

RÉPUBLIQUE FRANÇAISE

INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE

PARIS

(11) N° de publication :
(A n'utiliser que pour les
commandes de reproduction).

2 476 846

A1

**DEMANDE
DE BREVET D'INVENTION**

(21) **N° 80 03815**

(54) Dispositif de mesure des caractéristiques non-linéaires d'un organe électrique et application à la mesure de la puissance de saturation des amplificateurs.

(51) Classification internationale (Int. Cl. 3). G 01 R 1/30; H 03 F 1/00.

(22) Date de dépôt..... 21 février 1980.

(33) (32) (31) Priorité revendiquée :

(41) Date de la mise à la disposition du public de la demande B.O.P.I. — « Listes » n° 35 du 28-8-1981.

(71) Déposant : FILLOT Jean-Jacques, résidant en France.

(72) Invention de : Jean-Jacques Fillot.

(73) Titulaire : *Idem* (71)

(74) Mandataire : Brevatome,
25, rue de Ponthieu, 75008 Paris.

La présente invention a pour objet un dispositif de mesure des caractéristiques non-linéaires d'un organe électrique et, en tant qu'application, la mesure de la puissance de saturation des amplificateurs.

Un organe de transmission électrique est dit linéaire lorsque le signal électrique qu'il délivre est directement proportionnel au signal qu'il reçoit. Pour un certain nombre d'organes, le signal de sortie s'exprime en fait par une fonction polynomiale du signal d'entrée, ce qui traduit leur non-linéarité. De tels organes, recevant un signal à une fréquence pure f , engendrent un signal de sortie dont le spectre contient la fréquence f mais aussi les fréquences harmoniques $2f$, $3f$... Les mêmes organes, recevant deux signaux de fréquences pures f_1 et f_2 , engendrent des produits d'intermodulation de fréquence $f_1 \pm f_2$ (ordre 2), $2f_1 \pm f_2$, ou $2f_2 \pm f_1$ (ordre 3) etc...

Dans les systèmes de transmission par exemple, les organes imparfairement linéaires sont en général les amplificateurs. Mais il existe d'autres organes non-linéaires, notamment les bobines à noyau féromagnétique, les transformateurs et les filtres. Dans la description qui suit, on s'en tiendra aux amplificateurs sans que cela constitue naturellement une limitation pour l'invention.

Les mesures de non-linéarité nécessitent un ou plusieurs générateurs ainsi qu'un récepteur. On supposera, dans ce qui suit, qu'il n'y a pas de problème de discrimination de fréquence et que l'on peut distinguer deux fréquences, aussi proches soient-elles. C'est généralement le cas des appareils modernes qui, par exemple, pour les gammes de fonctionnement de 1 à 100 Mhz possèdent des fenêtres

de mesure de l'ordre de 10 à 20 hz. Le récepteur comporte généralement, à son entrée, un amplificateur et/ou un mélangeur. Mais ces organes sont eux mêmes des éléments non-linéaires. Lorsqu'ils sont attaqués par des signaux à niveau élevé, ils engendrent des harmoniques et des produits d'intermodulation qui viennent se combiner à ceux que l'on souhaite mesurer, et qui perturbent la mesure.

C'est une gêne mineure si l'organe à mesurer est fortement non-linéaire, le niveau des non-linéarités à mesurer masquant alors celles du récepteur. Mais dans le cas des amplificateurs de liaison analogique, la mesure est perturbée au point d'être rendue impossible. Il est alors nécessaire de supprimer ou du moins atténuer fortement la ou les fréquences fondamentales à l'aide d'un filtre. Ce filtre doit avoir des caractéristiques telles qu'il atténue la ou les fréquences fondamentales tout en laissant passer les fréquences harmoniques et les fréquences des produits d'intermodulation à mesurer. Ces exigences soulèvent deux problèmes :

1) - un filtre passif possède une impédance caractéristique qui n'est déterminée que dans sa bande passante. En dehors de celle-ci, cette impédance est mal déterminée. Or, c'est justement dans cette zone que tombe(nt) la ou les fréquences fondamentales. L'organe à mesurer ne voit donc pas l'impédance caractéristique devant le charger en cours de fonctionnement normal. Or, le taux de non-linéarité dépend précisément de cette impédance de charge.

La mesure ne peut donc se faire dans les conditions normales de fonctionnement. On s'affranchit habituellement de ce problème en insérant entre l'organe à mesurer et le

filtre, un atténuateur qui améliore le coefficient de réflexion de ce dernier, de deux fois son atténuation. L'expérience montre qu'un atténuateur de 7 à 8 dB est généralement nécessaire. Mais cet atténuateur diminue d'autant la sensibilité du récepteur et donc le niveau minimum du signal de non-linéarité que l'on souhaite mesurer.

- 5 2) - Pour les mesures en harmonique, on sait réaliser sans difficulté des filtres stoppant une fréquence f_1 et laissant passer les fréquences $2f_1$, $3f_1$... Il en va tout autrement avec les produits d'intermodulation. C'est ainsi que 10 deux signaux aux fréquences f_1 et f_2 envoyés simultanément dans un même dispositif non-linéaire engendrent non seulement des harmoniques, mais également des produits de fréquence $f_1 + f_2$, $f_1 - f_2$, des produits de fréquences $2f_1 + f_2$, $2f_2 + f_1$ et des produits de fréquences 15 $2f_1 - f_2$, $2f_2 - f_1$ pour se limiter à l'ordre 3. 20 Dans le cas où l'on souhaite mesurer ces derniers produits, on observe que l'écart entre la fréquence de l'un d'eux et la fréquence d'un fondamental est égal à l'écart entre 25 les deux fréquences fondamentales. En conséquence, si les deux fréquences fondamentales sont très proches, la fréquence des produits correspondant sera également très proche. Le filtre placé à l'entrée du récepteur devra avoir 30 une raideur importante afin de discriminer ces fréquences. A titre d'exemple, un filtre à composants discrets permet un écart de 5% des fréquences fondamentales et un filtre à quartz un écart de 1%. Mais ces derniers 35 sont très onéreux.

Un dispositif de mesure, selon l'art antérieur, d'un produit d'intermodulation de fréquence égale par exemple à $2f_1 - f_2$ est alors conforme au schéma de la figure 1.

5 Ce dispositif comprend deux générateurs G_1 et G_2 délivrant des signaux aux fréquences f_1 et f_2 , deux filtres de sources 11 et 12 de type passe-bas (qui sont destinés à améliorer la pureté spectrale des générateurs), un coupleur 14, un
10 organe 16 qui est l'organe à mesurer, un atténuateur 18, un filtre passe-bande 20 centré sur la fréquence $2f_1 - f_2$ et enfin un récepteur R.

15 L'utilisation d'un filtre passe-bande en réception permet, avec un seul filtre, de réaliser la mesure avec plusieurs couples de fréquences f_1 et f_2 à condition bien sûr que le produit d'intermodulation tombe à la fréquence centrale du filtre.

20 Pour remédier aux inconvénients évoqués plus haut (et qui sont liés à l'utilisation d'un filtre), la présente invention propose de réaliser l'atténuation des fréquences fondamentales par un autre moyen que par filtrage, à savoir par un moyen de type interférométrique. A cette fin, l'invention propose d'utiliser un coupleur pour prélever
25 les signaux aux fréquences fondamentales à la sortie des générateurs (ou à l'entrée de l'organe à mesurer) et pour les réinjecter à l'entrée du récepteur (ou à la sortie dudit organe) avec une amplitude et une phase convenables pour supprimer (ou tout au moins atténuer fortement) chaque signal fondamental.

30 De façon plus précise, l'invention a pour objet un dispositif de mesure des caractéristiques non-linéaires d'un organe électrique, ce dispositif comprenant une pluralité de générateurs de signaux à des fréquences fondamentales différentes

alimentant une branche de mesure comprenant l'organe en question, des moyens d'atténuation, dans le signal délivré par ladite branche, des signaux aux différentes fréquences fondamentales, et un
5 récepteur de mesure, caractérisé en ce que ces moyens d'atténuation sont constitués par autant de branches de compensation qu'il y a de générateurs, chaque branche comprenant un déphasageur et un atténuateur réglables et étant connectée en parallèle sur la branche de mesure au moyen de coupleurs,
10 une partie des signaux émis par les générateurs étant ainsi superposés à l'entrée du récepteur au signal délivré par la branche de mesure, le déphasageur et l'atténuateur de chaque branche de compensation étant réglés pour rendre minimale
15 la composante du signal appliquée au récepteur à la fréquence fondamentale correspondant à chacun des générateurs.

Les avantages du dispositif de l'invention
20 sont nombreux :

- il permet la mesure de non-linéarité d'un organe quelconque,
- il ne nécessite pas de filtre à l'entrée du récepteur,
- les mesures de non-linéarités peuvent être effectuées à toute fréquence et non plus à quelques fréquences,
- la proximité des fréquences fondamentales n'est plus limitée par la raideur d'un filtre et les fondamentaux peuvent être aussi proches qu'il est souhaitable (du moins dans la limite de discrimination du récepteur qui peut être de l'ordre de 10^{-7}),
- le niveau minimum mesurable est abaissé du fait qu'entre l'organe à mesurer et le récepteur ne se trouve qu'un coupleur à 3 dB (et éventuellement

un atténuateur). Le gain sur le niveau minimum du fondamental est de quelques décibels ;

- le bruit propre de la source est compensé près du fondamental : en utilisant le dispositif de l'invention avec deux fréquences suffisamment proches, on peut mesurer des produits d'intermodulation qui sont normalement noyés dans le bruit de la source.

De toute façon, les caractéristiques et 10 avantages de l'invention apparaîtront mieux après la description qui suit, d'exemples de réalisation donnés à titre explicatif et nullement limitatif. Cette description se réfère à des dessins annexés sur lesquels :

- la figure 2 représente les variations de l'atténuation d'un signal à une fréquence fondamentale lorsqu'on lui superpose un signal de même phase, mais d'amplitude différente,
- la figure 3 représente les variations de l'atténuation d'un signal à une fréquence fondamentale lorsqu'on lui superpose un signal de même amplitude, mais de phase différente,
- les figures 4, 5 et 6 représentent trois modes particuliers de réalisation d'un dispositif selon l'invention,
- la figure 7 représente le résultat d'une analyse spectrale d'un signal vu par un récepteur précédé d'un dispositif dépourvu de branches de compensation,
- la figure 8 représente le résultat de l'analyse spectrale du signal vu par un récepteur précédé d'un dispositif de compensation conforme à l'invention,

- la figure 9 représente un exemple des variations d'un produit d'intermodulation de fréquence $2f_1 - f_2$ en fonction du niveau du fondamental,

5 - la figure 10 illustre un dispositif selon l'invention pourvu d'un automatisme de réglage analogique,

- la figure 11 illustre un dispositif selon l'invention pourvu d'un calculateur apte à effectuer le réglage.

10 L'invention est essentiellement basée sur un processus interférométrique entre deux signaux alternatifs. Si la phase du signal réinjecté à l'entrée du récepteur est exactement opposée à la phase du signal de sortie de l'organe à mesurer et si les amplitudes de ces deux signaux sont rigoureusement égales, alors l'atténuation est parfaite, c'est-à-dire infinie. Mais cette situation idéale n'est jamais obtenue dans la réalité et il existe toujours de légers écarts de phase $\Delta\varphi$ et d'amplitude Δk entre les deux signaux. L'atténuation n'est alors plus infinie.

25 Les courbes des figures 2 et 3 donnent les variations de cette atténuation A (exprimée en décibels et portée en ordonnées) respectivement en fonction de Δk (exprimée en dB et porté en abscisses) respectivement lorsque le déphasage $\Delta\varphi$ est nul et en fonction de $\Delta\varphi$ (exprimé en degré et porté en abscisses) lorsque l'écart d'amplitude Δk est nul.

30 La figure 4 représente un premier mode de réalisation d'un dispositif selon l'invention, qui permet d'obtenir l'atténuation désirée des fréquences fondamentales. Le cas illustré correspond à la mesure de produits d'intermodulation faisant intervenir trois fréquences fondamentales f_1 , f_2 et f_3 .

Le dispositif comprend alors : trois générateurs G_1 , G_2 et G_3 délivrant des signaux sinusoïdaux respectivement aux fréquences f_1 , f_2 et f_3 ; trois filtres de sources F_1 , F_2 et F_3 ; trois coupleurs C_1 , C_2 et C_3 ; trois branches de compensation BC_1 , BC_2 et BC_3 constituées chacune par un déphasageur réglable (D_1 , D_2 , D_3) et un atténuateur réglable (A_1 , A_2 et A_3) ; deux coupleurs C_4 , C_5 ; une branche de mesure qui, dans le cas illustré, est une branche d'amplification BA comprenant un amplificateur encadré par deux atténuateurs 31 et 32 ; trois coupleurs C_6 , C_7 et C_8 et enfin un récepteur R .

La figure 5 illustre un second mode de réalisation qui diffère du premier par l'utilisation de résistances de couplage R_1 , R_2 et R_3 , aux lieu et place des coupleurs C_1 , C_2 et C_3 , et par l'emploi de coupleurs C_{10} et C_{11} connectés différemment des coupleurs C_4 et C_5 .

La figure 6 illustre encore un autre mode de réalisation qui diffère du premier par le branchement des coupleurs C_{12} et C_{13} et par l'utilisation, dans chaque branche de compensation, d'un amplificateur (a_1 , a_2 et a_3) suivi d'un filtre passe-bas (FC_1 , FC_2 , FC_3) laissant passer des fréquences f_1 , f_2 et f_3 propres à chaque branche.

Le réglage du dispositif peut se faire de façon très simple en procédant successivement à l'extinction de chacune des fréquences fondamentales. Pour cela, une modulation entre l'entrée et la sortie du dispositif fait apparaître une courbe présentant des minima régulièrement espacés et dont la profondeur est plus ou moins marquée (on peut utiliser un analyseur de réseau au lieu d'un modulateur, la courbe apparaissant alors sur un écran). Le réglage consiste alors à agir sur les déphasageurs pour déplacer les minima et amener

l'un d'entre eux à la fréquence désirée. En agissant ensuite sur les atténuateurs, on rend ce minimum aussi faible que possible. Enfin, en reconnectant le générateur et en réglant le récepteur sur la 5 fréquence désirée, on peut parfaire la compensation en agissant sur des réglages fins.

Les atténuateurs des branches de compensation peuvent être des atténuateurs à plots, ou 10 des amplificateurs dont le gain varie par action sur une contre-réaction. Les déphaseurs variables peuvent être des longueurs de lignes commutées présentant une grande bande passante. Mais on peut utiliser aussi des déphaseurs à composants discrets, 15 des montages utilisant des dispositifs à onde de surface, des amplificateurs opérationnels, etc...

Les figures 7 et 8 illustrent l'atténuation des fréquences fondamentales qui peut être obtenue à l'aide d'un dispositif conforme à l'invention. Ces figures représentent le résultat d'une analyse 20 spectrale du signal présent à l'entrée du récepteur dans le cas de l'utilisation de deux fréquences fondamentales, en l'absence de branches de compensation (figure 7) et en présence de ces branches selon l'invention (figure 8).

25 La fréquence centrale F_0 est égale à 56 000, 150 kHz. La fréquence f_1 est à $F_0 - 150$ Hz et la fréquence f_2 à $F_0 + 150$ Hz. En abscisses une division représente 100 Hz.

On constate sur la figure 7 la présence 30 de raies d'ordre 3 à 55 999, 700 kHz et à 56 000, 600 kHz, mais également de raies d'ordre 6 à 55 999, 400 kHz et 56 000, 900 kHz. Toutes ces raies sont dues à une saturation du mélangeur d'entrée comme indiqué plus haut.

35 La courbe de la figure 8 présente la même analyse spectrale avec 60 dB de compensation

des signaux aux fréquences fondamentales obtenue avec le dispositif de l'invention. On constate sur cette figure que le bruit de fond du générateur a également été compensé, du moins dans la fenêtre très étroite (2 kHz) où l'analyse est réalisée.

5 Les raies d'ordre 5 ont disparu et les raies d'ordre 3 ont considérablement diminué. Du fait de la dynamique du récepteur ces raies sont dues uniquement à l'amplificateur en mesure. On constate en effet 10 que les fondamentaux ne sont qu'à 30 dB au-dessus des produits d'intermodulation.

On peut remarquer que c'est arbitrairement que l'on a choisi un écart de 300 Hz entre les fréquences fondamentales. Comme le récepteur discrimine sans difficulté des fréquences encore plus rapprochées, il aurait été possible de prendre un écart plus faible, par exemple de 50 Hz. Un filtre qui permettrait le même résultat selon la technique de l'art antérieur devrait donc être 20 un stop-bande de 60 dB d'affaiblissement et de 10^{-8} de raideur. Un tel filtre est irréalisable.

La courbe de la figure 9 représente le niveau Ni du produit d'intermodulation de fréquence $2f_1 - f_2$ en fonction du niveau NF des fondamentaux. 25 Les deux fondamentaux sont émis au même niveau et c'est leur valeur commune qui est représentée en abscisses.

On observera que cette mesure correspond à une dynamique de niveau des fondamentaux très importante (-1 à +22 dBm) et avec des fréquences fondamentales très proches l'une de l'autre.

30 35 Les mesures décrites précédemment correspondent à un réglage manuel des branches de compensation. Elles demandent un certain entraînement de la part de l'opérateur pour être effectuées rapidement. C'est pourquoi l'invention prévoit

des variantes dans lesquelles ce réglage est automatique.

5 Deux types d'automatisme peuvent être utilisés, l'un analogique, l'autre logique. Ces deux automatismes, dont le principe est le même, se distinguent par le fait que le premier fonctionne à partir de tensions continues et le second à partir de signaux numérisés fournis à un calculateur.

10 Ils sont illustrés sur les figures 10 et 11 dans le cas particulier d'une mesure de produits d'intermodulation en $2f_1 - f_2$, laquelle nécessite deux générateurs.

15 Le dispositif représenté sur la figure 10 est du genre de celui de la figure 4. Il comprend deux branches de compensation composées chacune d'un générateur (G_1, G_2), d'un coupleur (C_1, C_2), d'un déphaseur réglable (D_1, D_2) et d'un atténuateur (A_1, A_2). Des coupleurs C_5, C_6 réunissent ces branches à la branche amplificatrice BA. L'ensemble 20 est relié à un récepteur R. Le récepteur R possède une entrée 40 et une sortie 50 délivrant un signal continu proportionnel au niveau mesuré du produit d'intermodulation.

25 Les déphaseurs D_1 et D_2 et les atténuateurs A_1 et A_2 sont commandés par un circuit de réglage automatique 60 qui comprend : un adaptateur de niveau 62 ; un dispositif à retard 64 relié à l'adaptateur ; un comparateur 66 à deux entrées 67 et 68, la première étant reliée à l'adaptateur 62 30 et la seconde au dispositif à retard 64 ; un circuit 70 de dénombrement des changements de signe du signal qui lui est appliqué et qui provient du comparateur 66 ; un commutateur 72 possédant une entrée de commande 73 reliée au circuit 70 de dénombrement, une entrée 74 reliée au comparateur 66, et deux sorties 75, 76 ; un circuit de commande 35

d'atténuation 80A relié à la sortie 75 du commutateur 72 ; et enfin, un circuit de commande de déphasage 80D relié à la sortie 76 de ce même commutateur.

Le dispositif représenté comprend encore
5 des commutateurs ou relais : un commutateur 82
à une entrée reliée au circuit de commande d'atté-
nuation 80A et à deux sorties reliées respectivement
aux atténuateurs réglables A_1 et A_2 des deux bran-
ches ; un commutateur 84, à une entrée reliée au
10 circuit de commande de déphasage 80D et à deux
sorties reliées respectivement aux déphaseurs régla-
bles D_1 et D_2 des deux branches ; deux relais 86,
88 disposés entre les générateurs G_1 , G_2 et les
coupleurs C_1 , C_2 . Les quatre organes 82, 84, 86
15 et 88 sont commandés par un circuit 90.

Le fonctionnement de ce circuit est le
suivant. Chacun des fondamentaux est d'abord compensé
avant que soit entreprise la mesure. A cet effet,
le commutateur 90 commande les relais 82, 84, 86
20 et 88. Pour compenser le signal à la fréquence
 f_1 issu de G_1 , 86 est fermé, 82 et 84 sont connectés
du côté de l'atténuateur et du déphaseur variables
de la première voie et 88 est ouvert ; et vice-
versa pour la compensation du signal à la fréquence
25 f_2 . En position mesure, les relais 86 et 88 sont
fermés alors que les commutateurs 82 et 84 sont
découplés des atténuateurs et des déphaseurs. Dans
ces conditions, la tension prélevée sur la sortie
50 du récepteur R traverse l'adaptateur de niveau
62 qui a pour rôle de rendre compatible les niveaux
de fonctionnement. La tension délivrée par le ré-
cepteur R est comparée à tout instant par 66 avec
celle de l'instant précédent. Le comparateur 66
délivre une tension positive ou négative selon
30 l'état des tensions appliquées sur ses entrées
67 et 68. Cette tension agit dans un sens ou dans

l'autre sur la commande d'atténuation 80A ou de déphasage 80D, selon la position du commutateur 72.

Ce dernier met en oeuvre successivement les commandes d'atténuation et de déphasage. Pour cela, le circuit 70 dénombre les changements de signe de la sortie du comparateur 66. Au bout d'un nombre fixé de changements de signe, il commute 72.

Le rôle des circuits 80A et 80D est ensuite d'agir sur les atténuateurs et déphaseurs pour que la tension à l'entrée 67 du comparateur soit inférieure à la tension à l'entrée 68.

Les atténuateurs variables A_1 et A_2 et les déphaseurs variables D_1 et D_2 sont à mémoire. Il s'agit par exemple de moteurs agissant sur des résistances variables.

Le fondamental issu de G_1 étant compensé, le même processus est employé pour la compensation du fondamental issu de G_2 .

Toutes ces fonctions peuvent être remplies par des moyens numériques de traitement de l'information. Le schéma synoptique du dispositif correspondant est représenté sur la figure 11 qui comprend un calculateur 91 relié par un bus de 92 aux générateurs G_1 , G_2 , au récepteur R, et aux organes de réglage A_1 , A_2 et D_1 , D_2 .

Le calculateur procède à l'équilibrage de chacune des branches de la manière suivante. Le générateur G_2 est d'abord éteint et G_1 est amené à son niveau nominal. Le récepteur étant calé sur f_1 , une action sur A_1 et D_1 entraîne l'extinction du fondamental f_1 . Lorsque le niveau de ce fondamental est inférieur à un niveau prédéterminé, le générateur G_1 est déconnecté et G_2 est mis en service. La compensation s'effectue alors sur le fondamental f_2 . Il reste alors à réaliser la mesure et le calculateur commande le calage du récepteur sur $2f_1 - f_2$ ou $2f_2 - f_1$.

Le dispositif qui vient d'être décrit trouve une application privilégiée dans la mesure de la puissance de saturation des amplificateurs.

On sait qu'un amplificateur a pour rôle 5 de délivrer un signal aussi semblable que possible au signal d'entrée, mais amplifié. Si le signal d'entrée augmente, il peut apparaître une déformation du signal de sortie du fait de la saturation de l'amplificateur.

Par ailleurs, un amplificateur est un 10 organe non-linéaire, ce qui signifie que pour un signal d'entrée à la fréquence f_0 , l'amplificateur restitue un signal à cette fréquence f_0 , mais également des signaux à des fréquences harmoniques $2f$, 15 $3f$... dont on souhaite qu'elles restent à un niveau aussi bas que possible. La théorie montre qu'en régime linéaire de fonctionnement, l'harmonique 3 varie, en niveau, trois fois plus vite que le fondamental. A l'approche de la saturation cette 20 pente varie et augmente rapidement.

Le C.C.I.T.T. a donc donné, dans l'avis G223, tome III-1 du livre orange, une définition de la saturation qui est la suivante :

"Le niveau de saturation d'un amplificateur 25 (ou niveau de puissance utilisable) est le niveau absolu de puissance à la sortie pour lequel le niveau absolu de puissance du troisième harmonique augmente de 20 dB quand le niveau du signal appliqué à l'entrée de cet 30 amplificateur augmente de 1 dB."

Cette définition n'est plus applicable quand 35 la fréquence de mesure est si élevée que le troisième harmonique tombe hors de la bande transmise par l'amplificateur. On peut alors appliquer la définition suivante :

Seconde définition. Le niveau de saturation (ou niveau de puissance utilisable) d'un am-

plificateur est supérieur de 6 dB à la valeur commune, à la sortie de l'amplificateur, des niveaux absous de puissance de deux ondes sinusoïdales de même amplitude et de fréquences respectives A et B quand on les règle de telle sorte que, si l'on augmentait de 1 dB le niveau de chacune à l'entrée de cet amplificateur, le niveau de sortie du produit d'intermodulation de fréquence (2 A-B) augmenterait de 20 dB".

Il se trouve qu'avec l'utilisation des transistors la pente maximum de l'harmonique 3 ne dépasse pas 12 à 15, ce qui rend la définition précédente inutilisable.

Il est donc nécessaire de rechercher quel est le changement d'état d'un amplificateur qui caractérise sa saturation. Un certain nombre de critères peuvent être envisagés :

1) - variation de gain :

Le gain d'un amplificateur est théoriquement indépendant du niveau du signal qui lui est injecté. On constate cependant, à partir d'un certain niveau, que ce gain varie. La saturation pourrait être définie à partir du niveau pour lequel le gain a varié d'une certaine quantité.

2) - rotation de phase :

De même que pour le gain, la phase d'un amplificateur est indépendante du niveau sauf à l'approche de la saturation. La saturation pourrait être le niveau pour lequel la phase a varié d'une certaine quantité.

3) - changement de pente des harmoniques 2 et 3 :

C'est cette définition (sur l'harmonique 3) qui est retenue provisoirement par le C.C.I.T.T.

En fonction du niveau du fondamental et en régime de non-saturation l'harmonique 2 varie avec une pente de 2 et l'harmonique 3 avec une pente de 3. A l'approche de la saturation, cette pente augmente.

5 La précédente définition du C.C.I.T.T. reposait sur l'apparition d'une pente de 20 sur l'harmonique 3. On pourrait naturellement proposer une définition de la saturation basée sur l'apparition d'une pente plus faible (6 dB pour 1 dB par exemple) sur l'un des deux harmoniques ou sur le niveau où l'harmonique s'écarte d'une quantité déterminée de sa valeur théorique.

10 Toutes ces définitions, bien qu'envisageables présentent néanmoins un inconvénient : elles sont basées sur l'apparition d'un coude sur une courbe et l'expérience montre que ce coude est généralement peu accentué. Ces définitions conduisent donc, par nature, à une imprécision 15 dans la mesure et aucune d'entre elles ne peut être retenue pour une définition précise de la puissance de saturation d'un amplificateur.

20 Le dispositif de l'invention permet justement de fonder la mesure d'un tel paramètre sur un autre critère beaucoup plus satisfaisant que les précédents. Selon ce critère, on prend en compte, non plus l'une ou l'autre des grandeurs envisagées 25 plus haut (gain, déphasage, etc...), mais une grandeur qui combine la totalité des effets engendrés par la saturation. Cette grandeur est l'amplitude 30 du signal que délivre précisément le dispositif de l'invention. En effet, le signal issu du dispositif de l'invention peut être considéré comme un signal d'erreur, lequel est engendré par la

saturation qui affecte l'amplificateur. Ce signal est la résultante de tous les effets indiqués plus haut. Sa variation est donc particulièrement brutale à l'approche de la saturation. Le dispositif de
5 l'invention permet alors une mesure précise de la puissance à laquelle ce phénomène apparaît.

REVENDICATIONS

1. Dispositif de mesure des caractéristiques non-linéaires d'un organe électrique, ce dispositif comprenant une pluralité de générateurs (G₁, G₂, G₃...) de signaux à des fréquences fondamentales différentes (f₁, f₂, f₃...) alimentant une branche de mesure (BA) comprenant l'organe en question, des moyens d'atténuation, dans le signal délivré par ladite branche, des signaux aux différentes fréquences fondamentales, et un récepteur de mesure (R), caractérisé en ce que ces moyens d'atténuation sont constitués par autant de branches de compensation (BC₁, BC₂, BC₃...) qu'il y a de générateurs, chaque branche comprenant un déphasageur (D₁, D₂, D₃...) et un atténuateur (A₁, A₂, A₃...) réglables et étant connectée en parallèle sur la branche de mesure au moyen de coupleurs (C₁, C₂, C₃...), une partie des signaux émis par les générateurs étant ainsi superposés à l'entrée du récepteur au signal délivré par la branche de mesure, le déphasageur et l'atténuateur de chaque branche de compensation étant réglés pour rendre minimale la composante du signal appliquée au récepteur à la fréquence fondamentale correspondant à chacun des générateurs.

2. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que les déphasageurs et atténuateurs des différentes branches de compensation sont pourvus de moyens de réglage manuels.

3. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que les déphasageurs et atténuateurs des différentes branches de compensation sont commandés par un circuit de réglage automatique comprenant : un adaptateur de niveau (62) relié

à la sortie du récepteur (R), un dispositif à retard (64) relié à l'adaptateur, un comparateur (66) à deux entrées, l'une (67) reliée à l'adaptateur et l'autre (68) au dispositif à retard, un circuit 5 (70) de dénombrement des changements de signe du signal délivré par le comparateur, un commutateur (72) possédant une entrée (74) reliée au comparateur, une entrée de commande (73) reliée audit circuit de dénombrement et une première et une seconde 10 sorties (75, 76), un circuit de commande d'atténuation (80A) relié à la première sortie (75) du commutateur (72) et un circuit de commande de déphasage (80D) relié à la deuxième sortie (76) du commutateur (72).

15 4. Dispositif selon la revendication 3, caractérisé en ce qu'il comprend en outre un commutateur (82) relié au circuit de commande d'atténuation (80A) et possédant autant de sorties que le dispositif comprend de branches de compensation, chacune de ces sorties étant reliée à l'atténuateur réglable de l'une des branches, et un autre commutateur (84) relié au circuit de commande de déphasage (80D) et possédant autant de sorties que le dispositif comprend de branches de compensation, chacune 20 de ces sorties étant reliée au déphaseur de l'une des branches ; ainsi que des relais (86, 88) insérés entre les générateurs ($G_1, G_2, G_3\dots$) et les branches de compensation ($BC_1, BC_2, BC_3\dots$).

25 5. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que les déphaseurs et atténuateurs des différentes branches de compensation sont commandées par un calculateur (91) relié à la sortie du récepteur.

30 6. Application du dispositif selon l'une quelconque des revendications 1 à 5, à la mesure de la puissance de saturation des amplificateurs.

1/8

FIG.1

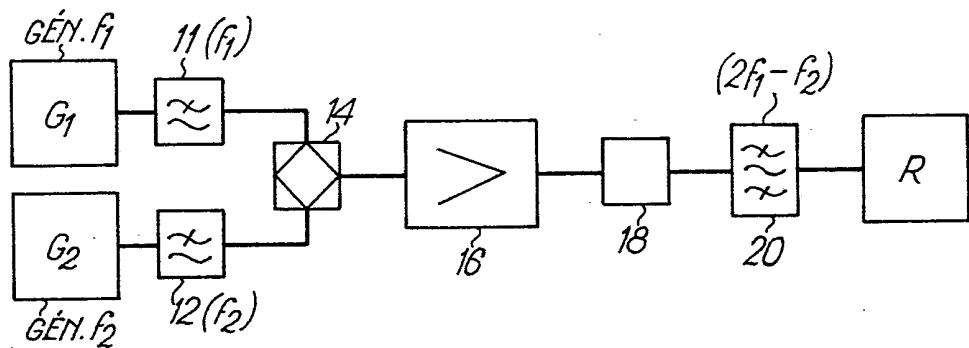
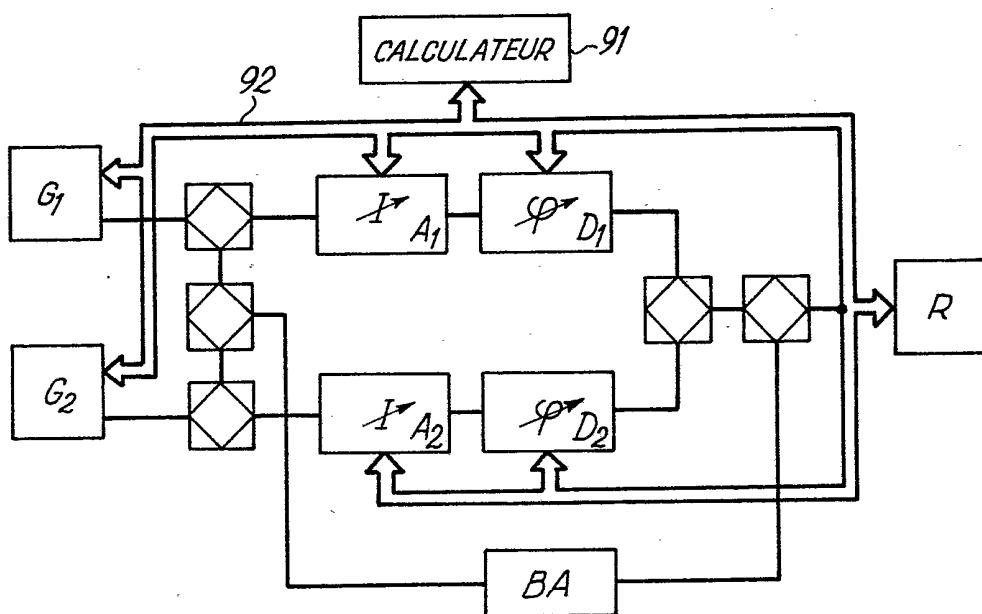
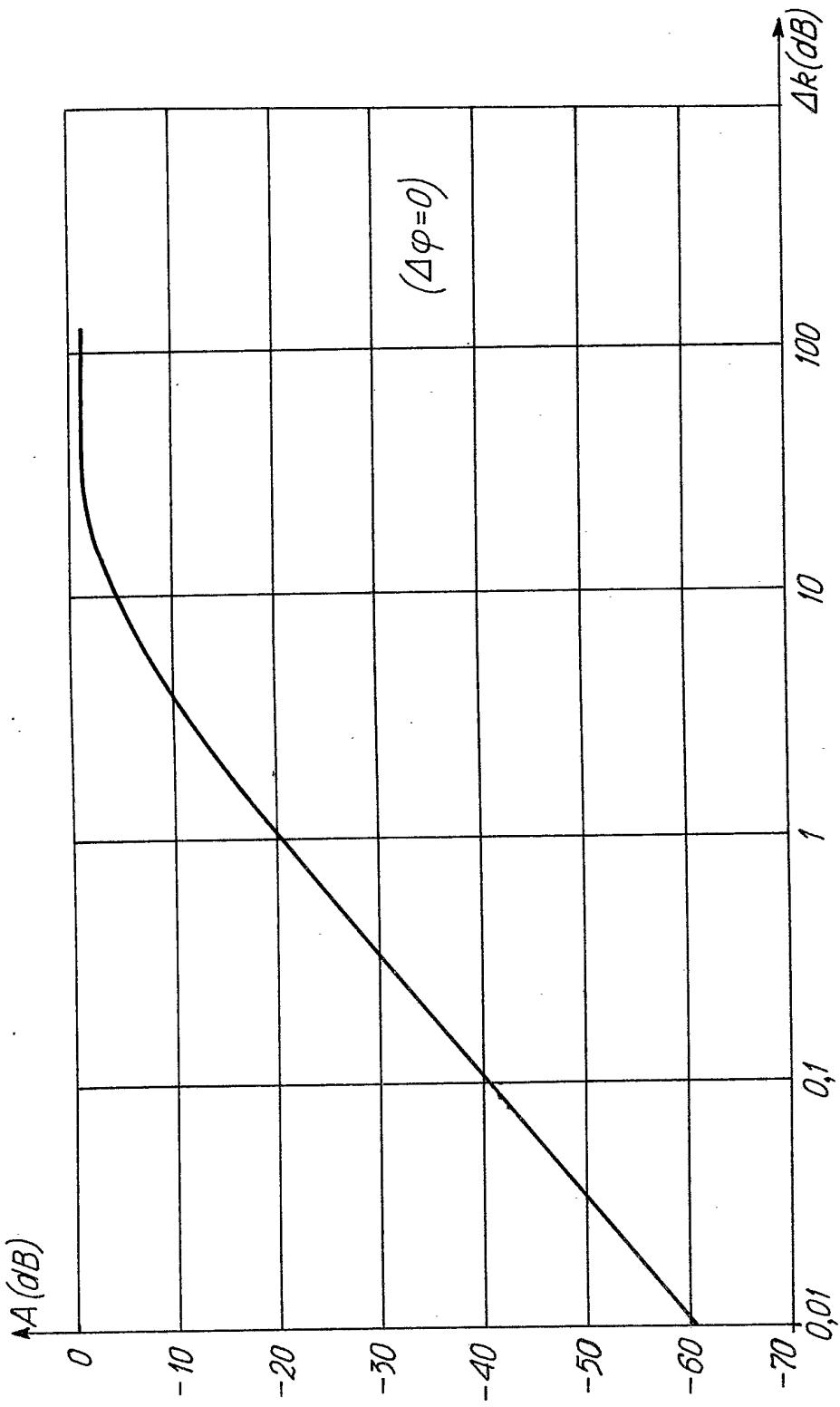


FIG.11



2/8

FIG.2



2476846

3/8

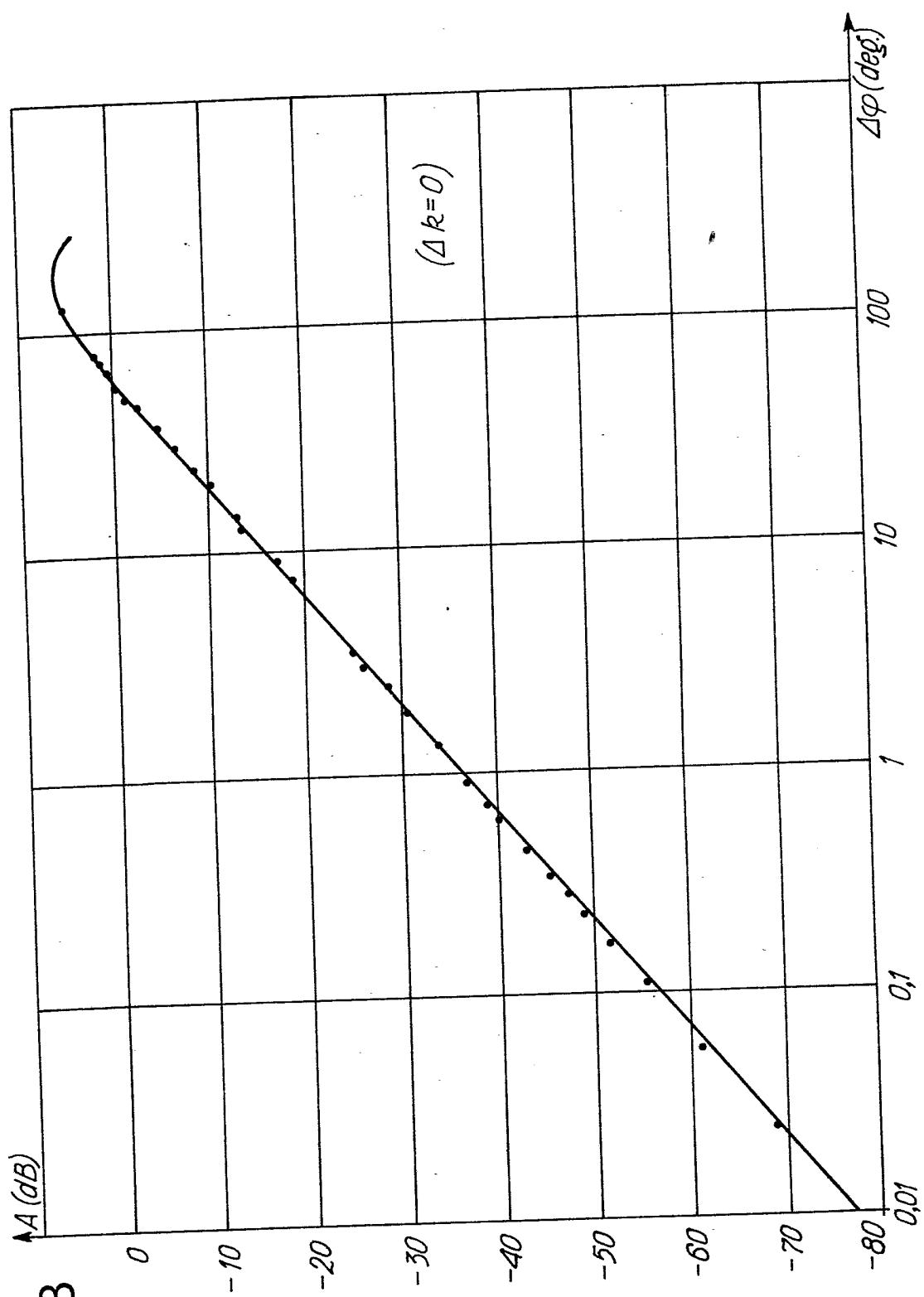


FIG.3

4/8

FIG.4

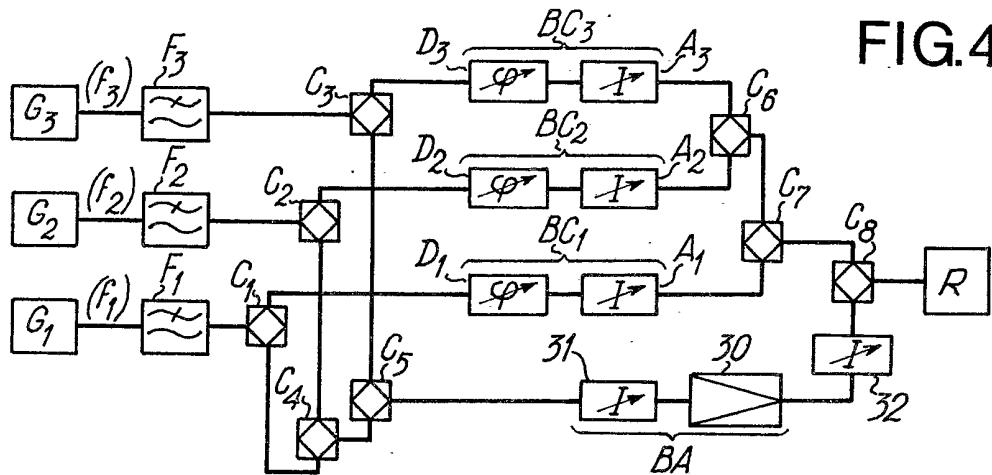


FIG.5

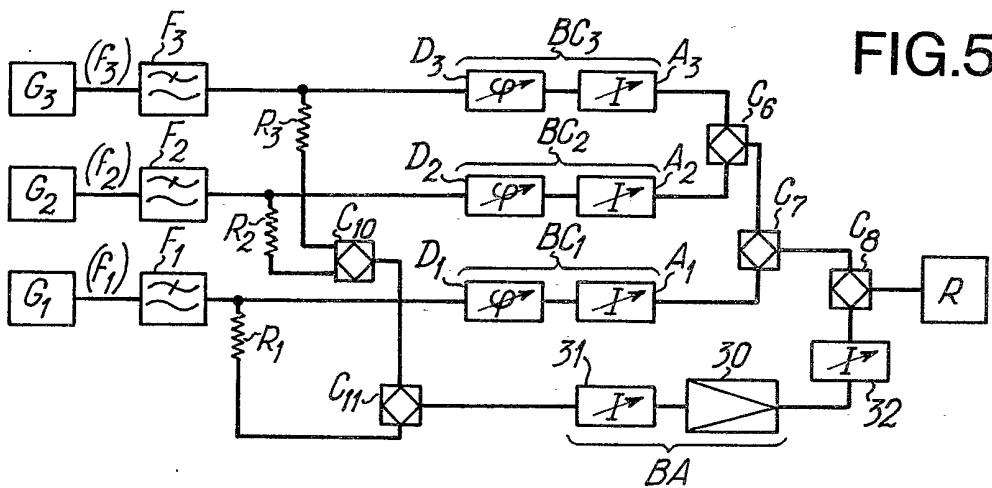
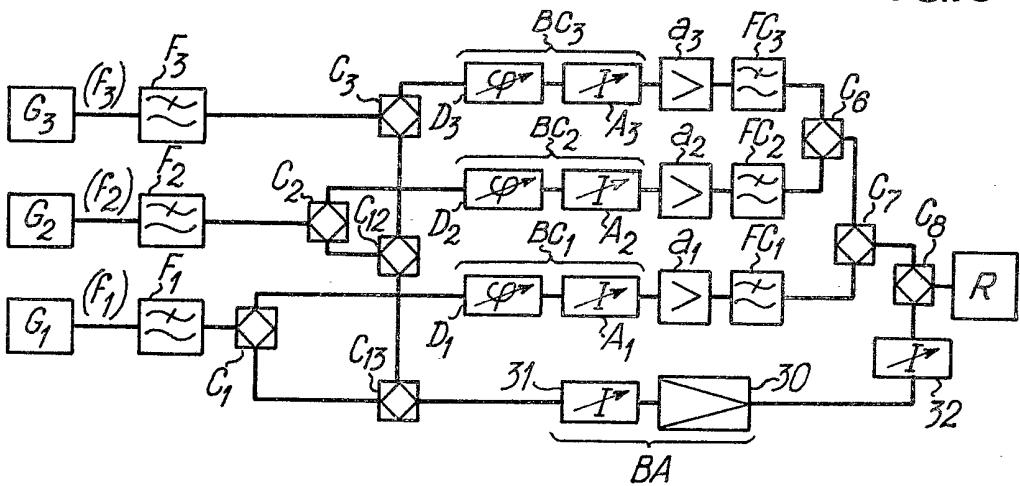


FIG.6



2476846

5/8

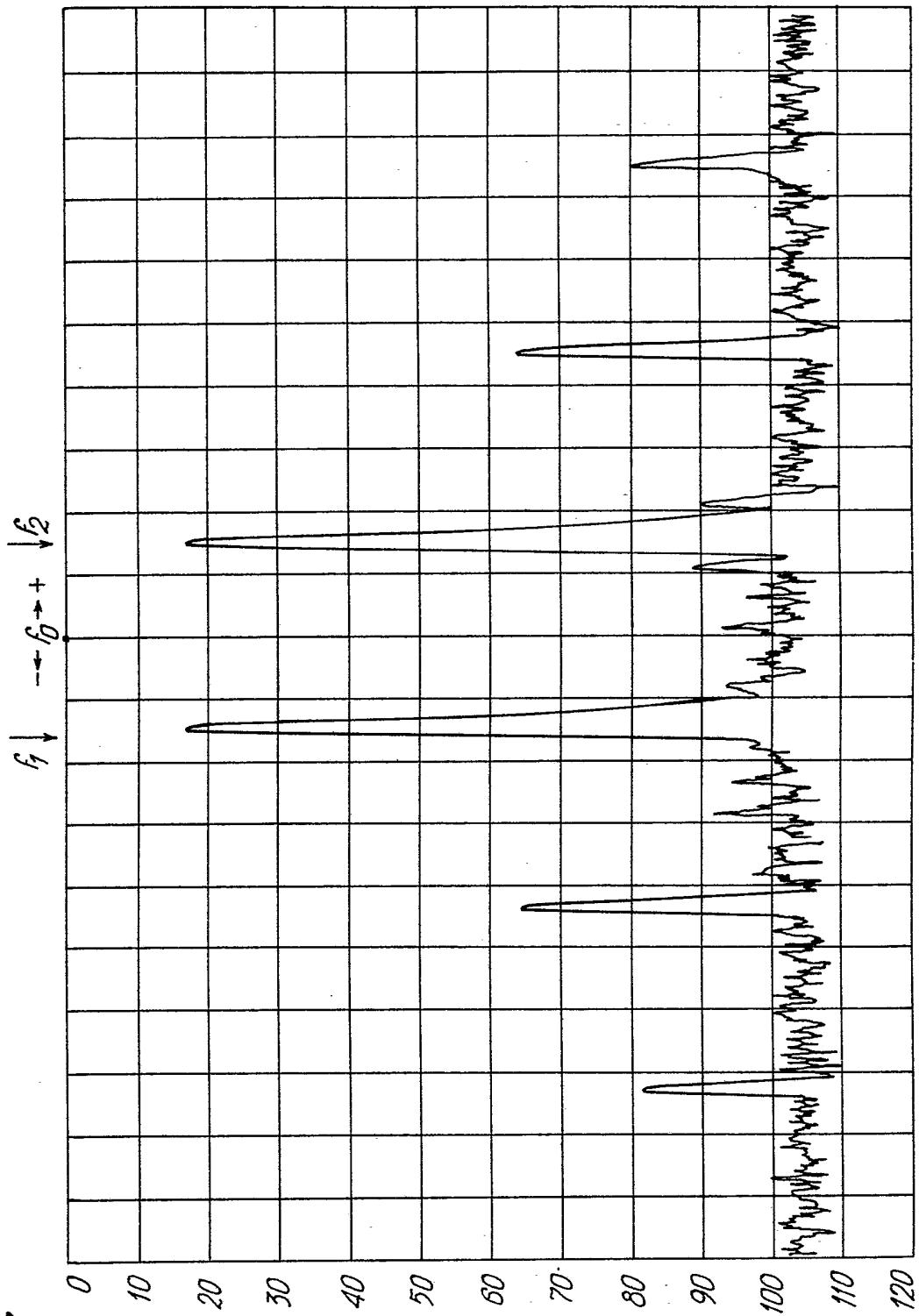
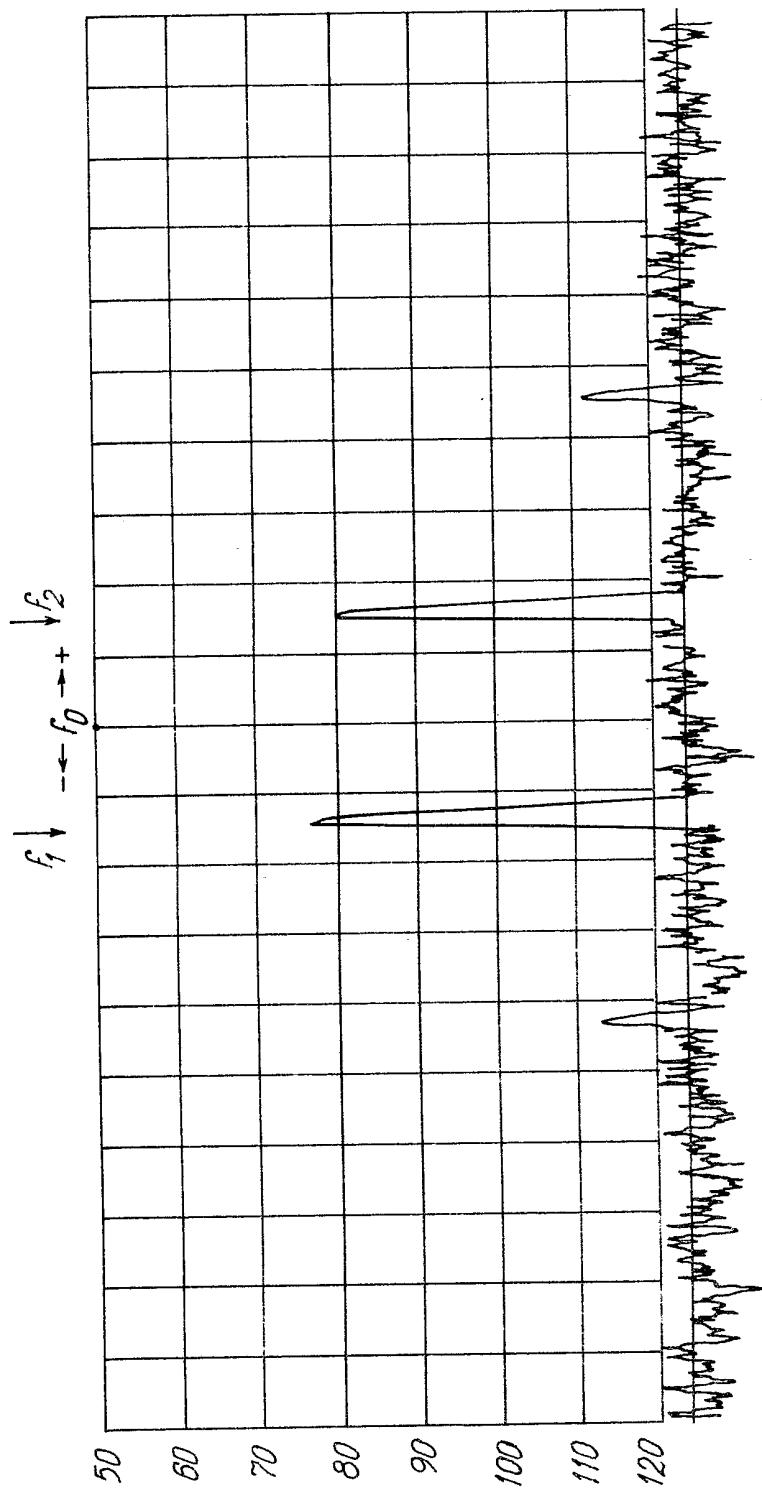


FIG.7

2476846

6/8

FIG.8



2476846

7/8

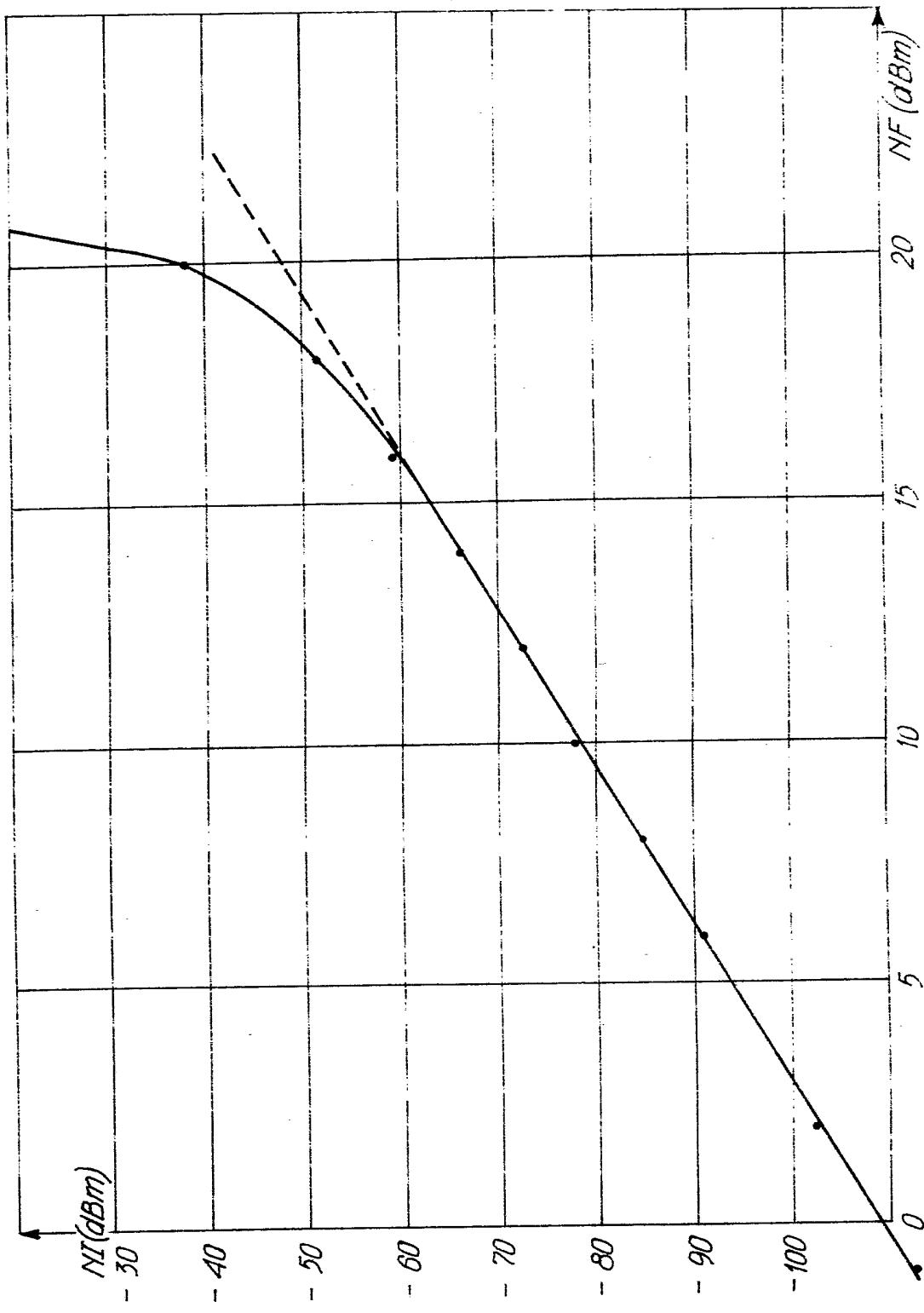


FIG.9

8/8

FIG.10

