

①2

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

②2 Date de dépôt : 24 août 1982.

③0 Priorité

④3 Date de la mise à disposition du public de la
 demande : BOPI « Brevets » n° 9 du 2 mars 1984.

⑥0 Références à d'autres documents nationaux appa-
 rentés :

⑦1 Demandeur(s) : THOMSON-CSF. — FR.

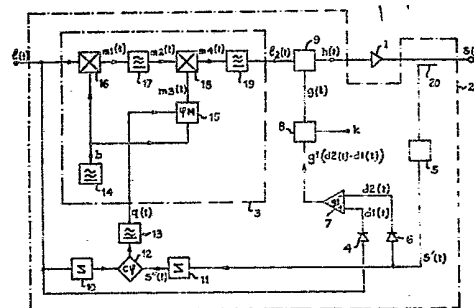
⑦2 Inventeur(s) : Daniel Gaudin.

⑦3 Titulaire(s) :

⑦4 Mandataire(s) : P. Guilguet.

⑤4 Dispositif de linéarisation pour amplificateur haute fréquence.

⑤7 L'invention consiste à réduire les distorsions d'un signal amplifié dues à la non linéarité d'un amplificateur 1 haute fréquence, à coefficients de non-linéarité complexes, en réalisant deux asservissements indépendants : asservissant deux paramètres du signal amplifié (enveloppe et phase) sur respectivement les deux mêmes paramètres du signal à amplifier. Le dispositif selon l'invention a un caractère universel et ne nécessite pas de réglage particulier dû à la nature de l'amplificateur à linéariser ou à la nature du signal à amplifier.
 Application : amplificateur en bande latérale unique.



FR 2 532 491 - A1

DISPOSITIF DE LINEARISATION POUR
AMPLIFICATEUR HAUTE FREQUENCE

La présente invention concerne un dispositif de linéarisation pour amplificateur haute fréquence consistant à réduire les effets de la non linéarité d'un amplificateur par introduction à l'entrée de cet amplificateur d'un signal précorrigé.

La non linéarité d'un amplificateur provoque l'apparition de signaux parasites appelés produits d'intermodulation, lorsqu'il est excité simultanément par plusieurs signaux dont les fréquences sont différentes. Lorsque les signaux haute fréquence à amplifier sont proches les uns des autres, par exemple dans le cas de signaux modulés, le phénomène d'intermodulation se traduit alors en dehors de la bande de modulation par une perturbation des communications utilisant des canaux voisins et dans la bande de modulation par une distorsion phonique et surtout par un accroissement du taux d'erreur en cas de transmission numérique multiplexée.

Pour éviter de pareils effets il convient de minimiser les conséquences du phénomène de non linéarité. Diverses solutions ont été proposées pour cela. Elles peuvent se classer en deux catégories les dispositifs à asservissement permanent et les dispositifs précorrecteurs. Les dispositifs à asservissement permanent consistent en un asservissement du signal à amplifier. Ces dispositifs, en général complexes, doivent être réalisés et adaptés au matériel à corriger. Ils ne sont de ce fait jamais transposables directement à d'autres amplificateurs si l'on ne connaît pas l'étage générateur de fréquence et l'étage modulateur.

Les dispositifs précorrecteurs, de type statique ou dynamique, tendent à redonner globalement une fonction de transfert soit rectiligne soit courbe à la chaîne d'amplification. Les dispositifs connus de l'art antérieur deviennent complexes dès que l'on a affaire à une non linéarité combinée de phase et d'amplitude.

Pour remédier au défaut de linéarité des amplificateurs haute fréquence l'invention prévoit de disposer en amont de l'amplificateur un étage de précorrection asservi tendant à annuler les produits d'inter-

modulation en agissant d'une part sur l'enveloppe du signal amplifié et d'autre part sur la différence de phase résultant entre le signal à amplifier et le signal amplifié.

L'invention consiste en un dispositif de linéarisation pour amplificateur haute fréquence du type recevant un signal à amplifier multi-
5 porteuse ou multitons caractérisé en ce qu'il comporte des moyens pour exercer indépendamment et séparément une contre-réaction sur l'enveloppe du signal amplifié et des moyens pour exercer une contre-réaction sur la phase du signal amplifié par rapport à celle du signal à amplifier.

10 L'invention sera mieux comprise au cours de la description qui suit et à l'examen des figures qui la soutiennent. Celles-ci sont données à titre indicatif et non limitatif des caractéristiques de l'invention. Elles représentent :

- figure 1a à 1d, les diagrammes de la fonction de transfert d'un
15 amplificateur haute fréquence à linéariser ;
- figure 2, l'allure du signal de sortie de cet amplificateur et de son enveloppe pour une excitation à deux tons égaux par exemple ;
- figures 3a et 3b, le spectre total et le spectre filtré du signal précédent ;
- 20 - figure 4, le schéma fonctionnel du dispositif de linéarisation selon l'invention ;
- figure 5, le diagramme du spectre d'un signal modulé en phase ;
- figures 6a à 6c, le diagramme du spectre et la représentation de Fresnel du signal correcteur de phase ;
- 25 - figures 7a à 7d, le diagramme du spectre d'établissement de la modulation de phase du signal à amplifier ;
- figure 8, le schéma fonctionnel d'un modulateur de phase ;
- figures 9, 10, 11, 12, 13, les diagrammes temporels des signaux intervenant dans le modulateur de phase précédent.

30 L'ensemble des figures 1 exprime la non linéarité d'amplification d'un amplificateur haute fréquence. Considérons un amplificateur recevant un signal $e(t)$ à l'entrée et délivrant un signal $S(t)$ à la sortie. $S(t)$ peut s'écrire :

$$S(t) = X(e(t)) + j Y(e(t))$$

dans lesquels X et Y sont des fonctions réelles et j est le nombre imaginaire tel que $j^2 = -1$.

Les figures 1a et 1b montrent que l'amplificateur haute fréquence n'est pas linéaire en particulier $X(e(t))$ n'est pas proportionnel à $e(t)$, et présente une légère saturation par exemple. Le module du signal de sortie peut être représenté par :

$$|S(t)| = \sqrt{X^2 + Y^2}$$

Le diagramme de ce module apparaît sur la figure 1c. Le déphasage du signal de sortie par rapport au signal d'entrée apparaît en :

$$\psi(S/e) = \text{Arctg}(Y/X)$$

et est représenté sur la figure 1d. En pointillés apparaissent sur ces deux derniers diagrammes les caractéristiques de transfert d'un amplificateur idéal. Le signal $e(t)$, amplifié par un tel amplificateur, subira donc des déformations lors de l'amplification. Ces déformations peuvent être explicitées en décomposant le signal $S(t)$ selon la décomposition du polynôme de Voltéra. Suivant une telle décomposition $S(t)$ s'écrit :

$$S(t) = A e(t) + B e^2(t) + C e^3(t) + \dots$$

dans laquelle A, B, C sont des nombres complexes tels que :

$$\begin{aligned} A &= a + j a' \quad \text{avec} \quad |A| = \sqrt{a^2 + a'^2} \\ B &= b + j b' \quad \text{avec} \quad |B| = \sqrt{b^2 + b'^2} \\ C &= c + j c' \quad \text{avec} \quad |C| = \sqrt{c^2 + c'^2} \\ &\dots \dots \dots \end{aligned}$$

$A, B, C \dots$ caractérisant les défauts de linéarité de l'amplificateur il est bon de remarquer que généralement leur module va décroissant lorsque ils pondèrent le signal d'entrée $e(t)$ élevé à une puissance de plus en plus élevée. On indiquera par la suite comment cette décomposition permet de mettre en évidence que le défaut de linéarité de l'amplificateur provoque la naissance de produit d'intermodulation gênant. Mais par ailleurs l'étude montrera qu'il n'est pas nécessaire de connaître la fonction de transfert de l'amplificateur que l'on cherche à corriger et que donc un dispositif selon la présente invention présente à cet effet un caractère universel. En effet, après traitement par le dispositif de linéarisation de l'invention, dans le signal final les termes X, Y, A, B, C , caractéristiques de l'amplificateur auront disparus pour être remplacés par une caracté-

ristique purement linéaire $S(t) = X'e(t)$ où X' est une valeur réelle.

Lorsque le signal $e(t)$ ne comporte qu'un ton haute fréquence, la non-linéarité ne provoque que des raies harmoniques dont l'amplitude selon le rang est directement liée à la valeur des coefficients A, B, C, \dots . Elles peuvent être éliminées aisément par filtrage. Par contre si le signal $e(t)$ comporte au moins deux tons il en va tout autrement et certaines raies parasites tombent en des zones de fréquence, intermédiaires aux deux tons. Si les deux tons sont proches l'un de l'autre on ne saura pas effectuer facilement le filtrage de ces produits d'intermodulation parasites.

L'étude qui suit, est faite pour un signal d'entrée $e(t)$ comportant deux tons égaux selon la méthode recommandée par le CCIR mais le principe reste valable pour deux tons inégaux ou pour n tons quelconques, même émis à des amplitudes différentes. Le signal $e(t)$, à deux tons égaux, introduit à l'entrée de l'amplificateur à corriger aura la forme :

$$e(t) = \cos w_1 \cdot t + \cos w_2 \cdot t = 2 \cos \left(\frac{w_1 + w_2}{2} \cdot t \right) \cos \left(\frac{w_2 - w_1}{2} \cdot t \right)$$

Dans cette expression w_1 et w_2 sont les pulsations de chacun des deux tons.

Dans un exemple l'amplificateur à corriger sera un amplificateur pour signaux BLU émis dans la bande 1,6 à 30 MHz. Les pulsations w_1, w_2 , correspondant aux deux tons évoqués, correspondront à des fréquences situées dans cette bande et distantes l'une de l'autre d'environ 3 kHz par exemple. Ces grandeurs ne sont bien entendu nullement restrictives du champ d'application de l'invention.

Un tel signal $e(t)$ est visible sur la figure 2. Sur cette figure on distingue le signal $e(t)$ proprement dit constitué par les alternances reserrées. Selon la deuxième partie de l'expression de $e(t)$ indiquée précédemment il apparaît que $e(t)$ est équivalent au produit de deux signaux, un premier signal de pulsation $\frac{w_1 + w_2}{2}$ et un signal de pulsation $\frac{w_2 - w_1}{2}$, mais on ne sait représenter aisément des produits.

Une des caractéristiques de l'invention consistera, dans un premier temps, à agir sur l'enveloppe des signaux à corriger plutôt que sur ces signaux eux-mêmes. La bande passante des matériels nécessaires à la réalisation du dispositif selon l'invention aura donc une valeur basse

fréquence que l'on sait obtenir facilement par opposition à celle que l'on aurait dû retenir si l'on avait agit sur les signaux eux-mêmes. En effet $w_2 - w_1$ comme on l'a vu dans l'exemple précédent sera très inférieur à w_1 ou w_2 . Le rapport de ces dernières grandeurs étant souvent de l'ordre de 1 à 5 1000.

En remplaçant, dans la décomposition polynomiale de $S(t)$, $e(t)$ par la valeur conventionnelle à deux tons que l'on vient de déterminer, $S(t)$ s'écrit, une fois tous calculs faits :

$$\begin{aligned}
 S(t) = & B + B(\cos(w_1 - w_2)t + \cos(w_1 + w_2)t) \\
 & + (A + \frac{9C}{4})(\cos w_1.t + \cos w_2.t) \\
 & + (\frac{3C}{4})(\cos(2w_1 - w_2)t + \cos(2w_2 - w_1)t) \\
 & + (\frac{B}{2})(\cos 2w_1.t + \cos 2w_2.t) \\
 & + \frac{3C}{4}(\cos(2w_1 + w_2)t + \cos(2w_2 + w_1)t) \\
 & + \frac{C}{4}(\cos 3w_1.t + \cos 3w_2.t) \\
 & + \dots
 \end{aligned}$$

Pour simplifier les calculs on s'est arrêté aux non-linéarité d'ordres 3, mais l'articulation de ces calculs reste valable pour tout ordre plus élevé.

Une représentation spectrale de $S(t)$ est donnée sur la figure 3a.

20 Cette figure représente le spectre total de $S(t)$. Comme $\frac{w_1 + w_2}{2}$ est très supérieur à $w_2 - w_1$ on constate que ce spectre présente des groupements de raies autour de pulsations ayant la valeur de :

$$w = n \left(\frac{w_1 + w_2}{2} \right) \quad n \text{ entier compris entre } 0 \text{ et l'infini.}$$

Les amplitudes des différentes raies, apparaissant sur ce spectre 25 total, sont celles données en fonction des paramètres A, B, C de la décomposition polynomiale de $S(t)$. Seul le module des coefficients figurant en ordonnée est à prendre en compte. On remarquera que seul le groupement situé autour de la pulsation $\frac{w_1 + w_2}{2}$ nous intéresse. Il est gênant, car il comporte des raies aux pulsations $2w_1 - w_2$ ou $2w_2 - w_1$. Par 30 un dispositif connu de l'art antérieur on éliminera par ailleurs facilement.

les harmoniques situées hors de cette bande utile. En effet les matériels d'émission conventionnels disposent en sortie de filtres harmoniques ne laissant pas non plus passer ni les composantes continues ni la basse fréquence ($w_2 - w_1$).

5 Le spectre du signal amplifié dans la bande utile est représenté sur la figure 3b. On constate qu'il comporte des raies aux pulsations w_1 et w_2 pondérées chacune par le même coefficient $A + \frac{9C}{4}$ signifiant ainsi que chaque raie a subi une amplification égale. Il comporte également les deux raies parasites d'intermodulation $2w_1 - w_2$, $2w_2 - w_1$ ayant chacune
10 subi une amplification de coefficient $\frac{3C}{4}$. On remarquera que ne sont pas représentées sur la figure 3b les amplitudes des raies d'intermodulation de cinquième ordre de la forme $3w_1 - 2w_2$ ou $3w_2 - 2w_1$. D'une part les coefficients affectant chacune de ces raies sont en général inférieurs aux coefficients ayant affectés les raies d'intermodulation du troisième ordre
15 et d'autre part on verra par la suite que ces raies d'intermodulation subiront le même traitement que les premières et seront également annihilées. Leur représentation n'est pas utile à la clarté de l'explication.

Le signal $S'(t)$ représentatif du signal $S(t)$ filtré et apparaissant à la figure 3b s'écrit sous la forme :

$$20 \quad S'(t) = \left(A + \frac{9C}{4}\right) (\cos w_1 \cdot t + \cos w_2 \cdot t) \\ + \left(\frac{3C}{4}\right) (\cos (2w_2 - w_1)t + \cos (2w_1 - w_2)t) \\ + \dots \dots \dots$$

25 dans laquelle la partie pondérée par le coefficient $A + \frac{9C}{4}$ correspond aux raies utiles et dans laquelle la partie pondérée par le coefficient $\frac{3C}{4}$ correspond aux raies d'intermodulation d'ordre 3.

$$\text{En posant :} \quad P1 = A + \frac{9C}{4} = \rho_1 (\cos \theta_1 + j \sin \theta_1)$$

$$\text{où} \quad |P1| = \rho_1 = \sqrt{\left(a + \frac{9c}{4}\right)^2 + \left(a' + \frac{9c'}{4}\right)^2}$$

$$\text{et où} \quad \theta_1 = \text{Arctg} \left(\frac{a' + \frac{9c'}{4}}{a + \frac{9c}{4}} \right)$$

$$\text{et en posant} \quad P2 = \frac{3C}{4} = \rho_2 (\cos \theta_2 + j \sin \theta_2)$$

$$30 \quad \text{où} \quad |P2| = \rho_2 = \sqrt{\left(\frac{3c}{4}\right)^2 + \left(\frac{3c'}{4}\right)^2}$$

$$\text{et où} \quad \theta_2 = \text{Arctg} \left(\frac{3c'}{3c} \right)$$

on peut écrire $S'(t)$ sous la forme :

$$S'(t) = P1(\cos w_1 \cdot t + \cos w_2 \cdot t) + P2 (\cos(2w_1 - w_2)t + \cos(2w_2 - w_1)t) + \dots$$

ou encore sous la forme :

$$S'(t) = \rho_1 \cos(w_1 \cdot t + \theta_1) + \rho_1 \cos(w_2 \cdot t + \theta_1) + \rho_2 \cos((2w_2 - w_1)t + \theta_2) \\ + \rho_2 \cos((2w_1 - w_2)t + \theta_2) \\ + \dots$$

Cette formule fait apparaître que le signal de sortie, $S'(t)$, est la somme des composantes selon l'axe des réels des vecteurs tournants aux différentes pulsations w_1 , w_2 , $2w_1 - w_2$, $2w_2 - w_1$, Chacun de ces termes est affecté d'une élancement ρ et d'une phase instantanée ($wt + \theta$) : les composantes utiles sont données par les cosinus.

Pour obtenir en sortie un signal conforme à celui de l'entrée on peut agir sur l'amplitude ainsi que sur la phase du vecteur instantané résultant représentatif de $S'(t)$, et ceci de façon simultanée. Cela revient à contrôler l'enveloppe (lieu des amplitudes résultantes) issue des battements basse fréquence ainsi que les écarts de phase θ des composantes qui évoluent également en basse fréquence.

Par contre si l'on agit que sur un seul paramètre, amplitude résultante par exemple, il n'est pas possible d'éliminer l'intermodulation puisqu'une résultante peut provenir d'une infinité de sommes vectorielles si les phases sont quelconques.

En conséquence le dispositif de linéarisation de l'invention comportera un dispositif de détection d'enveloppe pour agir par contre-réaction sur l'enveloppe du signal amplifié et annihiler ainsi les distorsions d'amplitude, ainsi qu'un dispositif correcteur de phase mesurant la différence de phase entre le signal amplifié et le signal à amplifier pour agir par contre-réaction sur la phase du signal à amplifier et annihiler les distorsions de phase.

Un dispositif de détection d'enveloppe appliqué à un signal $S'(t)$ ou à un signal $e(t)$ comme ceux évoqués jusqu'ici, aura pour effet de faire disparaître dans ces signaux les composantes haute fréquence et de délivrer un signal basse fréquence comme cela apparaît par ailleurs pour

le signal $d(t)$ sur la figure 2. Ce signal $d(t)$ y est tracé en tirets. Tel qu'il est représenté sur la figure 2 on constate bien qu'un dispositif de détection d'enveloppe ayant pour effet de délivrer un signal d'enveloppe redressé, délivre un signal dont la pulsation fondamentale est égale au
5 double de la pulsation vraie de l'enveloppe.

Un des choix essentiel régimentant le dispositif selon l'invention consiste ainsi à n'effectuer des traitements de signal que sur les enveloppes des signaux à corriger et non sur les signaux eux-mêmes. La principale conséquence de ce choix est que les traitements s'effectueront
10 en basse fréquence quelle que soit la valeur de la pulsation des signaux à amplifier que l'on cherche à corriger. En effet on s'intéressera aux signaux dont la pulsation est égale à la différence des pulsations des signaux originels. Cette disposition confère un caractère universel à l'invention. En effet le dispositif de détection d'enveloppe étant un dispositif basse
15 fréquence il peut être disposé avant n'importe quel dispositif haute fréquence, un amplificateur VHF par exemple.

Les enveloppes de $e(t)$ et de $S'(t)$ peuvent s'exprimer sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} d1(t) &= (e(t)) = m0 + m2.\cos(w_2-w_1)t + m4.\cos 2(w_2-w_1)t + m6 \dots \\ 20 \quad d2(t) &= (S'(t)) = n0 + n2.\cos(w_2-w_1)t + n4.\cos 2(w_2-w_1)t + n6 \cos 3(w_2-w_1)t \\ &+ \dots \end{aligned}$$

Ces expressions sont représentatives respectivement des signaux $e(t)$ et $S'(t)$ après leur passage dans un détecteur d'enveloppe. Un détecteur d'enveloppe est constitué généralement, selon une disposition connue de
25 l'art antérieur, par la mise en cascade d'une diode avec un circuit RC passe-bas ou similaire.

Le dispositif selon l'invention apparaît à la figure 4. Sur cette figure on distingue un amplificateur haute fréquence à corriger 1 et le dispositif de correction 2 selon l'invention. Ce dispositif de correction 2 comporte
30 deux éléments séparés : un dispositif de correction d'enveloppe constitué par un atténuateur 5, deux détecteurs d'enveloppe 4 et 6, un comparateur 7, un additionneur 8 et un amplificateur à gain variable 9 ; un dispositif de correction de phase comprenant deux écréteurs 10 et 11, un comparateur de phase 12, un filtre passe-bas 13 et un dispositif de modulation d'un

signal modulé 3. Nous nous étendrons par ailleurs plus longuement dans la suite sur la composition de ce dispositif de modulation d'un signal modulé 3.

Le fonctionnement du dispositif de correction d'enveloppe est le
 5 suivant : un coupleur 20 prélève avant l'émission le signal $S(t)$. Ce coupleur peut être tout coupleur de l'art connu en particulier il peut consister en un diviseur capacitif, une boucle de courant ou autre. Il importe de ne prélever qu'une petite partie du signal amplifié, premièrement pour ne pas priver l'émission d'une puissance d'émission utile,
 10 et deuxièmement pour assurer dans le traitement ultérieur que les signaux $e(t)$ et $S(t)$ sont introduits dans les organes de l'invention avec des amplitudes égales. On verra par la suite dans quelle mesure cette disposition si elle n'est pas observée n'est pas néfaste. Le signal $S(t)$ ainsi prélevé est introduit à l'entrée d'un atténuateur 5. L'amplificateur 1 à
 15 linéariser comporte toujours à sa sortie un filtre harmonique, figuré ici comme inclus dans cet amplificateur 1, de manière à éliminer du signal $S(t)$ les groupements d'harmoniques autour des pulsations $2 \cdot \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$,
 $3 \cdot \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$ etc... Le spectre du signal $S(t)$ délivré par l'amplificateur 1 ainsi que le spectre du signal $S'(t)$ délivré par l'atténuateur 5 apparaissent sur la
 20 figure 3b comme cela a été évoqué précédemment.

Le signal $S'(t)$ est introduit à l'entrée d'un détecteur d'enveloppe 6 de la même façon que le signal $e(t)$ est introduit à l'entrée d'un détecteur d'enveloppe 4. Ces deux détecteurs d'enveloppe 4 et 6 sont identiques. Le détecteur d'enveloppe 4 délivrera en sortie un signal de consigne $d1(t)$ et
 25 le détecteur d'enveloppe 6 délivrera en sortie le signal $d2(t)$. Les deux signaux $d2(t)$ et $d1(t)$ sont soustraits l'un de l'autre dans le comparateur 7. Le résultat de leur soustraction est révélateur des distorsions apportées par l'amplificateur 1 au signal à amplifier. Le signal délivré par le comparateur 7 est alors injecté en grandeur de correction à un ampli-
 30 ficateur à gain variable 9 par l'intermédiaire d'un additionneur 8. Selon la valeur du signal $d2(t) - d1(t)$ et en particulier, au rythme de variation de ce signal, le gain de l'amplificateur à gain variable 9 sera modulé de telle façon qu'il engendre une fluctuation contraire, proportionnelle à $-(d2(t) - d1(t))$, de nature à annihiler la première.

On constate en conséquence que la chaîne de réaction ainsi constituée va avoir pour effet d'annihiler ces fluctuations néfastes, elle réalise l'asservissement de l'amplitude du signal $S(t)$ à l'amplitude du signal $e(t)$ au travers de leurs images, $d1(t)$ (consigne) et $d2(t)$ (signal de contre-
5 réaction), et par l'intermédiaire d'un signal $g1$ ($d2(t)-d1(t)$) proportionnel à leur différence.

Le comparateur 7 sera préférentiellement réalisé à partir d'un amplificateur différentiel d'une technologie connue dans l'art antérieur dont le gain vaut $g1$ et dont la bande passante est limitée à une pulsation
10 de l'ordre de 10 fois la valeur maximum du battement $\frac{\omega_2 - \omega_1}{2}$ par exemple. En effet on constate, selon ce qui a été dit précédemment, que $d2(t)-d1(t)$ est décomposé en signaux à des pulsations harmoniques de ($\omega_2 - \omega_1$). En conséquence la correction apportée par le dispositif sera d'autant plus efficace qu'elle portera jusque sur des harmoniques de rang élevé de
15 $d2(t)-d1(t)$. On admet que l'harmonique 9 relatif à un produit d'intermodulation d'ordre 9 est très atténué ; d'où la justification de la limitation de la bande passante du comparateur 7.

L'additionneur 8 sera de la même façon un amplificateur différentiel recevant sur son entrée négative le signal $g1(d2(t)-d1(t))$ et sur son entrée
20 positive la constante k . L'additionneur 8 aura les mêmes qualités par exemple que le comparateur 7. Le rôle de l'additionneur 8 est simple. En l'absence d'un besoin de correction, si l'amplificateur 1 est bien linéaire par exemple, l'amplificateur à gain variable 9 doit laisser passer le signal à amplifier et donc son gain ne doit pas être nul. Il importe donc de le
25 commander par un signal constant, k en l'occurrence. Par contre si l'on remplace l'amplificateur à gain variable 9 par un modulateur d'amplitude l'additionneur 8 réalisant l'addition $k-g1(d2(t)-d1(t))$ devient inutile et il reste à moduler directement ce modulateur d'amplitude par le signal $g1(d2(t) - d1(t))$.

30 L'amplificateur à gain variable 9 agissant sur le signal $e(t)$ sera un amplificateur large bande compatible avec la gamme de fréquence de fonctionnement de l'amplificateur 1 à linéariser. Selon une disposition connue de l'art antérieur, un signal, ici $k-g1(d2(t)-d1(t))$, est appliqué sur la commande de gain d'un tel amplificateur de telle manière que le signal,

ici $e_2(t)$, admis à l'entrée de cet amplificateur à gain variable subisse une amplification proportionnelle au signal de commande de gain. Le signal $h(t)$ délivré par l'amplificateur à gain variable 9 peut alors s'exprimer sous la forme :

$$5 \quad h(t) = e_2(t) \cdot (k - g_1(d_2(t) - d_1(t))),$$

ou encore, une fois tous calculs effectués en remplaçant $d_2(t)$ et $d_1(t)$ par leur valeur :

$$10 \quad h(t) = (k + g_1(m_0 - n_0 + \frac{1}{2}(m_2 - n_2))) (\cos w_1 \cdot t + \cos w_2 \cdot t) \\ + g_1(\frac{1}{2}(m_2 - n_2 + m_4 - n_4)) (\cos(2w_1 - w_2)t + \cos(2w_2 - w_1)t) \\ + g_1(\frac{1}{2}(m_4 - n_4 + m_6 - n_6)) (\cos(3w_2 - 2w_1)t + \cos(3w_1 - 2w_2)t) \\ + \dots$$

On remarquera que cette expression fait apparaître les coefficients m et n pondérateurs des raies spectrales des enveloppes détectées des signaux respectivement $e(t)$ et $S'(t)$. En l'occurrence m et n sont dépendants
15 d'une part de l'allure du signal $e(t)$ ou $S'(t)$ et d'autre part de la courbe caractéristique de détection du détecteur d'enveloppe. On remarque à cet effet que la qualité la plus importante des deux détecteurs d'enveloppe 4 et 6 est qu'ils soient le plus parfaitement identiques. Pour des questions de réalisation pratique on cherche à obtenir des détecteurs d'enveloppe
20 possédant par ailleurs une excellente linéarité. Le rôle de cette linéarité consiste à pallier aux différences de niveau éventuelles entre les signaux $e(t)$ et $S'(t)$ introduits à l'entrée du dispositif de correction en amplitude.

Ce qui signifie que si ces signaux $e(t)$ et $S'(t)$ sont introduits avec la même amplitude dans des détecteurs identiques mais non linéaires (gain
25 différent en fonction du niveau) le signal d'erreur $d_2(t) - d_1(t)$ sera quand même le signal vrai correspondant à la non linéarité de l'amplificateur 1. Par contre si ces signaux $e(t)$ et $S'(t)$ sont introduits avec des amplitudes différentes dans des détecteurs identiques mais non linéaires le signal d'erreur $d_2(t) - d_1(t)$ sera, de plus, révélateur de la différence de non
30 linéarité de ces détecteurs. Dans les deux cas à l'équilibre la boucle de contre-réaction sera parfaitement compensée mais dans le deuxième cas l'amplificateur haute fréquence à linéariser délivrera en plus le signal d'erreur de la non linéarité des détecteurs. En conséquence il est nécessaire pour le bon fonctionnement de l'invention que les deux

détecteurs d'enveloppe 4 et 6 soient identiques, et qu'ils soient linéaires ou que les signaux admis à leur entrée soient de même amplitude. En réalisation pratique on retiendra ces deux dernières conditions en même temps d'où le rôle de l'atténuateur 5.

5 Dans l'expression de $h(t)$ qui marque la concordance entre le signal amplifié $S(t)$ et le signal à amplifier $e(t)$ on remarque un terme en $\cos w_1(t) + \cos w_2(t)$ qui est le signal utile et des termes représentatifs des produits d'intermodulation d'ordre 3, 5, etc... Si on appelle G le coefficient d'amplification de la chaîne de contre-réaction de correction
10 d'enveloppe ainsi réalisée, la disparition des produits d'intermodulation d'ordre 3 sera obtenu si, à l'équilibre :

$$\left(\frac{m_2 - n_2 + m_4 - n_4}{2} \right) \cdot G = - \rho_2$$

Les coefficients m_2, m_4 sont dépendants du signal d'entrée $e(t)$ et de la nature du détecteur d'enveloppe 4. De même les coefficients n_2, n_4
15 sont dépendants du signal de sortie $S(t)$ et des caractéristiques du détecteur d'enveloppe 6. Le coefficient ρ_2 dépend de la hauteur du signal $S(t)$ d'une part et de la nature non linéaire de l'amplificateur 1 à corriger d'autre part. En résumé comme pour tout asservissement le signal $d_2(t)$ aura tendance à recopier le signal $d_1(t)$. La précision de cette recopie est
20 donnée par le gain de boucle G et la bande passante de la boucle de contre-réaction. Dans la bande haute fréquence on pourra rencontrer de la dispersion sur les systèmes de détection d'enveloppe délivrant les signaux $d_1(t)$ et $d_2(t)$. Dans ce cas cela aura pour effet de faire varier le niveau de $S(t)$ si ces éléments sont tous deux bien linéaires. Le fonctionnement
25 quant à la réduction des produits d'intermodulation reste correct aux variations près du gain de boucle : c'est la précision et l'efficacité de correction qui peut évoluer.

On vient de voir que le dispositif précédent assurait la suppression des produits d'intermodulation sous réserve que ceux-ci soient générés
30 dans l'amplificateur 1 avec un déphasage connu et constant par rapport à un signal de référence. Mais la nature complexe des coefficients $A, B, C \dots$ comme on l'a déjà vu enseigner cependant que les amplificateurs haute fréquence génèrent les produits d'intermodulation avec un déphasage variable fonction, lui aussi, du niveau du signal amplifié. Un

dispositif précorrecteur de phase devra donc avoir pour effet de modifier en continu la phase instantanée du signal à amplifier de telle façon que les altérations apportées à cette phase par l'amplificateur haute fréquence 1 reviennent à annihiler les précorrrections de phase dont on a affecté ce signal.

On se reporte à l'expression précédente :

$$S'(t) = \rho_1 \cos(w_1 \cdot t + \theta_1) + \rho_1 \cos(w_2 \cdot t + \theta_1) + \rho_2 \cos((2w_2 - w_1)t + \theta_2) \\ + \rho_2 \cos((2w_1 - w_2)t + \theta_2) + \dots \\ + \dots \dots \dots$$

Dans cette forme d'expression de $S'(t)$ on ne tiendra pas compte de l'amplitude des différents signaux intervenant, en particulier ceux émis aux pulsations w_1 , w_2 , $2w_2 - w_1$, $2w_1 - w_2$ etc... car on a dit par ailleurs que la distorsion d'amplitude avait subi une précorrrection. Dans cette dernière expression θ_1 , θ_2 etc... représentent le parasite de phase apporté au signal $e(t)$ par l'amplificateur haute fréquence 1. En conséquence, en comparant le signal $S'(t)$ au signal $e(t)$, on pourra mettre en évidence le parasite de phase dû à la non linéarité de l'amplificateur et agir sur ce parasite pour l'annihiler.

Le fonctionnement du dispositif correcteur de phase s'explique à l'examen de la figure 4. Un premier dispositif élabore un signal correcteur de phase, à partir de la différence de phase mesurée entre le signal amplifié et le signal à amplifier, soit $q(t)$ le signal ainsi élaboré. Un dispositif de modulation d'un signal modulé 3 permet au signal $q(t)$ de moduler en phase le signal à amplifier $e(t)$. La correction de phase apportée par $q(t)$ au signal $e(t)$ est telle qu'après amplification dans l'amplificateur haute fréquence 1 elle soit égale et de sens contraire à la phase parasite apportée dans le signal $S(t)$.

De manière à éliminer toute modulation d'amplitude accessoire les signaux $e(t)$ et $S'(t)$ traverseront chacun un écréteur respectivement 10, 11. Ces écréteurs sont connus de l'art antérieur. Il sera en particulier permis sous cette condition de dire que le signal $S'(t)$ est devenu $S''(t)$ après être passé dans l'écréteur 11. Le signal $S''(t)$ ne comporte plus les

coefficients ρ_1, ρ_2, \dots de la dernière expression de $S'(t)$. Le signal $e(t)$ quant à lui pourra être échantillonné également. Ces deux signaux $e(t)$ et $S''(t)$ sont introduits sur les entrées d'un comparateur de phase 12. Ce comparateur de phase 12, assimilable à un multiplicateur, délivre en sortie un

5 signal sous la forme :

$$\begin{aligned}
 2.S''(t).e(t) = & \cos(2w_1.t + \theta_1) + \cos \theta_1 \\
 & + \cos((w_1+w_2)t + \theta_1) + \cos((w_2-w_1)t + \theta_1) \\
 & + \cos((3w_1-w_2)t + \theta_2) + \cos((w_1-w_2)t + \theta_2) \\
 & + \cos(2(w_2-w_1)t + \theta_2) + \cos(2w_2.t + \theta_2) \\
 10 & + \cos((w_1+w_2)t + \theta_1) + \cos((w_1-w_2)t + \theta_1) \\
 & + \cos(2w_2.t + \theta_1) + \cos \theta_1 \\
 & + \cos((3w_2-w_1)t + \theta_2) + \cos((w_2-w_1)t + \theta_2) \\
 & + \cos(2(w_1-w_2)t + \theta_2) + \cos(2w_1.t + \theta_2) \\
 & + \dots
 \end{aligned}$$

15 Ce dernier signal présente une composante continue $\cos \theta_1$, des composantes à des pulsations $n.(w_2-w_1)$, qui sont des composantes basse fréquence, et enfin des composantes en w_1 ou w_2 ou $2w_1-w_2$ c'est-à-dire des composantes à des pulsations élevées. Par un filtrage il est aisé de s'affranchir des composantes haute fréquence. C'est le rôle du filtre 13

20 qui est un filtre passe-bas connu de l'art antérieur et dont la fréquence de coupure sera de l'ordre de $10.(w_2-w_1)$ environ. Le choix de cette fréquence de coupure repose sur les mêmes raisons que celles indiquées pour le dispositif de précorrection d'enveloppe. Dans ces conditions le signal élaboré par le comparateur de phase 12 devient le signal $q(t)$

25 exprimé ainsi :

$$\begin{aligned}
 q(t) = & \cos \theta_1 + \frac{1}{2} \cos((w_1-w_2)t + \theta_1) + \frac{1}{2} \cos((w_2-w_1)t + \theta_1) \\
 & + \frac{1}{2} \cos((w_1-w_2)t + \theta_2) + \frac{1}{2} \cos((w_2-w_1)t + \theta_2) \\
 & + \frac{1}{2} \cos(2(w_1-w_2)t + \theta_2) + \frac{1}{2} \cos(2(w_2-w_1)t + \theta_2) \\
 & + \dots
 \end{aligned}$$

30 ou plus simplement!

$$\begin{aligned}
 q(t) = & \cos \theta_1 + \cos \theta_1 . \cos(w_1-w_2)t \\
 & + \cos \theta_2 . \cos(w_1-w_2)t \\
 & + \cos \theta_2 . \cos 2(w_1-w_2)t \\
 & + \dots
 \end{aligned}$$

Dans cette expression apparaît une composante continue $\cos \theta_1$ ainsi que des composantes à des pulsations $n.(w_1-w_2)$. Ces dernières composantes sont révélatrices de l'existence des produits d'intermodulation que l'on cherche à annihiler. Ce signal $q(t)$ va moduler en phase le signal d'entrée $e(t)$ dans le dispositif 3 de manière à élaborer une précorrection de phase.

On se place dans le cas d'une telle modulation à faible indice de modulation. En effet les amplificateurs haute fréquence à linéariser connus dans l'art antérieur présentent en général des défauts d'intermodulation de phase à compenser bien inférieurs à -26dB en général. En conséquence la précorrection de phase qu'il sera nécessaire d'imposer au signal avant son amplification sera faible d'où la justification de la configuration de la modulation du signal d'entrée $e(t)$ en phase par un modulateur à faible indice.

On sait que le spectre d'un signal modulé en phase présente une raie spectrale principale à la pulsation du signal à moduler et des raies spectrales adjacentes, de part et d'autre, dont les écarts de pulsation avec la raie centrale sont des multiples de la pulsation du signal modulant. Le spectre d'un tel signal est représenté sur la figure 5 : W est la pulsation centrale et $W \pm nw$ sont des raies directement adjacentes. Les amplitudes des diverses raies adjacentes sont les coefficients de Bessel $J_0, J_1, J_n,$ etc... dont la valeur dépend de l'indice de modulation. Par exemple pour un indice de modulation faible et pour des défauts d'intermodulation inférieurs ou égaux à -26 dB, J_0 est sensiblement égal à 1, J_1 inférieur ou égal à 0,05 est significatif et J_2 déjà de l'ordre du millième est négligeable. Aussi les raies aux pulsations $W \pm nw$, avec n plus grand ou égal à 2 ne sont même pas représentées sur la figure 5.

En conséquence la modulation de $e(t)$ en phase par le signal $q(t)$, produira, selon ce qui vient d'être expliqué, un signal dont le spectre comportera des raies centrales aux pulsations w_1 et w_2 et des raies adjacentes aux pulsations $2w_1-w_2$ et $2w_2-w_1$. Pour la clarté de l'explication on se limite aux produits d'intermodulation d'ordre 3 mais bien évidemment les produits d'intermodulation d'ordre plus élevés subissent

également le traitement de précorrection de phase de l'invention. Soit $e_2(t)$ ce signal ainsi modulé dont la représentation spectrale apparaît sur la figure 6a. La valeur de l'amplitude d'une des raies centrales à la pulsation w_1 ou w_2 est obtenue de la manière suivante : il convient de tracer tour à tour les spectres de chacun des signaux w_1 ou w_2 modulés en phase par un signal à la pulsation w_1-w_2 . On obtiendra ainsi en premier lieu une raie d'amplitude J_0 à la pulsation w_1 et deux raies d'amplitude J_1 , une à la pulsation $w_1-(w_1-w_2)$ c'est-à-dire w_2 , et une à la pulsation $w_1+(w_1-w_2)$ c'est-à-dire $2w_1-w_2$. De même en deuxième lieu on obtiendra une raie d'amplitude J_0 à la pulsation w_2 et deux raies d'amplitude J_1 aux pulsations $w_2-(w_1-w_2)$ c'est-à-dire $2w_2-w_1$ et $w_2+(w_1-w_2)$ c'est-à-dire w_1 . Les amplitudes des raies à la pulsation w_1 , ou encore des raies à la pulsation w_2 , ne s'additionnent pas directement mais donnent en résultante $\sqrt{J_0^2 + J_1^2}$ car ces raies représentent des composantes en quadrature de phase.

Le signal $e_2(t)$ subissant l'amplification de l'amplificateur haute fréquence 1 comportera donc des raies aux pulsations $2w_1-w_2$ et $2w_2-w_1$ qui viendront se composer avec les produits d'intermodulation de l'amplificateur haute fréquence pour les annuler. En effet le passage dans l'amplificateur haute fréquence à pour conséquence une modulation de phase du signal à amplifier. Le signal admis à l'entrée de cet amplificateur haute fréquence, ayant subi une modulation de phase précorrectrice, sera donc modulé en phase une deuxième fois de telle manière que ces deux modulations s'annulent. On peut ajouter cependant que, si les raies aux pulsations $2w_1-w_2$ viennent annuler les raies d'intermodulation d'ordre 3 produites par l'amplificateur haute fréquence, elles sont elles-mêmes à l'origine, dans l'amplificateur 1, de l'apparition de raies d'intermodulation d'ordre 5 mais d'amplitude inférieure cependant. Ces derniers produits d'intermodulation d'ordre 5 se combinent avec ceux initialement produits par l'amplificateur haute fréquence et subissent également les traitements de précorrection de phase.

Le signal $e_2(t)$ résultant de la modulation en phase du signal $e(t)$ par le signal $q(t)$ peut s'écrire :

$$e_2(t) \cos (w_1 t + \Delta \psi q(t)) + \cos (w_2 t + \Delta \psi q(t))$$

où $\Delta\psi$ est l'indice de modulation et est une grandeur angulaire caractérisant le modulateur de phase utilisé. Le signal $e_2(t)$ peut encore s'écrire en remplaçant $q(t)$ par sa valeur explicitée plus haut et une fois tous calculs effectués :

$$\begin{aligned}
 5 \quad e_2(t) = & J_0(\alpha) \cos(w_1 t) + J_1(\alpha) \cos(w_1 t + \frac{\pi}{2}) \\
 & + J_0(\alpha) \cos(w_2 t) + J_1(\alpha) \cos(w_2 t + \frac{\pi}{2}) \\
 & + (J_1(\alpha) + J_1(\beta)) (\cos((2w_1 - w_2)t + \frac{\pi}{2}) + \cos((2w_2 - w_1)t + \frac{\pi}{2})) \\
 & + J_1(\beta) (\cos((3w_1 - 2w_2)t + \frac{\pi}{2})) \\
 & \dots\dots
 \end{aligned}$$

10 Dans ces expressions : $\alpha = \Delta\psi(\cos \theta_1 + \cos \theta_2)$ et $\beta = \Delta\psi(\cos \theta_1)$. Ces valeurs représentent les termes des coefficients des fonctions de Bessel relatifs aux familles de ces fonctions qui interviennent dans le modulateur de phase de l'invention.

15 Dans cette expression on distingue à la première ligne des composantes à la pulsation w_1 , à la deuxième ligne des composantes à la pulsation w_2 , à la troisième ligne des composantes aux pulsations des produits d'intermodulation d'ordre 3, à la quatrième ligne des composantes aux pulsations des produits d'intermodulation d'ordre 5, et à la cinquième ligne des composantes aux pulsations des produits d'intermodulation
20 d'ordre plus élevé non figurés.

Les figures 6b et 6c montrent la représentation de Fresnel de ces composantes sans l'ordre 5 pour ne pas surcharger. On distingue en particulier sur la figure 6b une première composante à la pulsation w_1 à laquelle viennent s'ajouter deux composantes de déphasage placées à
25 l'extrémité du vecteur représentatif de cette composante selon une position symétrique par rapport à la perpendiculaire à ce vecteur. Ces deux composantes correctrices "tournent" autour de l'extrémité de cette composante w_1 à une pulsation respectivement w_2 et $2w_1 - w_2$. L'amplitude de la composante à la pulsation w_1 est J_0 et l'amplitude des composantes correctrices aux pulsations w_2 et $2w_1 - w_2$ est respectivement $J_1(\alpha)$ et
30 $J_1(\alpha) + J_1(\beta)$.

D'une manière semblable sur la figure 6b une composante à la pulsation w_2 est représentée avec ses composantes correctrices aux pulsations $2w_2 - w_1$ et w_1 . Ces deux groupements de trois vecteurs ont pour

objet de mettre en évidence la modulation de phase apportée à chacun des signaux, pris séparément, par le signal $q(t)$.

Dans la figure 6c on a composé chacun des vecteurs principaux d'amplitude $J_0(\alpha)$ et de pulsations respectivement w_1 et w_2 avec le vecteur correcteur de phase de même pulsation et d'amplitude $J_1(\alpha)$ mais avancé de $\frac{\pi}{2}$ tournant autour de l'extrémité respectivement de la composante w_2 ou w_1 . Cette composition vectorielle est indiquée dans le tracé des parallélogrammes en traits fins interrompus dont les angles sont matérialisés par des petits points et qui relient les vecteurs identiques des figures 6b et 6c. La figure 6c est alors justificative à tous égards du fait que le signal $e_2(t)$ est le résultat de deux composantes à des pulsations w_1 et w_2 modulées en phase par des composantes à la pulsation $2w_2-w_1$ et $2w_1-w_2$. En conséquence à ce stade il faut constater, selon l'enseignement de l'invention, que la modulation du signal à amplifier $e(t)$, en phase, par le signal résultant de la mesure de la différence de phase entre le signal à amplifier et le signal amplifié, constitue bien un asservissement de phase de nature à annihiler les effets de distorsion de phase du signal à amplifier dus à l'existence des produits d'intermodulation.

La coexistence intime des dispositifs agissant sur l'amplitude et sur la phase des produits d'intermodulation aboutit naturellement à la linéarisation de l'amplificateur à linéariser. Ayant ainsi montré comment l'enchaînement fonctionnel décrit permettait de linéariser un amplificateur haute fréquence non linéaire il reste à décrire la dernière fonction évoquée celle de modulation d'un signal modulé dans le dispositif 3.

Le dispositif de modulation d'un signal modulé 3 apparaissant sur la figure 4 a pour fonction de délivrer un signal $e_2(t)$ représentatif de la modulation en phase d'un signal $e(t)$ par un signal $q(t)$. Ce dispositif comporte un oscillateur 14 dont la pulsation w_0 est extérieure à la bande w_1, w_2 . Dans un exemple la pulsation de cet oscillateur 14 sera égale à $2w_2$. Le dispositif 3 comporte en outre deux mélangeurs 16-18 et deux filtres passe bas 17-19 dont la fréquence de coupure est égale à w_0 . Hormis les caractéristiques qui viennent d'être évoquées l'oscillateur 14, les mélangeurs 16 et 18 et les filtres passe-bas 17 et 19 sont des matériels de l'art antérieur. Le dispositif de modulation d'un signal modulé 3

comporte enfin un modulateur de phase 15.

Le fonctionnement de ce dispositif de modulation d'un signal modulé est le suivant : le signal b émis par l'oscillateur 14 vient battre dans le mélangeur 16 avec le signal à moduler $e(t)$. Les spectres de ces deux signaux sont représentés sur la figure 7a. Le signal $m1(t)$ (figure 4), dont le spectre apparaît sur la figure 7b, délivré par le mélangeur 16, comportera d'une manière connue des composantes aux pulsations w_0-w_1 , w_0-w_2 et w_0+w_1 , w_0+w_2 . Le filtre passe-bas 17 ne laissera subsister que les composantes aux pulsations w_0-w_2 et w_0-w_1 . Par ailleurs le signal de l'oscillateur 14 et le signal $q(t)$ attaquent le modulateur de phase 15. Le signal $m3(t)$ élaboré par ce modulateur de phase 15 aura un spectre, visible sur la figure 7c, comportant une raie centrale à la pulsation w_0 et deux groupes de raies séparées de la raie centrale par des écarts de pulsation égaux à $\pm (w_2-w_1)$, $\pm 2(w_2-w_1)$, $\pm n(w_2-w_1)$. Le signal $m3(t)$ ainsi modulé en phase est introduit à l'entrée du second mélangeur 18 identique au premier. Ce dernier signal $m3(t)$ vient battre dans le mélangeur 18 avec le signal délivré par le filtre 17 et délivre un signal $m4(t)$ dont le spectre comporte principalement deux groupements de raies autour des pulsations $\frac{w_1+w_2}{2}$ et $2w_0 - \frac{w_1+w_2}{2}$. Le spectre de ce dernier signal $m4(t)$ est en particulier visible sur la figure 7d.

Le signal $m4(t)$ passant à travers le filtre 19 passe-bas sera modifié de telle façon que son spectre subsistant après le passage dans le filtre 19 soit réduit au premier groupement autour de la pulsation $\frac{w_1+w_2}{2}$. Le signal $e_2(t)$ qui en résulte comporte donc bien dans ces conditions deux raies à des pulsations w_1 et w_2 représentatives du signal $e(t)$ et deux raies à des pulsations $2w_1-w_2$ et $2w_2-w_1$ représentatives des corrections des produits d'intermodulation d'ordre 3 pour la part revenant à la distorsion de phase. Pour ne pas surcharger les figures 7a à 7d, les produits d'intermodulation d'ordre 5 n'ont pas été représentés. Par ailleurs les amplitudes (des signaux apparaissant sur ces spectres sont purement conventionnelles. Elles indiquent cependant leur tendance relative c'est-à-dire qu'elles indiquent quelles sont les raies dont les amplitudes sont les plus grandes et quelles sont les raies dont les amplitudes sont les plus petites.

Les figures 8 à 13 donnent un exemple de réalisation du modulateur de phase 15. On distingue en particulier sur la figure 8 un comparateur 20 ayant pour rôle, de comparer à zéro la valeur du signal b provenant de l'oscillateur harmonique 14, et de délivrer en sortie un signal continu positif quand le signal de l'oscillateur harmonique est positif et un signal continu négatif quand ce signal est négatif, soit b_2 ce dernier signal. On remarque sur la figure 9 le signal provenant de l'oscillateur 14, en particulier la période T_0 d'un tel signal de pulsation ω_0 . Le signal b_2 délivré par le comparateur 20 a la forme représentée sur la figure 10.

10 Selon cette figure, du temps $t = 0$ au temps $t = \frac{T_0}{2}$ le signal de l'oscillateur 14 est positif et donc le signal b_2 est positif, l'amplitude de cette partie positive n'étant en soi pas caractéristique. Du temps $t = \frac{T_0}{2}$ au temps $t = T_0$ le signal de l'oscillateur 14 est négatif et donc le signal b_2 est également négatif, l'amplitude de cette partie négative est la même que l'amplitude

15 de la partie positive précédente. Ainsi de suite, le signal b_2 est donc une succession alternée de parties positives et de parties négatives de durée égale.

En introduisant ce signal b_2 à l'entrée d'un intégrateur 21 on obtient en sortie de cet intégrateur 21 un signal b_3 représenté par la figure 11.

20 L'intégrateur 21 est un intégrateur connu de l'art antérieur ayant pour fonction de transformer un signal constant en un signal linéairement variable. Ainsi du temps $t = 0$ au temps $t = \frac{T_0}{2}$ le signal b_2 étant positif le signal b_3 aura l'allure d'une rampe continuellement variable et augmentant progressivement. Du temps $\frac{T_0}{2}$ au temps T_0 , le signal b_2 étant négatif,

25 l'intégrateur 21 délivrera un signal continuellement variable négativement, et ainsi de suite de façon que le signal b_3 ressemble à une succession de dents de scie dont la valeur moyenne est nulle. Le signal b_3 arrive à l'entrée d'un deuxième comparateur 22.

Ce comparateur 22 a pour but de comparer la valeur d'un signal $q(t)$

30 aux valeurs du signal b_3 en dents de scie décrit précédemment. Le signal $q(t)$ est le signal de correction de phase, on peut remarquer seulement que ce signal varie lentement, à la pulsation $n(\omega_2 - \omega_1)$, de telle façon qu'il pourra être considéré comme constant pendant un nombre suffisamment

grand de périodes T_0 des signaux b_2 ou b_3 . Ce signal $q(t)$ a été représenté par une droite horizontale tracée à travers le signal b_3 sur la figure 11 et dont l'ordonnée à l'origine est \underline{a} . Le comparateur 22 a pour fonction de délivrer un signal continu positif quand b_3 est supérieur à \underline{a} et de délivrer
5 un signal nul dans les autres cas.

Le signal délivré par ce comparateur 22 est visible sur le diagramme de la figure 12, ce diagramme est constitué d'une série d'impulsions. On n'attachera pas de valeur particulière à l'amplitude de ces impulsions. Par contre la position dans le temps de ces impulsions est liée aux signaux b_3
10 et $q(t)$. On peut remarquer sur la figure 11 que le signal b_3 passe par 0 au temps $t = \frac{T_0}{4}$, $t = \frac{3T_0}{4}$, $t = \frac{5T_0}{4}$, etc... De la même façon on remarque sur la figure 12 que l'impulsion du signal b_4 émanant du comparateur 22 a un
flanc de montée au temps $\frac{T_0}{4} + \tau$.

Le signal b_3 étant formé de segments de droite inclinés avec un
15 angle plus γ ou moins γ par rapport à l'axe des temps on peut remarquer que le retard τ est lié à la valeur \underline{a} par la tangente de l'angle d'inclinaison des segments de droite. Ceci peut encore s'écrire $a = \tau \cdot \text{tg } \gamma$. On est donc en présence, en b_4 , d'un signal périodique, de périodicité T_0 , donc de
périodicité identique à celle du signal de l'oscillateur 14, et retardée d'un
20 retard τ par rapport à la date de passage à 0 du signal b_3 .

Il est possible de décomposer en série de Fourier le signal b_4 . Cette décomposition en série de Fourier ferait apparaître une première raie à la pulsation w_0 ainsi que des harmoniques aux pulsations $2w_0$, $3w_0$, $4w_0$... L'amplitude de ces diverses raies est régie par la forme du signal b_4 . Il est
25 possible de mettre en évidence la première raie à la pulsation w_0 de ce signal en la faisant passer à travers un filtre passe-bas de fréquence de coupure supérieure à w_0 et inférieure à $2w_0$. Au préalable, pour des raisons de conservation du rapport cyclique de l'impulsion du signal b_4 , ce signal b_4 sera introduit dans une bascule monostable 23 ayant la facultée
30 de se déclencher sur le front de montée du signal b_4 et dont le temps de relaxation est constant et est sensiblement égal à $\frac{T_0}{2}$. Le filtre passe-bas utilisé, est associé à un déphaseur large bande de $\pi/2$; l'ensemble est figuré par la fonction numérotée 24 sur la figure 8. Le rôle du déphaseur

consiste à rattraper un décalage de phase de $\frac{\pi}{2}$ imposé au signal b_1 par le dispositif évoqué. Le filtre est du même type que ceux déjà rencontrés jusqu'ici. Il s'ensuit que le signal b_1 disponible à la sortie de l'ensemble passe-bas 24 est donc un signal sinusoïdal de pulsation w_0 .

- 5 On peut remarquer comme cela apparaît sur la figure 13 que le signal b_1 tracé en trait continu sur cette figure est tel qu'il présente des maximums positifs à l'instant des fronts de montée des impulsions du signal b_4 . On a rapproché ce signal b_1 en trait continu du signal de l'oscillateur 14 tracé sur le même diagramme en trait pointillé et
- 10 présentant des maximums positifs aux instants $t = (2n + 1) \frac{T_0}{4}$, n étant un entier de zéro à l'infini. On peut constater sur ces figures que les maximums du signal b_1 se produisent avec un retard égal à τ après les maximums du signal de l'oscillateur 14. Le signal b_1 peut donc s'écrire :

$$b_1 = \cos w_0 (t - \tau) = \cos (w_0 \cdot t + \Delta\varphi(q(t)))$$

- 15 car τ étant fonction de a , est fonction de la valeur instantanée de $q(t)$. En effet $\tau = \frac{a}{\text{tg } \gamma}$

Le signal b_1 est donc bien un signal de pulsation w_0 modulé en phase par un signal $q(t)$. On remarquera que dans ces conditions $b_1 = m_3(t)$. Les comparateurs 20 et 22, l'intégrateur 21 la bascule monostable 23 le

20 déphaseur de $\frac{\pi}{2}$ et le filtre passe-bas de fréquence de coupure comprise entre w_0 et $2w_0$ seront d'une manière préférée des dispositifs connus de l'art antérieur.

Il est nécessaire de remarquer enfin que les corrections apportées par le dispositif de correction d'amplitude et par le dispositif de

25 correction de phase viennent se compléter sans inconvénient. Par ailleurs dans un exemple on a interverti la position relative de chacun de ces deux dispositifs de traitement et on a obtenu le même résultat de correction des produits d'intermodulation.

Le dispositif selon l'invention s'applique particulièrement à la trans-

30 mission d'information modulée en bande latérale unique dans la gamme 1,6 MHz, 30 MHz.

REVENDEICATIONS

1. Dispositif de linéarisation pour amplificateur haute fréquence du type recevant un signal à amplifier multiporteuse ou multitons, caractérisé en ce qu'il comporte des moyens (4 à 9) pour exercer indépendamment et séparément une contre-réaction sur l'enveloppe du signal amplifié et des moyens (5 et 10 à 19) pour exercer une contre-réaction sur la phase du signal amplifié $S(t)$ par rapport à celle du signal à amplifier $e(t)$.

2. Dispositif de linéarisation selon la revendication 1, caractérisé en ce que les moyens de contre-réaction d'enveloppe comportent un amplificateur à gain variable (9) pour moduler le signal à amplifier $e(t)$ par le signal délivré par un additionneur (8), en cascade avec un comparateur (7) pour comparer les signaux délivrés par un détecteur d'enveloppe (4) recevant le signal à amplifier d'une part et un détecteur d'enveloppe (6) mis en cascade avec un atténuateur (5) recevant le signal amplifié d'autre part.

3. Dispositif de linéarisation selon l'une quelconque des revendications 1 ou 2, caractérisé en ce que les moyens de contre-réaction de phase comportent un dispositif de modulation d'un signal modulé (3) mis en cascade avec un filtre passe-bas (13) recevant le signal délivré par un multiplicateur (10-11-12) sur lequel sont introduits le signal à amplifier et le signal amplifié.

4. Dispositif de linéarisation selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisé en ce que les moyens (5 et 10-19) d'exercer une contre-réaction sur la phase du signal amplifié sont disposés avant les moyens (4-9) d'exercer une contre-réaction sur l'enveloppe de ce signal.

5. Dispositif de linéarisation selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisé en ce que les moyens (5 et 10-19) d'exercer une contre-réaction sur la phase du signal amplifié sont disposés après les moyens (4-9) d'exercer une contre-réaction sur l'enveloppe de ce signal.

6. Dispositif de linéarisation selon la revendication 3, caractérisé en ce que le dispositif de modulation (3) du signal modulé $e(t)$ comporte un générateur de signal (14) élaborant un signal à une pulsation déterminée

(w_0) à moduler dans un modulateur de phase (15) par un signal de modulation ($q(t)$), un premier mélangeur (16) recevant le signal modulé ($e(t)$) et le signal du générateur de signal, un filtre passe-bas (17), un deuxième mélangeur (18) et un deuxième filtre passe-bas (19) placés en cascade du premier mélangeur (16), la sortie du modulateur de phase (15) étant reliée à la deuxième entrée du deuxième mélangeur (18), et le signal modulé ($e_2(t)$) étant délivrée à la sortie du deuxième filtre passe-bas (19).

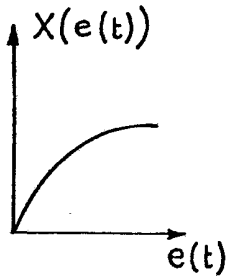


Fig.1A

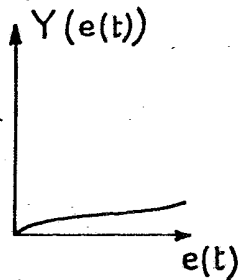


Fig.1B

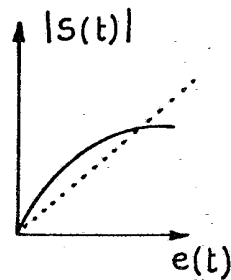


Fig.1C

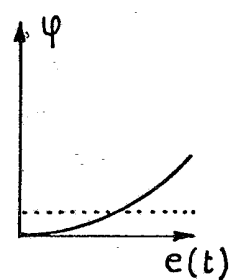


Fig.1D

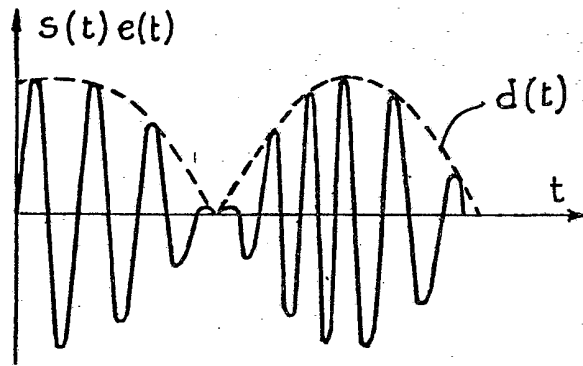


Fig.2

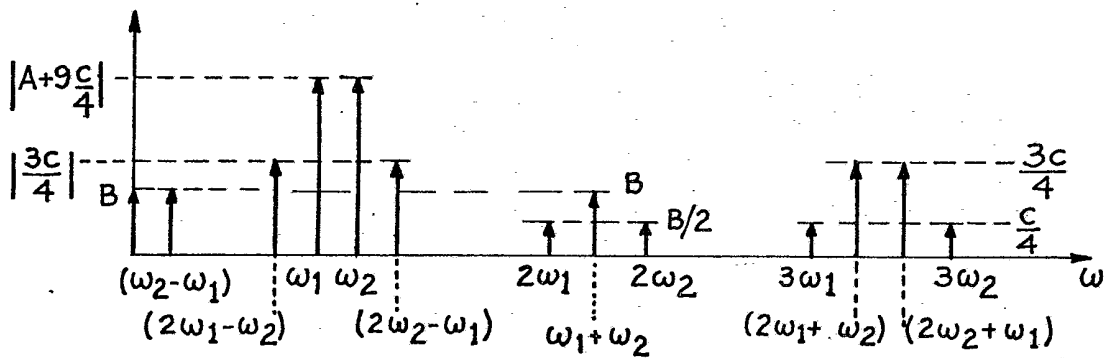


Fig.3a

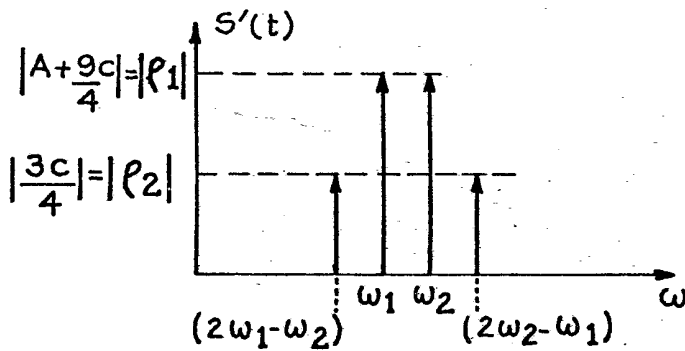


Fig.3b

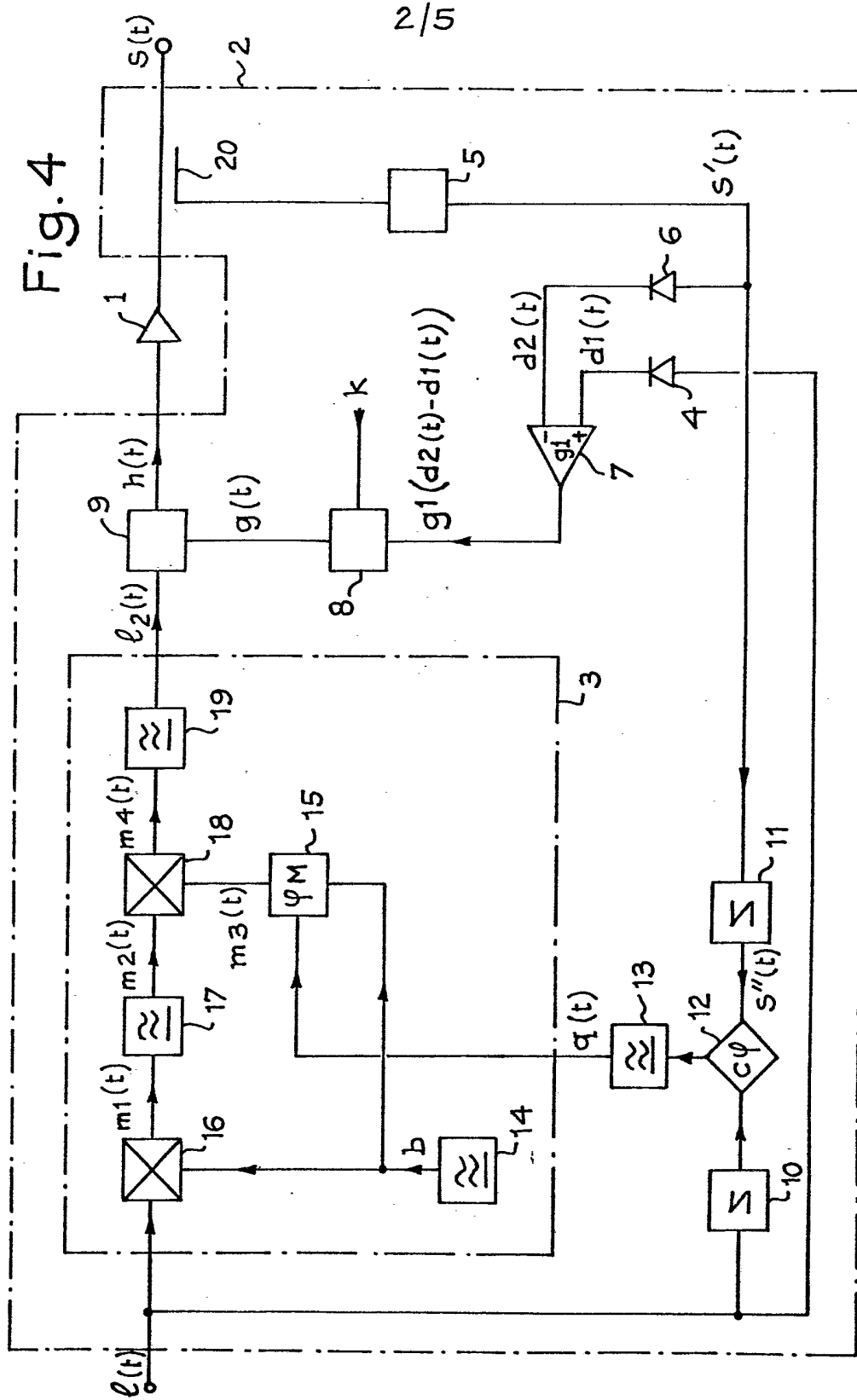


Fig. 5

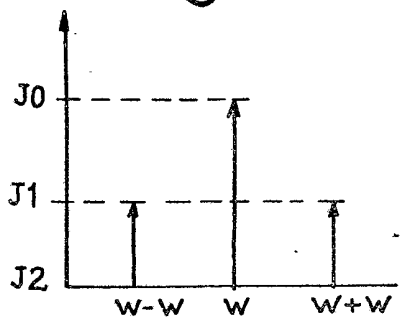


Fig. 6a

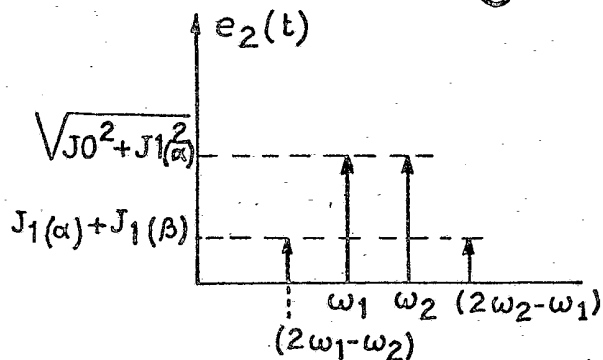


Fig. 6 b

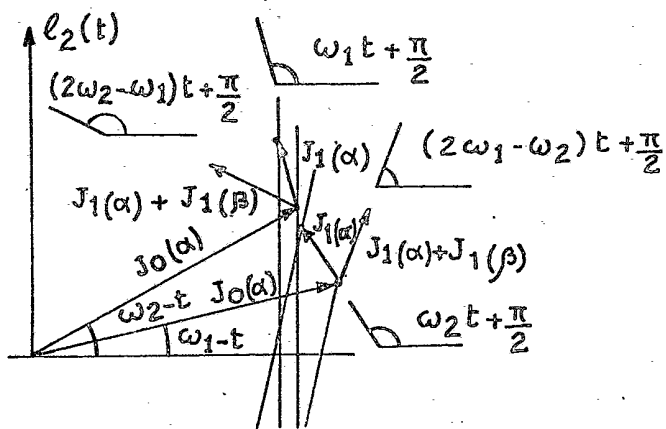


Fig. 6 c

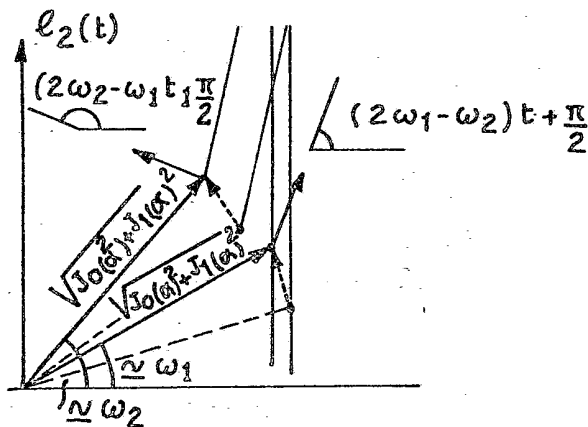


Fig. 8

