Analyseur de spectre et Radioamateurs

L'analyseur de spectre chez les radioamateurs est un des appareils de mesure radiofréquence par excellence. Il s'agit probablement de l'instrument de mesure le plus prisé après le multimètre électronique, l'oscilloscope et le générateur de signaux. L'analyseur de spectre est longtemps resté le privilège des ingénieurs en électronique et en radiocommunications mais le monde évolue et heureusement les radioamateurs se sont mis à la page. Ainsi, nous pouvons actuellement disposer d'un tel appareil à un prix OM, par exemple sous la forme d'un module compact qui se raccorde sur un ordinateur portable par l'intermédiaire d'un port de communication USB (*Universal Serial Bus*). En outre, il n'est plus rare de nos jours en 2016 d'avoir une prise de contact directe avec l'analyse spectrale des fréquences grâce à la présence d'afficheurs spécifiques sur les émetteurs–récepteurs modernes à l'usage des radioamateurs, ou grâce à des logiciels particuliers et dédiés.

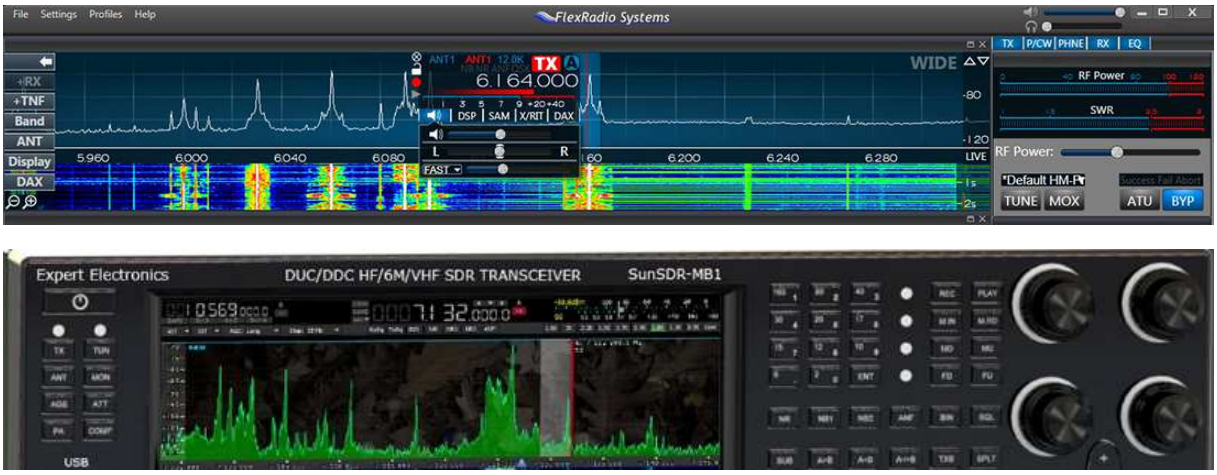


Fig. 1 : Clichés extraits du bandeau d'accueil du site Internet radioamateur ON5VL (2015) illustrant des afficheurs de spectre de fréquence.

À l'heure de l'informatique, qu'en est-il des analyseurs de spectre de laboratoire ?

L'analyseur de spectre radiofréquence reste une des pièces maîtresses des laboratoires professionnels de radiocommunications et est utilisé la plupart du temps dans la recherche d'ingénierie ou pour effectuer des mesures de précision. L'analyseur de spectre se révèle utile entre autres dans le domaine des transmissions à modulations numériques modernes telles que GSM (Global System for Mobile Communications), réseaux sans fil Wi-Fi (marque de la *Wi-Fi Alliance* du consortium *Wireless Ethernet Compatibility Alliance* WECA), 256QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*, symboles représentés par 8 bits), etc. Les appareils qui équipent de tels laboratoires sont en général du dernier cri des grands constructeurs (comme par exemple les analyseurs de spectre temps réel) et de tels instruments aussi performants sont actuellement inabordables pour les radioamateurs.

Toutefois, les analyseurs de spectre de laboratoire issus du marché de seconde main deviennent de plus en plus abordables pour les radioamateurs. Certes, ceux-ci sont parfois assez sportifs à utiliser, mais cela peut nous offrir le défi d'apprendre et de maîtriser le contenu d'un des chapitres du programme de l'examen de la licence *Harec* (*Harmonized Amateur Radio Examination Certificat*) avant d'utiliser un analyseur de spectre. En effet, il vaut mieux apprendre un peu de théorie et de technique avant d'utiliser un appareil de mesure plutôt que faire le contraire et « mettre la charrue avant les bœufs ».

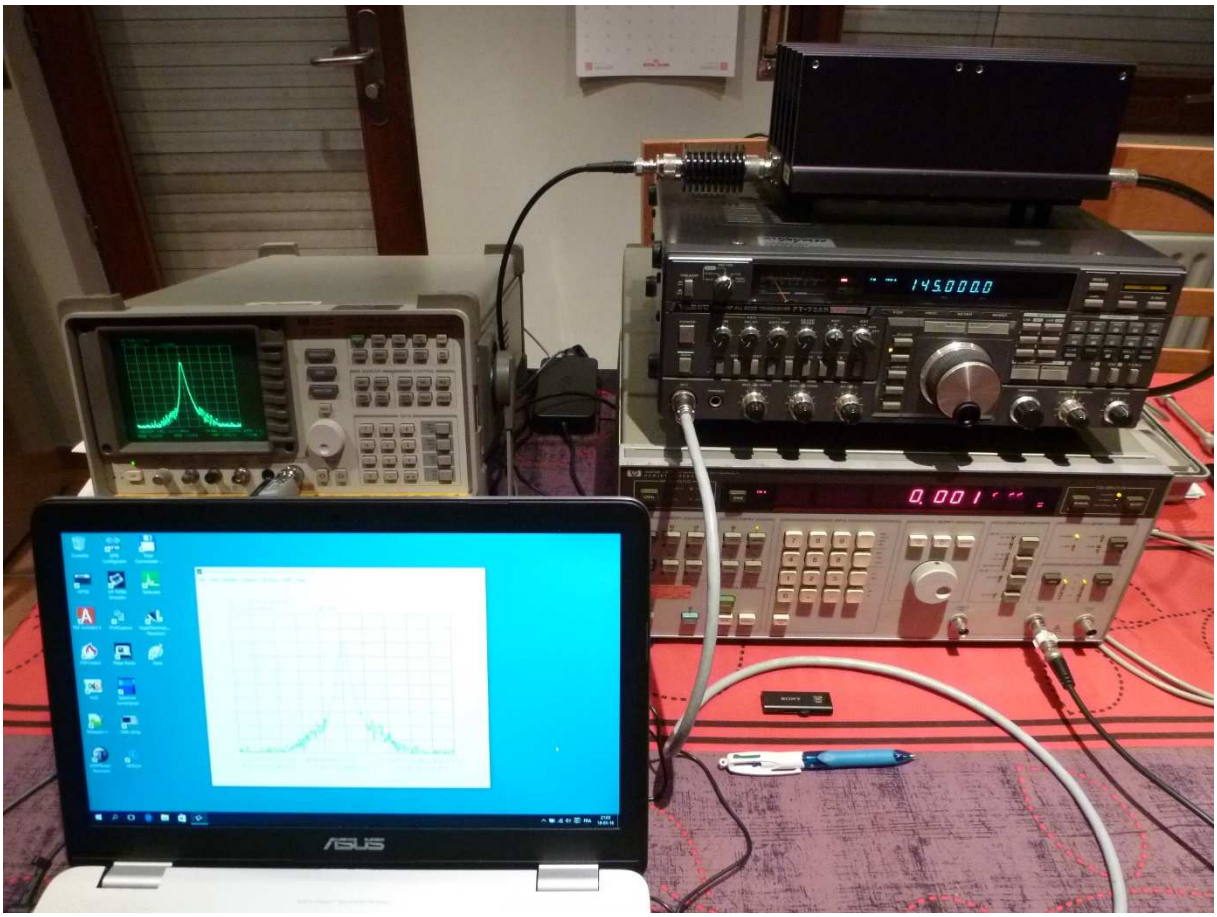


Fig. 2 : Analyseur de spectre et Radioamateur. Illustration d'un émetteur–récepteur FT-736R sous test avec un analyseur de spectre HP 8563E et un générateur à deux canaux HP 3326A. Les relevés des mesures sont archivés sur un ordinateur portable par l'intermédiaire d'une interface GPIB-USB Prologix (GPIB : *General Purpose Interface Bus*). L'émetteur sous test est raccordé à l'analyseur de spectre par l'intermédiaire d'un atténuateur de puissance Bird 500-WA-FFN-30 (500 W 30dB) suivi d'un atténuateur Narda 766-20 (20 W 20 dB) tous deux situés en haut à droite de la photo. Un DC-Block-limiteur Agilent N9355B (+10 dBm) est placé immédiatement à l'entrée de l'analyseur de spectre afin de protéger l'entrée HF de toute fausse manœuvre (*Better safe than sorry !* Il vaut mieux prévenir que guérir).

Le but de cet article est de faire un tour d'horizon de ce qu'est un analyseur de spectre afin d'appréhender l'utilisation d'un tel appareil et de montrer de manière ludique les types de mesure que l'on peut effectuer avec cet instrument. Nous utiliserons bon nombre de termes en anglais mais ceux-ci seront tous chaque fois définis en français.

Nous invitons le lecteur à se documenter pour approfondir le sujet, par exemple avec la série des notes d'application Hewlett-Packard AN150, AN150-1…AN150-15, les publications Rohde & Schwarz, Anritsu, Tektronix, etc.

Qu'est-ce que l'analyse spectrale ?

Intuitivement, dans la vie courante, nous effectuons quotidiennement de l'analyse spectrale, c'est-à-dire l'analyse d'un signal dans le domaine de la fréquence. Reconnaître le timbre d'un instrument de musique ou identifier une voix humaine, distinguer la couleur d'un feu de signalisation routière au vert ou au rouge, c'est de l'analyse spectrale. En effet, un signal simple ou complexe peut être décomposé en une série de composantes de différentes fréquences, de différentes amplitudes et de phases relatives entre elles. Nous devons cette découverte au mathématicien Jean-Baptiste Joseph Fourier né au XVIIIème siècle ayant donné son nom aux séries de Fourier, à l'analyse et à la transformation de Fourier. L'essentiel de cette découverte est que tout signal peut être décomposé en une somme d'un fondamental et d'harmoniques.

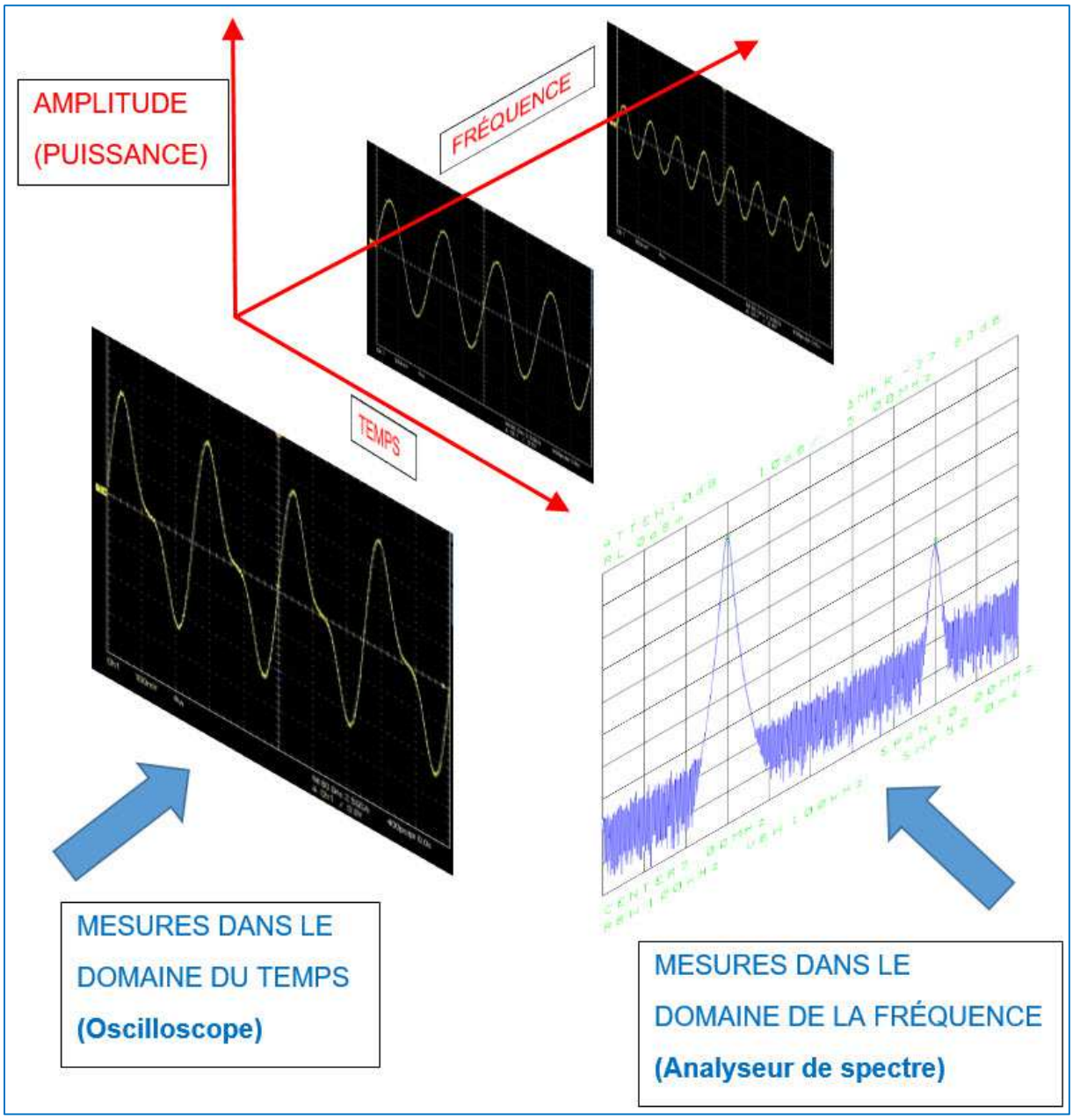


Fig. 3 : Analyse d'un signal : soit dans le domaine du temps soit dans le domaine de la fréquence.

En quoi l'analyse spectrale peut-elle se révéler utile ?

Un signal variable peut être observé dans le domaine du temps et nous informer par exemple sur la forme d'onde de ce signal. En revanche, un signal observé dans le domaine de la fréquence nous donnera bien plus d'informations sur les composantes qui forment ce signal. En effet deux sinusoïdes différentes peuvent se ressembler à l'œil nu sur un oscilloscope mais l'une d'entre-elles peut révéler des harmoniques d'amplitudes non négligeables sur un analyseur de spectre.

Dans le domaine des radiofréquences, cela a toute son importance : émettre sur la fréquence porteuse d'un signal modulant est donc envoyer sur l'éther un rayonnement électromagnétique (porteur d'une information) qui est supposé être caractérisé par une fréquence bien connue, bien définie et cela à l'exclusion de toutes autres fréquences porteuses, en particulier de fréquences harmoniques. La pureté spectrale d'une émission radio est une des caractéristiques essentielles afin d'éviter des brouillages d'émissions de tiers situées en dehors des bandes de fréquences allouées aux radioamateurs. On n'arrête pas les ondes radio dans l'espace, même si celles-ci s'atténuent selon le carré de la distance. Comme la perfection n'est pas de ce monde, l'enjeu est d'assurer à nos émissions radioamateur une pureté spectrale suffisante de façon à ce que l'amplitude des harmoniques soit réduite à un niveau acceptable défini par des normes qui sont rendues exécutoires par la législation en matière des radiocommunications.

Les harmoniques d'une fréquence porteuse ne sont qu'une partie émergente de l'iceberg en matière de radio-émissions. Le signal radiofréquence émis ne se limite pas à une porteuse seule (sauf dans le cas des télécommunications en morse caractérisées par une onde entretenue continue pure, CW *Continuous Wave*) : l'information transmise sous forme de modulation de la fréquence porteuse a pour conséquence une complexification du signal porteur qui se traduit par l'occupation d'une portion de largeur de bande adjacente à la fréquence porteuse. Le pilotage correct et efficace de la modulation doit contribuer à une maîtrise de la largeur de bande du signal émis.

Tout cela est vrai dans le meilleur des mondes, mais il subsiste dans la réalité des signaux parasites qui peuvent altérer la pureté spectrale d'une émission aux abords directs (ou non directs) de la porteuse et de la bande occupée par la modulation (la « largeur de bande nécessaire »). Les signaux parasites sont répertoriés sous les appellations suivantes : « rayonnements non essentiels » (*Spurious Emission*), « rayonnements non désirés » et « émissions hors bande ».

Pour être bien comprises, ces appellations (ou dénominations) sont clairement définies dans les recommandations de l'UIT-R : ensemble des normes techniques internationales développées par le secteur radiocommunications de l'UIT (Union Internationale des Télécommunications), anciennement CCIR (Comité Consultatif International des Radiocommunications).

Voici ci-dessous ces définitions (extraits de : Recommandation UIT-R SM.329-9). Ce texte peut apparaître rébarbatif mais il a un lien direct avec l'analyse spectrale.

Rayonnements non essentiels :

Rayonnement sur une ou sur des fréquences situées en dehors de la largeur de bande nécessaire et dont le niveau peut être réduit sans affecter la transmission de l'information correspondante. Ces rayonnements comprennent les rayonnements harmoniques, les rayonnements parasites, les produits d'intermodulation et de conversion de fréquence, à l'exclusion des émissions hors bande.

Rayonnements non désirés :

Ensemble des rayonnements non essentiels et des rayonnements provenant des émissions hors bande.

Émissions hors bande :

Émission sur une ou sur des fréquences situées immédiatement en dehors de la largeur de bande nécessaire, due au processus de la modulation, à l'exclusion des rayonnements non essentiels.

Largeur de bande nécessaire :

Pour une classe d'émission donnée, largeur de la bande de fréquences juste suffisante pour assurer la transmission de l'information à la vitesse et avec la qualité requises dans des conditions données.

Rayonnement harmonique :

Rayonnement non essentiel sur des fréquences qui sont des multiples entiers de la fréquence centrale.

Rayonnement parasite :

Rayonnement non essentiel produit accidentellement sur des fréquences indépendantes à la fois des fréquences porteuses ou caractéristiques d'une émission et des fréquences des oscillations résultant de la production de la fréquence porteuse ou caractéristique.

Produits d'intermodulation :

Les produits d'intermodulation non essentiels résultent de l'intermodulation entre:

- *les oscillations sur les fréquences porteuses, ou caractéristiques ou harmoniques d'une émission, ou les oscillations résultant de la production de ces fréquences porteuses ou caractéristiques; et*
- *des oscillations de même nature, d'une ou plusieurs autres émissions, en provenance du même ensemble émetteur ou d'émetteurs ou ensembles émetteurs différents.*

Produits de conversion de fréquence :

Rayonnements non essentiels, ne comprenant pas les rayonnements harmoniques, sur les fréquences ou des multiples entiers de celles-ci, ou des sommes et différences de multiples de celles-ci, des oscillations utilisées pour produire la fréquence porteuse ou la fréquence caractéristique d'une émission.

Rayonnements à large bande et à bande étroite vis-à-vis de l'appareil de mesure :

Une émission à large bande est une émission «dont la largeur de bande est supérieure à celle des récepteurs ou d'un appareil de mesure donné» (voir Vocabulaire électrotechnique international (VEI)/Commission électrotechnique internationale (CEI), 161-06-11).

Une émission à bande étroite est une émission «dont la largeur de bande est inférieure à celle des récepteurs ou d'un appareil de mesure donné» (voir VEI/CEI, 161-06-13).

Question : Que peut donc faire un analyseur de spectre dans tout cela ?

Réponse : voir et mesurer tout cela ! Et bien d'autres choses encore.

Sans être limitatif, voici encore quelques applications possibles avec un analyseur de spectre :

- Effectuer le relevé du bruit de phase d'un oscillateur ou d'un générateur (*Phase Noise*) ;
- Mesurer la puissance d'une émission dans un canal adjacent à celui que cette émission occupe ;
- Mesurer l'indice de modulation (ou déviation de fréquence) d'une porteuse modulée en fréquence ;
- Effectuer une surveillance (*monitoring*) du trafic radiofréquence sur une bande de fréquence ;
- Effectuer des mesures scalaires sur un circuit (mesures d'amplitude en fonction de la fréquence) avec un générateur suiveur à balayage (*Tracking Generator*) : courbe de réponse d'un filtre, d'un amplificateur, d'un étage mélangeur de fréquence, etc. ;
- Effectuer des mesures de distorsion harmonique ;
- Effectuer des mesures d'intermodulation (IMD) ;
- Démoduler un signal AM ou FM ;
- Effectuer des mesures sur une émission multiplexée (impulsions d'émission) d'un système TDMA (*Time Division Multiple Access*) en activant une fonction de déclenchement (*Time Gating*) ;
- Effectuer des mesures sur un signal d'une émission pulsée (modulation numérique tout ou rien) : mesure de la largeur d'impulsion et mesure de la répétition de cycle du train d'impulsions ;
- Effectuer des mesures d'interférences électromagnétiques (EMI) ;
- Etc.

Qu'est-ce qu'un analyseur de spectre ?

Un analyseur de spectre est en résumé un super récepteur ! Un récepteur de mesure.

Oui, il s'agit bien d'un récepteur superhétérodyne comme tous ceux que les radioamateurs utilisent pour la réception des radiocommunications. Toutefois, un analyseur de spectre a la faculté de balayer (avec une base de temps) une bande de fréquence en permanence (comme s'il s'agissait d'un scanner radiofréquence) et a aussi la faculté de sélectionner à volonté une sélectivité désirée (résolution de bande passante de la fenêtre de réception, RBW : *Resolution BandWidth*). À la sortie du démodulateur (détecteur d'enveloppe), le signal démodulé n'est pas appliqué à un haut-parleur, mais bien à l'amplificateur de déflexion verticale d'un écran à tube cathodique par l'intermédiaire d'un amplificateur à réponse logarithmique pour obtenir une amplitude graduée en décibels. L'amplificateur horizontal de déflexion du tube cathodique est raccordé à la base de temps qui pilote le balayage en fréquence de l'analyseur de spectre. On obtient ainsi une mesure d'amplitude dans le domaine de la fréquence.

Comment réaliser un balayage en fréquence ?

Dans un récepteur superhétérodyne (à double ou à multiple changements de fréquence), le premier changement de fréquence s'effectue au moyen d'un mélangeur de fréquences piloté par un oscillateur local (hétérodyne). Il en est de même dans un analyseur de spectre. Le changement de fréquence s'effectue en général par battement supérieur : la fréquence de l'oscillateur local est supérieure à celle de la réception haute-fréquence désirée avec un écart en fréquence qui correspond à celle de l'étage de la première moyenne fréquence (première fréquence intermédiaire). C'est donc la fréquence de l'oscillateur local du premier changement de fréquence qui détermine la fréquence d'accord de réception. Cet oscillateur local est piloté par une tension de commande qui détermine sa fréquence d'oscillation : il s'agit d'un oscillateur commandé en tension (VCO : *Voltage-Controlled Oscillator*). Il suffit donc de piloter ce VCO par la rampe de tension de la base de temps de l'analyseur de spectre et on obtient ainsi le balayage en fréquence de celui-ci.

Comment sélectionner à volonté la sélectivité d'un super récepteur ?

La sélectivité d'un récepteur superhétérodyne tient principalement à celle des étages moyenne fréquence. Ainsi il suffit de placer une série de filtres passe-bande dont on peut faire varier la largeur de bande passante pour obtenir une sélectivité réglable à volonté dans l'analyseur de spectre.

Pourquoi est-il nécessaire de régler la sélectivité d'un super récepteur ?

Principalement pour pouvoir distinguer des signaux adjacents et proches en fréquence. En très résumé, tout est une question de compromis entre l'étendue du balayage en fréquence de l'analyseur de spectre et la sélectivité appropriée pour cette étendue. Le compromis ne se limite pas à la sélectivité. En effet, le temps de transit (*throughput*) et le temps de montée (*rise time*) d'un signal à travers un filtre est fonction du nombre de pôles qui le constituent et, indirectement, de la bande passante de celui-ci. Ceci impose en corollaire une vitesse de balayage appropriée en fonction de

la résolution de bande passante désirée (sélectivité désirée). Le temps de balayage conditionne indirectement la capacité en vitesse de mesure de l'appareil analyseur de spectre. Nous examinerons plus loin la raison et la nécessité du réglage de la résolution de bande passante d'un analyseur de spectre.

Un petit schéma vaut mieux qu'un long discours. Voici l'intérieur d'un analyseur de spectre en schéma bloc simplifié.

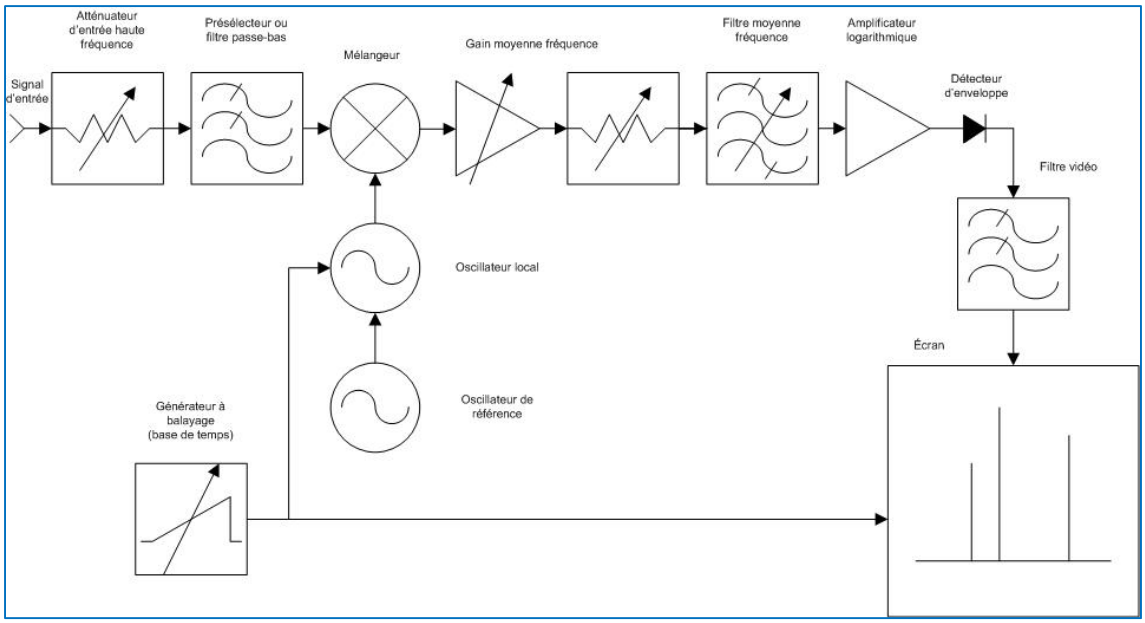


Fig. 4 : Schéma bloc d'un analyseur de spectre du type hétérodyne et à balayage de fréquence. La chaîne des étages moyenne fréquence est représentée par un simple changement de fréquence. Dans la réalité, la chaîne moyenne fréquence comporte plusieurs changements de fréquence.

Nous supposons que le lecteur est déjà familiarisé avec le schéma bloc d'un récepteur superhétérodyne d'une station radioamateur.

Dans le schéma bloc ci-dessus, l'oscillateur local est piloté non seulement par la rampe de tension de la base de temps, mais aussi par un oscillateur de référence. L'oscillateur local fait partie en réalité d'une boucle d'asservissement de phase (PLL : *Phase Locked Loop*). La fréquence du VCO est comparée à celle de l'oscillateur de référence pour assurer au VCO la précision et la stabilité en fréquence requise. L'oscillateur de référence est en général du type OCXO (*Oven Controlled Xtal Oscillator*) : oscillateur à quartz situé dans une enceinte chauffée et régulée en température (« four »). Le VCO est en général du type YTO : YIG *Tuned Oscillator* ; YIG : *Yttrium Iron Garnet*, grenat d'yttrium et de fer (Y_3 Fe_5 O_{12}), oscillateur accordé par un résonateur YIG ; il s'agit d'une technologie toute particulière pour réaliser un VCO large bande et sur des fréquences très élevées (jusqu'à plusieurs dizaines de GigaHertz).

Nous avons décrit ci-dessus très sommairement un des types d'analyseur de spectre : analyseur hétérodyne et à accord de fréquence par balayage (*Swept Tuned Spectrum Analyzer*). Les analyseurs de spectre temps réel sont basés sur un autre principe : l'analyse suivant la transformée de Fourier rapide (FFT : *Fast Fourier Transform*), mais cela est une autre histoire.

À quoi donc ressemble un analyseur de spectre ?

Cela ressemble à un « oscilloscope » car il y a un écran à tube cathodique ou un afficheur numérique à cristaux liquides (LCD) visible sur la face avant de l'appareil. En revanche à y voir de plus près, on y découvre une pléthore de boutons aux fonctions d'appellations étranges, c'est-à-dire peu habituelles à celles que l'on s'attend à rencontrer sur un oscilloscope.

Voici quelques photos d'analyseurs de spectre au cours de l'évolution de ce type d'instrument de mesure. Nous avons choisi quelques modèles représentatifs du constructeur Hewlett Packard Agilent Keysight, mais aussi quelques autres modèles des constructeurs Advantest, Anritsu, IFR Aeroflex, Marconi Instruments, Rohde & Schwarz, Tektronix, etc.

Fig. 5 : Le premier analyseur de spectre Hewlett Packard : HP851A/HP8551A en 1964. Source Internet HP memory Project.

Très fort pour l'époque en 1964 : un analyseur de spectre capable de mesurer des signaux jusqu'à 10 GHz ! (40 GHz avec mélangeur externe).

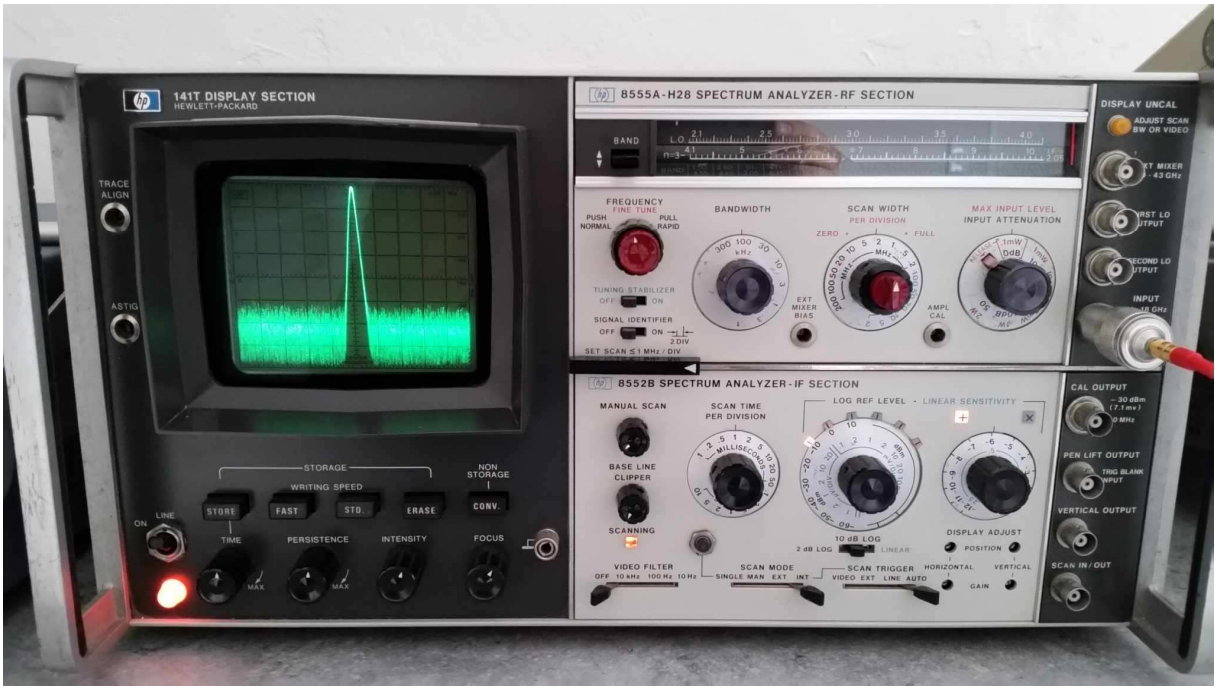


Fig. 6 : Analyseur de spectre Hewlett Packard : HP141T (1968). Photo de Dirk Ruffing (DH4YM).

Cet analyseur de spectre est relativement bien connu des radioamateurs. Ce modèle a équipé de nombreux laboratoires d'écoles techniques et universitaires. Sur le marché de seconde main, il n'est pas rare d'en trouver en 2016 à des prix compétitifs compris entre 250,00 € et 1000 € avec tiroirs compris (IF + HF 110 MHz ou 18 GHz).

Fig. 7 : Analyseur de spectre Hewlett Packard : HP 8558B HP181T (1973-1975). Source Internet HP memory Project. Modèle très connu avec le HP 182T ayant aussi équipé de nombreux laboratoires d'écoles techniques et de petites entreprises en radiocommunications.

Fig. 8 : Analyseur de spectre Hewlett Packard : HP8568A (1978). Source Internet HP memory Project.

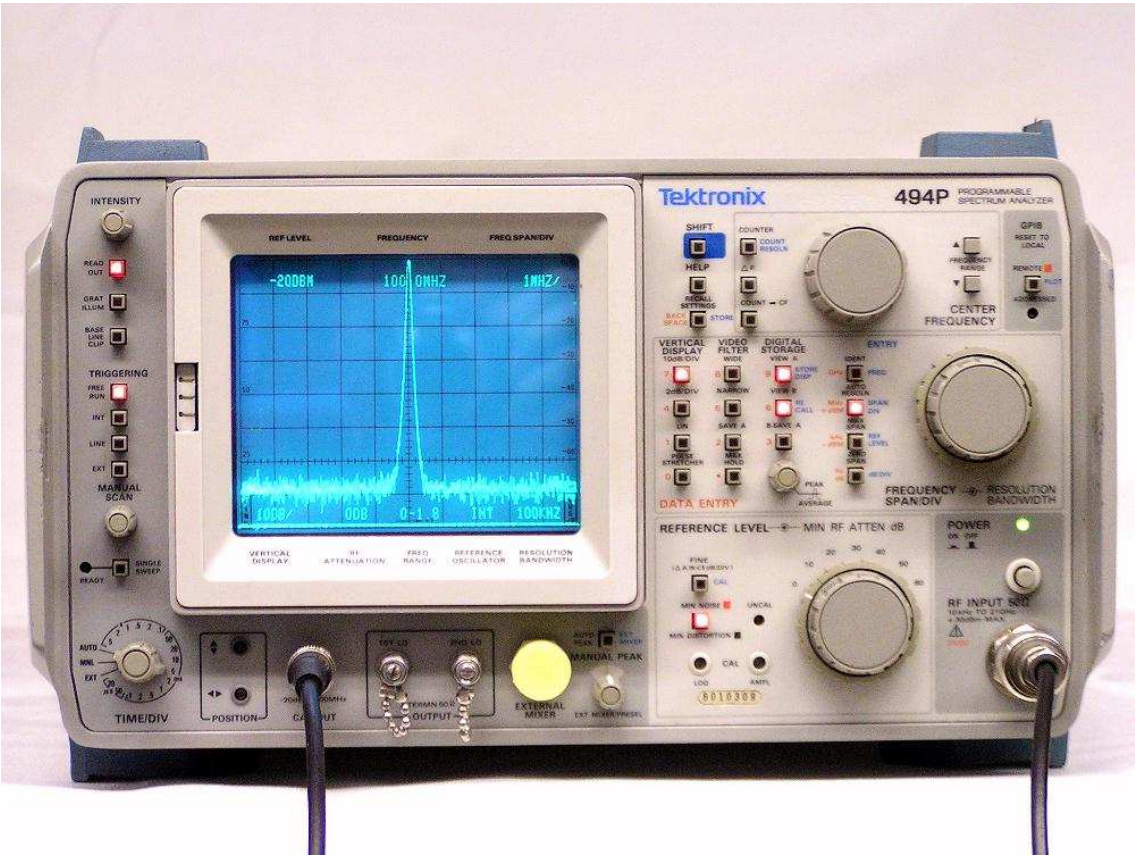


Fig. 9 : Analyseur de spectre Tektronix : 494P (1983). Source Internet Radau-Funktechnik.

Fig. 10 : Analyseur de spectre Marconi Instruments : 2380/2383 (1986). Source Internet Used Equipment Surplus & Storage Ltd.

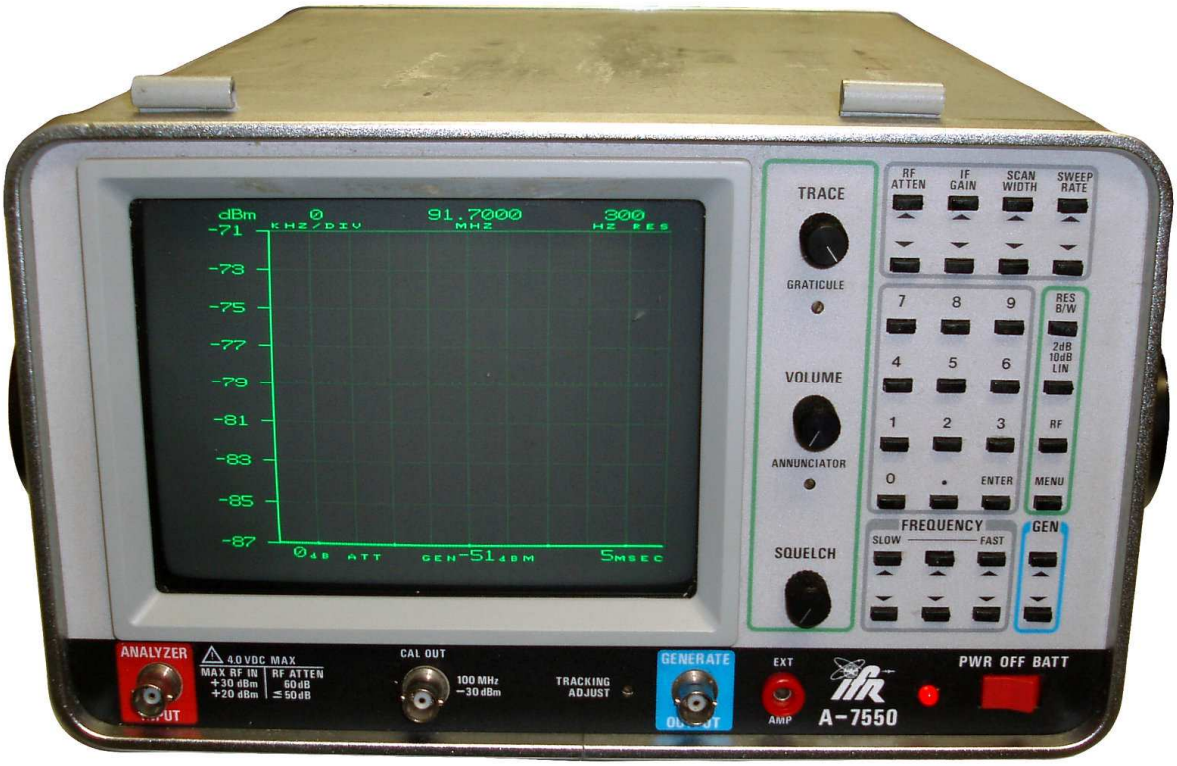


Fig. 11 : Analyseur de spectre IFR Aeroflex : A-7550 (1986). Source Internet US Instrument Services.

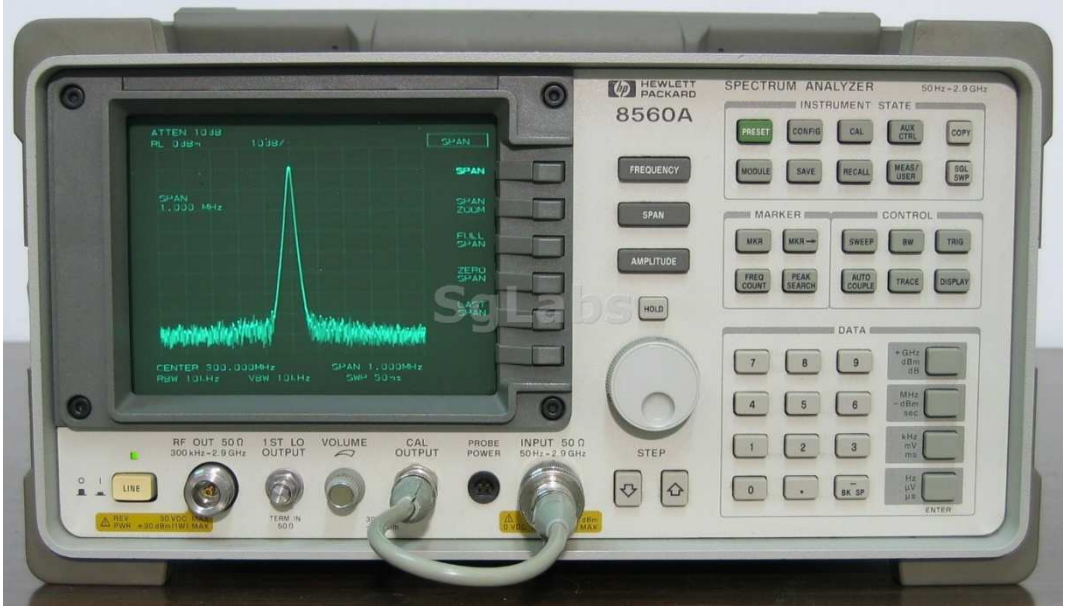


Fig. 12 : Analyseur de spectre Hewlett Packard : HP8560A (1987). Source Internet SG Labs.
Le « frère » de cet analyseur est le HP 8590A (1986) plus dédié à l'analyse des modulations numériques grâce à l'adjonction de logiciels spécifiques (CMDA : *Code Division Multiple Access*, CATV : *Cable Television*, EMC : *Electro Magnetic Compatibility*, DECT : *Digital European Cordless Telephone*, CT2-CAI : *Cordless Telephone Common Air Interface*, GSM : *Global System for Mobile Communications*, DCS : *Digital Communication System*, NACD-TDMA : *North American Digital Cellular Time Division Multiple Access*, PDC : *Personal Digital Cellular*, PHS *Personal Handy Phone*, JDC : *Japan Digital Cellular*, etc.).

Fig. 13 : Analyseur de spectre Advantest : R3272 (1995). Source Internet Helmut Singer Elektronik, Feldchen Aachen.

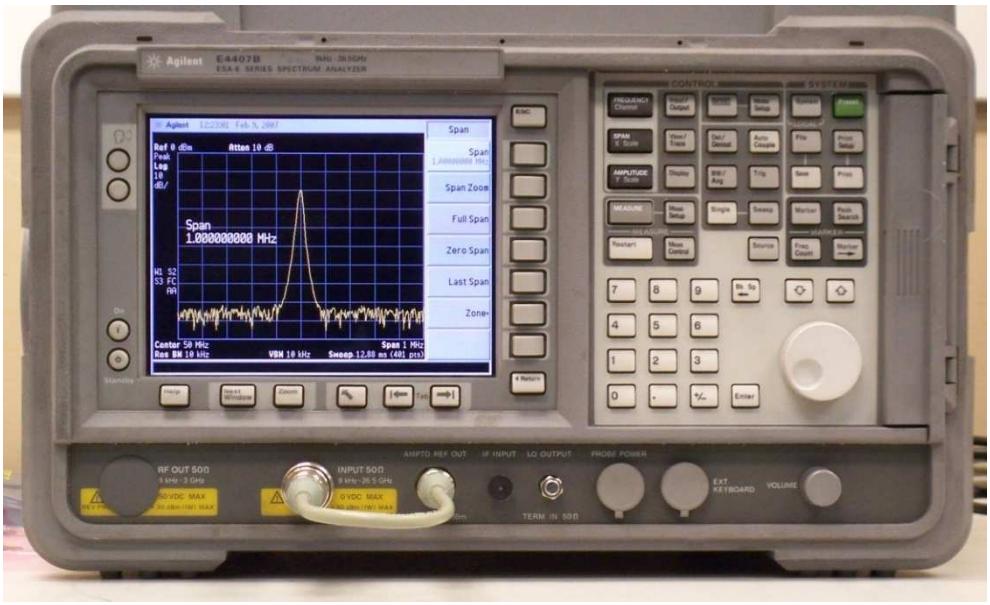


Fig. 14 : Analyseur de spectre Agilent : E4407B (2000). Source Internet Cal Center Inc.

Fig. 15 : Analyseur de spectre Anritsu : MS2668C (2009). Source Internet Helmut Singer Elektronik, Feldchen Aachen.

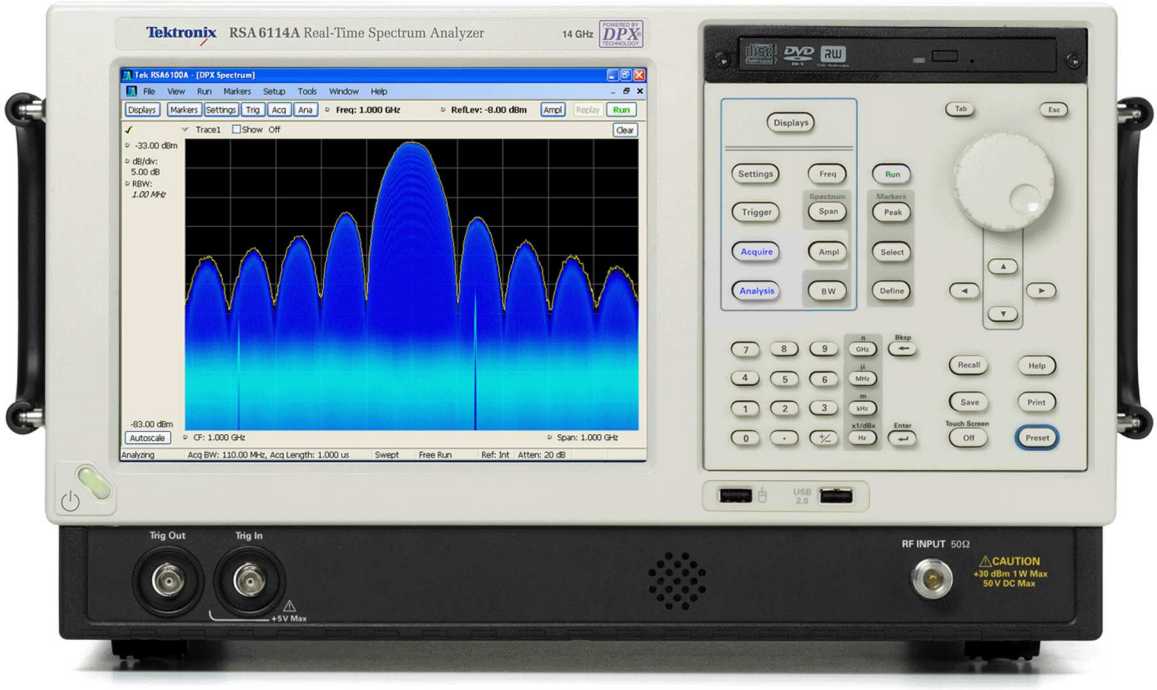


Fig. 16 : Analyseur de spectre temps réel Tektronix : RSA6114A (2009). Source Internet EE Times.

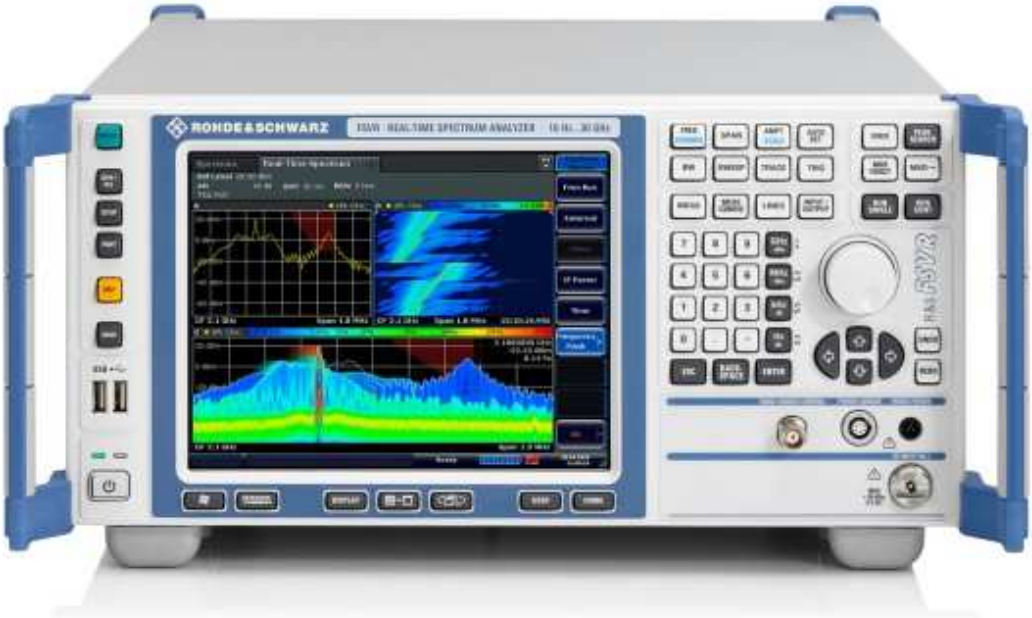


Fig. 17 : Analyseur de spectre temps réel Rohde & Schwarz : FSVR (2010). Source Internet R&S.

Fig. 18 : Analyseur de spectre temps réel Agilent : N9030A (2012). Source Internet Microwave & RF.

Fig. 19 : Analyseur de spectre portable Keysight : N9344C (2011). Source Internet Keysight.

Quelles sont les principales touches de fonction d'un analyseur de spectre ?

- FREQUENCY CENTER : réglage en fréquence au milieu de l'axe des abscisses du réticule de l'écran, en Hz, kHz, MHz ou GHz.
- FREQUENCY START, STOP : réglage en fréquence au début et en fin de l'axe des abscisses du réticule de l'écran. Ces deux fréquences définissent automatiquement la portion de bande affichée à l'écran et donc l'étendue du balayage en fréquence de l'analyseur de spectre.
- SPAN : étalement du balayage en fréquence de l'analyseur, c'est-à-dire la portion de bande de fréquence affichée à l'écran entre le début et la fin du réticule, en Hz, kHz, MHz, ou GHz pour les dix divisions horizontales. On en déduit la largeur du balayage en fréquence en Hz, kHz, MHz ou GHz par division horizontale du réticule. La fonction Zero Span sera décrite plus loin.
- AMPLITUDE REFERENCE LEVEL : il s'agit du réglage du niveau d'amplitude affiché au sommet du réticule en dBm, dBµV, dBmV, V ou W. Cette amplitude représente donc une puissance ou une tension.
- AMPLITUDE LOG dB/DIV : il s'agit d'une graduation logarithmique de l'échelle verticale du réticule pour exprimer l'amplitude en dB par division : 10 ; 5 ; 2 ; 1 dB/Div par exemple. Ce rapport en dB par division indique celui entre le niveau d'amplitude du signal mesuré et le niveau absolu d'amplitude au sommet de l'écran (*Reference Level*).
- AMPLITUDE LINEAR : détermine une graduation linéaire d'amplitude.

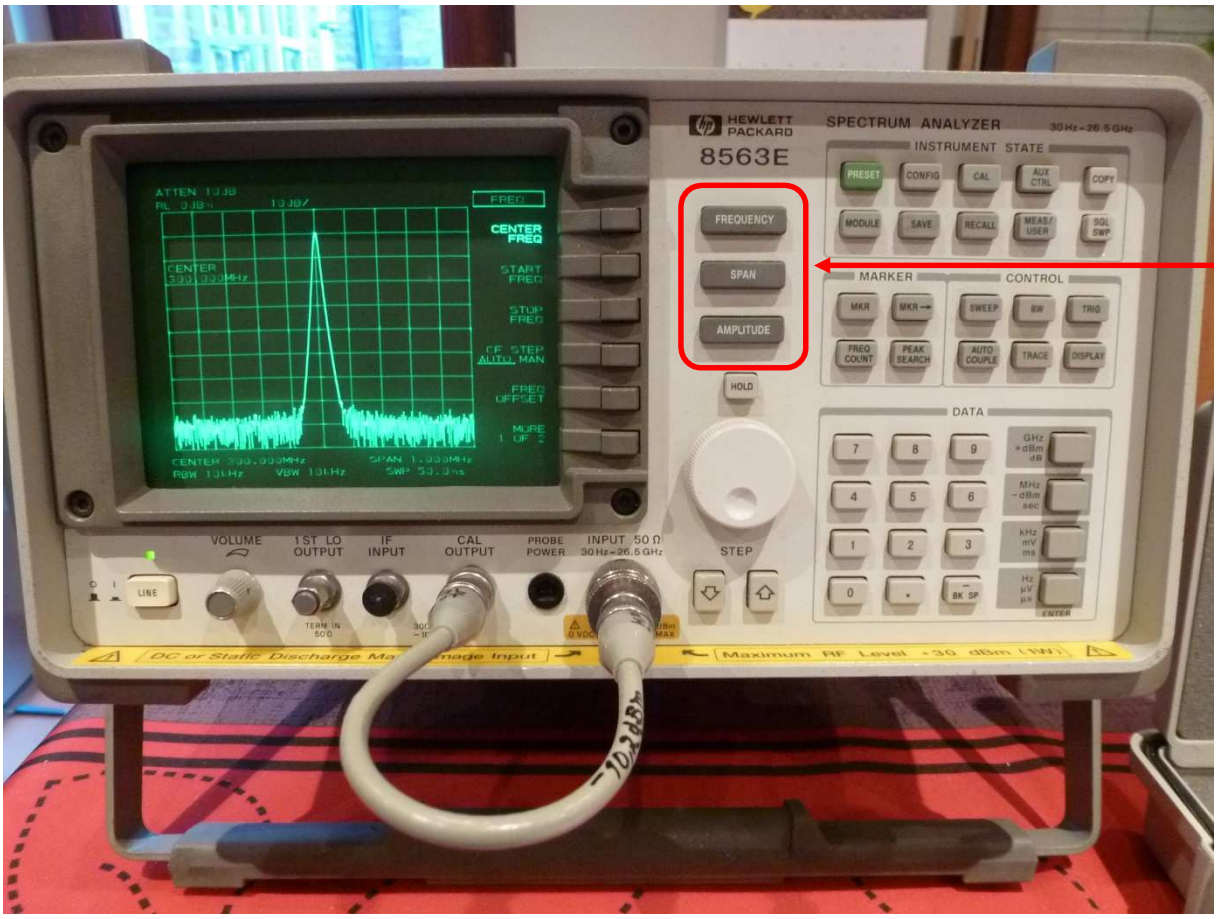


Fig. 20 : Analyseur de spectre HP 8563E : fonctions principales *Frequency*, *Span* et *Amplitude*.

Quelles sont les indications affichées sur l'écran de l'analyseur de spectre ?

Fig. 21 : Écran afficheur du tube cathodique de l'analyseur de spectre HP 8563E. Sur la droite de l'écran apparaissent les fonctions secondaires liées aux fonctions principales *Frequency*, *Span*, *Amplitude*. Les fonctions secondaires sont sélectionnées par des touches de fonction qui sont alignées en regard des fonctions secondaires (principe des menus).

Afin de relever les clichés d'écran, un ordinateur portable est raccordé à l'analyseur de spectre par l'intermédiaire d'une interface GPIB-USB.

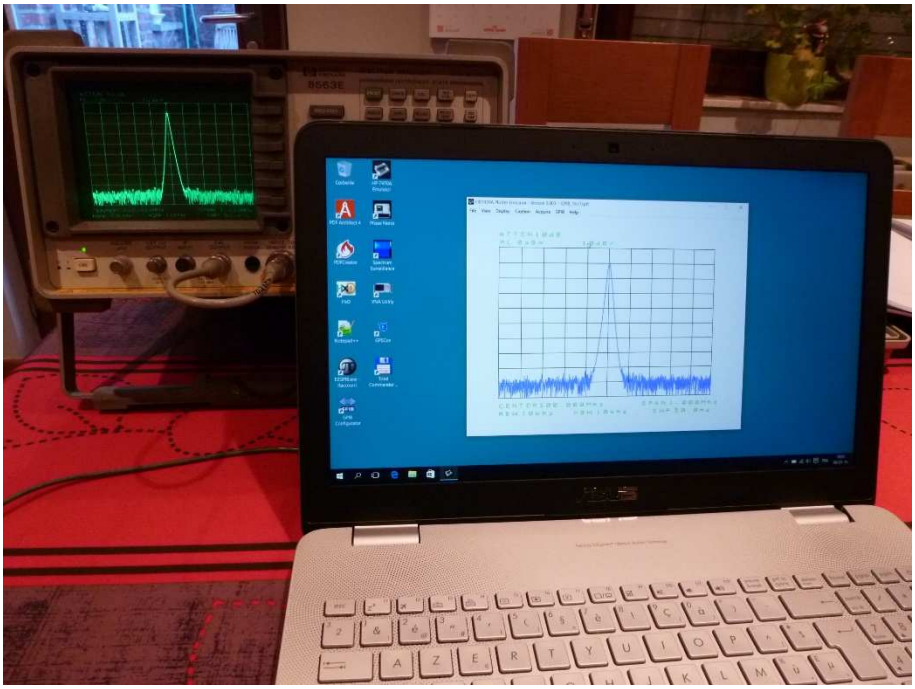


Fig. 22 : Liaison GPIB de l'analyseur de spectre HP8563E avec une entrée USB d'un ordinateur portable afin d'effectuer des relevés d'écran. Le logiciel d'acquisition est l'émulateur de table traçante HP7470 qui a été réalisé par John Miles KE5FX. L'interface GPIB-USB utilisée ici est un produit du constructeur Prologix.

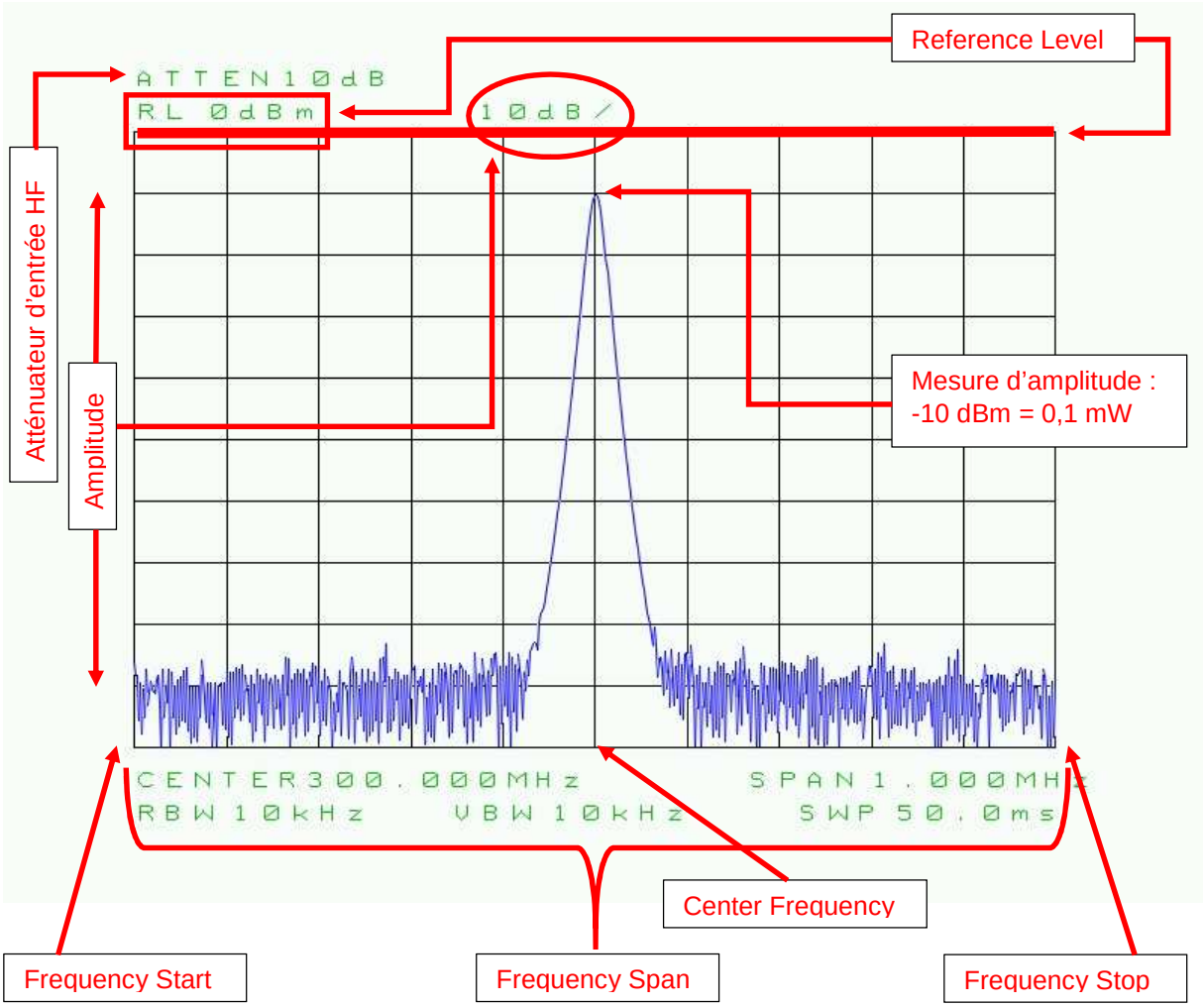


Fig. 23 : Relevé de l'affichage des données de mesure sur l'écran de l'analyseur de spectre : atténuateur d'entrée haute fréquence (ici de 10 dB), *Center Frequency, Frequency Start Stop*, *Span*, *Reference Level*, Log 10 dB par division, etc.

Le *Frequency Span* sur la figure ci-dessus étant de 1 MHz, on a 100 kHz par division horizontale. Le *Reference Level* étant à 0 dBm et la graduation d'amplitude étant de 10 dB par division, la puissance du signal mesuré ici à 300 MHz est de -10 dBm, soit 0,1 mW. La fréquence centrale étant de 300 MHz et le *Span* étant de 1MHz, on a un balayage en fréquence de l'analyseur de spectre entre 299,5 MHz et 300,5 MHz.

Nous avons d'autres indications importantes au bas de l'écran : **RBW**, **VBW** et **SWP** :

- **RBW (*Resolution BandWidth*)** : sélectivité réglée à l'analyseur de spectre ;
- **VBW (*Video BandWidth*)** : filtrage du signal vidéo de la trace sur l'écran ;
- **SWP (*Sweep*)** : vitesse du balayage en fréquence de l'analyseur de spectre.

Ces paramètres RBW, VBW et SWP sont intimement liés et doivent faire l'objet d'un compromis entre eux. Ils sont automatiquement mis en relation par les algorithmes programmés dans l'unité centrale de calcul de l'analyseur de spectre. Toutefois, il est possible de débrayer cet automatisme et de sélectionner ces paramètres manuellement.

Le réglage manuel de la sélectivité de l'analyseur de spectre (RWB) ne peut être réduit impunément sans tenir compte du temps de montée et de descente d'un signal lors de son passage à travers les filtres passe-bande de la moyenne fréquence. Ainsi le signal doit être appliqué pendant un certain temps dans la bande passante du filtre passe-bande afin d'obtenir un signal correctement traité sans distorsion de celui-ci ni dégradation de son amplitude. L'analyseur de spectre balaye en permanence une plage de fréquence, dès lors le signal « passe » fugitivement au travers du filtre passe-bande, et en particulier dans sa bande passante. Cette « vitesse » de passage du signal est fonction du paramètre SPAN (étalement en fréquence) et de la vitesse de balayage SWEEP de l'analyseur de spectre entre la fréquence Start et Stop. Selon le réglage de la résolution de bande passante (RBW) de l'analyseur, le temps de montée du signal est différent : ce temps est allongé pour une résolution plus fine, c'est-à-dire pour un filtre passe-bande à bande plus étroite que celle qui avait été choisie au départ. En outre, plus le filtre est à bande étroite, moins de temps met le signal pour passer d'une extrémité à l'autre de la bande passante du filtre selon le balayage de l'analyseur.

On peut exprimer le temps que le signal doit rester dans la bande passante du filtre comme suit :

$$Time\ in\ Pass\ Band = \frac{(RBW).(SWP\ Time)}{Span}$$

D'autre part, le temps de montée du signal dans un filtre est inversement proportionnel à sa bande passante.

$$Rise\ Time = \frac{k}{RBW}$$

Si on établit une équivalence entre ces deux équations, on obtient :

$$\frac{k}{RBW} = \frac{(RBW).(SWP\ Time)}{Span}$$

C'est-à-dire :

$$SWP\ Time = \frac{k.(Span)}{(RBW)^2}$$

Les filtres passe-bande peuvent avoir différentes formes de courbes de réponse selon le type de filtre. Dans les analyseurs de spectre, on utilise généralement des filtres passe-bande du type Quasi-Gaussien pour lesquels la valeur *k* est de l'ordre de 2 à 3.

L'information qu'il y a lieu de retenir ici est que tout changement dans la résolution de bande passante de l'analyseur de spectre a un effet drastique sur la vitesse de balayage (*Sweep Time*). Dans les analyseurs classiques, les calibres de résolution évoluent selon une séquence 1, 3, 10, soit une séquence dont l'évolution équivaut grossièrement à la racine carrée de 10. Ainsi, le temps de balayage (*Sweep Time*) est affecté d'un facteur 10 à chaque saut de calibre de résolution de bande passante de l'analyseur (voir le dénominateur de l'équation ci-dessus qui est le carré de RBW).

Si le temps de balayage est trop court, l'analyseur indique un message d'erreur : « *Meas Uncal* », c'est-à-dire que la mesure n'est pas valide ou non calibrée.

Les calibres RBW (résolution) et VBW (filtre vidéo) sont en général automatiquement liés entre eux par un facteur 1, mais il est possible d'effectuer un réglage manuel de la bande passante vidéo (VBW) qui sera le plus souvent d'une bande plus étroite que celle de la résolution (RBW).

Pourquoi la théorie nous apprend qu'une porteuse doit être visible sous la forme d'une raie et qu'en pratique un analyseur de spectre montre une courbe en forme de cloche ?

Il faut se rappeler que notre analyseur de spectre est avant tout un récepteur superhétérodyne à changement de fréquence et ceci explique la raison pour laquelle la réponse en fréquence du signal est d'une largeur de bande définie (voir schéma bloc de la figure 4). En effet, le résultat du changement de fréquence à la sortie du mélangeur inclut la somme et la différence entre le signal HF d'entrée et de celui de l'oscillateur local (hétérodyne), mais on y retrouve aussi les deux signaux eux-mêmes, c'est-à-dire le signal HF et celui de l'oscillateur local. Un filtre passe-bande détermine la fréquence du signal désiré et rejette ainsi les autres signaux, en particulier celui qui est issu de la fréquence image du changement de fréquence. Comme la fréquence du signal HF est fixe et que c'est l'oscillateur local qui effectue le balayage en fréquence, le produit du changement de fréquence subit lui aussi un balayage en fréquence. Si un signal qui est produit par le changement de fréquence passe par le filtre passe-bande de l'étage de la moyenne fréquence, c'est la forme de la courbe de réponse du filtre passe-bande moyenne fréquence qui sera tracée sur l'écran de l'analyseur de spectre. Le filtre de bande passante la plus étroite détermine celle qui est tracée sur l'écran. Cette bande passante la plus étroite définit la résolution de bande passante de l'analyseur de spectre (RBW).

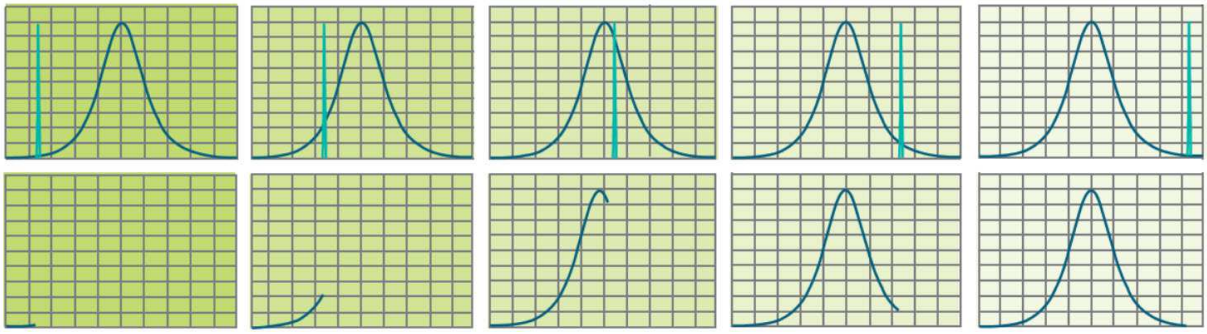


Fig. 24 : Lorsqu'un signal qui est le produit du changement de fréquence sous forme de raie balaye la bande passante du filtre passe-bande du filtre moyenne fréquence, c'est la courbe de réponse du filtre passe-bande qui est tracée sur l'écran de l'analyseur de spectre. Source Agilent AN-150.

Si on injecte deux signaux à haute fréquence d'égale amplitude à l'entrée de l'analyseur de spectre et que ces signaux sont séparés entre eux d'une certaine différence de fréquence, alors il y a lieu de régler la résolution de bande passante de l'analyseur de façon à bien distinguer les deux signaux. Autrement dit, la RBW doit être réglée à une bande passante (définie à -3 dB) égale ou inférieure à la valeur de l'écart en fréquence entre les deux signaux à haute fréquence. Voyons cela.

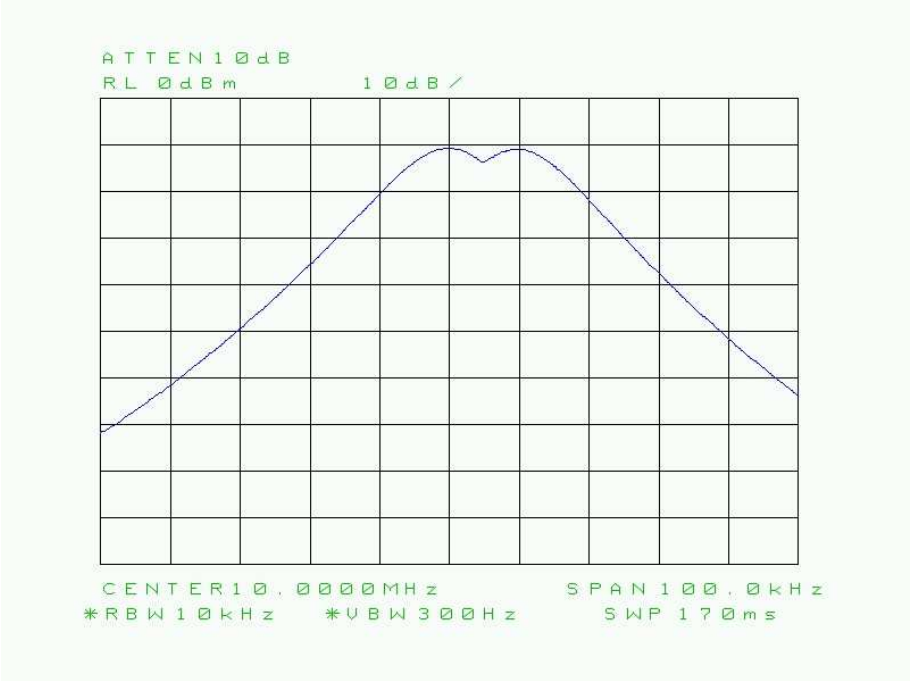


Fig. 25 : Deux porteuses HF (10,000 MHz et 10,010 MHz) RBW de 10 kHz. La résolution est juste suffisante pour distinguer les deux signaux (le croisement des courbes se situe à -3 dB).

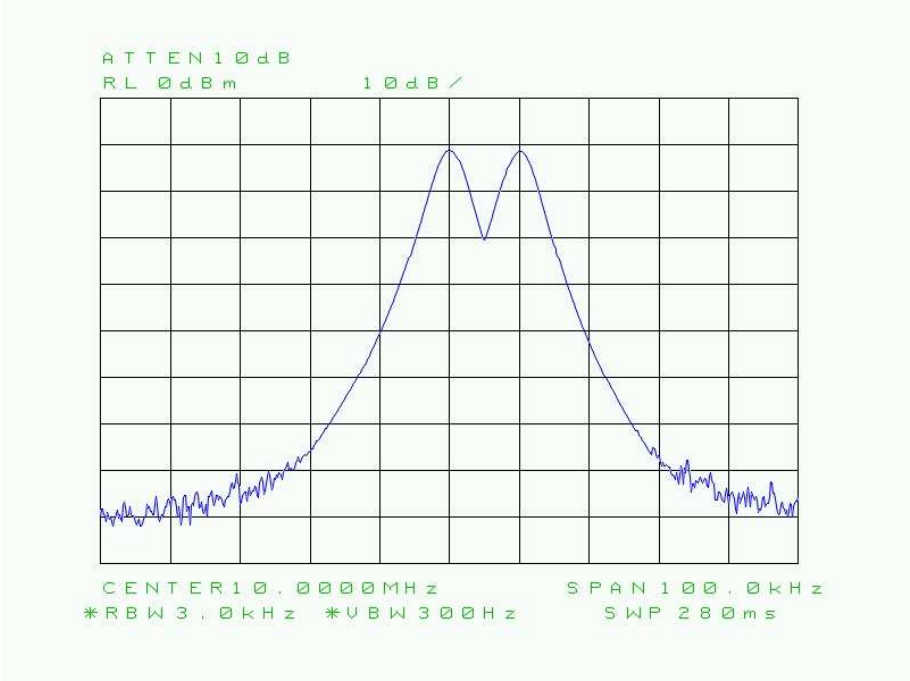


Fig. 26 : Idem ci-dessus mais avec une RBW de 3 kHz. On commence à mieux distinguer les deux porteuses.

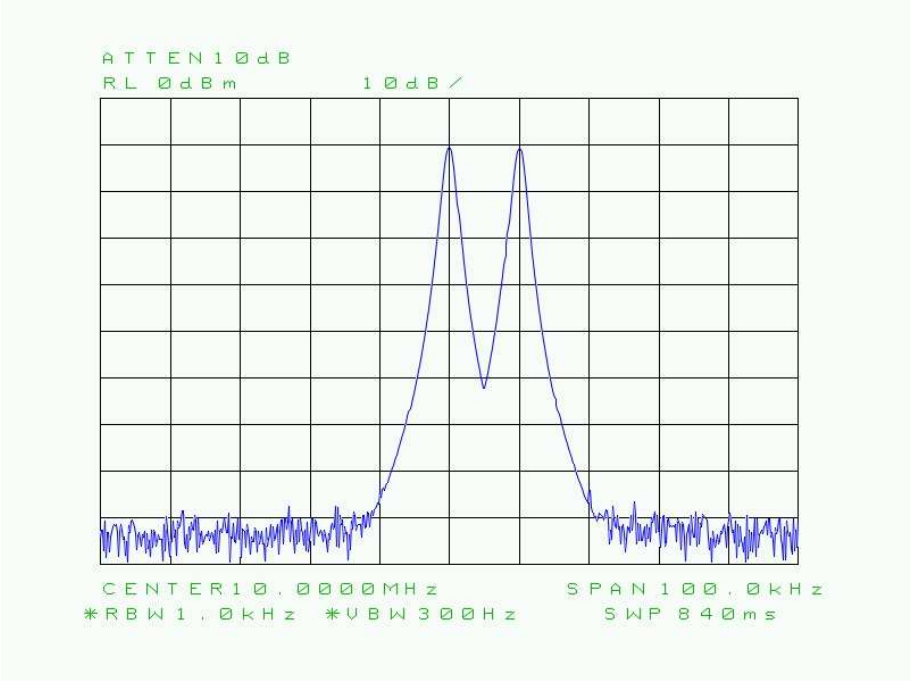


Fig. 27 : Idem ci-dessus mais avec une RBW de 1 kHz. On distingue encore mieux les deux porteuses.

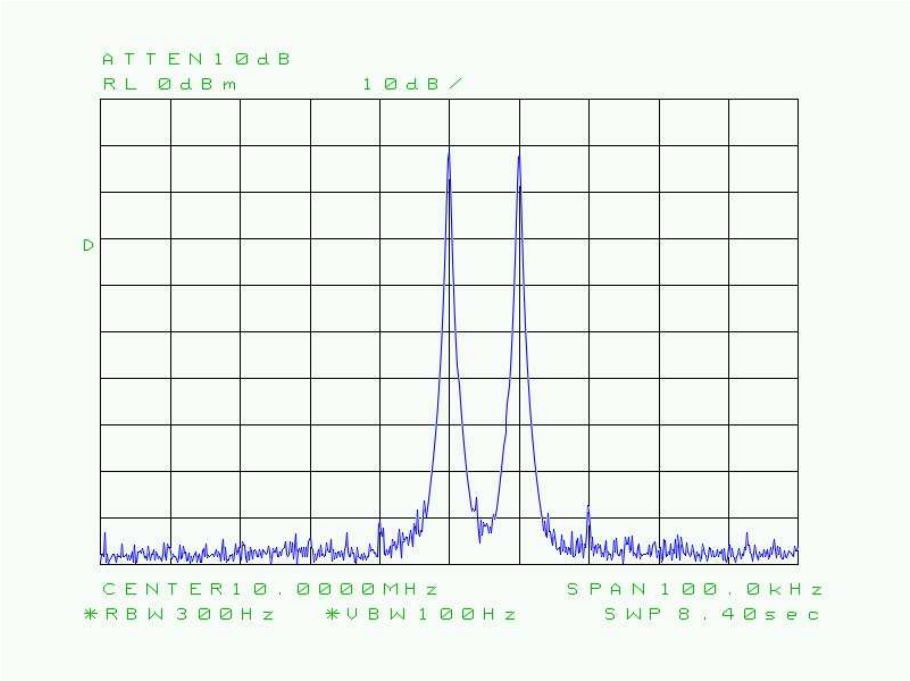


Fig. 28 : Idem ci-dessus mais avec une RBW de 300 Hz. On distingue parfaitement les deux porteuses.

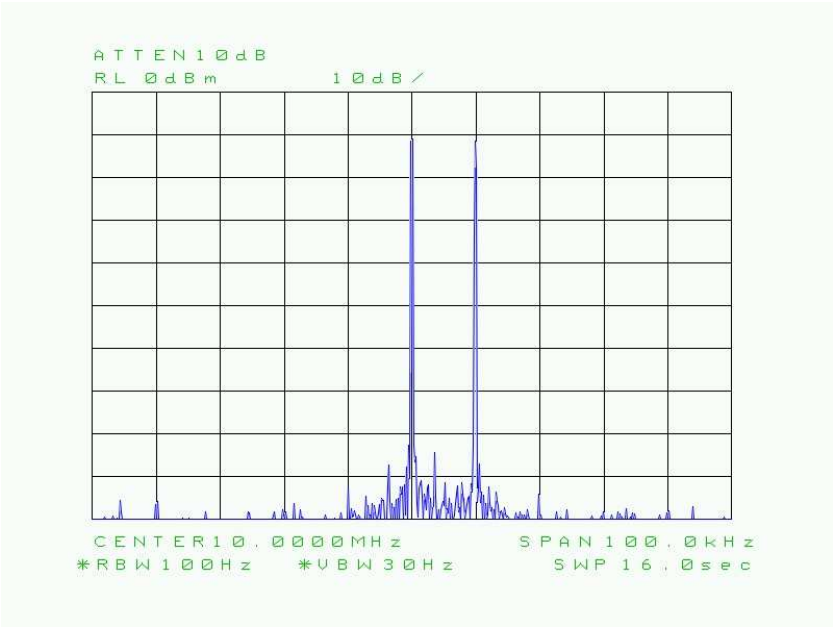


Fig. 29 : Idem ci-dessus mais avec une RBW de 100 Hz. On distingue les deux porteuses et on commence à apercevoir un léger bruit de phase et une intermodulation du troisième ordre mais d'un niveau négligeable. L'intermodulation provient d'une interaction entre les deux générateurs des porteuses : le combinateur des deux signaux n'offre pas une isolation HF suffisante entre les générateurs.

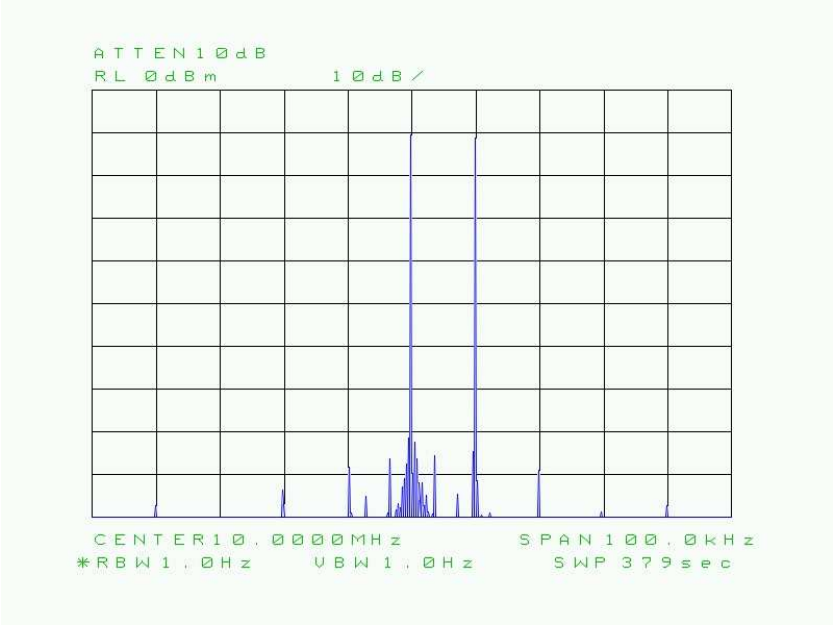


Fig. 30 : Idem ci-dessus mais avec une RBW de 1 Hz, c'est-à-dire la résolution la plus fine dans les capacités de l'analyseur de spectre. On distingue mieux les produits d'intermodulation mais ceux-ci sont à un niveau d'amplitude d'environ -70 dBc (par rapport aux porteuses).

On comprend mieux à présent que la courbe tracée en forme de cloche (courbe gaussienne) est fonction de la RBW (bande passante du filtre moyenne fréquence). On constate que le temps de balayage est passé au fur et à mesure de 170 ms à 280 ms, ensuite à 840 ms, puis à 8,4 s, à 16 s et enfin à 379 s pour une RBW extrême de 1 Hz.

La plupart du temps, nous observons des signaux proches l'un de l'autre en fréquence mais d'amplitudes différentes avec un rapport de plusieurs dizaines de décibel d'écart en amplitude. C'est dans ce cas de figure que se révèle toute l'utilité du réglage de la résolution de l'analyseur de spectre (RBW). En effet, si la RBW n'est pas suffisante, le signal le plus faible risque d'être masqué à l'écran de l'analyseur par le signal le plus fort. La raison de ce phénomène de masquage est due à la forme de la courbe de réponse des filtres passe-bande de la chaîne moyenne fréquence, et en particulier de leur « raideur » de sélectivité (*skirt, selectivity, shape factor*). Celle-ci s'exprime sous la forme d'un rapport entre la bande passante du filtre à -60 dB et celle à -3 dB comme illustré ci-dessous.

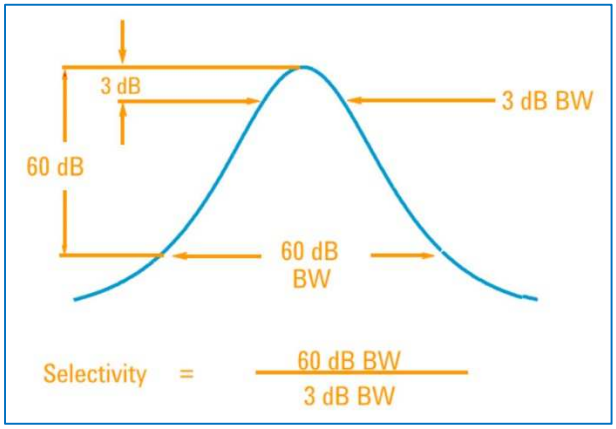


Fig. 31 : Expression de la sélectivité d'un filtre passe-bande. Source Agilent.

Les filtres gaussiens analogiques classiques ont une sélectivité de l'ordre de 15:1 en revanche les analyseurs haut de gamme disposent de filtres numériques dans la chaîne moyenne fréquence qui porte ainsi la sélectivité à un rapport inférieur à 5:1. Ces filtres numériques sont en général activés pour les résolutions de 100 Hz, 30Hz, 10 Hz, 3 Hz et 1 Hz.

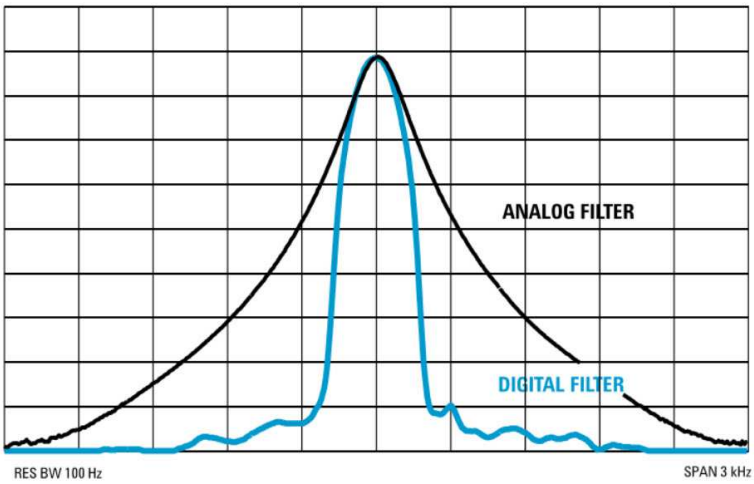


Fig. 32 : Différence de rapport de sélectivité des filtres passe-bande analogiques et numériques. Source Agilent.

Voici ci-dessous un exemple de signaux proches en fréquence (écart de 10 kHz) et d'amplitudes différentes (50 dB de différence d'amplitude).

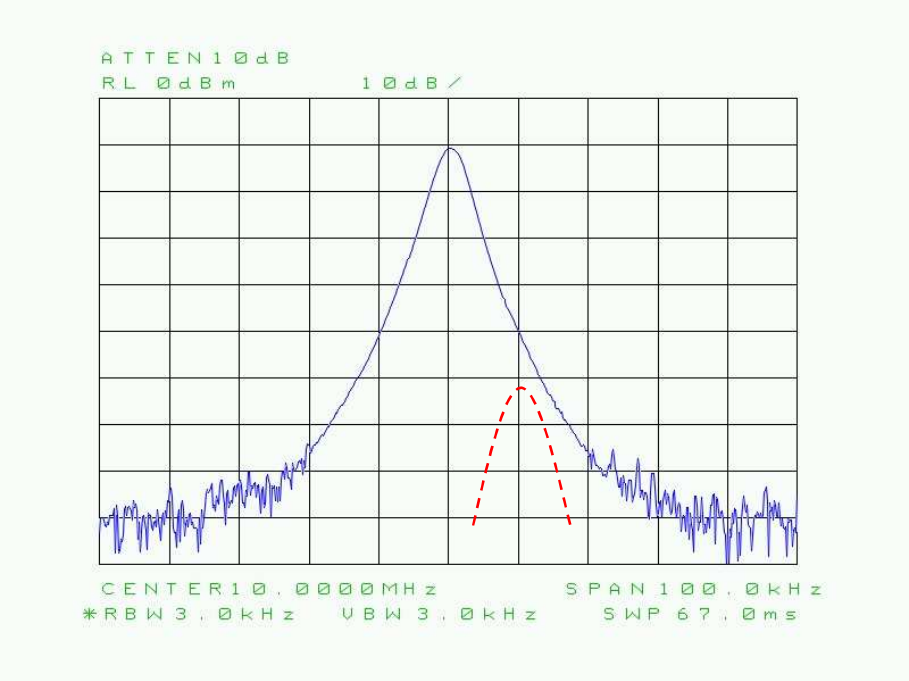


Fig. 33 : Deux porteuses HF (10,000 MHz et 10,010 MHz), Span 100 kHz, RBW de 3 kHz. La résolution n'est pas suffisante pour détecter la présence d'une deuxième porteuse à environ -50 dB de la première. La présence de la deuxième porteuse est représentée artificiellement en trait discontinu.

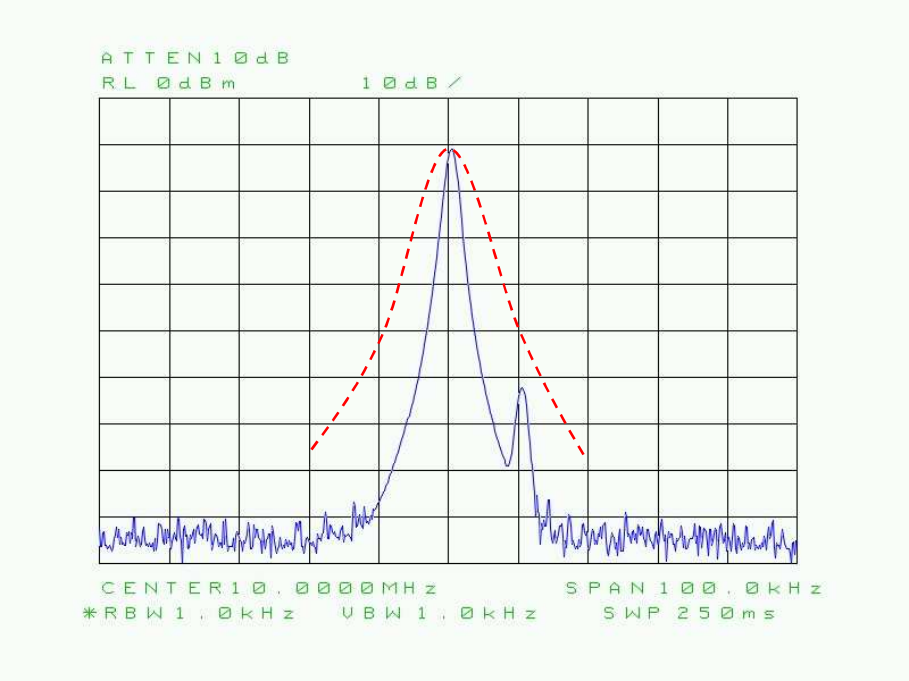


Fig. 34 : Même situation que ci-dessus, mais la résolution plus fine, RBW de 1 kHz fait apparaître les deux signaux. Le trait discontinu représente artificiellement la première porteuse comme si elle avait été relevée avec une RBW de 3 kHz : le pic de la deuxième porteuse se situe en dessous de la courbe en trait discontinu.

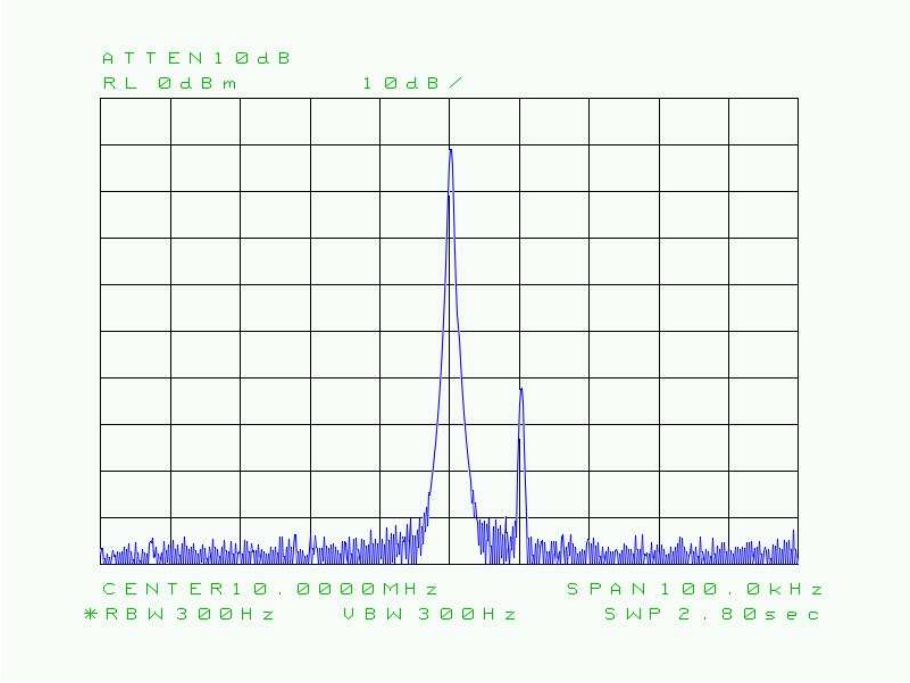


Fig. 35 : Même situation que ci-dessus, mais avec une RBW de 300 Hz. Les deux signaux sont parfaitement distincts et identifiables.

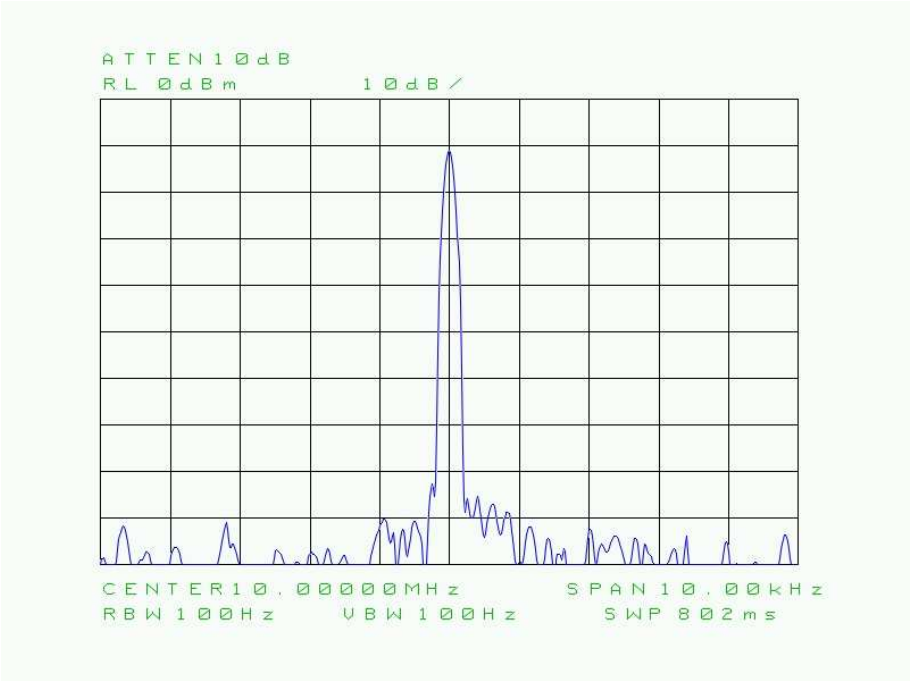


Fig. 36 : Porteuse seule de 10 MHz, Span 10 kHz (1 kHz par division). Le réglage RBW de 100 Hz donne une trace selon la courbe de réponse d'un filtre très sélectif. Il s'agit ici d'un filtre numérique de rapport de sélectivité de 5:1. Les filtres numériques sont activés pour les réglages de RBW de 1 Hz, 3 Hz, 10 Hz, 30 Hz et 100 Hz. À partir d'une résolution (RBW) de 300 Hz jusqu'à 2 MHz, les filtres sont analogiques et ont un rapport de sélectivité de 15:1. (Voir figure 32). L'avantage des filtres numériques est de permettre d'observer des petits signaux directement aux abords d'une fréquence porteuse (rayonnements non essentiels ou non désirés par exemple).

À quoi sert le filtre vidéo (VBW) ?

Le filtre vidéo est un filtre passe-bas qui est placé après le détecteur d'enveloppe de l'analyseur de spectre (voir figure 4). Il sert essentiellement à lisser la courbe tracée sur l'écran. Cela se révèle particulièrement utile pour mettre en évidence des signaux de très faibles amplitudes et relativement proches du niveau de bruit relatif aux conditions et paramètres de mesure. Les caractéristiques de temps de montée du signal à travers le filtre vidéo a pour conséquence de devoir augmenter le temps de balayage de l'analyseur de spectre, en particulier si le calibre de la VBW est réglé manuellement à une valeur inférieure à celle du calibre de la RBW.

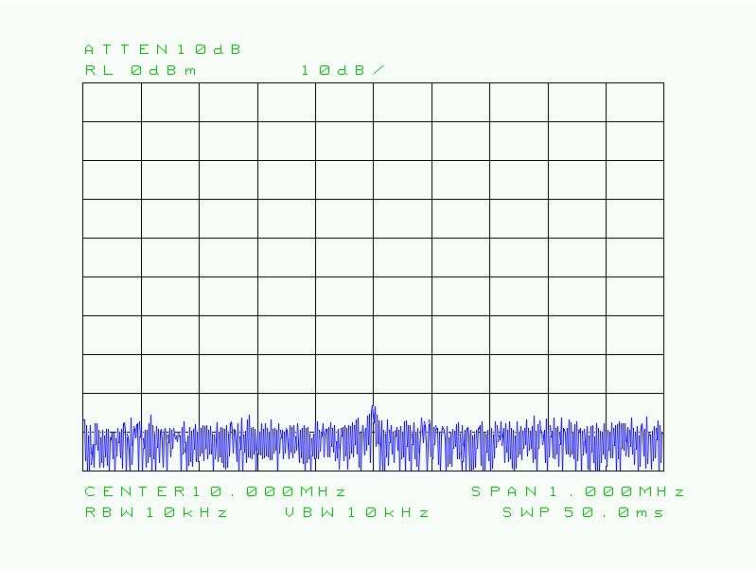
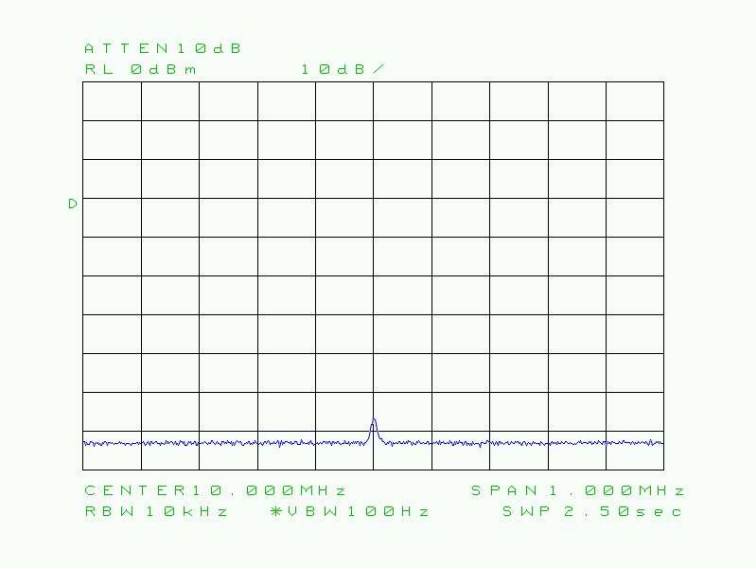


Fig. 37 : Porteuse 10 MHz d'amplitude de -87 dBm très peu discernable sans filtrage vidéo énergique. Ici le filtre vidéo est réglé en automatique sur le calibre de 10 kHz. *Sweep Time* : 50 ms.



Temps de balayage pour VBW < RBW :

$$SWP\ Time = \frac{k.(Span)}{(\mathrm{RBW})(\mathrm{VBW})}$$

(Voir explications page 20).

Fig. 38 : Idem ci-dessus, porteuse à -87 dBm, mais parfaitement discernable avec une VBW réduite manuellement sur le calibre de 100 Hz. *Sweep Time* : 2,5 s.

Une alternative à l'utilisation du filtre vidéo analogique existe-t-elle ?

Oui : il s'agit de la technique du calcul de la moyenne des valeurs du signal vidéo numérisé (*Video Averaging* ou *Trace Averaging*). L'analyseur de spectre calcule en permanence la moyenne du signal mesuré sur un nombre paramétrable de plusieurs balayages successifs. Ceci a l'avantage de ne pas devoir allonger d'une manière excessive le temps du balayage en fréquence de l'analyseur.

La moyenne du signal vidéo est calculée point par point sur les valeurs d'amplitude du signal lors des balayages successifs en fréquence. Ceci suppose que le dispositif afficheur à l'écran de l'appareil de mesure soit basé sur une technologie numérique : le signal analogique à la sortie du détecteur d'enveloppe est converti en signal numérique par l'intermédiaire d'un convertisseur analogique–numérique (ADC : *Analog to Digital Converter*). Ainsi, à chaque point affiché à l'écran, la nouvelle valeur d'amplitude moyennée est calculée en fonction de la valeur d'amplitude de ce point lors du balayage précédent. L'algorithme de calcul est classique pour établir une moyenne glissante sur un nombre défini de différentes valeurs successives :

$$A_{avg} = \left(\frac{n-1}{n}\right) \cdot A_{prior\ avg} + \left(\frac{1}{n}\right) \cdot A_n$$

avec :

$A_{avg} =$ nouvelle valeur moyenne ;

$A_{prior\ avg} =$ valeur moyenne obtenue lors du balayage précédent ;

$A_n =$ valeur mesurée lors du balayage en cours ;

$n =$ nombre de balayage en cours, c'est-à-dire :

nombre de balayages sur lesquels est calculée la moyenne glissante.

Pour la plupart des signaux à analyser, l'utilisation du filtre vidéo ou l'activation du calcul de la moyenne du signal vidéo numérisé donne des résultats pratiquement identiques. C'est le cas pour des mesures de signaux de faibles amplitudes et qui sont proches du niveau du bruit. Toutefois, il existe une différence fondamentale entre les deux principes de lissage de la courbe du signal mesuré. Le filtre vidéo a pour effet d'effectuer un lissage en temps réel : on constate son effet immédiat sur chaque point de la courbe au cours du balayage ; les valeurs à chaque point sont « moyennées » une seule fois à chaque balayage. En revanche, le calcul de la moyenne des valeurs du signal vidéo numérisé requiert plusieurs balayages afin d'obtenir la valeur qui converge vers le résultat de ce calcul.

Lorsqu'on observe un signal qui fluctue au cours du temps (signal modulé en fréquence d'une station radio, par exemple), les deux techniques (VBW et *Averaging*) présenteront des résultats différents : le filtrage vidéo analogique (VBW) donnera une moyenne différente à chaque balayage ; le calcul numérique de la moyenne (*Averaging*) donnera après *n* balayages un résultat bien plus proche de la vraie moyenne, comme illustré ci-dessous.

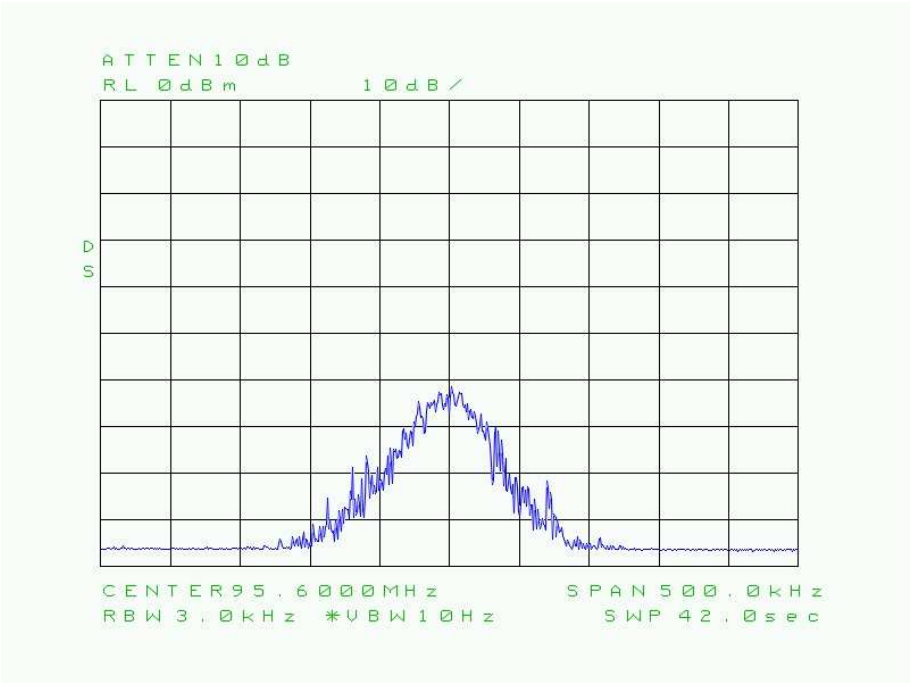


Fig. 39 : Illustration de l'effet du filtrage vidéo analogique énergique sur un signal modulé en fréquence d'une station de radiodiffusion de la bande FM 95,6 MHz. RBW = 3 kHz ; VBW = 10 Hz ; SWP = 42 s.

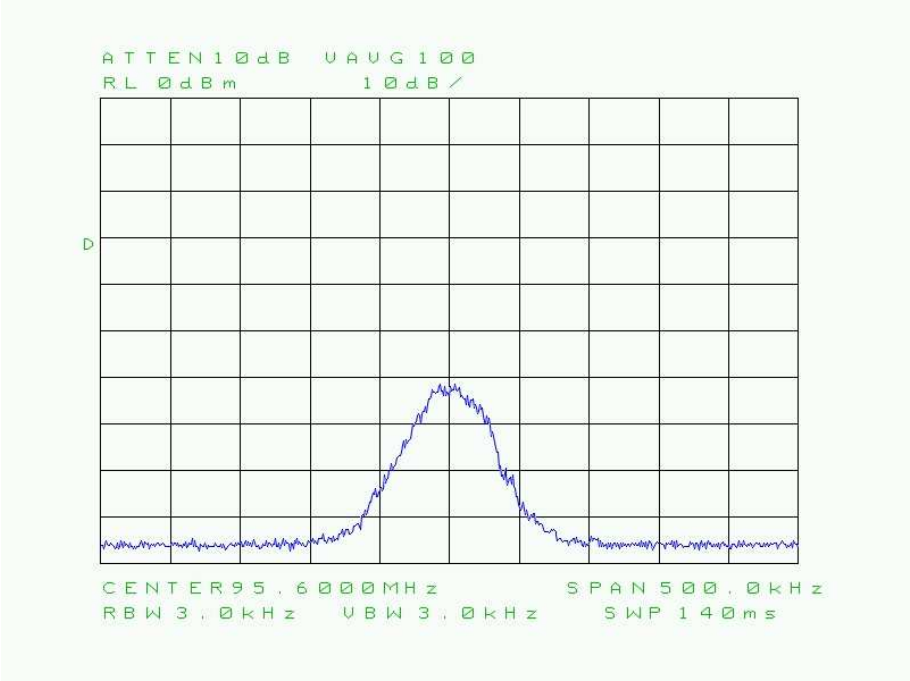


Fig. 40 : Illustration de l'effet du calcul numérique de la moyenne du signal vidéo sur le même signal FM 95,6 MHz. RBW = 3 kHz ; VBW = 3 kHz ; *Averaging* : n = 100 ; SWP = 140 ms ; 100 x 0,14s = 14 s.

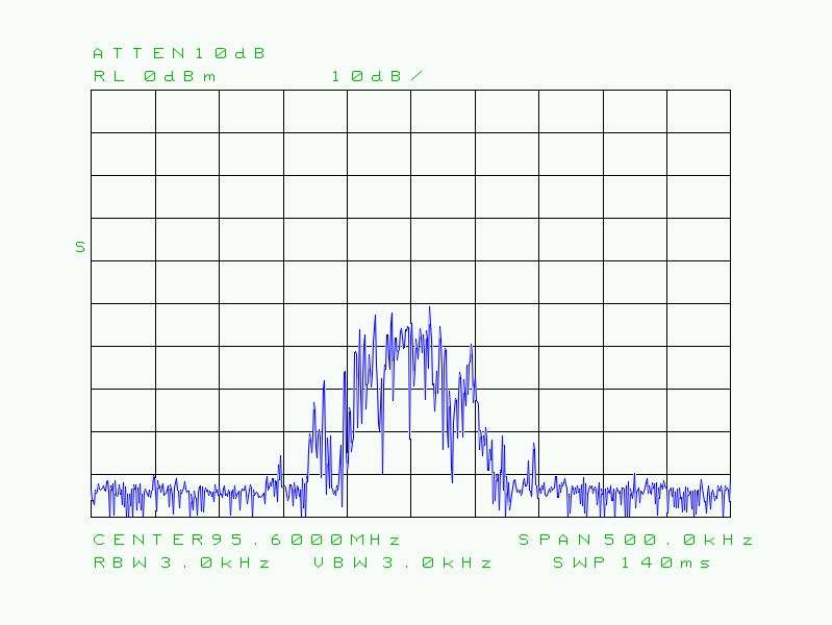


Fig. 41 : Même signal que celui des deux clichés précédents ci-dessus (FM 95,6 MHz) mais sans filtrage vidéo analogique énergique ni calcul numérique de la moyenne du signal vidéo.

Il existe une autre fonction utile pour traiter le signal vidéo lorsque l'on est en présence d'un signal modulé et dont la modulation fluctue au cours du temps : il s'agit de la fonction TRACE MAX HOLD. Cette fonction se révèle utile pour observer les pointes de modulation en mémorisant leurs maximums (maxima). On peut ainsi relever l'enveloppe qu'occupe un signal modulé et vérifier si le signal dans la bande nécessaire ne déborde pas sur un canal adjacent.

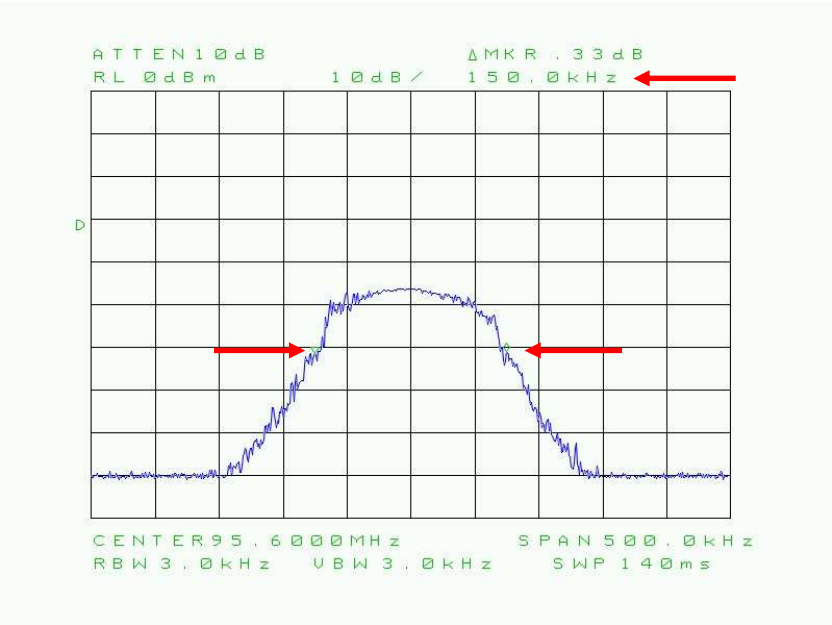


Fig. 42 : Même signal que celui des trois clichés précédents ci-dessus (FM 95,6 MHz) mais avec activation de la fonction TRACE MAX HOLD. Pour cet émetteur, la modulation est optimale et la déviation maximale de fréquence se situe bien dans la norme ±75 kHz (largeur de 150 kHz) des stations de radiodiffusion de la bande FM (voir l'indication des deux marqueurs de fréquence).

Résumons par quelques mots clefs ce que nous avons appris jusqu'à présent sur l'analyseur de spectre.

L'analyse spectrale est l'étude d'un signal dans le domaine de la fréquence. Elle est utile pour analyser une émission d'une station radioamateur quant à sa pureté spectrale au point de vue de la fréquence porteuse, de sa modulation dans la largeur de bande nécessaire, des harmoniques de la porteuse, des rayonnements parasites non essentiels et non désirés. Nous nous sommes familiarisés avec les notions de balayage en fréquence, *Center Frequency*, *Frequency Start* et *Stop*, *Amplitude*, *Reference Level*, *Log dB/Div*, Linear, Span, RBW (*Resolution BandWidth*), VBW (*Video BandWidth*), *Averaging*, *Sweep Time*, changement de fréquence, moyenne fréquence, fréquence image, filtre passe-bande analogique et numérique, rapport de sélectivité, VCO, PLL, OCXO, YTO, etc. C'est déjà un bon début.

Nous avons toutefois passé sous silence quelques cases du schéma bloc d'un analyseur de spectre (voir figure 4). Voici leur description ci-dessous.

À quoi sert l'atténuateur d'entrée haute fréquence ?

Le but de l'atténuateur d'entrée haute fréquence de l'analyseur de spectre est de présenter un niveau de signal optimum à l'entrée du mélangeur du premier changement de fréquence de façon à éviter une saturation du mélangeur, une compression ou une distorsion du signal. L'atténuateur est aussi un dispositif de protection essentiel de l'analyseur de spectre afin d'éviter de détruire irrémédiablement le mélangeur de fréquences. C'est la raison pour laquelle l'atténuateur est réglé automatiquement en fonction de la sélection du niveau de référence de l'analyseur. Toutefois, l'atténuateur peut aussi être réglé de façon manuelle, mais avec la plus grande prudence.

À quoi sert le présélecteur ou le filtre passe-bas d'entrée ?

Le premier changement de fréquence de l'analyseur de spectre s'effectue par battement supérieur : la fréquence de l'oscillateur local est supérieure à celle du signal d'entrée.

$$F_{LO} = F_{signal} + F_{IF}$$

avec :

$F_{LO} =$ fréquence de l'oscillateur local ;

$F_{signal} =$ fréquence du signal HF à l'entrée de l'analyseur ;

$F_{IF} =$ fréquence de la fréquence intermédiaire (moyenne fréquence).

Dans ce cas de figure, si la fréquence du signal HF était supérieure à celle de l'oscillateur local (signal HF situé hors bande d'utilisation de l'analyseur de spectre), alors le produit du changement de fréquence pourrait se situer pile dans la bande de fréquence de l'étage moyenne fréquence : tout se passe comme si on retrouvait le produit d'un changement de fréquence par battement inférieur. Pour éviter ce phénomène, un filtre passe-bas est placé à l'entrée du mélangeur pour rejeter tous les signaux des fréquences supérieures à celle de l'oscillateur local.

Comment peut-on mesurer des signaux dans le domaine des micro-ondes sans filtre passe-bas à l'entrée du mélangeur ?

En pratique, on ne peut pas augmenter indéfiniment la fréquence de l'oscillateur local ni augmenter déraisonnablement la valeur de la fréquence intermédiaire. La solution consiste à augmenter le niveau du signal de l'oscillateur local pour qu'il y ait une production de fréquences harmoniques de celui-ci au niveau du mélangeur du changement de fréquence (*Harmonic Mixing*). Mais il y a une conséquence directe dans ce procédé : on obtient de multiples produits à l'issue du changement de fréquence selon que ceux-ci résultent du fondamental ou d'harmoniques de l'oscillateur local. En outre, on obtient aussi les produits de changement de fréquence aussi bien par battement supérieur que par battement inférieur. Il deviendrait ardu de pouvoir identifier tous ces produits de changement de fréquence. Alors, la solution consiste à remplacer le filtre passe-bas par un présélecteur à l'entrée du mélangeur de fréquences.

Qu'est-ce qu'un présélecteur ?

Un présélecteur de fréquence est un filtre passe-bande dont la largeur de bande passante est fixe et dont on peut faire varier la fréquence centrale de cette bande passante : tout se passe comme si l'on faisait glisser en fréquence la courbe de réponse du filtre passe-bande. Pour pouvoir réaliser ce type de filtre réglable, on utilise des technologies particulières : il s'agit de filtres YTF (YIG-*Tuned Filter*, YIG : *Yttrium Iron Garnet*, TF : filtre accordé) qui sont pilotés par une tension de commande pour accorder la fréquence centrale de la bande passante. Ainsi, on peut piloter l'YTF de façon à ce qu'il puisse suivre automatiquement la fréquence du mode de mélange désiré : par battement supérieur et sur une des fréquences harmoniques bien précise de l'oscillateur local. Cette solution peut être mise en œuvre du fait que l'analyseur est du type à balayage de fréquence (*Swept Tuned Spectrum Analyzer*) dont l'architecture est du type superhétérodyne et qui analyse une seule fréquence à la fois lors du balayage en fréquence. Il n'en n'est pas de même pour les analyseurs de spectre temps réel, mais cela est une autre histoire.

Pourquoi les étages à moyenne fréquence ont-ils un gain réglable ?

Le gain des étages à moyenne fréquence sert à fixer la position verticale de la trace sur l'écran sans affecter le niveau d'amplitude du signal haute fréquence à l'entrée du mélangeur du changement de fréquence. Lorsque l'on règle manuellement le niveau de référence (*Reference Level*) au sommet de l'écran, le gain de la moyenne fréquence est ajusté automatiquement pour obtenir un affichage d'amplitude corrélé au *Reference Level*. En outre, le réglage de l'atténuateur d'entrée haute fréquence est couplé à celui du gain de la moyenne fréquence de façon à ce que le *Reference Leve*l paramétré ne change pas lorsque le réglage de l'atténuateur d'entrée est modifié. La trace affichée à l'écran reste ainsi à la même position verticale.

Qu’est-ce que le Zero Span sur un analyseur de spectre ?

L’analyseur de spectre balaye une bande de fréquence en permanence car la fréquence de l’oscillateur local est pilotée par la rampe de tension de la base de temps selon un étalement en fréquence réglé sur un calibre de *Span*. Lorsque la fonction *Zero Span* est activée, la fréquence de l’oscillateur local reste fixe sans balayage en fréquence. L’analyseur de spectre devient ainsi un récepteur à fréquence fixe (*Fixed Tuned Receiver*) et dont l’accord en fréquence correspond au réglage de la fréquence centrale affichée à l’écran (*Center Frequency*). La bande passante de réception est celle de la résolution en fréquence (RBW). L’analyseur de spectre affiche en position *Zero Span* les variations d’amplitude du signal haute fréquence en fonction du temps. Tout ce passe comme si l’analyseur devenait un récepteur AM qui affiche le signal démodulé en fonction du temps sur son écran comme le ferait un oscilloscope raccordé sur l’étage basse fréquence d’un récepteur radio. Pour éviter toute perte d’information du signal, la RBW doit être réglée à une valeur au moins égale à la largeur de bande nécessaire à la modulation du signal haute fréquence. Pour éviter tout phénomène de lissage du signal démodulé, la bande passante vidéo (VBW) doit être réglée à une valeur supérieure à celle de la RBW.

Qu’est-ce qu’un détecteur d’enveloppe ?

Un détecteur d’enveloppe agit exactement comme un système de détection de modulation d’amplitude dans un récepteur de radiocommunications AM. Ce détecteur est constitué, dans sa forme la plus simple, d’une diode, d’une résistance de charge et d’un filtre passe-bas. À la sortie de la chaîne moyenne fréquence de l’analyseur de spectre, l’amplitude du signal est directement fonction de celle des composantes spectrales du signal haute fréquence à analyser. Au cours du balayage, cette fois dans le domaine du temps de l’analyseur, le signal varie donc en amplitude selon celle des composantes relevées dans le signal haute fréquence. L’amplitude du signal à la sortie du détecteur suit l’enveloppe du signal moyenne fréquence qui est appliqué à l’entrée du détecteur. Le filtre passe-bas exerce un effet de lissage pour récolter uniquement l’enveloppe du signal et non pas les valeurs instantanées du signal moyenne fréquence.

Depuis l'avènement des écrans afficheurs numériques, qu'advient-il du signal après le détecteur d'enveloppe ?

Jusqu'au milieu des années '70, les analyseurs de spectre étaient purement analogiques, y compris leur écran à tube cathodique comme celui des oscilloscopes classiques. La trace obtenue sur l'écran est une courbe continue (comme au sens mathématique du terme : fonction continue) sans aucune perte d'information. La contrainte majeure de ce type d'écran à tube cathodique est la faible rémanence de la trace lors des balayages lents (*Sweep Time* de valeur élevée) requis pour des analyses spectrales avec une haute résolution de bande passante (faible valeur de RBW). Dans les cas extrêmes, la trace sur l'écran se résume à un point se baladant de gauche à droite de l'écran sans rémanence suffisante pour laisser apparaître la moindre trace. C'est la raison pour laquelle les tubes cathodiques de ces anciens analyseurs étaient à mémoire phosphorescente et à persistance variable grâce à l'innovation technologique du canon à électron *flood gun* : voir l'article sur le site Internet ON5VL « un oscilloscope vintage, mais pour quoi faire ? ». Toutefois, la persistance de l'écran devait être réglée manuellement pour chaque vitesse de balayage. À partir du milieu des années '70, les circuits numériques ont révolutionné le monde de l'électronique et ont vite été intégrés dans les analyseurs de spectre. Ainsi, lorsque la trace d'un signal est numérisé après conversion analogique–numérique et enregistré en mémoire, la trace devient disponible en permanence pour être affichée totalement sur un écran numérique. La tâche du rafraîchissement de la trace à l'écran est devenue aisée et est effectuée au cours de chaque balayage (*trace redraw*, trace redessinée) : les données numériques sont mises à jour dans la mémoire.

Lorsqu'un signal analogique est converti en signal numérique après la détection d'enveloppe, quelles sont donc les valeurs d'amplitude qui sont affichées sur l'écran ?

Avec un écran afficheur numérique, nous entrons dans un autre monde : celui du traitement numérique du signal et la première décision à prendre est celle du choix des valeurs numériques qui vont être affichées à chaque point de l'écran. Peu importe le nombre de points affichés sur la totalité de l'écran, chaque point doit représenter ce qui a été analysé dans une bande de fréquences et pendant un intervalle de temps (tranche du balayage). Tout se passe comme si les données pour chaque intervalle de temps étaient jetées en vrac dans des zones de cases–mémoires (*Bucket* : « seaux » ou « godets ») et que l'on demandait aux outils mathématiques nécessaires de se débrouiller pour en extraire le mot binaire correct dont la donnée est le reflet du signal appliqué à l'entrée de l'analyseur de spectre. C'est cette donnée qui est inscrite en mémoire (mémoire vidéo) et affichée sur l'écran numérique. Ce procédé offre une grande flexibilité mais il a des répercussions directes sur le type de détection à mettre en œuvre. En effet, nous entrons dans le monde de l'échantillonnage !

Quelles sont les différents types de détection que l'on peut mettre en œuvre dans un analyseur de spectre à affichage numérique ?

Il y a six types différents :

- *Sample Detection* (échantillon) ;
- *Positive Peak Detection* (crête positive) ;
- *Negative Peak Detection* (crête négative) ;
- *Normal Detection*, selon l'algorithme « *Rosenfell* » (*rose and fell signal*) : signal ayant monté (*rose, to rise*) et puis étant retombé (*fell, to fall*) ;
- *Average Detection* (moyenne) ;
- *Quasipeak Detection* (détection de crête avec pondération sur un taux de répétition de cycle).

Avant d'aborder la description de ces types de détection, il y a lieu de bien définir la notion de zone de cases–mémoires (*Bucket*) qui représente une tranche du balayage. Nous invitons le lecteur à bien mémoriser la signification du mot *Bucket* car il va être mainte fois mentionné dans ce qui suit.

Chaque zone de cases–mémoires (*Bucket*) contient des données résultant de l'analyse spectrale sur une portion de bande de fréquence (portion du *Span*) et pendant un intervalle de temps (*Timeframe*). On peut ainsi définir la « largeur » (l'étendue ou la taille) d'une zone de cases–mémoires (*Bucket Width*) en fonction de la portion de bande de fréquence et en fonction de l'intervalle de temps.

Fréquence :

$$Bucket\ Width = \frac{Span}{Nombre\ de\ points\ de\ la\ trace - 1}$$

Temps :

$$Bucket\ Width = \frac{Sweep\ Time}{Nombre\ de\ points\ de\ la\ trace - 1}$$

Pour mieux comprendre la notion de *Bucket*, on peut l'associer à celle d'un court segment du balayage (un sous-ensemble de *Sweep points*). Tous les *Buckets* sont mis bout à bout le long d'un balayage complet à l'écran. Autrement dit, tout se passe comme si on avait « découpé » le balayage de gauche à droite de l'écran en tranches contigües (comme des rondelles de saucisson). « L'épaisseur » de chaque tranche (*Bucket Width*) caractérise donc bien à la fois une portion du *Span* au point de vue de la fréquence et une portion du *Sweep Time* au point de vue du temps.

Comme un dessin vaut mieux qu'un long discours, la figure à la page suivante illustre bien à quoi tiennent ces fameux *Buckets*.

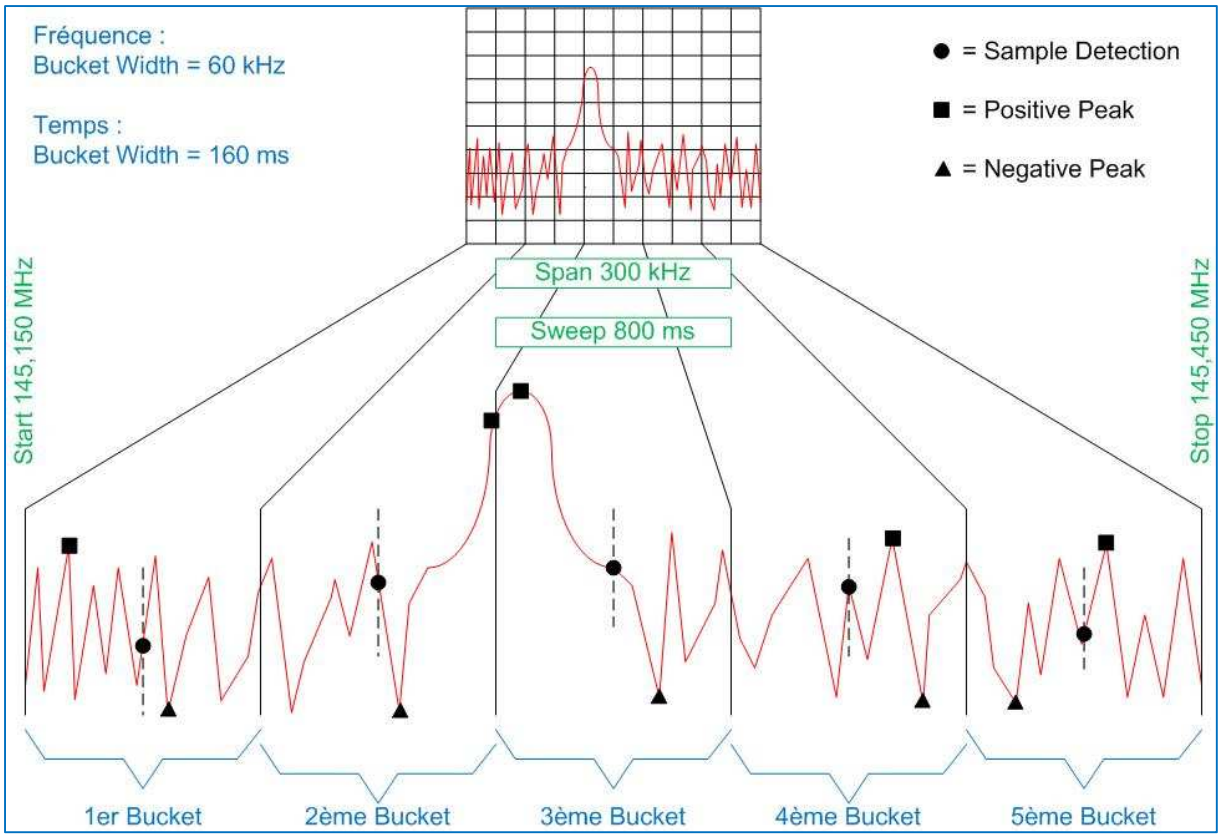


Fig. 43 : Illustration de la notion de *Bucket*. Dans la réalité, la trace n'est pas uniquement constituée de 5 points seulement à partir de 5 *Buckets* comme illustré ci-dessus pour la clarté du dessin, mais la trace peut être constituée jusqu'à 40.001 points sur la totalité d'un balayage. Ce dessin illustre déjà la différence entre les trois premiers modes de détection : *Sample*, *Positive Peak* et *Negative Peak*.

Sample Detection :

L'amplitude du point affiché correspond à la valeur instantanée qui se situe juste au centre de chaque *Bucket*. Pour que la trace ne se limite pas à des points affichés sur l'écran, un dispositif électronique trace des vecteurs entre chaque point pour les relier entre eux. Au plus il y a de *Buckets*, au plus il y a de points et mieux est représentée la trace qui se rapproche ainsi du signal analogique. Ce mode de détection est principalement utilisé pour analyser un signal de bruit aléatoire (utile dans les mesures de bruit). En revanche, ce mode de détection ne convient pas pour l'analyse d'un signal sinusoïdal.

Nous allons réaliser une petite expérience : prenons un générateur en peigne (*Comb Generator*), en quelque sorte un marqueur de fréquences. Le signal est constitué, dans le domaine du temps, d'impulsions au temps de montée très court. Le spectre d'un tel signal est constitué d'une série de composantes de fréquences sinusoïdales régulièrement espacées en fréquence et toutes égales en amplitude, tout comme les dents d'un peigne (d'où le nom de ce type de générateur). Pour l'expérience, nous allons utiliser un générateur d'impulsions HP 8131A en paramétrant une largeur d'impulsion et une valeur de période appropriée pour obtenir un signal du point de vue spectral en peigne parfait sur une largeur de bande donnée.

Comment réagit la détection par échantillons (*sample detection*) sur le signal d'un générateur en peigne ?

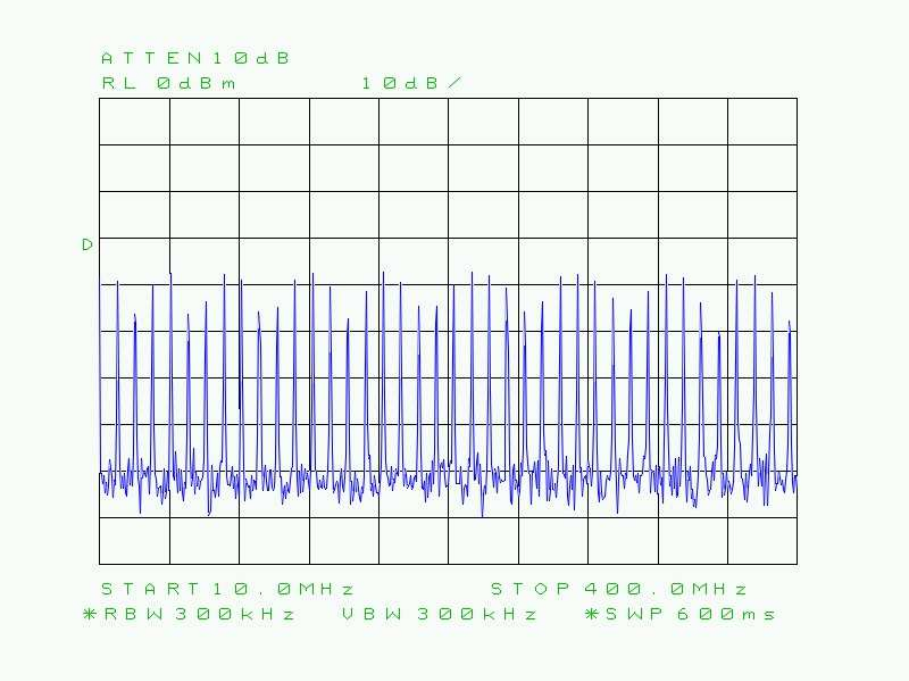


Fig. 44 : Signal d'un générateur en peigne (*Comb Generator*) visualisé sur un analyseur de spectre dont le type de détection est paramétré sur le mode échantillonnage (*Sample Detection*).

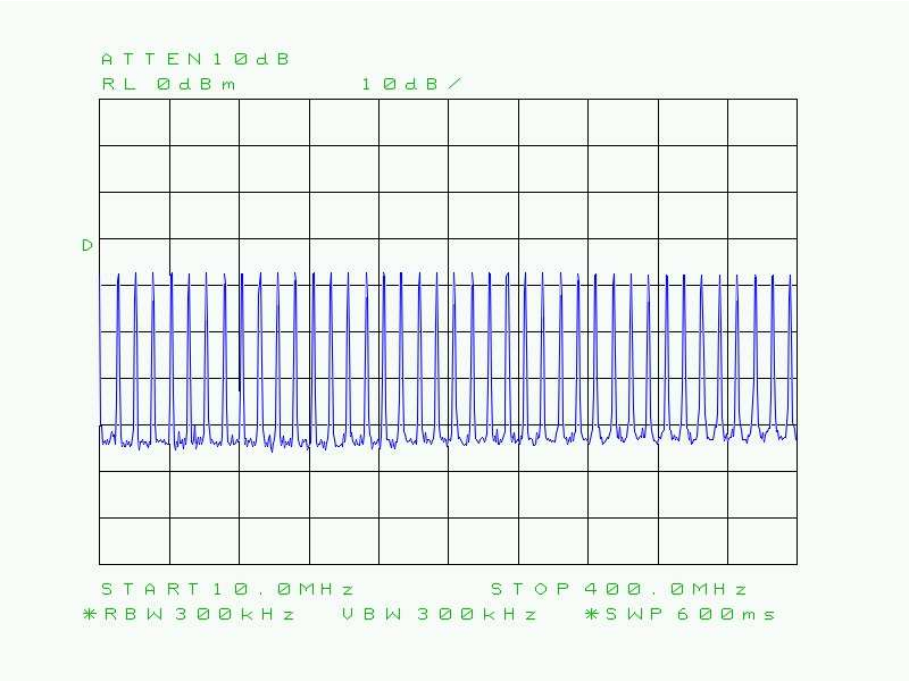


Fig. 45 : Signal d'un générateur en peigne (*Comb Generator*) visualisé sur un analyseur de spectre dont le type de détection est paramétré sur le mode des crêtes positives (*Positive Peak*).

Que constatons-nous ? En mode *Sample Detection*, les amplitudes ne sont pas toutes au même niveau alors qu'elles le devraient. En revanche en mode *Positive Peak*, les amplitudes sont correctes et parfaitement d'égale amplitude.

Ici, le signal du générateur en peigne est analysé sur une large bande : de 10 MHz à 400 MHz, soit une largeur de bande de 390 MHz. Même si l'affichage numérique est paramétré sur 1001 points pour constituer la trace, il n'en reste pas moins que chaque point affiché représente une bande de fréquence (*Bucket Span, Bucket Width*) de :

$Bucket\ Width = \frac{390\ \text{MHz}}{1001\ \text{points} - 1} = 390\ \text{kHz}$ qui est supérieure à la RBW de 300 kHz.

Remarque : avec un véritable générateur en peigne à large bande (de plusieurs GHz), on peut analyser le signal sur la valeur maximale du *Span* (*Full Span*) de l'analyseur de Spectre (ici de 26,5 GHz pour un HP 8563E). Pour 1001 points d'affichage, cela représente tout de même des *buckets* d'une largeur de bande de 26,5 MHz, valeur largement supérieure à la RBW maximale de 2 MHz.

Cela a pour conséquence que la vraie valeur d'amplitude d'une dent du peigne du générateur, à une fréquence bien précise, n'est obtenue que si son produit issu du changement de fréquence est tombé (survenu) pile au centre de la bande passante du filtre moyenne fréquence lorsque l'échantillon a été pris.

Dans l'exemple illustré ci-dessus aux deux figures précédentes, même avec une *Bucket Width* de 390 kHz, une RBW de 300 kHz et un mode de détection *Sample*, les dents du peigne devraient être d'égales amplitudes, or ce n'est pas du tout le cas. Ce mode de détection n'est pas capable d'effectuer la capture de tous les signaux car ceux-ci peuvent se situer en dehors de la bande passante du filtre moyenne fréquence au moment où l'échantillon est pris. Les valeurs des amplitudes affichées ne représentent donc pas la réalité de celles du signal. En d'autres mots, lorsque la RBW est paramétrée à une valeur plus étroite que celle de la *Bucket Width*, le mode de détection *Sample* donne des valeurs d'amplitudes erronées.

Positive Peak Detection :

La manière d'assurer la mesure et l'affichage correct des amplitudes de toutes les composantes sinusoïdales d'un signal complexe est d'enregistrer en mémoire la valeur maximale parmi les données qui ont été stockées dans chaque zone de cases-mémoires (*Bucket*) comme illustré à la figure 43 ci-dessus. En revanche, pour l'analyse d'un signal de bruit aléatoire, le mode de détection *Positive Peak* ne donne pas satisfaction car les points affichés à l'écran ne sont que le résultat de la valeur maximale de chaque *Bucket* ignorant ainsi l'aspect aléatoire de la composante de bruit du signal analysé.

Negative Peak Detection :

Ce mode de détection exploite les valeurs minimales des *Buckets* pour constituer la trace du signal analysé. Bien que ce mode de détection ne soit pas si souvent utilisé que les autres modes, la *Negative Peak Detection* se révèle utile pour établir la distinction entre un signal CW (*Continuous Wave*, signal d'une porteuse pure) et les signaux impulsionnels qui sont produits dans les tests de compatibilité électromagnétique (EMC) d'appareils électroniques sous test.

Normal Detection (Rosenfell) :

Le mot « *Rosenfell* » trouve son origine en anglais sur la contraction de deux verbes conjugués au prétérite (passé simple) : *to rise, rose* (ayant monté, signal qui monta) et (*and*) *to fall, fell* (étant retombé, signal qui retomba). *Rosenfell = rose and fell*.

Pour obtenir un meilleur affichage d'un signal de bruit aléatoire que celui qui est produit par le mode *Peak Detection* tout en évitant le problème de risque de perte d'information correcte d'amplitude du mode de détection *Sample*, la plupart des analyseurs de spectre à affichage numérique disposent d'un mode *Normal Detection* (*Rosenfell*).

Lorsqu'un signal, à la fois augmente et diminue d'amplitude parmi les données mémorisées dans la zone de cases–mémoires (*Bucket*) et détectées par les deux dispositifs de détection *Positive Peak* et *Negative Peak*, l'algorithme *Rosenfell* classe ce signal en tant que bruit. Dans ce cas de figure, les points aux positions impaires des *Buckets* sur la trace sont affichés à leur valeur maximale détectée dans leurs *Buckets* respectifs et les points aux positions paires des *Buckets* sur la trace sont affichés à leur valeur minimale détectée dans leurs *Buckets* respectifs. Les deux figures ci-dessous illustrent l'effet de la détection en mode *Normal Detection (Rosenfell)* et en mode *Sample*.

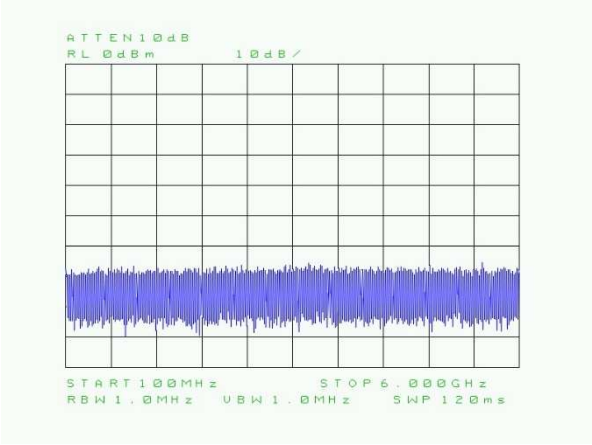


Fig. 46 : Affichage en mode *Normal Detection (Rosenfell)* d'un signal de bruit aléatoire. Ici, c'est la valeur peak-to-peak (crête à crête) que l'on cherche à quantifier.

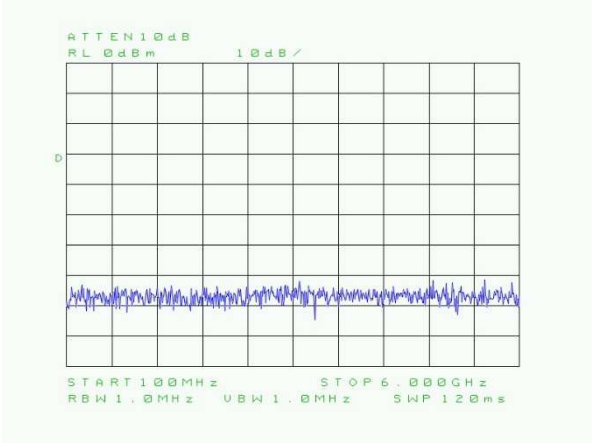


Fig. 47 : Affichage en mode *Sample Detection* d'un signal de bruit aléatoire. Ici, c'est le niveau de bruit (plancher de bruit) que l'on cherche à quantifier.

Que se passe-t-il en mode *Normal Detection* lorsque le balayage en fréquence rencontre une composante sinusoïdale du signal ?

Lorsqu'un signal, qui est produit par le changement de fréquence, passe par le filtre passe-bande de l'étage de la moyenne fréquence, l'analyseur de spectre trace à l'écran la forme de la courbe de réponse de ce filtre (voir figure 24). Si la courbe de réponse du filtre s'étale sur plusieurs points, nous sommes en présence d'une situation où l'amplitude du signal ne fait que monter au fur et à mesure lorsque le produit du changement de fréquence s'approche de la fréquence centrale du filtre moyenne fréquence, et où l'amplitude du signal ne fait que diminuer lorsque le produit du changement de fréquence s'écarte de la fréquence centrale du filtre moyenne fréquence. Dans ces deux cas de figure, les dispositifs de détection *Positive Peak* et *Negative Peak* enregistrent respectivement un changement d'amplitude dans un seul sens et, selon l'algorithme *Rosenfell*, c'est la valeur maximale de chaque *Bucket* qui va être mémorisée pour l'affichage des points à l'écran (voir figure ci-dessous).

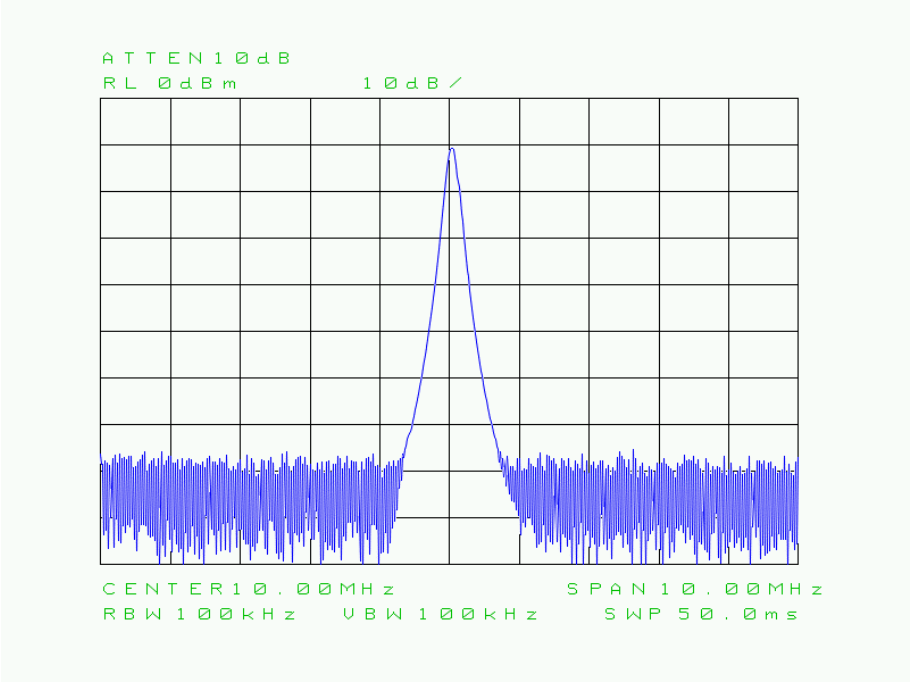


Fig. 48 : Le mode *Normal Detection (Rosenfell)* affiche les valeurs maximales des *Buckets* là-où le signal n'a fait qu'augmenter (*rose*) ou que diminuer (*fell*). Lorsque le signal monta et retomba dans un *Bucket*, celui-ci est considéré comme bruit comme illustré de part et d'autre (à gauche et à droite) de la raie de la porteuse présente au centre de l'écran.

Il existe d'autres subtilités du mode de détection *Rosenfell* lorsque la RBW est plus étroite que la *Bucket Width* ou lorsque deux pics successifs d'amplitude sont affichés alors qu'en réalité il n'y en a qu'un seul. Nous invitons le lecteur qui désire approfondir ce sujet à lire et comprendre la note d'application Agilent AN-150 : *Spectrum Analysis Basics* publiée aux USA le 25 février 2014. Nous avons fait le choix dans cet article de retenir l'essentiel sans être exhaustif.

Pour mieux comprendre l'algorithme *Rosenfell*, le schéma bloc, ci-dessous reproduit, peut aider à éclaircir les idées. On y retrouve deux bascules *Flip-Flop* avec une porte *And* (fonction logique « et »). Ce dispositif constitue un organe de décision qui donne l'information au microprocesseur de l'analyseur de spectre qu'il s'agit d'un signal qui monta (*rose*) et puis retomba (*fell*) constituant ainsi un signal de bruit aléatoire.

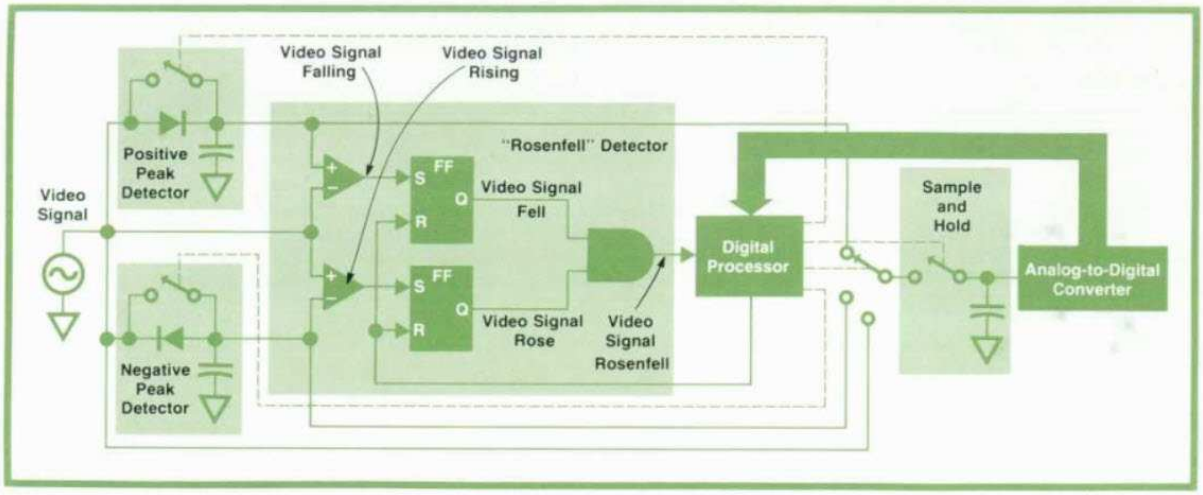


Fig. 49 : Schéma bloc d'un dispositif électronique de détection *Rosenfell*. Source HP Journal de juin 1978 avec descriptif des innovations de l'époque sur l'analyseur de spectre HP 8568A (voir figure 8).

<u>*Average Detection*</u> :

Les méthodes modernes de modulation numérique présentent un signal spectral qui ressemble à un signal de bruit, comme par exemple dans les techniques de spectre étalé (*Spread Spectrum*), W-CDMA (*Wideband Code Division Multiple Access*), HSPA (*High Speed Packet Access*), DSSS (*Direct Sequence Spread Spectrum*), FHSS (*Frequency Hoping Spread Spectrum*), TDMA (*Time Division Multiple Access*), FDMA (*Frequency Division Multiple Access*), QPSK (*Quadrature Phase-Shift Keying*), OQPSK (*Offset Quadrature Phase-Shift Keying*), QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*), etc. mais aussi dans les types de <u>modulations numériques utilisées par les radioamateurs</u> : DMR (*Digital Mobile Radio*), 4FSK (*4-Level Frequency-Shift Keying*), Fusion C4FM (*Continuous 4-level Frequency Modulation*), D-Star GMSK (*Gaussian Minimum Shift Keying*), etc.

En ce qui concerne l'analyse spectrale de tels signaux complexes, le mode de détection *Sample* ne donne pas toujours satisfaction. Par exemple, la mesure de la puissance dans un canal d'émission W-CDMA nécessite un calcul intégral de la valeur RMS (*Root Mean Square*, moyenne quadratique), ce qui implique une sommation des puissances sur une gamme de fréquence, c'est-à-dire sur la largeur des *Buckets*. Rappelons-nous que le mode de détection *Sample* ne retient en mémoire qu'une seule valeur instantanée au centre du *Bucket* et que toutes les autres valeurs de celui-ci sont inexploitées.

Ce mode de détection *Sample* est donc incapable d'effectuer la moindre opération sur toutes les valeurs enregistrées dans la zone de cases–mémoires (*Bucket*).

Le mode de détection *Averaging* exploite toutes les données collectées et enregistrées dans une bande de fréquence et un intervalle de temps de chaque *Bucket*. Une fois que les données sont numérisées et que les conditions dans lesquelles elles ont été collectées sont connues (au point de vue fréquence et au point de vue temps), ces données qui sont donc ordonnées peuvent être traitées de diverses manières pour obtenir le résultat désiré.

Sur certains analyseurs de spectre le mode de détection *Averaging* est assimilé à une détection *RMS* lorsqu'il s'agit du calcul d'une moyenne de puissance (moyenne au sens mathématique de l'intégrale d'une fonction), c'est-à-dire ici, pour une mesure RMS, le résultat d'une moyenne quadratique effectuant la racine carrée de la moyenne des carrés des tensions. Voir l'article sur le site ONVL « Composition de signaux et mesures de valeurs de tension RMS ».

Le mode de détection *Averaging* peut aussi disposer de plusieurs sous-fonctions de calcul.

- *Power RMS Averaging* : moyenne quadratique des tensions divisées par l'impédance d'entrée 50 Ω de l'analyseur de spectre ; il s'agit donc d'une mesure *True RMS* ;
- *Voltage Averaging* : moyenne des tensions sur une graduation linéaire d'amplitude de l'enveloppe du signal ; souvent utilisée dans les mesures d'interférences électromagnétiques (EMI) pour la détection de signaux à bande étroite risquant d'être masqués par le bruit large bande généré par des impulsions ; utilisée aussi dans les mesures sur le comportement de montée et de descente sur des signaux modulés en amplitude (AM) ou modulation en impulsions que l'on retrouve dans les émetteurs radar ou TDMA ;
- *Log Power (Video) Averaging* : moyenne sur une graduation logarithmique d'amplitude de l'enveloppe du signal utilisée pour l'analyse de signaux sinusoïdaux, en particulier sur ceux qui sont proches du niveau du bruit ;

Quasipeak Detection :

Ce mode de détection est utilisé dans les mesures sur les interférences électromagnétiques (EMI). La détection s'effectue sur des mesures pondérées relevées par un détecteur de crête (*Peak Detection*). La pondération s'effectue en fonction du taux de répétition de cycle sur des signaux impulsionnels. La pondération de mesure est réalisée sur base de constantes spécifiques de temps de charge, temps de décharge et durée d'affichage qui sont définies par le CISPR (Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques). Le mode de détection *Quasipeak* permet de mesurer le facteur de perturbation d'un signal gênant une émission. Pour illustrer la notion de facteur de perturbation on peut imaginer une perturbation audible (parasite « pop » ou « scratch ») sur le signal démodulé d'une émission radio. Si le parasite intervient toutes les minutes, la gêne sur l'émission peut être considérée comme acceptable (pondération faible), en revanche si le parasite intervient plusieurs fois par seconde, la gêne sur l'émission devient intolérable (pondération élevée).

Après tout ce qui a été décrit ci-dessus, nous avons à présent une meilleure idée de ce qu'est un analyseur de spectre, de ce à quoi il sert et comment s'en servir.

Il reste cependant encore beaucoup à apprendre sur les analyseurs de spectre, entre autres les notions suivantes : bruit de phase et mesure de celui-ci, DANL (*Displayed Average Noise Level*, niveau de bruit moyen affiché, plancher de bruit), figure de bruit, préamplificateurs, sensibilité et bruit de l'analyseur de spectre, mesure de bruit, gamme dynamique, compression de gain, intermodulation du deuxième et troisième ordre, intermodulation interne, point d'interception triple (IP3), précision en amplitude et en fréquence, architecture des analyseurs de spectre à filtres numériques, dispositif de déclenchement en fonction du temps (*Time Gating*), mesure de la puissance dans un canal adjacent, utilisation de mélangeurs externes de fréquence, l'analyse des signaux à modulation numérique, la transformée de Fourier, les analyseurs de spectre temps réel, les liaisons de transfert de données de l'analyseur de spectre vers les ordinateurs, etc. Il existe des livres entiers sur tous ces sujets.

Le défi est lancé pour que le lecteur approfondisse toutes ces matières.

Toutefois, nous préparerons un article sur l'utilisation d'un générateur suiveur à balayage de fréquence (*Tracking Generator*) avec un analyseur de spectre pour l'analyse scalaire de circuits électroniques (filtres, amplificateurs, etc.). Voir ON5VL.

<u>Que font les radioamateurs avec un analyseur de spectre</u> ?

<u>Réponse</u> : analyser la pureté spectrale de leur station d'émission, vérifier la modulation des émissions dans la bande passante nécessaire, vérifier le taux d'harmoniques, traquer les rayonnements non essentiels et non désirés, intermodulations, etc.

Si l'on peut déjà accomplir tout ceci, nous pourrons être fiers d'être radioamateur.

<u>Commençons par des choses simples</u> : se familiariser avec le *Span* et la RBW, ensuite avec la modulation AM, FM et SSB (BLU) sur les analyseurs de spectre et visualiser tout cela sur l'écran. Sur ces expériences pratiques, nous en profiterons pour utiliser un outil bien pratique : les marqueurs de fréquences et d'amplitudes.

La première opération à effectuer est de raccorder l'entrée de l'analyseur de spectre sur la sortie du calibrateur interne de l'appareil de mesure.

Fig. 50 : Raccordement de l'entrée d'un analyseur de spectre à la sortie du calibrateur. Ici, le signal fondamental est à 300 MHz et d'une amplitude de -10 dBm. Le signal du calibrateur ressemble à celui d'un générateur en peigne.

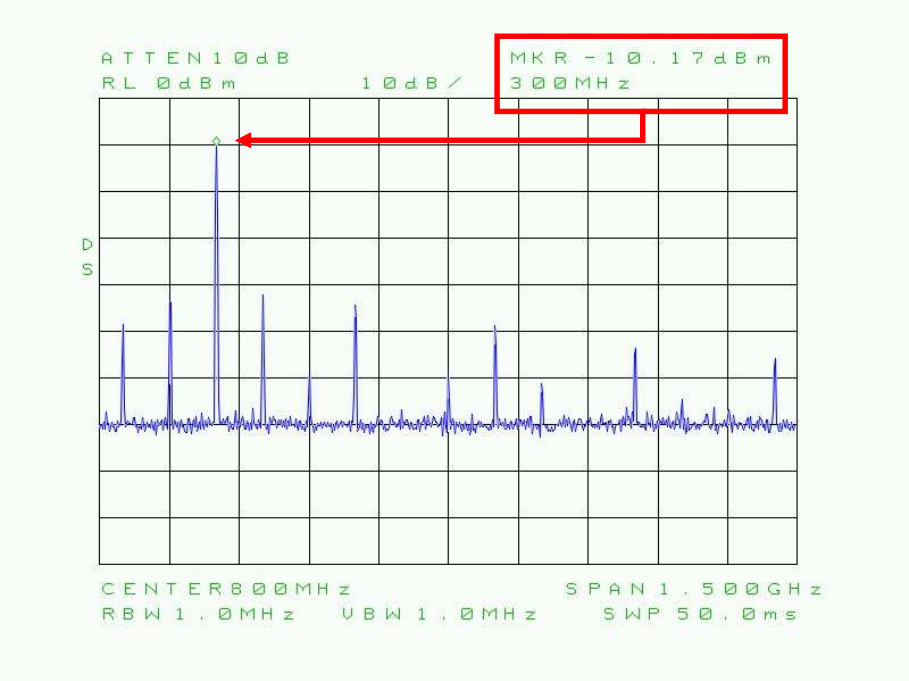


Fig. 51 : Spectre du signal du calibrateur. Un marqueur est placé sur le fondamental du signal à 300 MHz. L'amplitude relevée est à un niveau absolu de ≈ -10 dBm.

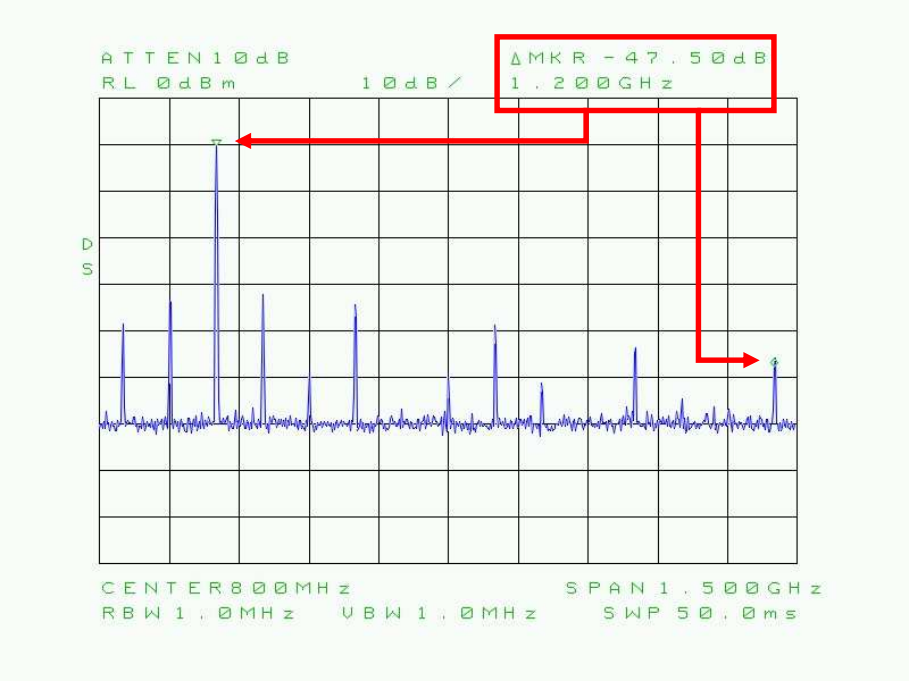


Fig. 52 : Idem ci-dessus. La fonction delta marqueur place un deuxième marqueur. Celui-ci est situé sur le dernier harmonique du signal à 1500 MHz. La différence de fréquence est de 1,2 GHz, c'est-à-dire 1500 MHz - 300 MHz, et la différence d'amplitude est de -47,5 dB. Le niveau absolu de l'amplitude de la raie à 1500 MHz est donc de -57,5 dBm.

Allons observer de près la raie du fondamental à 300 MHz en agissant sur les réglages du *Span* et de la RBW de manière à observer ce signal de plus en plus près.

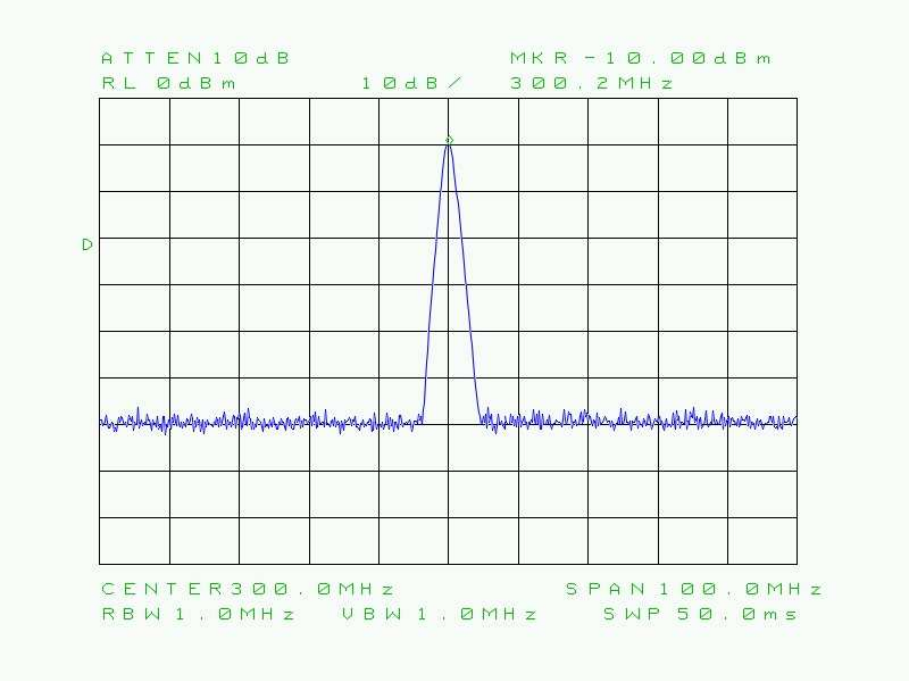


Fig. 53 : Fondamental du calibrateur 300 MHz, -10 dBm, *Span* 100 MHz, RBW 1 MHz. On remarquera le niveau de bruit à -70 dBm.

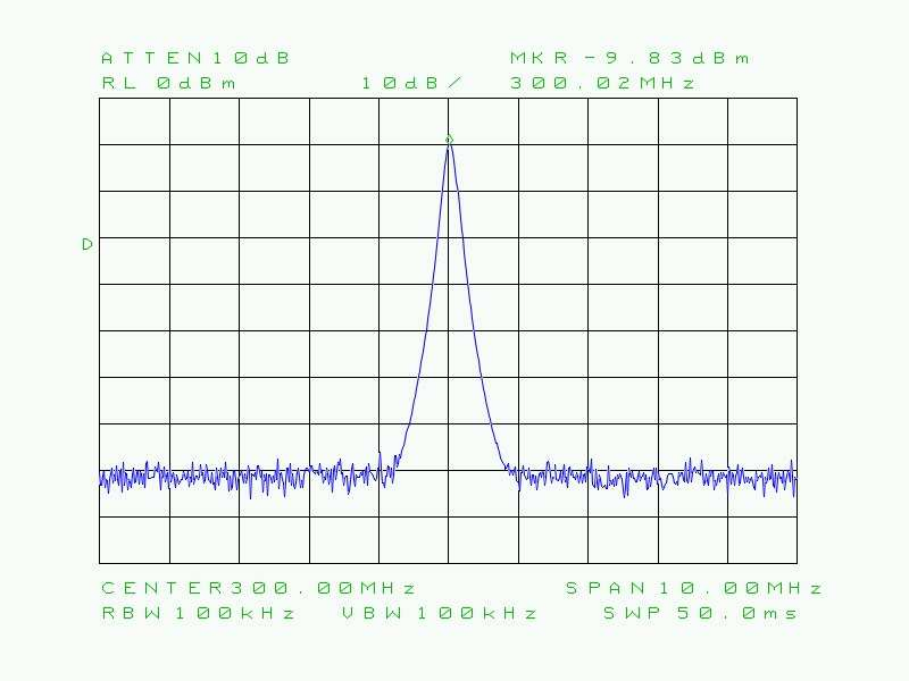


Fig. 54 : Idem ci-dessus, *Span* 10 MHz, RBW 100 kHz. Le niveau de bruit a diminué jusqu'à -80 dBm.

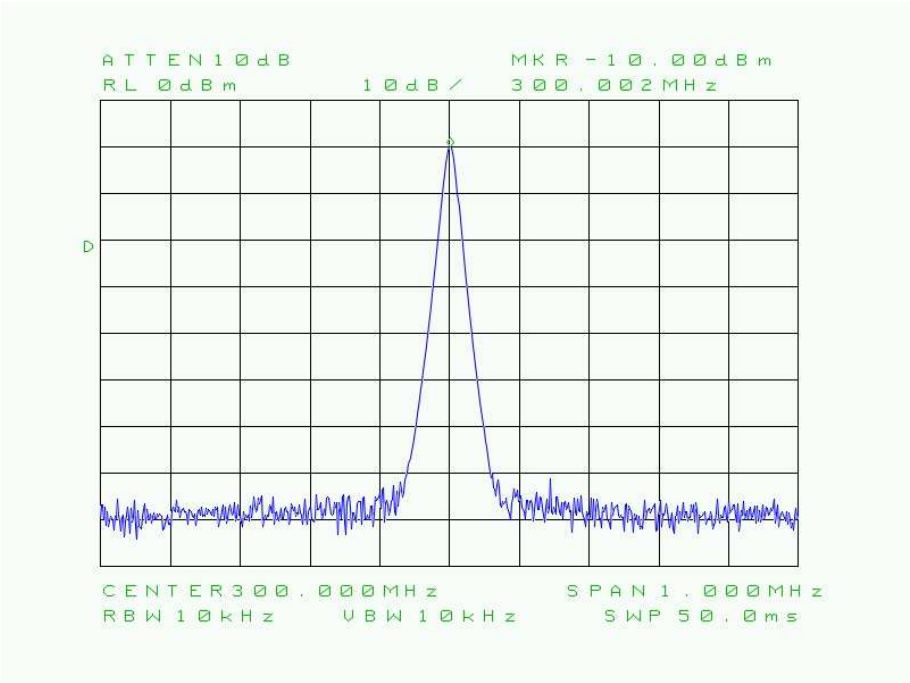


Fig. 55 : Idem ci-dessus, *Span* 1 MHz, RBW 10 kHz. Le niveau de bruit a diminué jusqu'à -90 dBm.

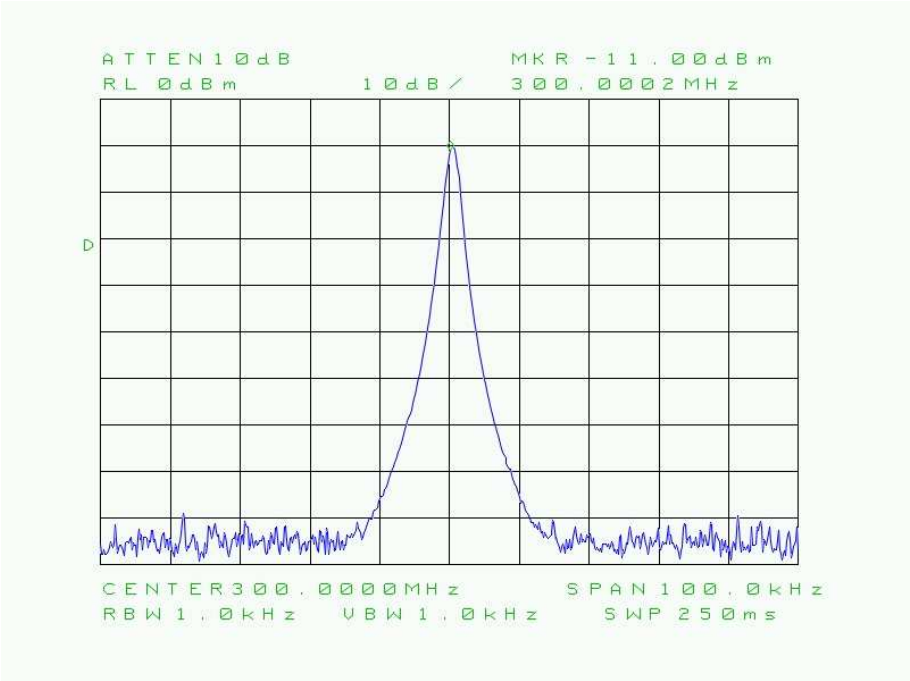


Fig. 56 : Idem ci-dessus, *Span* 100 kHz, RBW 1 kHz. Le niveau de bruit a diminué jusqu'à -95 dBm.

Le bruit diminue en fonction de la RBW car l'expression du bruit blanc (Johnson-Nyquist) est :

$v_n = \sqrt{4 \cdot k_B \cdot T \cdot R \cdot B}$
v_n : tension RMS de bruit $\left[V_{RMS}\right]$;
k_B : constante de Boltzmann $1{,}3806 \cdot 10^{-23}$ $\left[J \cdot K^{-1}\right]$;
T : température en Kelvin ;
R : résistance $\left[\Omega\right]$;
B : bande passante $\left[Hz\right]$.

Pour une bande passante de 1 MHz, une résistance de 50 Ω et une température de 300 K, la tension de bruit est de 910 nV_{RMS}, ce qui correspond à une puissance de :

$P = \frac{v_n^2}{R} = 4 \cdot k_B \cdot T \cdot B$ pour une résistance en court-circuit ;
$P = k_B \cdot T \cdot B$ pour une résistance adaptée à une impédance ;
$P\ \left[\text{dBm}\right] = 10 \cdot Log\left(k_B \cdot T \cdot B \cdot 1000\right) = 10 \cdot Log\left(k_B \cdot T \cdot 1000\right) + 10 \cdot Log\left(B\right)$
$P\ \left[\text{dBm}\right] = -174\ \left[\text{dBm}\right] + 10 \cdot Log\left(B\right)$
soit -114 dBm pour une bande passante de 1 MHz.

En réalité, il faut rajouter la figure de bruit de l'entrée de l'analyseur de spectre (environ 20 dB), y ajouter la valeur du calibre de l'atténuateur d'entrée (10 dB), et réaliser une mesure de bruit en mode de détection *Sample*. Dans ces conditions, le niveau de bruit atteint en pratique une valeur de -85 dBm. Les clichés ci-dessus sont réalisés en mode *Positive Peak* pour la mesure du signal du calibrateur et non celui du bruit. Toutefois, le bruit reste bel et bien en fonction de la bande passante et donc de la RBW réglée à l'analyseur de spectre. Cette notion est importante et à bien retenir.

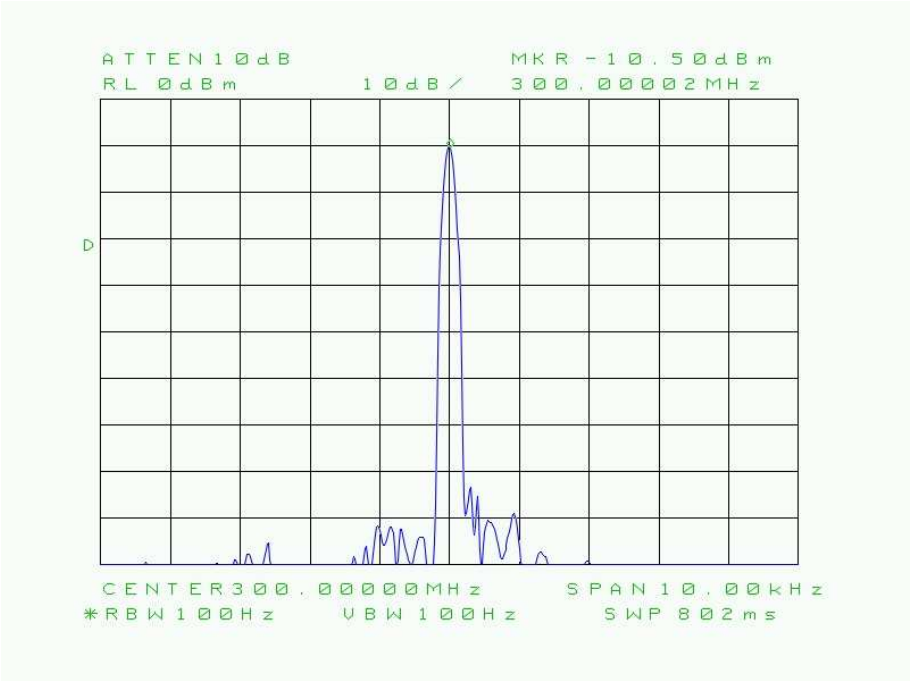


Fig. 57 : Idem ci-dessus, *Span* 10 kHz, RBW 100 Hz. Le niveau de bruit a diminué pratiquement jusqu'à -100 dBm.

Pour un *Span* donné et fixé, si on augmente ou diminue le calibre de la RBW, on pourra observer la forme de la courbe de réponse du filtre passe-bande de la moyenne fréquence.

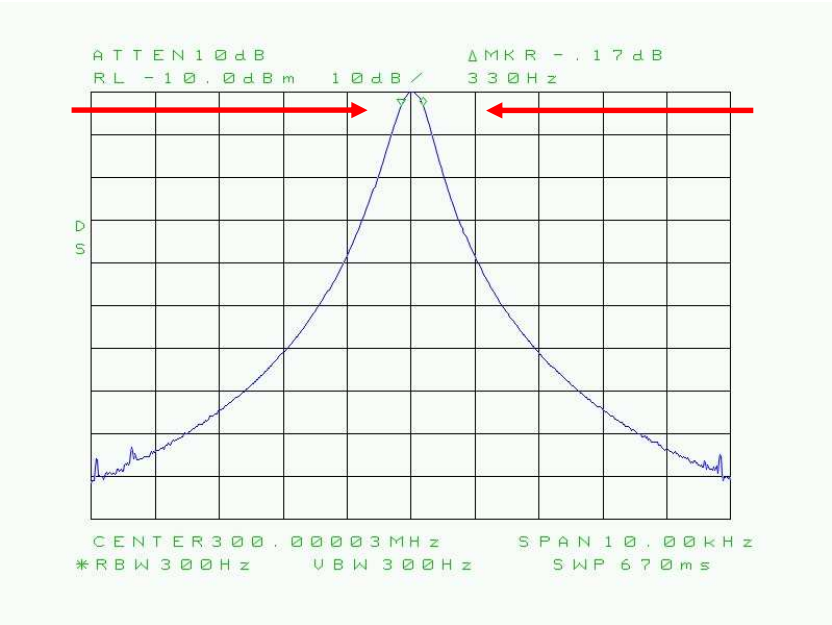


Fig. 58 : Idem ci-dessus, *Span* 10 kHz, RBW 300 Hz. Le sommet de la courbe est amené à celui de l'écran par la fonction *Marker to Reference Level*. La bande passante mesurée à -3 dB est de 330 Hz, ce qui est pratiquement la RBW de 300 Hz. Pour obtenir une meilleure précision de mesure, il faudrait diminuer le calibre de la graduation de l'échelle d'amplitude à 1 dB par division.

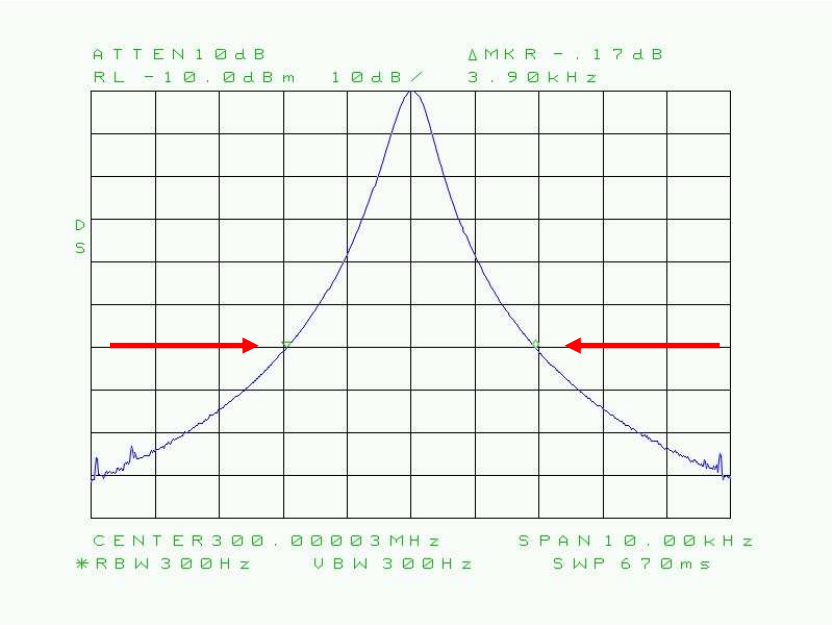


Fig. 59 : Idem ci-dessus, *Span* 10 kHz, RBW 300 Hz. La mesure de la bande passante à -60 dB est de 3,9 kHz.

Le rapport de sélectivité pour la RBW de 300 Hz est de $\frac{3900\ \text{Hz}}{330\ \text{Hz}} = 11{,}8:1$ ce qui correspond au rapport de sélectivité d'un filtre analogique.

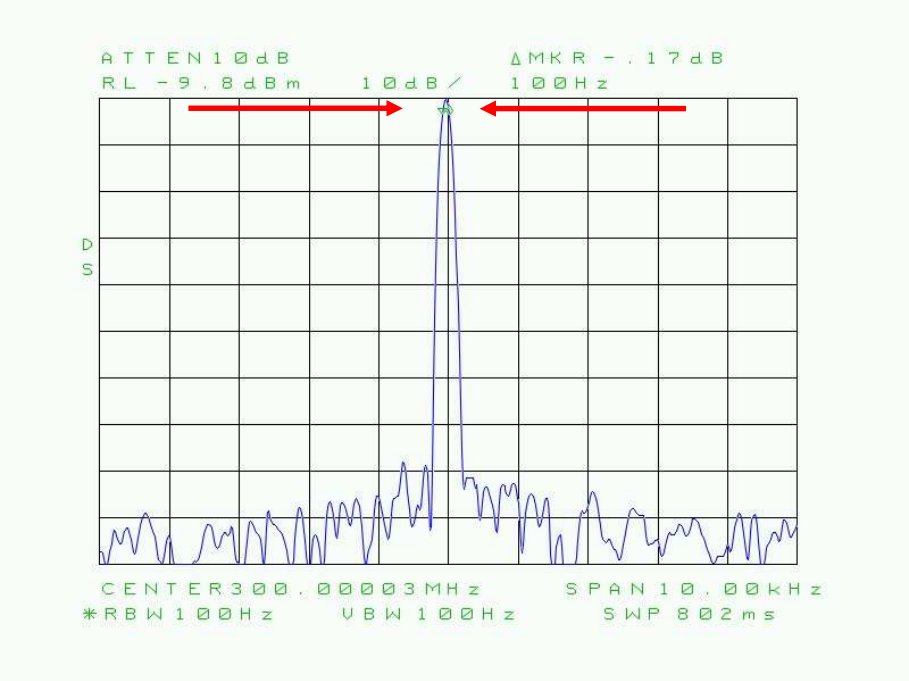


Fig. 60 : Idem ci-dessus, *Span* 10 kHz, RBW 100 Hz. La mesure de la bande passante à -3 dB est de 100 Hz.

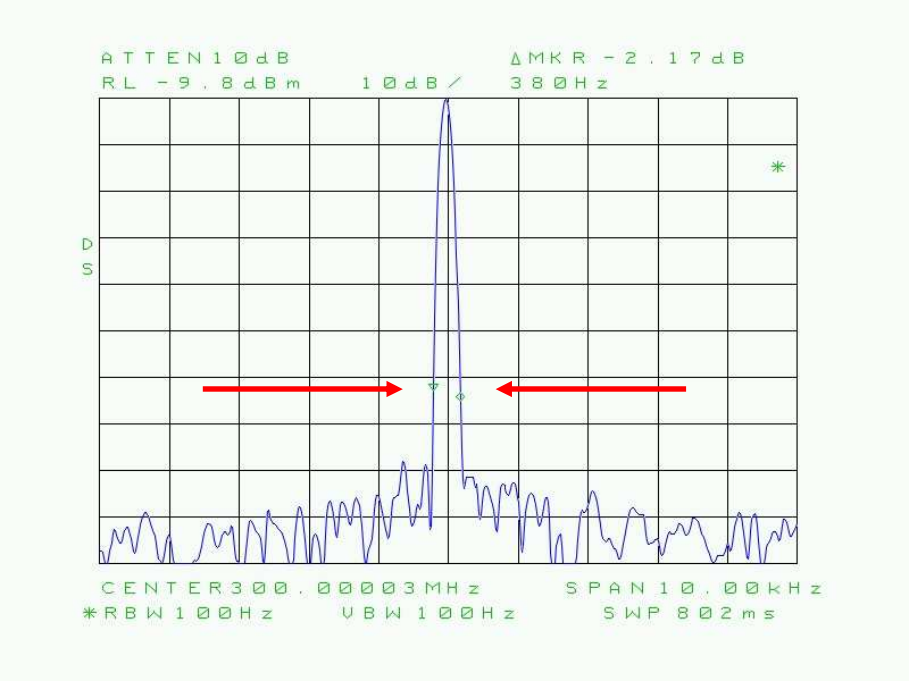


Fig. 61 : Idem ci-dessus, *Span* 10 kHz, RBW 100 Hz. La mesure de la bande passante à -60 dB est de 380 Hz.

Le rapport de sélectivité pour la RBW de 100 Hz est de $\frac{380\text{ Hz}}{100\text{ Hz}} = 3{,}8:1$ ce qui correspond au rapport de sélectivité d'un filtre numérique. Voyons cela d'encore plus près avec un *Span* plus petit.

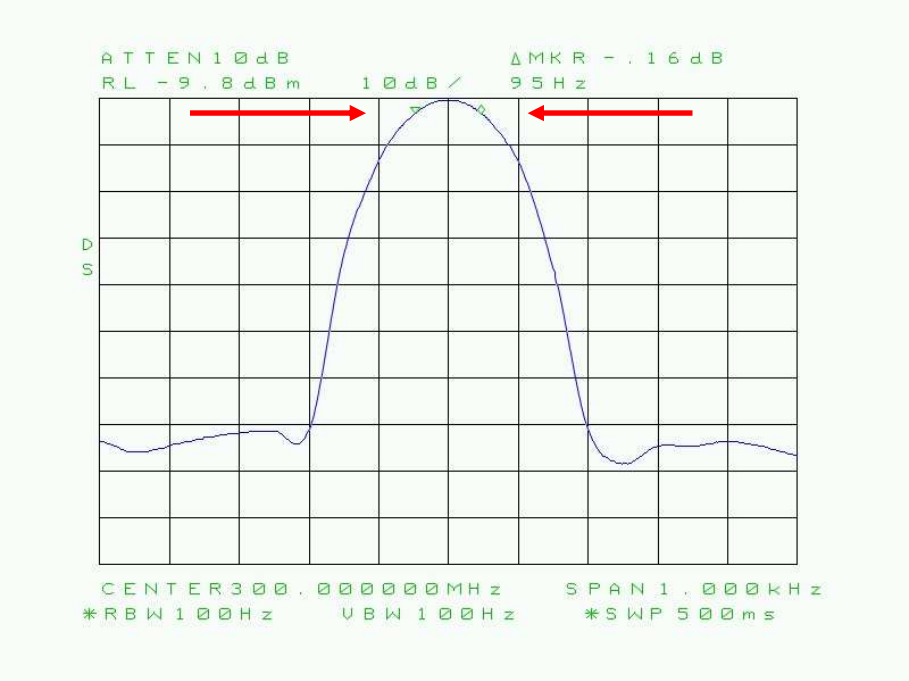


Fig. 62 : Idem ci-dessus, *Span* 1 kHz, RBW 100 Hz. La mesure de la bande passante à -3 dB est de 95 Hz.

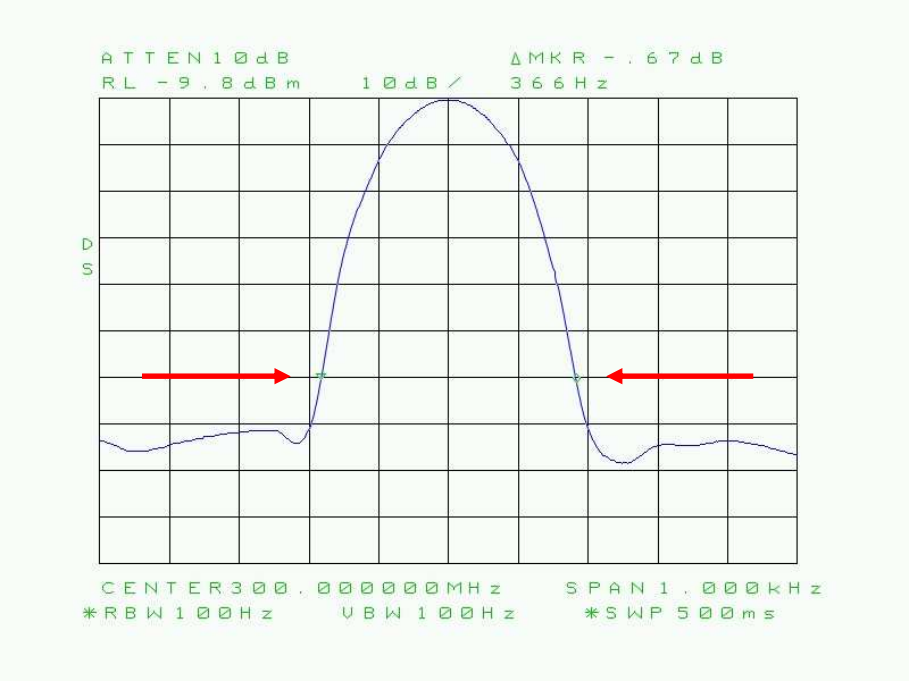


Fig. 63 : Idem ci-dessus, *Span* 1 kHz, RBW 100 Hz. La mesure de la bande passante à -60 dB est de 366 Hz. La mesure du rapport de sélectivité de ce filtre numérique reste cohérente avec celle effectuée ci-dessus.

La première chose rassurante lors de notre premier contact avec un analyseur de spectre serait de visualiser les émissions des stations de radiodiffusion de la bande FM entre 88,0 MHz et 108,0 MHz. Il suffit de raccorder une simple antenne fouet sur l'entrée de l'analyseur de spectre.

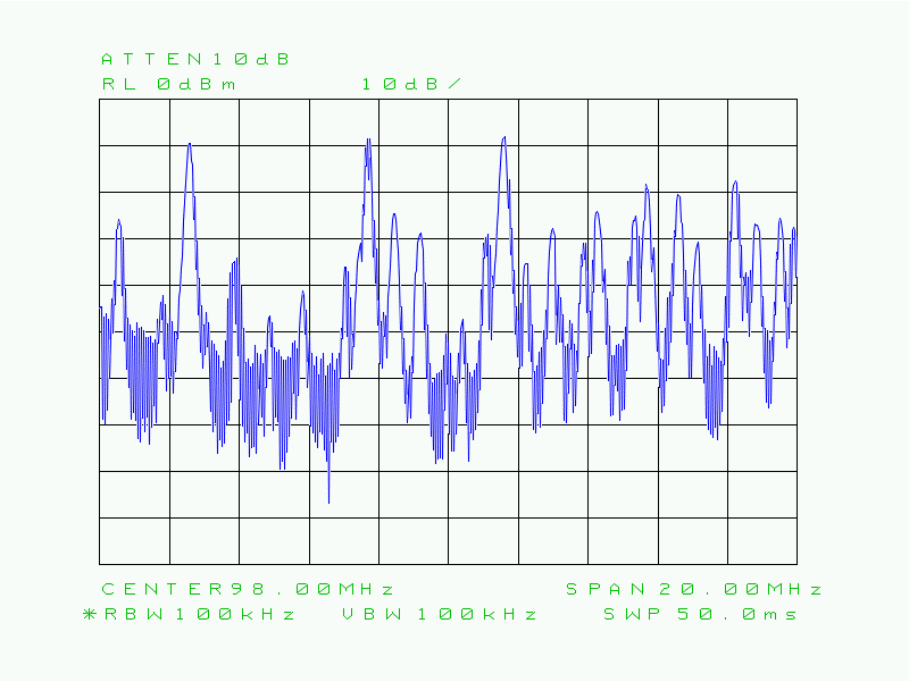


Fig. 64 : Spectre de la bande de radiodiffusion FM de 88,0 MHz à 108,0 MHz. RBW 100 kHz.

Voyons cela d'une manière plus fine en diminuant la RBW et en activant la fonction *Max Hold* afin d'observer l'occupation spectrale de chaque émetteur.

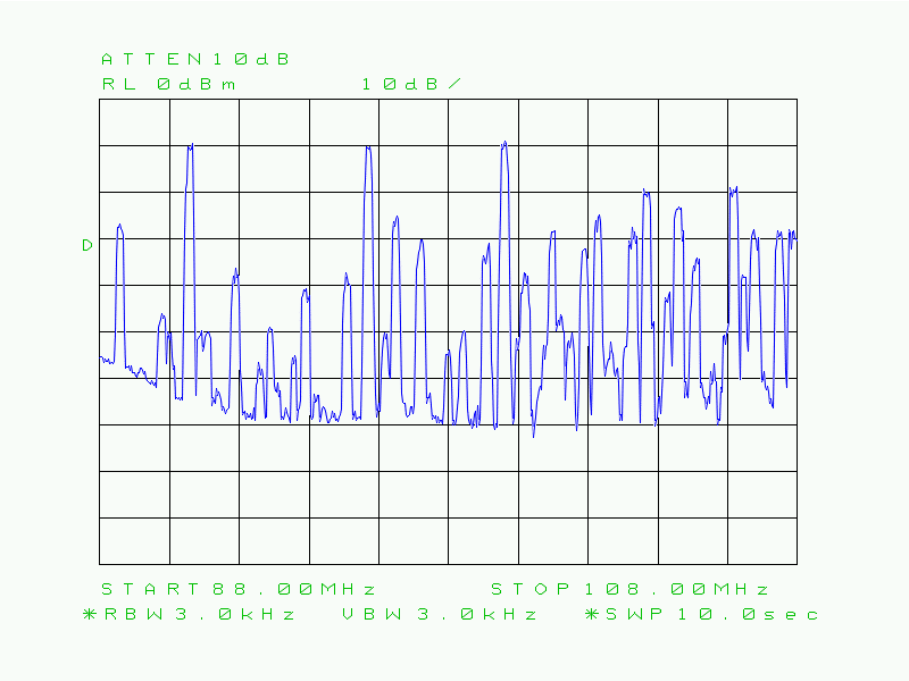


Fig. 65 : Spectre de la bande de radiodiffusion FM de 88,0 MHz à 108,0 MHz. RBW 3 kHz. On constate la présence de pas moins de 30 stations d'émission à l'emplacement où l'antenne a été située en JO20SP.

Raccordons un générateur HF à l'entrée de l'analyseur de spectre et modulons un signal en amplitude (AM).

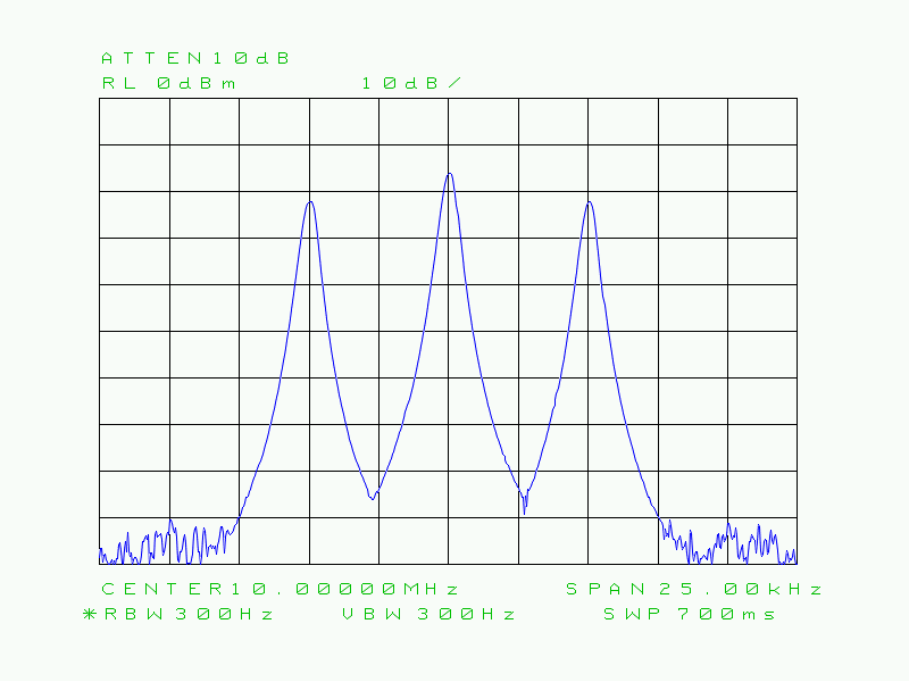


Fig. 66 : Spectre d'une porteuse de 10 MHz modulée en amplitude par un signal modulant de 5 kHz et avec une profondeur de modulation de 100 %. On observe les deux raies de modulation de part et d'autre de la porteuse avec un écart en fréquence qui correspond à celle de la fréquence modulante. *Span* de 25 kHz, c'est-à-dire 2,5 kHz par division. Deux divisions représentent un écart de 5 kHz. Les raies latérales se situent à -6 dB en dessous de la porteuse au point de vue amplitude. Voir explications plus loin pages 55 et 56.

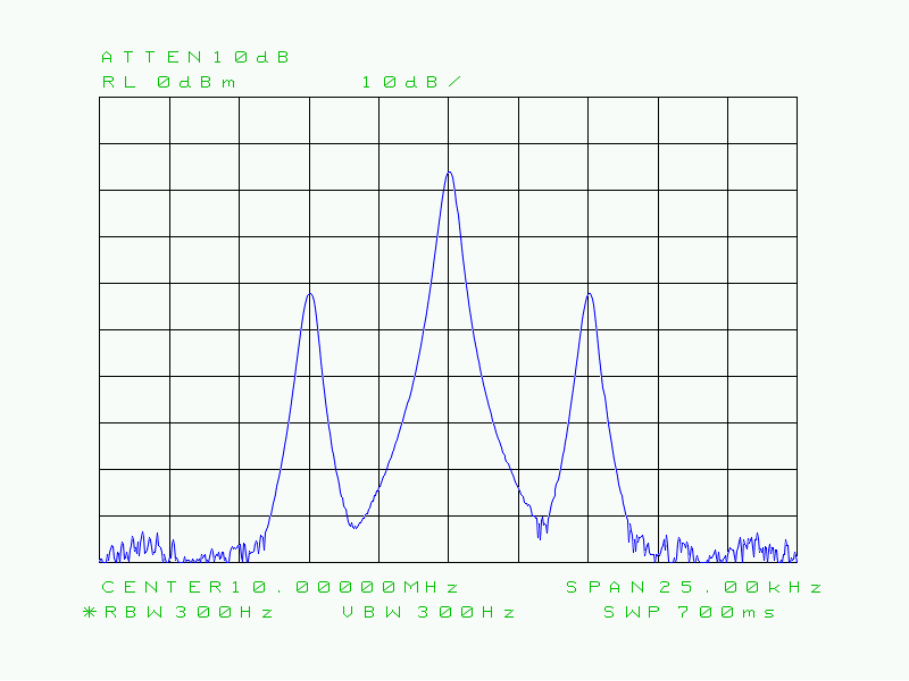


Fig. 67 : Idem ci-dessus mais avec une profondeur de modulation de 10 %. L'amplitude de la porteuse n'a pas changé de valeur mais celle des deux raies latérales de modulation a diminué et se situe à -26 dB en dessous de a porteuse. Voir explications plus loin pages 55 et 56.

Cas de la modulation deux tons en modulation d'amplitude : deux raies apparaissent de part et d'autre de la fréquence porteuse.

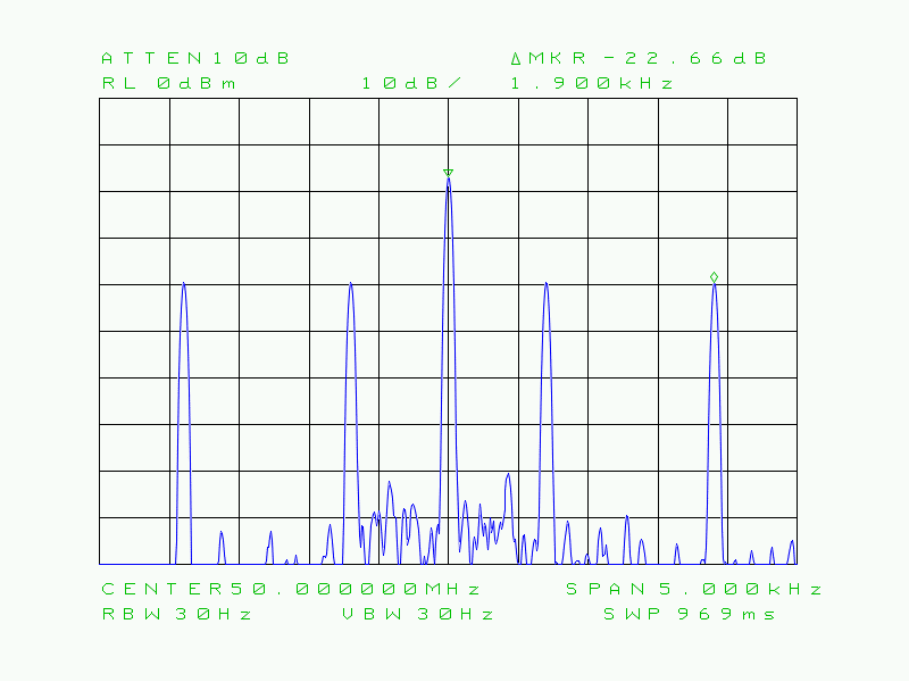


Fig. 68 : Porteuse d'une fréquence de 50 MHz modulée en amplitude (30 %) par un générateur deux tons à 700 Hz et à 1900 Hz comme l'on procède pour tester un émetteur AM et observer s'il existe de l'intermodulation au niveau du modulateur. (Le test d'un émetteur AM ne se limite pas à la seule profondeur de modulation de 30 %).

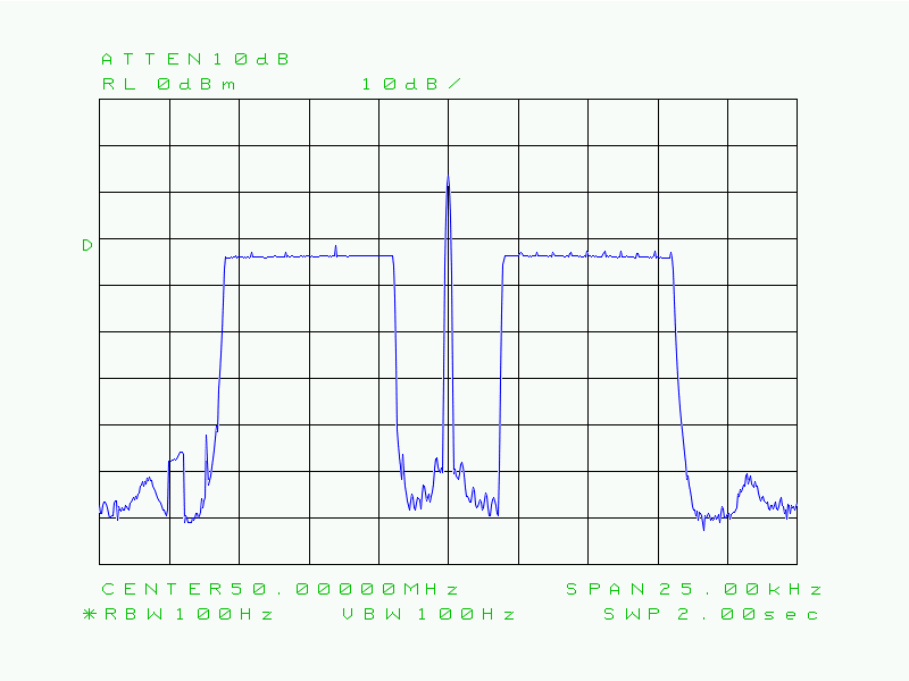


Fig. 68 : Porteuse d'une fréquence de 50 MHz modulée en amplitude par un générateur à balayage (*Sweep Generator*) d'une fréquence modulante balayant entre 2 kHz et 8 kHz. Pour faire apparaitre les deux bandes latérales, la fonction *Trace Max Hold* a été activée et l'enregistrement de la courbe a été effectué sur plusieurs balayages de l'analyseur de spectre. Sur cette figure, la pratique confirme bien la théorie du spectre AM avec une porteuse et deux bandes latérales.

Nous venons d'observer que la position des raies latérales par rapport à celle de la porteuse (f_c) est en fonction de la fréquence du signal modulant (f_m).

Nous constatons aussi que le signal modulé en amplitude est le résultat de la somme de trois signaux :

- la porteuse (*Carrier*) d'une amplitude E_c et de fréquence f_c ;
- la raie (ou bande) latérale supérieure (*Upper Side Band*) d'une amplitude E_{USB} et de fréquence $f_{USB} = f_c+f_m$;
- la raie (ou bande) latérale inférieure (*Lower Side Band*) d'une amplitude E_{LSB} et de fréquence $f_{LSB} = f_c-f_m$.

<u>Qu'en est-il de l'amplitude des raies latérales du spectre en fonction de la profondeur de modulation du signal</u> ?

Rappelons-nous ce qu'est une modulation d'amplitude dans le domaine du temps.

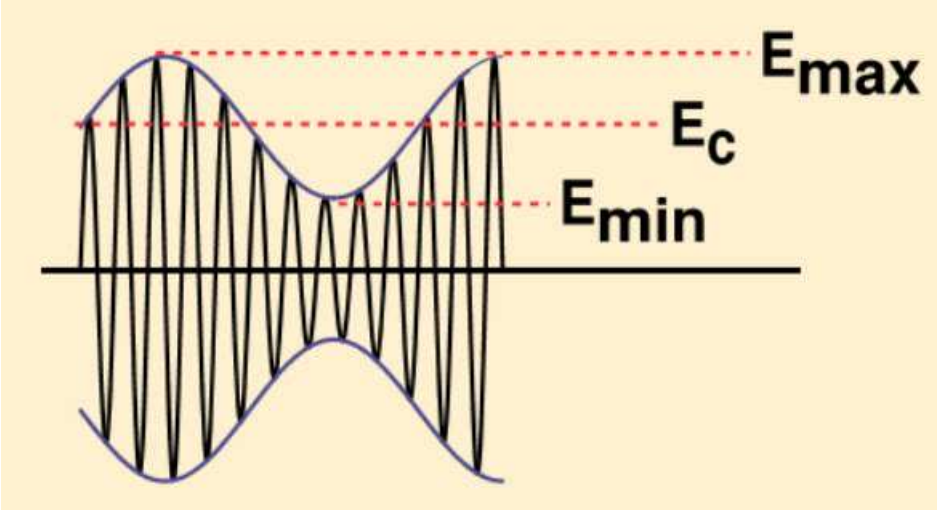


Fig. 69 : Porteuse modulée en amplitude dans le domaine du temps. La valeur de l'amplitude d'un signal HF non modulé a pour valeur E_c (*Carrier*, porteuse). Dès qu'il y a une modulation en amplitude, le signal HF varie entre les valeurs extrêmes d'amplitudes E_{max} et E_{min}. Graphique : source Agilent.

Appelons « *m* » la profondeur de modulation (généralement exprimée en %).

$$m = \frac{E_{\max} - E_c}{E_c}$$

La modulation étant symétrique, l'écart entre E_c et E_{max} est identique à celui entre E_c et E_{min}.

$$E_{\max} - E_c = E_c - E_{\min} \Leftrightarrow \frac{E_{\max} + E_{\min}}{2} = E_c$$

En procédant par substitution entre ces deux équations, on trouve aisément que :

$$m = \frac{E_{\max} - E_{\min}}{E_{\max} + E_{\min}}$$

L'analyse spectrale d'un signal modulé en AM nous montre bien qu'il est composé de trois signaux dont les fréquences sont respectivement f_c, f_{USB} et f_{LSB}. La phase relative entre ces signaux varie au cours du temps mais, selon une répétition de cycle correspondant à celui de la fréquence de modulation, les trois signaux parviennent à être en phase à un moment instantané. (Voir l'article sur le site ON5VL : « Composition de signaux et mesure de tensions RMS »). C'est à ce moment que le résultat de l'addition des amplitudes des trois signaux est au maximum et a pour valeur l'amplitude E_{max} :

$$E_{\max} = E_c + E_{USB} + E_{LSB}$$

Si on substitue cette valeur dans l'équation de la profondeur de modulation, on obtient :

$$m = \frac{E_{\max} - E_c}{E_c} = \frac{E_{USB} + U_{LSB}}{E_c}$$

Or les deux raies latérales sont de même amplitude :

$$E_{USB} = E_{LSB} = E_{SB}$$

E_{SB} : amplitude des bandes latérales $(Side\ Bands)$

Et l'expression de la profondeur de la modulation se résume à ceci :

$$m = \frac{2 \cdot E_{SB}}{E_c} \Leftrightarrow E_{SB} = \frac{m \cdot E_c}{2}$$

Dans le cas d'une profondeur de modulation de 100 %, *m* = 1, la valeur de l'amplitude en tension des bandes latérales vaut la moitié de celle de la porteuse. Ceci signifie que les bandes latérales se situent à -6 dB en dessous de la porteuse pour une modulation de 100 % (voir figure 66). Comme l'amplitude de la porteuse ne change pas en fonction de la profondeur de modulation, la puissance totale d'une émission modulée AM à 100 % est 50 % plus élevée que celle de la porteuse d'une émission sans modulation.

Dans le cas d'une profondeur de modulation de 10 %, *m* = 0,1, l'amplitude des bandes latérales se situe à :

$$\frac{E_{SB}}{E_c} = \frac{m}{2}$$

$$\frac{E_{SB}}{E_c}\ [\mathrm{dB}] = E_{SB}\ [\mathrm{dB}] - E_c\ [\mathrm{dB}] = 20\log\left(\frac{m}{2}\right)$$

$$20\log\left(\frac{0{,}1}{2}\right) = -26\ [\mathrm{dB}]$$

Voir figure 67.

Remarque : la profondeur de modulation peut être mesurée bien plus facilement sur un analyseur de spectre que sur un oscilloscope pour deux raisons :

1. Il est plus facile de trouver un analyseur de spectre d'une bande passante HF au-delà du GigaHertz que de trouver un oscilloscope d'une telle bande passante pour la mesure des signaux UHF et SHF ;
2. Il est plus facile de mesurer la différence d'amplitude sur un analyseur de spectre entre la porteuse et les bandes latérales. Cela est d'autant plus vrai pour des faibles profondeurs de modulation grâce à l'échelle logarithmique d'un analyseur de spectre.

Du fait que l'on peut établir une relation mathématique qui relie la différence d'amplitude entre porteuse et bandes latérales avec la profondeur de modulation, on peut visualiser cette relation sous la forme d'un graphe d'une fonction :

$$E_{SB}\ [\mathrm{dB}] - E_c\ [\mathrm{dB}] = 20\log\left(\frac{m \cdot 100\ [\%]}{2}\right)$$

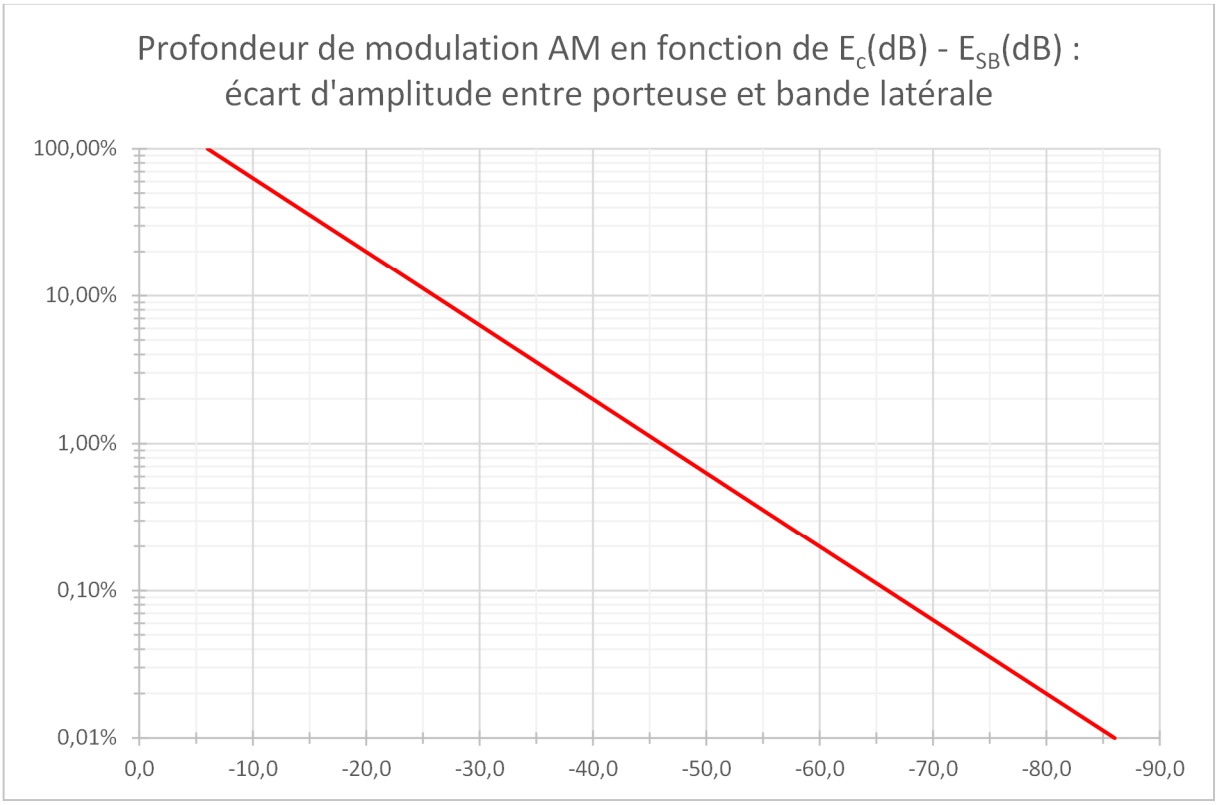


Fig. 70 : Graphique permettant de déterminer la profondeur de modulation AM en fonction de l'écart en décibel entre la porteuse et les bandes latérales et vice versa. L'échelle des ordonnées est logarithmique.

Raccordons un générateur HF à l'entrée de l'analyseur de spectre et modulons un signal en fréquence (FM).

La modulation de fréquence (FM, *Frequency Modulation*) est caractérisée par une excursion de fréquence, appelée aussi déviation en fréquence. Le spectre d'une modulation FM se présente sous la forme d'une série de raies de part et d'autre de la fréquence porteuse. L'amplitude de la porteuse, l'amplitude des raies de modulation et la position de celles-ci dépendent non seulement de la déviation de fréquence mais aussi de la fréquence du signal modulant. C'est la raison pour laquelle on définit la notion d'indice de modulation.

$$m = \frac{\Delta f_{peak\ dev}}{f_{\mathrm{mod}}}$$

m : indice de modulation ;

$\Delta f_{peak\ dev}$: crête d'excursion ou de déviation de fréquence ;

f_{mod} : fréquence du signal modulant.

Pour commencer à observer ce qui se produit, nous allons choisir une déviation fixe de 3 kHz en fréquence et nous allons faire varier la fréquence du signal modulant de 1 kHz à 5 kHz par pas de 1 kHz.

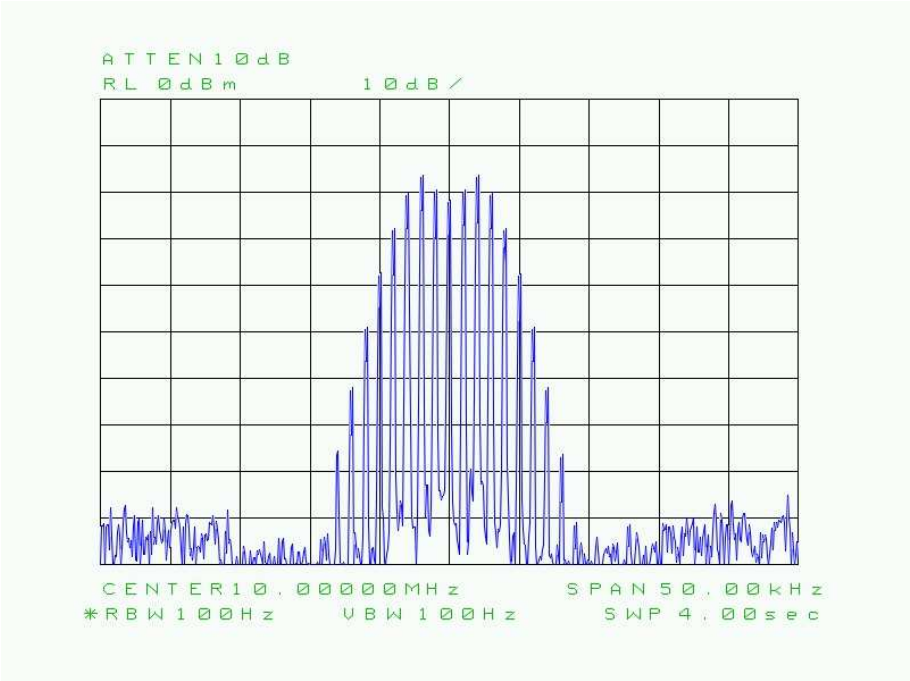


Fig. 71 : Porteuse 10 MHz modulée FM. Déviation 3 kHz, fréquence modulante 1 kHz, indice de modulation : m=3.

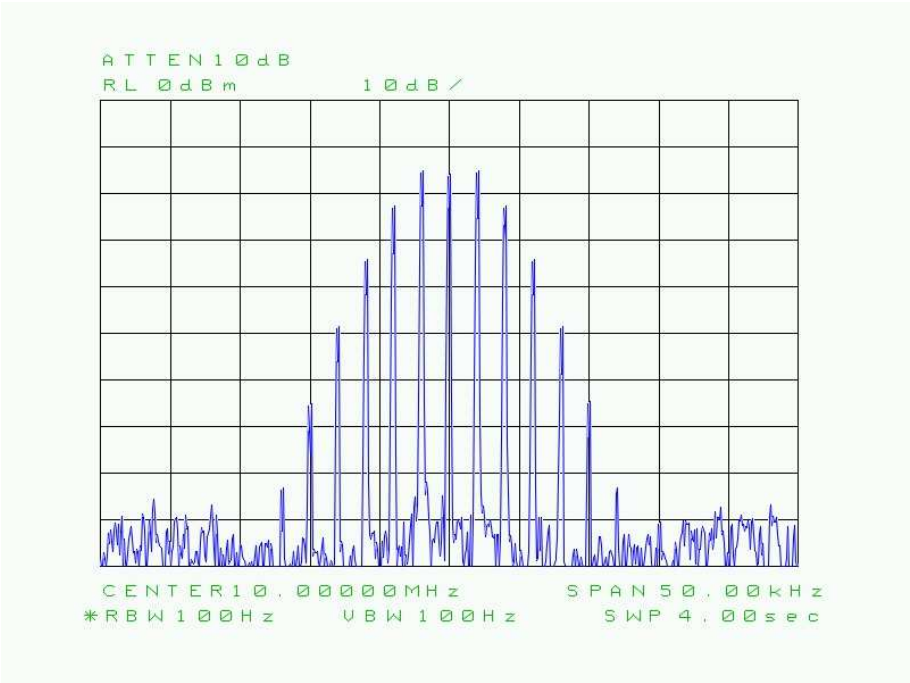


Fig. 72 : Porteuse 10 MHz modulée FM. Déviation 3 kHz, fréquence modulante 2 kHz, indice de modulation : m=1,5.

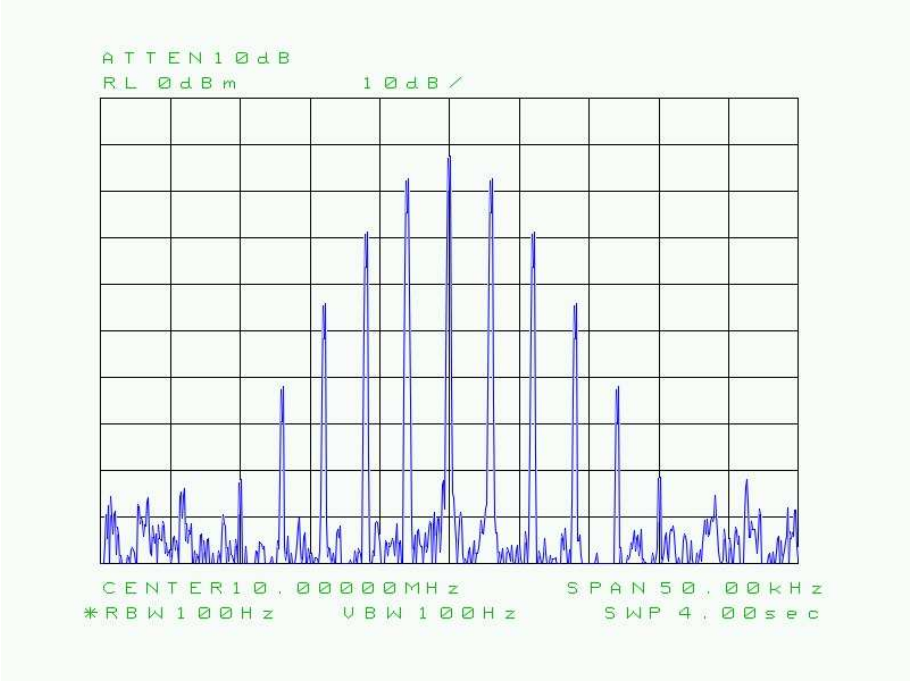


Fig. 73 : Porteuse 10 MHz modulée FM. Déviation 3 kHz, fréquence modulante 3 kHz, indice de modulation : m=1.

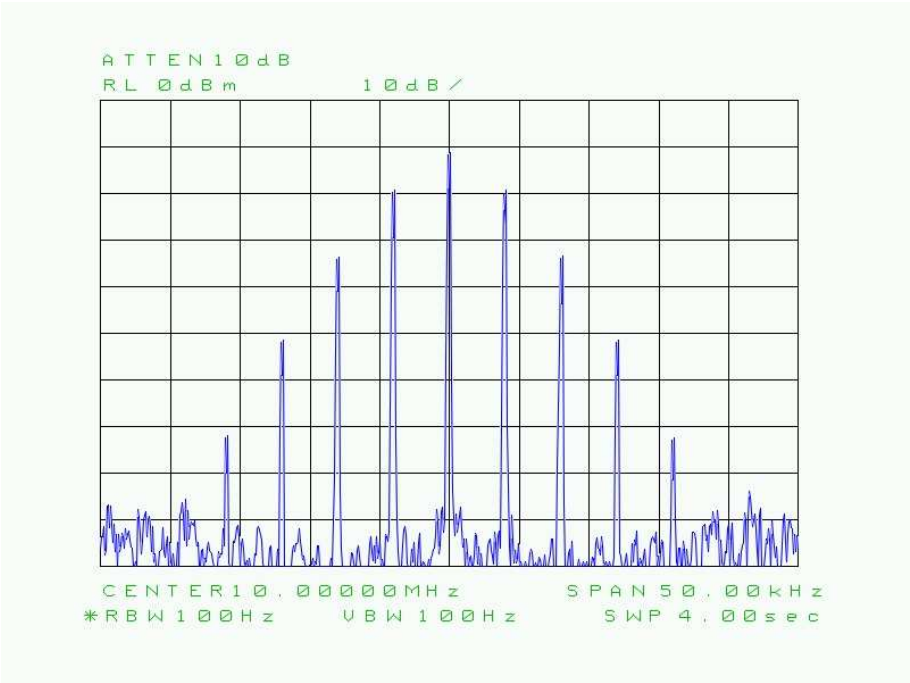


Fig. 74 : Porteuse 10 MHz modulée FM. Déviation 3 kHz, fréquence modulante 4 kHz, indice de modulation : m=0,75.

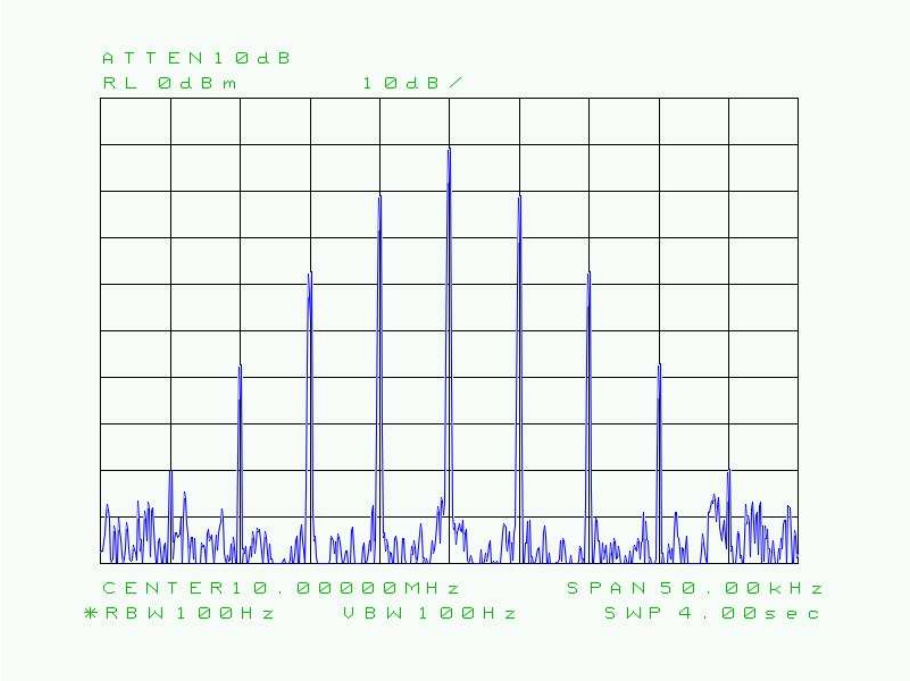


Fig. 75 : Porteuse 10 MHz modulée FM. Déviation 3 kHz, fréquence modulante 5 kHz, indice de modulation : m=0,6.

Que constatons-nous ? Pour une même déviation de fréquence, (3 kHz), au fur et à mesure que la fréquence modulante augmente, les raies ont tendance à s'écarter en fréquence et à diminuer en nombre. Pour un indice de modulation très faible, le spectre se limite à quelques raies, et à l'extrême juste la porteuse et deux raies.

À présent, nous allons maintenir fixe la fréquence modulante et faire varier la déviation en fréquence de 6 kHz à 15 kHz par pas de 3 kHz.

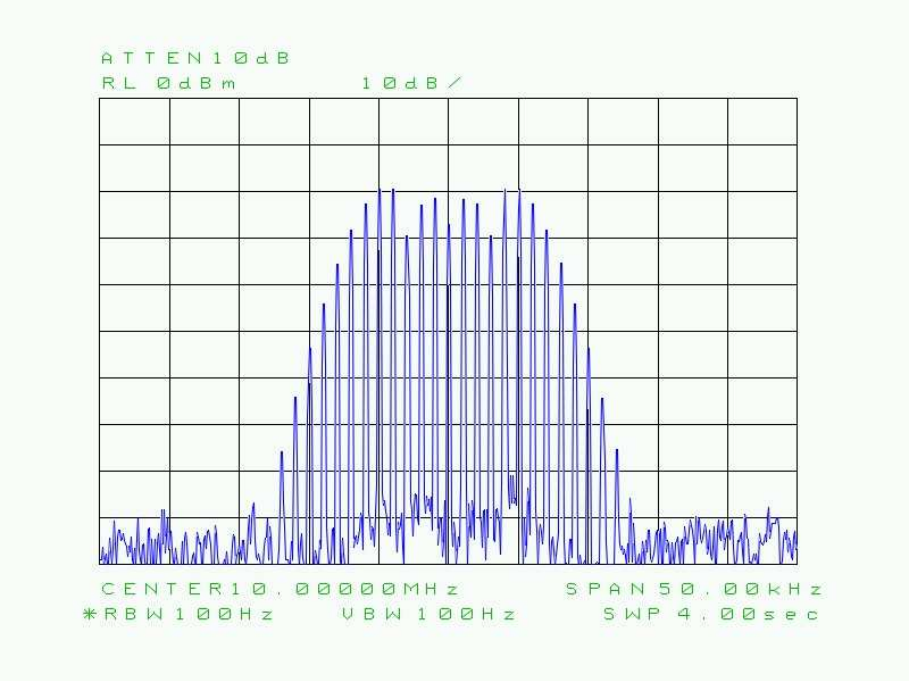


Fig. 76 : Porteuse 10 MHz modulée FM. Fréquence modulante 1 kHz, déviation 6 kHz, indice de modulation : m=6.

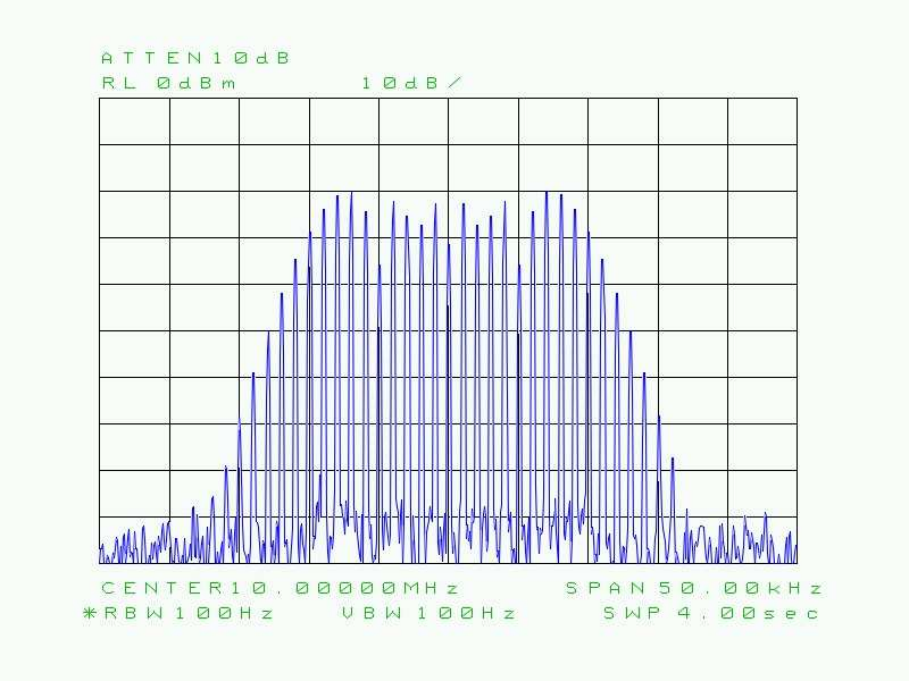


Fig. 77 : Porteuse 10 MHz modulée FM. Fréquence modulante 1 kHz, déviation 9 kHz, indice de modulation : m=9.

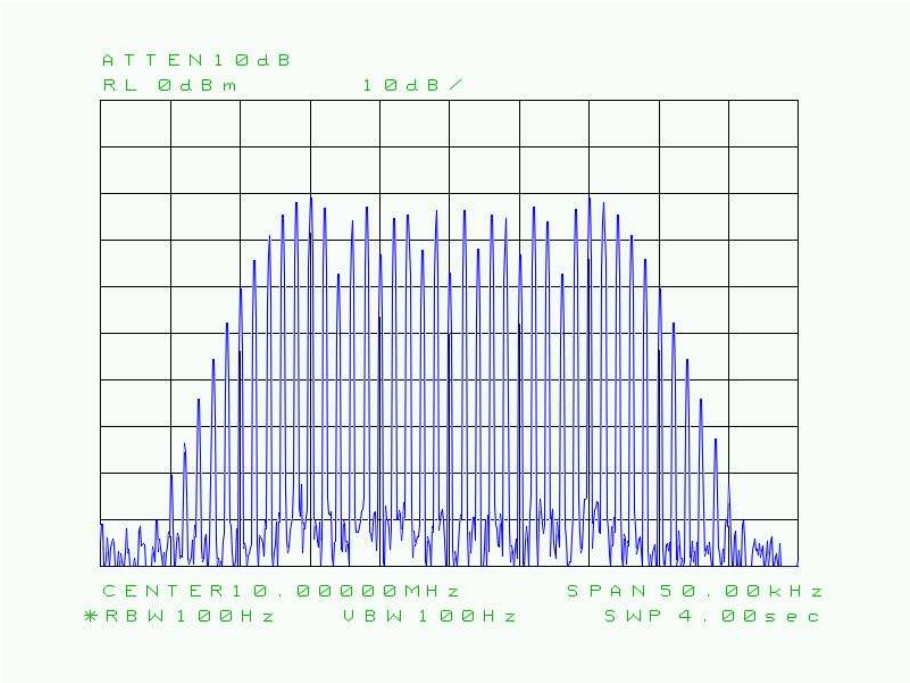


Fig. 78 : Porteuse 10 MHz modulée FM. Fréquence modulante 1 kHz, déviation 12 kHz, indice de modulation : m=12.

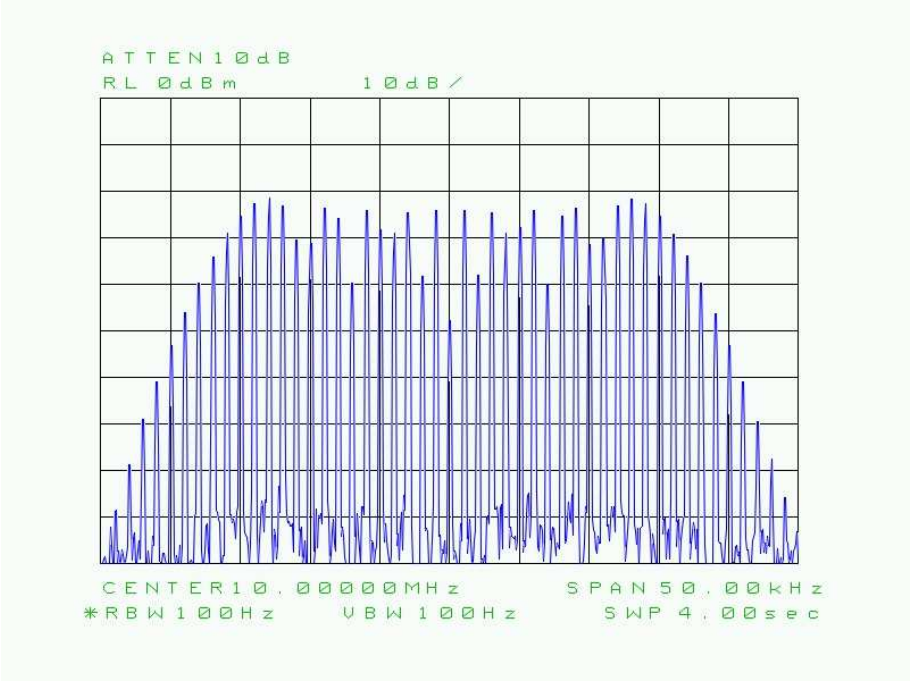


Fig. 79 : Porteuse 10 MHz modulée FM. Fréquence modulante 1 kHz, déviation 15 kHz, indice de modulation : m=15.

Cette fois nous observons des raies qui gardent le même écart de fréquence entre elles, mais qui deviennent de plus en plus nombreuses et que la bande passante nécessaire au signal modulé devient de plus en plus large.

Poursuivons notre expérience et augmentons l'indice de modulation dans de grandes proportions : m = 30 ; 50 ; 100 ; 150.

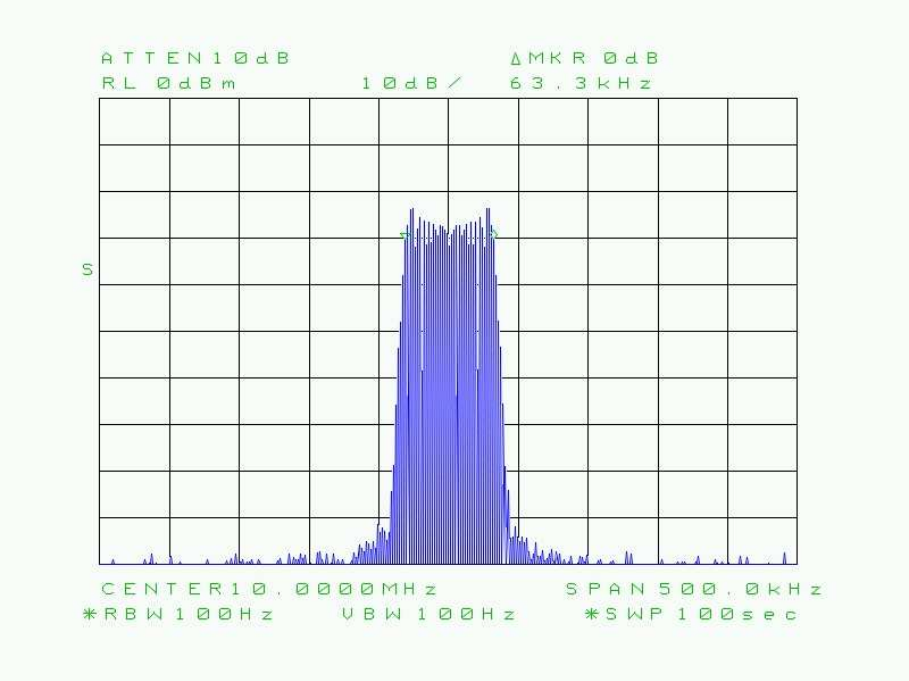


Fig. 80 : Porteuse 10 MHz modulée FM. Fréquence modulante 1 kHz, déviation 30 kHz, indice de modulation : m=30. Bande passante occupée : 63,3 kHz.

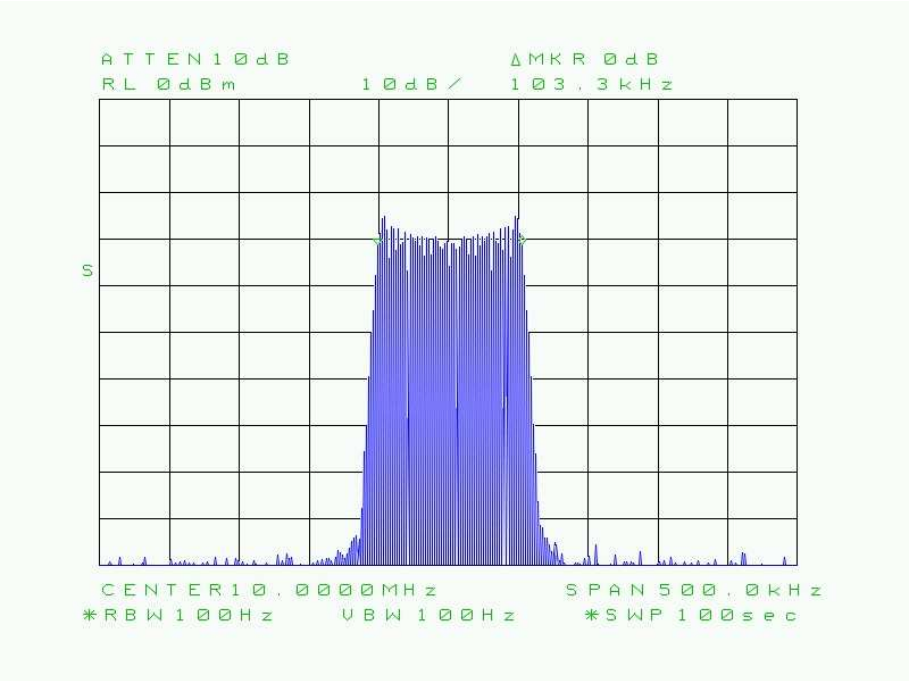


Fig. 81 : Porteuse 10 MHz modulée FM. Fréquence modulante 1 kHz, déviation 50 kHz, indice de modulation : m=50. Bande passante occupée : 103,3 kHz.

Comme le *Span* est élevé, les raies sont très proches l'une de l'autre. Pour les visualiser, il y a lieu de diminuer la RBW. Avec une RBW plus large, l'analyseur de spectre affiche pratiquement uniquement l'enveloppe du signal.

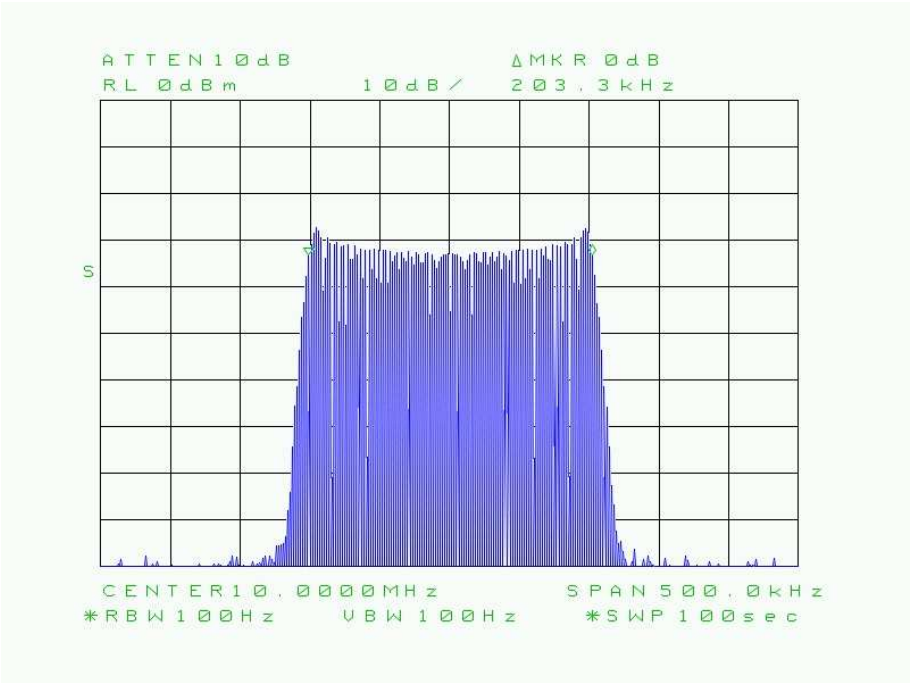


Fig. 82 : Porteuse 10 MHz modulée FM. Fréquence modulante 1 kHz, déviation 100 kHz, indice de modulation : m=100. Bande passante occupée : 203,3 kHz.

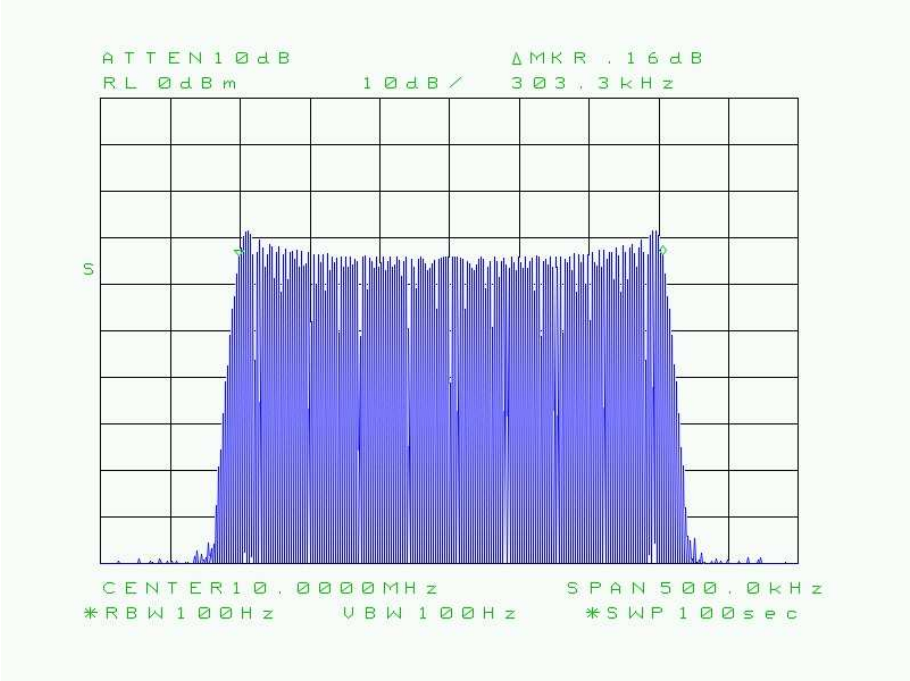


Fig. 83 : Porteuse 10 MHz modulée FM. Fréquence modulante 1 kHz, déviation 150 kHz, indice de modulation : m=150. Bande passante occupée : 303,3 kHz.

On constate pour des indices de modulation élevés que la bande passante occupée par le signal modulé FM équivaut à peu près à deux fois la valeur de la déviation.

Remarque : ci-dessus la bande passante a été relevée à peu près à -3 dB. Dans la réalité, la bande passante occupée par l'émission doit être relevée à -20 dB (ou à -40 dB), ce qui correspond à rejeter les raies latérales qui sont inférieures à 10 % (ou à 1 %) de l'amplitude du signal et consiste donc à garder les raies significatives.

L'approximation de la bande passante occupée par l'émission relevée à -20 dB et pour des indices de modulation élevés est donnée par la relation suivante.

$B = 2 \cdot \left(\Delta f_{peak} + f_{\text{mod}} \right)$: formule de Carson pour $m > 100$

d'où : $B = 2 \cdot f_{\text{mod}} \cdot (1 + m)$

et : $\dfrac{B}{\Delta f_{peak}} = 2 \cdot \left(1 + \dfrac{1}{m} \right)$

Pour les faibles indices de modulation, les relations ci-dessus se simplifient :

$B \approx 2 \cdot \Delta f_{peak}$ pour $m < 0,5$

Entre les faibles et forts indices de modulation, une bonne pratique consiste à compter les raies significatives du signal qui sont toutes écartées les unes des autres de la fréquence de modulation.

D'où viennent toutes ces raies en modulation de fréquence ?

Réponse : d'un long développement mathématique complexe. (Hi 3x).

Cependant, ce qu'il y a lieu de retenir, c'est la forme des courbes des fonctions de Bessel. En effet, l'utilisation de ces courbes va directement nous aider à déterminer toutes les raies du spectre d'un signal FM et certaines qui sont particulières.

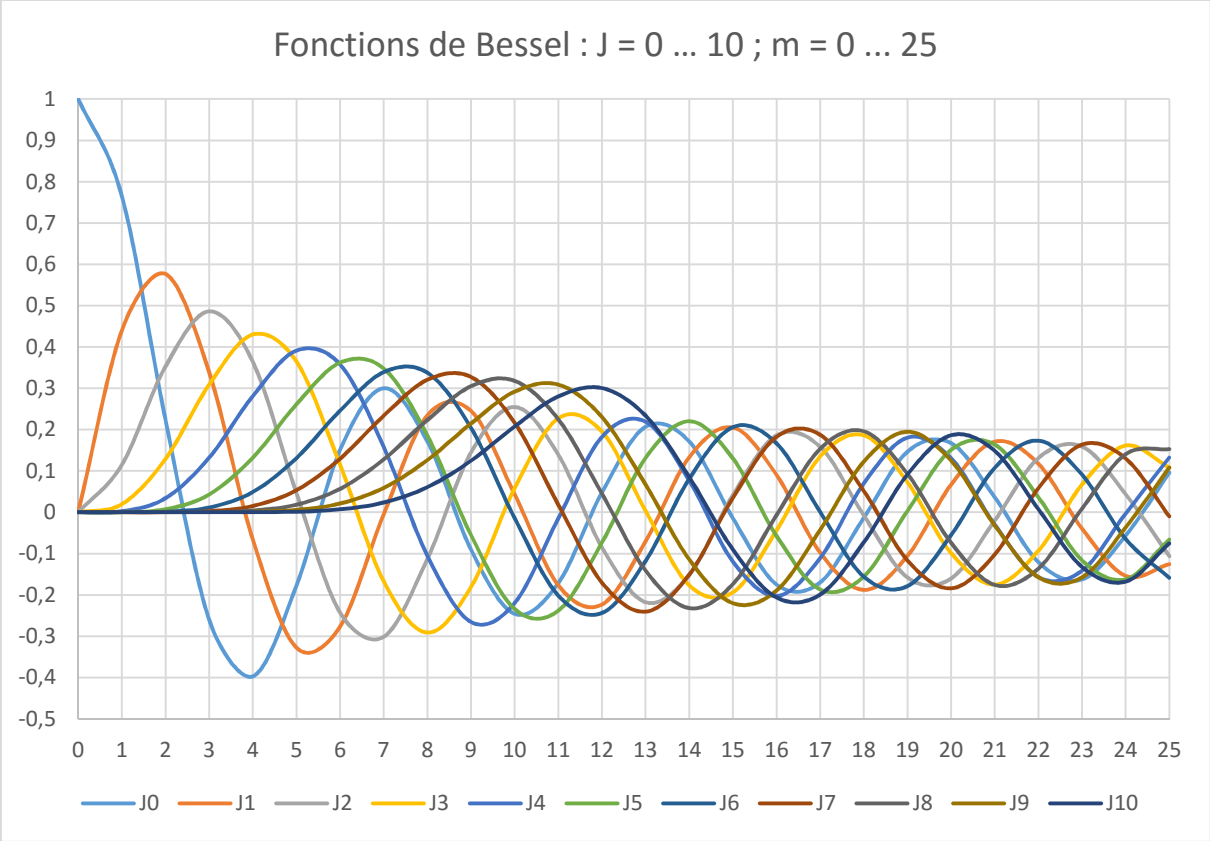


Fig. 84 : Graphe des fonctions de Bessel pour J = 0 … 10 et m = 0 … 25.

Voyons cela de plus près pour les fonctions J0 à J5 pour m = 0 … 15.

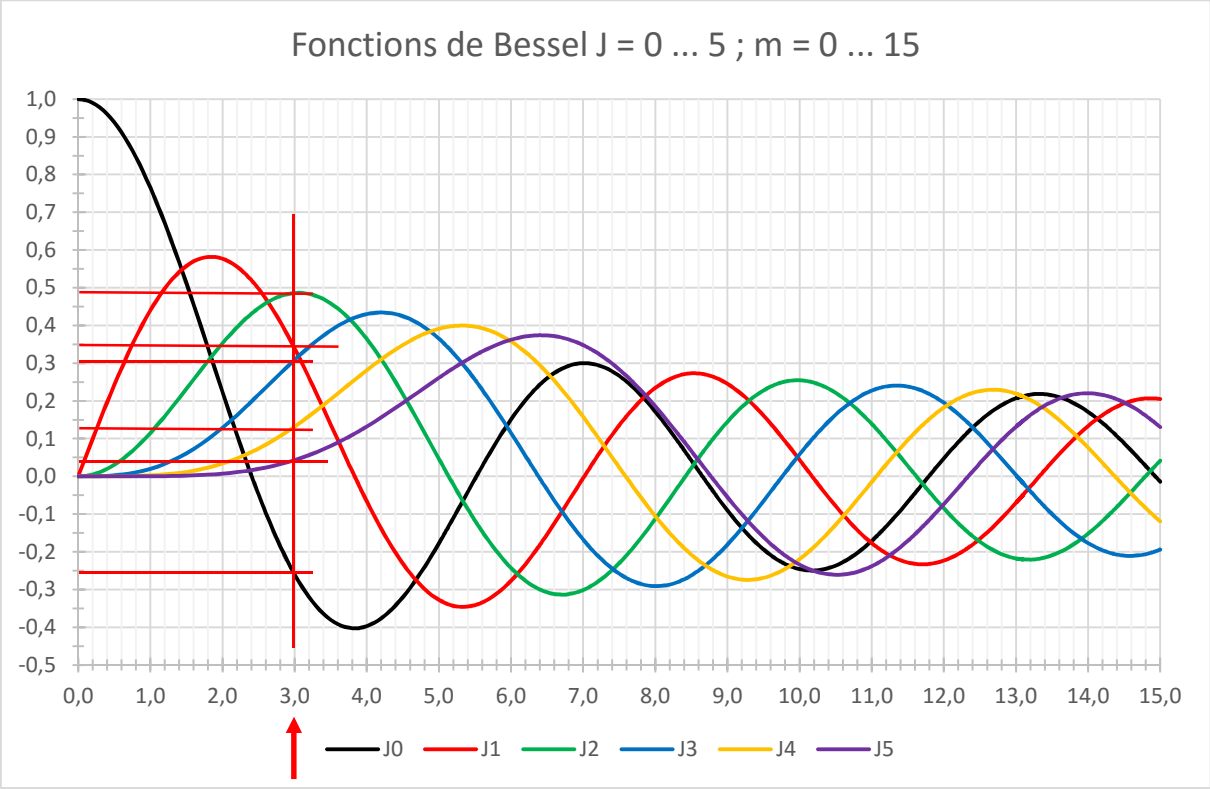


Fig. 85 : Graphe des fonctions de Bessel pour J = 0 … 5 et m = 0 … 15. Indication des amplitudes des raies pour un indice de modulation *m* = 3.

Les abscisses du graphe représentent les valeurs d'indice de modulation *m* et les ordonnées représentent un coefficient multiplicateur de l'amplitude de la porteuse et des raies latérales. Le coefficient 1 représente 100 % de l'amplitude de la porteuse non modulée. La fréquence porteuse est représentée par la fonction J0, les premières raies par J1, les deuxièmes raies par J2 etc. Les courbes J0, J1, … permettent de trouver l'amplitude de la porteuse et celle des raies pour tous les indices de modulation.

Par exemple pour *m* = 3 sur la figure ci-dessus, on a :
J0 = -0,26 ; J1 = 0,34 ; J2 = 0,49 ; J3 = 0,31 ; J4 = 0,13 ; J5 = 0,04.

Le signe de ces valeurs n'a pas de signification et peut être ignoré car un analyseur de spectre affiche uniquement des valeurs absolues d'amplitude.

Les valeurs particulières sont celles pour lesquelles l'amplitude de la porteuse est nulle et celles pour lesquelles les J^{ème} raies ont une amplitude nulle. Chacune de ces valeurs nulles sont appelées « un nul ». Il s'agit des points du graphe où les courbes croisent l'axe horizontal de valeur zéro. On appelle « premier nul », le point où la courbe croise la première fois l'axe horizontal de valeur zéro, « deuxième nul » au deuxième croisement et ainsi de suite pour le n^{ième} nul. Ces valeurs particulières donnent avec grande précision l'indice de modulation.

En choisissant un indice de modulation qui donne un premier ou $n^{ième}$ nul sur la porteuse ou sur une $J^{ème}$ raie et en choisissant une fréquence modulante bien précise, on peut immédiatement mesurer la déviation en fréquence avec une précision redoutable. Cette méthode est utilisée pour calibrer les modulo-mètres ou excursio-mètres de fréquences.

Nul	J0(m)	J1(m)	J2(m)	J3(m)	J4(m)	J5(m)
1	2.4048	3.8317	5.1356	6.3802	7.5883	8.7715
2	5.5201	7.0156	8.4172	9.7610	11.0647	12.3386
3	8.6537	10.1735	11.6198	13.0152	14.3725	15.7002
4	11.7915	13.3237	14.7960	16.2235	17.6160	18.9801
5	14.9309	16.4706	17.9598	19.4094	20.8269	22.2178

Fig. 86 : Tableau des valeurs particulières des indices de modulation qui annulent les fonctions de Bessel.

Par exemple, pour une fréquence modulante de 1 kHz, on obtiendra le premier nul de la porteuse pour une déviation en fréquence de 2,4048 kHz. Si l'on veut obtenir la fréquence modulante pour obtenir une déviation de 3 kHz au premier nul de la porteuse, il suffit de diviser 3 kHz par 2,4048 pour trouver une fréquence modulante de 1,2475 kHz.

Ci-dessous, voici plusieurs exemples de nul de raies spectrales pour une fréquence modulante fixe de 1 kHz et pour des indices croissants de modulation.

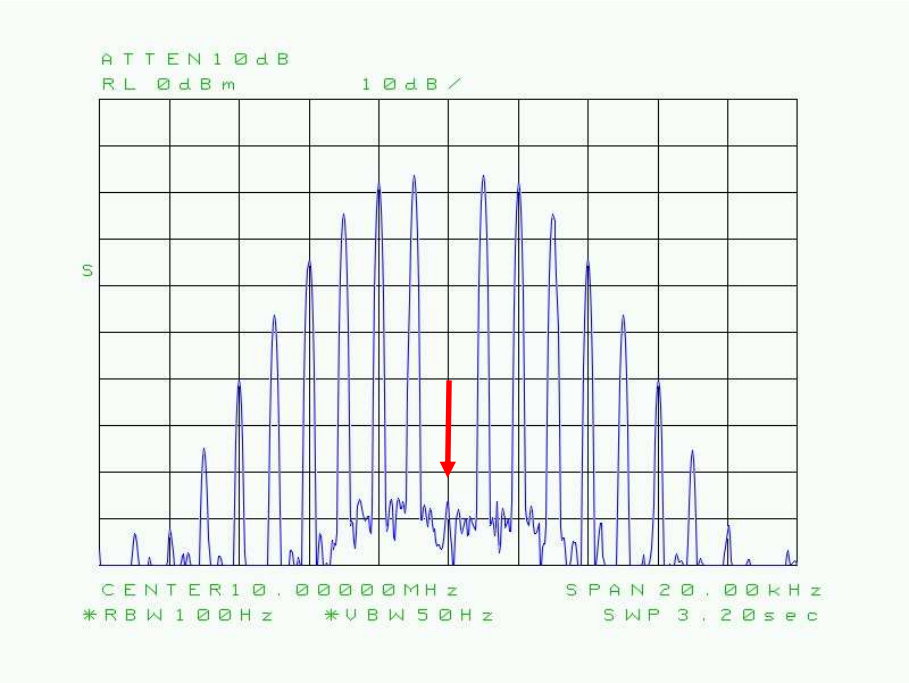


Fig. 87 : Déviation de 2,4048 kHz (f_{mod} = 1 kHz), 1er nul de la porteuse.

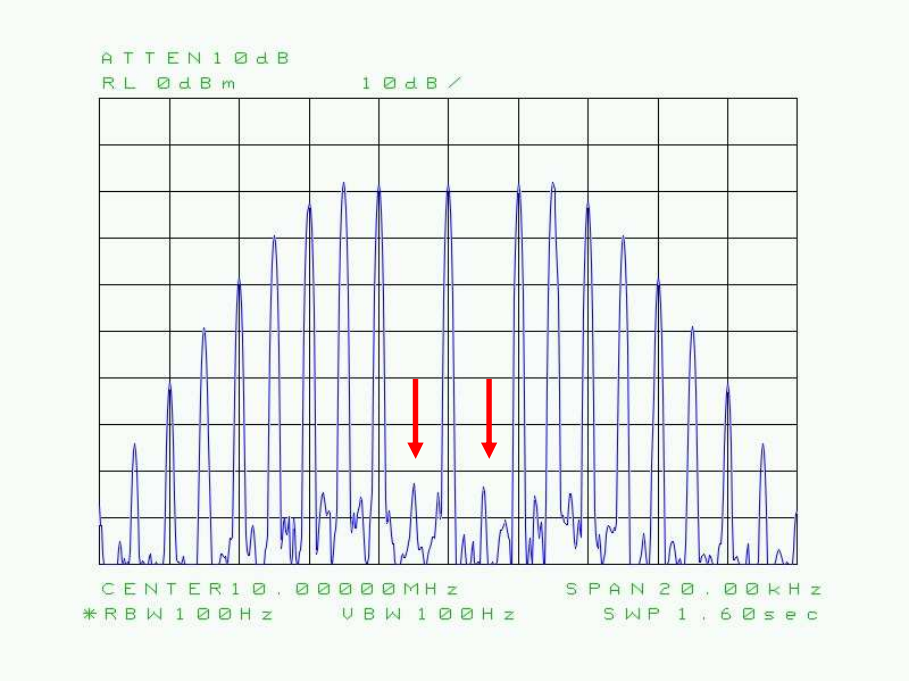


Fig. 88 : Déviation de 3,8317 kHz (f_{mod} = 1 kHz), 1er nul de la 1ère raie latérale.

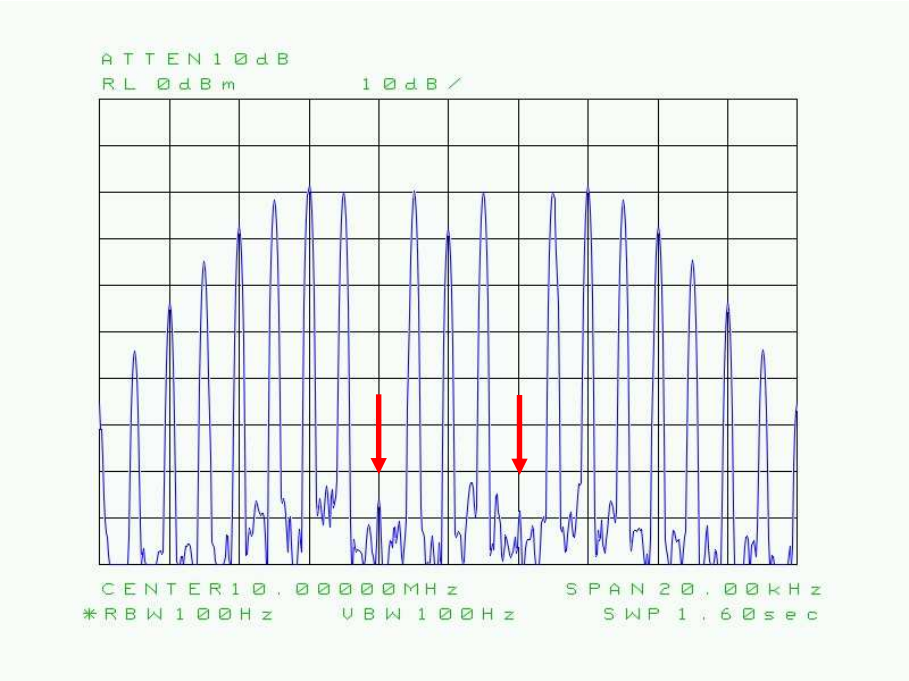


Fig. 89 : Déviation de 5,1356 kHz (f_{mod} = 1 kHz), 1er nul de la 2ème raie latérale.

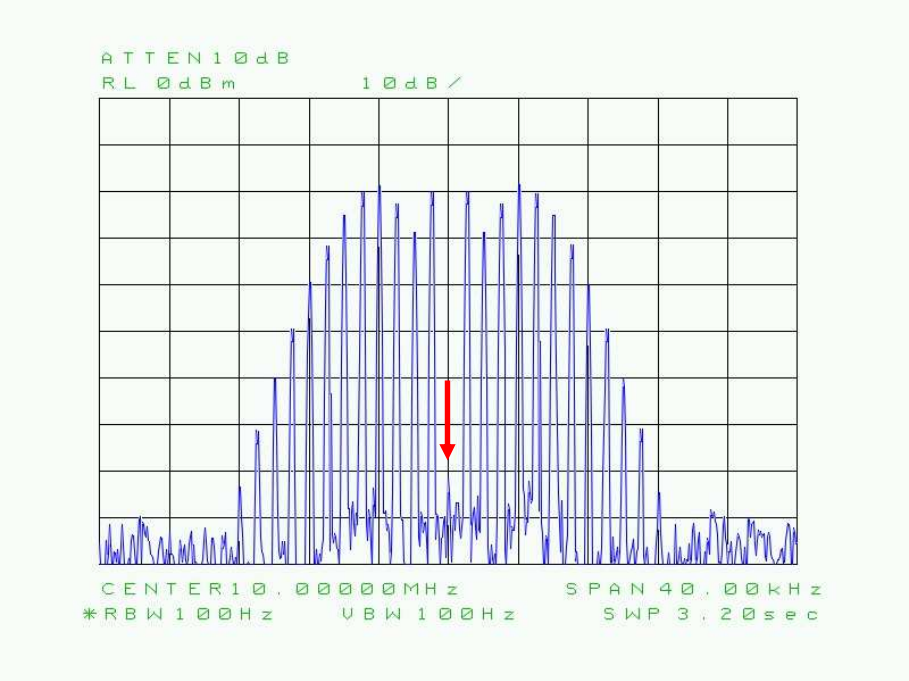


Fig. 90 : Déviation de 5,5201 kHz (f_{mod} = 1 kHz), 2ème nul de la porteuse.

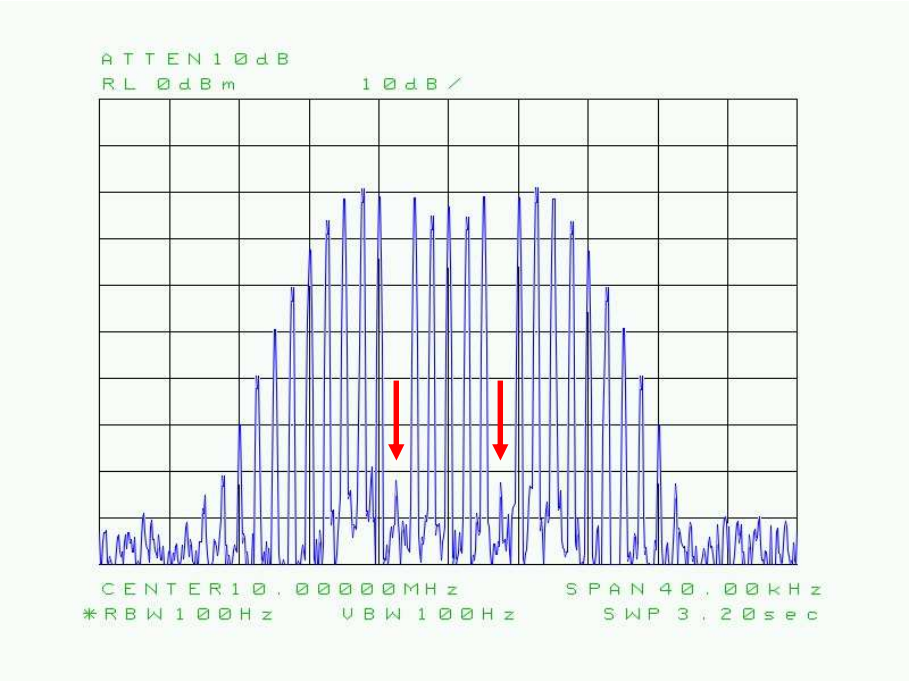


Fig. 91 : Déviation de 6,3802 kHz (f_{mod} = 1 kHz), 1er nul de la 3ème raie latérale.

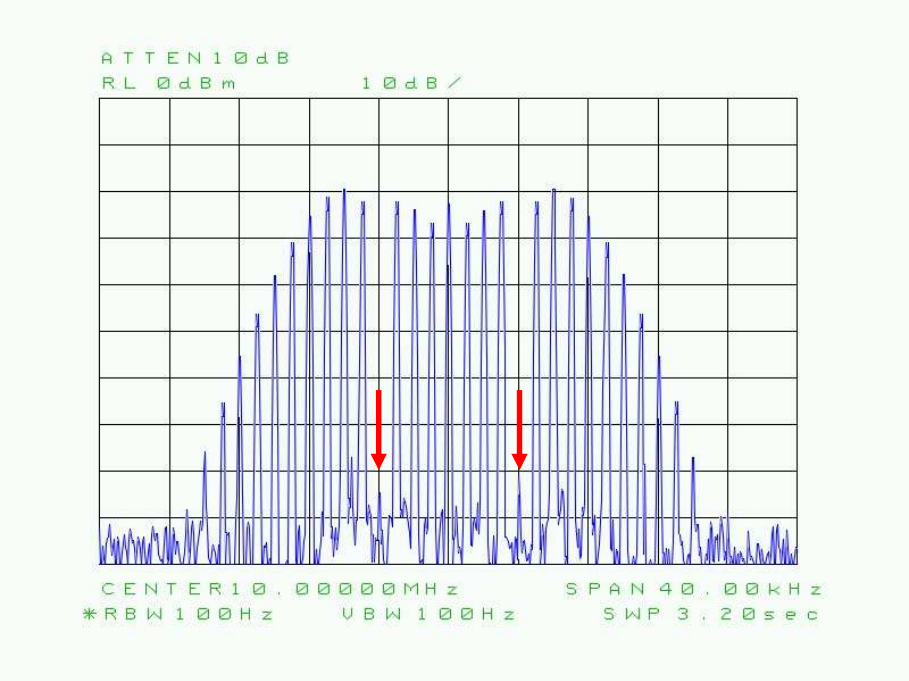


Fig. 92 : Déviation de 7,5883 kHz (f_{mod} = 1 kHz), 1er nul de la 4ème raie latérale.

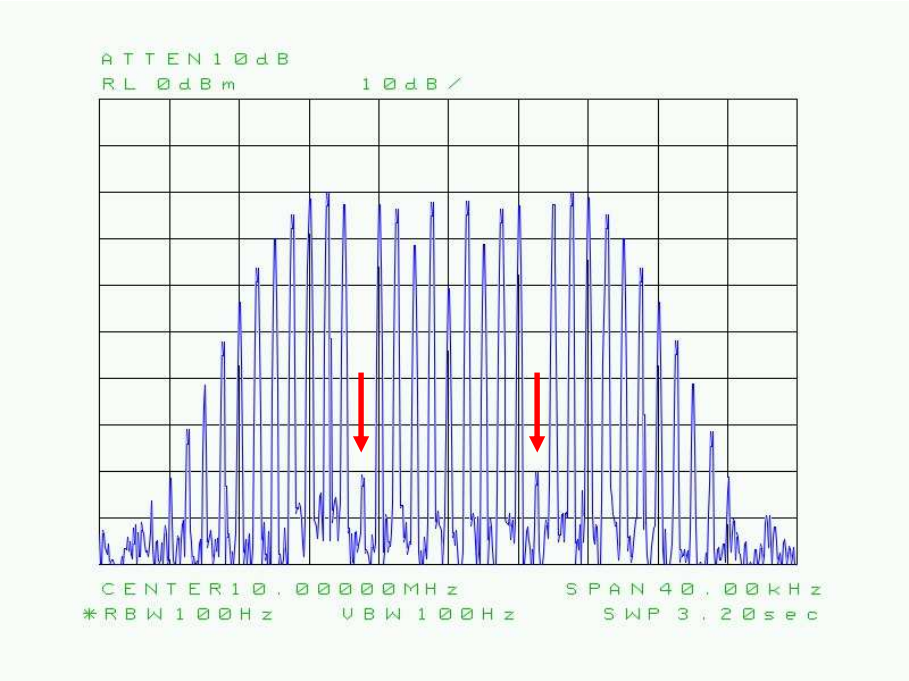


Fig. 93 : Déviation de 8,7715 kHz (f_{mod} = 1 kHz), 1er nul de la 5ème raie latérale.

Prenons à présent l'exemple de la radiodiffusion de la bande FM, l'indice de modulation est m = 5, la déviation en fréquence est Δf_{peak} = 75 kHz et la fréquence maximale de modulation est f_{mod} = 15 kHz. Pour évaluer la bande passante nécessaire au signal modulé dans ces conditions, prenons jusqu'à la 8ème raie significative. Celle-ci se situe à une amplitude de -45 dBm pour une porteuse non modulée de -10 dBm (8ème raie à -35 dBc). Comme les raies sont écartées de la fréquence modulante de 15 kHz, on obtient une bande passante de :

$$B = 2 \cdot 8 \cdot 15 \text{ kHz} = 240 \text{ kHz}$$

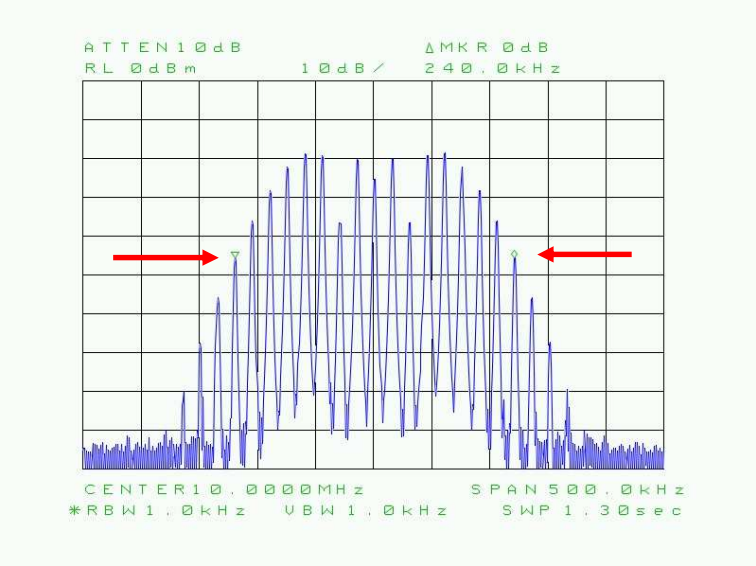


Fig. 94 : Signal FM, m = 5, Δf_{peak} = 75 kHz, f_{mod} = 15 kHz. La bande passante à la 8ème raie significative à -35 dBc (par rapport à la porteuse non modulée) est de 240 kHz.

Cette occupation d'une bande passante de 240 kHz est relativement élevée par rapport à la déviation, ce qui est attendu pour une fréquence modulante élevée.

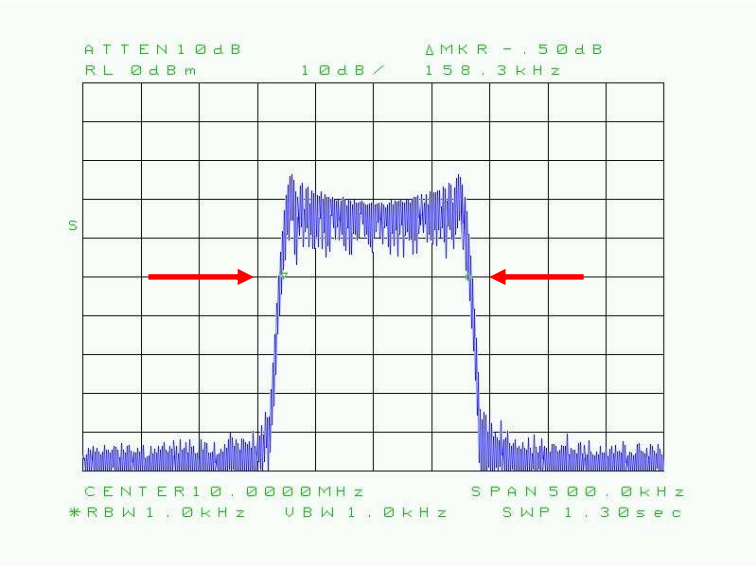


Fig. 95 : Signal FM, Δf_{peak} = 75 kHz, f_{mod} = 1 kHz. La bande passante à -40 dBc (par rapport à la porteuse non modulée) est de 158,3 kHz.

L'occupation de la bande passante est nettement réduite pour une f_{mod} de 1 kHz.

Dans la réalité, la formule de Carson qui sert à évaluer la bande passante d'une émission sous-estime la valeur de celle-ci pour des indices de modulation des valeurs moyennement élevées ou moyennement faibles.

Pour des indices de modulation compris entre 0,5 et 100 on utilise une formule modifiée :

$B = 2 \cdot \left(\Delta f_{peak} + f_{\text{mod}} \right)$: formule de Carson pour $m > 100$

$B = 2 \cdot \left(2 \cdot \Delta f_{peak} + f_{\text{mod}} \right) = 2 \cdot \Delta f_{peak} \left(2 + \frac{1}{m} \right)$: formule modifiée pour $0{,}5 < m < 100$

<u>Observons la bande passante à -40 dBc d'une émission de radiodiffusion FM réelle</u>.

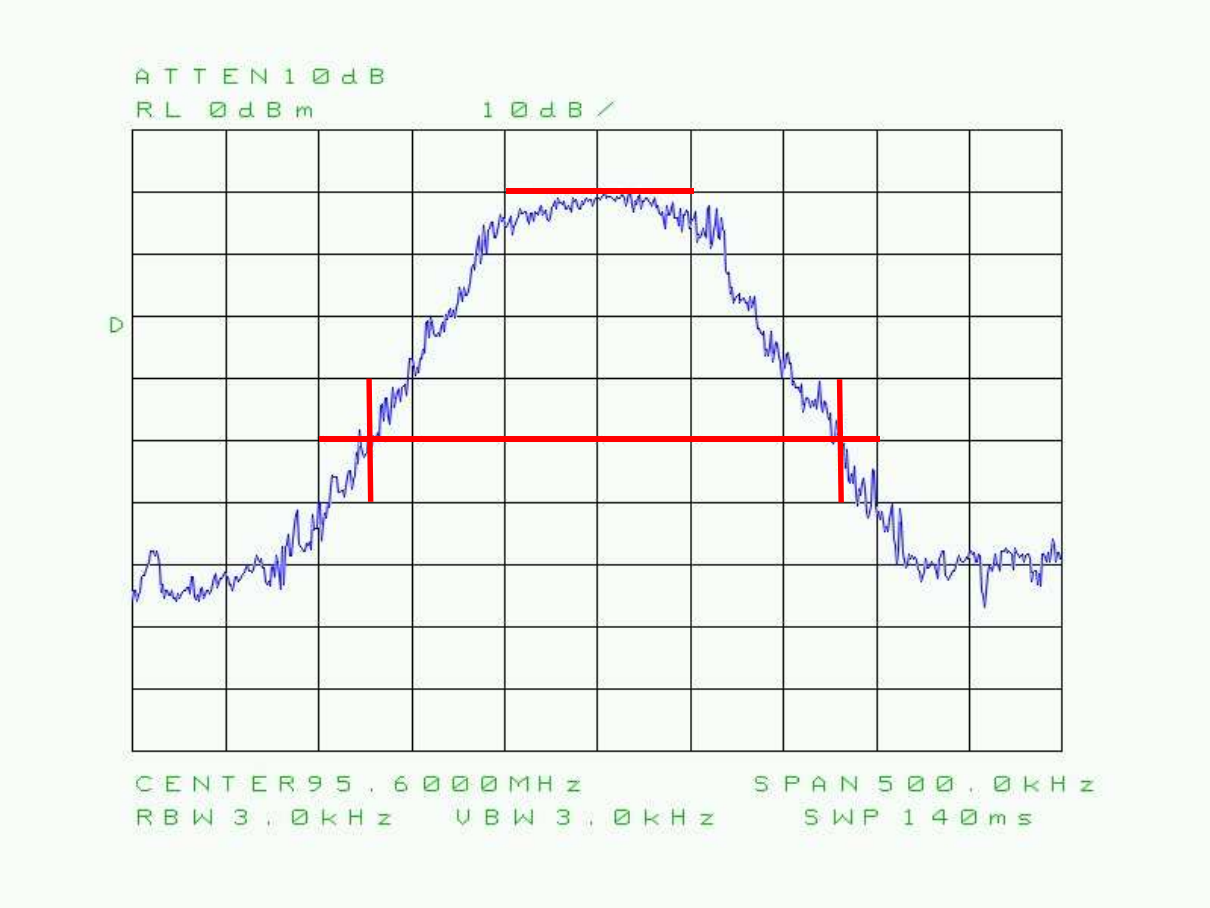


Fig. 96 : Station de radiodiffusion de la bande FM : 95,6 MHz. Relevé de la modulation (*Trace Max Hold*). Déviation de 75 kHz. La mesure de la bande passante à -40 dBc est de 250 kHz (5 divisions de 50 kHz par division), ce qui est une valeur normale.

SSB, BLU : la modulation en bande latérale unique et les radioamateurs.

Lorsque nous avons analysé de près la modulation d'amplitude AM, nous avons vu ce que la plupart d'entre nous connaissions déjà : une émission AM se caractérise au point de vue spectral par une porteuse et deux bandes latérales de modulation. L'amplitude de la porteuse est immuable même si le signal est modulé un peu, beaucoup, passionnément, à la folie ou pas du tout. Lorsque la profondeur de modulation est de 100 %, la porteuse représente 50 % de la puissance d'émission et celle de chaque bande latérale représente 25 % ; 50 + (2 x 25) = 100. L'information du signal modulant est contenue d'une manière redondante dans chaque bande latérale et non pas dans la porteuse. Ainsi, il suffit d'émettre une seule des bandes latérales et de supprimer la porteuse pour établir une communication radio tout-à-fait satisfaisante. On connait les deux avantages principaux de ce type d'émission à modulation en bande latérale unique avec suppression de porteuse : diminution de l'occupation spectrale de l'émission et gain d'énergie puisque la puissance d'une bande latérale est au moins quatre fois plus petite que celle d'une émission AM.

Examinons une émission SSB d'une station radioamateur. Nous disposons d'une *tranceiver* Yaesu FT-736R VHF, UHF, SHF équipé de quatre bandes radioamateur : 50 MHz (6 m), 144 MHz (2 m), 430 MHz (70 cm) et 1240 MHz (23 cm). Nous avons raccordé l'entrée microphone du FT736 à un générateur HP 3326A dont l'amplitude a été réglée à environs 2 mV_{RMS}. La sortie HF de l'émetteur est raccordée à l'analyseur de spectre par l'intermédiaire de deux atténuateurs de puissance mis bout à bout totalisant une atténuation de -50 dB (puissance divisée par 100.000).

Voyons d'abord une émission USB à 145,000 MHz et avec une seule fréquence modulante de 1 kHz.

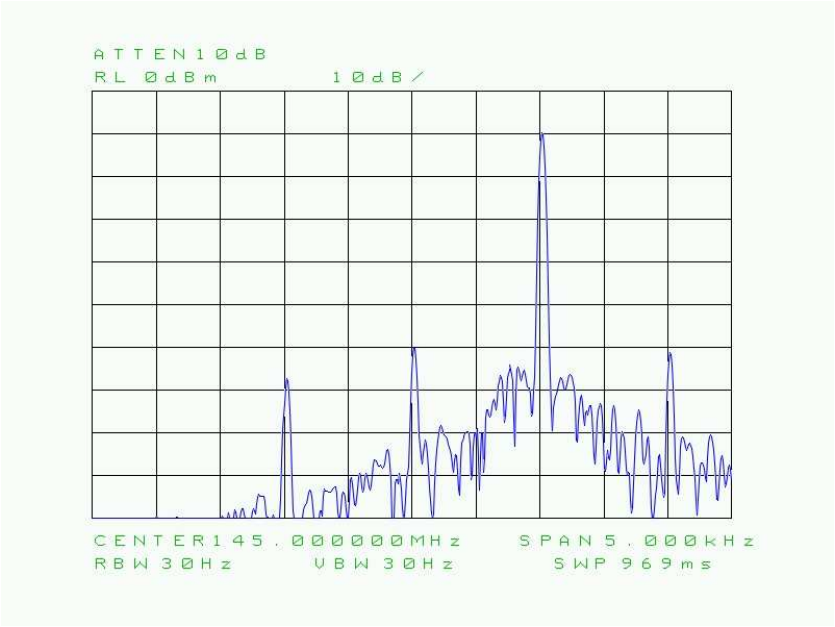


Fig. 97 : FT736 émission USB 145,000 MHz, fréquence modulante 1 kHz. Après l'atténuateur de -50 dB, la raie latérale supérieure est à -10 dBm (puissance réelle 40 dBm = 10 W). La porteuse est rejetée à -50 dB en dessous de la raie latérale supérieure. La raie latérale inférieure est rejetée à -58 dB. On constate la présence d'une distorsion du signal modulant avec un harmonique 2 (raie à 2 kHz plus haut que la porteuse).

Pour faire apparaître la bande latérale unique supérieure (USB) avec suppression de porteuse, nous allons faire balayer en fréquence le générateur BF de 100 Hz à 5 kHz. Le spectre sera relevé au moyen de la fonction *Trace Max Hold* et sur de nombreux balayages en fréquence (*Sweep*) de l'analyseur de spectre.

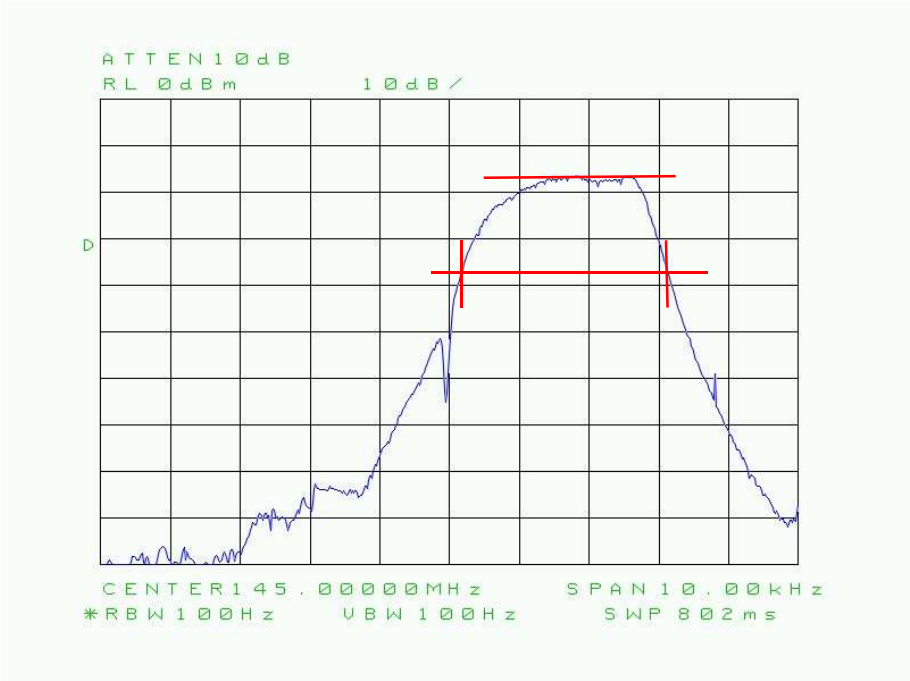


Fig. 98 : FT736 émission USB 145,000 MHz, fréquence modulante balayée entre 100 Hz et 5 kHz.

La bande passante à -20 dB se situe pour des fréquences modulantes comprises entre 200 Hz et 3,1 kHz. Le filtre de modulation est correct : les fréquences supérieures à 3 kHz sont suffisamment atténuées. La fréquence porteuse et la bande latérale inférieure sont suffisamment rejetées.

Tout va bien dans le meilleur des mondes : l'émission USB, pour une seule fréquence modulante de 1 kHz et pour une fréquence unique qui balayage la plage de 100 Hz à 5 kHz nous donne de magnifiques relevés, mais qu'en est-il du monde réel où la modulation provient d'un signal microphonique d'une voix humaine composée de plusieurs fréquences en même temps (spectre de la voix humaine).

Pour effectuer des mesures qui approchent cette réalité, nous allons effectuer une <u>modulation à deux tons</u>, c'est-à-dire que le signal BF va être composé de deux fréquences. Pour effectuer ce test, les deux fréquences BF normalisées sont 700 Hz et 1900 Hz. Cela va nous révéler quelques surprises.

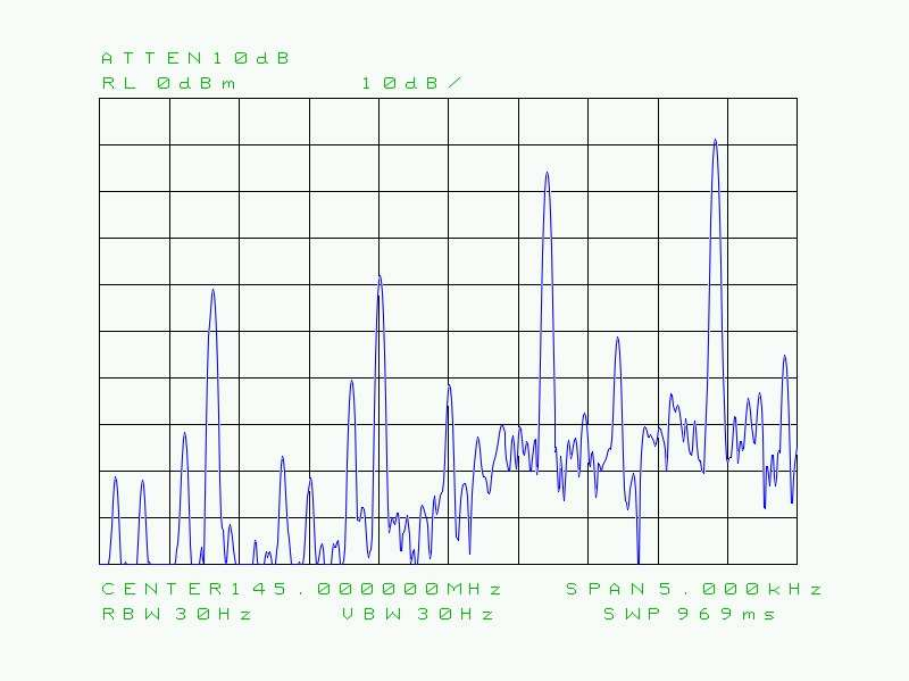


Fig. 99 : FT736 émission USB 145,000 MHz, modulation deux tons, fréquences modulantes 700 Hz et 1900 Hz. *Span* 5 KHz. On observe les deux raies latérales supérieures, la porteuse est rejetée au moins à -45 dB mais on observe de la distorsion et de l'intermodulation dans la bande latérale inférieure.

Élargissons le *Span* et voyons ce qui se passe plus loin.

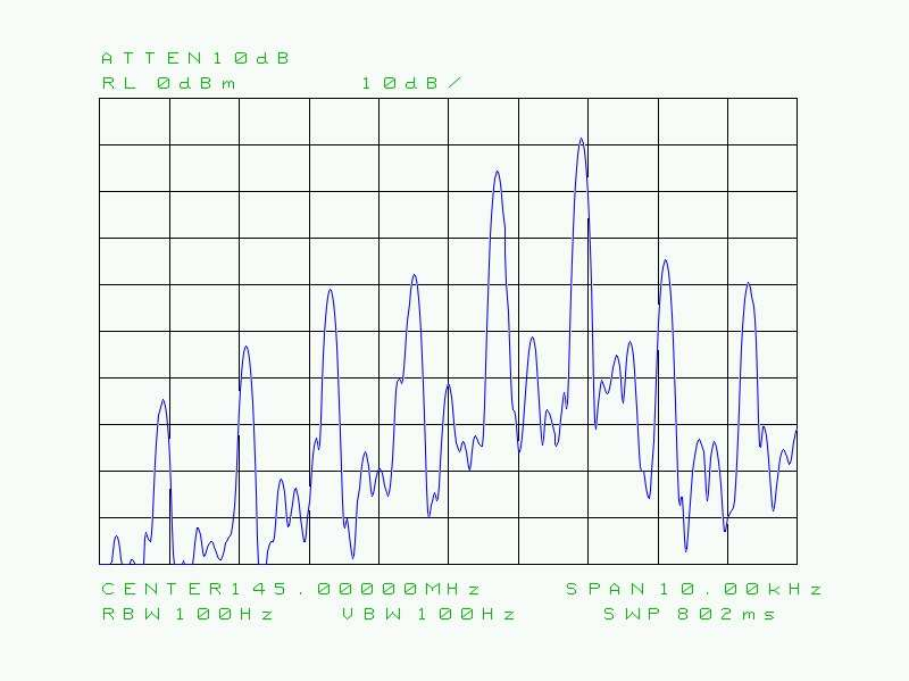


Fig. 100 : Idem ci-dessus mais avec un *Span* de 10 kHz. Les deux raies à 700 Hz et à 1900 Hz au-dessus de la porteuse ont les amplitudes les plus élevées : il s'agit de l'information de notre signal deux tons. En revanche, on constate la présence de distorsion et d'intermodulation dans le signal modulé.

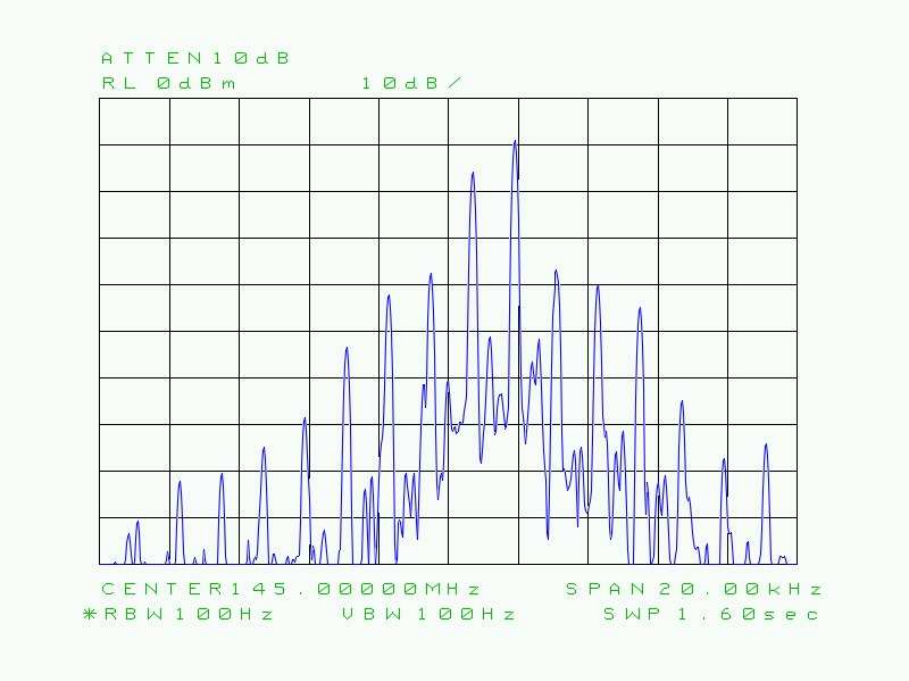


Fig. 101 : Idem ci-dessus mais avec un *Span* de 20 kHz. On peut mieux observer l'ampleur de la distorsion et de l'intermodulation qui s'étalent jusqu'à un écart d'environ 9 kHz par rapport à la fréquence de la porteuse. On peut mieux faire comme modulateur SSB !

Comme nous avons cette station radioamateur sous la main, profitons-en pour effectuer quelques mesures sur les harmoniques de la porteuse HF des quatre bandes de fréquence.

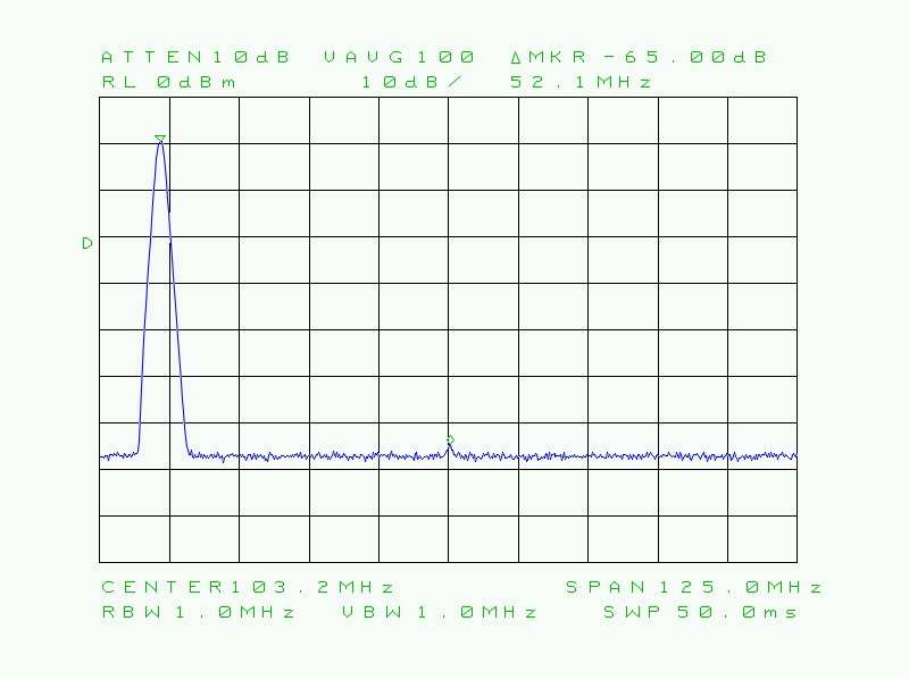


Fig. 102 : FT736, bande des 6 m, porteuse à 51,6 MHz, mesure de l'harmonique 2 rejetée à -65 dB par rapport à la porteuse.

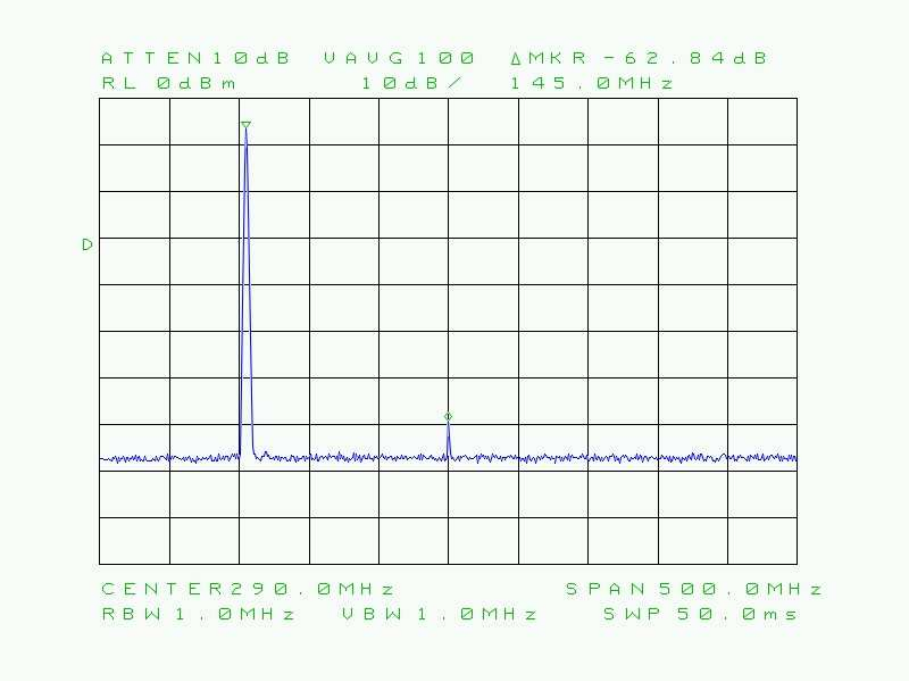


Fig. 103 : FT736, bande des 2 m, porteuse à 145,000 MHz, mesure de l'harmonique 2 rejetée à -62,8 dB par rapport à la porteuse.

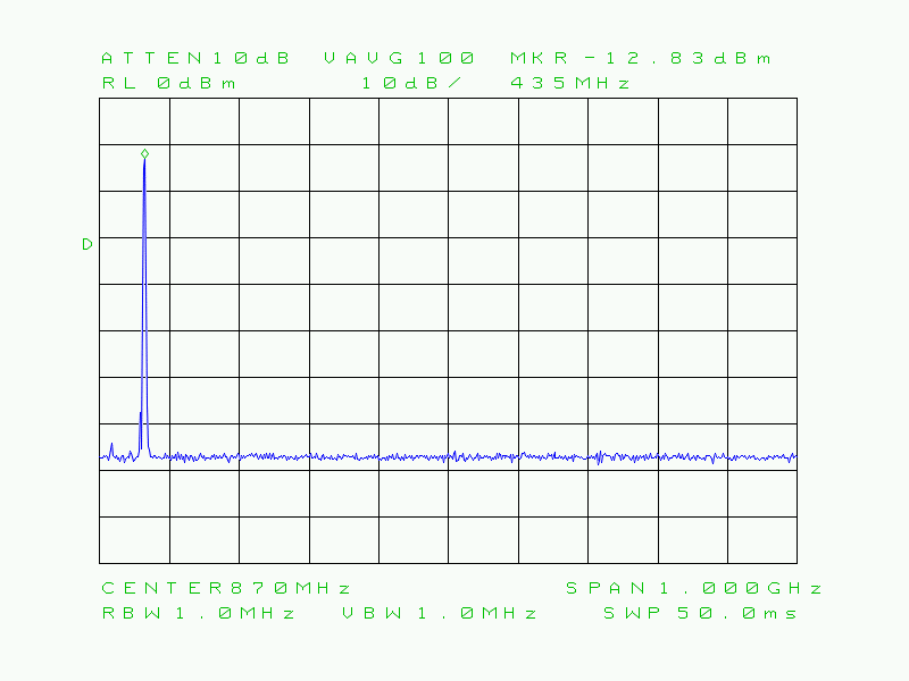


Fig. 104 : FT736, bande des 70 cm, porteuse à 435,000 MHz. Le fondamental est à -12,8 dBm. L'harmonique 2 n'est pas mesurable. Pourquoi ? Le plancher de bruit à -78 dBm doit nous mettre sur la piste de la réponse.

L'harmonique 2 serait-elle en dessous du niveau de bruit dans ces conditions de mesure ? Remarquons que le *Span* est à 1 GHz avec une RBW de 1 MHz. Le plancher de bruit de l'analyseur, dans ces conditions de mesure à large bande, serait-il trop élevé ? <u>Voyons ci-dessous comment résoudre ce problème</u>.

Comme la porteuse est à une fréquence de 435,000 MHz, l'harmonique 2 doit se trouver à la fréquence de 870 MHz. C'est la raison pour laquelle la fréquence centrale de balayage de l'analyseur a été réglée sur cette fréquence. Rappelons-nous que le niveau de bruit de l'analyseur de spectre est fonction de la bande passante comme nous avons pu l'observer aux figures 53, 54 et 56. La solution à notre problème pour visualiser un signal que nous supposons être en dessous du niveau du bruit large bande est de diminuer le *Span* de l'analyseur et donc aussi la RBW pour diminuer le niveau du bruit.

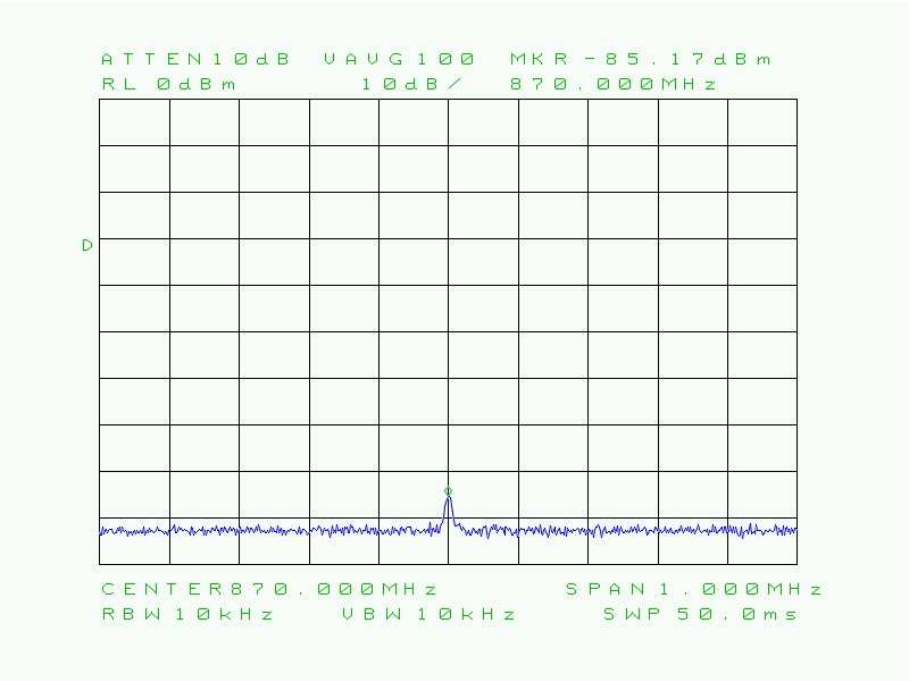


Fig. 105 : FT736, bande des 70 cm, mesure de l'harmonique 2 à 870 MHz mais avec un *Span* réduit et une RBW étroite afin de diminuer le niveau du plancher de bruit dans les conditions de mesure. Dans ces conditions de mesure, la présence de l'harmonique 2 est peut être détectée.

On observe que le plancher de bruit qui était à un niveau de -78 dBm pour une RBW de 1 MHz est à présent à -92 dBm pour une RBW de 10 kHz.

On peut à présent discerner la présence de l'harmonique 2 à 870 MHz qui est à un niveau de -85,2 dBm. Comme le niveau de la porteuse a été mesuré à -12,8 dBm, le rapport de réjection de l'harmonique 2 est de -85,2 - (-12,8) = -72,4 dB, ce qui est excellent.

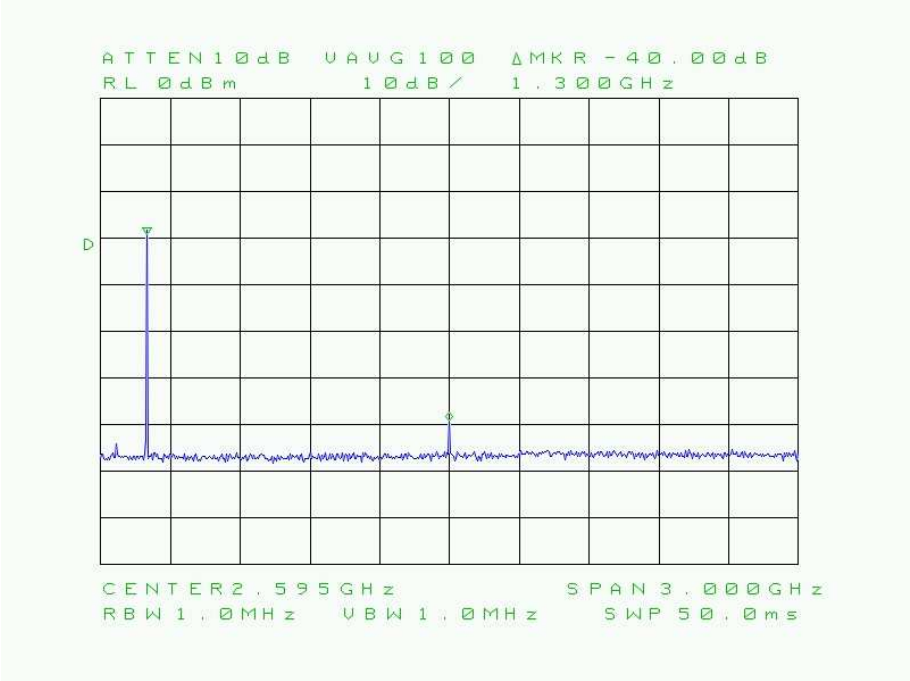


Fig. 106 : FT736, bande des 23 cm, porteuse à 1297,500 MHz, mesure de l'harmonique 2 rejetée à -40 dB par rapport à la porteuse. Ce taux d'harmonique 2 est trop élevé et dépasse celui préconisé par les normes. **Il va falloir agir !**

Lorsque le signal d'une émission radio comporte un taux d'harmonique(s) trop élevé, la solution qui s'impose est de placer un filtre passe-bas pour diminuer ce taux d'harmonique(s) à un niveau acceptable. Le filtre doit être prévu pour supporter la puissance d'émission dans sa bande passante, les pertes d'insertion du filtre doivent être minimales pour éviter de gaspiller trop de puissance d'émission, la fréquence de coupure du filtre doit être supérieure à la fréquence maximale de la bande de fréquence utile, la fréquence de coupure ne doit pas être supérieure à celle de l'harmonique 2, la pente d'atténuation du filtre doit être suffisante pour pouvoir atténuer efficacement les harmoniques, et enfin le rapport d'ondes stationnaires du filtre ne doit pas être déraisonnable.

Après quelques recherches sur ebay, nous avons trouvé un filtre passe-bas coaxial Microlab, modèle LA-15N, au prix de 35,00 Euros (en 2015).

Fig. 107 : Filtre passe-bas Microlab LA-15N, fréquence de coupure 1500 MHz, puissance nominale 50 W, atténuation de -25 dB à 1800 MHz, atténuation de -55 dB à 2250 MHz, pertes d'insertion de -0,2 dB, rapport d'ondes stationnaires de 1,3:1 dans la bande passante.

Après avoir reçu le filtre, la première action a été de mesurer ses performances avant de le raccorder sur la station radioamateur. L'appareil de mesure par excellence pour mesurer ce type de composant filtre passe-bas est un analyseur de réseau vectoriel (VNA : *Vector Network Analyzer*). Nous avons utilisé un VNA HP 8753B avec une extension de mesure des paramètres « S » (*Scattering Parameters*, littéralement : coefficients de diffraction ou de répartition), *S-Parameters Test Set* HP 85047A.

Nous avons le projet d'un futur article sur le *Network Analyzer* qui sera publié sur le site Internet ON5VL.

En avant-première, voici les quatre paramètres S :

S11 : réflexion à l'entrée du dispositif sous test ;
S21 : transmission de l'entrée vers la sortie ;
S22 : réflexion à la sortie du dispositif sous test ;
S12 : transmission inverse (de la sortie vers l'entrée).

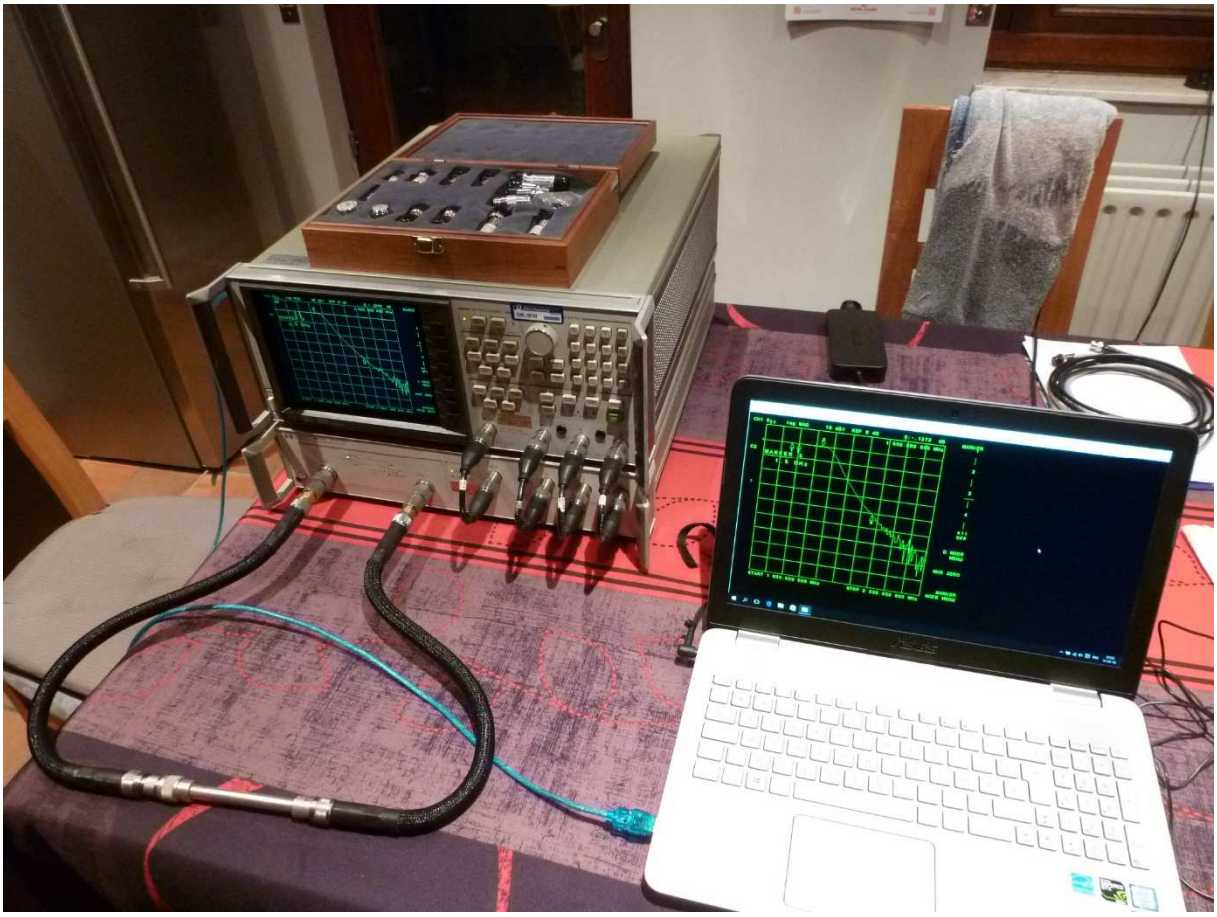


Fig. 108 : Network Analyzer HP 8753B, S-Parameter Test Set HP 85047A et Calibration Kit HP 85032B pour le test du filtre passe-bas 1500 MHz visible sur le coin inférieur gauche du cliché ci-dessus.

Les mesures qui ont été effectuées sont le S21 (*Forward Transmission*), le S11 (SWR, *Standing Wave Ratio*, rapport d'ondes stationnaires) et le S11 (*Smith Chart*, abaque de Smith).

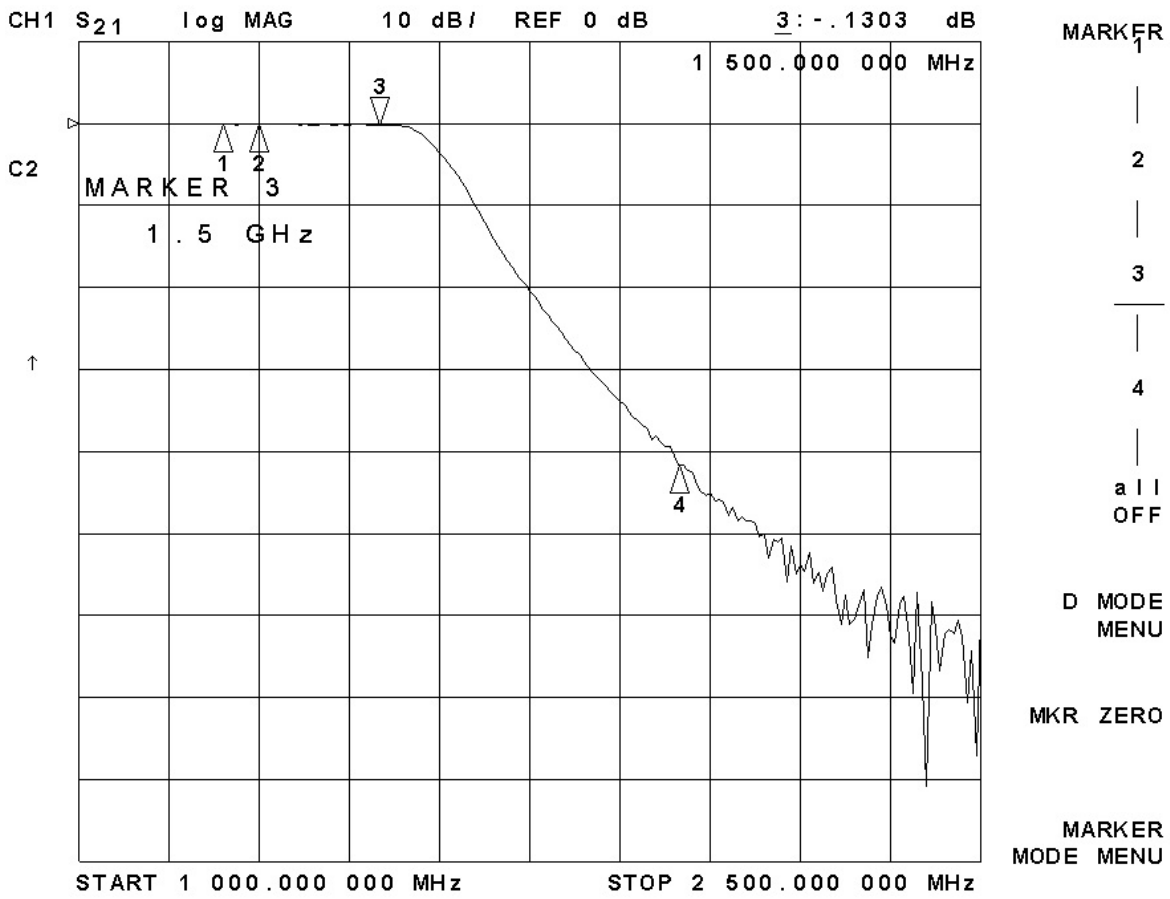


Fig. 109 : Mesure S21 du filtre passe-bas 1500 MHz. Le marqueur 1 est placé en début de bande 23 cm à 1240 MHz, le marqueur 2 en fin de bande à 1300 MHz, le marqueur 3 à la fréquence de coupure du filtre à 1500 MHz et le marqueur 4 à 2 GHz (en dessous de l'harmonique 2 du début de bande à 2480 MHz).

La courbe de réponse ci-dessus correspond bien avec la fonction de transfert d'un filtre passe-bas (diagramme d'amplitude). À la fréquence de coupure nominale du filtre à 1500 MHz, l'atténuation est de -0,13 dB ; la fréquence de coupure réelle du filtre est un peu plus haute en fréquence vers les 1550 MHz. L'atténuation à 2 GHz est de -42 dB et celle de l'harmonique 2 du début de bande à 2480 MHz est pratiquement de -60 dB. Les deux premiers marqueurs placés en début et fin de bande des 23 cm montrent que la perte d'insertion du filtre est négligeable (inférieure à 0,1 dB).

Le filtre apparaît être conforme et en parfait état de fonctionnement. C'est un bon candidat pour notre station de radioamateur FT736 sur la bande des 23 cm.

Qu’en est-il de l’adaptation d’impédance à l’entrée du filtre ?

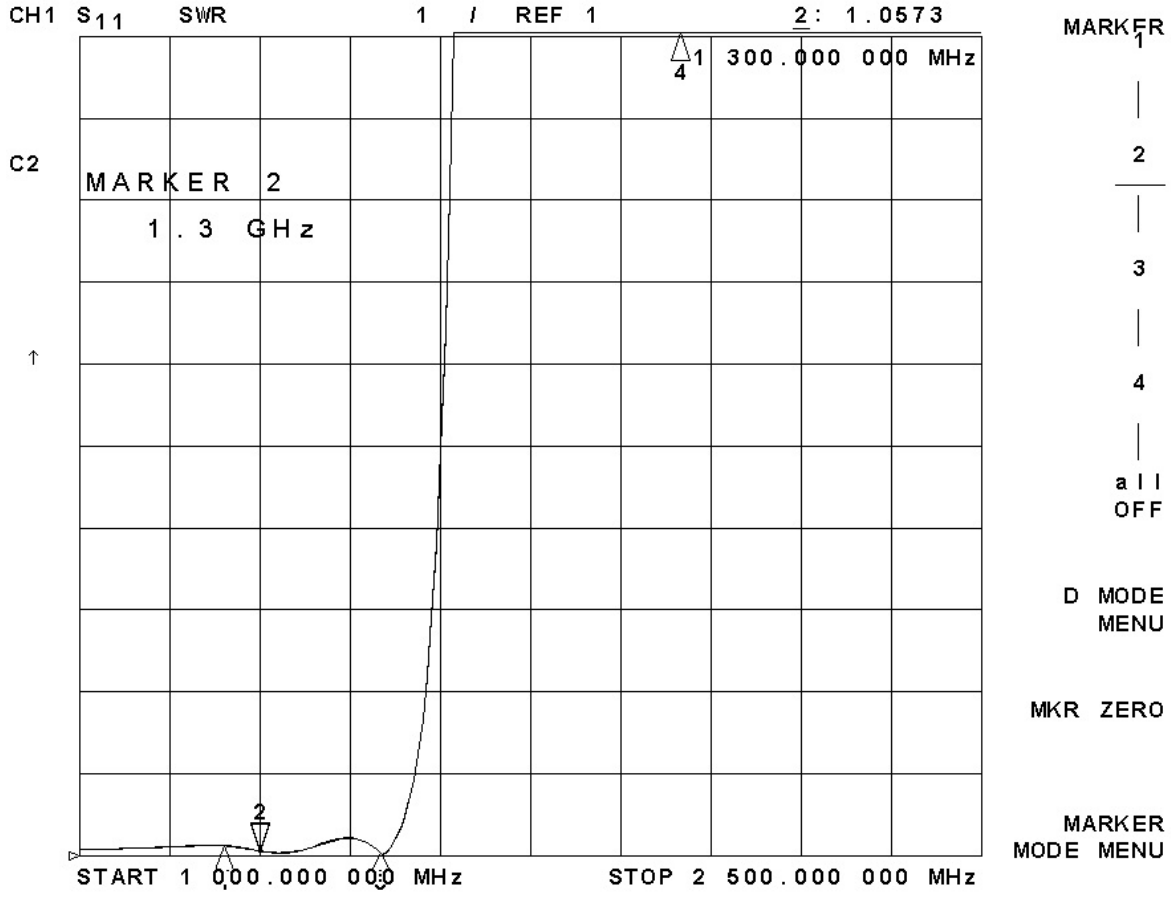


Fig. 110 : Mesure S11 du filtre passe-bas 1500 MHz. SWR (rapport d’ondes stationnaires) d’environ 1,1:1 à 1240 MHz (marqueur 1) et de pratiquement 1,06:1 à 1300 MHz (marqueur 2).

La mesure du S11 peut s’effectuer directement en échelle logarithmique d’amplitude donnant ainsi une mesure de *Return Loss* (pertes de retour) exprimée en dB. Les fonctions de l’analyseur de réseau vectoriel permettent de convertir automatiquement les pertes de retour (que l’on peut assimiler au coefficient de réflexion) exprimées en termes de rapport d’ondes stationnaires.

Les mesures de SWR (*Standing Wave Ratio*, rapport d’ondes stationnaires) ci-dessus indiquent que le filtre est très bien adapté à son entrée lorsqu’il est raccordé à sa sortie sur une impédance parfaite de 50 Ω. Des mesures similaires ont été effectuées à la sortie du filtre (S22) et donnent des résultats très proches de ceux effectués à son entrée.

Comment peut-on visualiser l'impédance complexe à l'entrée du filtre en pouvant distinguer la partie résistive et la partie réactive ?

Réponse : sur l'abaque de Smith.

Nous aurons l'opportunité d'examiner de plus près ce qu'est l'abaque de Smith dans un autre futur article sur le site Internet ON5VL.

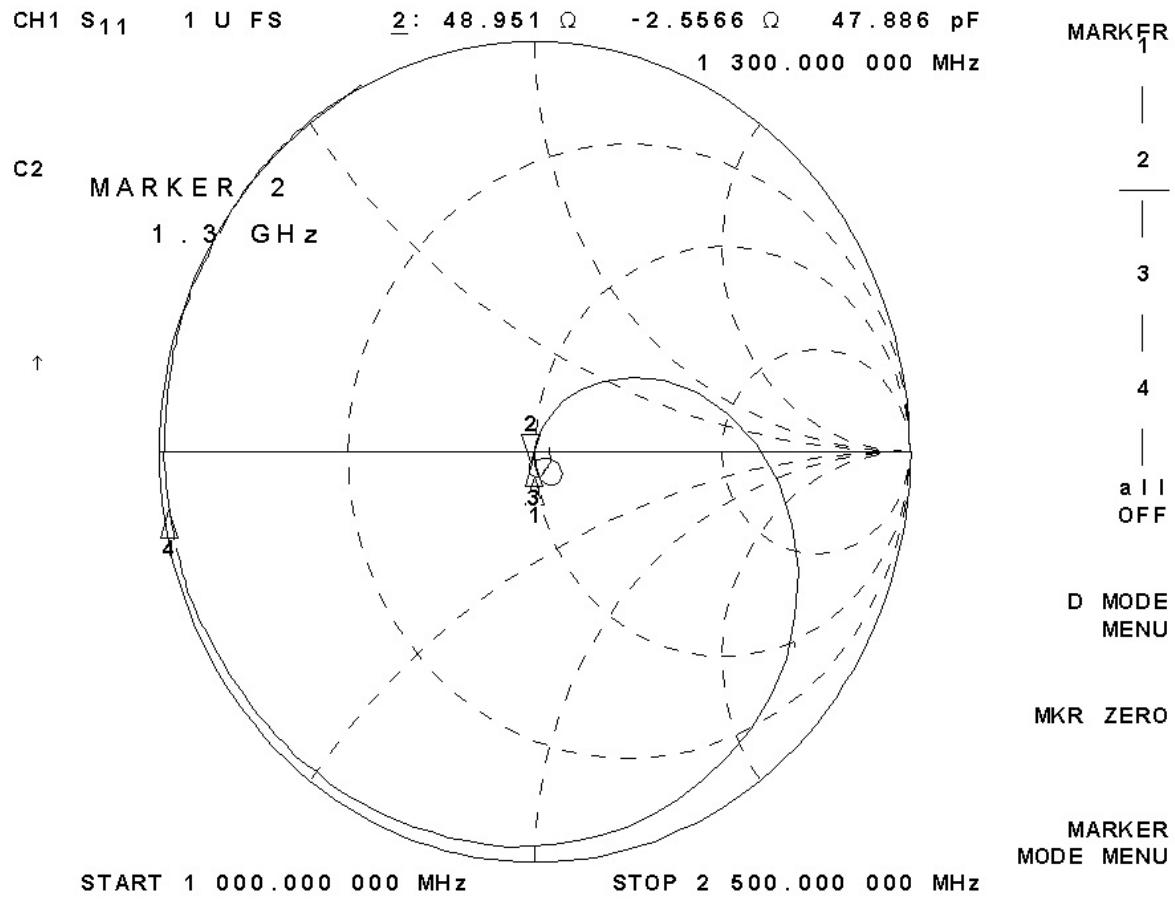


Fig. 111 : Mesure S11 du filtre passe-bas 1500 MHz illustré sur l'abaque de Smith.

Sur l'affichage de l'analyseur, reproduit ci-dessus, les marqueurs 1, 2, et 3 respectivement aux fréquences de 1240 MHz, 1300 MHz et 1500 MHz se situent tous près du centre de l'abaque, ce qui signifie que l'impédance vue à l'entrée du filtre est principalement résistive, très peu réactive et proche de l'impédance normalisée au centre de l'abaque à 50 Ω.

Le marqueur 2 à la fréquence de 1300 MHz indique que l'impédance complexe est de : 48,951-j2,5566 Ω. La partie réactive négative représente à cette fréquence une capacité de 47,886 pF. Tout se passe comme si l'entrée du filtre se comporte comme un circuit RC avec R = 48,9 Ω et C = 47,9 pF.

Le filtre passe-bas qui vient d'être analysé est donc validé pour être placé sur la station radioamateur FT736 sur la bande des 23 cm.

Passons à la pratique et au monde réel : plaçons à présent le filtre passe-bas validé sur la sortie de la bande 23 cm de l'émetteur et mesurons la porteuse et l'harmonique 2 du signal après le filtre passe-bas.

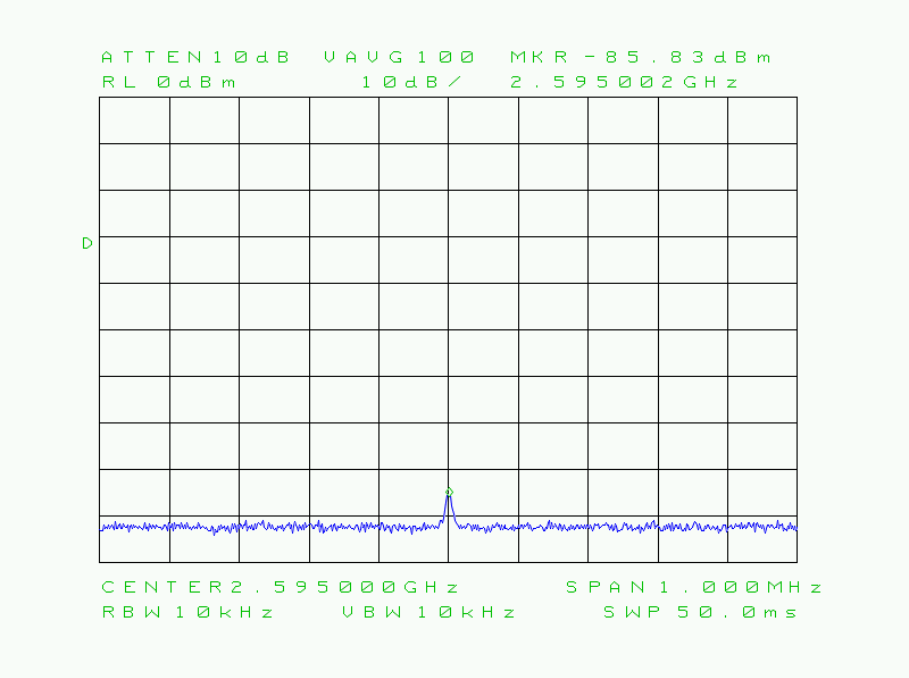


Fig. 112 : FT736 avec filtre passe-bas, bande des 23 cm, porteuse à 1297,500 MHz, mesure de l'harmonique 2 à un niveau de -85,83 dBm. Rappelons que nous avons un atténuateur de puissance de -50 dB entre l'émetteur et l'analyseur. Le niveau réel de l'harmonique 2 est donc de -35,83 dBm.

Le signal de la porteuse a été mesuré à un niveau de -28 dBm. Avec le filtre, le niveau du signal de l'harmonique 2 est de -85,8 dBm. L'harmonique 2 est donc rejetée à : -85,8 - (-28) = -57,8 dB par rapport à la porteuse, ce qui est un rapport acceptable.

Nous venons d'améliorer notre station radioamateur sur la bande des 23 cm grâce à quelques mesures sur un analyseur de spectre et en y ajoutant un composant passif (filtre passe-bas) d'un prix modeste. Nous sommes donc prêts à accueillir l'organisme de contrôle de notre station.

Pour poursuivre ce tour d'horizon de l'analyse spectrale de signaux modulés, voici l'exemple d'une modulation numérique d'un réseau Wi-Fi 802.11 dans la bande des 2,4 GHz. Pour visualiser le spectre d'un tel type de signal, on utilise en général un analyseur de spectre temps réel avec des applications logicielles dédiées. Toutefois, avec un analyseur de spectre conventionnel, que peut-on voir ? La visualisation est assez subtile sur l'écran de l'analyseur, en effet, on observe une série de pics fugitifs sur différentes fréquences groupées dans une bande passante de l'ordre de 20 MHz. Pour relever l'enveloppe de ce signal, nous allons utiliser la fonction *Trace Max Hold*.

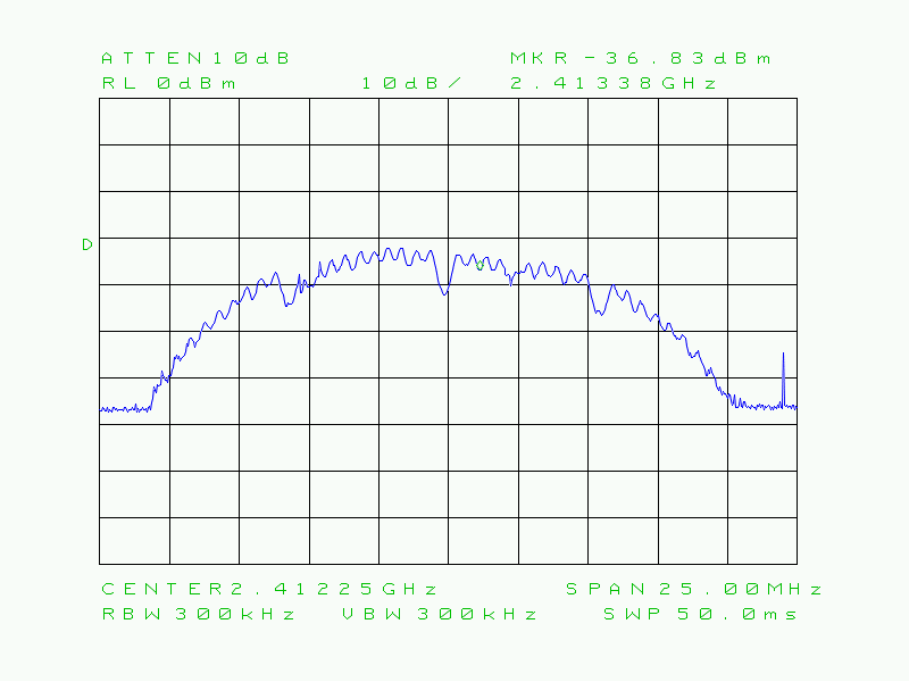


Fig. 113 : Enveloppe du spectre d'un signal Wi-Fi 802.11, bande des 2,4 GHz, en état de repos (sans activité de transfert de flux de données). Spectre relevé avec la fonction *Trace Max Hold*. La bande occupée est de l'ordre de 20 MHz.

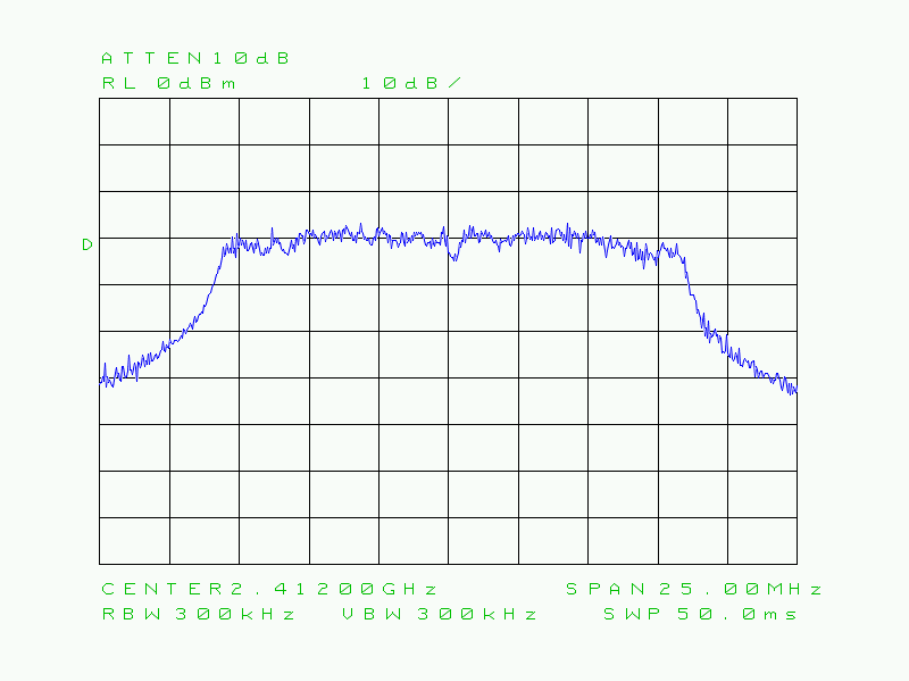


Fig. 114 : Idem ci-dessus mais avec une activité soutenue de transfert de flux de données.

Cas particulier d'une émission haute fréquence modulée par impulsions.

Il s'agit d'un signal HF modulé par tout ou rien en amplitude à partir d'un signal rectangulaire en forme d'impulsions. On retrouve ces signaux dans les radars ou les émissions OOK (*On-Off Keying*) qui sont la forme la plus simple des émissions ASK (*Amplitude Shift Keying*). Il s'agit donc bien d'une forme de modulation d'amplitude.

On caractérise le signal modulant impulsionnel par sa fréquence de répétition 1/T (PRF, *Pulse Repetion Frequency*) et par la durée de son impulsion τ (*Pulse Width*).

Lorsque l'on décompose un signal rectangulaire par la transformée de Fourier, on trouve une multitude d'harmoniques dont les amplitudes évoluent suivant la fonction $\frac{\sin x}{x}$ qui caractérise en quelque sorte l'enveloppe du spectre d'un tel signal.

L'analyse spectrale d'une porteuse modulée par un signal rectangulaire doit donc montrer deux bandes latérales composées de raies sur toutes les harmoniques du signal modulant dont l'enveloppe spectrale suit une fonction sin (x) / x. Comme un analyseur de spectre n'affiche que les valeurs absolues (positives) des amplitudes sur une échelle logarithmique, on doit s'attendre à obtenir un spectre dont la forme doit suivre, à un facteur près, la fonction :

$Log\left(\left|\frac{\sin x}{x}\right|\right)$. Les graphes de ces deux fonctions sont illustrés sur la figure ci-dessous.

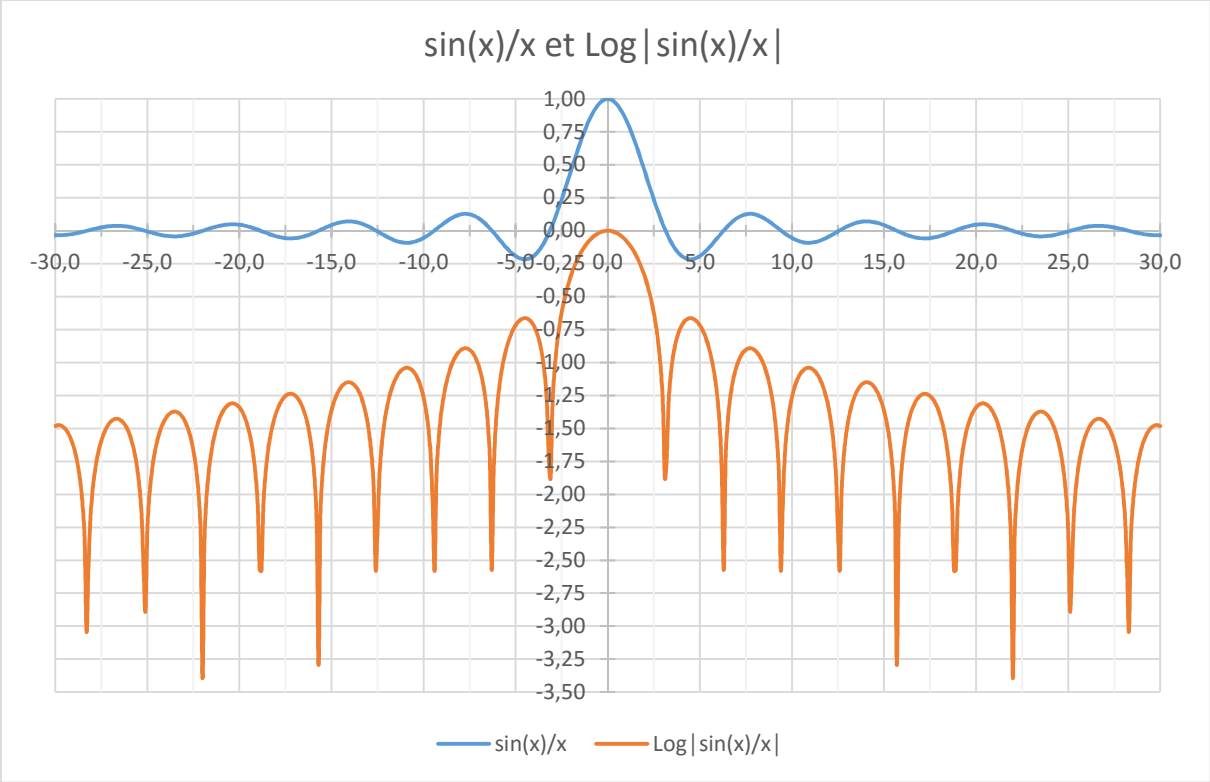


Fig. 115 : Graphes des fonctions d'enveloppe spectrale d'une porteuse modulée par un signal rectangulaire.

Le spectre est donc composé d'une raie centrale qui correspond à la fréquence porteuse et d'une série de raies regroupées sous une enveloppe en forme de lobes latéraux répartis de part et d'autre de la porteuse. Les lobes suivent la fonction :

$$\frac{\sin\left(\omega\frac{\tau}{2}\right)}{\omega\frac{\tau}{2}} \text{ avec } \omega = 2\pi\frac{1}{T}$$

Pour un signal rectangulaire de PRF 1/T (fréquence de répétition d'impulsions), l'espacement des raies sera toujours régulier de la valeur 1/T. Plus la PRF est faible et plus la densité spectrale des raies est élevée. Pour une PRF fixe, la largeur des lobes est uniquement fonction de τ. Autrement dit, en faisant varier la largeur d'impulsion du signal modulant, on aura une variation de la taille des lobes latéraux. Sur l'analyseur de spectre, la largeur des lobes exprimée en termes de fréquence aura pour valeur : f = 1/ τ. La largeur des lobes varie donc d'une manière inversement proportionnelle à la largeur d'impulsion.

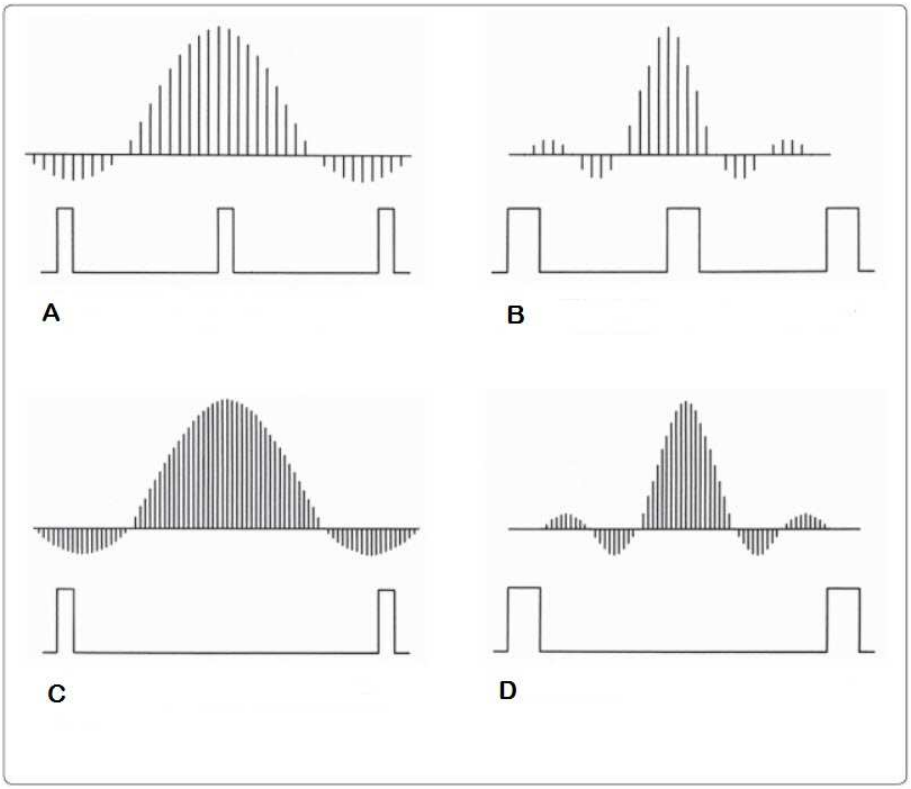


Fig. 116 A : Des impulsions étroites forment des lobes larges dans le spectre ; une PRF élevée donne une faible densité spectrale de raies.
Fig. 116 B : Des impulsions plus larges qu'en figure 116 A forment des lobes moins larges mais la densité spectrale des raies reste la même car la PRF reste inchangée.
Fig. 116 C : Une PRF plus basse qu'en figure 116 A donne une densité spectrale de raies qui est plus élevée. Les lobes sont identiques à ceux de la figure 116 A car la largeur d'impulsion reste inchangée.
Fig. 116 D : La densité spectrale et la PRF restent les mêmes qu'en figure 116 C mais les lobes sont moins larges car la largeur d'impulsion est plus élevée.
Graphiques : source Agilent AN150-2 (2009).

Voyons tout cela sur l'analyseur de spectre HP 8563E avec un signal HF de 1 GHz à 0 dBm modulé en impulsions produit par un générateur HP 83620A. Ce générateur dispose d'un modulateur interne AM, FM et *Pulse*.

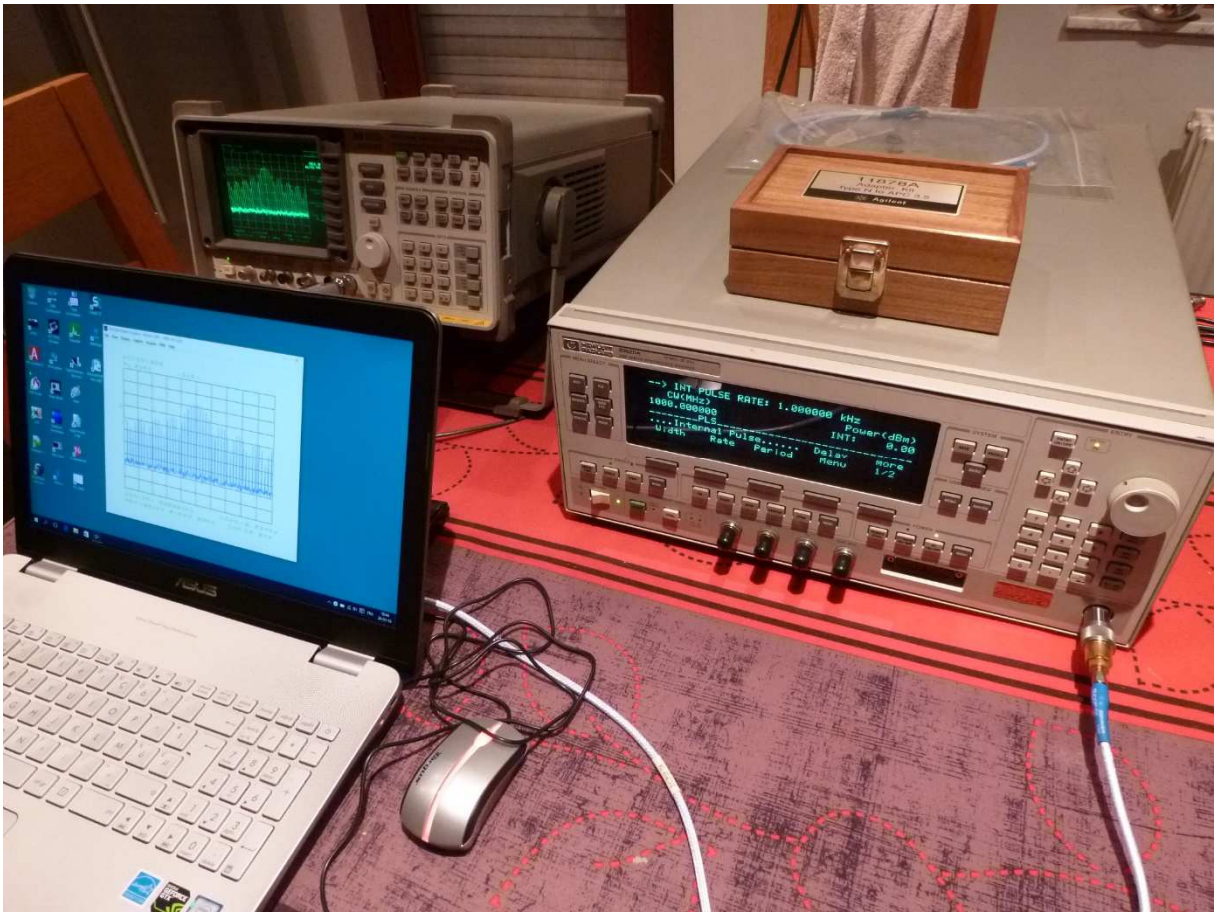


Fig. 117 : Mesure d'une porteuse modulée par impulsions sur un analyseur de spectre HP 8563E. Le signal est produit par un générateur HP 83620A. Le raccordement entre les deux appareils est effectué par un câble coaxial SMA Huber Suhner du type sucoflex à faible perte pour une fréquence de 1 GHz. Deux adaptateurs type N – APC 3,5 mm d'*Adapter Kit* HP 11878A sont utilisés pour la conversion des connecteurs. Le raccordement d'un connecteur SMA est compatible avec les connecteurs APC 3,5 mm.

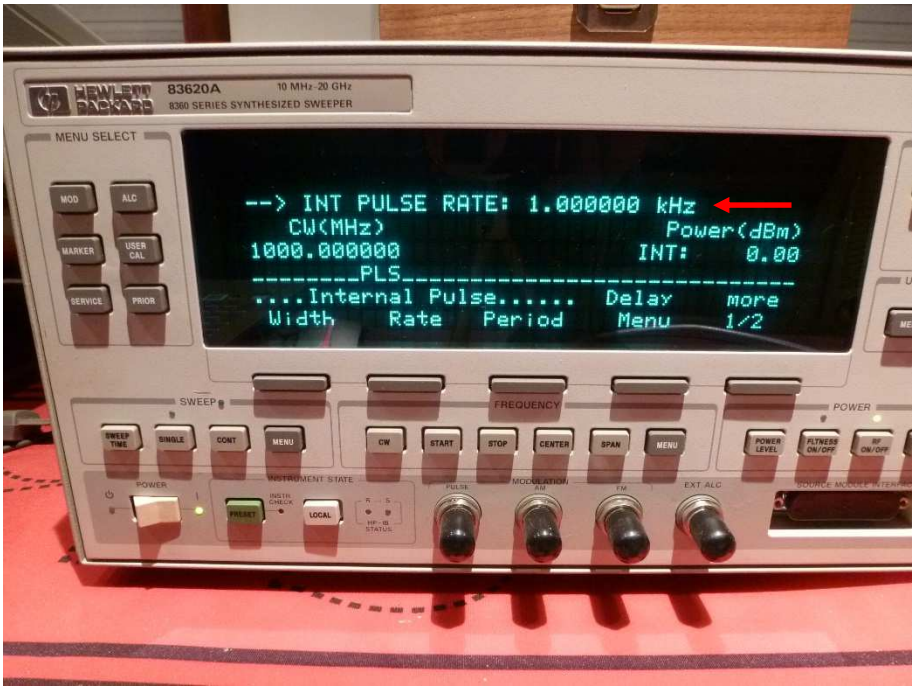


Fig. 118 : Afficheur numérique du générateur HP 83620A avec indication d'une modulation par impulsions dont la PRF (*Internal Pulse Rate*) est de 1 KHz.

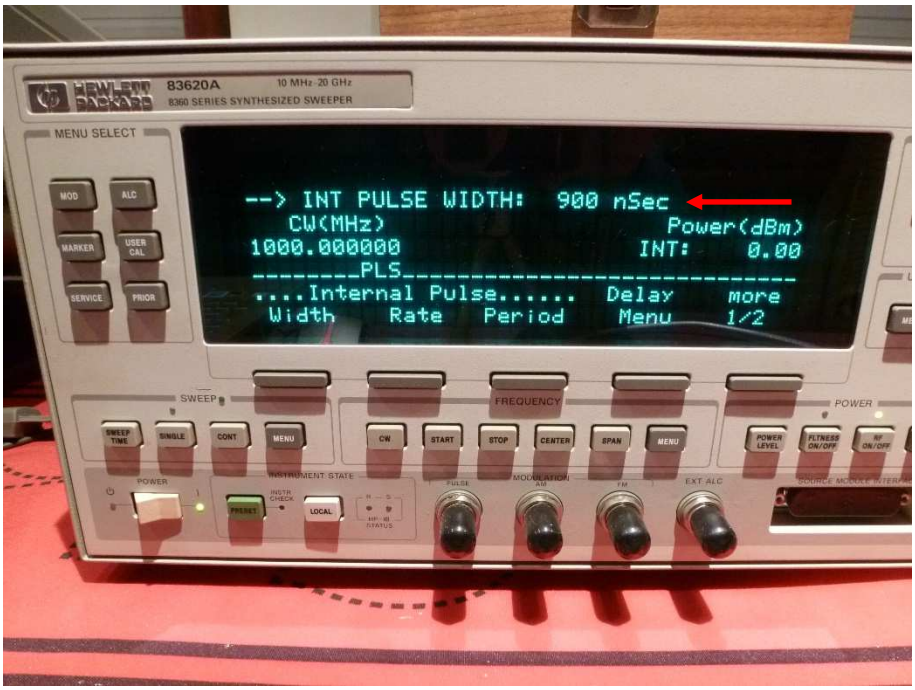


Fig. 119 : Idem ci-dessus mais avec indication de la largeur d'impulsion (*Internal Pulse Width*) de 900 ns.

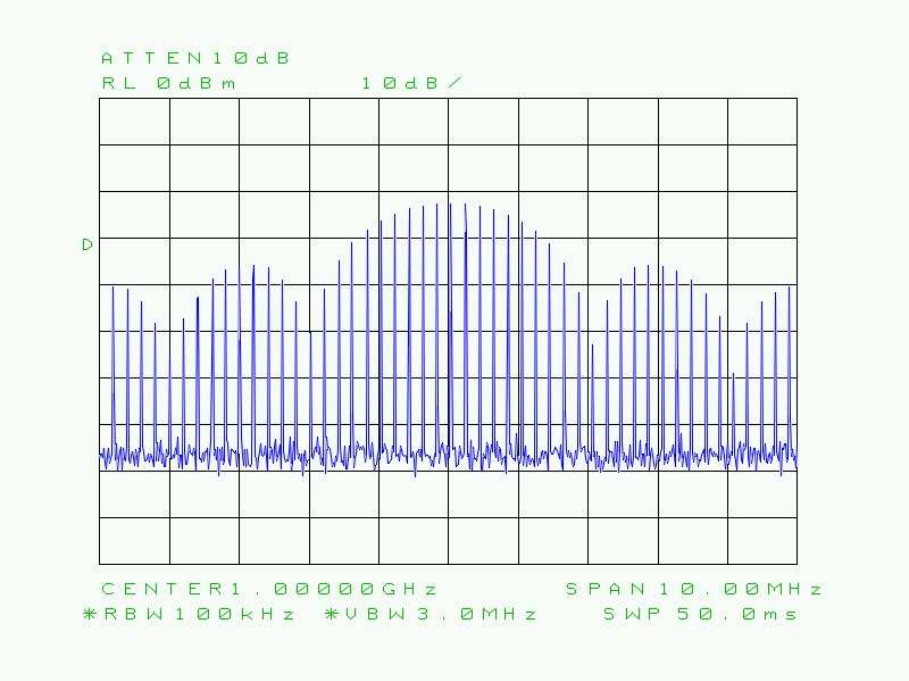


Fig. 120 : Porteuse 1GHz, modulation d'impulsions PRF = 1 kHz, *Width* = 500 ns, Sweep = 50 ms. Les raies sont visibles.

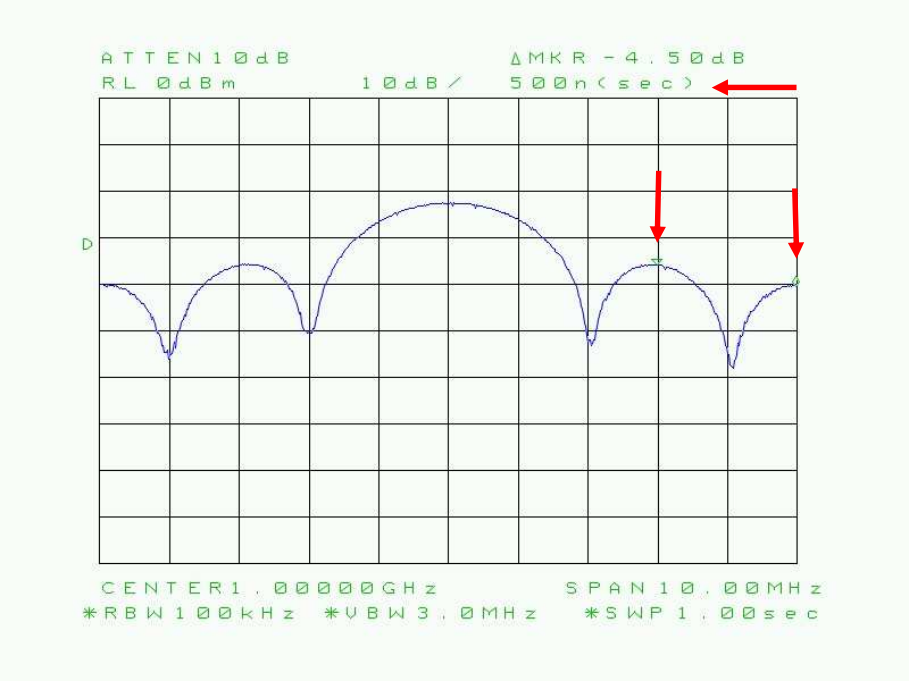


Fig. 121 : Idem ci-dessus PRF = 1 kHz, *Width* = 500 ns, Sweep = 1 s. Les marqueurs entre les lobes donnent la mesure de la largeur d'impulsion. Pour une vitesse de balayage plus lente, on peut afficher l'enveloppe des raies qui suivent une fonction sin (x) / x.

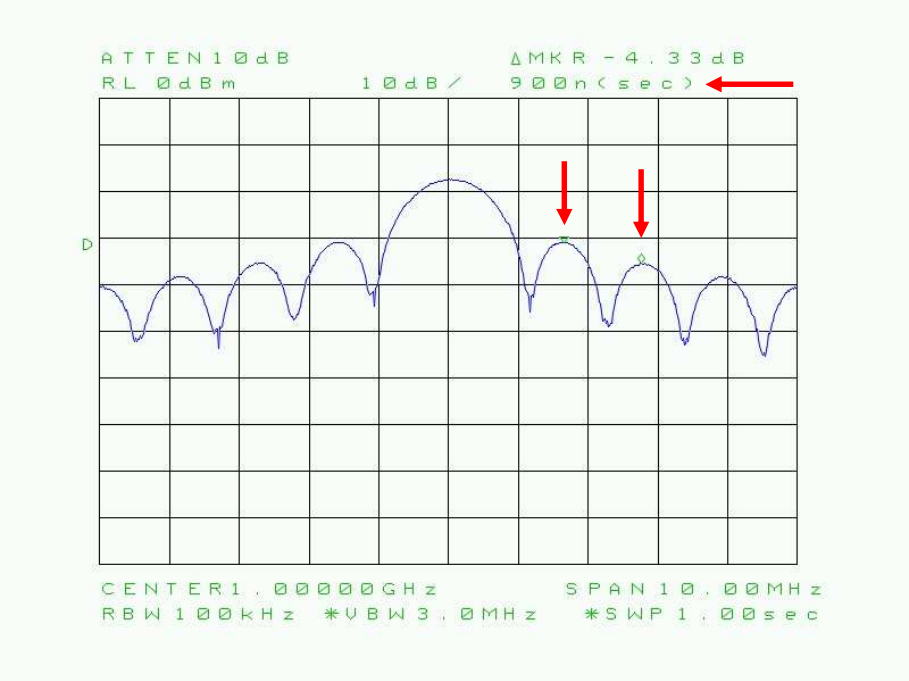


Fig. 122 : Idem ci-dessus PRF = 1 kHz, mais avec *Width* = 900 ns, Sweep = 1 s. Les marqueurs entre les lobes donnent la mesure de la largeur d'impulsion.

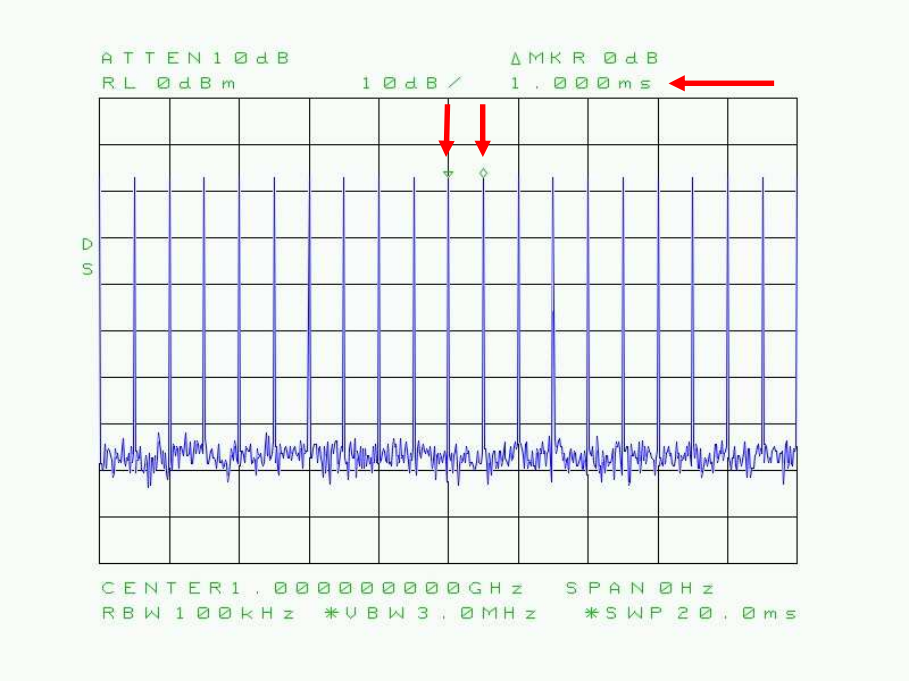


Fig. 123 : Idem ci-dessus PRF = 1 kHz, *Width* = 900 ns. Analyseur en zéro *Span*, les marqueurs donnent la mesure de la période de la PRF : 1,000 ms, ce qui équivaut à une fréquence de 1 kHz.

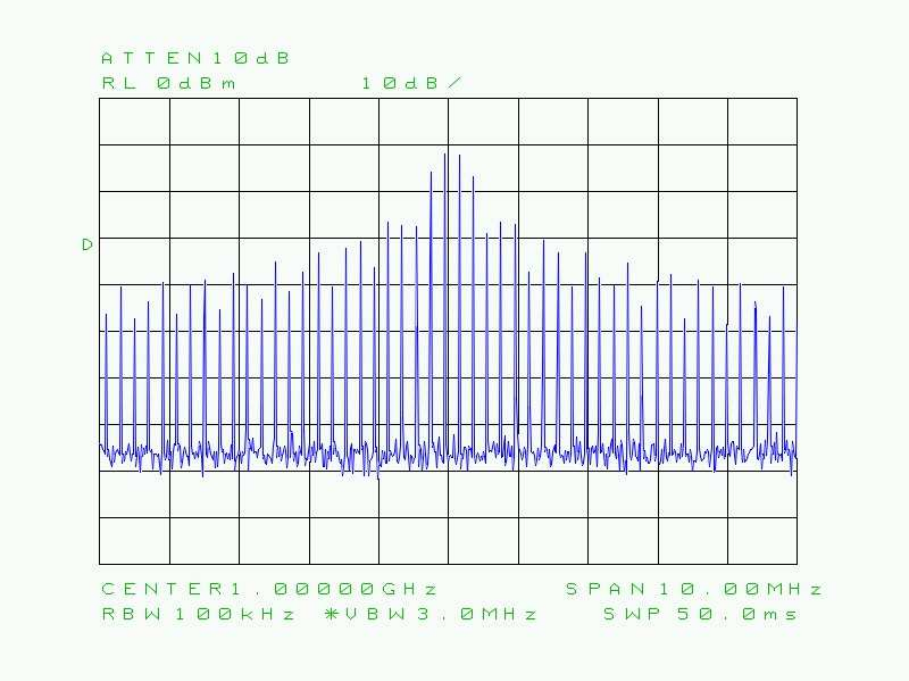


Fig. 124 : Idem ci-dessus PRF = 1 kHz, mais avec *Width* = 1800 ns, Sweep = 50 ms. Les raies sont visibles toujours avec la même densité.

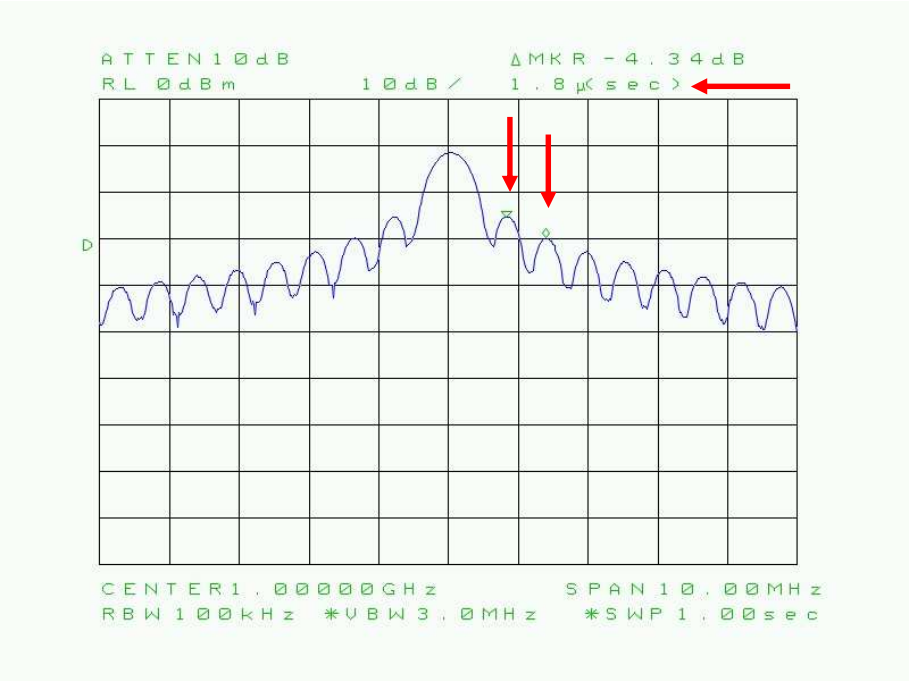


Fig. 125 : Idem ci-dessus PRF = 1 kHz, mais avec *Width* = 1800 ns, Sweep = 1 s. Les marqueurs entre les lobes donnent la mesure de la largeur d'impulsion.

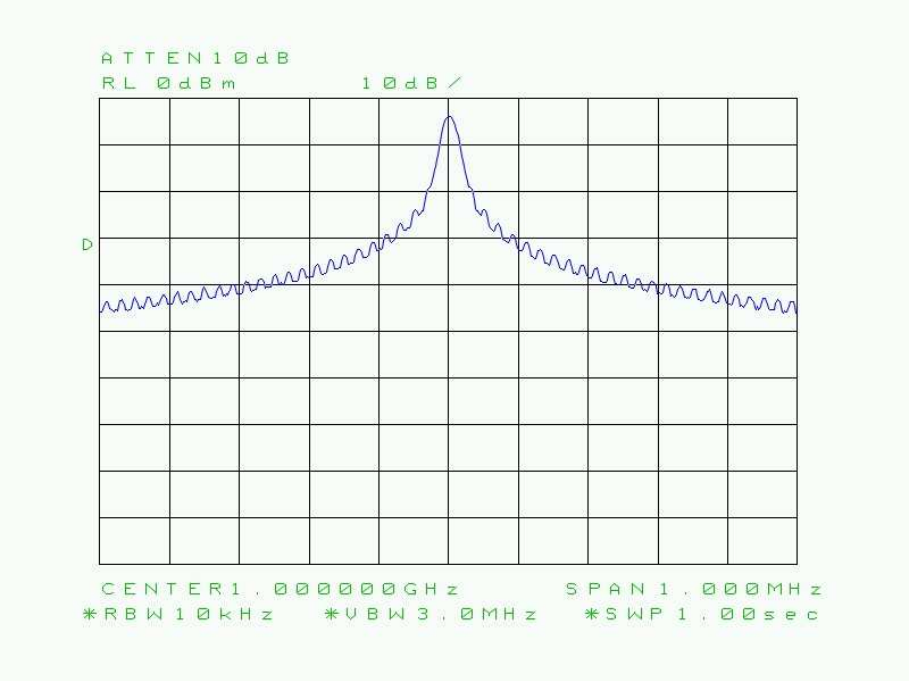


Fig. 126 : Porteuse 1 GHz modulée en impulsions. PRF = 5 kHz, *Width* = 50 µs, Sweep = 1 s.

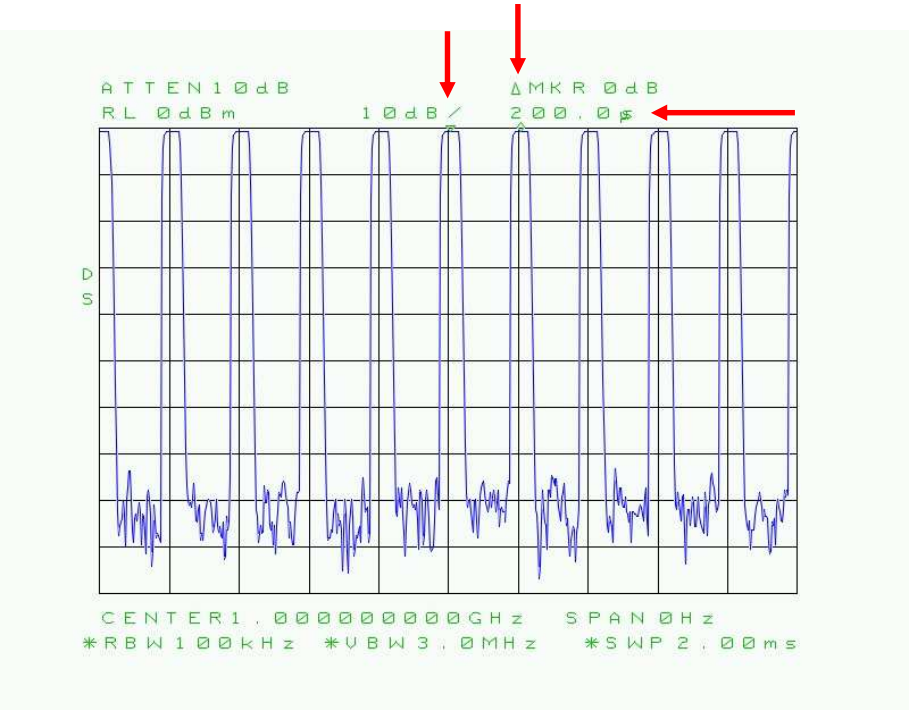


Fig. 127 : Idem ci-dessus PRF = 5 kHz, *Width* = 50 µs. Analyseur en zéro *Span*, les marqueurs donnent la mesure de la période de la PRF : 200,0 µs, ce qui équivaut à une fréquence de 5 kHz. On commence mieux à distinguer la largeur d'impulsion qui est beaucoup plus importante que dans les exemples précédents.

Beaucoup d'autres expériences peuvent être effectuée avec cet analyseur de spectre, mais nous ne pouvons pas tout montrer sinon cet article deviendrait trop long.

Quelle est l'alternative aux analyseurs de spectre de laboratoire pour rester dans des prix abordables pour les radioamateurs ?

Comme évoqué en première page de cet article, il existe des analyseurs de spectre sous la forme de modules compacts qui se raccordent directement sur un port de communication USB d'un ordinateur. Il en existe beaucoup, de toutes les sortes, et à tous les prix. Nous ne voulons pas présenter tous ces modules car quelques recherches sur Internet avec les bons mots clefs vous en donneront une meilleure idée. Le seul module que nous mentionnerons ci-dessous est un modèle que nous avons pu tester.

Nous avons l'expérience d'un module analyseur de spectre de 4,4 GHz aux excellentes performances, de fabrication sérieuse, pour un bon rapport qualité–prix et fabriqué par la société Signal Hound à moins de 900,00 Euros (en 2016). Ses caractéristiques sont à retenir comme référence vis-à-vis d'autres modules qui seraient à moindre prix. Un module générateur suiveur (*Tracking Generator*) est disponible à moins de 600,00 Euros (en 2016) pour fonctionner en tandem avec le module analyseur de spectre. Il existe aussi dans cette gamme de produits une autre version d'analyseur de spectre jusqu'à 12,4 GHz, mais d'un prix plus élevé. Enfin, ce constructeur propose aussi un module analyseur de spectre 6 GHz temps réel, mais pour cela, vous devrez consentir à un investissement plus élevé.

Fig. 115 : Module analyseur de spectre 4,4 GHz illustré avec une liaison USB vers un ordinateur portable. Source : Signal Hound.

À vous maintenant d'analyser les signaux de votre station radioamateurs ou ceux d'un répétiteur analogique ou numérique installé par une section régionale de radioamateurs.