

A1

**DEMANDE
DE BREVET D'INVENTION**

(21)

N° 82 03717

(54) Dispositif électronique pour la production d'un signal d'onde porteuse modulé en amplitude et en phase.

(51) Classification internationale (Int. Cl.³). H 04 L 27/18; H 03 C 5/00.

(22) Date de dépôt..... 5 mars 1982.

(33) (32) (31) Priorité revendiquée : *Pays-Bas, 9 mars 1981, n° 81 01 109.*

(41) Date de la mise à la disposition du
public de la demande..... B.O.P.I. — « Listes » n° 36 du 10-9-1982.

(71) Déposant : N. V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN, société anonyme de droit néerlandais,
résidant aux Pays-Bas.

(72) Invention de : Johannes Otto Voorman.

(73) Titulaire : *Idem* (71)

(74) Mandataire : Jean Tissot, société civile SPID,
209, rue de l'Université, 75007 Paris.

"Dispositif électronique pour la production d'un signal d'onde porteuse modulé en amplitude et en phase".

La présente invention concerne un dispositif électronique pour la production d'un signal d'onde porteuse modulé en amplitude et en phase.

En transmission radio, on utilise diverses
5 sortes de signaux d'onde porteuse modulés en amplitude et en phase, comme des signaux de bande latérale unique, qualifiés de signaux "Offset Quadrature Phase Shift Keying" en abrégé signaux OQPSK, etc.

L'avantage important de signaux modulés de
10 cette façon par rapport à des signaux modulés exclusivement en amplitude, en phase ou en fréquence réside dans le fait que la largeur de bande exigée pour la transmission d'une même quantité d'information est plus faible, pour des signaux modulés en amplitude et en
15 phase que pour des signaux modulés exclusivement en amplitude, en phase ou en fréquence. Ainsi, un signal d'onde porteuse modulé en amplitude et en phase par un signal d'information, comme un signal de bande latérale unique ou un signal modulé sur quatre phases à largeur
20 de bande limitée ou un signal à modulation OQPSK, a la moitié de la largeur de bande d'un signal d'onde porteuse modulé en amplitude par le même signal d'information, comme un signal de double bande latérale ou une largeur de bande inférieure à celle d'un signal
25 d'onde porteuse modulé sur quatre phases par le même signal d'information sans limitation de bande, comme, par exemple, un signal dit "Fast Frequency Shift Keying" (FFSK) ou un signal dit "Minimum Shift Keying" (MSK).

30 Dans des systèmes connus, on travaille souvent exclusivement avec une modulation de phase ou de fréquence parce que la déformation d'amplificateur de puissance efficace non linéaire se situe alors exclusivement au voisinage de multiples de la fréquence
35 d'onde porteuse. Elle peut, par la suite, être éliminée de manière simple par filtrage. Toutefois, si une modulation d'amplitude est aussi présente, la bande

d'information elle-même présente alors de la distorsion. Un niveau de distorsion faible est, dans ce cas, réalisé au moyen d'amplificateurs extrêmement linéaires. Ces amplificateurs sont onéreux et ont un rendement

5 faible.

L'invention a pour but de réaliser un circuit électronique pour un signal modulé en amplitude et en phase qui, selon un concept nouveau, tout en conservant le caractère de bande étroite, permette d'éviter dans

10 une large mesure les inconvénients précités et en outre de réaliser la modulation à un niveau de signal faible à l'aide de circuits intégrés et d'obtenir ainsi d'une manière très simple et très efficace un signal de sortie de puissance élevée.

15 Le dispositif électronique servant à produire un signal d'onde porteuse modulé en amplitude et en phase est caractérisé, suivant l'invention, en ce qu'il comporte un étage de modulation de phase pourvu de deux entrées pour l'amenée de deux signaux de modulation, cet

20 étage de modulation produisant, sous la commande des signaux de modulation, deux signaux modulés en phase différents présentant une même fréquence d'onde porteuse et pratiquement la même amplitude et un étage de sortie auquel sont amenés les signaux modulés en phase pour, par

25 sommation des signaux modulés en phase, former le signal d'onde porteuse modulé en amplitude et en phase en fonction, pour l'amplitude, de la différence de phase des signaux modulés en phase et, pour la phase, de la somme des phases des signaux modulés en phase.

30 L'utilisation de deux signaux auxiliaires ayant la forme de signaux modulés exclusivement en phase a l'avantage qu'il est possible d'utiliser une amplification non linéaire pour chacun des signaux modulés en phase. Ceci est dû au fait que l'information

35 est située dans les passages par zéro du signal dont la position n'est pas influencée par une amplification non linéaire, de sorte que lors d'une amplification, on

peut obtenir un rendement très élevé. De plus, ceci a l'avantage que, pour la suppression des signaux d'ordre supérieur produits lors de l'amplification, un filtre passe-bas simple est nécessaire. De plus, on peut
 5 utiliser des signaux auxiliaires à valeurs discrètes, ce qui permet de réaliser le circuit électronique en grande partie sous une forme intégrée.

L'utilisation d'amplitudes pratiquement égales pour les signaux modulés en phase offre l'avantage d'une
 10 grande simplicité tant pour les signaux modulés en phase eux-mêmes que pour l'appareil servant à produire ces signaux et à les combiner pour l'obtention du signal modulé en amplitude et en phase.

A la suite du fait que l'addition ou la
 15 soustraction de ces signaux auxiliaires à valeurs discrètes permet, compte non tenu d'un traitement dans un filtre passe-bas, d'obtenir le signal modulé en amplitude et en phase, il devient en outre possible, moyennant l'utilisation d'une amplification non
 20 linéaire, de ré-aliser un étage final de puissance très simple.

Suivant une autre caractéristique, l'étage de modulation de phase convertit un premier signal de modulation $x_1(t)$ et le deuxième signal de modulation
 25 $x_2(t)$ en deux signaux modulés en phase $Z_1(t) = a \cos(w_0 t + \psi(t))$ en $Z_2(t) = a \cos(w_0 t + \chi(t))$, où la phase $\psi(t)$ du premier signal modulé en phase $Z_1(t)$ est égale à $\varphi(t) + \theta \arccos(r(t)/2a) + m.2\pi$ et la phase $\chi(t)$ du deuxième signal modulé en phase $Z_2(t)$ est égale à
 30 $\varphi(t) - \arccos(r(t)/2a) + n.2\pi + \frac{1-\eta}{2} \pi$ et où $\eta = +1$ pour l'addition de $Z_1(t)$ et de $Z_2(t)$ donnant $S(t)$ et $\eta = -1$ pour la soustraction de $Z_2(t)$ de $Z_1(t)$ donnant $S'(t)$ et où les signaux de modulation $x_1(t)$ et $x_2(t)$ représentent les coordonnées d'un vecteur dans un sys-
 35 tème de coordonnées, ce vecteur, transformé dans un système de coordonnées polaires, étant représenté par les grandeurs $r(t)$ ou $\varphi(t)$ où $\theta = \pm 1$, m et n étant des

nombres entiers et le signal modulé en amplitude et en phase $S(t)$ ou $S'(t)$ est représenté par $r(t) \cos (\omega_0 t + \varphi(t))$.

D'autres caractéristiques de l'invention
5 ainsi que ses avantages ressortiront clairement de la description de plusieurs formes d'exécution donnée ci-après à titre d'exemple avec référence aux dessins annexés dans lesquels:

la Fig. 1 est un schéma synoptique d'un
10 dispositif électronique conforme à l'invention;

la Fig. 2 est un exemple de réalisation de l'étage de modulation de phase du schéma synoptique représenté sur la Fig. 1;

la Fig. 3 illustre une autre forme d'exécution de l'étage de modulation de phase du schéma
15 synoptique représenté sur la Fig. 1, avec adaptation de modulateur dynamique;

la Fig. 4 est une forme d'exécution de l'étage de sortie du schéma synoptique représenté sur
20 la Fig. 1 convenant pour des signaux analogiques;

la Fig. 5 illustre:

en a, un diagramme dans lequel le signal de sortie modulé en amplitude et en phase du schéma synoptique de la Fig. 1 est représenté comme un signal
25 à trois niveaux;

en b, un diagramme qui illustre le spectre de fréquence du signal représenté en a;

en c, un diagramme du signal obtenu après filtrage du signal représenté en a par un filtre passe-
30 bas;

en d, un diagramme du spectre de fréquence du signal indiqué en c;

la Fig. 6 illustre un exemple de réalisation de l'étage de sortie du schéma synoptique représenté
35 sur la Fig. 1 comprenant une source de tension convenant pour produire le signal indiqué en a sur la Fig. 5;

la Fig. 7 illustre un exemple de réalisation de l'étage de sortie du schéma synoptique représenté sur la Fig. 1 qui est une variante de l'exemple de réalisation représenté sur la Fig. 6;

5 la Fig. 8 illustre un autre exemple de réalisation de l'étage de sortie du schéma synoptique représenté sur la Fig. 1 comprenant des sources de courant convenant pour produire le signal indiqué en a sur la Fig. 5;

10 la Fig. 9 illustre de a à i inclus, plusieurs diagrammes de signaux qui peuvent apparaître dans les exemples de réalisation représentés sur les Fig. 10 et 11;

la Fig. 10 illustre un autre exemple de réalisation de l'étage de modulation de phase du schéma synoptique représenté sur la Fig. 1 convenant pour des signaux à niveau fortement limité;

la Fig. 11 illustre un autre exemple de réalisation pour le dispositif convertisseur de signaux de l'exemple de réalisation représenté sur la Fig. 10;

la Fig. 12 illustre un autre exemple de réalisation du modulateur de phase et du générateur d'onde porteuse de l'exemple de réalisation représenté sur la Fig. 10, et

25 la Fig. 13 est un diagramme de la caractéristique du dispositif plieur de phase de l'exemple de réalisation représenté sur la Fig. 10.

Le schéma synoptique représenté sur la Fig. 1 d'un dispositif électronique conforme à l'invention comporte un étage de modulation de phase 1 et un étage de sortie 2 qui y est connecté et qui est destiné à produire un signal de sortie modulé en amplitude et en phase.

35 A cet effet, un premier signal de modulation $x_1(t)$ est amené à une première entrée 3 de l'étage de modulation de phase et un deuxième signal de modulation $x_2(t)$ est amené à une deuxième entrée 4 de l'étage de

modulation 1. Deux signaux modulés en phase

$$Z_1(t) = a \cos (w_0 t + \psi(t)) \quad (1)$$

et

$$Z_2(t) = b \cos (w_0 t + \chi(t)) \quad (2)$$

5 sont produits avec la même fréquence d'une porteuse dans l'étage de modulation 1 à l'aide des signaux de modulation, d'une manière décrite plus en détail plus loin. Jusqu'à présent, les amplitudes de ces signaux modulés en phase sont choisies différentes afin d'ex-
10 pliquer l'une des avantages du dispositif conforme à l'invention. Ces signaux modulés en phase sont amenés à l'étage de sortie 2 par l'intermédiaire des sorties 5 et 6 de l'étage de modulation 1. Cet étage de sortie comporte un premier dispositif sommateur 7 qui compose
15 les signaux modulés en phase $Z_1(t)$ et $Z_2(t)$ par addition ou soustraction. Le signal de somme ainsi obtenu $S(t) = Z_1(t) + \eta Z_2(t)$, où $\eta = \pm 1$, est amené à une borne de sortie 8. Ce signal de somme $S(t)$ est un signal modulé en amplitude et en phase présentant la même fréquence
20 d'une porteuse que les signaux modulés en phase et est représenté par

$$S(t) = r(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) \quad (3)$$

25 Il résulte du signal obtenu par addition ou soustraction

$$S^{(1)}(t) = Z_1(t) \pm Z_2(t) \text{ que}$$

$$30 \quad \psi(t) = \varphi(t) + \theta \operatorname{arctg} \sqrt{\frac{(a+b)^2 - r^2(t)}{r^2(t) - (a-b)^2}} - \theta \operatorname{arctg} \frac{a-b}{a+b}$$

$$35 \quad \sqrt{\frac{(a+b)^2 - r^2(t)}{r^2(t) - (a-b)^2}} + (k-1) \pi \quad (4)$$

et

$$\chi(t) = \varphi(t) - \theta \operatorname{arctg} \sqrt{\frac{(a+b)^2 - r^2(t)}{r^2(t) - (a-b)^2}} - \theta \operatorname{arctg} \frac{a-b}{a+b}$$

$$5 \quad \sqrt{\frac{(a+b)^2 - r^2(t)}{r^2(t) - (a-b)^2}} - (k+1)\pi + \frac{\eta-1}{2} \pi \quad (5)$$

où $\eta = +1$ pour $S(t) = Z_1(t) + Z_2(t)$ et $\eta = -1$ pour $S'(t) = Z_1(t) - Z_2(t)$ et où $\theta = \pm 1$ est un degré de liberté et peut, par conséquent, être choisi librement,
 10 $(-1)^{k+1}$ = signe de $r(t)$ et k et 1 sont des nombres entiers.
 Les expressions (4) et (5) sont très complexes.

En choisissant conformément à une mesure conforme à l'invention les amplitudes des signaux modulés en phase $Z_1(t)$ et $Z_2(t)$ égales l'une à l'autre, par exemple égales
 15 à $\frac{1}{2}$, $\eta = +1$ et $r(t) \geq 0$, on peut simplifier les équations (4) et (5) de la manière suivante:

$$\psi(t) = \varphi(t) + \theta \arccos(r(t)/2a) + m 2\pi \quad (6)$$

et

$$\chi(t) = \varphi(t) - \theta \arccos(r(t)/2a) + n 2\pi \quad (7)$$

20 où m et n sont des nombres entiers.

Des équations semblables peuvent également être obtenues pour $\eta = -1$. Dans la description suivante, cette possibilité n'est pas approfondie davantage, mais peut être réalisée d'une manière simple par chaque
 25 spécialiste de la même manière que pour $\eta = +1$.

Il ressort de ce qui précède qu'un signal d'une porteuse modulé en amplitude et en phase présentant une fréquence d'onde porteuse déterminée dans un dispositif électronique très simple peut être obtenu par
 30 sommation de deux signaux d'onde porteuse modulés en phase avec la même amplitude et fréquence d'onde porteuse. La soustraction de l'équation (7) de l'équation (6) montre que la modulation d'amplitude du signal d'onde porteuse modulé en amplitude et en phase est fonction de la dif-
 35 férence de phase relative $(\psi(t) - \chi(t))$ des signaux modulés en phase et l'addition

de l'équation (7) à l'équation (6) montre que la modulation de phase du signal d'onde porteuse modulé en amplitude et en phase est fonction de la somme des phases $(\psi(t)+\chi(t))$ des signaux modulés en phase.

5 La Fig. 2 illustre un exemple de réalisation dans lequel la production des signaux modulés en phase $Z_1(t)$ et $Z_2(t)$ au moyen des signaux de modulation $x_1(t)$ et $x_2(t)$ sera expliquée plus en détail.

Comme signaux de modulation on choisit pour
10 le signal $x_1(t)$ un signal $r(t)$ et pour le signal $x_2(t)$ un signal $\varphi(t)$, où $r(t)$ et $\varphi(t)$ représentent les coordonnées d'un vecteur dans un système de coordonnées polaires. L'étage de modulation de phase 1 comporte un dispositif de transformation de signaux 1-1 et un
15 dispositif de modulation de phase 1-2. Le signal de modulation $r(t)$ est amené par l'intermédiaire de la borne d'entrée 3 à un générateur d'arccosinus 9 du dispositif de transformation de signaux 1-1 pour former un signal de sortie $\pi/2 + \theta \arccos r(t)$. Un tel géné-
20 rateur pour la production d'arcsin $r(t)$ est, par exemple, décrit dans le livre "Electronic Analog and Hybrid Computers" de G.A Korn et T.M. Korn et est représenté, en particulier, sur les Fig. 8 à 29(b), $\arccos r(t)$ en est dérivé par addition de $\pi/2$. Le
25 signal de sortie du générateur 9 et le signal $\varphi(t)$ sont tous deux amenés à un deuxième dispositif sommateur 11 et à un troisième dispositif sommateur 12 pour la détermination du signal de somme dans le deuxième dispositif sommateur 11;

30

$$\psi(t) = \varphi(t) + \theta \arccos (r(t))$$

et du signal de différence dans le troisième dispositif sommateur 12;

35

$$\chi(t) = \varphi(t) - \theta \arccos (r(t))$$

Les signaux de sortie du dispositif de transformation de signaux 1-1 sont amenés au dispositif de modulation de phase 1-2. Plus particulièrement, le signal de sortie du dispositif sommateur 11 ou 12 est amené à un modulateur de phase 13 ou 14, un générateur d'onde porteuse 15 étant connecté à ces modulateurs de phase pour former les signaux modulés en phase $Z_1(t)$ et $Z_2(t)$. Les modulateurs de phase 13 et 14 peuvent ensemble, par exemple, former un modulateur en quadrature qui fournit ses signaux de sortie aux bornes de sortie 5 et 6. Jusqu'à présent, on est parti d'un signal de modulation qui forme les composantes vectorielles d'un vecteur dans le système de coordonnées polaires. Si les signaux de modulation $x_1(t)$ et $x_2(t)$ sont les composantes de signal d'un vecteur de signal dans un système de coordonnées cartésiennes, un dispositif de transformation de coordonnées, non représenté, est nécessaire entre les bornes d'entrée 3 et 4 et les entrées du générateur 9 et du dispositif 12, ce dispositif de transformation, d'une part déterminant l'enveloppante de modulation $r(t) = \sqrt{x_1^2(t) + x_2^2(t)}$ des signaux de modulation et fournissant cette enveloppante au générateur d'arccosinus et, d'autre part, déterminant l'argument $\varphi(t) = \arctg(x_2(t)/x_1(t))$ et l'amenant au dispositif 10.

Un exemple d'un signal d'onde porteuse modulé en amplitude et en phase et destiné à être produit par le circuit électronique est un signal de bande latérale unique.

Un tel signal peut être représenté par :

$$\operatorname{Re} (a(t) + j \hat{a}(t)) e^{j\omega_0 t} \quad (8)$$

où $e^{j\omega_0 t}$ représente le signal d'onde porteuse, $a(t)$ est le signal de bande de base et $\hat{a}(t)$ est la transformée de Hilbert du signal de bande de base $a(t)$. La relation suivante existe entre un signal $a(t)$ et la transformée

de Hilbert $\hat{a}(t)$

$$\hat{a}(t) = \frac{S}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{a(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (9)$$

5 où $S=+1$ pour le signal de bande latérale supérieure et $S=-1$ pour le signal de bande latérale inférieure, ω_0 représentant la fréquence angulaire du signal d'onde porteuse.

10 Le signal de somme $S(t)$ donné par l'équation (3) peut être écrit de la manière suivante

$$\text{Re}[r(t) e^{j\varphi(t)} \cdot e^{j\omega_0 t}] \quad (10)$$

15 La comparaison de l'équation (10) et de l'équation (8) indique que

$$r(t) = \sqrt{a^2(t) + \hat{a}^2(t)} \quad (11)$$

et

$$\varphi(t) = \text{arctg} (\hat{a}(t)/a(t)) \quad (12)$$

20

Il ressort des équations (11) et (12) que l'application du signal de bande de base $a(t)$ à la borne d'entrée 3 en tant que premier signal de modulation $x_1(t)$ et l'application de la transformée de Hilbert $\hat{a}(t)$ du signal de bande de base $a(t)$ à la borne d'entrée 4 en tant que deuxième signal de modulation $x_2(t)$ de l'exemple de réalisation représenté sur la Fig. 2, dans lequel le dispositif de transformation de coordonnées précité est présent entre les bornes d'entrée 3 et 4 d'une part et entre le générateur 9 et le dispositif 12 d'autre part, permet d'obtenir le signal modulé à bande latérale unique par sommation dans l'étage de sortie 2 des signaux modulés en phase présents sur les bornes de connexion 5 et 6.

35 Il convient de noter que la transformée de Hilbert $\hat{a}(t)$ du signal de bande de base $a(t)$ peut être obtenue dans un étage préalable par rotation de la

phase de chaque composante de fréquence du signal de bande de base $a(t)$ de 90° , ce qui est décrit dans les parties gauches des Fig. 4-3 (a) et (b) du livre "Single sideband principles and circuits" de Pappenfus et autres, 1964.

Les modulateurs de phase 13 et 14 produisent des signaux modulés en phase présentant un spectre qui est plus grand que celui du signal de bande latérale unique obtenu par sommation. Les spectres des deux signaux modulés en phase situés en dehors de la bande doivent s'annuler mutuellement avec précision, ce qui impose des exigences élevées à l'étage de modulation 1 représenté sur la Fig. 2. Une réalisation d'un étage de modulation convenant particulièrement pour former un signal de bande latérale unique est représentée sur la Fig. 3. Dans cet exemple de réalisation, on part d'un signal représenté en coordonnées cartésiennes par $x_1(t)=x(t)$ et $x_2(t)=y(t)$. Le dispositif de transformation de signaux 1-1 de cet étage de modulation 1 comporte un générateur de fonctions 16 connecté entre les bornes d'entrée 3 et 4, qui, à partir des signaux de modulation $x(t)$ et $y(t)$, composent le signal $E(t)=1/r(t) \sqrt{1-(r(t))^2}$ où $r(t)=\sqrt{x^2(t)+y^2(t)}$. Ce signal est amené à deux dispositifs multiplicateurs 17 et 18. Le premier signal de modulation $x_1(t)=x(t)$ est amené au dispositif multiplicateur 17 pour y former le signal de produit $\theta x(t)E(t)$ et le deuxième signal de modulation $x_2(t)=y(t)$ est amené au deuxième dispositif multiplicateur 18 pour y former le signal de produit $\theta y(t)E(t)$.

Le signal de modulation $x(t)$ est amené en même temps que le signal de produit $\theta y(t)E(t)$ à un quatrième dispositif sommateur qui forme le signal de différence

$$\frac{1}{2}(x(t)-\theta y(t)E(t))=\cos \psi(t) \quad (13)$$

De plus, le signal de modulation $y(t)$ est amené en même temps que le signal de produit $\theta x(t)E(t)$ à un cinquième dispositif sommateur 22 qui forme le signal de somme

$$5 \quad \frac{1}{2}(y(t) + \theta x(t)E(t)) = \sin\psi(t) \quad (14)$$

De la même manière, le signal de modulation $x(t)$ est amené avec le signal de produit $\theta Y(t)E(t)$ à un sixième dispositif sommateur 23 qui forme le signal de somme

$$10 \quad \frac{1}{2}(x(t) + \theta y(t)E(t)) = \cos\chi(t) \quad (15)$$

et le signal de modulation $Y(t)$ est amené avec le signal de produit $\theta x(t)E(t)$ à un septième dispositif sommateur 24 qui forme le signal de différence

$$15 \quad \frac{1}{2}(y(t) - \theta x(t)E(t)) = \sin\chi(t) \quad (16)$$

20 Les signaux $\cos\psi(t)$, $\sin\psi(t)$, $\cos\chi(t)$ et $\sin\chi(t)$ formés par les dispositifs sommateurs 21 à 24 inclus sont amenés en tant que signaux de sortie du dispositif de transformation de signaux 1-1 à des modulateurs en quadrature de phase 25 et 26 distincts du dispositif de modulation de phase 1-2. Le modulateur en quadrature 25 comporte deux multiplicateurs 27 et 28 auxquels les signaux $\cos\psi(t)$, $\sin\psi(t)$ et le signal d'onde porteuse $\cos\omega_0 t$ produit par le générateur d'onde porteuse 29 ainsi que le signal d'onde porteuse $\sin\omega_0 t$ fourni par l'intermédiaire d'un réseau de rotation de phase 30 de 90° sont amenés respectivement pour former les signaux de produit, $\cos\psi(t) \cdot \cos\omega_0 t$ et $\sin\psi(t) \cdot \sin\omega_0 t$. Ces signaux sont soustraits dans un huitième dispositif sommateur 31 ce qui donne le signal modulé en phase $Z_1(t) = \frac{1}{2} \cos(\omega_0 t + \psi(t))$ sur la borne de sortie 5.

De la même manière, le modulateur en quadra-

ture 26 comporte deux multiplicateurs 32 et 33 auxquels les signaux $\cos\chi(t)$, $\sin\chi(t)$ et $\cos\omega_0 t$ et $\sin\omega_0 t$ sont respectivement amenés pour former les signaux de produit $\cos\chi(t).\cos\omega_0 t$ et $\sin\chi(t).\sin\omega_0 t$.

5 Ces signaux de produit sont amenés à un neuvième dispositif sommateur 34 où le signal modulé en phase $Z_2(t) = \frac{1}{2} \cos(\omega_0 t + \chi(t))$ est formé et est fourni à la borne de sortie 6.

10 Pour faire en sorte que les spectres situés en dehors de la bande des deux signaux modulés en phase $Z_1(t)$ et $Z_2(t)$ s'annulent de façon précise, on tire profit du fait que dans les équations (4) et (5), θ peut être choisi égal à plus un ou à moins un et qu'aucune des branches de l'étage de modulation 1 ne
15 possède une fonction de mémoire. Pour atteindre ce résultat, un générateur de signaux d'impulsions 35 est connecté au dispositif de transformation de signaux 1-1 de l'étage de modulation 1 et présente une fréquence de répétition des impulsions qui vaut au moins le double
20 de la fréquence maximum des signaux de modulation. Ce générateur 35 est connecté, en particulier, à une troisième entrée de signaux de tous les dispositifs multiplicateurs 17 et 19. Sous la commande du signal d'impulsions produit par le générateur 35, la valeur de
25 la grandeur passe alternativement à +1 et à -1 au rythme de la fréquence de répétition des impulsions.

Ceci signifie que les signaux de sortie des dispositifs multiplicateurs 17 et 18 changent de signe au rythme de la fréquence de répétition des impulsions.
30 Ceci peut être obtenu, par exemple, au moyen d'amplificateurs inverseurs qui, sous la commande du signal d'impulsions, sont commutés alternativement dans des circuits de sortie de signaux, non représentés, des multiplicateurs 17 et 18 et hors de ceux-ci.

35 Comme cela résulte des équations (13), (14), (15) et (16), les signaux de sortie des dispositifs additionneurs 21 à 24 inclus permutent à la suite du

passage de la valeur du signal θ de +1 à -1 et inversement.

Il ressort donc des formules (13) et (15) que le signal de sortie du dispositif sommateur 21 pour $\theta = +1$ est le même que le signal de sortie du dispositif sommateur 23 pour $\theta = -1$ et inversement.

De la même manière, il résulte des formules (14) et (16) que le signal de sortie du dispositif sommateur 22 pour $\theta = +1$ est le même que le signal de sortie du dispositif sommateur 24 pour $\theta = -1$ et inversement.

Ceci a pour conséquence que chaque modulateur en quadrature 24 et 25 donne les deux signaux modulés en phase $Z_1(t)$ et $Z_2(t)$ et ce, en alternance au rythme de la fréquence d'impulsions du générateur 35, étant entendu que lorsque le modulateur 24 donne le signal $Z_1(t)$, le modulateur 25 donne le signal $Z_2(t)$ et inversement. Par l'adaptation de modulateur dynamique ainsi obtenue, tous les spectres indésirables produits par les modulateurs 24 et 25 s'annulent en moyenne par soustraction dans l'étage de sortie connecté à l'étage de modulation 1.

Un étage de sortie 2 à amplification de puissance convenant pour le dispositif électronique pour des signaux analogiques est représenté sur la Fig. 4.

Cet étage de sortie 2 comporte deux amplificateurs de puissance 36 et 37 et un terminal à quatre fils 38 qui y est connecté auquel est connectée, d'une part, la charge de sortie sous forme d'une antenne 39 et, d'autre part, une impédance d'adaptation 40 égale à l'impédance de l'antenne.

Les signaux modulés en phase $Z_1(t)$ et $Z_2(t)$ sont amplifiés en puissance dans les amplificateurs 36 et 37. En raison du fait que ces signaux ont une amplitude constante, le signal obtenu par la déformation non linéaire lors de l'amplification (harmoniques

supérieurs de la fréquence d'onde porteuse) tombe en dehors de la bande.

Dans le terminal à quatre fils, les signaux amplifiés $Z_1(t)$ et $Z_2(t)$ sont combinés pour donner le signal modulé en amplitude et en phase $S(t) = r(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi(t))$, où $r(t)$ est le premier signal de modulation $x_1(t)$ et $\varphi(t)$ est le deuxième signal de modulation $x_2(t)$. Ce signal $S(t)$ est amené dans sa totalité à l'antenne 39. Le terminal assure, lors d'une adaptation correcte, que les amplificateurs non linéaires ne se voient pas. Ceci empêche une transmodulation des deux signaux modulés en phase.

Il est aussi possible d'utiliser en lieu et place des dispositifs 16 à 24 inclus des tables dites "d'exploration" qui contiennent des mémoires dans lesquelles les valeurs des signaux de sortie des dispositifs additionneurs 21 à 24 inclus sont stockées pour un grand nombre de valeurs discrètes de ces signaux d'entrée $x_1(t)$ et $x_2(t)$. Les valeurs de ces signaux d'entrée forment les adresses pour les signaux de sortie des dispositifs additionneurs 21 à 24 inclus associés à ces signaux d'entrée. Le dispositif à mémoire est pourvu, en outre, d'un dispositif d'adressage qui, sous la commande des signaux de modulation, lit les signaux proportionnels aux signaux de phase $\psi(t)$ et $\varphi(t)$ qui y correspondent. Ceci peut assurer une économie d'appareillage.

Il convient de noter qu'en dehors des signaux de bande latérale unique (SSB) on peut aussi produire de la manière décrite plus haut d'autres formes de signaux modulés en amplitude et en phase tels que des signaux VSB. L'unique différence entre les signaux VSB et les signaux SSB réside dans le fait qu'au niveau de la bande de base, il faut utiliser des filtres légèrement différents pour produire les deux signaux de modulation qui sont nécessaires pour les signaux VSB.

Comme mentionné plus haut, la production d'un

signal modulé en amplitude et en phase à partir de deux signaux de modulation à l'aide de deux signaux auxiliaires ayant la forme de signaux modulés en phase, offre le grand avantage que des déformations non linéaires dans les amplificateurs de puissance n'ont aucune influence sur la situation des passages par zéro de ces signaux modulés en phase. Ceci permet d'utiliser tous les types d'amplificateurs.

Si deux signaux modulés en phase $Z_1(t)$ et $Z_2(t)$ sont amenés par des circuits limiteurs dits stricts, des signaux rectangulaires $\text{sign } Z_1(t)$ et $\text{sign } Z_2(t)$ sont obtenus de ces signaux et sont combinés dans cet exemple dans l'étage de sortie en un signal de différence

$$\text{sign } S'(t) = \text{sign} (\cos(\omega_0 t + \varphi(t) + \theta \arccos(r(t)))) + \text{sign} (\cos(\omega_0 t + \varphi(t) - \theta \arccos(r(t)))) \quad (17)$$

conformément à l'équation

$$r \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) = \frac{1}{2} \cos(\omega_0 t + \psi(t)) + \frac{1}{2} \cos(\omega_0 t + \chi(t))$$

qui illustre une autre réalisation permettant de produire un signal modulé en phase et en amplitude à partir de deux signaux modulés en phase.

Ce signal $\text{sign } S(t)$ est, par suite de la limitation stricte des signaux partiels, un signal à trois niveaux, comme illustré en a sur la Fig. 5.

Le signal initial modulé en amplitude et en phase peut être récupéré au moyen d'un filtre passe-bas ce qui est indiqué dans le calcul suivant. Dans ce cas

$$\begin{aligned} & \text{sign} (\cos(\omega_0 t + \varphi(t) + \theta \arccos r(t))) = \\ & = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} (-1)^{(k-1)/2} \frac{\cos k(\omega_0 t + \varphi(t) + \theta \arccos r(t))}{k} \end{aligned} \quad (18)$$

et

$$\begin{aligned} & \text{sign} (\cos(\omega_0 t + \varphi(t) - \theta \arccos r(t))) = \\ 5 \quad & = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} (-1)^{(k-1)/2} \frac{\cos k(\omega_0 t + \varphi(t) - \theta \arccos r(t))}{k} \end{aligned} \quad (19)$$

10 Dans l'étage final, le signal représenté par l'équation (19) est, par exemple, additionné au signal représenté par l'équation (18) ce qui donne

$$S(t) = \frac{8}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} (-1)^{(k-1)/2} \frac{\cos(k \arccos r(t))}{k} \cos k(\omega_0 t + \varphi(t)) \quad (20)$$

15 En décomposant cette somme en termes séparés, on obtient

$$S(t) = \frac{8}{\pi} r(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) - \frac{8}{\pi} \frac{4r^3(t) - 3r(t)}{3} \cos 3(\omega_0 t + \varphi(t)) + \dots \quad (21)$$

20

Le spectre de fréquence de ce signal est illustré en b sur la Fig. 5.

25 L'utilisation d'un filtre passe-bas indique alors que $S(t) = r(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t))$, ce signal étant représenté en c et d sur la Fig. 5 avec le spectre de fréquence associé.

On suppose ici que ω_0 est suffisamment élevé pour empêcher la déformation dite de pliage.

30 Il est donc possible, pour obtenir un très haut rendement, d'utiliser des amplificateurs de la classe "d" combinés avec un filtre passe-bas dans le conducteur d'antenne.

35 Un étage de sortie très adéquat à amplification de puissance est illustré sur la Fig. 6. Le signal rectangulaire $\text{sign } Z_1(t)$ obtenu au moyen d'une limitation stricte du signal $Z_1(t)$ est amené à une

borne de commande 41 et le signal rectangulaire $\text{sign } Z_2(t)$ obtenu par une limitation stricte du signal $Z_2(t)$ est amené à une borne de commande 43 respectivement des inverseurs 42 et 44. Un des contacts d'inversion 42-1 ou 44-2 de chaque inverseur 42 et 44 est
5 connecté à une première borne +E d'une source de tension d'une valeur de 2 E volts et l'autre contact d'inversion 42-2 ou 44-1 est connecté à une deuxième
10 borne -E de la source de tension. Les bras de commutation 42-3 et 44-3 des inverseurs 42 et 44 sont interconnectés par l'intermédiaire d'un enroulement primaire 45-1 d'un transformateur de sortie 45. Une antenne peut être connectée aux bornes de connexion 46 et 47 d'un enroulement secondaire 45-2 du transformateur 45. Cet
15 étage de sortie 2 fonctionne de la manière suivante.

Si une valeur "1" est amenée aux bornes de commande 41 et 43, les deux inverseurs 42 et 44 se trouvent dans les positions non représentées et un courant passe depuis la borne +E par le contact 42-1,
20 le bras de commutation 42-3, l'enroulement primaire 45-1, le bras de commutation 44-3 et le contact 44-1 vers la borne -E. Ce courant induit, dans l'enroulement secondaire 45-2, une tension qui peut être prélevée entre les bornes 46 et 47.

25 Si la valeur "0" est amenée aux deux bornes de commande 41 et 43, les inverseurs se trouvent dans la position représentée, de sorte qu'un courant passe de la borne +E par le contact 44-2, le bras de commutation 44-3, l'enroulement primaire 45-1, le bras de
30 commutation 42-3 et le contact 42-2 vers la borne -E. La tension entre les bornes 46 et 47 change, par conséquent, de signe. Si la valeur "1" est amenée à une des bornes de commande 41 ou 43, et la valeur "0" à l'autre borne de commande ou inversement, les deux bras
35 de commutation 42-3 et 44-3 sont connectés ou bien à la borne +E ou bien à la borne -E et aucune tension n'est présente dans l'enroulement primaire. La tension entre

les bornes 46 et 47 est alors de 0 volt. La Fig. 7 représente une variante d'étage de sortie dans lequel la source de tension est remplacée par une source de courant 10. Dans cet étage de sortie, une extrémité de l'enroulement primaire du transformateur 45 est connectée à un contact tant de l'inverseur 42 que de l'inverseur 44, l'autre extrémité de l'enroulement primaire est connectée à l'autre contact des inverseurs 42 et 44 et la source de courant 10 est connectée entre les bras de commutation des inverseurs 42 et 44. Le fonctionnement de cet étage de sortie est analogue à celui de la forme d'exécution représentée sur la Fig. 6, étant entendu que le courant qui passe par l'enroulement primaire du transformateur 45 est fourni par la source de courant 10 et non par une source de tension.

Une forme de réalisation adéquate des inverseurs 42 et 44 des étages de sortie représentés sur les Fig. 6 et 7 comporte, par exemple, des MESFETS ou MOSFETS.

Un autre étage de sortie réalisé au moyen de sources de courant est représenté sur la Fig. 8. Les signaux modulés en phase strictement limités $\text{sign } Z_1(t)$ et $\text{sign } Z_2(t)$, qui sont fournis par l'étage de modulation 1 à l'étage final, sont amenés à trois circuits-portes logiques, à savoir un premier circuit-porte ET 48, un circuit-porte NON-OU exclusif 49 et un deuxième circuit-porte ET 50 comportant deux entrées inverseuses, qui produisent respectivement le signal $\text{sign } Z_1(t) \cdot \text{sign } Z_2(t)$; le signal $\text{sign } Z_1(t) \cdot \text{sign } Z_2(t) + \text{sign } Z_1(t) \cdot \text{sign } Z_2(t)$ et le signal $\text{sign } Z_1(t) \cdot \text{sign } Z_2(t)$.

Ces signaux sont amenés à une bascule à trois positions 60 comme signaux de positionnement sur les flancs positifs, qui comportent des sources de courant 61 et 62 connectées aux sorties 60-1 et 60-2. Ces sources de courant 61 et 62 sont connectées à une

antenne 63. Sous la commande du signal de sortie produit par le circuit logique 48, les sources de courant 61 et 62 sont enclenchées sur un flanc positif de ce signal par la bascule à trois positions 60 qui
 5 fournit alors un courant d'une valeur $2 I$ à l'antenne 63.

Sous la commande du signal de sortie produit par le circuit logique 49, seule la source de courant 61 ou 62 est mise en circuit à un flanc positif de ce
 10 signal par la bascule à trois positions 60 de sorte qu'un courant de la valeur I est fourni à l'antenne. Et sous la commande du signal de sortie produit par le circuit logique 50, les deux sources de courant 61 et 62 sont mises hors circuit à un flanc positif de ce
 15 signal par la bascule à trois positions 60 de sorte qu'aucun courant n'est fourni à l'antenne.

Le câble d'antenne lui-même peut avoir une caractéristique passe-bas de sorte que, dans ces cas, un filtre passe-bas discret n'est pas nécessaire, comme
 20 sur les Fig. 6, 7 et 8.

Des étages de modulation 1 très adéquats pour ces étages finals 2 qui sont commandés par des signaux modulés en phase à valeur discrète sont représentés sur les Fig. 10 et 11. Pour illustrer ces étages de modulation, on montrera tout d'abord sur la Fig. 9 qu'il
 25 existe une relation entre le produit des signaux modulés en phase strictement limités $\text{sign } Z_1(t)$ et $\text{sign } Z_2(t)$ et le produit de deux signaux modulés par largeur d'impulsion $P_1(t)$ et $P_2(t)$ avec analyse
 30 naturelle.

Le premier signal modulé en phase strictement limité est le signal
 $\text{sign } Z_1(t) = \text{sign} (\cos(\omega_0 t + \varphi(t) + \theta \arccos r(t)))$
 si, par exemple, on choisit $\theta = +1$, on peut écrire cela
 35 sous la forme
 $= \text{sign} (\cos(\omega_0 t + \varphi(t) + \arcsin r(t) + \frac{\pi}{2}))$
 $= - \text{sign} (\sin(\omega_0 t + \varphi(t) + \arcsin r(t)))$

ce signal étant représenté en d sur la Fig. 9.

Le deuxième signal modulé en phase strictement limité est

$$\text{sign } Z_2(t) = \text{sign}(\cos(\omega_0 t + \varphi(t) - \theta \arccos r(t)))$$

$$\theta = +1$$

$$= \text{sign}(\cos(\omega_0 t + \varphi(t) - \arcsin r(t) - \frac{\pi}{2}))$$

$$= \text{sign}(\sin(\omega_0 t + \varphi(t) - \arcsin r(t)))$$

ce signal étant représenté en e sur la Fig. 9.

Le produit des signaux modulés en phase strictement limités est, par conséquent, égal à :

$$-\text{sign}(\sin(\omega_0 t + \varphi(t) + \arcsin r(t))) \cdot \text{sign}(\sin(\omega_0 t + \varphi(t) - \arcsin r(t)))$$

Ceci peut être écrit sous la forme suivante :

$$-\text{sign}(\sin(\omega_0 t + \varphi(t) + \arcsin r(t))) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi(t) - \arcsin r(t))$$

ce qui correspond à

$$\begin{aligned} & -\text{sign}(\cos(2 \arcsin r(t)) - \cos 2(\omega_0 t + \varphi(t))) = \\ & -\text{sign}(1 - 2 \sin^2(\arcsin r(t)) - 1 + 2 \sin^2(\omega_0 t + \varphi(t))) = \\ & -\text{sign}(\sin^2(\omega_0 t + \varphi(t)) - r^2(t)) \end{aligned} \quad (22)$$

L'équation (22) peut être écrite sous la forme suivante :

$$\text{sign}(r(t) + \sin(\omega_0 t + \varphi(t))) \cdot \text{sign}(r(t) - \sin(\omega_0 t + \varphi(t)))$$

ce qui prouve que

$$\text{sign}(Z_1(t)) \cdot \text{sign}(Z_2(t)) = P_1(t) \cdot P_2(t) \quad (23)$$

où $P_1(t) = \text{sign}(r(t) + \sin(\omega_0 t + \varphi(t)))$ et

$P_2(t) = \text{sign}(r(t) - \sin(\omega_0 t + \varphi(t)))$.

Il ressort de (23) que les passages par zéro du produit des signaux modulés en phase strictement limités $\text{sign } Z_1(t)$ et $\text{sign } Z_2(t)$ sont identiques aux passages par zéro du produit modulé par largeur d'impulsions $P_1(t) \cdot P_2(t)$.

En a sur la Fig. 9 sont représentées la fonction $\sin(\omega_0 t + \varphi(t))$ (traits pleins), la fonction

$+r(t)$ (traits de chaînette) et la fonction $-r(t)$ (pointillés).

En b sur la Fig. 9 est représenté le signe de la fonction $r(t)+\sin(\omega_0 t+\varphi(t))$ qui représente le signal modulé par impulsions $P_1(t)$. Les valeurs pour lesquelles $\sin(\omega_0 t+\varphi(t))$ est égal à $-r(t)$ forment les transitions du signal modulé par impulsions $P_1(t)$, les points d'intersection étant indiqués par "b" en a sur la Fig. 9. De la même manière, les points d'intersection du signal $+\sin(\omega_0 t+\varphi(t))$ avec le signal $+r(t)$ forment les transitions du signal modulé par impulsions $P_2(t)$, ce signal $P_2(t)$ étant représenté en c sur la Fig. 9, étant entendu qu'on a tiré profit du fait que $r(t)-\sin(\omega_0 t+\varphi(t))=-(\sin(\omega_0 t+\varphi(t))-r(t))$

Ces points d'intersection sont indiqués par c en a sur la Fig. 9.

Comme indiqué plus haut, les flancs de ces signaux correspondent à ceux des signaux modulés par largeur d'impulsions $P_1(t)$ et $P_2(t)$, mais il s'avère que les flancs montants du signal sign $Z_1(t)$ coïncident avec les flancs montants du signal $P_2(t)$ et que les flancs descendants du signal $Z_1(t)$ coïncident avec les flancs montants du signal $P_1(t)$, ce qui est indiqué en a sur la Fig. 9 par une deuxième indication "d" ajoutée aux points d'intersection correspondants. De la même manière, il s'avère que les flancs montants du signal sign $Z_2(t)$ coïncident avec les flancs descendants du signal $P_2(t)$ et que les flancs descendants du signal sign $Z_1(t)$ coïncident avec les flancs descendants du signal $P_1(t)$, ce qui est indiqué en a sur la Fig. 9 par une deuxième indication "e" qui est ajoutée aux points d'intersection en question.

Les exemples de réalisation d'un étage de modulation 1 représentés sur les Fig. 10 et 11 tirent profit de la propriété précitée. Ainsi, la Fig. 10 illustre un étage de modulation 1 dans lequel un signal de modulation $\varphi(t)$ amené à la borne d'entrée 4 module

en phase tout d'abord dans un modulateur de phase 64 un signal d'onde porteuse produit par un générateur d'onde porteuse 65. Le signal $\sin(\omega_0 t + \varphi(t))$ ainsi obtenu est amené aux bornes de connexion 66-2 et 66-1 d'un dispositif convertisseur de signaux 66 en même temps qu'un
5 signal de modulation $r(t)$ amené à la borne d'entrée 3. Dans le dispositif 66, ces signaux sont amenés d'une part à des entrées de signaux 67-1 et 67-2 d'un premier circuit comparateur 67 et, d'autre part, à des entrées
10 de signaux 68-1 et 68-2 d'un deuxième circuit comparateur 68. Ces circuits comparateurs 67 et 68 ne diffèrent l'un de l'autre que par le fait que l'entrée de signaux 68-2 du circuit 68 est une entrée inverseuse de signaux tandis que l'entrée correspondante 67-2 du
15 dispositif 67 est une entrée non inverseuse de signaux. Les signaux de sortie des circuits comparateurs 67 et 68 sont bivalents de sorte que le circuit comparateur 67 donne le signal modulé par impulsions $P_1(t)$ indiqué en b sur la Fig. 9 et le circuit comparateur 68 le
20 signal modulé par impulsions $P_2(t)$ indiqué en c sur la Fig. 9. Le signal $P_1(t)$ est amené à un circuit diviseur par deux 69 et le signal $P_2(t)$ est amené à un circuit diviseur par deux 70. Le signal de sortie sur la sortie de signaux a du circuit diviseur par deux 69 change de
25 valeur à chaque flanc montant du signal $P_1(t)$, comme indiqué en f sur la Fig. 9, et le signal de sortie de la sortie b de ce circuit diviseur par deux change de valeur à chaque flanc descendant du signal $P_1(t)$ comme indiqué en g sur la Fig. 9.

30 De la même manière, le signal sur la sortie de signaux a du circuit diviseur par deux 70 change de valeur à chaque flanc montant du signal $P_2(t)$ comme indiqué en h sur la Fig. 9 et le signal sur la sortie de signaux b du circuit diviseur par deux 70 change de
35 valeur à chaque flanc descendant du signal $P_2(t)$ comme indiqué en i sur la Fig. 9. Les signaux fournis par la sortie a du circuit diviseur par deux 69 et par la

sortie a du circuit diviseur par deux 70 sont amenés à un circuit-porte OU exclusif qui, à partir de ces signaux, forme le signal $\text{sign } Z_1(t)$ indiqué en d sur la Fig. 9 qui peut être obtenu sur la sortie 5.

5 De la même manière, le signal de la sortie b du circuit diviseur par deux 70 et le signal de la sortie b du circuit diviseur par deux 69 sont amenés à un circuit-porte OU exclusif 72 qui, à partir de ces signaux, forme le signal $\text{sign } Z_2(t)$ indiqué en e sur la
10 Fig. 9, qui peut être obtenu sur la sortie 6.

Ce dispositif convertisseur de signaux 66 pourvu des circuits diviseurs par deux 69 et 70 introduit une incertitude en ce qui concerne le signe du signal de sortie $\text{sign } S(t)$ obtenu par sommation dans
15 l'étage de sortie 2, parce que l'état initial des circuits diviseurs par deux n'est pas défini.

Pour éviter ceci, la Fig. 11 illustre un autre exemple de réalisation d'un dispositif convertisseur de signaux 66 à utiliser dans un étage de
20 modulation 1 tel que représenté sur la Fig. 10. Ce dispositif 66 utilise également des signaux modulés par durée d'impulsions pour produire les signaux modulés en phase strictement limités, mais il se distingue par le fait qu'il comporte un circuit logique exclusivement
25 sensible aux variations de signaux positives.

Les signaux $r(t)$ et $\sin(\omega_0 t + \varphi(t))$ amenés aux bornes d'entrée 66-1 et 66-2 sont appliqués à deux autres dispositifs comparateurs 73 et 74 respectivement qui se distinguent des dispositifs comparateurs 68 et
30 67 représentés sur la Fig. 10 uniquement par le fait qu'en dehors des sorties de signaux 73-1 et 74-1, ils sont également pourvus de sorties inverseuses de signaux 73-2 et 74-2.

Le signal de sortie de la sortie 73-1 est, par conséquent, pareil au signal $P_2(t)$ indiqué en c sur la Fig. 9 et le signal de sortie de la sortie 73-2 est
35 l'inverse de ce signal.

De la même manière, le signal de sortie de la sortie 74-1 est le signal $P_1(t)$ indiqué en b sur la Fig. 9 et celui de la sortie 74-2 est l'inverse de ce signal.

5 Entre les sorties 73-1 et 74-2 est représentée une bascule à positionnement-repositionnement 51 qui n'est sensible qu'aux flancs positifs.

Le fonctionnement sera expliqué avec référence aux diagrammes b à e inclus de la Fig. 9.

10 Au moment t_2 , un flanc positif apparaît dans le signal de sortie c de la Fig. 9 de la sortie 73-1 et la bascule 51 dans son état positionné et un signal haut (en d sur la Fig. 9) est produit par la sortie de signaux q à la sortie 5. Au moment t_4 , un flanc positif
15 apparaît dans le signal de sortie b de la Fig. 9 de la sortie 74a et repositionne la bascule 51 et un signal bas (en d sur la Fig. 9) est fourni par la sortie de signaux q, etc.

Le premier signal modulé en phase strictement
20 limité, sign $Z_1(t)$, indiqué en d sur la Fig. 9, apparaît, par conséquent, sur la borne de sortie 5.

Une bascule 52 est également connectée entre les sorties 73-2 et 74-2.

D'une manière semblable à celle représentée
25 pour la bascule 51, il est possible à partir des inverses des signaux indiqués en b et c sur la Fig. 9, qui sont fournis par les sorties 73-2 et 74-2, de démontrer que la sortie de signaux q de cette bascule 52 amène le deuxième signal modulé en phase strictement
30 limité sign $Z_2(t)$ à la borne de sortie 6.

Il est, en outre, clair que si la bascule 52 n'est sensible qu'aux flancs négatifs, les entrées de cette bascule doivent aussi être connectées entre les bornes de sortie 73-1 et 74-1 en vue d'obtenir le
35 signal sign $Z_2(t)$ sur la borne de sortie 6, etc.

Une forme de réalisation adéquate du modulateur de phase 64 illustré sur la Fig. 10 est indiquée

sur la Fig. 12.

Le signal de modulation $\varphi(t)$ amené à la borne d'entrée 4 est amené à un dispositif plieur de phase 77 qui convertit le signal $\varphi(t)$ en un signal $\sin\Phi(t)$ d'une manière décrite plus en détail plus loin. Ce signal $\sin\Phi(t)$ est amené à un multiplicateur 78 où il est multiplié par un signal $\text{sign}(\cos\omega_0 t)$, ω_0 représentant la fréquence angulaire du signal d'onde porteuse. Ce signal $\text{sign}(\cos\omega_0 t)$ est fourni par une sortie 65-2 du générateur d'onde porteuse 65. A cet effet, le générateur d'onde porteuse est pourvu dans son circuit de sortie d'un circuit strictement limité, non représenté.

Le signe du signal $\sin\Phi(t)$ est inversé entre plus et moins dans le multiplicateur 78 au rythme de la fréquence d'onde porteuse par le signal $\text{sign}(\cos\omega_0 t)$. Le signal de sortie $\text{sign}(\cos\omega_0 t) \cdot \sin\Phi(t)$ du multiplicateur 78 est amené à une entrée 79-2 d'un autre circuit comparateur 79 dans lequel, à une entrée 79-1, est amené un signal d'onde porteuse $\sin\omega_0 t$ produit par la sortie 65-1 du générateur d'onde porteuse 65. Cet autre circuit comparateur 79 produit à partir de ces signaux d'entrée le signal

$$\text{sign}(\sin\omega_0 t + \text{sign}(\cos\omega_0 t) \cdot \sin\Phi(t))$$

qui est identique au signal

$$\text{sign} \sin(\omega_0 t + \varphi(t))$$

comme indiqué ci-après.

Pour les passages par zéro du signal produit par le circuit comparateur 79, il s'avère que

$$\sin\omega_0 t = \text{sign}(\cos\omega_0 t) \sin\Phi(t)$$

Pour des passages par zéro successifs, il s'avère, par conséquent, que

$$\begin{aligned}\sin\omega_0 t &= -\sin\Phi(t) \\ \sin\omega_0 t &= +\sin\Phi(t) \\ \sin\omega_0 t &= -\sin\Phi(t), \text{ etc.}\end{aligned}$$

5 Ce qui signifie que

$$\omega_0 t + \Phi(t) = K\pi$$

où $K = (\dots, 0, 1, 2, 3, \dots)$

10 Cette relation représente les passages par zéro du signal $\text{sign}(\sin\omega_0 t + \Phi(t))$, de sorte que le signal de sortie de l'autre circuit comparateur 79 est égal à $\text{sign} \sin(\omega_0 t + \Phi(t))$. Or, le signal $\sin(\omega_0 t + \Phi(t))$ est identique au signal $\sin(\omega_0 t + \varphi(t))$ si $\Phi(t)$ est
15 choisi tel que $-\pi/2 \leq \Phi(t) \leq +\pi/2$, et est donc limité alors que $\varphi(t)$ n'est pas limité. Le dispositif plieur de phase 77 doit, par conséquent, assurer que le signal $\varphi(t)$ soit converti en le signal $\Phi(t)$, $\Phi(t)$ étant limité en deçà de la valeur indiquée plus haut pour présenter
20 au multiplicateur 78 un signal de valeur finie, par exemple pour une valeur continuellement croissante du signal $\varphi(t)$. A cet effet, le dispositif plieur de phase présente, par exemple, une caractéristique telle que représentée sur la Fig. 12.

25 Cette figure montre qu'à chaque valeur du signal d'entrée $\varphi(t)$ est associée une valeur déterminée du signal de sortie $\Phi(t)$ comprise entre les limites $-\pi/2$ et $+\pi/2$.

30 A la caractéristique en dents de scie représentée sur la Fig. 12 pour la conversion du signal $\varphi(t)$ en $\Phi(t)$, qui comporte le signal $\sin\Phi(t)$ comme onde de base, est associé en tant que signal d'onde porteuse un signal qui est également en dents de scie. Ceci est indiqué sur la Fig. 11 pour le signal de sortie de la
35 sortie 65-1 du générateur d'onde porteuse 65. Il est cependant possible d'utiliser, en lieu et place de signaux sinusoïdaux représentés par les signaux en

dents de scie, des signaux sinusoïdaux ou d'autres approximations pour ces signaux sinusoïdaux.

Il ressort de ce qui précède que la relation entre les signaux $\varphi(t)$ et $\Phi(t)$ est univoque. Ce
5 dispositif de pliage peut, par conséquent, être représenté au moyen d'une table dite "table de consultation". Cette table comporte une mémoire dans laquelle, pour chaque valeur du signal d'entrée $\varphi(t)$, la valeur associée du signal de sortie $\Phi(t)$ est stockée
10 et dans laquelle le signal d'entrée $\varphi(t)$ sert de signal d'adresse du signal $\Phi(t)$ associé.

Le signal de sortie de l'autre circuit comparateur est amené par l'intermédiaire d'un filtre passe-bas 80 à la borne de connexion 62-2 où le signal
15 d'onde porteuse modulé en phase $\sin(\omega_0 t + \varphi(t))$ est disponible en vue de la poursuite du traitement.

Les formes de réalisation de l'étage de modulation 1 qui sont représentées sur les Fig. 10 et 11 ont l'avantage qu'elles peuvent être réalisées sous
20 une forme intégrée et, par exemple, être connectées à l'étage de sortie 2 représenté sur la Fig. 6, 7 ou 8.

Le dispositif électronique pour la production, par exemple, d'un signal de bande latérale unique de grande puissance est alors constitué d'un étage de
25 modulation intégré 1 connecté à un étage de sortie 2 réalisé, par exemple, au moyen de transistors MESFET en tant que commutateurs et d'un transformateur de sortie.

Il ressort de la description qui précède que n'importe quel type de signal peut être choisi pour les
30 signaux de modulation $x_1(t)$ et $x_2(t)$ comme, par exemple, deux signaux de données quelconques. Le dispositif électronique convient, en particulier, pour moduler un flux de bits entrant unique d'un signal de données, codé selon la méthode à quatre phases à
35 largeur de bande réduite sur un signal d'onde porteuse, étant entendu qu'il y a lieu d'utiliser comme signaux de modulation $x_1(t)$ et $x_2(t)$ les composantes x et y des

points de phase dans le plan de phase ou bien la
composante x et la composante y décalées d'une
demi-période de ces points de phase. Ces derniers
signaux de modulation donnent alors un signal OQPSK.

5

10

15

20

25

30

35

REVENDECATIONS:

1. Dispositif électronique pour la production d'un signal d'onde porteuse modulé en amplitude et en phase, caractérisé en ce qu'il comporte un étage de modulation de phase pourvu de deux entrées pour l'amenée de deux signaux de modulation, cet étage de modulation produisant, sous la commande des signaux de modulation, deux signaux modulés en phase différents présentant une même fréquence d'onde porteuse et pratiquement la même amplitude et un étage de sortie auquel sont amenés les signaux modulés en phase pour, par sommation des signaux modulés en phase, former le signal d'onde porteuse modulé en amplitude et en phase en fonction, pour l'amplitude, de la différence de phase des signaux modulés en phase et, pour la phase, de la somme des phases des signaux modulés en phase.

2. Dispositif électronique suivant la revendication 1, caractérisé en ce que l'étage de modulation de phase convertit un premier signal de modulation $x_1(t)$ et le deuxième signal de modulation $x_2(t)$ en deux signaux modulés en phase $Z_1(t) = a \cos(\omega_0 t + \psi(t))$ et $Z_2(t) = a \cos(\omega_0 t + \chi(t))$, où la phase $\psi(t)$ du premier signal modulé en phase $Z_1(t)$ est égale à

$\psi(t) + \theta \arccos(r(t)/2a) + m.2\pi$ et la phase $\chi(t)$ du deuxième signal modulé en phase $Z_2(t)$ est égale à

$$\psi(t) - \theta \arccos(r(t)/2a) + n.2\pi + \frac{1-\eta}{2} \pi \text{ où}$$

$\eta = \pm 1$, étant entendu que $\eta = +1$ pour l'addition de $Z_1(t) + Z_2(t)$ donnant $S(t)$ et que $\eta = -1$ pour la soustraction de $Z_2(t)$ de $Z_1(t)$ donnant $S'(t)$ et que les signaux de modulation $x_1(t)$ et $x_2(t)$ représentent les coordonnées d'un vecteur dans un système de coordonnées, ce vecteur, transformé dans un système de coordonnées polaires, étant représenté par les grandeurs $r(t)$ et $\varphi(t)$ où $\theta = \pm 1$, étant entendu que m et n sont des nombres entiers et que le signal modulé en amplitude et en phase $S(t)$ ou $s'(t)$ est représenté

par $r(t)\cos(\omega_0 t + \varphi(t))$.

3.- Dispositif électronique suivant la revendication 2, caractérisé en ce que l'étage de modulation de phase comporte un dispositif de transformation de signaux et un dispositif de modulation de phase qui y est connecté, le dispositif de transformation de signaux est conçu pour produire à partir des signaux de modulation $x_1(t)$ et $x_2(t)$ des signaux proportionnels aux phases $\psi(t)$ et $\chi(t)$ et l'étage de modulation de phase comporte des modulateurs de phase pour produire à partir des signaux proportionnels aux phases $\psi(t)$ et $\chi(t)$ les signaux modulés en phase $Z_1(t)$ et $Z_2(t)$.

4.- Dispositif électronique suivant la revendication 3, caractérisé en ce que le dispositif de transformation de signaux comporte un générateur d'arccosinus pour produire à partir des signaux de modulation le signal $\theta \cos(r(t)/2a)$, ainsi qu'un deuxième et un troisième dispositif sommateur auxquels sont amenés le signal de sortie du générateur d'arccosinus et le signal $\varphi(t)$ pour former par addition, dans le deuxième dispositif sommateur, le signal de phase $\psi(t) = \varphi(t) + \theta \arccos(r(t)/2a)$ et pour former par soustraction dans le deuxième dispositif sommateur le signal de phase $\chi(t) = \varphi(t) - \theta \arccos r(t)/2a$.

5.- Dispositif électronique suivant la revendication 2, caractérisé en ce que le dispositif de transformation de signaux de l'étage de modulation de phase comporte un générateur de fonctions connecté aux bornes d'entrée de l'étage de modulation de phase pour produire, à partir des signaux de modulation $x_1(t)$ et $x_2(t)$ le signal $E(t) = 1/r(t) \sqrt{1-r^2(t)}$, deux multiplieurs dont un premier est connecté à une des bornes d'entrée et un deuxième à la deuxième borne d'entrée et qui sont tous deux connectés au générateur de fonctions, et un générateur de signaux d'impulsions

connecté aux deux dispositifs multiplicateurs et présentant une fréquence de répétition d'impulsions qui vaut au moins le double de la fréquence de signaux maximum des signaux de modulation, ce signal d'impulsions représentant un signal θ pour la formation dans le premier dispositif multiplicateur du signal de produit $\theta \cdot x_1(t) \cdot E(t)$ et pour la formation dans le deuxième dispositif multiplicateur du signal de produit $\theta \cdot x_2(t) \cdot E(t)$, un quatrième, un cinquième, un sixième et un septième dispositif sommateur, le quatrième étant connecté à la première borne d'entrée et au premier dispositif multiplicateur pour former le signal de différence $\frac{1}{2}(x_1(t) - \theta x_2(t) \cdot E(t)) = \cos \psi(t)$, le cinquième étant connecté à la deuxième borne d'entrée et au deuxième dispositif multiplicateur pour former le signal de somme $\frac{1}{2}(\theta x_1(t) \cdot E(t) + x_2(t)) = \sin \psi(t)$, le sixième étant connecté à la première borne d'entrée et au deuxième dispositif multiplicateur pour former le signal de somme $\frac{1}{2}(x_1(t) + \theta x_2(t) \cdot E(t)) = \cos \chi(t)$, et le septième étant connecté à la deuxième borne d'entrée et au deuxième dispositif multiplicateur pour former le signal de différence $\frac{1}{2}(-\theta \cdot x_1(t) \cdot E(t) + x_2(t)) = \sin \chi(t)$, et le dispositif modulateur comporte deux modulateurs en quadrature dont le premier est connecté au quatrième et au cinquième dispositif sommateur pour former le signal $\frac{1}{2} \cos(\omega_0 t + \psi(t)) = Z_1(t)$ et dont le second est connecté au sixième et au septième dispositif sommateur pour former le signal $\frac{1}{2} \cos(\omega_0 t + \chi(t)) = Z_2(t)$.

6.- Dispositif électronique suivant la revendication 3, caractérisé en ce que le dispositif de transformation de signaux comporte une mémoire à laquelle des échantillons de signaux de modulation $x_1(t)$ et $x_2(t)$ sont amenés en tant que signaux d'adresse et à chaque adresse sont stockés les signaux de sortie proportionnels aux signaux de phase $\psi(t)$ et $\chi(t)$ appartenant à chaque combinaison des signaux $x_1(t)$ et $x_2(t)$ et le dispositif de mémoire comporte un

dispositif d'adressage pour la lecture, sous la commande des signaux d'adresse, des signaux de sortie appartenant à chaque adresse.

5 7.- Dispositif électronique suivant la revendication 2, caractérisé en ce que l'étage de modulation de phase comporte un modulateur de phase connecté à une des bornes d'entrée et auquel est connecté un générateur d'onde porteuse pour la modulation en phase du signal d'onde porteuse par le signal
10 de modulation présent sur cette borne d'entrée, l'étage de modulation de phase comporte un premier circuit comparateur comportant deux entrées de signaux dont la première est connectée au modulateur de phase et la seconde à l'autre borne d'entrée pour produire, à
15 partir du signal modulé en phase et de l'autre signal de modulation, un signal modulé selon une première durée d'impulsion avec analyse naturelle, l'étage de modulation de phase comporte un deuxième circuit comparateur comportant une entrée de signaux et une
20 entrée inverseuse de signaux, l'entrée inverseuse de signaux étant connectée au modulateur de phase et l'entrée de signaux à la dite autre borne d'entrée pour produire, à partir du signal modulé en phase et du dit autre signal de modulation, un signal modulé selon une
25 deuxième durée d'impulsion avec analyse naturelle et un dispositif convertisseur de signaux logique est connecté aux sorties du circuit comparateur pour produire à partir des signaux modulés par durée d'impulsions les deux signaux modulés en phase $Z_1(t)$ et $Z_2(t)$ sous une
30 forme strictement limitée.

8.- Dispositif électronique suivant la revendication 7, caractérisé en ce que le dispositif convertisseur de signaux logique comporte un circuit diviseur par deux connecté à chaque sortie du circuit
35 comparateur, chaque circuit comportant deux sorties pour fournir sur une première sortie un des deux signaux partiels possibles obtenus par division du

signal modulé par durée d'impulsions qui y est amené et sur la deuxième sortie l'autre signal partiel obtenu par division par deux et un premier circuit-porte OU exclusif est connecté à la première sortie d'un premier
5 des deux circuits diviseurs et à la première sortie du deuxième circuit diviseur, un deuxième circuit-porte OU exclusif est connecté à la deuxième sortie du deuxième circuit diviseur et à la deuxième sortie du premier circuit diviseur et les sorties des circuits-portes OU
10 exclusifs sont connectées aux sorties de l'étage de modulation.

9.- Dispositif électronique suivant la revendication 7, caractérisé en ce que les circuits comparateurs comportent chacun une sortie de signaux et
15 une sortie de signaux inverseuse, le dispositif convertisseur de signaux logique comporte deux bascules qui sont chacune sensibles uniquement aux flancs d'une polarité, et les entrées d'une des deux bascules sont connectées entre des sorties correspondantes des deux
20 circuits comparateurs, l'autre bascule étant également connectée entre des sorties correspondantes des deux circuits comparateurs de sorte que les sorties des bascules sont connectées aux bornes de sortie de l'étage de modulation.

10.- Dispositif électronique suivant l'une
25 quelconque des revendications 1 à 9, caractérisé en ce que l'étage de sortie comporte un circuit sommateur amplificateur destiné à amplifier et à sommer les signaux modulés en phase $Z_1(t)$ et $Z_2(t)$ amenés à
30 l'étage amplificateur et à combiner ces signaux en un signal de sortie modulé en amplitude et en phase.

11.- Dispositif électronique suivant la revendication 10, caractérisé en ce que le dispositif
35 sommateur amplificateur comporte deux amplificateurs destinés à amplifier séparément les signaux modulés en phase $Z_1(t)$ et $Z_2(t)$ et un terminal à quatre fils est connecté aux sorties des amplificateurs pour combiner

les signaux modulés en phase produits par les amplificateurs pour former le signal modulé en phase et en amplitude et la sortie du terminal est connectée à la sortie de l'étage de sortie.

5 12.- Dispositif électronique suivant la revendication 10, caractérisé en ce que le circuit sommateur amplificateur comporte un premier circuit-
10 porte ET logique, un deuxième circuit-porte ET logique comportant deux entrées inverseuses de signaux et un
 circuit-porte logique NON-OU exclusif, une des entrées de signaux du premier circuit-porte ET, une des entrées
 du circuit-porte NON-OU exclusif et une des entrées de signaux inverseuses du deuxième circuit-porte ET étant
15 connectées à une entrée de l'étage final et l'autre entrée de signaux du premier circuit-porte ET, l'autre
 entrée de signaux du circuit-porte NON-OU exclusif et l'autre entrée inverseuse de signaux du deuxième
 circuit-porte ET étant connectées à l'autre entrée de l'étage final, un circuit à déclenchement à trois
20 positions est connecté aux circuits-portes logiques, deux sources de courant pourvues d'entrées de commande
 sont prévues, leurs entrées de commande étant connectées à des sorties de signaux du circuit de déclen-
 chement à trois positions et leurs sorties étant
25 connectées à la sortie de l'étage de sortie.

 13.- Dispositif électronique suivant la revendication 10, caractérisé en ce que le dispositif
 sommateur amplificateur comporte deux inver-
30 seurs pourvus d'entrées de commande et un transformateur, les entrées de commande des inverseurs
 étant connectées chacune à une des deux entrées de l'étage de sortie qui y est adjointe, un des contacts
 des deux inverseurs est connecté à une première borne d'une source de tension, l'autre contact des deux
35 inverseurs est connecté à la deuxième borne de la source de tension par une tension déviant de celle de
 la première borne, les bras de contact des inverseurs

sont interconnectés par l'intermédiaire d'un enroulement primaire du transformateur et un enroulement secondaire du transformateur est connecté entre les bornes de sortie de la sortie de l'étage final.

5 14.- Dispositif électronique suivant la revendication 10, caractérisé en ce que le dispositif
sommateur amplificateur comporte deux inverseurs
pourvus d'entrées de commande, un transformateur et une
10 est connecté à une extrémité de l'enroulement primaire
du transformateur, l'autre contact des deux inverseurs
est connecté à l'autre extrémité de l'enroulement
primaire du transformateur, la source de courant est
15 et les entrées de commande des inverseurs sont connectées
chacune à une des deux entrées de l'étage de
sortie qui y est adjointe.

15 15.- Circuit électronique suivant la revendication 13 ou 14, caractérisé en ce que chaque inverseur
est réalisé au moyen de deux transistors F.E.T.

20 16.- Circuit électronique suivant la revendication 7, caractérisé en ce que le modulateur de phase
comporte un dispositif plieur de phase connecté à une borne d'entrée pour limiter le signal de modulation
25 présent sur la borne d'entrée entre les limites $-\pi/2$ et $+\pi/2$, le générateur d'onde porteuse comporte deux
sorties servant à fournir deux signaux d'onde porteuse déphasés de 90° l'un de l'autre, un autre multipli-
cateur est connecté au circuit plieur de phase et par
30 l'intermédiaire d'un circuit strictement limité à une des sorties du générateur d'onde porteuse, un autre
circuit comparateur est connecté au multiplicateur et à l'autre sortie du générateur de formes d'onde et un
filtre passe-bas est connecté à la sortie de l'autre
35 circuit comparateur.

PL. 1/5

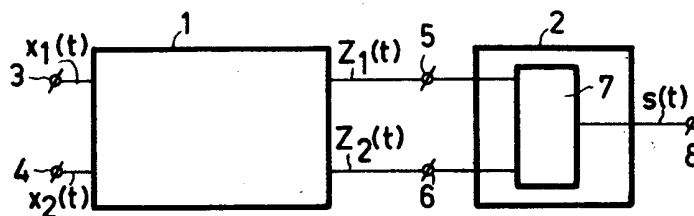


FIG. 1

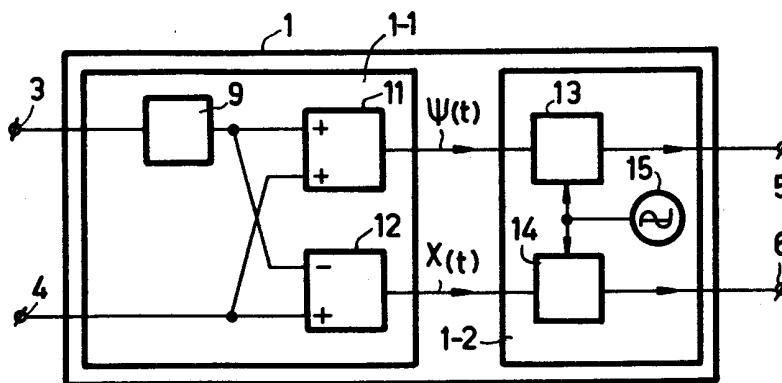


FIG. 2

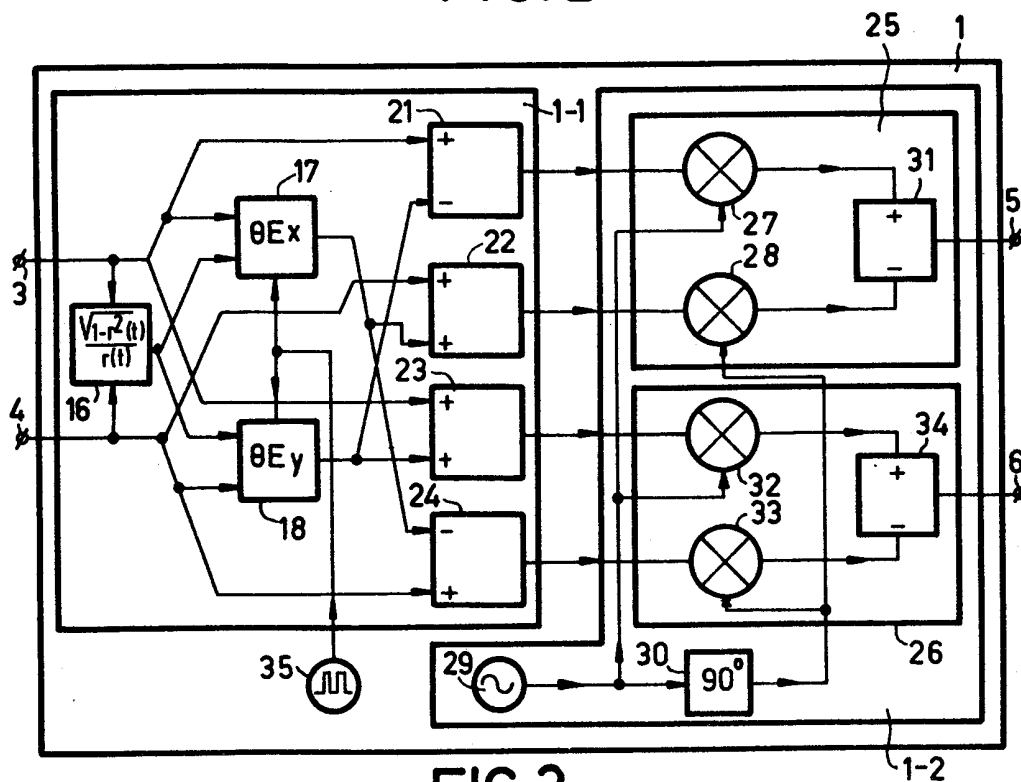


FIG. 3

PL. 2/5

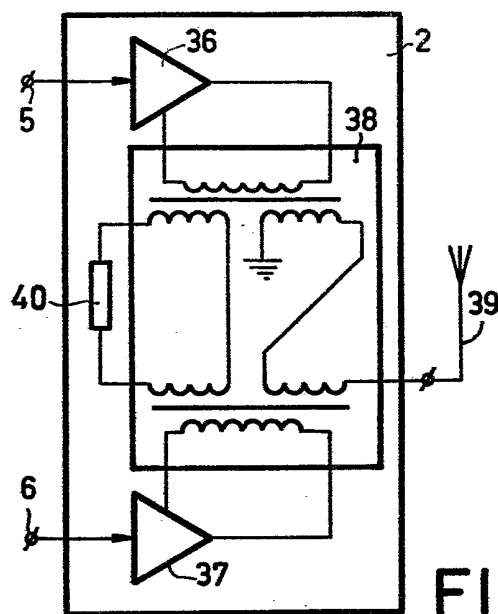


FIG. 4

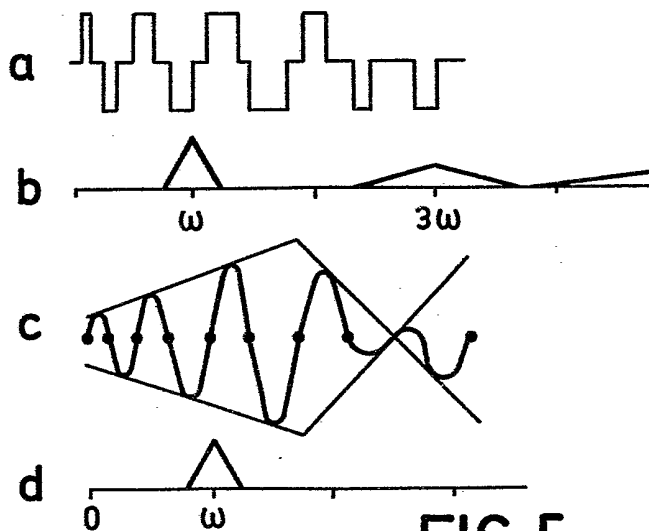


FIG. 5

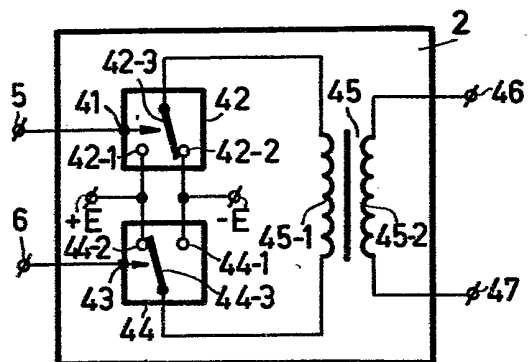


FIG. 6

PL. 3/5

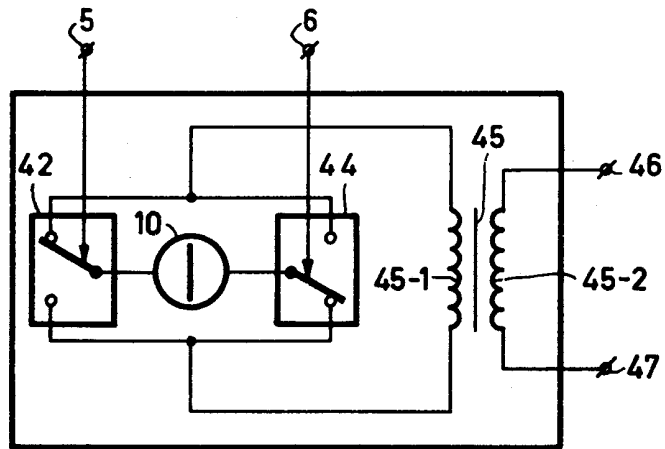


FIG. 7

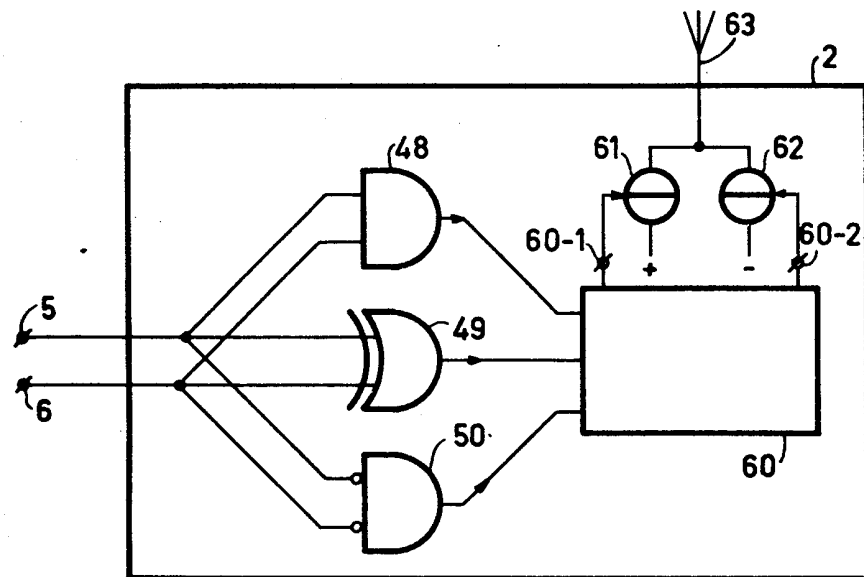


FIG. 8

PL. 4/5

