de Liège en Belgique, toutes les interphonies des services de secours ont été sujettes à une intermodulation dont un des produits arrivait pile sur la fréquence intermédiaire de leurs récepteurs. C'est un radioamateur qui, examinant toutes les fréquences des différents services, a pu déterminer l'origine des intermodulations sur une moyenne fréquence standard des récepteurs des services de secours. Depuis cette expérience, il y a un plan de fréquences qui a été particulièrement bien étudié pour éviter à l'avenir ce type de phénomène.

Mesure de la réjection de la fréquence intermédiaire :

Un générateur HF est raccordé à l'entrée HF du récepteur par l'intermédiaire d'atténuateurs par pas de 10 dB et 1 dB. **La fréquence du générateur HF est réglée sur la fréquence intermédiaire du premier changement de fréquence du récepteur.** Un analyseur audio est raccordé à la sortie du récepteur. L'AGC du récepteur est désactivé (*AGC Off*). L'amplitude du signal du générateur HF est augmentée progressivement en réglant les atténuateurs jusqu'à ce qu'un signal soit détecté à la sortie du récepteur et dont le niveau doit être supérieur à **3 dB** par rapport au bruit de fond. Le niveau du signal HF est noté et la réjection de la moyenne fréquence a pour valeur la différence entre le niveau du signal du générateur HF et la sensibilité du récepteur (*MDS*). Par exemple, si nous avons noté une amplitude du signal du générateur HF de -67 dBm et que le *MDS* du récepteur est de -127 dBm, on aura une réjection IF (*Intermediate Frequency*) de -67 dBm - (-127 dBm) = 60 dB. Le *Setup* de mesure est donc le même que celui qui a servi à mesurer la sensibilité du récepteur (voir figure 5), mais cette fois-ci le générateur HF est réglé sur la première moyenne fréquence du récepteur.

Voici un exemple de mesures relevées par l'ARRL Lab sur un *tranceiver* type :

Réjection de la moyenne fréquence (IF : fréquence intermédiaire) Bande passante de 500 Hz avec <i>Roofing Filter</i> de 600 Hz activé	
Fréquence	Réjection IF
10 MHz	60 dB
14 MHz	77 dB
50 MHz	100 dB

Fig. 35 : Mesure de la réjection moyenne fréquence d'un *tranceiver* type. Source : « *Amateur Radio Transceiver Performance Testing* », Bob Allison, WB1GCM, ARRL 2013, ISBN 978-1-6259 5-008-6.

Mesure de la réjection de la fréquence image :

Nous pouvons avoir deux possibilités de fréquence image selon que le changement de fréquence s'effectue par battement supérieur ou par battement inférieur. Tout dépend aussi de la valeur de la moyenne fréquence par rapport à la fréquence HF ; parfois, il ne peut y avoir qu'une seule possibilité de fréquence image.

Fréquence image = fréquence désirée + (2 x moyenne fréquence)

Fréquence image = fréquence désirée - (2 x moyenne fréquence)

Pour la mesure de la réjection de la fréquence image, on procède de la même manière que celle utilisée ci-dessus pour la mesure de la réjection IF, sauf que cette fois-ci la fréquence du générateur HF sera réglée sur celle de la fréquence image. Par exemple, si l'amplitude du générateur HF atteint une valeur de -54 dBm pour obtenir un signal sur la fréquence image de 3 dB au-dessus du niveau du bruit à la sortie du récepteur et que le *MDS* de celui-ci soit de -127 dBm, on aura une réjection de la fréquence image de -54 dBm - (-127 dBm) = 73 dB. Ici, la valeur de -54 dBm représente tout de même un signal de S9 + 19 dB à la fréquence image pour obtenir un signal à la sortie du récepteur de 3 dB au-dessus du bruit.

Dans les *transceivers* modernes, il est courant d'obtenir une valeur de réjection de la fréquence image au récepteur de l'ordre de 90 dB. Plus la réjection est grande et mieux c'est.

Voici un exemple de mesures relevées par l'ARRL Lab sur un *transceiver* type :

Réjection de la fréquence image Bande passante de 500 Hz avec <i>Roofing Filter</i> de 600 Hz activé	
Fréquence	Réjection fréquence image
14 MHz	73 dB
50 MHz	70 dB

Fig. 36 : Mesures de la réjection de la fréquence image d'un *transceiver* type. Source : « *Amateur Radio Transceiver Performance Testing* », Bob Allison, WB1GCM, ARRL 2013, ISBN 978-1-6259 5-008-6.

2.8. Modes de modulations AM et FM :

Bien que la CW, la SSB et certains modes numériques soient les modes de modulations privilégiées pour les chasseurs de DX, les modulations AM et FM sont appréciées par les OM qui pratiquent des QSO occasionnellement. Certains amateurs détenteurs d'équipements historiques « vintage » à tubes pratiquent plus régulièrement des QSO en AM pour faire revivre ces types d'équipements. Il existe toutefois aujourd'hui en 2018 plusieurs équipements modernes disponibles à transistors qui sont encore prévus pour utiliser la modulation AM. Le mode de modulation FM analogique est toujours très présent sur de nombreux répéteurs VHF et UHF. Nombreux sont les OM qui pratiquent la FM en ondes courtes sur la partie supérieure de la bande des 10 mètres, sur la bande des 6 mètres, en VHF et en UHF pour des QSO en simplex.

Mesures de la sensibilité : μV ou dBm ?

Pour une réception en AM ou en FM, les OM sont un peu plus habitués à exprimer la sensibilité d'un récepteur en μV .

La conversion de n dBm en μV sur 50Ω s'effectue comme suit :

$$U [\mu\text{V}] = 10^6 \cdot \sqrt{10^{\frac{n}{10}} \cdot 10^{-3} [\text{W}] \cdot 50 [\Omega]}$$

Par exemple, un niveau absolu de -107 dBm donnera une tension de 1 μV sur 50Ω .

La conversion de n μV sur 50Ω en dBm s'effectue comme suit :

$$P [\text{dBm}] = 10 \log \left(\frac{\left(n [\mu\text{V}] \cdot 10^{-6} \right)^2 / 50 [\Omega]}{10^{-3} [\text{W}]} \right)$$

Vous pouvez trouver une table de conversion ici :

<http://wera.cen.uni-hamburg.de/DBM.shtml>

Filtres de la moyenne fréquence d'un récepteur en AM et en FM :

Les filtres de la chaîne moyenne fréquence sont ajustés en fonction de la bande nécessaire occupée par le type de modulation pour que celle-ci soit détectée de manière intelligible. Les récepteurs des *transceivers* modernes sont équipés de filtres sur la chaîne moyenne fréquence de plusieurs largeurs de bande de fréquences. Ces filtres sont souvent activés automatiquement en fonction du type de modulation que l'on veut recevoir. Des filtres supplémentaires peuvent être activés comme par exemple un *Roofing Filter* d'une largeur de bande de 15 kHz pour la réception en AM. Ainsi, il est usuel d'avoir recours à un filtre moyenne fréquence d'une largeur de bande de 6 kHz pour la réception en AM et à d'utiliser un filtre d'une largeur de bande de 15 kHz pour la réception en FM.

Mesure de la sensibilité d'un récepteur AM :

La mesure de la sensibilité d'un récepteur AM s'effectue avec le **filtre de bande moyenne fréquence de 6 kHz** et un **Roofing filter de 15 kHz** au récepteur. Pour mesurer cette sensibilité, il faut définir un rapport signal + bruit sur bruit, noté S+N/N du signal qui est détecté à la sortie du récepteur. Ce rapport S+N/N est exprimé soit en dB, soit en %. Pour les mesures de sensibilité en AM, le protocole de mesure de l'ARRL Lab préconise un **rapport S+N/N de 10 dB**, ce qui correspond à **31,62 %**. Attention, il s'agit d'un rapport de tension du signal et de tension du niveau de bruit.

Voici comment convertir un rapport de tensions S+N/N de % en dB :

$$S + N / N \text{ [dB]} = 20 \log \left(\frac{100}{S + N / N \text{ [%]}} \right)$$

Voici comment convertir un rapport de tensions S+N/N de dB en % :

$$S + N / N \text{ [%]} = \frac{100}{10^{\left(\frac{S+N/N \text{ [dB]}}{20} \right)}}$$

Un générateur HF est raccordé à l'entrée HF du récepteur et un analyseur audio distorsiomètre paramétré en mesure du rapport S+N/N est raccordé à la sortie audio du récepteur. Le générateur HF est réglé sur la fréquence d'accord HF du récepteur. Le générateur HF est modulé en amplitude (AM) avec une **profondeur de modulation de 30 %** et avec une **fréquence modulante standard de 1 kHz**. Le Setup de mesure est le même que celui qui a été décrit à la figure 5. Le niveau d'amplitude de la sortie du générateur HF est paramétré en unité μV de façon à exprimer la sensibilité AM dans cette même unité. La profondeur de modulation peut être mesurée avec précision comme nous l'avons déjà décrit dans l'article « Analyseur de spectre et radioamateurs » disponible sur ON5VL.org.

$$E_C \text{ [dB]} - E_{SB} \text{ [dB]} = 20 \log \left(\frac{m \text{ [%]}}{2} \right) = 20 \log \left(\frac{30}{2} \right) = 23,52 \text{ [dB]}$$

Voici un exemple de mesures relevées par l'ARRL Lab sur un *transceiver* type :

Sensibilité AM pour 10 dB S+N/N, $f_{\text{mod}} = 1$ kHz, profondeur de modulation 30 % Bande passante de 6 kHz avec <i>Roofing Filter</i> de 15 kHz activé		
Fréquence	Préamplis <i>Off</i>	Préampli 2
1,0 MHz	2,60 μV	-
3,8 MHz	-	0,55 μV
50 MHz	-	0,56 μV

Fig. 37 : Mesures de la sensibilité AM d'un *transceiver* type. Source : « *Amateur Radio Transceiver Performance Testing* », Bob Allison, WB1GCM, ARRL 2013, ISBN 978-1-6259 5-008-6.

Mesure de la sensibilité d'un récepteur FM :

La mesure de la sensibilité en FM s'effectue avec un **filtre de bande moyenne fréquence de 15 kHz**. Pour mesurer cette sensibilité, il faut définir un rapport signal + bruit et distorsion sur bruit et distorsion appelé rapport SINAD (*Signal Noise And Distortion*) du signal qui est détecté à la sortie du récepteur. Ce type de mesure s'effectue avec un **SINAD-mètre** ou avec un analyseur audio en paramétrant cet appareil sur la mesure SINAD. Pour les mesures de sensibilité en FM, le protocole de mesure de l'ARRL Lab préconise un rapport **SINAD de 12 dB**. Le générateur HF raccordé à l'entrée HF du récepteur FM est paramétré sur une **modulation FM d'une déviation de 3 kHz** et avec une **fréquence modulante standard de 1 kHz**.

Le *Setup* de mesure est toujours celui qui a été décrit à la figure 5. Le niveau de l'amplitude du générateur HF est augmenté jusqu'à ce qu'on obtienne un rapport SINAD de 12 dB mesuré au SINAD-mètre.

Voici un exemple de mesures relevées par l'ARRL Lab sur un *transceiver* type :

Sensibilité FM pour 12 dB SINAD, $f_{\text{mod}} = 1$ kHz, déviation FM de 3 kHz Bande passante de 15 kHz		
Fréquence	Préamplis <i>Off</i>	Préampli 2
29 MHz	-	0,23 μV
52 MHz	-	0,21 μV

Fig. 38 : Mesures de la sensibilité FM d'un *transceiver* type. Source : « *Amateur Radio Transceiver Performance Testing* », Bob Allison, WB1GCM, ARRL 2013, ISBN 978-1-6259 5-008-6.

Remarque sur la mesure de la sensibilité FM :

Nous avons vu ci-dessus que la mesure de sensibilité FM s'effectue pour un rapport SINAD de 12 dB. Il s'agit d'une mesure avec un analyseur audio paramétrée sur une large bande (sans filtre). En général, une mesure de sensibilité FM est pondérée par un filtre psophométrique qui est activé à l'analyseur audio. Le filtre psophométrique CCITT P53 est un filtre passe-bande avec une allure de courbe de réponse qui est normée par la CCITT (Comité Consultatif International des Télégraphes et des Téléphones). Il existe aussi des appareils dédiés qui sont équipés de ce type de filtre et qui sont appelés psophomètres. Le filtre psophométrique privilégie la courbe de réponse de l'oreille humaine pour tout ce qui est télécommunications en phonie.

Voici les caractéristiques d'un filtre psophométrique CCITT P53 (actuellement O.41) :

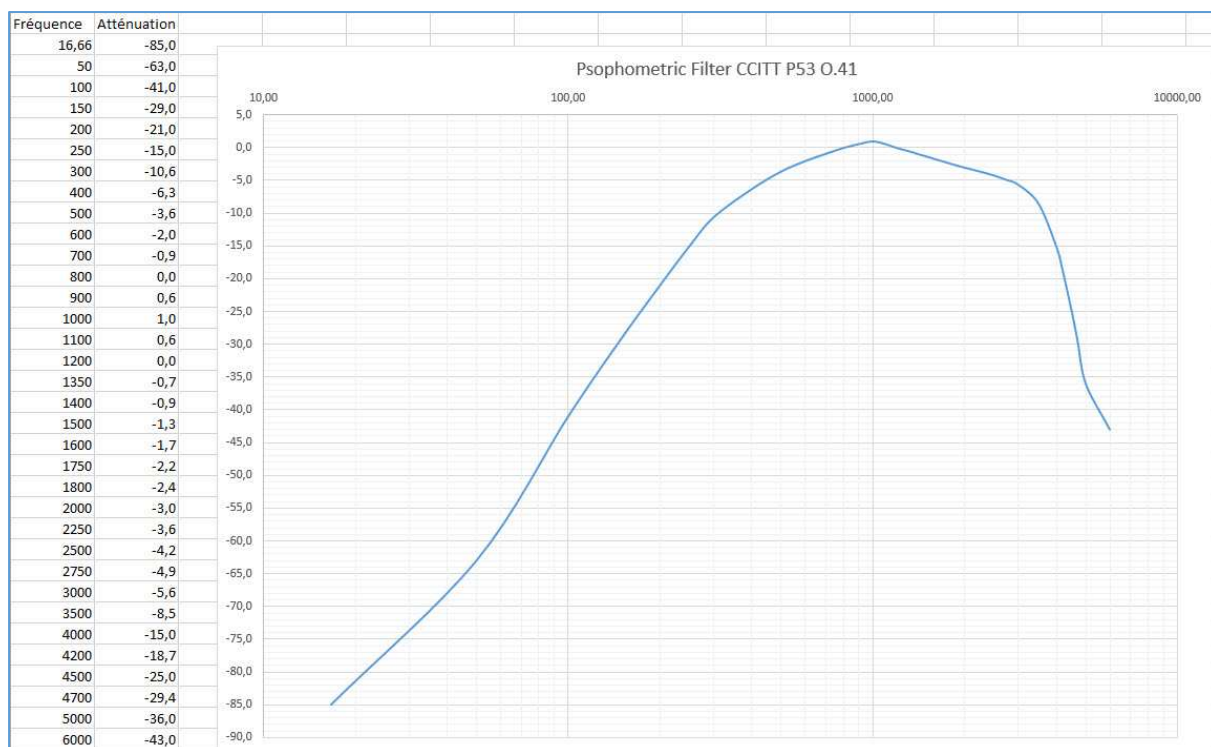


Fig. 39 : Caractéristiques d'un filtre passe bande normé psophométrique CCITT P53 (actuellement O.41) ; en abscisse la fréquence en Hz et en ordonnée l'atténuation en dB. Graphique : ON4IJ.

Apparemment, l'ARRL Lab ne réalise aucune mesure pondérée et n'utilise pas de filtre psophométrique CCITT P53 O.41 avec le SINAD-mètre.

Ceci peut nous étonner car le filtre psophométrique garanti une bande passante normée et reproductible pour n'importe quel SINAD-mètre. En effet, un SINAD-mètre sans filtre à son entrée effectue une mesure à large bande. La notion de large bande est toute relative quand celle-ci n'est pas définie dans le protocole de mesure. Le bruit blanc à large bande qui est superposé sur le signal n'est donc pas mesuré de manière reproductible et cela peut affecter la précision des mesures. La largeur de bande du bruit blanc peut elle-même aussi varier en fonction de la réponse audio du récepteur. Pour s'en convaincre, il suffit d'agir sur le réglage TONE de la sortie audio du récepteur et on constatera une diminution ou une augmentation du bruit blanc. Un filtre psophométrique réduit la bande du bruit blanc toujours de la même manière.

Sélectivité par rapport à un canal FM adjacent :

Le but de ce test est de vérifier à quel niveau de signal une station émettant sur un canal FM voisin (adjacent) vient perturber la réception FM d'une station écoutée sur une fréquence désirée. Pour simuler le signal désiré on va utiliser un premier **générateur HF 1** qui est **modulé en FM avec une déviation de 3 kHz** et une **fréquence modulante de 1 kHz** ; l'amplitude du générateur HF 1 est réglée de façon à obtenir à la sortie du récepteur un rapport **SINAD de 12 dB**. Pour simuler le signal perturbateur, on va utiliser un second **générateur HF 2** qui est **modulé en FM avec une déviation de 3 kHz** et une **fréquence modulante de 400 Hz**. Le niveau d'amplitude du générateur HF 2 est augmenté progressivement jusqu'à ce que le rapport SINAD se dégrade à une valeur de **6 dB SINAD**.

La mesure de sélectivité par rapport à un canal adjacent FM est la différence des niveaux d'amplitudes entre le générateur HF 1 (donnant un rapport de 12 dB SINAD) et le générateur HF 2 (donnant un rapport de 6 dB SINAD). L'ARRL LAB considère qu'une sélectivité au-delà de 70 dB est bonne et qu'une sélectivité de 50 dB (ou moins) est pauvre. Ceci constitue donc des valeurs repères.

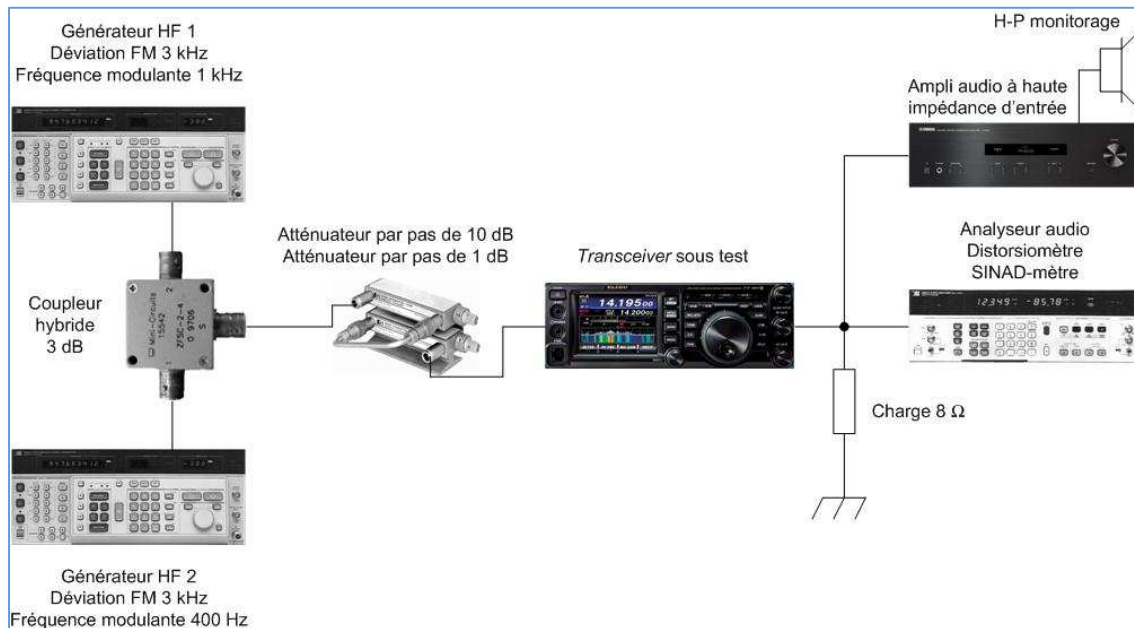


Fig. 40 : Setup de test pour la mesure de sélectivité par rapport à un canal FM adjacent. Graph. : ON4IJ.

Voici un exemple de mesures relevées par l'ARRL Lab sur un *tranceiver* type :

Sélectivité par rapport à un canal FM adjacent, 6 dB SINAD, $f_{\text{mod}} = 1 \text{ kHz}$, déviation FM de 3 kHz, $f_{\text{mod}} = 400 \text{ Hz}$, déviation FM de 3 kHz Bande passante de 15 kHz		
Fréquence	Préamplis <i>Off</i>	Préampli
29 MHz	86 dB	-
52 MHz	82 dB	-

Fig. 41 : Mesures de la sélectivité par rapport à un canal FM adjacent d'un *tranceiver* type. Source : « *Amateur Radio Transceiver Performance Testing* », Bob Allison, WB1GCM, ARRL 2013, ISBN 978-1-6259 5-008-6.

Gamme dynamique FM de distorsion d'intermodulation deux tons du troisième ordre :

Le principe de mesure est le même que celui qui a été expliqué au § 2.4. Toutefois, le *Setup* de test sera constitué comme celui de la figure 40 ci-dessus avec uniquement deux générateurs HF et un seul coupleur hybride. Le récepteur FM sera accordé sur une fréquence désirée et les générateurs HF seront réglés à des écarts de fréquences de **20 kHz et 40 kHz** respectivement par rapport à la fréquence désirée. Ces écarts seront ensuite réglés sur **10 MHz et 20 MHz**. Les écarts choisis seront tout aussi bien positifs que négatifs pour simuler deux canaux adjacents plus haut ou bien plus bas que celui de la fréquence désirée. Le niveau d'amplitude (paramétré en dBm) est augmenté au fur et à mesure jusqu'à ce qu'on obtienne un faux signal donnant un rapport de **12 dB SINAD**. La mesure de la gamme dynamique est établie sur la différence entre le niveau des deux générateurs et celui correspondant à la sensibilité FM du récepteur (exprimée en dBm).

Ces mesures sont particulièrement intéressantes pour tester l'immunité du récepteur vis-à-vis des canaux voisins. Ceci peut tout simplement être le cas pour un OM dont le QTH se situe près de deux répéteurs puissants. Le test à des grands écarts de fréquences (10 MHz et 20 MHz) permet de tester l'immunité du récepteur vis-à-vis d'autres services de télécommunication dont deux émetteurs voisins peuvent se situer sur le même écart de fréquences entre eux ou entre l'un d'eux et la fréquence désirée. Cela peut être le cas vis-à-vis des services de télécommunications d'interphonies radio industrielles, des *paggers* (anciennement les « sémaphones » ou « sémadigits » remplacés en Belgique depuis 1998 par le réseau « ASTRID » : *All-round Semi-cellular Trunking Radio communication system with Integrated Dispatchings*), des services de police, des services des pompiers, des services de secours, ou des télécommunications radio d'un aéroport proche (exemples en Belgique : Bierset, Charleroi, Zaventem), etc.

Voici un exemple de mesures relevées par l'ARRL Lab sur un *transceiver* type :

Gamme FM dynamique de distorsion d'intermodulation deux tons du troisième ordre, 12 dB SINAD, $f_{\text{mod}} = 1$ kHz, dév. FM de 3 kHz, $f_{\text{mod}} = 400$ Hz, dév. FM de 3 kHz Bande passante de 15 kHz		
Fréquence	Écart en fréquence	Préampli 2
29 MHz	20 kHz	86 dB
52 MHz		82 dB
29 MHz	10 MHz	111 dB
52 MHz		105 dB

Fig. 42 : Mesures de la gamme FM dynamique de distorsion d'intermodulation deux tons du troisième ordre d'un *transceiver* type. Source : « *Amateur Radio Transceiver Performance Testing* », Bob Allison, WB1GCM, ARRL 2013, ISBN 978-1-6259 5-008-6.

2.9. Filtres de la moyenne fréquence :

Toute la sélectivité d'un récepteur est fonction de la qualité des filtres de la moyenne fréquence. Ne pas confondre la sélectivité avec la bande passante d'un filtre. Depuis les débuts de la radio il y a eu beaucoup d'améliorations des filtres à moyenne fréquence pour maîtriser leur bande passante étroite et pour maîtriser leur sélectivité. On peut citer les filtres à quartz qui ont considérablement amélioré la réception en CW et en SSB. Avec l'amélioration des récepteurs, on a pu bénéficier de filtres à moyenne fréquence pouvant être commutés en fonction du type de modulation désirée. On trouve ainsi des filtres d'une bande passante de 500 Hz pour la CW, 2,4 kHz pour la SSB et 6 kHz pour l'AM. Les récepteurs modernes sont équipés de plusieurs filtres commutables pour chaque mode, ainsi, il est actuellement possible de commuter un filtre d'une bande passante à l'autre pour un même mode de réception. Les filtres à quartz sont relativement coûteux et représentent un certain investissement dans un *transceiver*.

Depuis quelques années, nous sommes habitués à rencontrer des filtres numériques à base de DSP (*Digital Signal Processing*) dans les appareils radioamateurs. La bande passante de ces filtres peut être réglée à volonté et c'est ainsi que l'on peut atteindre en CW des largeurs de bande aussi étroites que 100 Hz, 50 Hz, ou même 20 Hz.

La dernière amélioration sur les récepteurs consiste à les équiper d'un *Roofing Filter* avant le premier étage de la chaîne moyenne fréquence, juste après le premier mélangeur de fréquences. Ces filtres sont du type à quartz et sont d'une bande particulièrement étroite, par exemple une bande passante de 600 Hz pour la CW.

Les OM qui chassent les DX, ou bien qui réalisent des *contests* où les bandes des radioamateurs sont fort occupées, vont choisir des appareils avec beaucoup d'options de filtres pour pouvoir extirper un seul signal parmi tant d'autres et réaliser leurs QSO.

Roofing Filter :

Comme le nom de ce type de filtre peut le suggérer (roof = toiture), un toit nous abrite de la pluie et un *Roofing Filter* nous abrite des innombrables signaux forts qui sont adjacents au signal désiré. C'est la première ligne de défense juste après le premier mélangeur du récepteur pour obtenir une bande passante étroite avant le premier étage amplificateur de la chaîne de la première moyenne fréquence. Cela évite de surcharger les étages à moyenne fréquence par des signaux forts non désirés. Plus loin dans la chaîne du récepteur, on rencontre des filtres à DSP (en général au niveau de la deuxième moyenne fréquence).

Un *Roofing Filter* d'une bande passante de 3 kHz va contribuer à augmenter les performances de la gamme dynamique d'intermodulation du troisième ordre et celles de la gamme de compression de 1 dB du récepteur (blocage) pour des faibles écarts de fréquences de 5 kHz et de 2 kHz. Ce *Roofing Filter* va aider la réception en SSB, spécialement si le récepteur est raccordé sur une antenne à grand gain. Pour les OM assidus à la CW et aux modes numériques, un *Roofing Filter* d'une bande passante de 1 kHz ou moins (par exemple 600 Hz) contribue à améliorer la gamme dynamique de la distorsion du troisième ordre spécialement pour des faibles écarts de fréquences. Les mesures de l'ARRL Lab confirment ces performances là-où il y a peu de différence entre les mesures sur un écart de 20 kHz et sur un écart de 5 kHz ou de 2 kHz.

Pour un OM qui opère avec un simple dipôle, un *Roofing Filter* n'est pas indispensable car les signaux adjacents ne seront pas assez forts pour dégrader les performances du récepteur. Mais ce filtre sera indispensable si deux OM sont très voisins et opèrent en même temps dans la même bande de fréquences. Certains récepteurs sont équipés d'un *Roofing Filter* d'une largeur de bande de 15 kHz, ce qui est très utile dans les modes AM et FM pour permettre le décodage intelligible de ces modulations dans leur bande d'occupation nécessaire.

Filtres DSP :

Les filtres DSP sont placés en fin de chaîne moyenne fréquence (après le deuxième changement de fréquence). Après la détection, d'autres filtres DSP traitent le signal audio. L'utilisation des filtres DSP est très souple car on peut modifier à volonté leur largeur de bande par pas de 50 Hz ou de 100 Hz sur une grande plage de bande passante. La raideur de pente d'atténuation de ces filtres peut aussi être ajustée, ce qui revient à régler la sélectivité de ces filtres. La bande passante du filtre peut aussi être déplacée en fréquence vers le haut ou vers le bas, ce qui en fait des filtres qui peuvent donc être accordés.

Filtres à quartz moyenne fréquence :

Certains *transceivers* sont équipés de base avec des filtres à quartz moyenne fréquence d'une largeur de bande de 2,4 kHz ou de 2,7 kHz. Ces *transceivers* sont prévus pour recevoir d'autres filtres à quartz qui sont optionnels. Ces filtres que l'on peut installer soi-même en option sont relativement coûteux mais ceux-ci améliorent la sélectivité du récepteur sur les différents modes de démodulation. Les différentes largeurs de bande de ces filtres sont de 1,8 kHz pour la SSB, 500 Hz ou 250 Hz pour la CW et 6 kHz pour la réception en AM. L'utilisateur de ces filtres doit évaluer un compromis entre la largeur de bande du filtre et les restrictions de la qualité audio du signal reçu. En effet, n'oublions pas qu'un mode de modulation occupe une largeur de bande nécessaire et le récepteur doit avoir une largeur de bande utile (fenêtre de réception) pour décoder le signal démodulé d'une manière intelligible afin de respecter l'intégrité du contenu du message audio.

Mesures sur les filtres :

Les mesures de la bande passante de réception (et donc celle qui est issue des filtres à moyenne fréquence) sont exprimées sous l'appellation « réponse IF/audio ». Le but de ces mesures est de vérifier s'il y a une bonne corrélation entre la réponse en fréquence au niveau de la sortie audio du récepteur et la largeur de bande des filtres à moyenne fréquence (IF : fréquence intermédiaire). Les mesures de réponse IF/audio sont effectuées avec les largeurs de bande standards des filtres DSP, c'est-à-dire 500Hz pour la CW, 2,4 kHz pour la SSB et 6 kHz pour l'AM. Si le récepteur est équipé de *Roofing Filters*, ceux-ci sont sélectionnés de manière appropriée en fonction du mode de démodulation du récepteur, c'est-à-dire 600 Hz pour la CW et 3 kHz pour la SSB. Les mesures en SSB sont effectuées tout aussi bien en LSB qu'en USB.

Pour les mesures des filtres en mode CW ou SSB, un générateur HF est raccordé à l'entrée HF du récepteur. Le générateur HF est non modulé (CW) et est réglé à une **amplitude de 1 μ V** sur la fréquence de réception. Ensuite, la fréquence du générateur HF est ajustée tantôt plus haut, tantôt plus bas que la fréquence de réception de façon à déterminer les fréquences audio à la sortie du récepteur pour lesquelles on obtient une **atténuation de -6 dB** de part et d'autre de la fenêtre de réception (bande passante ou fenêtre de réception du récepteur). Les deux fréquences audio déterminant la fenêtre de réception à -6 dB sont mesurées à la sortie du récepteur au moyen d'un fréquencemètre. Pour une réception en AM, le générateur HF est réglé à la fréquence de réception et un générateur BF est raccordé sur l'entrée de modulation externe du générateur HF. La fréquence BF modulante est ajustée de façon à mesurer la bande passante du récepteur là-où le signal s'atténue de -6 dB. La différence entre la fréquence modulante haute et basse est alors multipliée par deux pour donner la bande passante en AM avec l'occupation des deux bandes latérales.

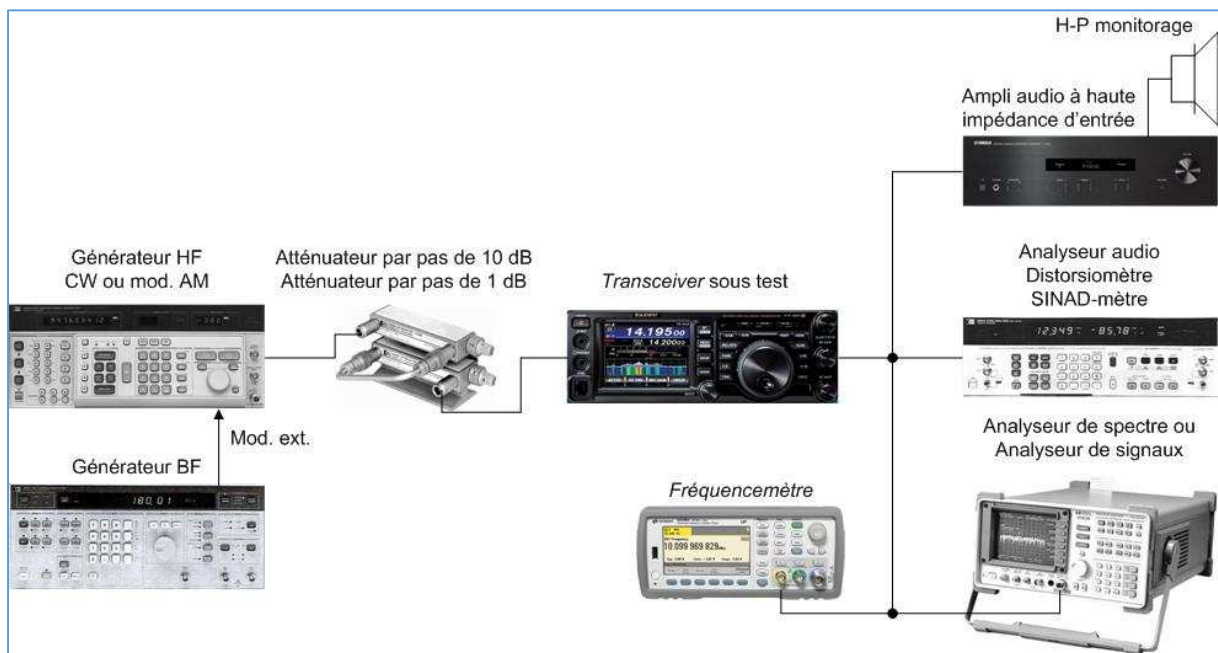


Fig. 43 : Setup de mesure pour déterminer la fenêtre de réception d'un récepteur et donc la bande passante des filtres à moyenne fréquence. Graphisme : ON4IJ.



Fig. 44 : Exemple d'un générateur HF (HP 8622A) modulé en AM par un générateur BF externe (HP 3326A) pouvant servir aux relevés de la bande passante des filtres à moyenne fréquence d'un récepteur sous test en mode AM. Remarque : le générateur BF HP 3326A dispose de deux canaux séparés qui peuvent servir pour des mesures avec deux tons sur des fréquences distinctes. Les deux signaux peuvent être combinés sur la même sortie du générateur BF par l'activation d'une fonction prévue à cet effet. Ce générateur deux tons nous sera utile dans la troisième partie pour les tests d'un émetteur en SSB. Photo : ON4IJ.



Fig. 45 : Exemple d'un fréquence-mètre (Agilent 53230A) pouvant servir aux relevés des fréquences audio à la sortie d'un récepteur sous test. Photo : ON4IJ.

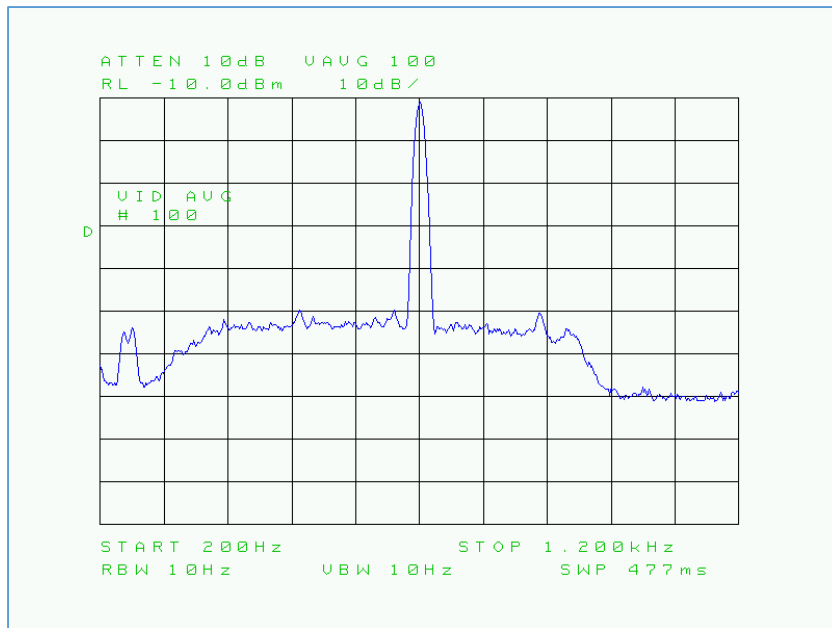


Fig. 46 : Exemple de la mesure de réponse d'un filtre à quartz moyenne fréquence de 500 Hz pour CW (FT-736). La courbe de réponse est relevée à la sortie audio du récepteur. On voit que le BFO (*Beat Frequency Oscillator*) du récepteur donne un *tone* audio de 700 Hz. La fréquence du générateur HF est ajustée plus haut et plus bas afin de mesurer la fenêtre de réception, autrement dit la bande passante du filtre moyenne fréquence. Ici, on peut deviner la bande passante du filtre moyenne fréquence par le bruit de fond qui se situe dans la fenêtre de réception. On peut mieux mesurer la courbe de réponse en effectuant un balayage en fréquence au générateur HF (*Sweep*) et en activant la fonction *Trace Max Hold* de l'analyseur de spectre. Après plusieurs *Sweep*, on voit apparaître la courbe passe-bande (voir figure suivante). Cliché : ON4IJ.

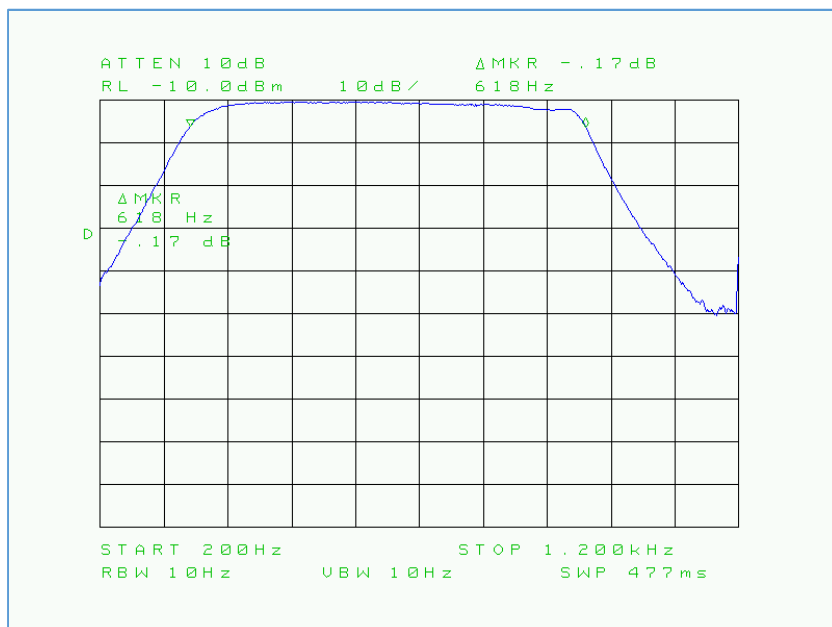


Fig. 47 : Relevé de la courbe d'un filtre à quartz moyenne fréquence d'une largeur de bande de 500 Hz en réception CW et à la sortie audio du récepteur (FT-736). Un balayage au générateur HF et la fonction *Trace Max Hold* de l'analyseur de spectre permettent d'enregistrer la courbe passe-bande du filtre à -6 dB. Ici, la largeur de bande du filtre mesuré est de 618 Hz. Cliché : ON4IJ.

L'ARRL Lab mesure la fréquence haute et la fréquence basse de la courbe de réponse du filtre moyenne fréquence à -6 dB à la sortie audio du récepteur, ce qui donne non seulement la largeur de la bande passante du filtre mais aussi le centrage de celle-ci par rapport à la valeur de la moyenne fréquence du récepteur (la référence du centre de la bande étant un **tone audio de 700 Hz** à la sortie du récepteur, fréquence audio amenée par l'action du BFO du récepteur dans le cas de la CW).

L'ARRL Lab donne aussi une mesure d'une bande passante « équivalente rectangulaire » (*ERBW : Equivalent Rectangular Band Width*), ce qui signifie qu'il s'agit de la largeur de bande d'un filtre qui laisserait passer la même puissance de bruit [que le signal utile] et qui aurait une courbe de réponse idéale en forme de rectangle avec une raideur de pente d'atténuation verticale et une caractéristique de perte d'insertion parfaitement linéaire (droite horizontale).

Un filtre dont la bande passante mesurée donne une tolérance de $\pm 10\%$ est considéré comme acceptable. Un filtre qui a des pentes raides d'atténuation en dehors de la bande passante (bonne sélectivité) sera meilleur qu'un filtre dont les pentes d'atténuation sont moins abruptes (faible sélectivité) ; ceci a des conséquences immédiates sur la sélectivité du récepteur. Un récepteur moins sélectif sera plus sujet aux interférences qu'un récepteur plus sélectif.

Voici un exemple de mesures relevées par l'ARRL Lab sur un *transceiver* type :

Réponse IF/audio à -6 dB (fenêtre de réception)					
Mode	Bande passante nominale	F Low	F High	Bande passante mesurée	Bande passante équiv. rectang.
CW	500 Hz	450 Hz	947 Hz	497 Hz	501 Hz
USB	2,4 kHz	164 Hz	2306 Hz	2142 Hz	-
LSB	2,4 kHz	157 Hz	2295 Hz	2138 Hz	-
AM	6 kHz	79 Hz	2696 Hz	5234 Hz	-

Fig. 48 : Mesures de la réponse IF/audio, c'est-à-dire la bande passante des filtres à moyenne fréquence déterminant la fenêtre de réception d'un *transceiver* type. Source : « *Amateur Radio Transceiver Performance Testing* », Bob Allison, WB1GCM, ARRL 2013, ISBN 978-1-6259 5-008-6.

Filtres éliminateur de bande (Notch Filters) ou filtres réjecteurs :

Un filtre réjecteur atténue les signaux sur une bande très étroite avec un maximum d'atténuation situé sur une seule fréquence (voir figure 49).

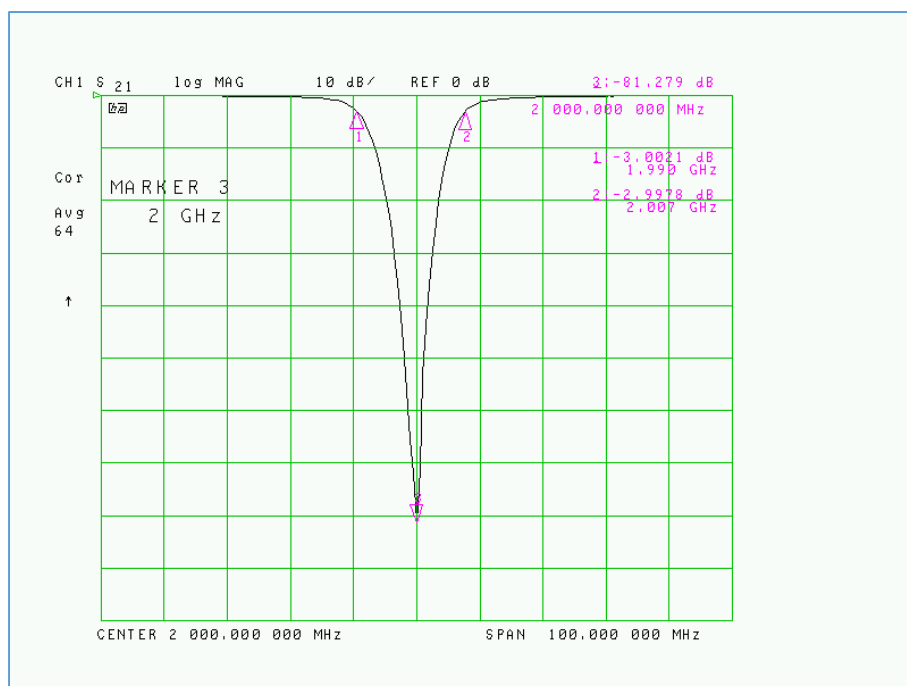


Fig. 49 : Courbe de réponse d'un filtre réjecteur (Notch Filter) relevée sur un analyseur de réseau vectoriel (HP 8753C). Cliché : ON4IJ.

Les filtres réjecteurs sont utilisés au niveau de la chaîne audio d'un récepteur afin d'éliminer des tonalités gênantes qui sont issues de porteuses parasites lors de la réception en SSB. Ces filtres sont en général constitués à base de DSP et la fréquence d'accord du filtre réjecteur est accordée manuellement ou automatiquement par l'activation d'une fonction appropriée au récepteur.

Une tonalité audio peut provenir d'une station dont l'opérateur est occupé à émettre pour procéder aux réglages d'un amplificateur linéaire HF ou d'un *tuner* d'antenne. Sur la bande des 40 mètres, la porteuse parasite peut provenir d'une station de radiodiffusion située au-dessus de 7,2 MHz. Le filtre réjecteur, une fois correctement réglé, élimine ainsi un sifflement gênant.

Mesures de l'atténuation d'un filtre réjecteur :

Les signaux d'égales amplitudes de deux générateurs HF sont combinés par un coupleur hybride et appliqués à l'entrée HF du récepteur (voir figure 50). Les deux générateurs sont réglés avec un **écart en fréquence de 1200 Hz**. Un analyseur de spectre ou un analyseur de signaux est raccordé sur la sortie audio du récepteur afin de visualiser les deux tonalités qui sont issues de l'action du BFO. Les deux tonalités doivent être réglées à la même amplitude. Le filtre réjecteur est activé et réglé sur la tonalité la plus aigüe. En comparant les deux amplitudes audio sur l'analyseur de spectre, on peut mesurer la profondeur d'atténuation amenée par le filtre réjecteur sur la deuxième tonalité. Plus l'atténuation est grande et mieux le filtre réjecteur est efficace.

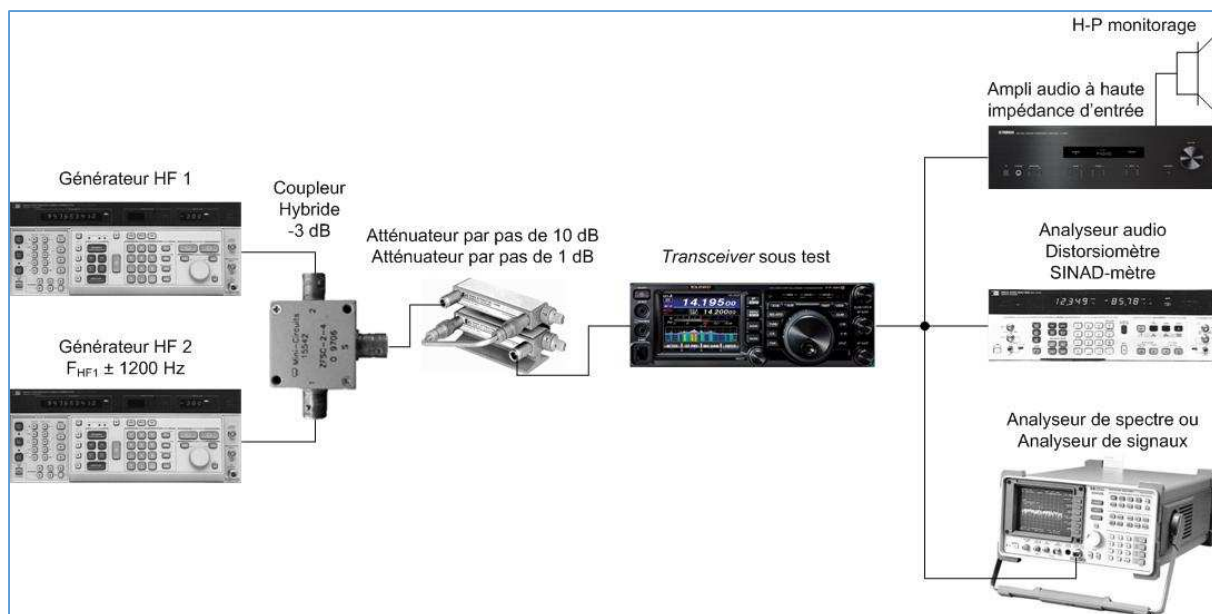


Fig. 50 : Setup de test pour la mesure de l'atténuation du filtre réjecteur d'un récepteur. L'écart en fréquence entre les deux générateurs HF est de 1200 Hz. Graphisme : ON4IJ.

Dans les transceivers modernes, les filtres réjecteurs peuvent éliminer plusieurs tonalités gênantes et leurs accords en fréquences peuvent être pilotés automatiquement par l'activation d'une fonction appropriée. Il y a un temps de réaction entre l'activation de cette fonction et l'accomplissement de l'accord complet des filtres réjecteurs, c'est-à-dire le moment où toutes les tonalités gênantes sont disparues du signal audio. L'ARRL Lab mesure ce temps de réaction appelé *Attack Time*.

Il est à remarquer que cette fonction automatique de mise en service des filtres réjecteurs n'a de sens qu'en réception SSB. En réception CW, il faut évidemment débrayer cette fonction automatique.

Mesure du temps de réponse d'un filtre réjecteur automatique à DSP :

Un générateur HF est raccordé à un commutateur HF à diodes PIN SPDT (*Single Pole Dual Throw* : 1 circuit 2 positions) pour permettre d'appliquer brusquement le signal HF à l'entrée du récepteur. Le commutateur à diodes PIN est piloté par un interrupteur *Start*. Une charge 50Ω est raccordée sur la deuxième voie du commutateur HF. La sortie du commutateur est raccordée à un séparateur de signaux (*Power Splitter*) dont la première sortie est raccordée à l'entrée HF du récepteur par l'intermédiaire d'un atténuateur par pas de 10 dB et de 1 dB. La seconde voie du *Power Splitter* est raccordée à un détecteur HF à diode Schottky de polarité négative pour permettre de transformer le signal HF commuté en niveau DC tout ou rien. Ce signal est raccordé à un premier canal d'un oscilloscope et servira de signal déclencheur (*Trigger*) sur un flanc descendant (*Falling Edge Slope*). L'oscilloscope sera paramétré en balayage unique (*Single Sweep*) qui est déclenché par le signal du premier canal. Le second canal de l'oscilloscope est raccordé à la sortie audio du récepteur. Le temps de réponse du filtre réjecteur est mesuré sur l'oscilloscope entre le flanc descendant du signal du canal 1 et le moment où l'on atteint une atténuation de 50 % du signal appliqué sur le canal 2 (voir figure 51).

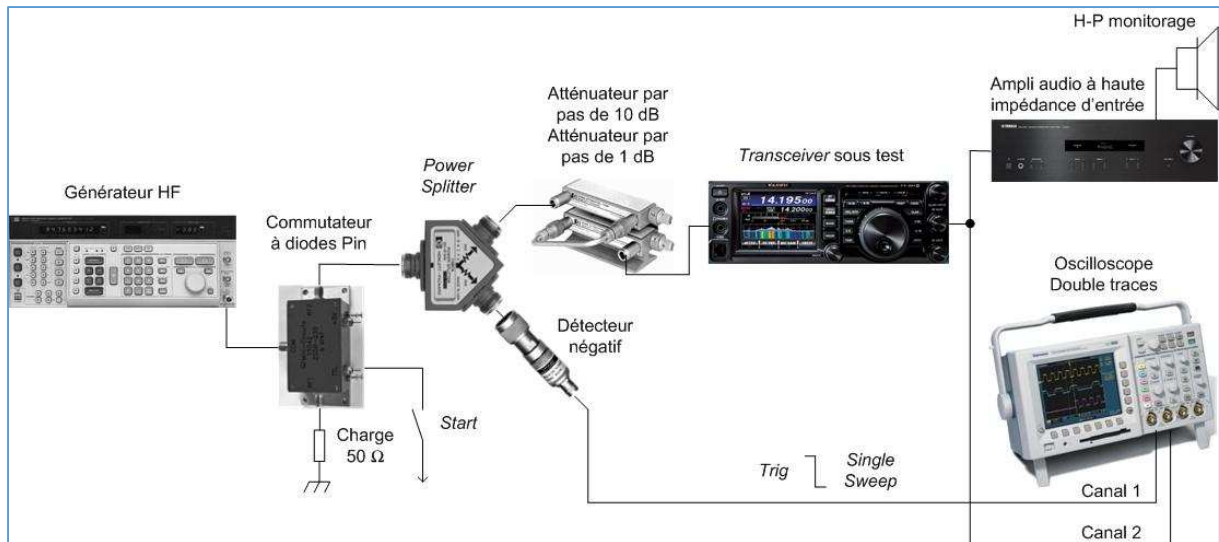


Fig. 51 : *Setup* de test pour la mesure du temps de réponse d'un filtre réjecteur automatique à DSP d'un *transceiver* sous test. Graphisme : ON4IJ.

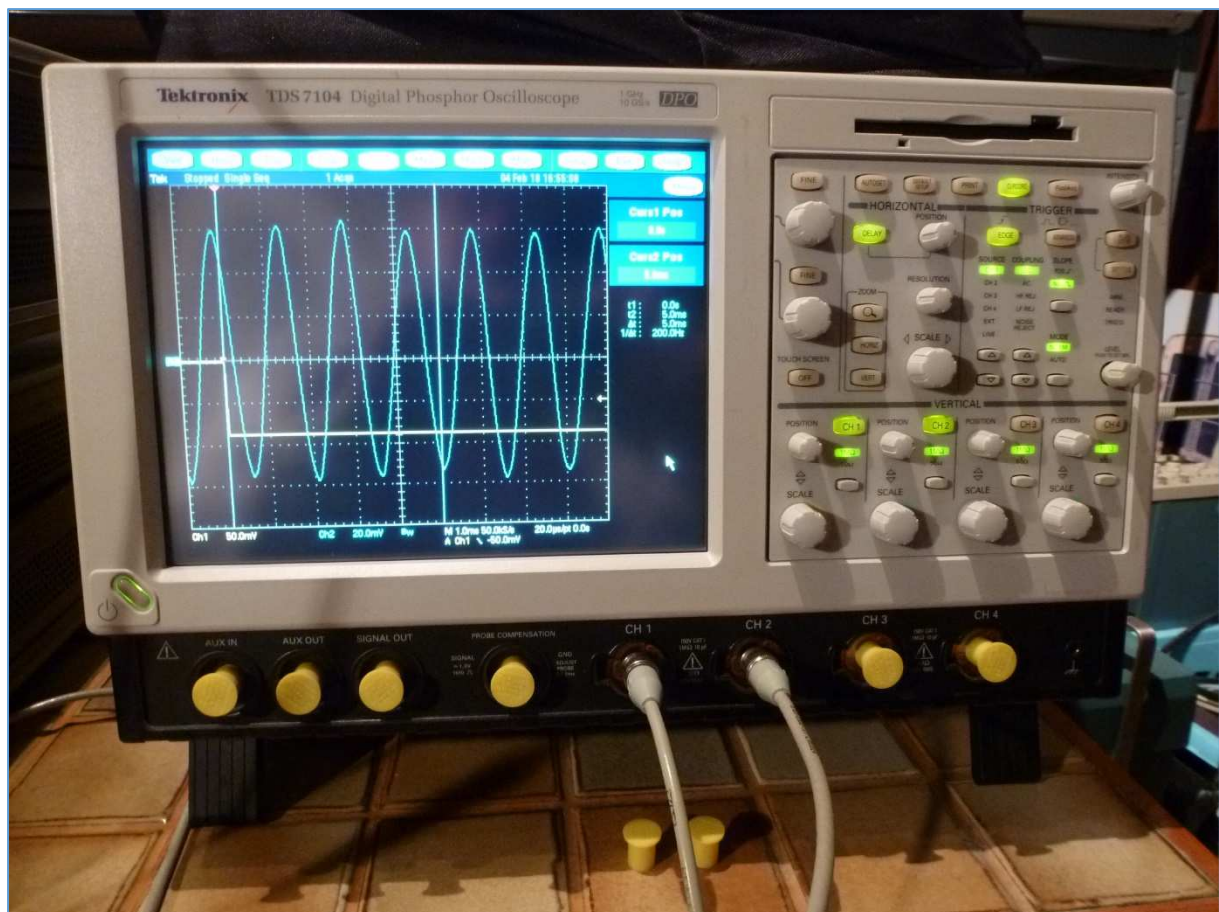


Fig. 52 : Exemple d'un oscilloscope numérique à quatre traces (Tektronix TDS 7104) pouvant servir à la mesure du temps de réponse d'un filtre réjecteur automatique à DSP d'un *transceiver* sous test. Ici, la trace en jaune sur le canal 1 simule l'action d'un flanc descendant pour actionner le déclencheur (*Trigger*) de l'oscilloscope. La sinusoïde de la trace en bleu cyan sur le canal 2 est le signal audio à la sortie du récepteur (ici le filtre réjecteur est désactivé). Deux curseurs de temps sont réglés pour mesurer le temps de réponse du filtre réjecteur automatique du récepteur. Photo : ON4IJ.



Fig. 53 : Exemple d'un séparateur de signaux (*Power Splitter*) (HP 11667A) pouvant servir au setup de test de la figure 51. Photo : ON4IJ.



Fig. 54 : Exemple d'un détecteur HF à diode Schottky à polarité négative (Wiltron 74N50) pouvant servir au *Setup* de test de la figure 51. Photo ON4IJ.



Fig. 55 : Exemple d'un commutateur à diodes PIN (Mini-Circuit ZSDR-230) pouvant servir au *Setup* de test de la figure 51. Source : Ebay electro-mavin.

Voici un exemple de mesures relevées par l'ARRL Lab sur un *transceiver* type :

Atténuation filtre réjecteur à DSP et temps de réponse en automatique		
	Manuel	Automatique
Atténuation	>70 dB	>70 dB
Temps de réponse	-	100 ms

Fig. 56 : Mesures de l'atténuation et du temps de réponse d'un filtre réjecteur à DSP d'un *transceiver* type. Source : « *Amateur Radio Transceiver Performance Testing* », Bob Allison, WB1GCM, ARRL 2013, ISBN 978-1-6259 5-008-6.

2.10. Sortie audio du récepteur :

La qualité du signal audio d'un récepteur a toute son importance car elle doit contribuer à la bonne intelligibilité du message. Ainsi, il y a lieu de mesurer non seulement la puissance de sortie audio qui est primordiale pour les stations mobiles à bord d'un véhicule automobile, mais aussi de mesurer le taux de distorsion harmonique total (*THD*) du signal audio à pleine puissance et à une puissance normale d'écoute. En effet, le taux de distorsion peut devenir élevé et proche de 10 % avec le volume à fond, mais un opérateur règlera ce volume pour une écoute confortable là-où la mesure de distorsion correspond à la réalité de l'utilisation d'un récepteur. Comme il faut définir ce qu'on entend par un volume sonore pour une écoute normale, l'ARRL Lab définit ce niveau par une tension de **1 V_{RMS}** aux bornes du haut-parleur du récepteur.

Un générateur HF est raccordé à l'entrée du récepteur et l'accord en fréquence est réglé pour obtenir une tonalité audio de **1 kHz** à la sortie du récepteur. Le volume audio est ensuite augmenté jusqu'à ce qu'on obtienne le taux de distorsion annoncé par le constructeur. Si celui-ci n'est pas spécifié, le volume est augmenté jusqu'à ce qu'on obtienne un *THD* de 10 %. La puissance audio est alors mesurée dans ces conditions.

Le taux de distorsion mesuré à un niveau d'écoute normal (1 V_{RMS}) a toute son importance lors de longs QSO, des *contests* ou des *Fieldays*. En effet, un taux de distorsion trop élevée, même de quelques pourcents, exerce une certaine fatigue à la longue et il devient parfois difficile de bien copier les messages. Un *THD* de 0,5 % ou inférieur pour un niveau de signal de 1 V_{RMS} est considéré comme bon ; Un *THD* de 1 % à 2 % est médiocre. Le *Setup* de mesure est identique à celui de la figure 5.

Voici un exemple de mesures relevées par l'ARRL Lab sur un *transceiver* type :

Puissance audio et taux de distorsion harmonique totale (<i>THD</i>)		
Puissance ou Niveau du signal	Taux de distorsion	Impédance haut-parleur
2,6 W	3,2 %	4 Ω
1 V _{RMS}	0,4 %	-

Fig. 57 : Mesures de la puissance audio et du taux de distorsion harmonique totale d'un *transceiver* type. Source : « *Amateur Radio Transceiver Performance Testing* », Bob Allison, WB1GCM, ARRL 2013, ISBN 978-1-6259 5-008-6.

2.11. Réduction de bruit :

Pour réduire les parasites radiofréquences, les premiers *transceivers* ont été équipés d'un dispositif supprimeur de bruit (*Noise Blanker*). Ce dispositif est rudimentaire mais peut rendre des services pour des bruits de courtes durées et répétitifs comme par exemple le QRM émis à large bande à partir des moteurs thermiques dont le circuit d'allumage est mal déparasité. Toutefois, ce dispositif est peu efficace contre le QRN.

Actuellement, l'intégration des DSP dans les *transceivers* modernes offre des meilleures possibilités de suppression de bruit. Ces dispositifs sont plus efficaces contre le QRM et le QRN. Ils fonctionnent à partir d'algorithmes mathématiques afin de discriminer les parasites et le message utile.

Mesures sur l'efficacité des dispositifs supprimeurs de bruit à DSP :

Un signal CW d'un générateur HF est combiné par l'intermédiaire d'un coupleur hybride à un signal produit par un générateur de bruit à large bande. Ces signaux combinés sont appliqués à l'entrée HF du récepteur. Un analyseur audio est raccordé à la sortie du récepteur pour mesurer le signal utile combiné au signal de bruit. Le générateur de bruit est alternativement activé et désactivé. La mesure est établie sur la différence entre l'amplitude du signal utile et celle du signal combiné avec la source de bruit.

Les dispositifs supprimeurs de bruit à DSP donnent une réduction de bruit de l'ordre de 10 dB à 20 dB ; une réduction de 30 dB est considérée comme bonne.

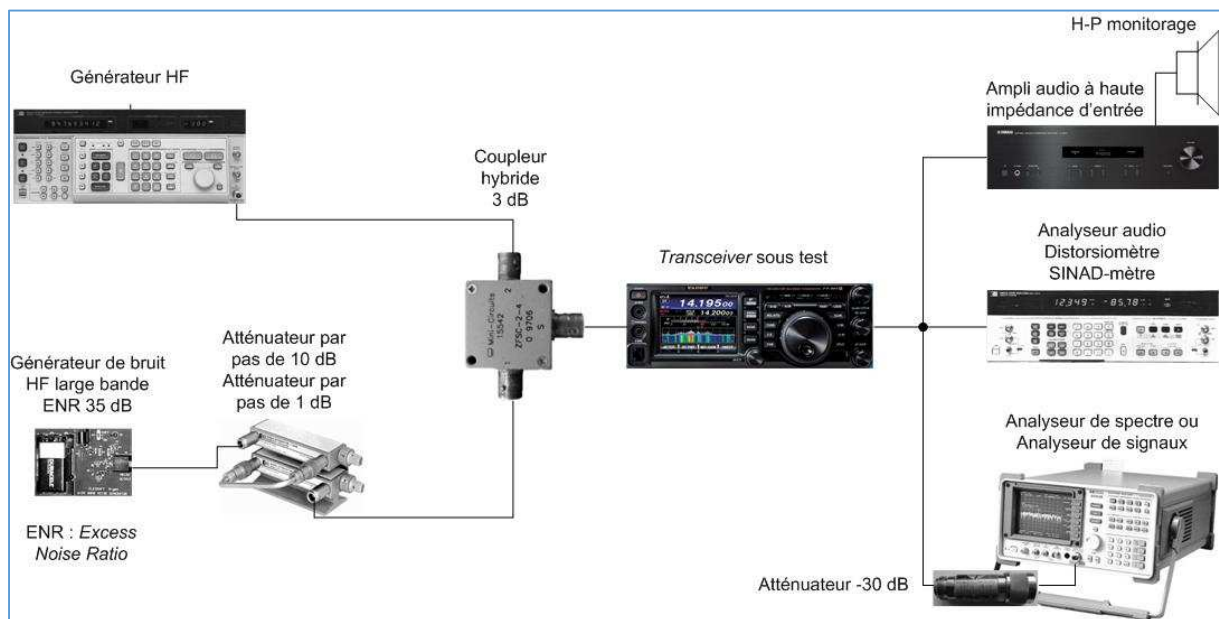


Fig. 58 : *Setup* de test pour la mesure de la réduction de bruit d'un dispositif supprimeur de bruit à base de DSP. Graphisme : ON4IJ.

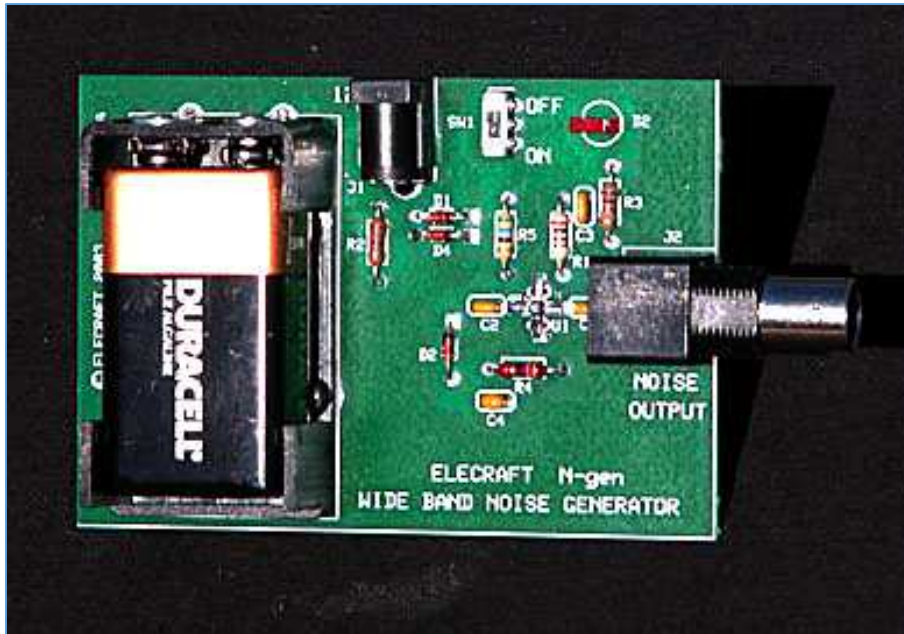


Fig. 59 : Exemple d'un générateur de bruit HF large bande pouvant servir dans le Setup de la figure 58 (Elecraft, N-gen, de 100 kHz à 500 MHz, ENR 35 dB). Source : Elecraft.com, mini module kits.

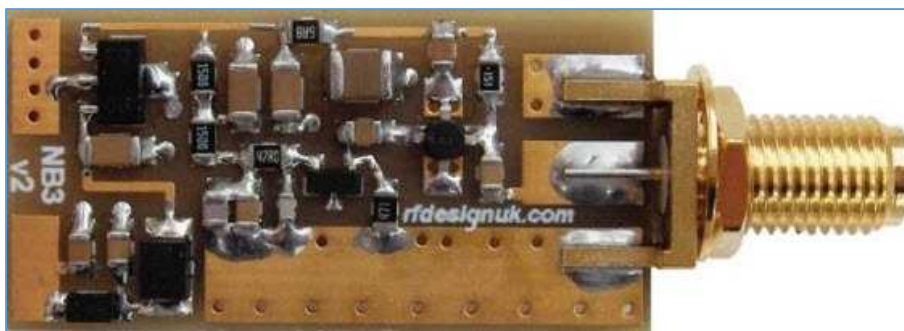


Fig. 60 : Exemple d'un générateur de bruit HF large bande pouvant servir dans le Setup de la figure 58 (G8FEK, BBGen+ de 20 kHz à 6 GHz, ENR 44 dB). Source : G8FEK.com, RF Design UK, Continental Compliance Ltd., 35 Highfield Way, North Ferriby, East Yorkshire, HU14 3BG, UK United Kingdom.

2.12. Mesures complémentaires sur les récepteurs :

Sensibilité du S-mètre :

Tous les récepteurs ont un instrument de mesure qui est le S-mètre afin de donner une indication sur la force des signaux reçus à l'entrée HF du récepteur. Le S-mètre est soit un galvanomètre analogique à aiguille situé sur la face avant de l'appareil, soit il prend la forme d'un graphisme sur l'afficheur LCD (*Liquid Crystal Diode*) du récepteur. Sur certains *transceivers* mobiles, le S-mètre peut parfois se résumer à un simple *bargraphe*.

Il y a lieu de mesurer la sensibilité du S-mètre pour vérifier si un niveau **S9** correspond bien à la force d'un signal standard de **50 µV** sur 50 Ω à l'entrée HF du récepteur, ce qui correspond à une amplitude d'un niveau absolu de **-73 dBm** en HF. La différence de force du signal entre deux graduations du S-mètre correspond à une différence de niveau d'amplitude de **6 dB**.

S	Tension sur 50 Ω	Niveau absolu	Puissance
S1	0,2 µV	-121 dBm	0,8 fW
S2	0,4 µV	-115 dBm	3,2 fW
S3	0,8 µV	-109 dBm	12,6 fW
S4	1,6 µV	-103 dBm	50,1 fW
S5	3,2 µV	-97 dBm	0,2 pW
S6	6,3 µV	-91 dBm	0,8 pW
S7	12,6 µV	-85 dBm	3,2 pW
S8	25 µV	-79 dBm	12,6 pW
S9	50 µV	-73 dBm	50 pW
S9 + 10 dB	158 µV	-63 dBm	0,5 nW
S9 + 20 dB	0,5 mV	-53 dBm	5 nW
S9 + 40 dB	5 mV	-33 dBm	0,5 µW
S9 + 60 dB	50 mV	-13 dBm	50 µW

Fig. 61 : Table de la force des signaux sur un S-mètre exprimés en tension, en niveau absolu et en puissance. Remarque : 1 fW est un femto Watt, soit 10^{-15} W.

La mesure de la sensibilité du S-mètre consiste à vérifier le niveau d'entrée d'un signal HF pour obtenir une déviation de S9 au S-mètre et donc de mesurer si le niveau de ce signal correspond bien au niveau standard de 50 µV, c'est-à-dire -73 dBm.

Un générateur HF est raccordé à l'entrée du récepteur et l'amplitude de ce générateur HF est paramétrée en µV. Cette amplitude est ajustée jusqu'à ce qu'on obtienne une déviation de S9 au S-mètre. Le Setup de mesure est identique à celui qui a déjà été décrit à la figure 5. La mesure est réalisée avec les préamplis désactivés sur le récepteur. Cette même mesure est aussi effectuée avec le préampli 1 ou le préampli 2 activé au récepteur.

La plupart des *tranceivers* donnent une mesure bien inférieure à 50 µV, ce qui fait que leur S-mètre est « optimiste ». Lorsqu'un préampli est activé, on a une remontée de l'indication sur le S-mètre ; cela ne signifie pas que le niveau du signal a augmenté par l'opération du Saint-Esprit à l'entrée HF du récepteur, mais que le constructeur n'a pas prévu de retrancher sur le S-mètre le gain amené par le préampli. Les récepteurs bien conçus ne doivent pas donner de différences sur la mesure au S-mètre en fonction de la désactivation ou de l'activation de leurs préamplis.

Le galvanomètre ou l'afficheur LCD du récepteur dispose de plusieurs échelles de graduations pour servir d'indicateurs du niveau de l'ALC (*Automatic Level Control*), de la puissance de sortie HF de la partie émettrice et aussi du taux d'ondes stationnaires (VSWR : *Voltage Standing Wave Ratio*) présent dans le *Feeder* d'antenne lors de l'émission.

Sensibilité de l'afficheur spectral :

Les *transceivers* modernes qui sont équipés d'un large afficheur LCD couleur offrent la visualisation des signaux présents à l'entrée du récepteur sur une portion du spectre des fréquences d'une gamme d'ondes. Ce type d'affichage du spectre des fréquences est aussi appelé *Panadapter* ou *Spectrum-Scope*. La sensibilité de l'afficheur spectral doit être suffisante pour pouvoir montrer les signaux les plus faibles au-dessus du niveau du bruit situé en bas de l'échelle. Si la sensibilité de l'afficheur n'est pas suffisante, on ne peut visualiser les signaux faibles et donc être inconscient de leur présence dans la bande de fréquences.

La mesure de la sensibilité de l'afficheur spectral consiste à appliquer un signal HF à l'entrée du récepteur et de constater sa visualisation claire sur l'afficheur avec un niveau de **3 dB à 5 dB** au-dessus des pointes de bruit de fond lorsqu'on observe une **portion de bande de 100 kHz** quand ceci est applicable. Le *Setup* de mesure est le même que celui de la figure 5. Il est intéressant, avant de choisir un *transceiver*, de comparer la sensibilité du récepteur (*MDS*) avec celle de l'afficheur spectral. Une différence de 6 dB ou moins entre ces deux sensibilités est considérée comme bonne.

L'affichage spectral peut prendre la forme d'un « *Waterfall* », littéralement « cascade d'eau » où le spectre dans le domaine de la fréquence est représenté en temps réel et au cours du temps par un défilement de traces verticales. La palette de couleurs de ces traces va du bleu vers le rouge en passant par les couleurs de l'arc-en-ciel et représente donc la force des signaux. Cet affichage est efficace car nos yeux sont assez sensibles aux changements de teinte d'une couleur. Ce type d'affichage est relativement sensible car il peut montrer des signaux très faibles du niveau de la sensibilité du récepteur et même des signaux qui se situent en dessous de celle-ci. Ce type d'affichage *Waterfall* est réservé aux *transceivers* qui sont équipés d'un écran de grande taille ou aux équipements SDR qui peuvent généralement afficher le spectre sur un large écran d'ordinateur.

Sensibilité du *Squelch* :

Un réglage du *Squelch* est utilisé en réception des signaux à modulation FM. En l'absence de signaux, la sortie audio du récepteur produit un bruit de fond intense en démodulation FM. Le *Squelch* est un dispositif étouffeur de bruit qui coupe le souffle à la sortie audio du récepteur (*Squelch* signifie « écraser ») en l'absence de signaux HF. Sur certains récepteurs de radiodiffusion FM, ce dispositif est parfois appelé « *Mute* » : en l'absence de signaux, le récepteur est « muet ». Lorsque le récepteur reçoit un signal d'une force suffisante, le *Squelch* « s'ouvre » et laisse passer le signal audio. L'ouverture du *Squelch* s'effectue pour une amplitude déterminée que l'on appelle le seuil d'ouverture (*Threshold*). Le réglage du seuil d'ouverture s'effectue pour un niveau le plus bas possible, c'est-à-dire tout juste au-dessus du niveau du bruit du récepteur, mais ce réglage ne doit pas être situé trop bas sinon on risque d'avoir des artéfacts de déclenchements intempestifs du *Squelch*. Si le réglage est trop haut, on risque de ne pas entendre des stations faibles ou éloignées lorsqu'on est en *Stand-by* et à l'écoute dans l'attente de l'apparition d'une station.

La mesure du seuil de sensibilité du *Squelch* consiste à relever l'amplitude du signal HF qui déclenche l'ouverture du *Squelch*. Celle-ci doit être proche du niveau de sensibilité FM pour **12 dB SINAD** du récepteur. Un générateur HF est réglé sur la fréquence de réception pour obtenir une distorsion audio minimale et est paramétré avec une modulation FM dont la **déviaton est de 3 kHz** et dont la **fréquence modulante est de 1 kHz**. Le générateur est momentanément coupé, le réglage du volume audio du récepteur est réglé à un niveau confortable d'écoute et le *Squelch* est réglé à son niveau optimum pour « écraser » le bruit audio. Le niveau d'amplitude de sortie du générateur HF est ensuite augmenté petit à petit à partir d'une amplitude équivalente ou plus faible que celle de la sensibilité du récepteur. Lorsqu'on a atteint le seuil d'ouverture du *Squelch*, l'amplitude du générateur HF est notée. Le *Setup* de mesure est le même que celui de la figure 5. La sensibilité du *Squelch* est considérée comme bonne si celle-ci se situe à un niveau équivalent à la réception d'un signal à 12 dB SINAD ou très légèrement inférieure.

Voici un exemple de mesures relevées par l'ARRL Lab sur un *transceiver* type :

Sensibilité du S-mètre pour un signal S9			
Fréquence	Préamplis <i>Off</i>	Préampli 1	Préampli 2
14,2 MHz	94,3 μ V	24,8 μ V	9,2 μ V
Sensibilité de l'afficheur spectral			
-	Préamplis <i>Off</i>	Préampli 1	Préampli 2
-	-100 dBm	-113 dBm	-120 dBm
Sensibilité du <i>Squelch</i> FM			
Fréquence	Préamplis <i>Off</i>	Préampli 1	Préampli 2
29 MHz	-	-	0,42 μ V
52 MHz	-	-	0,33 μ V

Fig. 62 : Mesures des sensibilités du S-mètre, de l'afficheur spectral et du *Squelch* FM d'un *transceiver* type. Source : « *Amateur Radio Transceiver Performance Testing* », Bob Allison, WB1GCM, ARRL 2013, ISBN 978-1-6259 5-008-6.

Commande automatique de gain (*Automatic Gain Control*) :

La commande automatique de gain d'un récepteur est un dispositif vital pour pouvoir écouter aussi bien des stations faibles que des stations fortes avec pratiquement le même volume sonore. L'AGC agit en quelque sorte comme un niveleur de volume sonore en sortie du récepteur. Toutefois, le dispositif AGC agit à plusieurs endroits de la chaîne de réception : aussi bien dans la partie HF que dans les parties à moyennes fréquences. La plupart des récepteurs sont équipés d'un réglage de la vitesse de réaction de l'AGC : *Fast*, *Medium* ou *Slow*.

Lors de l'apparition d'un bref parasite, en général lors de QRN, le dispositif AGC réagit et rend momentanément le récepteur plus calme car le gain d'ensemble du récepteur est momentanément réduit. Dès que le parasite a disparu, le récepteur doit absolument retrouver son gain normal adapté à la force du signal de la station écoutée. Pour tester le comportement de l'AGC, on peut utiliser un générateur d'impulsion simulant le parasite et observer ainsi le bon comportement de l'AGC.

3. Tests des performances de la partie émettrice :

Nous avons longuement analysé les performances de la partie réceptrice d'un *transceiver* mais quand est-il de sa partie émettrice ? En effet, n'oublions pas que les signaux que nous émettons doivent arriver jusqu'au haut-parleur du récepteur d'une station qui est à notre écoute. Il y a donc lieu d'analyser les performances de la partie émettrice de notre *transceiver* pour être certain que nos signaux seront reçus avec la meilleure intelligibilité possible.

La pureté spectrale de nos émissions est très importante car nous sommes en tant que radioamateurs des personnes responsables de nos émissions pour ne pas provoquer de QRM sur l'air et pour ne pas gêner d'autres services de télécommunications par des rayonnements non essentiels, parasites, *Spurious* ou harmoniques de notre propre signal d'émission.

La qualité de la modulation de notre émetteur doit être exemplaire dans la largeur de bande strictement nécessaire au type de modulation utilisée afin de ne pas gêner d'autres radioamateurs qui sont à l'écoute d'une station lointaine ou à faibles signaux sur une fréquence adjacente à celle de la porteuse de notre émission. Voici les différentes performances de la partie émettrice qui vont être testées :

- 3.1. Puissance de sortie HF et pureté spectrale ;
- 3.2. Suppression de la porteuse d'émission et de la bande latérale non désirée (SSB) ;
- 3.3. Produits de distorsion d'intermodulation deux tons qui sont transmis en SSB ;
- 3.4. Formes des ondes dans le domaine du temps et qui sont issues de la manipulation d'une clef morse sur un émetteur en CW ;
- 3.5. Bandes latérales HF en CW issues de la modulation OOK (*On Off Keying*) ;
- 3.6. Bruit composite superposé à l'émission (bruit d'amplitude et de phase) ;
- 3.7. Temps de réponse entre la fin de réception et le début de transmission et vice versa.

Voici encore tout un programme !

3.1. Puissance de sortie HF et pureté spectrale

Puissance de sortie HF :

Sur la plupart des *transceivers*, la puissance d'émission peut être réglée depuis un minimum (QRP) jusqu'à un maximum (QRO). Ces deux puissances sont mesurées à l'aide d'un Wattmètre/SWR-mètre qui est parfaitement étalonné et dont la sortie est raccordée sur une puissante charge fictive. À la place d'une charge fictive, on peut avantageusement utiliser un atténuateur de puissance dont l'atténuation est connue avec précision (-30 dB). Un second atténuateur de moyenne puissance et dont l'atténuation est aussi connue avec précision (-20 dB) est placé à la sortie du premier atténuateur de puissance. On obtient alors une atténuation d'ensemble de -50 dB, ce qui ramène la puissance d'émission à un niveau absolu du signal dans une gamme où il est inférieur au niveau maximum toléré par les appareils de mesure tout en gardant une marge confortable de sécurité. Il n'est pas question d'endommager les instruments de mesure d'une façon irréversible ! Si aucun appareil de mesure n'est relié à la sortie des atténuateurs, alors on y raccorde une charge fictive étalon.

Il est conseillé dans l'utilisation d'un analyseur de spectre de ne pas aller s'aventurer avec un signal dont le niveau absolu dépasse 0 dBm, c'est-à-dire 1 mW ; ceci est une valeur repère. Avec une atténuation totale de -50 dB des atténuateurs de puissance en cascade, on peut donc tester des émetteurs allant jusqu'à 100 W de sortie HF : +50 dBm = 100 W. Si l'on devait tester des émetteurs plus puissants, alors il faudrait rajouter un troisième atténuateur de précision de -10 dB et de petite puissance. On a alors une marge de sécurité jusqu'à 1000 W maximum avec une atténuation totale de -60 dB pour avoir en sortie **un signal qui ne dépassera jamais 0 dBm**. Attention car le premier atténuateur doit être prévu pour accepter une très grosse puissance avec une marge de réserve pour une question de sécurité du matériel de mesure.

Pour la mesure de puissance, on peut utiliser un wattmètre/SWR-mètre à coupleur directionnel intégré ou externe qui est placé avant les atténuateurs de puissance. Ce coupleur directionnel doit avoir de bonnes performances de directivité et de linéarité du degré de couplage. Pour vérifier la mesure de puissance HF, on peut raccorder après les atténuateurs de puissance la sonde d'un bolomètre (*Power Meter*) et on tiendra compte de l'atténuation totale amenée par ces atténuateurs. L'atténuation précise des atténuateurs peut être mesurée au moyen d'un analyseur de réseau vectoriel.

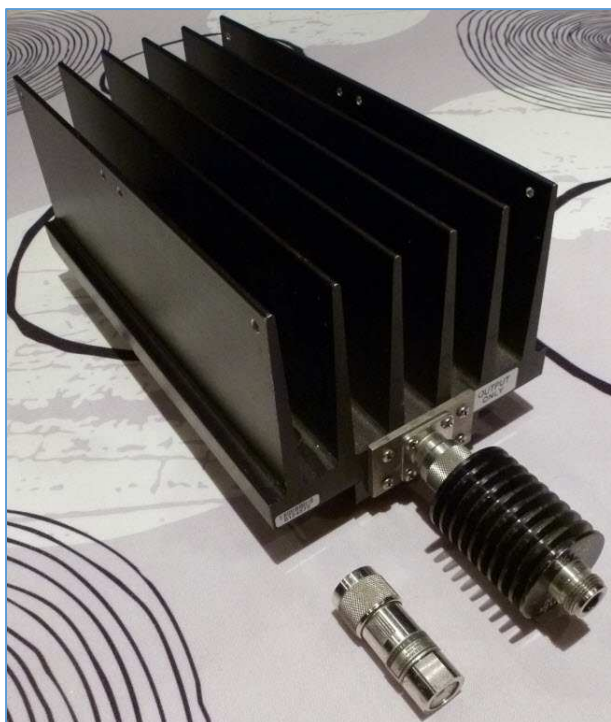


Fig. 63 : Exemple d'atténuateurs de puissance mis en cascade et charge étalon, l'ensemble pour charger la sortie HF d'un émetteur. Le premier atténuateur est d'une puissance de 500 W -30 dB DC-2,4 GHz (Bird 500-WA-FFN-30) et le deuxième d'une puissance de 20 W -20 dB DC-4 GHz (Narda 766-20). À l'avant plan, une charge étalon 50 Ω 0,5 W DC-4 GHz (HP 908A). Photo : ON4IJ.



Fig. 64 : Exemple d'un wattmètre/SWR-mètre (Rohde et Schwarz NAS) pour la mesure de la puissance de sortie HF d'un émetteur. Le coupleur directionnel est externe et peut soit être accolé à l'appareil de mesure, soit être relié par l'intermédiaire d'un câble pour permettre plus de liberté de mouvements lors des raccordements des câbles coaxiaux sur les connecteurs du coupleur directionnel. Sur la droite, un deuxième coupleur pour une autre gamme d'ondes ; à l'avant plan le câble de raccordement entre le coupleur et l'appareil de mesure ; à l'arrière-plan une sacoche pour le transport facile de l'instrument de mesure. Photo : ON4IJ.

Les mesures de puissance de sortie de l'émetteur sont effectuées sur toutes les bandes couvertes par celui-ci. Ces mesures sont effectuées sur tous les modes de modulation de l'émetteur. Pour la modulation SSB, c'est la puissance de crête d'enveloppe du signal qui est mesurée (*PEP Peak Envelope Power*). Pour obtenir la puissance d'émission nominale en SSB, un générateur audio à deux tons est raccordé à l'entrée micro de l'émetteur afin que celui-ci puisse être modulé d'une manière continue, constante et précise. Les deux fréquences audio standards pour une modulation **deux tons** sont **700 Hz et 1900 Hz** ; les deux signaux audio doivent avoir la même amplitude et doivent être parfaitement combinés. Pour les modulations AM et FM, aucun signal de modulation n'est appliqué à l'émetteur : c'est uniquement la puissance de la fréquence porteuse qui est mesurée.



Fig. 65 : Exemple d'un générateur audio à deux canaux pouvant être combinés en interne sur une seule sortie (HP 3326A). Photo : ON4IJ.



Fig. 66 : Affichage de la fréquence de 700 Hz sur le canal A du générateur. Photo : ON4IJ.



Fig. 67 : Affichage de la fréquence de 1900 Hz sur le canal B du générateur. Photo : ON4IJ.



Fig. 68 : Le générateur est paramétré sur la fonction « 2 Tone » et la fonction « *Combined* » est activée. Photo : ON4IJ.

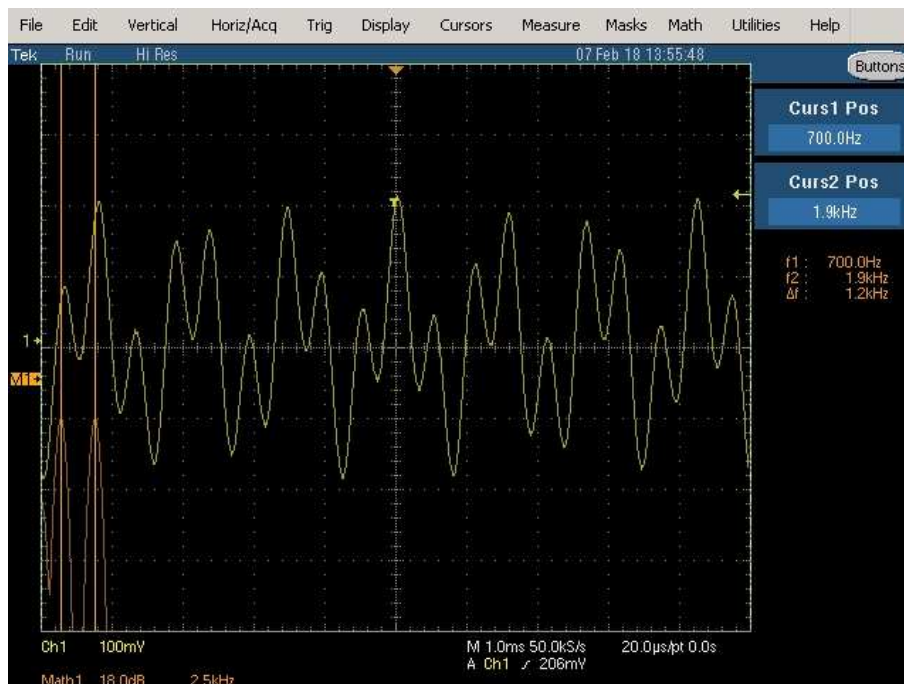


Fig. 69 : Visualisation sur un oscilloscope numérique des deux signaux combinés de 700 Hz et de 1900 Hz à la sortie du générateur deux tons. Une transformée de Fourier à l'oscilloscope permet de vérifier la présence des deux signaux dans le domaine de la fréquence. On peut observer en bas à gauche de l'écran la présence de deux pics et on peut contrôler que les deux tons sont d'égale amplitude. Deux curseurs sont placés sur les deux pics pour contrôler la fréquence des deux signaux. Cliché : ON4IJ.

Remarque sur l'utilisation d'un émetteur à pleine puissance :

La partie émettrice d'un *transceiver* radioamateur est souvent dimensionnée pour un service interrompu d'utilisation et non pas en service continu. En effet, les émissions sont entrecoupées de périodes d'écoute dans les QSO, ce qui laisse le temps aux éléments du PA de se refroidir entre temps. Seul le matériel professionnel destiné à des émissions de radiodiffusion 24 heures sur 24 est dimensionné pour un service continu. Dans les modes de modulations AM, FM et numériques l'émetteur est plus sollicité qu'en modulation SSB car le signal radiofréquence dans ces modes de modulation est à pleine puissance en permanence pendant les périodes d'émission.

Les OM doivent avoir une attention particulière au taux d'utilisation de la partie émettrice de leur *transceiver*, spécialement si celui-ci est utilisé à pleine puissance. Autrement dit, la question critique est l'utilisation de l'émetteur à pleine puissance pour combien de temps. Il est parfois prudent de réduire la puissance d'émission lorsqu'on emploie les modes de modulation où le PA de l'émetteur est le plus sollicité en particulier dans certains modes de modulations numériques où les périodes d'émissions sont particulièrement longues.

Enfin, n'oubliez pas d'utiliser la puissance strictement nécessaire quand vous recevez des stations à signaux forts ou qui sont proches de vous ; ce sera une attitude de fairplay vis-à-vis des autres OM qui sont à l'écoute de signaux faibles sur des fréquences adjacentes.

Pureté spectrale :

Lorsqu'on examine le signal d'une émission radiofréquence dans le domaine de la fréquence sur un analyseur de spectre, on constate que le signal est composé d'une fréquence porteuse (sauf pour la SSB) autour de laquelle le résultat de la modulation occupe une largeur de bande nécessaire au contenu de la modulation. Voir les exemples du spectre des modulations AM, FM, SSB et OOK dans [l'article « Analyseur de spectre et radioamateurs » sur ON5VL.org](#). Ceci constitue les rayonnements essentiels de l'émission radio et idéalement aucun autre rayonnement d'autres signaux ne devrait apparaître. Dans ce cas, nous sommes en présence d'une émission radio d'une pureté spectrale idéale.

Hélas, dans le monde réel, une émission radiofréquence peut comporter d'autres composantes de signaux qui ne sont en rien utiles pour la transmission d'un signal porteur et du contenu de sa modulation. Ces signaux étrangers sont appelés rayonnements non essentiels. Ceux-ci sont répertoriés dans deux catégories : les *Spurious* et les harmoniques. Les *Spurious* sont des signaux non désirés qui se superposent au signal modulé et ceux-ci sont en général immédiatement adjacents à la fréquence porteuse ou à la bande occupée par la modulation. Les harmoniques sont des multiples entiers du fondamental du signal de l'émission : harmonique 2, harmonique 3, etc.

Dans l'absolu, les *Spurious* et les harmoniques sont inévitables mais les rayonnements non essentiels doivent être atténués à un niveau acceptable. Ce niveau acceptable est défini par les normes de télécommunication en matière de pureté spectrale.

Deux documents rédigés en français de l'UIT (Union Internationale des Télécommunications) disponibles sur Internet peuvent vous aider d'une part à comprendre toutes les définitions détaillées relatives au spectre d'une émission radiofréquence et d'autre part à connaître les recommandations en ce qui concerne les rayonnements non essentiels :

- UIT-R SM.328-10 : Spectre et largeur de bande des émissions ;
- UIT-R SM.329-10 : Rayonnements non désirés dans le domaine des rayonnements non essentiels.

D'autres documents peuvent être consultés, comme par exemples les normes de la CEPT (Conférence Européenne des administrations des Postes et des Télécommunications), celles de l'ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*), celles du CCIR (Comité Consultatif International des Radiocommunications), celles du CCITT (Comité Consultatif International des Télégraphes et Téléphones), celles du CISPR (Comité International Spécial des Perturbations Radiofréquences), etc.

Dans les grandes lignes pour une station radioamateur, il y a lieu de retenir que l'atténuation des *Spurious* et des harmoniques doit être au moins de -43 dB dans les bandes de fréquences en dessous de 30 MHz et que celle-ci doit être au moins de -60 dB pour les bandes au-dessus de 30 MHz.

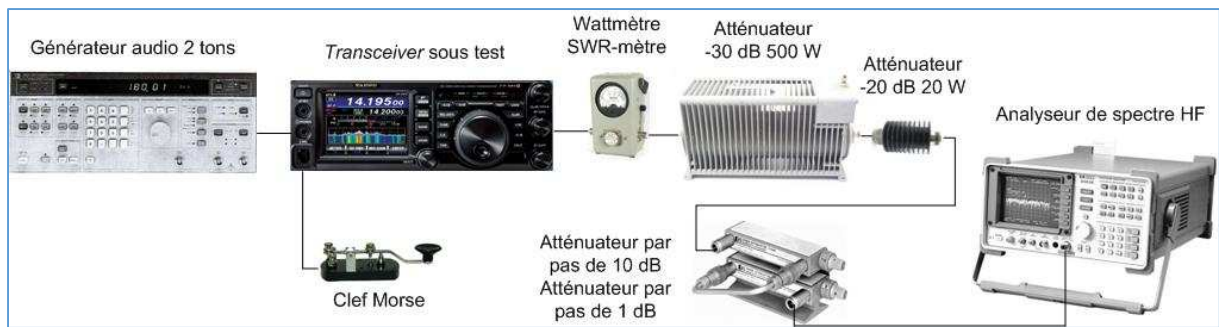


Fig. 70 : *Setup* de test pour la mesure des *Spurious* et des harmoniques. Graphisme : ON4IJ.

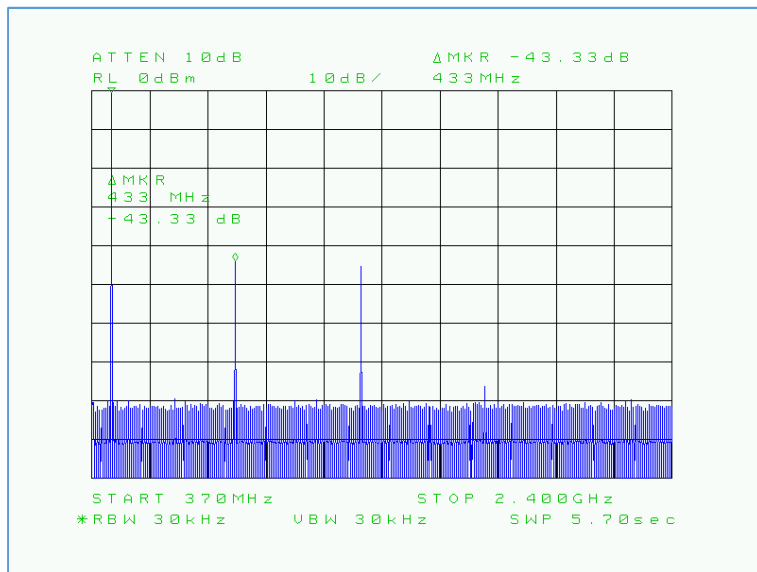


Fig. 71 : Spectre d'émission d'un émetteur UHF dont le fondamental est de 433 MHz. Ici on constate la présence d'un harmonique 2 et 3 trop élevés car l'atténuation par rapport à la fréquence porteuse est seulement de -43,33 dBc alors qu'elle devrait être au moins de -60 dBc. Cliché : ON4IJ.

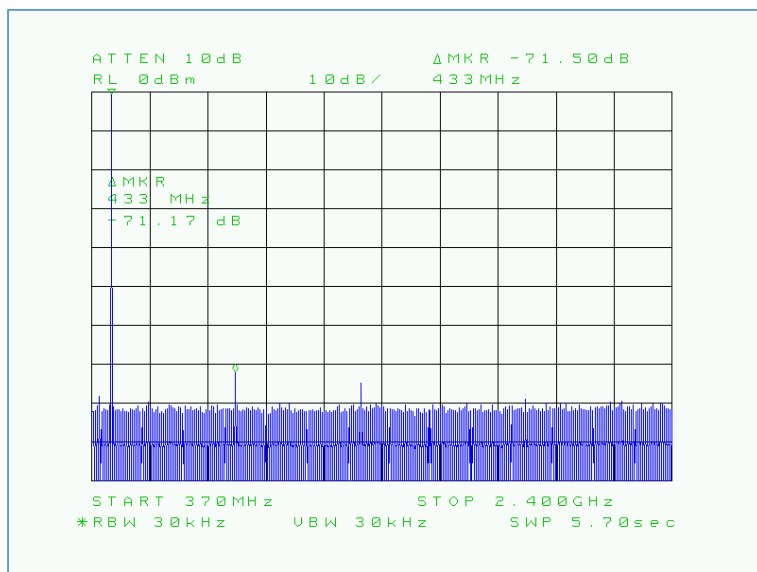


Fig. 72 : Spectre d'émission du même émetteur UHF que celui de la figure 71 mais dont la conception a été corrigée. Cette fois le taux d'harmonique 2 a été amélioré et est maintenant réduit à -71,17 dBc. Le taux de l'harmonique 3 est également réduit à -74 dBc. Cet émetteur est à présent conforme aux normes de pureté spectrale. Cliché ON4IJ.

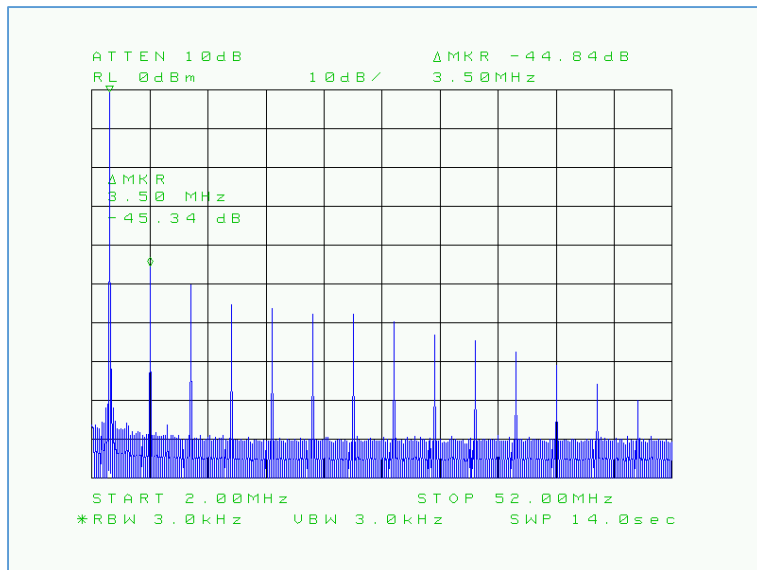


Fig. 73 : Spectre d'émission d'un émetteur ondes courtes sur la bande des 80 mètres dont la qualité au point de vue harmoniques est très discutable. En effet, bien que l'harmonique 2 soit atténuée à -45,34 dBc, ce qui correspond à une conformité à la norme d'atténuation en dessous de 30 MHz de -43 dBc, les harmoniques sont nombreux jusqu'à des rangs élevés (jusqu'au rang 14 !). L'utilisation d'un tel émetteur est à éviter car toutes les harmoniques peuvent gêner d'autres utilisateurs sur les autres bandes décamétriques : celles des 40 m, 20 m, 15 m, 10 m et même sur des bandes d'autres services de télécommunications. Il ne faut pas oublier qu'une porteuse de 100 W correspond à un niveau absolu de +50 dBm et qu'un harmonique 2 atténué à -45 dBc aura dans ce cas un niveau absolu de +5 dBm, ce qui équivaut à une puissance d'harmonique 2 de 3 mW. Si un autre OM se situait à un QTH voisin dans la même rue que l'OM opérant cette station, il recevrait un signal proche d'une force de S9 + 40 dB sur la fréquence de l'harmonique 2. D'autre part, un signal de 3 mW peut correspondre à celui d'une station QRP qui peut, malgré cette faible puissance, être entendue à des milliers de kilomètres. Rappelez-vous que l'on ne peut pas arrêter les ondes radio une fois qu'elles sont sorties d'une antenne d'émission. Cliché : ON4IJ.

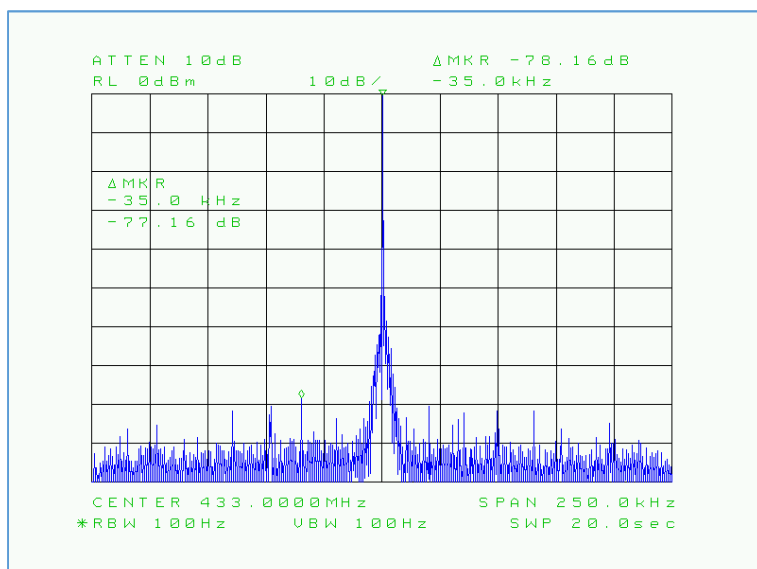


Fig. 74 : Spectre d'émission d'un autre émetteur UHF 433 MHz où l'on visualise les abords immédiats de la porteuse (Span 25 kHz/Div et RBW 100 Hz) pour vérifier la présence des *Spurious*. Ici, les quelques *Spurious* sont très bien atténué : -77,16 dBc à -35 kHz d'écart par rapport à la porteuse. On constate un léger bruit de phase de l'émetteur sur une largeur de bande d'environ 6 kHz à 8 kHz et avec une remontée de ce bruit de phase à environ -60 dBc juste au pied de la porteuse. Cliché ON4IJ.

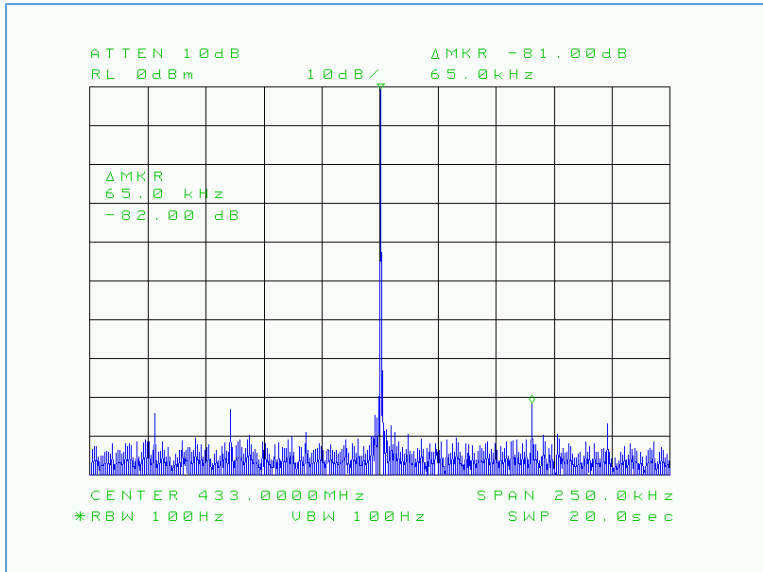


Fig. 75 : Spectre d'émission d'un autre émetteur UHF 433 MHz d'une excellente pureté spectrale. Ici il y a seulement quatre *Spurious* dont le plus important est atténué à -82 dBc à 65 kHz d'écart par rapport à la porteuse. Cet émetteur a d'excellentes caractéristiques au point de vue du bruit de phase à environ -85 dBc juste au pied de la porteuse. Cliché ON4IJ.

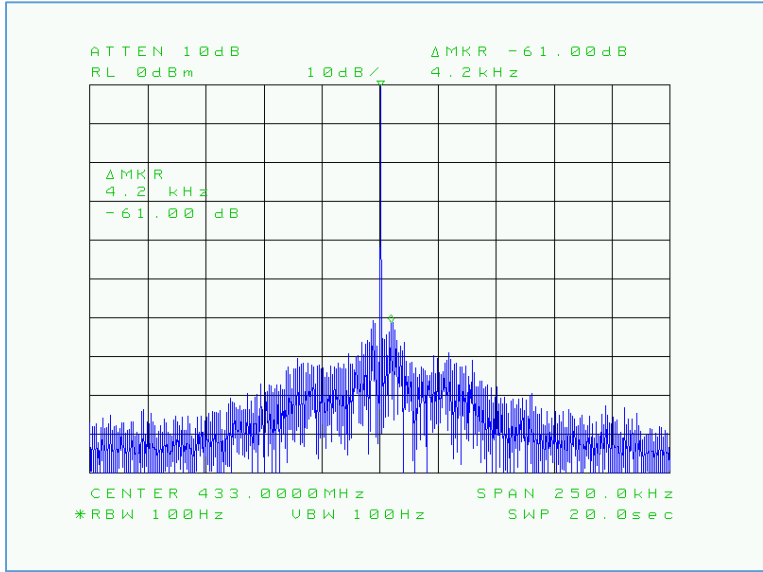


Fig. 76 : Spectre d'émission d'encore un autre émetteur UHF 433 MHz. Deux *Spurious* sont très proches de la porteuse et sont atténué à -61 dBc à 4,2 kHz d'écart par rapport à la porteuse. Ici, ce qui saute aux yeux sur ce relevé spectral, c'est l'important bruit de phase de l'émetteur dont la largeur de bande est très large d'environ 100 kHz. Cliché ON4IJ.

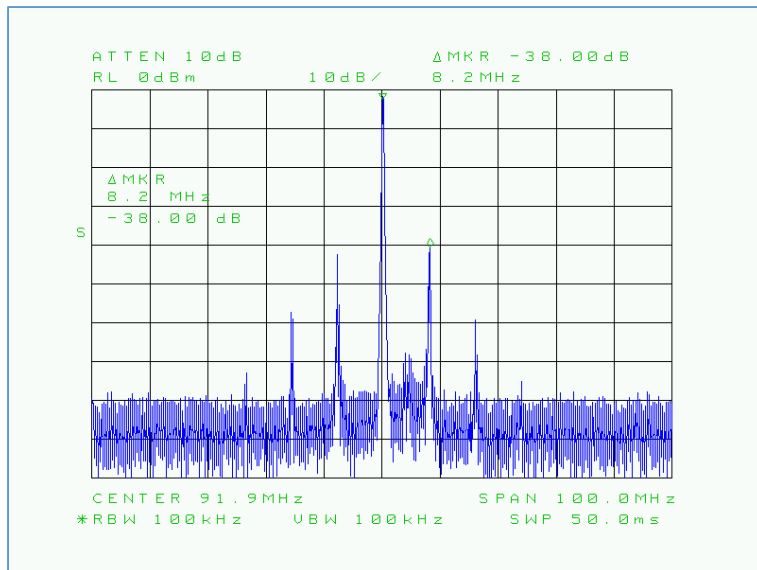


Fig. 77 : Spectre d'émission d'un mauvais émetteur (prototype sur la bande 88 MHz 108 MHz de radiodiffusion FM). Les *Spurious* sont très élevés et sont en plus très écartés de la fréquence porteuse : -38 dBc à 8,2 MHz d'écart, ce qui a pour conséquence de gêner plusieurs canaux adjacents de la même bande de fréquence. Ce prototype a été refusé. Cliché ON4IJ.

Avec les sept figures qui précèdent, vous pouvez à présent vous faire une meilleure idée de ce qu'est la pureté spectrale d'un émetteur.

Voici un exemple de mesures relevées par l'ARRL Lab sur un *transceiver* type :

Puissance d'émission pour la tension nominale d'alimentation : 230 Vac ou 13,8 Vdc		
Bandes de fréquences	Modes	Gamme de puissance
Bandes HF et 50 MHz	CW, SSB, RTTY, FM	5 W - 100 W
	AM	10 W - 100 W PEP
PEP = <i>Peak Envelope Power</i> . La puissance d'une porteuse AM représente 25 % de la puissance PEP lorsque la profondeur de modulation AM est de 100 %.		
Suppression des harmoniques et rayonnements non essentiels		
Bande de fréquences	Atténuation par rapport à la porteuse	Statut
Bande des 10 m	62 dBc	Conforme
50 MHz 54 MHz	65 dBc	Conforme

Fig. 78 : Mesures de la puissance d'émission, de l'atténuation des harmoniques et des rayonnements non essentiels d'un *transceiver* type. Source : « Amateur Radio Transceiver Performance Testing », Bob Allison, WB1GCM, ARRL 2013, ISBN 978-1-6259 5-008-6.

3.2. Suppression de la porteuse d'émission et de la bande latérale non désirée (SSB)

Le mode de modulation SSB (*Single Side Band*), en français BLU (Bande Latérale Unique) est un mode dérivé de la modulation AM, mais où la porteuse de l'émission est supprimée et où une des deux bandes latérales issues du résultat de la modulation est aussi supprimée (voir graphique de la figure 79).

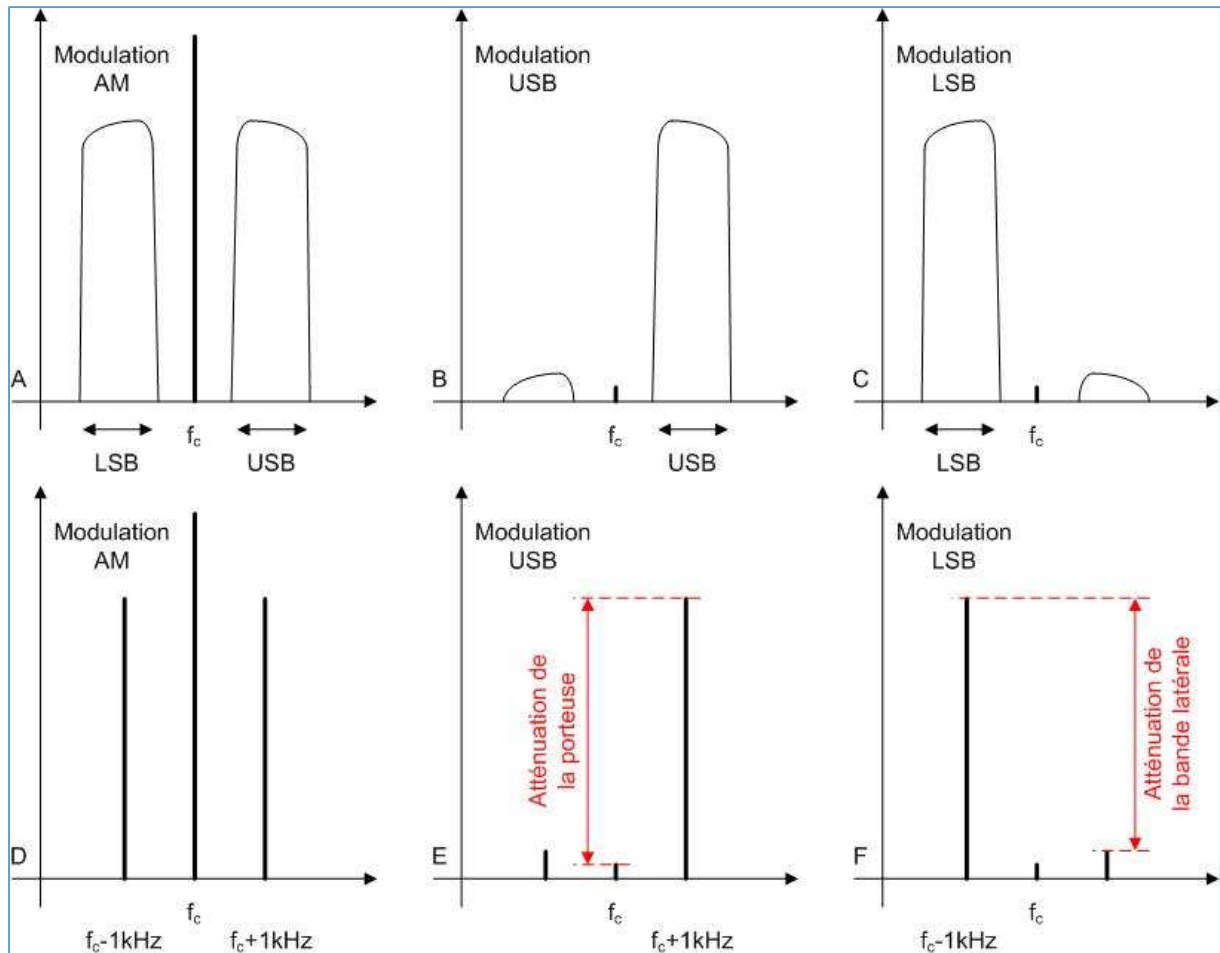


Fig. 79 : Spectre d'émission modulée en AM ou modulée en SSB. En haut (A, B et C) : l'émission est modulée par une bande de fréquence audio dont la largeur de bande correspond à celle du contenu du message (par exemple, le spectre audio d'une voix humaine). En bas (D, E et F) : l'émission est modulée par un signal *Single Tone* dont la fréquence modulante est de 1 kHz. Graphisme : ON4IJ.

En SSB, la porteuse et la bande latérale non désirée ne peuvent pas être éliminées complètement dans la pratique. Toutefois celles-ci sont fortement atténuées. Plus ces atténuations sont élevées et meilleure est la pureté spectrale de l'émission SSB. On aura ainsi une émission « bien propre ».

Dans une émission SSB, la largeur de bande nécessaire est fortement réduite par rapport à celle qui est occupée par une émission en AM. Il y a aussi une économie d'énergie en SSB par rapport à l'AM car en SSB, seul le contenu d'une seule bande latérale est émis sans rayonner inutilement la puissance de la porteuse et celle de l'autre bande latérale.

Pour mesurer l'atténuation de la porteuse et de la bande latérale non désirée, on applique un signal modulant mono-fréquence (**Single Tone**) de **1 kHz** à l'entrée de modulation de l'émetteur et on relève le spectre de l'émission sur un analyseur de spectre. L'émetteur est tantôt paramétré sur une modulation USB, tantôt sur une modulation LSB et les résultats sont comparés sur l'analyseur de spectre. Pour un émetteur bien conçu, les deux résultats doivent être identiques.

L'étalement en fréquence (SPAN) de l'analyseur de spectre est réduit à 20 kHz ou à 10 kHz afin de permettre de bien visualiser la fréquence latérale à 1 kHz d'écart par rapport à l'endroit où devrait se situer la porteuse atténuée ; il en est de même pour la visualisation de la fréquence latérale non désirée. L'amplitude de la raie spectrale créée par la fréquence latérale issue de la modulation SSB sert de niveau de référence. On mesure l'atténuation de la porteuse supprimée et de la fréquence latérale non désirée par rapport à ce niveau de référence.

Le *Setup* de mesure est identique à celui qui a été décrit à la figure 70 mais le générateur deux tons est paramétré sur un seul ton à 1 kHz. Les performances des *transceivers* testés sont généralement bonnes. L'ARRL Lab considère qu'une atténuation de 60 dB est bonne et qu'une atténuation de 50 dB est le minimum acceptable.

Il y a lieu de se rappeler que cette atténuation est critique car les reliquats de la porteuse et de la bande latérale toutes deux devant être en théorie supprimées peuvent se retrouver dans la réalité à un niveau suffisant pour gêner d'autres OM qui sont à l'écoute sur les fréquences adjacentes de votre émission, en particulier si vous utilisez une station puissante.

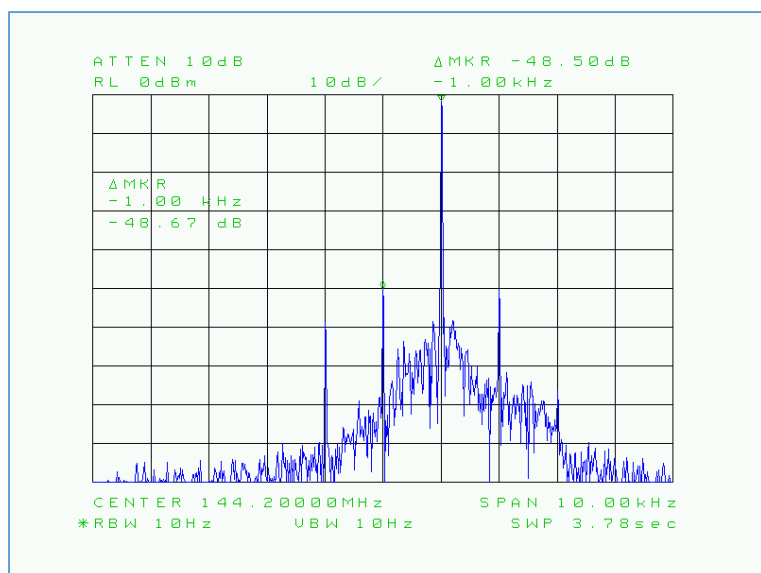


Fig. 80 : Spectre d'une émission en USB sur une fréquence VHF de 144,200 MHz et avec un *Single Tone* de 1 kHz. La fréquence centrale de l'analyseur de spectre est réglée à 144,200 MHz avec un Span de 10 kHz. On observe la fréquence latérale supérieure de 1 kHz décalée de +1 kHz par rapport à la fréquence centrale. La porteuse est atténuée à -48,67 dB et la fréquence latérale non désirée est atténuée à -60 dB. On remarquera un *Spurious* présent à +2 kHz par rapport à la fréquence centrale. Cliché : ON4IJ.

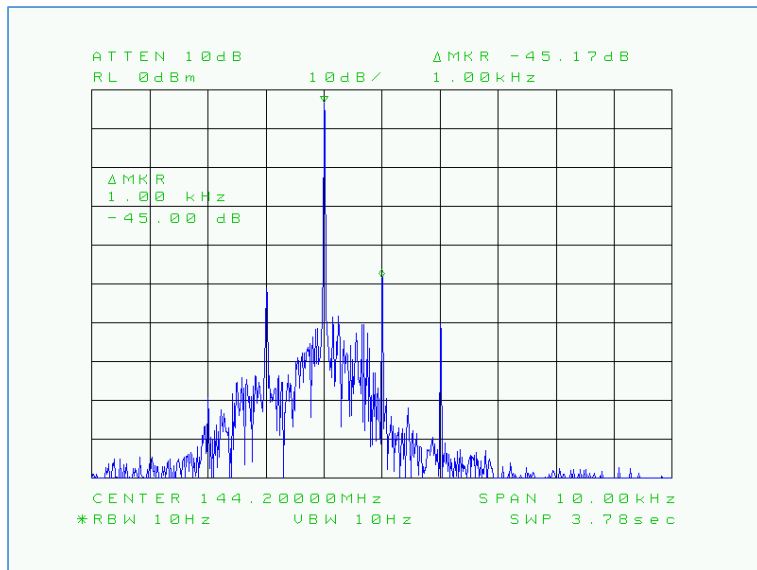


Fig. 81 : Spectre d'une émission en LSB comparable à celle en USB de la figure précédente. On observe la fréquence latérale inférieure de 1 kHz décalée de -1 kHz par rapport à la fréquence centrale. La porteuse est atténuée à -45 dB et la fréquence latérale non désirée est atténuée à -58 dB. On remarquera un *Spurious* présent à -2 kHz par rapport à la fréquence centrale. Cliché : ON4IJ.

Sur les figures 80 et 81, on remarquera un bruit de phase non négligeable sur l'émission de cet émetteur et on constatera aussi la présence d'un *Spurious* de la fréquence porteuse qui est miroité par rapport à la fréquence latérale. L'atténuation de la porteuse est relativement modeste sur cet émetteur et on peut mieux faire comme émetteur SSB au point de vue pureté spectrale.

3.3. Produits de distorsion d'intermodulation deux tons qui sont transmis en SSB

Dans les télécommunications en phonie, le signal radiofréquence à la sortie d'un émetteur est modulé par le contenu audio du message à transmettre. Pour qu'un émetteur puisse être modulé, le signal audio produit par le microphone (courant microphonique) doit d'abord être amplifié avant d'attaquer le modulateur de l'émetteur. Le préamplificateur du microphone reçoit un signal complexe formé par la voix humaine. Si l'on examine ce signal vocal complexe dans le domaine de la fréquence, on s'aperçoit qu'il est composé à chaque instant de multiples fréquences distinctes formant ainsi le spectre audio. À cause des non linéarités du préamplificateur du microphone et les non linéarités du modulateur lui-même de l'émetteur, toutes les fréquences du spectre audio peuvent se mélanger et produire des distorsions d'intermodulation entre elles.

Les distorsions d'intermodulation les plus gênantes sont celles d'ordres impairs car celle-ci se situent aux abords immédiats des fréquences constituant le spectre audio utile. Les intermodulations d'ordres impairs pouvant avoir lieu dans le préamplificateur micro et au niveau du modulateur de l'émetteur sont celles d'ordre 3, d'ordre 5, d'ordre 7, d'ordre 9 et parfois au-delà.

Pour simplifier la compréhension des différents ordres d'intermodulation, nous allons prendre un exemple des produits de mélange seulement entre deux fréquences audio F1 de 700 Hz et F2 de 1900 Hz. Il s'agit des deux fréquences BF normalisées pour un générateur audio deux tons qui va nous servir lors des tests sur la modulation d'un émetteur SSB.

Produits d'intermodulations d'ordres impairs pour F1 = 700 Hz et F2 = 1900 Hz		
Intermodulations	Combinaisons	Fréquences
Ordre 3	2F1 - F2	-
	2F2 - F1	3100 Hz
Ordre 5	3F1 - 2F2	-
	3F2 - 2F1	4300 Hz
Ordre 7	4F1 - 3F2	-
	4F2 - 3F1	5500 Hz
Ordre 9	5F1 - 4F2	-
	5F2 - 4F1	6700 Hz

Fig. 82 : Produits d'intermodulation d'ordres impairs pour deux fréquences de 700 Hz et de 1900 Hz. Ici, comme l'écart entre les deux fréquences (1200 Hz) est supérieur à la première fréquence, il n'y a qu'un seul produit d'intermodulation par ordre ; en effet, les fréquences négatives n'existent pas au sens physique.

On remarque que toutes les fréquences F1, F2, 2F2-F1, 3F2-2F1, 4F2-3F1 et 5F2-4F1 sont régulièrement réparties tous les 1200 Hz d'écart depuis 700 Hz jusqu'à 6700 Hz et remplissent ainsi jusqu'au 9^{ème} ordre toute la largeur du spectre audio correspondant à celui des radiocommunications en phonie. Ce n'est donc pas un hasard si les deux fréquences standards de test sont justement choisies à 700 Hz et à 1900Hz.

Un signal HF modulé en SSB occupe une largeur de bande nécessaire à cette modulation. À cause des produits d'intermodulations créées dans le préamplificateur micro et dans le modulateur de l'émetteur, la bande occupée par le signal HF modulé sera plus grande que celle qui est strictement nécessaire et il y aura des « éclaboussures » (*Splatters*) d'émissions parasites qui viendront gêner les QSO d'autres OM qui sont à l'écoute sur des fréquences adjacentes à celle de notre fréquence d'émission. Ceci est à éviter et il faut que les rayonnements non essentiels dus aux intermodulations transmises soient atténués à un niveau acceptable.

Dans les *transceivers* actuels, l'atténuation typique du rayonnement de la distorsion d'intermodulation du troisième ordre qui est transmise est de -30 dB en dessous de la puissance PEP. Une atténuation de -35 dB est considérée comme bonne et une atténuation de -25 dB est considérée comme médiocre.

Le *Setup* pour la mesure des intermodulations transmises est identique à celui qui a été décrit à la figure 70.

Un générateur deux tons de **700 Hz et de 1900 Hz** est raccordé sur l'entrée microphone de l'émetteur et l'émission modulée est visualisée sur un analyseur de spectre HF. À la sortie du générateur deux tons, le mélange des deux fréquences ne doit pas comporter d'intermodulation. En effet, ce n'est pas l'intermodulation du générateur que l'on veut mesurer, mais bien celle qui est transmise par l'émetteur.

La puissance HF PEP de l'émetteur est amenée à son maximum en ajustant le réglage de puissance de sortie et en agissant sur le réglage du gain du préampli micro tout en surveillant l'indicateur ALC (*Automatic Level Control*). Le niveau des amplitudes du générateur deux tons et le réglage de gain du préampli micro sont ajustés de telle manière que le dispositif ALC rentre en action et soit situé dans sa plage d'utilisation normale. Les atténuateurs par pas de 10 dB et de 1 dB placés juste avant l'entrée HF de l'analyseur de spectre sont réglés pour que le pic le plus élevé des deux tons arrive au sommet de l'écran, c'est-à-dire à **0 dBm**. La différence d'amplitude entre les deux pics s'explique par la courbe de réponse en amplitude du préampli micro dans le spectre audio. Ensuite, les amplitudes du générateur deux tons sont légèrement diminuées de façon à obtenir deux pics d'égale amplitude sur l'analyseur de spectre HF à un niveau de **-6 dBm**. Cela demande d'agir indépendamment sur chaque réglage d'amplitude du générateur deux tons.

On remarquera sur l'écran de l'analyseur de spectre que les produits d'intermodulation qui ne sont pas désirés apparaissent de part et d'autre (des deux côtés) des deux pics correspondant aux deux tons. Ces produits d'intermodulation peuvent ainsi s'étendre jusqu'à des écarts de 4,8 kHz pour le 9^{ème} ordre par rapport aux deux tons eux-mêmes espacés de 1200 Hz, ce qui donne une occupation spectrale de l'émission HF ainsi modulée de 10,8 kHz. Cette occupation spectrale est bien plus large que la largeur de bande nécessaire à la modulation sans produit d'intermodulation. On comprend à présent d'où viennent toutes ces éclaboussures qui sont émises (voir figures 83 et 84).

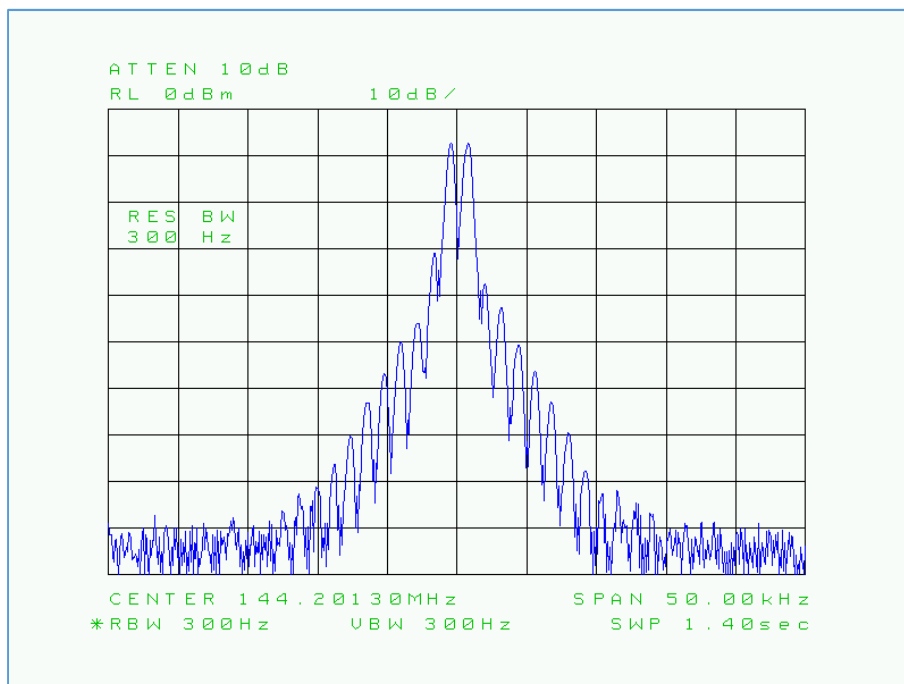


Fig. 83 : Spectre HF d'une émission SSB modulée par deux tons à 700 Hz et à 1900 Hz. Les circuits du préampli micro et du modulateur de cet émetteur sont très peu linéaires, ce qui a pour conséquence d'obtenir une production d'intermodulations d'ordres élevés, pratiquement jusqu'au 15^{ème} ordre. On remarquera que le réglage du Span de l'analyseur de spectre est réglé sur 50 kHz. Cliché ON4IJ.

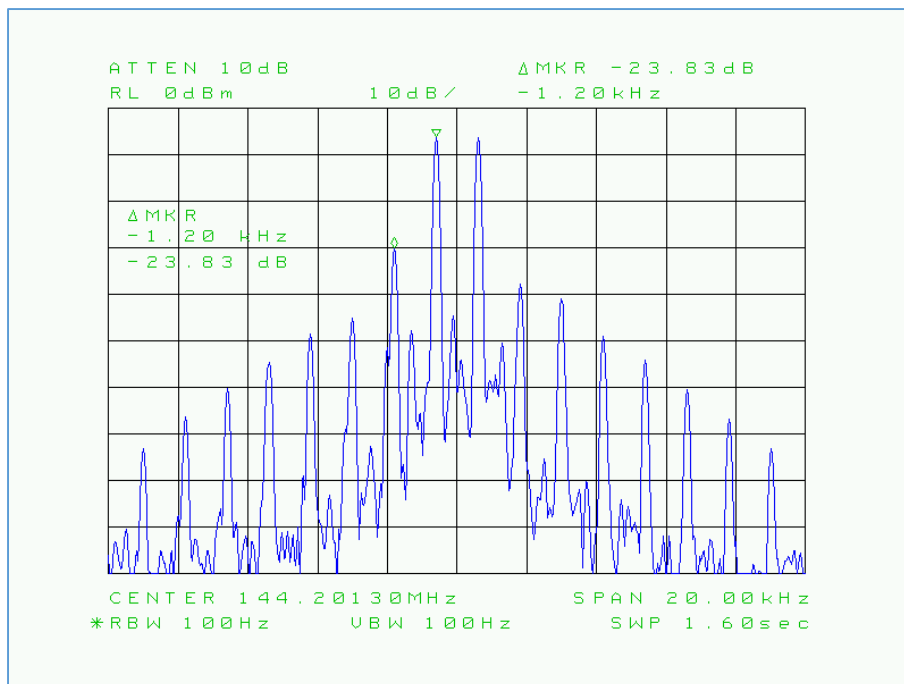


Fig. 84 : Idem que la figure 83, mais ici avec un réglage du Span de 20 kHz à l'analyseur de spectre. Les deux pics au centre de l'écran correspondent aux deux tons (700 Hz et 1900 Hz) et sont réglés à une amplitude de -6 dBm. Le pic de l'intermodulation du troisième ordre (situé sur la gauche) est atténué à -23,83 dB par rapport aux deux tons, ce qui donne une atténuation totale de :
 $-23,83 \text{ dB} - 6 \text{ dB} = -29,83 \text{ dB}$ par rapport à la puissance PEP maximale de l'émetteur. La production d'intermodulations intenses et de rangs élevés contribue à occuper une trop grande largeur de bande. Les produits d'intermodulation du 9^{ème} ordre sont à peine atténués de -53 dB par rapport à la puissance PEP maximale de l'émetteur.

Dans l'exemple des figures 83 et 84, l'émetteur non seulement éclabousse les fréquences adjacentes mais disperse aussi son énergie utile à l'émission. Tout se passe comme si l'énergie était « diluée » ou « dispersée » dans un spectre trop large au lieu d'être totalement concentrée dans la largeur de bande nécessaire à la modulation. Ce type d'émission avec éclaboussures est peu efficace pour des contacts à longue distance (DX).

Parmi les caractéristiques d'un *transceiver*, pouvoir émettre un signal bien propre en SSB avec les produits d'intermodulations transmises les plus faibles possibles doit être considéré par les radioamateurs comme un critère clef dans le choix d'un appareil de radiocommunications en phonie.

Remarques en ce qui concerne la bonne gestion de l'ALC :

Ces remarques s'appliquent tout spécialement lorsqu'un OM utilise des modes de modulations numériques composées de plusieurs tons audio. En effet, un émetteur SSB est prévu à la base pour transmettre en phonie. Le signal du courant microphonique créé par la voix humaine couvre une large plage dynamique d'amplitudes qui peuvent par moment atteindre des pics de niveaux élevés. Pour optimiser la modulation SSB, l'émetteur est équipé d'un dispositif de commande automatique du niveau de modulation (ALC : *Automatic Level Control*).

Le dispositif ALC a lui aussi une plage dynamique d'utilisation bien déterminée et cette plage doit être centrée sur le niveau moyen des amplitudes du signal audio. Un réglage optimal du gain du préampli micro contribue à bien centrer la plage dynamique de l'ALC pour que son action soit bien progressive sur les augmentations d'amplitudes du signal audio au fur et à mesure des variations de la voix. Si le gain du préampli micro est réglé à un niveau trop élevé, les crêtes d'amplitudes du signal audio vont être véritablement écrasées, et même écrêtées. Cet écrasement du signal audio contribue à créer d'intenses produits d'intermodulations d'ordres élevés avec les conséquences que l'on connaît sur le débordement du signal modulé au-delà de sa largeur de bande nécessaire.

Pour que la gamme dynamique d'amplitudes du signal audio ne dépasse pas celle du dispositif ALC, certains OM utilisent un compresseur de modulation (*Speech Processor*). Ce compresseur a pour effet de réduire la gamme dynamique du signal audio. En effet, un compresseur est un préamplificateur à gain variable et ce gain est inversement proportionnel à l'amplitude du signal audio présenté à son entrée. L'effet d'un compresseur contribue donc à garder une sensation de volume sonore élevé avec de faibles variations de ce volume. Lorsque le réglage du taux de compression et du niveau de déclenchement de compression du *Speech Processor* ainsi que le réglage du gain du préampli micro sont correctement effectués, on obtient une émission qui aura une puissance moyenne élevée au cours du temps. C'est ce que les OM recherchent pour que leur signal porte le plus loin possible lors de la recherche de QSO en DX pour être bien entendu dans tout le vacarme de tous ceux qui appellent frénétiquement en même temps une station DX rare et très recherchée.

Les dispositifs ALC et *Speech Processor* ont un certain temps de réaction et celui-ci peut parfois être réglable. Le temps de réaction de ces dispositifs est prévu à la base pour des variations relativement lentes et progressives qui caractérisent une modulation en phonie. Lors de l'utilisation des modes de modulations numériques à plusieurs tons, ceux-ci apparaissent d'une manière abrupte entre un niveau zéro et un niveau nominal. Comme le niveau nominal est constant, il n'y a pas du tout besoin d'utiliser un compresseur de modulation. En revanche le dispositif ALC risque de ne pas avoir le temps de réagir lors des flancs abrupts des tones multiples de la modulation numérique. Si le gain du préampli microphone est réglé à un niveau trop élevé, le dispositif ALC doit agir sur une forte diminution du niveau de modulation. Étant donné la constante de temps de l'ALC, plus forte doit être la diminution de modulation et plus le temps pour diminuer celle-ci sera long. On risque alors d'avoir un phénomène d'*overshoot* de profondeur de modulation entraînant parfois de la sur-modulation, certes pendant un court instant, mais suffisant pour gêner d'autres OM qui sont à l'écoute sur des fréquences adjacentes. Sur-moduler un émetteur provoque de la distorsion et augmente exagérément la largeur de bande occupée par cette sur-modulation.

Il est chaudement recommandé de réduire le gain du préampli micro lorsqu'on utilise des modulations numériques à plusieurs tons pour que le dispositif ALC agisse au minimum et rentre à peine en action tout au début de sa plage dynamique. Il s'agit donc de bien gérer l'ALC et de bien interpréter son indicateur de niveau. Cela exige une certaine expérience.

3.4. Formes des ondes dans le domaine du temps et qui sont issues de la manipulation d'une clef morse sur un émetteur en CW

La forme de l'établissement de la porteuse d'un signal CW dans le domaine du temps et qui est issue de la manipulation d'une clef morse sur un émetteur radioamateur a toute son importance. Cette forme ne peut pas être n'importe laquelle et celle-ci doit être optimisée par l'émetteur. La forme de l'établissement de l'onde radio a un impact direct sur la qualité de la tonalité du message qui arrive au récepteur d'un OM qui est à notre écoute. Une forme d'onde optimale vous donnera d'excellents rapports d'écoute RST (*Readability Signal Tone*) en particulier R (intelligibilité) et T (Tonalité).

Les défauts d'un émetteur lors de la manipulation d'une clef morse se manifestent soit par des « clicks » de manipulation, soit par une manipulation « trop molle », soit par de l'*overshoot*. Dans certains cas, on peut observer un phénomène de « *Chirp* » (voir plus loin).

Commençons : dah did dah did dah.

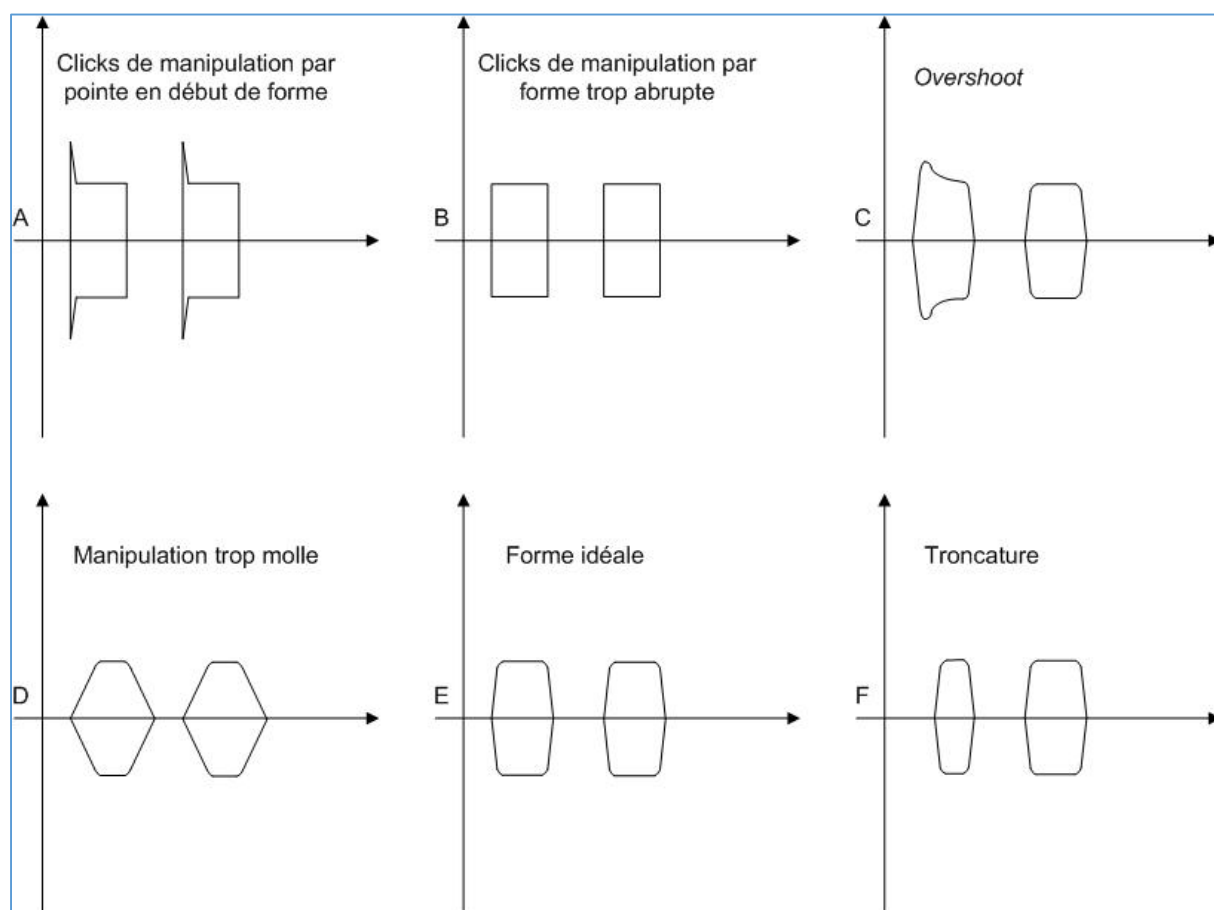


Fig. 85 : Différentes formes d'ondes de manipulation d'un émetteur en CW. Graphisme : ON4IJ.

L'ARRL Lab a construit son propre générateur de clef Morse qui donne uniquement deux « did » l'un à la suite de l'autre. Un signal d'horloge est présent sur une sortie de synchronisation de ce générateur. Le signal d'horloge est démarré et maintenu lors de la commande d'action de produire les deux « did ». Ceci permet de synchroniser un oscilloscope à double traces et d'activer son déclencheur au démarrage du signal d'horloge. L'oscilloscope est paramétré en balayage unique (*Single Sweep*).

Ce dispositif redoutable de générateur de clef Morse construit par l'ARRL Lab permet de lancer deux « did » vers l'émetteur et d'analyser sur un oscilloscope la forme d'onde transmise par l'émetteur. Une fois démarré, le signal d'horloge permet de visualiser le délai qui puisse exister entre le contact de la clef Morse (*Key Down*) du premier « did » et l'établissement de la porteuse d'émission sur ce premier « did ». Le fait de lancer uniquement deux « did » permet de visualiser ce qui se produit à la sortie de l'émetteur sur le premier « did » au démarrage d'une transmission Morse et éventuellement débusquer des phénomènes de troncature ou d'*overshoot* sur le premier « did » transmis par l'émetteur. Le second « did » permet de visualiser le comportement de l'émetteur en régime établi.

Les deux « did » sont transmis à une vitesse standard de 60 mots par minute (il s'agit d'une cadence très élevée pour un opérateur télégraphiste). La convention de la longueur d'un mot en code Morse est le mot « Paris ». En code Morse, la longueur temporelle d'un « dah » vaut trois fois celle d'un « did », l'espacement entre les « did » et/ou les « dah » d'une lettre vaut la longueur d'un « did », l'espacement entre deux lettres doit valoir trois fois un « did » et l'espace entre les mots doit valoir 7 « did ». En rassemblant les « did » et les « dah » des lettres en Morse du mot « Paris » avec son espacement de fin de mot, on totalise une longueur temporelle d'un nombre de 50 « did ». Comme chaque « did » doit être espacé de la longueur temporelle d'un « did » pour avoir le « did » suivant, on a donc 50 fois la demi-période d'un signal de 25 cycles. Pour arriver à une cadence Morse de 60 mots par minute on a donc 60 fois 25 cycles par minute, ce qui correspond à 25 cycles par seconde. Le signal d'horloge du générateur de clef Morse est donc un signal carré à une fréquence précise de 25 Hz.

Pour simuler les deux « did » avec un générateur de fonction conventionnel, on peut utiliser un appareil qui dispose de fonctions arbitraires (*Arbitrary Waveform Function Generator*). Pour simuler uniquement deux « did » on peut utiliser la fonction de génération d'un train d'ondes (*Burst*) et paramétrer le nombre de cycles contenu dans le train d'onde sur une valeur de deux cycles. On réglerà la longueur temporelle totale (période) du train d'ondes sur une valeur élevée pour éviter la répétition trop rapide des trains d'ondes entre eux et ainsi aménager un espace temporel suffisamment élevé entre les groupes de deux « did ». Dans ce cas, l'oscilloscope sera paramétré en balayage normal permanent. Le déclencheur de l'oscilloscope sera activé par le signal de synchronisation du générateur de fonction. Ce signal de synchronisation démarre à chaque début des trains d'ondes sur le générateur de fonction ainsi paramétré.

Pour effectuer quelques relevés d'oscillogrammes illustrant quelques formes d'ondes transmises par un émetteur, nous avons encodé quelques formes d'ondes arbitraires au générateur de fonction. Ce signal est appliqué à l'entrée de modulation externe d'un générateur HF paramétré en modulation AM. Le niveau d'amplitude à la sortie du générateur de fonction est réglé de façon à obtenir une profondeur de modulation de 100 % du générateur HF, ce qui correspond bien à une transmission Morse. Autrement dit, la modulation AM à 100 % du générateur HF par un signal tout ou rien donne un résultat d'une modulation OOK (*On Off Keying*) qui correspond bien à une émission CW en télégraphie. Tout ceci a été préparé pour réaliser quelques simulations qui s'approchent des différents comportements d'un émetteur de télégraphie. Cela nous a aussi aidés à relever le spectre radiofréquence de tels signaux (voir plus loin).

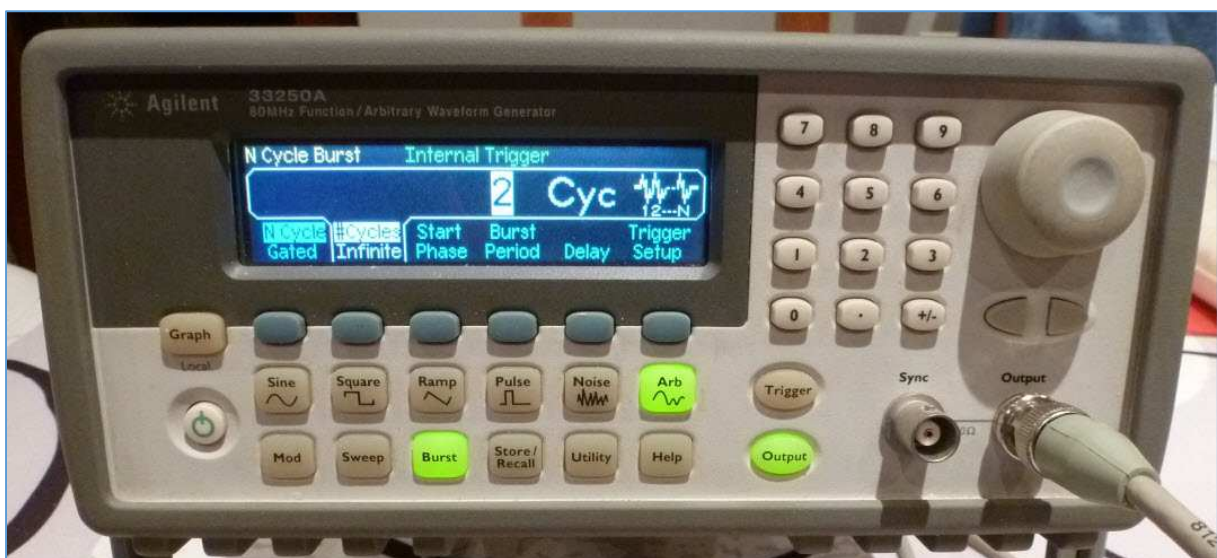


Fig. 86 : Exemple d'un générateur de fonction équipé de fonctions arbitraires (Agilent 33250A) pouvant servir de simulateur de clef Morse ou de différentes formes d'ondes de manipulation en télégraphie. Photo : ON4IJ.

Les tests des formes d'ondes de télégraphie sont réalisés sur le *transceiver* paramétré avec la fonction « *Full Break-In* » (mode QSK) quand cette fonction existe sur le *transceiver* sous test. C'est-à-dire que le *transceiver* passe du mode de réception à celui d'émission par simple appui sur la clef Morse : pas besoin d'agir manuellement sur un commutateur « émission-réception ».

Dans le livre « *Amateur Radio Transceiver Performance Testing* » de Bob Allison WB1GCM de l'ARRL Lab, on peut y trouver plusieurs clichés des formes d'ondes d'émissions en télégraphie expliquant tous les comportements possibles et imaginables d'un émetteur en télégraphie. Nous avons préféré ne pas reproduire ces clichés par respect vis-à-vis du travail de l'auteur de ce livre. Toutefois, on peut ici mentionner quelques phénomènes qui ont été observés à l'ARRL Lab sur des émetteurs en télégraphie.

On peut commencer par aller revoir le graphisme de la figure 85. Cette figure illustre les différents cas de figure des formes d'ondes rencontrées en télégraphie.

Ce que l'ARRL Lab constate dans ses tests, c'est que parfois le délai entre l'établissement du contact de la clef Morse et son effet à la sortie de l'émetteur peut varier dans certaines proportions même jusqu'à un ordre de grandeur de 100 ms. Cela ne change rien pour l'OM qui reçoit vos signaux, mais cela peut devenir exaspérant pour vous-même si vous avez un trop grand délai de retard entre l'action sur votre clef Morse et le monitoring audio de votre transmission à partir de la réception de votre propre signal d'émission. L'ARRL Lab constate parfois que le premier « did » est sujet à un *overshoot*, ce qui est révélateur que l'émetteur doit être arrivé en régime établi afin de transmettre les signaux correctement. Il s'agit ici d'un temps de réponse trop long dans la gestion du niveau de puissance à la sortie de l'émetteur lorsqu'on démarre une transmission en télégraphie. Il y a pire : parfois le premier « did » est tronqué, c'est-à-dire qu'il est plus courts que le « did » suivant. Cela peut poser problème lors de chaque début de transmission, en particulier si celle-ci commence par un « dah » qui pourrait être interprété pour un « did ».

Illustrations des formes des signaux en télégraphie par simulation au moyen d'un générateur de fonctions arbitraires modulant un générateur HF par modulation AM avec une profondeur de 100 % pour simuler une modulation tout ou rien (télégraphie) :

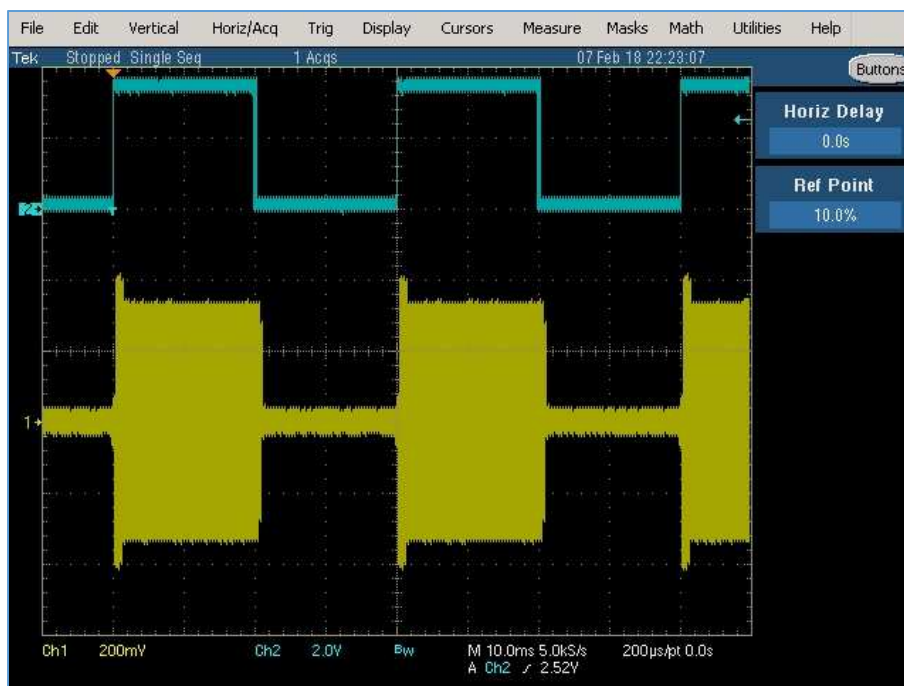


Fig. 87 : Simulation de forme d'onde de télégraphie qui est révélatrice de « clicks » de manipulation : une pointe (*spike*) au début de chaque « did » risque de déclencher les dispositifs de protection de puissance du signal HF d'un amplificateur linéaire placé à la suite d'un *transceiver*. Enfin, ce type de signal provoque des éclaboussures de « clicks » sur les fréquences adjacentes. Remarque : sur cette figure et les suivantes, la fonction *Burst* pour obtenir uniquement deux « did » n'a pas été activée au générateur de fonction. Cliché : ON4IJ.

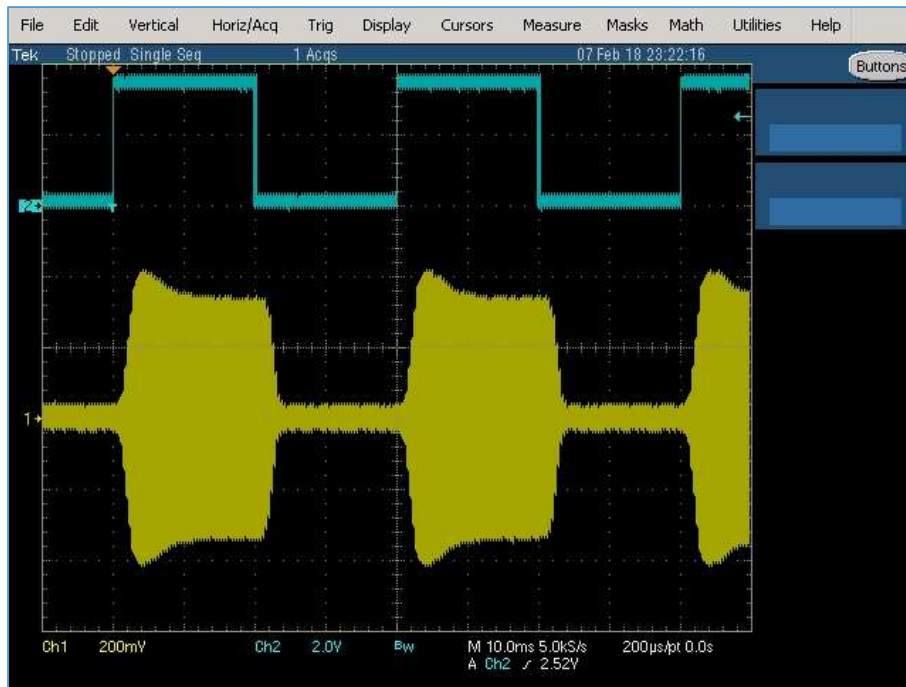


Fig. 88 : Simulation de forme d'onde de télégraphie qui est révélatrice d'un phénomène d'*overshoot*. Les circuits de l'émetteur ne réagissent pas assez rapidement pour parfaitement piloter la puissance de sortie HF. Dans cette simulation, le phénomène est reproduit sur chaque « did ». Cliché ON4IJ.

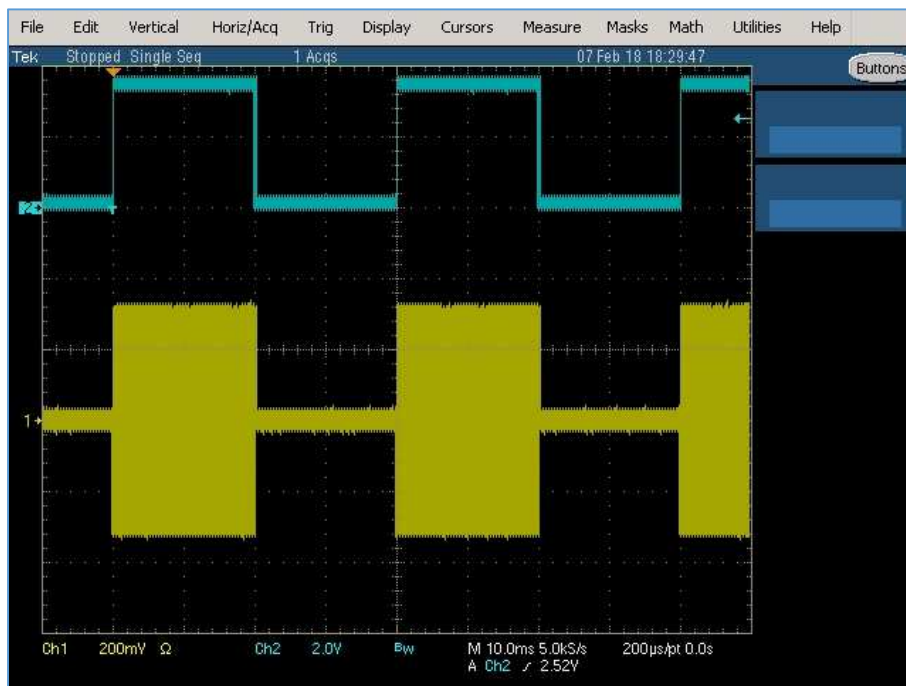


Fig. 89 : Simulation de forme d'onde de télégraphie qui est révélatrice d'une manipulation abrupte (*Hard Keying*). Une telle forme de signal a tendance à produire des « clicks » de manipulation. Ce type de signal peut provoquer une certaine fatigue à l'écoute à cause de sa tonalité abrupte. Ce phénomène peut aussi avoir pour conséquence une augmentation de la largeur de bande occupée par la transmission. Cliché : ON4IJ.

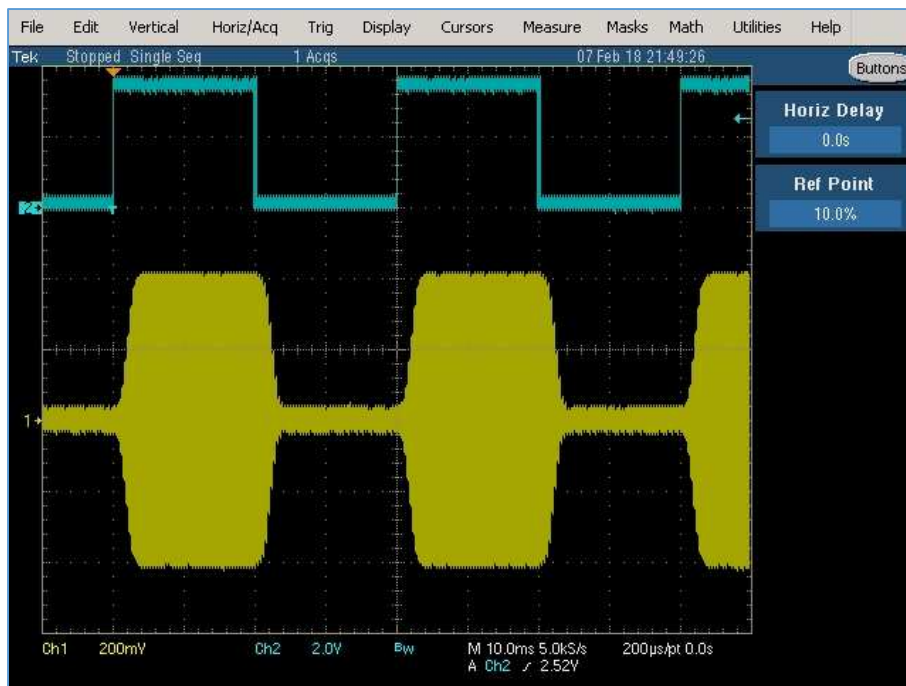


Fig. 90 : Simulation de forme d'onde de télégraphie qui est idéale : le temps de montée et de descente du signal n'est ni trop long ni trop court et l'enveloppe du signal est parfaite. Cliché : ON4IJ.



Fig. 91 : Setup de test pour l'analyse dans le domaine du temps des formes d'ondes transmises par un émetteur en télégraphie. Graphisme : ON4IJ.

Quelques mots à propos du « Chirp » :

Le phénomène de « Chirp » sur un message de télégraphie n'est plus que rarement rencontré de nos jours. En revanche, il est intéressant de connaître ce phénomène. Il s'agit tout simplement d'un piaulement de la tonalité sur les « did » et les « dah » des lettres en Morse. D'où vient-il ce piaulement ? Tout simplement d'une instabilité à court terme de la fréquence du VFO de l'émetteur de télégraphie lorsque l'appareil reçoit d'importantes transitoires d'appels de courant à chaque début de « did » ou de « dah » des lettres en Morse. Ce phénomène était assez récurrent sur les émissions en télégraphie des radioamateurs ayant construit leur émetteur à tubes aux temps héroïques.

À cette époque, il était difficile de réaliser des alimentations stables en tension anodique des tubes en fonction des transitoires d'appel de courant. Il n'existait pas à cette époque des dispositifs de régulation électronique pour de la haute tension. Les chutes de tension à chaque appel de courant de l'émetteur lors d'une transmission en télégraphie avaient une répercussion sur l'accord en fréquence de l'oscillateur du VFO. Seulement en régime établi sur un « did » ou un « dah » la fréquence du VFO parvenait enfin à se stabiliser pour un temps très court : tout juste sur la longueur d'un « did » ou d'un « dah ». Les meilleurs émetteurs étaient construits avec un circuit d'alimentation séparé pour le VFO et dont la haute tension était stabilisée par un tube à vapeur de mercure qui s'éclairait tout bleu lorsqu'il était alimenté en haute tension.

Pour tester la stabilité d'un VFO lors des transitoires d'appels de courant d'un appareil émetteur, on peut utiliser un analyseur de spectre numérique moderne qui dispose d'une fonction spéciale d'affichage de la fréquence d'un dispositif sous test dans le domaine du temps. La fréquence est affichée en ordonnée et le temps en abscisse sur l'écran de l'appareil. Ce type d'analyseur de spectre numérique est réservé aux professionnels car un tel appareil de mesure n'est pas actuellement abordable à un prix OM, même pour un appareil de seconde main.

3.5. Bandes latérales HF en CW issues de la modulation OOK (*On Off Keying*)

Il peut nous paraître étonnant qu'un signal CW en télégraphie occupe des bandes latérales. En effet un signal CW (*Continuous Wave*) représente une porteuse pure d'une onde entretenue continue pure. Oui, nous avons une porteuse pure sans bande latérale lorsqu'on exerce un long appui sur la clef Morse sans interruption. Mais que se passe-t-il si cette onde « continue » est interrompue et puis à nouveau présente au rythme de la manipulation de la clef Morse pour transmettre un message en télégraphie ? Hé bien nous avons une modulation de la porteuse par un signal tout ou rien, c'est-à-dire une modulation OOK (*On Off Keying*). Ce type de modulation est tout-à-fait assimilable à une modulation d'amplitude ; en effet, l'amplitude de la porteuse passe de zéro à 100 % de son amplitude nominale (en fonction de la puissance nominale de l'émetteur) et puis l'amplitude de cette porteuse revient à zéro et ainsi de suite. Tout se passe donc bien comme s'il s'agissait d'une modulation AM par un signal modulant tout ou rien et avec une profondeur de modulation de 100 %.

Le spectre du cas particulier de la modulation OOK (en modulation par impulsions) a été largement analysé dans l'article « Analyseur de spectre et radioamateurs » disponible sur ON5VL.org (voir pages 86 et suivantes de cet article).

Le spectre d'une porteuse modulée en OOK est composé d'une série de raies dont l'enveloppe prend la forme d'une porteuse avec une série de lobes latéraux. Le nombre de raies est fonction du taux de répétition des impulsions, autrement dit est fonction de la vitesse de transmission télégraphique en mots par minutes. La largeur des lobes est fonction de la durée des impulsions : des impulsions étroites (les « did ») donneront des lobes larges et des impulsions d'une plus grande largeur (les « dah ») donneront des lobes plus étroits. Pour une vitesse de transmission donnée avec une

largeur d'impulsion fixée, l'allure du spectre radiofréquence sera évidemment fonction de la forme d'onde de manipulation en télégraphie transmise par l'émetteur.

Le but des tests sur les bandes latérales HF issues d'une émission en télégraphie est de mesurer la largeur de bande spectrale occupée par ce type d'émission. Indirectement, cela nous confirmera la qualité de la forme d'onde de manipulation en télégraphie.

Le test est mené en appliquant à l'entrée de l'émetteur le signal issu du générateur de clef Morse, mais cette fois, ce générateur va produire une chaîne complète de plusieurs « did » à l'affilée et à une cadence de transmission de 60 mots par minute. Le spectre de l'émission radiofréquence est mesuré sur un analyseur de spectre avec un Span de 10 kHz.



Fig. 92 : *Setup* de test pour l'analyse spectrale radiofréquence d'une émission en télégraphie. Graphisme : ON4IJ.

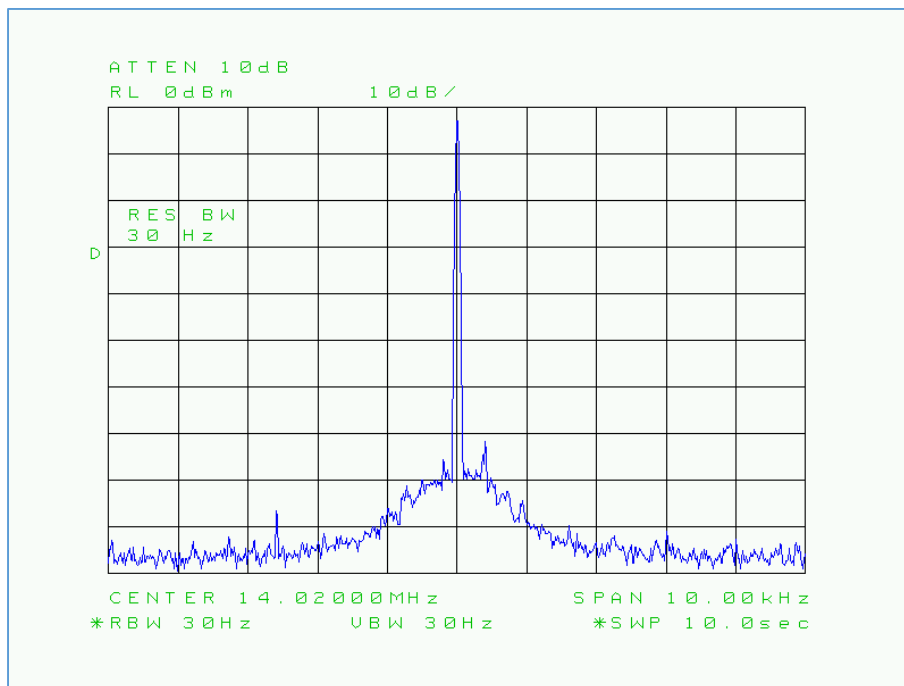


Fig. 93 : Spectre d'une émission CW avec un long appui sur la clef Morse. Il s'agit ici de visualiser en premier lieu l'enveloppe de la porteuse pure sur l'analyseur de spectre avec un Span de 10 kHz. La fonction *Trace Max Hold* de l'analyseur a été activée pour relever uniquement l'enveloppe du signal. Il en sera de même sur les figures suivantes. Cliché ON4IJ.

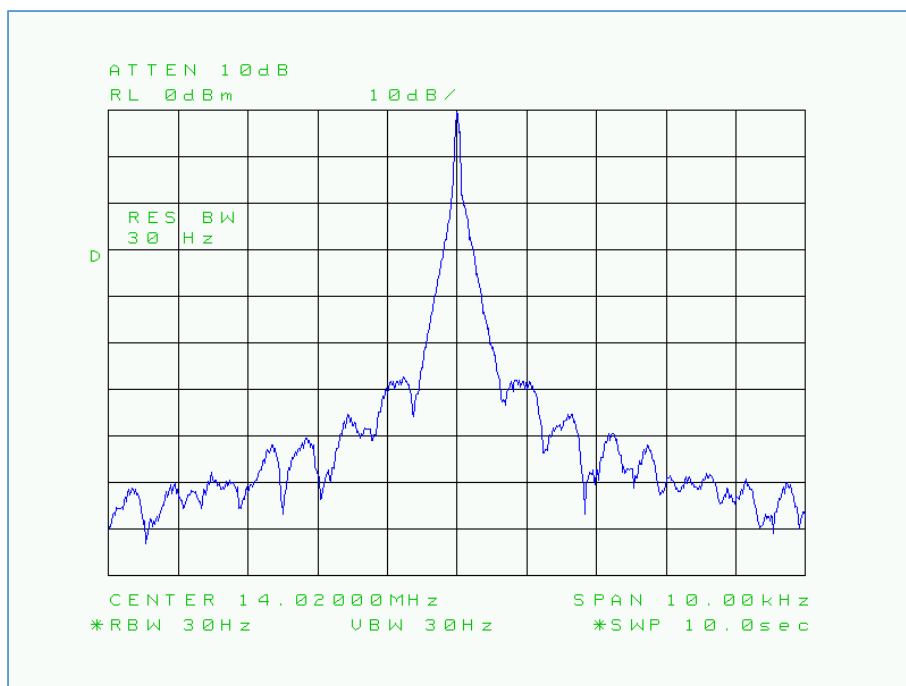


Fig. 94 : Spectre d'une émission en télégraphie à 60 mots par minute et dont la forme d'onde de manipulation optimale a été mesurée à la figure 90. On constate la présence des lobes caractéristiques d'une modulation OOK. Ici, les deux premiers lobes sont atténués à -58 dBc, ce qui est relativement acceptable. C'est ce type de spectre que l'on rencontre sur des *transceivers* modernes. Cliché : ON4IJ.

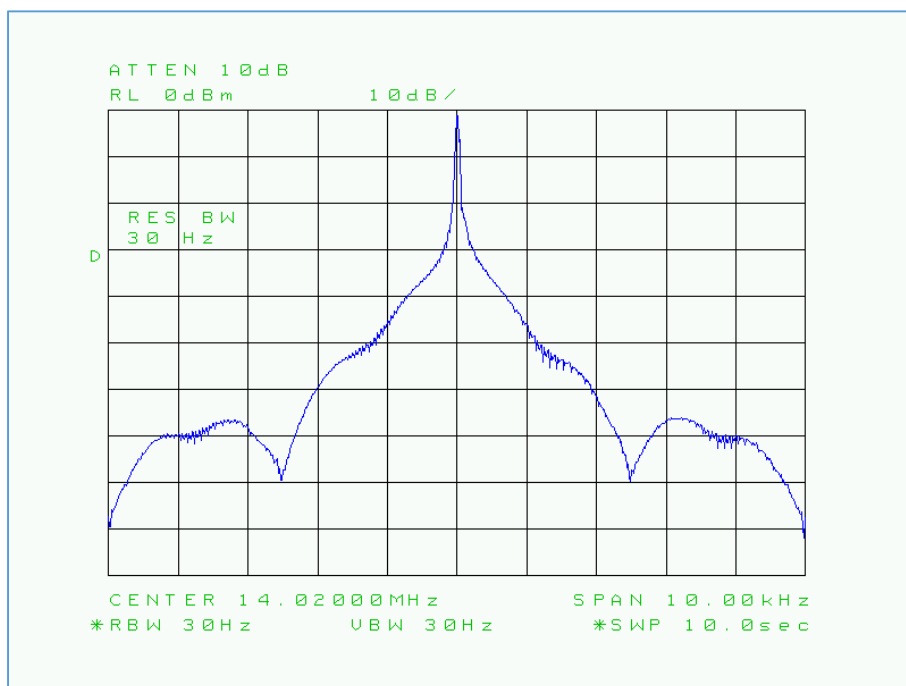


Fig. 95 : Spectre d'une émission en télégraphie à 60 mots par minute et dont la forme d'onde de manipulation comporte une pointe parasite au début de chaque « did » (voir figure 87). Ici les lobes sont plus larges car la pointe parasite est de très courte durée. Le signal occupe une plus large bande et il n'est donc pas étonnant que les « clicks » de manipulation soient entendus sur les fréquences adjacentes. Cliché : ON4IJ.

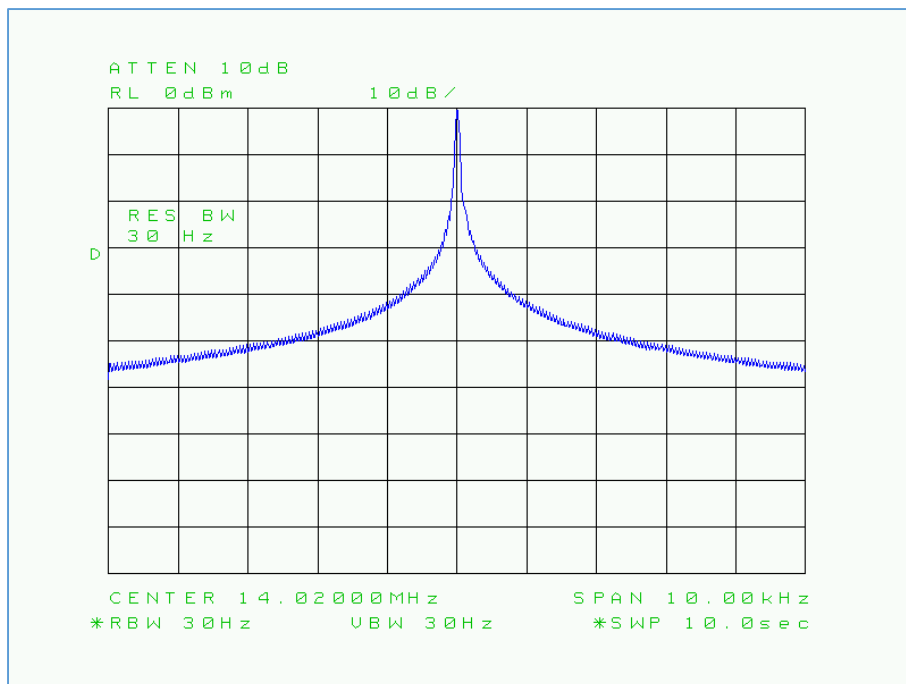


Fig. 96 : Spectre d'une émission en télégraphie à 60 mots par minute et dont la forme d'onde de manipulation est un signal carré (*Hard Keying*) (voir figure 89). On constate que le signal occupe une bande particulièrement large, ce qui est à éviter absolument. Cliché : ON4IJ.

3.6. Bruit composite superposé à l'émission (bruit d'amplitude et de phase)

Au § 2.3, nous avons vu qu'un oscillateur local peut être entaché d'un bruit de phase. Dans un émetteur, on observe ce phénomène au niveau du VFO. Les étages amplificateurs de l'émetteur amplifient ce bruit de phase et parfois y rajoutent un bruit d'amplitude. Le bruit de phase et le bruit d'amplitude tous deux conjugués forment ce que l'on appelle le bruit composite d'un émetteur. Le but du test décrit ci-dessous est de mesurer la densité spectrale du bruit composite dans une bande passante de 1 Hz et cela à différents écarts par rapport à la porteuse allant de 100 Hz à 1 MHz.

L'ARRL Lab est équipé d'un système tout-à-fait particulier pour la mesure du bruit composite du signal émis par un émetteur. Ce système comporte un *Phase Noise Test Set* qui est composé d'un comparateur détecteur de phase, d'un analyseur de spectre HF, d'un analyseur de signaux BF utilisé pour une analyse de Fourier (FFT), d'un oscillateur variable à quartz à ultra faible bruit de phase ou un générateur HF haute performance à faible bruit de phase et d'un ordinateur dédié au pilotage de tous ces appareils et à l'acquisition des mesures. Le schéma-bloc de ce *Setup* de mesure est représenté à la figure 97.

Le *Phase Noise Test Set* utilisé par l'ARRL Lab est un équipement très particulier. Toutefois, nous avons voulu illustrer dans cet article quelques clichés de mesures tout-à-fait comparables à celle réalisées par l'ARRL Lab. Nous avons utilisé un analyseur de spectre HF (HP 8563E) équipé de cartes mémoires contenant un logiciel dédié à la mesure du bruit de phase (*Phase Noise Utility* HP 85671A). L'analyse du bruit de phase d'un émetteur est en effet assez révélatrice du bruit composite de celui-ci.

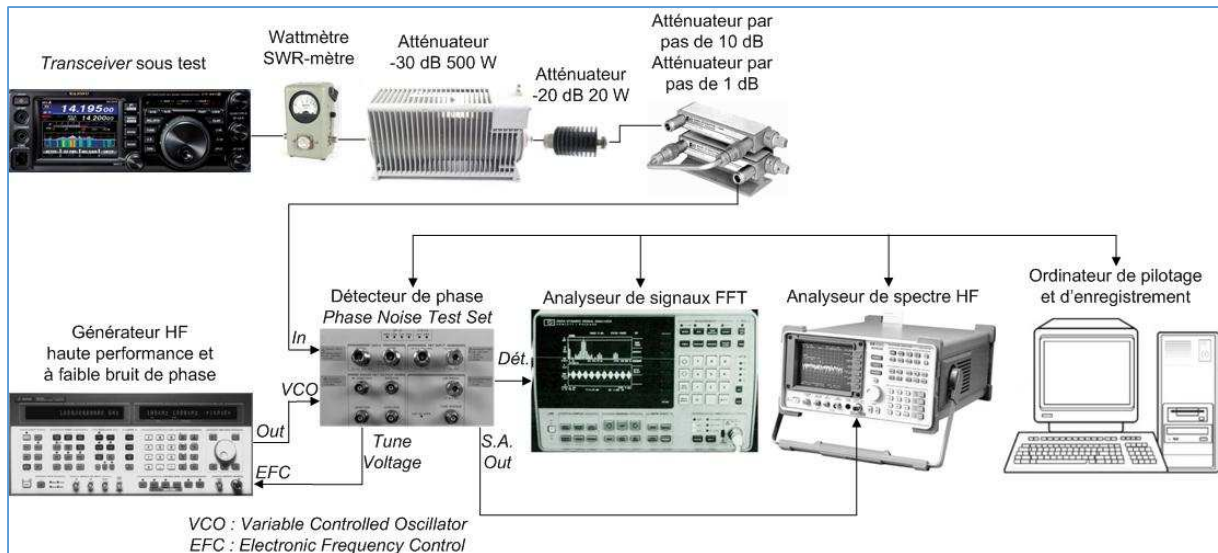


Fig. 97 : *Setup* de test pour la mesure du bruit composite d'un émetteur, un système spécifique utilisé par l'ARRL Lab. Graphisme : ON4IJ.

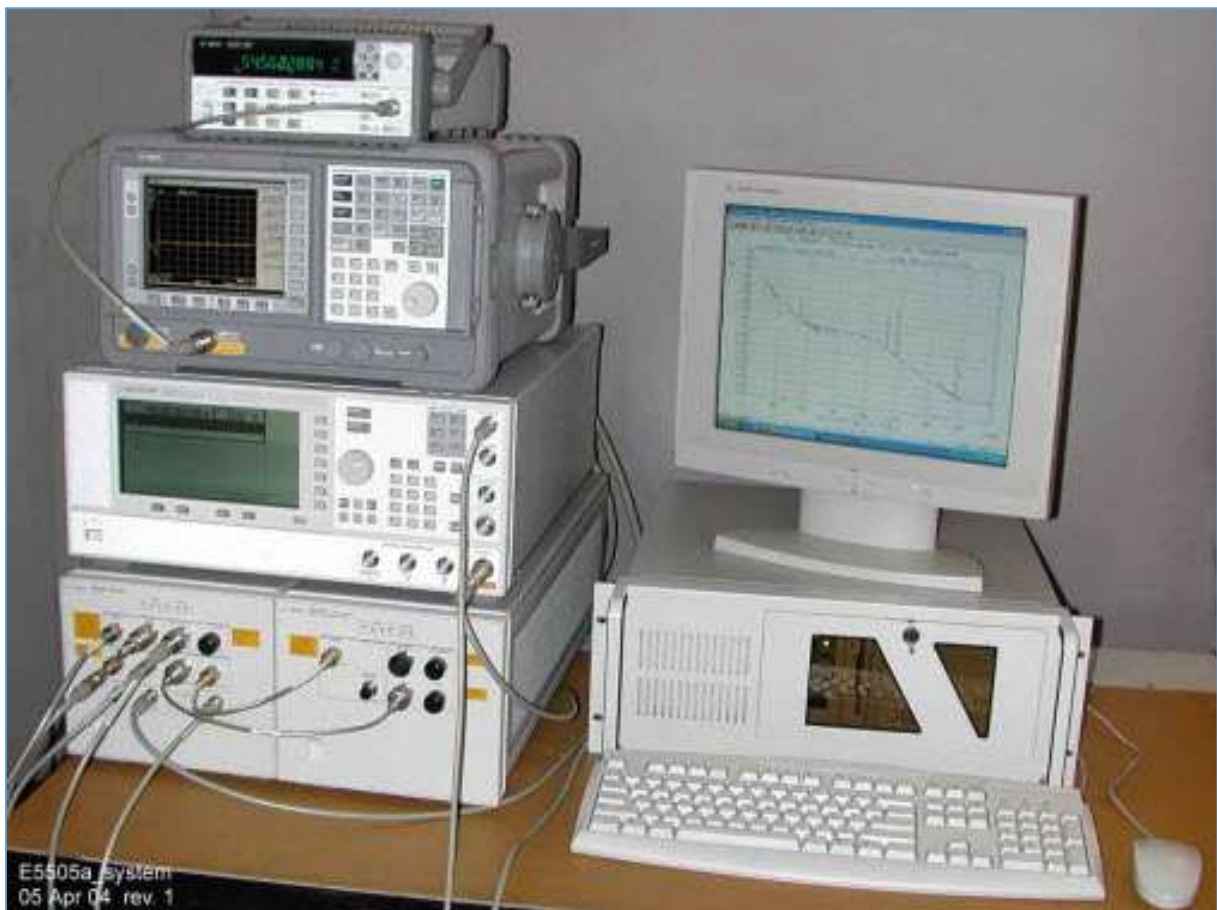


Fig. 98 : *Setup* de test professionnel (Agilent E5505A) pour la mesure du bruit de phase d'un oscillateur sous test. Source : Agilent Keysight, Phase Noise Measurement System, User's Guide.



Fig. 99 : Détecteur de phase, *Phase Noise Interface* HP 11848A utilisé par l'ARRL Lab. Source : Department of Electronics, Carleton University, Ottawa, Ontario, Canada.

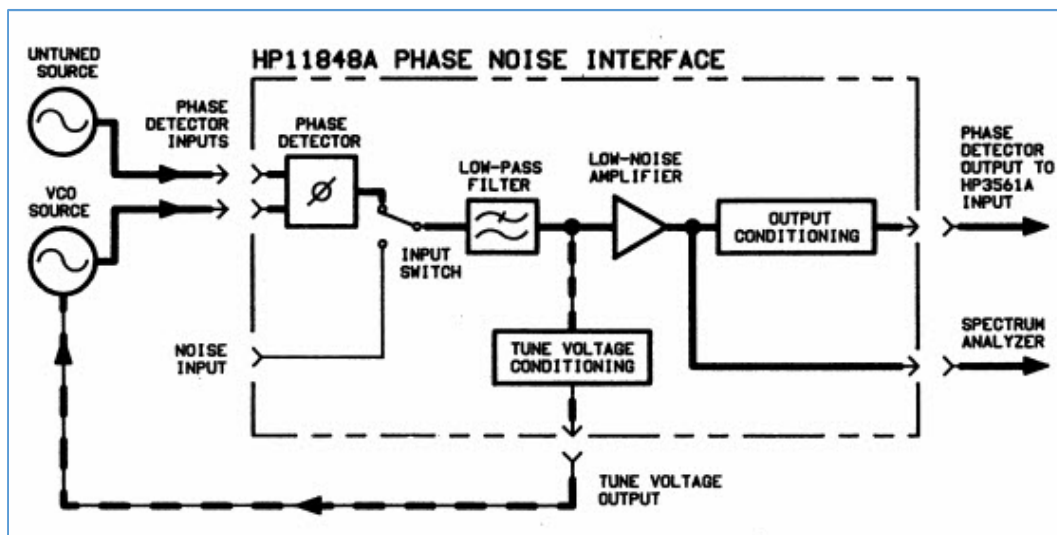


Fig. 100 : Schéma-bloc du *Phase Noise Interface* HP 11848A utilisé par l'ARRL Lab. Source : Hewlett Packard, HP 11848A Service Manual.



Fig. 101 : Cartes mémoires du logiciel HP 85671A *Phase Noise Utility* utilisé sur l'analyseur de spectre HP 8563E (voir figures 15 et 23) ayant servi à relever le bruit de phase de quelques émetteurs, voir illustrations des figures suivantes. Photo : ON4IJ.

Quelques exemples du bruit de phase d'émetteurs :

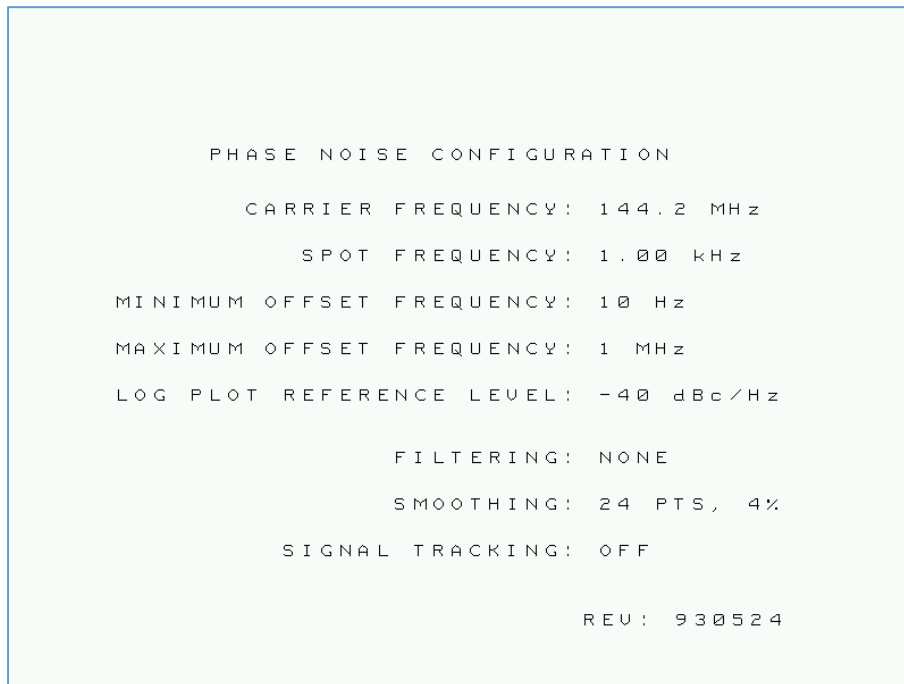


Fig. 102 : Écran d'accueil pour fixer les paramètres de test du logiciel *Phase Noise Utility* qui est utilisé sur l'analyseur de spectre HP 8763E. Les mesures seront effectuées pour des écarts de fréquences par rapport à la porteuse de 10 Hz à 1 MHz. Le niveau de référence au sommet de l'écran est paramétré sur -40 dBc. Cliché : ON4IJ.

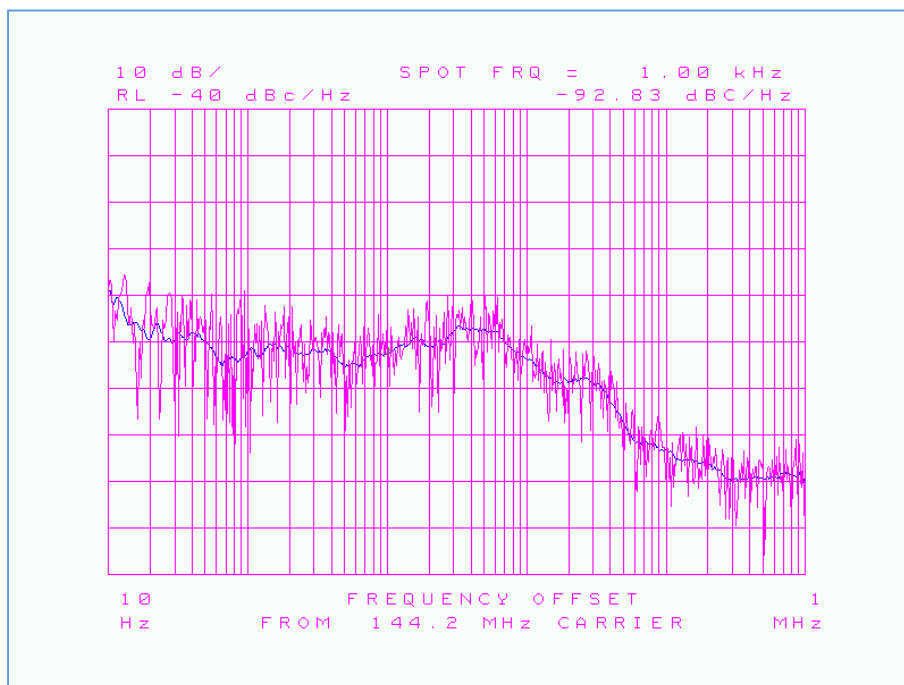


Fig. 103 : Mesure du bruit de phase d'un 1^{er} émetteur VHF sur 144,2 MHz. Le bruit de phase est de -90 dBc (en dessous de la porteuse) pour des écarts de 50 Hz à 2 kHz. Le maximum du bruit de phase est de -85 dBc et apparaît pour des écarts entre 3 kHz et 6 kHz. Ce bruit de phase est satisfaisant. Cliché ON4IJ.

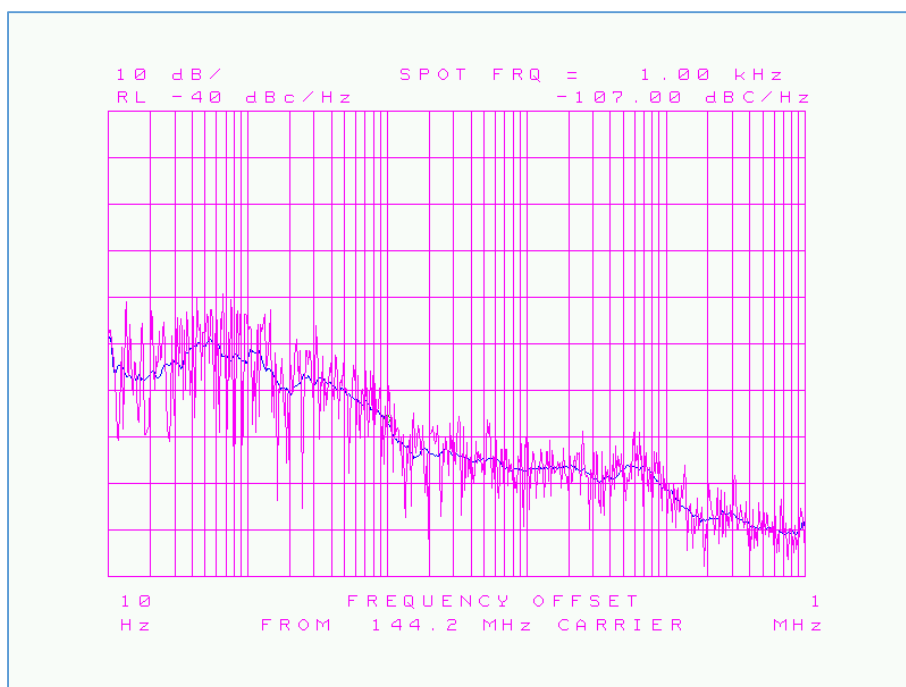


Fig. 104 : Mesure du bruit de phase d'un 2^{ème} émetteur VHF sur 144,2 MHz. Le bruit de phase est le plus important pour des faibles écarts entre 40 Hz et 150 Hz à -90 dBc. Pour des écarts entre 400 Hz et 1,5 kHz le bruit de phase descend progressivement de -100 dBc à -115 dBc et reste à ce niveau jusqu'à 100 kHz. Ce bruit de phase est très bon. Cliché ON4IJ.

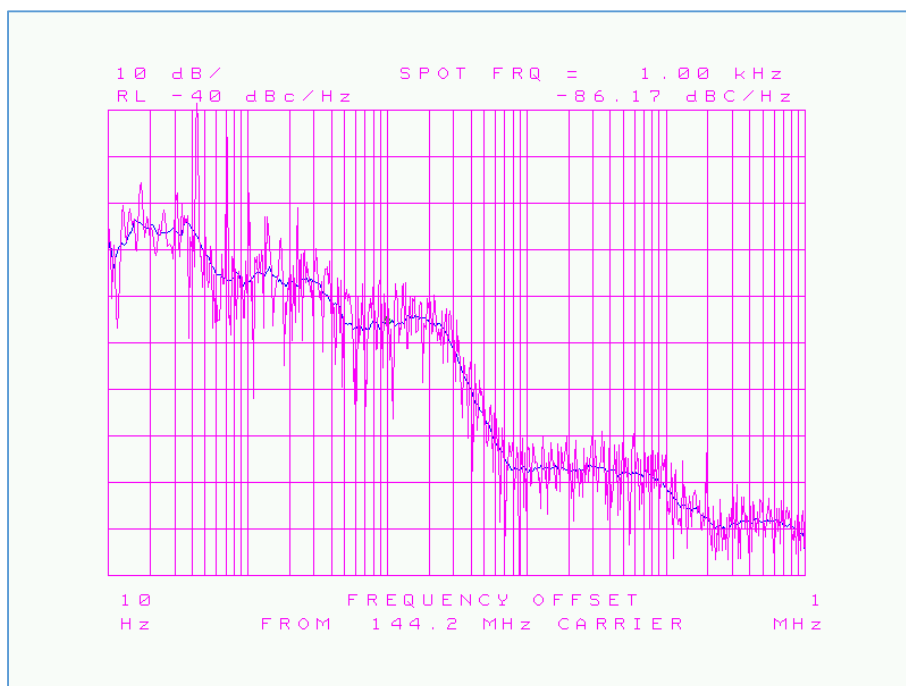


Fig. 105 : Mesure du bruit de phase d'un 3^{ème} émetteur VHF sur 144,2 MHz. Le bruit de phase est beaucoup plus important ici que sur les deux émetteurs précédents, spécialement pour des faibles écarts entre 15 Hz et 100 Hz à -65 dB. Ce bruit reste important de -75 dBc à -85 dBc entre 100Hz et 2,5 kHz. C'est seulement à partir de 3 kHz jusqu'à 8 kHz que le bruit retombe de -85 dBc à -115 dBc. Les performances au point de vue du bruit de phase sont relativement pauvres sur cet émetteur. Cliché : ON4IJ.

On constate que le bruit de phase est relativement conséquent sur une bande assez large en écart de fréquences par rapport à celle de la porteuse. Cela peut gêner d'autres stations qui sont à l'écoute de faibles signaux sur les fréquences adjacentes.

Prenons un exemple : soit une station puissante (la vôtre où vous utilisez la puissance maximale autorisée) qui est reçue chez d'autres OM avec un signal $S_9 + 40 \text{ dB}$, ce qui correspond à un niveau absolu de -33 dBm . Si le bruit de phase de votre station est de -95 dBc , le bruit de votre station sera reçu chez les autres OM à :
 $-33 \text{ dBm} - 95 \text{ dBc} = -128 \text{ dBm}$. Si un autre OM est à l'écoute d'une station lointaine dont le signal est reçu chez lui avec un niveau proche de la sensibilité de son récepteur dont le *MDS* est de -135 dBm , lorsque vous passerez en émission, le niveau du bruit de phase reçu par l'autre OM se situera à $-128 \text{ dBm} - (-135 \text{ dBm}) = +7 \text{ dB}$ au-dessus du niveau de la station lointaine qu'il essaye d'écouter. Autant dire que cette station lointaine est complètement masquée par le bruit de phase de votre émission.

3.7. Temps de réponse entre la fin de la réception et le début de transmission et vice versa

Il faut considérer deux temps de réponse distincts.

Le premier temps de réponse est celui entre le moment où l'on presse le bouton PTT (*Push To Talk*) et le moment où il y a la présence d'un signal modulé à la sortie HF de l'émetteur. En télégraphie, ce temps de réponse correspond entre le moment où l'on appuie sur la clef Morse et le moment où une porteuse apparaît à la sortie de l'émetteur.

Le deuxième temps de réponse est celui entre le moment où l'on relâche le bouton PTT et le moment où le récepteur est capable de sortir un signal audio lorsqu'il y a un signal HF présent à son entrée. En télégraphie, ce temps de réponse correspond au moment où la clef Morse est définitivement relâchée après un long appui et le moment où l'on reçoit un Tone audio à la sortie du récepteur en présence du signal d'une porteuse à son entrée HF.

Ces deux temps de réponse ne doivent pas être trop longs sinon on risque de rater la première syllabe du message vocal ou de rater le décodage des premières lettres d'un message en télégraphie. Ces temps de réponse deviennent critiques lors des transmissions numériques, comme par exemple en *Packet Radio AX25* où les commutations émission/réception et réception/émission sont fréquentes et parfois peu espacées dans le temps pour transmettre ou recevoir par exemple un message ACK (*Acknowledgement*).

Un temps de réponse de 35 ms est satisfaisant et un temps de 100 ms devient contraignant.

Mesure du temps de réponse entre la réception et l'émission :

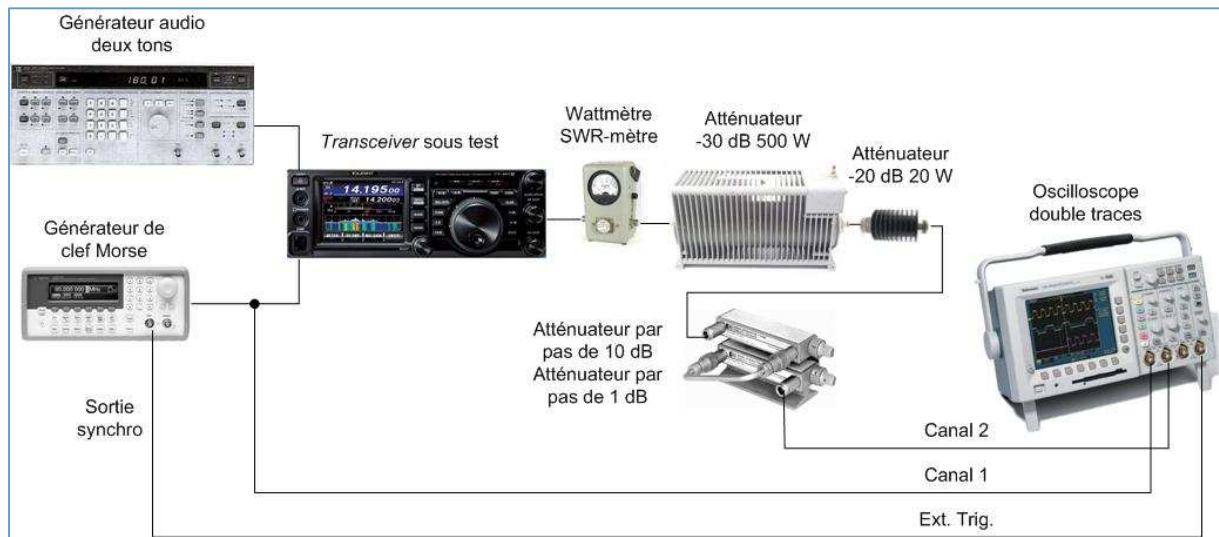


Fig. 106 : *Setup* pour la mesure du temps de réponse entre la réception et l'émission d'un *transceiver* sous test. Graphisme ON4IJ.

Pour la mesure du temps de réponse réception/émission, un générateur de clef Morse est utilisé afin d'établir le contact du PTT et un générateur audio deux tons est raccordé à l'entrée micro de l'émetteur. Pour commencer, on active le PTT et on règle la puissance de sortie de l'émetteur à son maximum. Ensuite, le générateur de clef Morse est réglé pour obtenir des longs cycles d'émission qui durent plusieurs secondes. Le signal PTT et le signal HF atténué de l'émetteur sont tous deux appliqués à deux canaux distincts d'un oscilloscope numérique à double traces. Une sortie de synchronisation du générateur de clef Morse permet de piloter le déclencheur de l'oscilloscope. On démarre le générateur de clef Morse et ensuite on mesure le délai entre la fermeture du contact du PTT et le moment où le signal HF modulé de l'émetteur atteint 50 % de sa puissance maximale de sortie (voir figure 106).

Mesure du temps de réponse entre l'émission et la réception :

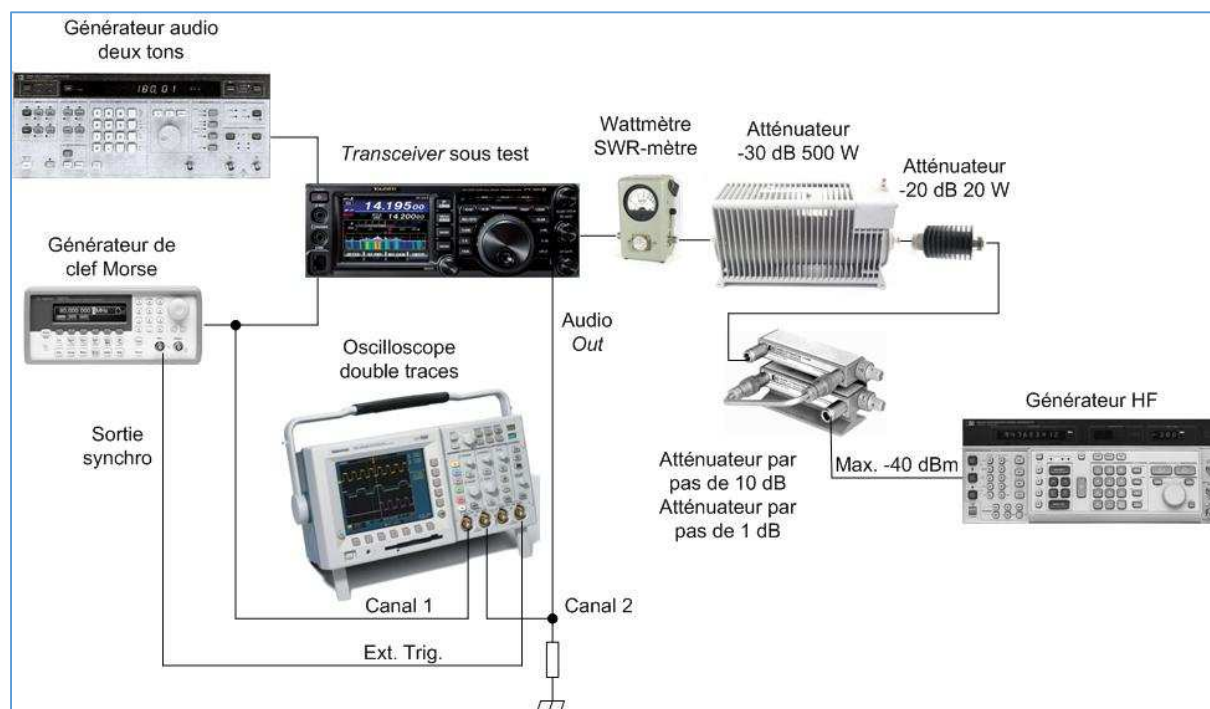


Fig. 107 : *Setup* pour la mesure du temps de réponse entre l'émission et la réception d'un *transceiver* sous test. Graphisme ON4IJ.

Pour la mesure du temps de réponse émission/réception, le générateur de clef Morse est utilisé de la même manière que celle du test précédent. Toutefois, le déclencheur de l'oscilloscope est réglé sur le flanc approprié (flanc montant ou descendant selon le type de signal de synchronisation du générateur de clef Morse). Le signal de réouverture du PTT et le signal audio à la sortie du récepteur sont appliqués à un oscilloscope numérique à double traces. Un générateur HF est raccordé au connecteur d'antenne du *transceiver* par l'intermédiaire des atténuateurs de puissance et des atténuateurs par pas de 10 dB et de 1 dB. La modulation interne du générateur HF peut être activée ou non selon le type de test : phonie ou télégraphie.

Il est très important d'avoir une atténuation suffisante entre la sortie HF de l'émetteur et la sortie du générateur HF pour obtenir un niveau absolu maximum de -40 dBm du signal d'émission qui vient se présenter à la sortie du générateur HF. Un générateur HF de laboratoire est prévu pour recevoir à la sortie de son PA un signal extérieur, mais celui-ci ne doit pas excéder le niveau maximum prévu par le constructeur. Un niveau de -40 dBm d'un signal présenté à la sortie d'un générateur HF est considéré en général comme un niveau sécurisant pour la sortie de celui-ci.

Lorsque le générateur de clef Morse est démarré, le contact PTT se ferme et le *transceiver* passe en émission. C'est l'opportunité de vérifier sur le canal 2 de l'oscilloscope raccordé à la sortie audio, l'absence de tout signal parasite, de « click » ou de « pop » lors de la commutation. Ensuite, lorsque le contact PTT est ouvert à nouveau, on mesure le délai entre le signal PTT et le signal audio lorsque ce dernier a atteint 50 % de sa valeur nominale (voir figure 107). Lors de la transition émission/réception, on vérifie aussi sur l'oscilloscope l'absence de signal parasite, de « click » ou de « pop » lors de la commutation.

Remarques sur les temps de réponse de commutations des *transceivers* SDR :

Certains *transceivers* SDR utilisent un ordinateur externe pour assurer la gestion logicielle des signaux de la station. Les performances de cet ordinateur affectent les temps de réponse de commutation émission/réception et réception/émission, en particulier en ce qui concerne la vitesse de la cadence d'horloge du microprocesseur de l'ordinateur. Un ordinateur relativement ancien avec une vitesse d'horloge de seulement 2 GHz peut avoir pour effet un allongement des temps de réponse. Si vous envisagez l'achat d'un *transceiver* SDR, il y a lieu de vérifier les recommandations du constructeur au sujet de la configuration et des spécifications minimales requises pour l'ordinateur externe de façon à ce que toutes les applications logicielle soient assez rapides. Il est conseillé de prévoir une marge de performances plus élevées de l'ordinateur pour permette à celui-ci de gérer en même temps d'autres applications logicielles utiles à la station radioamateur, par exemple le *logbook*, les *DX clusters*, la gestion du rotor d'antenne en cas de poursuite de la position d'un satellite, etc.

Conclusions :

Comprendre les performances des *transceivers* radioamateurs constitue une certaine assurance pour effectuer un choix judicieux d'un appareil qui convient à un OM dans une situation donnée et dans le type d'utilisation qu'il préfère.

Comprendre ces caractéristiques de performance, c'est aussi nous aider à bien utiliser une station radioamateur dans les règles de l'art et en connaissance de cause. Un radioamateur aura une maîtrise parfaite de sa station pour une utilisation optimale s'il connaît ce qui se trouve comme électronique dans son *transceiver* et comment celle-ci fonctionne.

Enfin, cet article était l'opportunité de rappeler certains principes utiles dans le domaine de la radiofréquence.