

Applications de l'analyse spectrale (*)

Dans le numéro 493 de « Toute l'Electronique » nous vous avons présenté un article traitant des bases de l'analyse spectrale. Dans l'article ci-après ce sont les applications de l'analyse spectrale qui sont évoquées par des exemples concrets.

Modulation d'amplitude

Un signal modulé en amplitude visualisé dans le domaine des temps (sur un oscilloscope) peut apparaître comme dans la figure 11. De cette photo nous pourrions apprécier la fréquence de la porteuse (f_c) et celle de la modulation. De plus le taux de modulation peut être calculé à partir de l'équation :

$$(\%) \text{ mod} = \frac{E_{\text{max}} - E_{\text{min}}}{E_{\text{max}} + E_{\text{min}}} \times 100.$$

La figure 12 représente le même signal mais dans le domaine des fréquences avec un analyseur de spectre.

Les figures 11 et 12 sont le résultat de conditions particulières de test. Cependant en utilisation normale la modulation n'est pas une simple sinusoïde mais une somme de multiples sinusoïdes dont la fréquence ne peut être déterminée dans le domaine temporel.

Par contre, l'analyseur de spectre pourra discriminer avec précision toutes les fréquences présentes.

Une modulation avec réjection de porteuse se visualise sur l'analyseur de spectre comme le montre la figure 14. La mesure typique dans ce cas est celle de la réjection de porteuse. Le résultat est la différence d'amplitude de la porteuse suivant qu'elle est réjetée ou non ; la figure 14 indique une suppression de porteuse de 40 dB.

D'une manière similaire si l'une des bandes latérales est supprimée (BLU),

le taux de rejection se mesure dans la différence d'amplitudes des deux bandes latérales. Une autre mesure qui peut être effectuée sur un système

en modulation d'amplitude est celle de la bande passante. Celle-ci peut être déterminée en balayant en fréquence un générateur audio dont la réponse amplitude/fréquence est bien connue.

On peut alors visualiser la porteuse dans une dispersion étroite et avec un facteur de déflexion de l'ordre de 2 dB/div. En utilisant la fonction « MAX HOLD » (maintien des maxima) on construit la courbe de réponse du système. Cette courbe indique tout accident dans la bande audio. La figure 15 montre un tel montage et la figure 16 nous donne le résultat d'un balayage du générateur BF.

Sur la figure 16, nous pouvons voir que la linéarité d'amplitude est de 1,3 dB (ce qui peut n'être en réalité qu'une accentuation volontaire en audio) et que la bande passante à 3 dB est de 8 kHz. Les deux bandes latérales sont parfaitement symétriques. Si l'émetteur était mal réglé, ou avec un mauvais accord antenne, l'analyseur montrerait l'effet de ces défauts sur les bandes latérales.

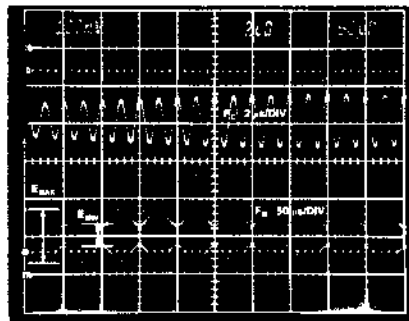


Fig. 11 : Modulation d'amplitude (50 %) dans le domaine des temps.

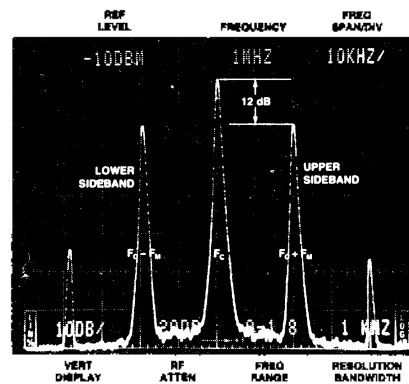


Fig. 12 : Modulation d'amplitude dans le domaine des fréquences. Pourcentage de modulation : $200 \times 10 \frac{\text{dB}}{20}$ (*).

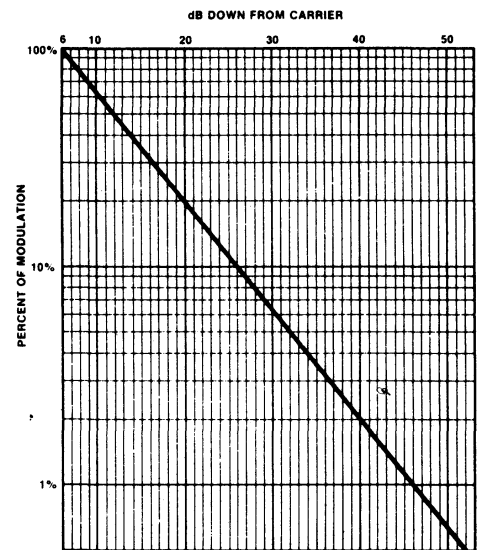


Fig. 13 : Conversion des décibels en pourcentage de modulation.

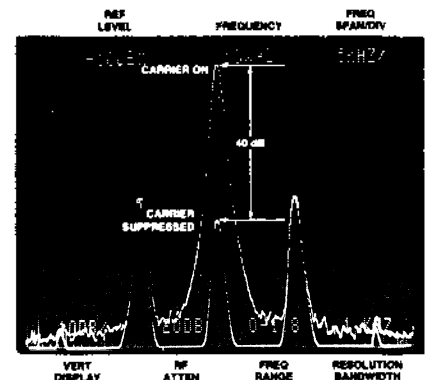


Fig. 14 : Modulateur avec suppression de porteuse.

(*) Etude réalisée par M. Bill Benedict, Directeur de l'ingénierie des analyseurs de spectre, Tektronix Inc. (E.U.). Traduction de MM. Jacques Montois et Yvon Penarguear, Tektronix France.

(*) Niveau en décibels en dessous de la porteuse.

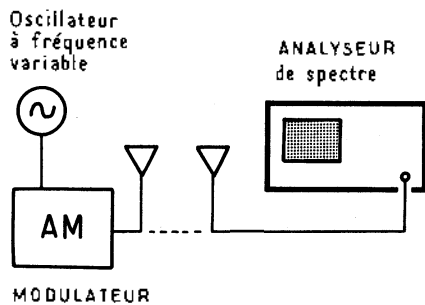


Fig. 15 : Equipement de vérification de la bande passante audio.

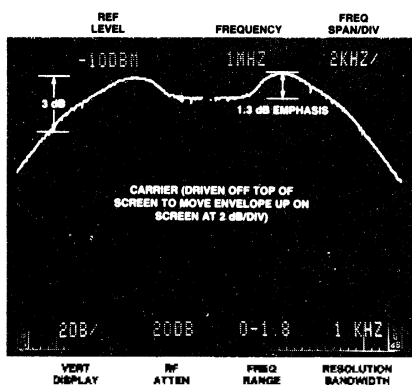


Fig. 16 : Réponse amplitude/fréquence d'un modulateur AM obtenue en radio fréquence.

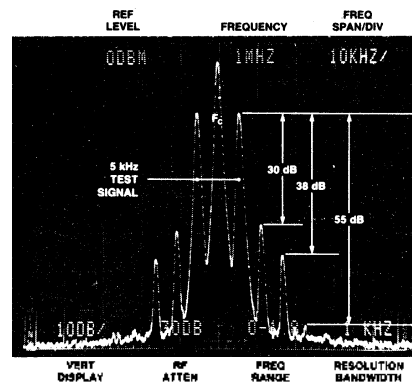


Fig. 17 : Distorsion harmonique à 10 kHz, 15 kHz et 20 kHz.

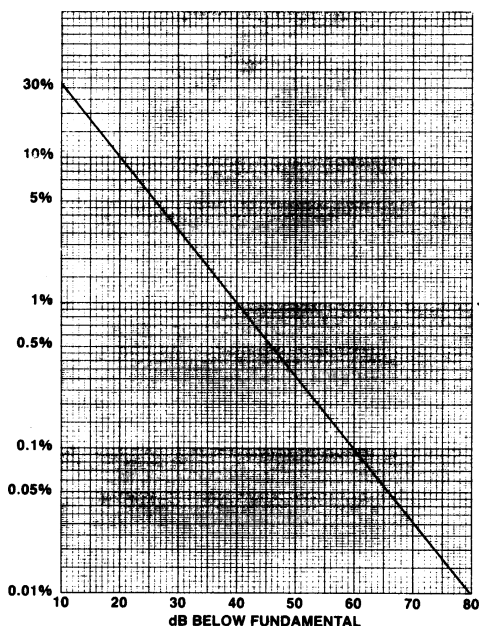


Fig. 18 : Conversion des décibels en pourcentage de distorsion.

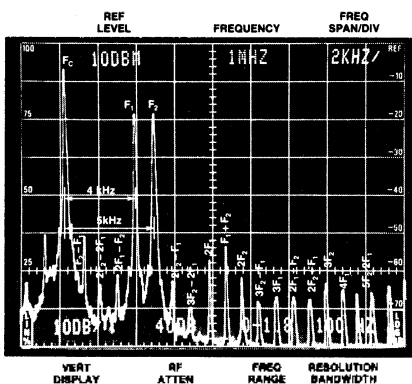


Fig. 19 : Représentation des signaux d'entrée f1 et f2, des signaux de distorsion harmonique (2f1, 2f2...) et des produits d'intermodulation (second ordre f2 - f1, f1 + f2) (3° ordre 2f1 - f2, 2f2 - f2, 2f1 + f2, 2f2 + f1) ainsi que des produits de rangs plus élevés.

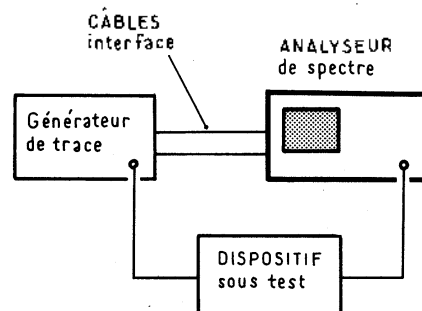


Fig. 20 : Montage de test avec un analyseur de spectre et un générateur de poursuite.

Distorsion

La distorsion est liée aux circuits électroniques fonctionnant dans un mode non linéaire. Les deux méthodes les plus courantes consistent à piloter les équipements par des signaux connus et à regarder à la sortie la dégradation du signal d'entrée.

Distorsion harmonique

Une mesure typique de distorsion harmonique est représentée figure 15 avec le générateur audio réglé à une fréquence donnée. Le modulateur doit être réglé pour un taux de modulation spécifié. Sur l'analyseur de spectre, il suffira de vérifier qu'il n'apparaît que le signal injecté dans le modulateur. S'il existe une distorsion harmonique, celle-ci se traduit par des raies à des fréquences multiples de la fréquence de modulation.

La figure 17 montre le résultat d'un tel test. La fréquence de modulation est de 5 kHz. La distorsion harmonique se

traduit par des raies à 10 kHz, 15 kHz, 20 kHz... La distorsion harmonique totale peut être déduite en notant le rapport entre le fondamental et ses harmoniques. On doit utiliser la somme des harmoniques pour calculer le taux global de distorsion.

Il faut pour cela noter à quel niveau se trouve chaque harmonique par rapport au fondamental et déterminer le rapport en % pour chaque harmonique (Fig. 18) puis porter le taux dans l'équation suivante. Attention cette équation n'est valable que si les deux bandes latérales sont similaires à ± 1 dB.

$$DH (\%) = \begin{aligned} & (2^{\circ} \text{ Harmonique } \%)^2 \\ & + (3^{\circ} \text{ Harmonique } \%)^2 \\ & + (4^{\circ} \text{ Harmonique } \%)^2 \\ & + \text{etc.} \end{aligned}$$

En partant de la figure 17, on a :

$$DH = 0,0325^2 + 0,012^2 + 0,0018^2 = 0,035 = 3,5 \%$$

Il faut bien sûr être certain que le générateur audio est exempt de produits harmoniques, ceci grâce à l'analyseur de spectre.

Distorsion d'intermodulation

Une mesure typique complémentaire sur les amplificateurs et sur les émetteurs est le test de distorsion d'intermodulation par un générateur deux tons. La procédure est semblable à celle de la distorsion harmonique, mis à part qu'elle requiert un second générateur audio.

Les deux signaux audio sont injectés simultanément à l'entrée du modulateur. On peut utiliser à cet effet un té ordinaire ou mieux un té adapté. S'assurer que les sorties des deux générateurs soient suffisamment chargées. L'analyseur de spectre sera utilisé pour vérifier qu'en sortie du système de couplage, il n'y a pas d'autres signaux que ceux des deux générateurs.

Les fréquences choisies dépendent du type de test que l'on veut faire et également du type d'équipement à vérifier. Notre exemple fait usage de signaux à 4 kHz et 5 kHz. De multiples signaux d'intermodulation sont créés parmi lesquels les premiers sont appelés de se-

cond ordre et apparaissent à partir des porteuses aux fréquences $f_1 + f_2$, $f_1 - f_2$ et $f_2 - f_1$ (à 9 kHz et 1 kHz, de part et d'autre de porteuses).

L'intermodulation de troisième ordre apparaît à $2f_1 + f_2$, $2f_1 - f_2$, $2f_2 + f_1$ et/ou $2f_2 - f_1$ (13 kHz, 3 kHz, 14 kHz et 6 kHz de part et d'autres des porteuses. La figure 19 montre le résultat typique d'un tel test et permet d'identifier les différents produits d'intermodulation de 2^e et 3^e ordre.

Générateur de poursuite (GP)

Lorsque le générateur de poursuite est utilisé avec l'analyseur de spectre, l'ensemble permet de visualiser la réponse en amplitude de filtres, d'amplificateurs, de coupleurs, etc. en fonction de la fréquence (c'est-à-dire la bande passante).

Ceci est réalisé en reliant la sortie du générateur de poursuite (dont la fréquence est constamment synchrone de celle d'analyse) au module à vérifier et en contrôlant la sortie avec l'analyseur de spectre (voir figure 20) ; cette mesure est connue sous la dénomination S12 mais uniquement en amplitude puisque la phase n'est point sensible sur l'analyseur de spectre.

La courbe de réponse que l'on voit sur l'écran de l'analyseur est la résultante de la non linéarité d'amplitude du générateur de poursuite et de celle du composant sous test. Les erreurs d'amplitude inhérentes à l'ensemble analyseur/générateur de poursuite peuvent être soustraites en utilisant la fonction « B - Save A » de la mémoire numérique.

Premièrement connecter le générateur de poursuite à l'analyseur de spectre et sauvegarder en mémoire A la courbe de réponse (ses imperfections) à l'aide de la fonction « Save A » et en utilisant bien sûr le même facteur de déflexion que celui qui sera utilisé lors de la mesure.

Deuxièmement, relier le générateur de poursuite au composant à mesurer et la sortie de ce dernier à l'analyseur de spectre. Quand l'enregistrement a été effectué il suffira de valider la fonction « B - Save A » ; les erreurs de linéarité de l'ensemble de mesure vont être soustraites de la réponse en amplitude du composant sous test. Les photographies ci-après illustrent cette possibilité.

Note I : Pour plus d'informations sur ces tests et autres concernant les équipements en modulation d'amplitude, consulter la note d'application Tektronix Réf. AX-3266 « AM broadcast measurements » ainsi que la note 26-W4889 « No loose ends », nouvelle édition, portant plus précisément sur la télévision par câbles.

Filtres

La figure 21 montre un filtre de 9 MHz dont la courbe de réponse a été relevée à l'aide d'un AS et d'un GP. On peut mesurer la perte d'insertion : environ 8 dB, en notant la différence entre la réponse AS/GP et celle du filtre. Le filtre présente une largeur de l'ordre de 400 kHz à -3 dB. Remarquer la dissymétrie vers la base du filtre. La rejection maximale de ce filtre est meilleure que 68 dB.

La figure 22 montre la réponse du même filtre mais avec un balayage en fréquence bien plus important. Le filtre est vérifié de 0 à 500 MHz. A 350 MHz nous pouvons voir que ce filtre ne rejette plus que de 7 dB. Ceci est dû à un couplage entré-sortie.

Quartz

La figure 23 montre la réponse typique d'un quartz. La résonance série (f_s) et la résonance parallèle (f_p) sont parfaitement identifiées sur la photo. Noter également les réponses parasites entre 300 kHz et 400 kHz au-dessus de la fréquence de résonance.

Amplificateurs

La figure 24 montre le résultat du test d'un amplificateur. Le signal à l'entrée est de -40 dBm et celui de sortie à -10 dBm soit un gain de 30 dB. La chute de plus de 3 dB est au-dessus de 100 MHz. La linéarité de ce gain est meilleure que ± 3 dB crête à crête.

Les mesures suivantes pourraient inclure l'augmentation du niveau d'entrée par pas de 1 dB pour vérifier le point de compression à 1 dB (approche de la saturation où le niveau de sortie ne suit pas celui d'entrée d'une manière linéaire).

Impulsion HF (radars)

Les signaux du type radar dans le domaine des temps sont identiques à ceux observés sur la figure 25. Différents types de modulation génèrent des impulsions tout aussi dissimilaires. Cependant le cas le plus commun consiste en un découpage d'une porteuse pendant un temps déterminé. Le temps pendant lequel la porteuse est présente sera appelé t_{pw} et le taux de répétition 'tr'. Un tel signal dans le domaine des fréquences apparaît figure 26. Notez que la largeur de l'im-

Note II : Pour plus d'informations sur les mesures sur les résonateurs consulter la note d'application AX-3525 « Crystal device measurement using the spectrum analyzer ».

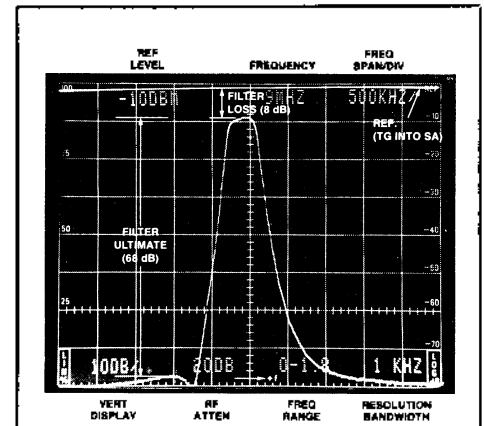


Fig. 21 : Réponse d'un filtre en utilisant un AS/GP.

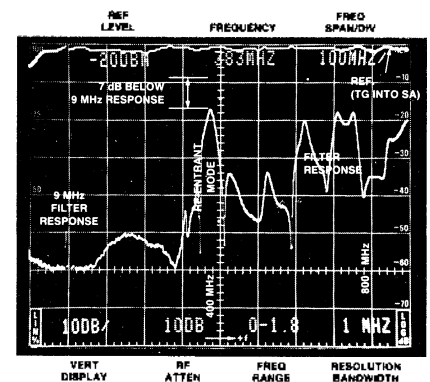


Fig. 22 : Réponse d'un filtre à l'aide d'un balayage large montrant le couplage entrée-sortie.

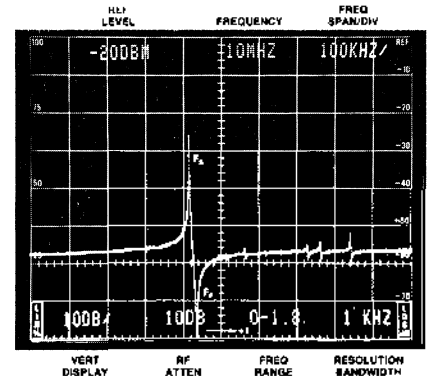


Fig. 23 : Réponse d'un quartz à l'aide d'un ensemble AS/GP.

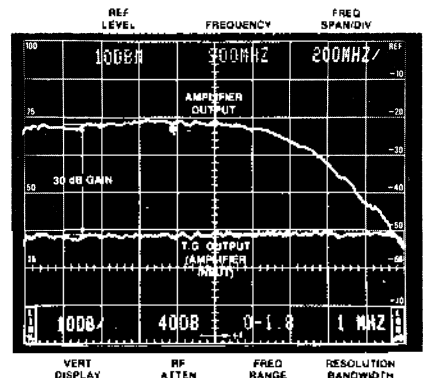


Fig. 24 : Réponse d'un amplificateur à l'aide d'un ensemble AS/GP.

Note III : Pour plus d'informations sur l'utilisation d'un ensemble AS/GP, consulter la note d'application 26W-5121 « The tracking generator/Spectrum analyzer system ».

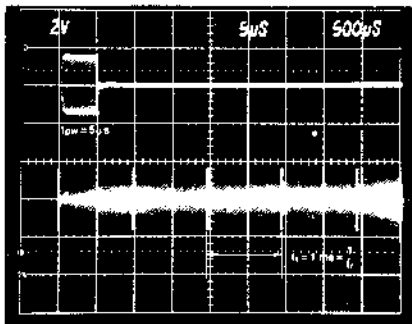


Fig. 25 : Représentation d'impulsions dans le domaine des temps.

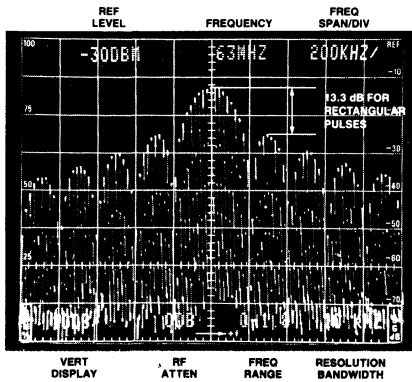


Fig. 26 : Représentation fréquentielle d'un signal impulsionnel RF

$$tr = \frac{\text{Temps/div}}{\text{Nb raies/div}} = \frac{10}{10} \text{ ms} = 1 \text{ ms}$$

$$tpw = \frac{1}{\text{largeur d'un lobe}} = \frac{1}{200 \text{ kHz}} = 5 \mu\text{s}$$

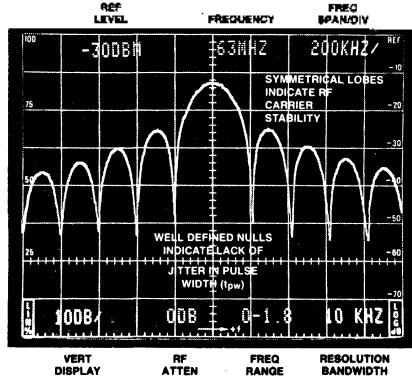


Fig. 27 : Enveloppe d'un signal modulé en impulsion. Enveloppe du type: $\frac{(\sin x)}{x}$

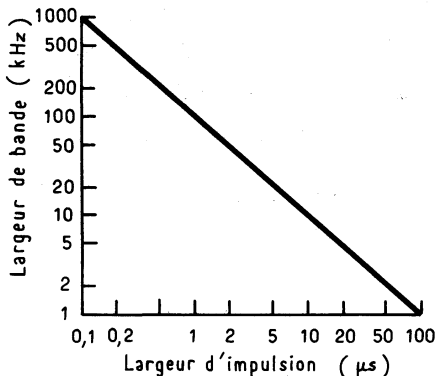


Fig. 28 : Choix de la résolution pour un signal radar calculé à partir de l'équation $[tpw] \times BPR = 0,1$.

pulsion ainsi que sa répétition peuvent être déterminées à partir du spectre.

En introduction nous avons vu que tout signal est une combinaison de signaux sinusoïdaux d'amplitudes diverses. Les impulsions de la figure 26 peuvent être conçues comme une suite infinie de signaux sinusoïdaux différents en amplitude. Comme il y a un nombre infini de raies nous nous intéresserons d'abord à l'enveloppe de ces signaux. Dans notre exemple cette enveloppe est de la forme $\frac{\sin X}{X}$ comme le montre la figure 27.

On peut constater que les amplitudes de la figure 26 tiennent sous la courbe de la figure 7 mais une question se pose pourquoi voit-on des raies de fréquences à la figure 26 si le signal est composé d'une infinité de raies.

La réponse tient dans le fait que le balayage en fréquence de l'analyseur ne permet de voir qu'une fraction des raies pendant un temps donné. Chaque fois qu'une impulsion Rf est générée, l'analyseur de spectre mesure l'amplitude de la composante en fréquence sur laquelle il est accordé à ce moment donné.

Si le taux de répétition était de 1 ms et la vitesse de balayage de 1 ms/div. on verrait uniquement une raie par division.

Par contre, si la vitesse est réduite à 100 ms/div. on obtient 100 raies par division ce qui permet de distinguer parfaitement l'enveloppe du spectre (Figure 27). Il faut se souvenir que la vitesse d'analyse n'influence pas la couverture en fréquence mais uniquement la vitesse à laquelle cette dispersion est couverte. Pour calculer le taux de répétition à partir de la figure 26 il faut compter le nombre de raies/div. et multiplier par la vitesse de balayage.

Pour avoir une représentation optimale d'un signal impulsionnel RF la bande passante de résolution (BPR) devrait être choisie suffisamment étroite pour séparer chaque raie.

Cependant à mesure que la résolution est réduite l'énergie qui arrive au détecteur est également réduite ce qui se traduit par un niveau lu bien plus bas que celui du signal à l'entrée de l'analyseur. L'optimum pour la résolution est approximativement $0,1/\text{largeur d'impulsion}$ (tpw) ou $tpw \times \text{résolution} \leq 0,1$.

La figure 28 montre l'optimum entre la résolution et la largeur de l'impulsion. La figure 29 donne la perte de sensibilité ou la perte d'amplitude comme une fonction du produit durée d'impulsion \times résolution.

Il est à noter que le type de filtre utilisé affecte également la différence d'amplitude mesurée entre un signal CW et un signal impulsionnel de même niveau. Les filtres des analyseurs de la série 490 ont une forme rectangulaire.

Cette caractéristique de forme de filtre entraîne une légère perte de niveau à travers l'analyseur. Il est important de se rappeler que le mélangeur d'entrée voit bien plus de niveau que celui indiqué sur l'écran de l'analyseur. Des précautions devront être prises pour ne pas surcharger l'entrée.

Pour obtenir les meilleurs résultats en impulsion, il est préférable d'enlever la mémoire numérique pour chercher le rapport optimum vitesse, dispersion, résolution et niveau de référence. Dès que ce choix a été trouvé on peut de nouveau utiliser la mémoire numérique en prenant soin de placer le curseur de moyennage en bas de l'écran.

Les positions « Auto » de la vitesse de balayage et de la résolution ne sont pas toujours les meilleurs en impulsion car l'algorithme de calcul est celui d'un signal CW.

Les observations typiques sur le spectre d'une impulsion peuvent être les suivantes :

- 1) Pour un signal rectangulaire le premier lobe secondaire doit être approximativement de 13,3 dB au-dessous du lobe principal (Fig. 26).
- 2) Si les nuls ne sont pas bien résolus, la largeur de l'impulsion est entachée d'une modulation de largeur (Fig. 27).
- 3) Une mauvaise annulation de porteuse se traduit par une raie fixe dans le lobe principal (Fig. 30).
- 4) Si la porteuse est affectée d'une modulation de fréquence une dissymétrie peut apparaître entre les lobes (Fig. 31).

Mesures de bruit

Les mesures de bruit consistent souvent à mesurer le rapport signal sur

Attention

Les applications radar utilisent de fortes puissances et les niveaux disponibles en sortie de coupleurs sont souvent trop importants pour l'analyseur de spectre et peuvent lui être fatal. Les circuits d'entrée d'un analyseur sont fragiles ; des précautions, tels les atténuateurs extérieurs, doivent être utilisées quand le niveau est inconnu.

Note IV : Pour plus d'informations sur ce sujet consulter les notes d'application Tektronix AX-4217 « Pulsed RF spectrum analysis » et AX-3259 « Noise measurements part two; impulse noise ».

bruit (S/N), la pureté spectrale d'un oscillateur, le niveau de bruit blanc, etc. Le bruit dont il est question est le signal qui apparaît en bas de l'écran : c'est « l'herbe ». L'unité de mesure lorsqu'il s'agit de bruit blanc ou bruit aléatoire est le dBm/Hz ou le Watt/Hz.

La bande passante en bruit doit être spécifiée car toute variation de la bande passante d'un facteur 10 entraîne une variation de niveau de 10 dB. Le bruit aléatoire implique que la mesure de niveau soit faite à travers un filtre idéal.

Ceci n'est jamais le cas ce qui implique une correction pour chaque filtre, correction qui est liée au rapport entre

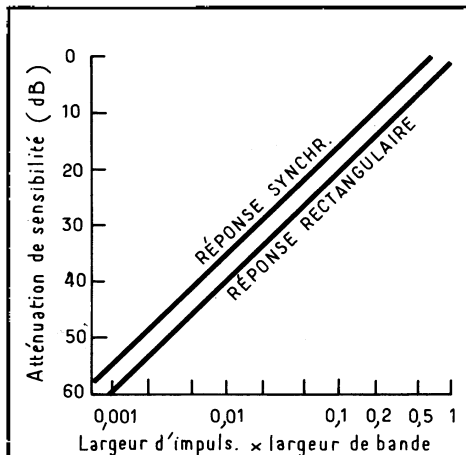


Fig. 29 : Perte de sensibilité en impulsion relative à un signal RF (CW).

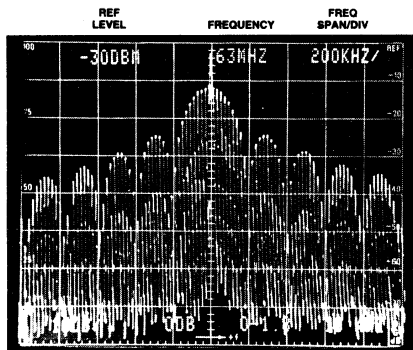


Fig. 30 : Noter une remontée dans le lobe principal et une raie qui monte quasiment en haut de l'écran, due à une mauvaise annulation de porteuse.

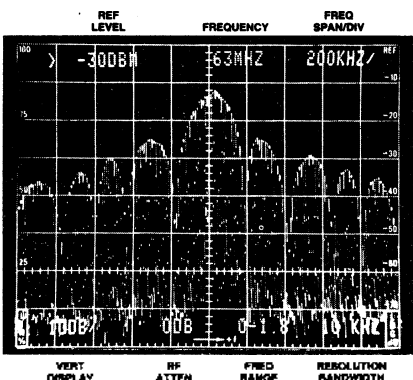


Fig. 31 : Porteuse modulée en fréquence.

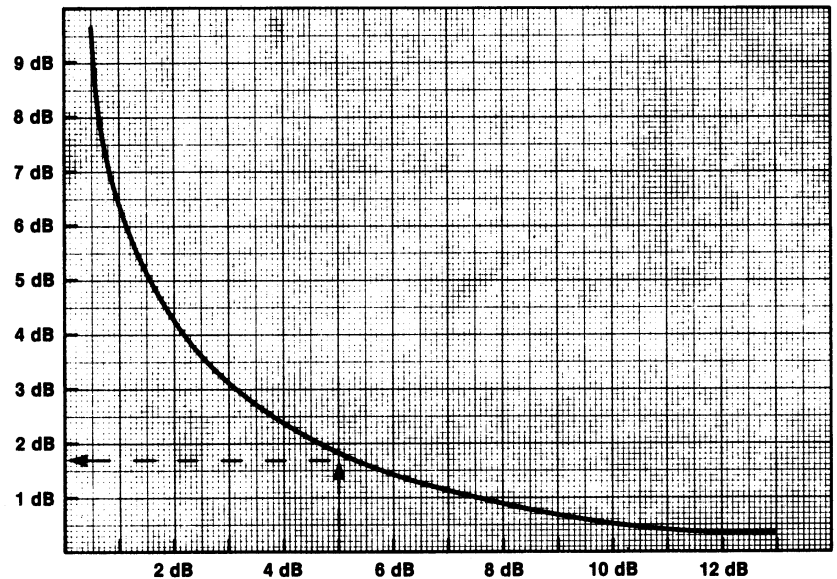


Fig. 32 : Correction d'amplitude pour des bruits qui se trouvent à moins de 10 dB du plancher de bruit de l'analyseur.

la bande passante du filtre de résolution et sa bande passante en bruit blanc. Cette correction est expliquée dans la note d'application AX-3260 « Noise measurements - part one : random noise » ou la note d'application n° 2 « Mesure de bruit avec un analyseur de spectre ».

Si cette correction n'est pas effectuée, des erreurs de l'ordre de 2 dB peuvent être faites. Une autre source d'erreurs provient du type de détection utilisée et de l'amplificateur logarithmique. Ces deux erreurs font que le niveau lu apparaît plus bas que ce qu'il est en réalité. Les facteurs de correction sont les suivants :

en linéaire 1,13 dB ;
en log 2,5 dB.

Une autre source d'erreurs apparaît lorsque le bruit mesuré se confond avec le bruit de l'analyseur. Pour vérifier le niveau de bruit de l'analyseur, il suffit de débrancher le signal d'entrée et de mesurer le niveau.

Lorsque le bruit mesuré se trouve à moins de 10 dB au-dessus du bruit de l'analyseur, le niveau lu est en fait supérieur à la réalité et ceci d'un facteur que l'on peut déterminer à partir de la figure 32.

Dans l'exemple de la figure 33 la différence entre les deux niveaux de bruit est de 5 dB. De la fig. 32 se déduit le facteur de correction de 1,7 dB à retirer du niveau lu pour obtenir la vraie valeur (comme point de référence se rappeler que deux signaux de même amplitude se signaleraient en fait par un niveau lu supérieur de 3 dB ou, d'une manière différente, si le bruit mesuré est à 3 dB au-dessus du bruit de l'analyseur il est en fait au même niveau).

Un système a souvent une spécification de bruit dans une bande passante différente de celle d'un analyseur de spectre. Pour passer d'une bande passante à l'autre l'équation suivante est utilisable.

$$S/N \text{ spécifié (dB)} = S/N \text{ mesuré}$$

$$- 10 \log \frac{\text{bande passante spécifiée}}{\text{bande passante mesurée}}$$

En utilisant l'exemple de la figure 33 le rapport signal à bruit mesuré est de 65 dB dans un filtre de 100 kHz. Si la mesure doit être reportée dans une bande de 4 MHz le résultat sera :

$$S/N (4 \text{ MHz}) = 65 \text{ dB} - 10 \log \frac{4 \text{ MHz}}{100 \text{ kHz}}$$

$$= 65 \text{ dB} - 16 \text{ dB} = 49 \text{ dB à } 4 \text{ MHz.}$$

Le rapport S/N réel est ensuite déterminé en tenant compte de l'erreur due à l'ampli log et à celle due à la bande passante du filtre de résolution et de la différence entre les niveaux de bruit. Pour chaque analyseur et pour chaque filtre le rapport bande passante de résolution/bande passante en bruit blanc doit être calculé comme indiqué dans la note d'application AX-3260. Accordons cependant 1 dB d'erreur.

Le rapport S/N pour 4 MHz est égal au S/N pour 4 MHz de résolution + correction liée à la petite différence entre le niveau de bruit de l'analyseur et celui de l'équipement sous test - correction résolution/bande de bruit - correction liée à l'ampli log et à la détection.

Dans l'exemple précédent :

$$S/N \text{ à } 4 \text{ MHz} = 49 \text{ dB à } 4 \text{ MHz de BPR} + 1,7 \text{ dB} - 1 \text{ dB} - 2,5 \text{ dB soit } 47,2 \text{ dB}$$

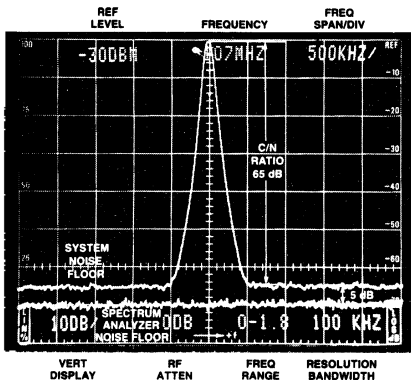


Fig. 33 : Mesure du rapport signal à bruit incluant la correction pour les faibles niveaux de bruit.

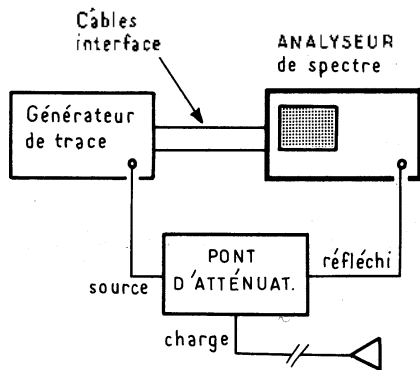


Fig. 34 : Montage pour mesure du TOS.

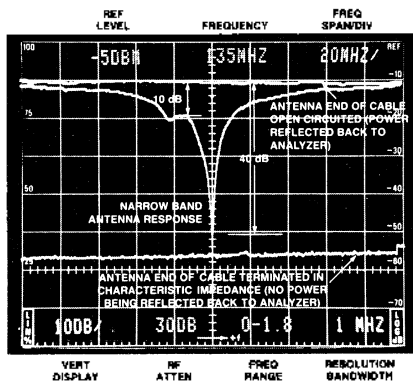


Fig. 35 : Mesure du TOS sur une antenne à bande étroite montrant un retour à -40 dB.

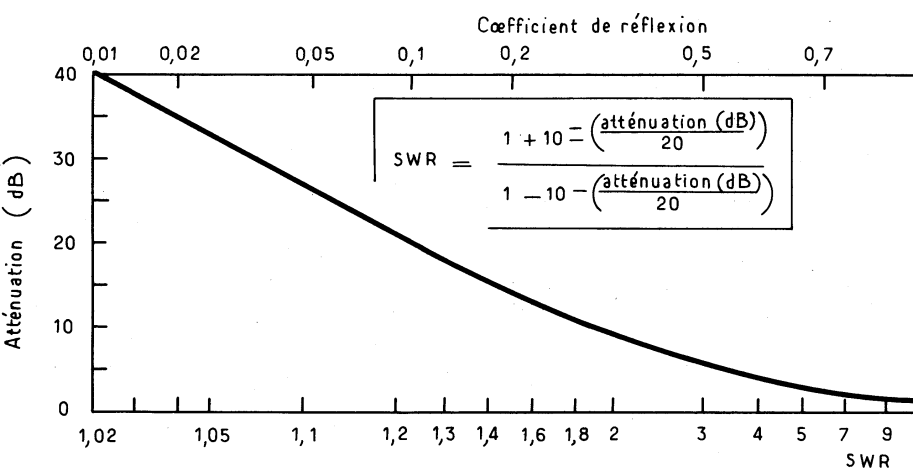


Fig. 36 : TOS, retour, coefficient de réflexion.

dans une bande de bruit à 4 MHz.

Plusieurs notes d'application Tektronix traitent ce sujet : « Mesures de bruit Na » n° 2, « Noise measurements - Part one : Random noise » AX-3260, « Noise measurement - Part two : Impulse noise » AX-3259, « No loose ends » 26W-4889.

Bande passante d'antennes (TOS)

La vobulation en fréquence d'une antenne est effectuée pour déterminer si celle-ci est bien accordée sur la fréquence à laquelle elle doit émettre ou recevoir. Un mauvais accord peut se traduire par la réflexion d'une grande partie de la puissance vers l'émetteur créant des produits d'intermodulation et se traduisant bien sûr par une puissance rayonnée plus faible. Une antenne parfaitement réglée doit présenter son impédance caractéristique à la fréquence de travail.

La mesure du taux d'onde stationnaire (TOS) peut être effectuée avec un analyseur de spectre, un pont réflectomètre et un générateur de poursuite ou un générateur vobulable. A partir du TOS, il est possible de déduire l'impédance du système pour toutes les fréquences pour lesquelles le TOS a été mesuré.

Les mesures de TOS sont effectuées avec le matériel décrit ci-dessus et connectés entre eux comme indiqué à la figure 34 ; un pont réflectomètre de la même impédance que celle de l'antenne doit être utilisé.

Le système fonctionne de la manière suivante : le signal est injecté par l'entrée source du pont réflectomètre. Ce dernier dirige le signal vers l'antenne sous test mais non vers l'analyseur. Si l'impédance de charge au bout de la ligne de transmission correspond à celle du système de mesure toute l'é-

nergie est absorbée par la charge et rien n'est réfléchi.

Par contre si l'impédance de charge est différente de celle du système une partie du signal est réfléchi vers le pont qui la dirige vers l'analyseur de spectre. A mesure que le générateur de poursuite balaye la bande de fréquence choisie l'analyseur trace la courbe du signal réfléchi ou affaiblissement de retour (en dB) en fonction de la fréquence.

L'étalonnage du système nécessite de charger la ligne de transmission soit par un court-circuit ou par un circuit ouvert pour réfléchir la totalité de l'énergie transmise permettant ainsi de placer la réponse en haut de l'écran de l'analyseur.

Puis en chargeant la ligne par une charge étalon, on détermine sur l'écran le niveau pour lequel l'impédance est correcte. La figure 35 montre le résultat typique d'un tel test pour une antenne accordée sur une fréquence de travail de 135 MHz.

La figure 35 montre une antenne à bande étroite vobulée de 35 à 235 MHz. Cette antenne montre un retour à -40 dB à la fréquence de travail 135 MHz. De la figure 36, on peut en déduire un TOS de 1,02. A 110 MHz, le TOS est de 2. Une des limitations du système liée aux problèmes associés au montage de la figure 34 est la suivante : la plupart des générateurs ne sont capables de délivrer que 1 mW à 1 W. L'analyseur devra donc être réglé avec très peu d'atténuation à l'entrée.

Si un émetteur voisin est en fonctionnement durant le test, une puissance excessive peut être reçue par l'antenne sous test et causer des dommages à l'analyseur. Si un amplificateur est utilisé entre le générateur de poursuite et le pont de mesure afin de fournir un niveau plus important, dans ce cas des atténuateurs extérieurs à l'analyseur pourront être utilisés afin de réduire le signal reçu par l'antenne et ainsi protéger l'analyseur. (Il est bien entendu que la réponse en fréquence générateur/amplificateur devra être vérifiée). Le pont réflectomètre n'est également spécifié que pour une puissance limitée.

Attention

De très grandes précautions doivent être prises lorsque l'on utilise un analyseur de spectre à proximité d'équipement délivrant de grandes puissances HF. Un niveau excessif peut endommager l'entrée de l'analyseur.

Pour plus d'informations sur les mesures de TOS se reporter à la note d'application sur les générateurs de poursuite réf. 26W-5121, ou encore à la note AX-3842 « Troubleshooting two ways radios with the S.A. »