



**CONFÉDÉRATION SUISSE**  
OFFICE FÉDÉRAL DE LA PROPRIÉTÉ INTELLECTUELLE

⑤① Int. Cl.<sup>3</sup>: **G 04 F** 5/06  
**H 03 K** 3/353

**Brevet d'invention délivré pour la Suisse et le Liechtenstein**  
Traité sur les brevets, du 22 décembre 1978, entre la Suisse et le Liechtenstein



⑫ **FASCICULE DU BREVET** B5

⑪

**633 670**

Les pièces techniques diffèrent du fascicule de la demande no 15532/71

⑳ Numéro de la demande: 15532/71

㉔ Date de dépôt: 26.10.1971

㉓ Priorité(s): 28.10.1970 US 84602

㉒ Demande publiée le: 31.12.1975

㉑ Fascicule de la demande  
publié le: 31.12.1975

㉐ Brevet délivré le: 31.12.1982

㉏ Fascicule du brevet  
publié le: 31.12.1982

㉗ Titulaire(s):  
Motorola Inc., Franklin Park/IL (US)

㉖ Inventeur(s):  
Fuad Hanna Musa, Tempe/AZ (US)

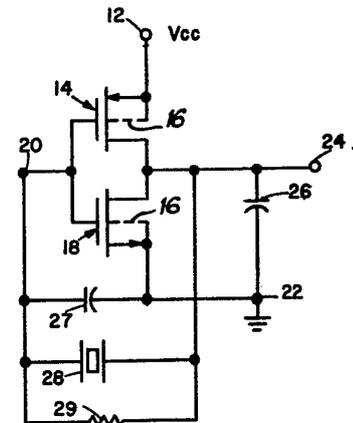
㉕ Mandataire:  
Micheli & Cie, ingénieurs-conseils, Genève

㉜ Rapport de recherche au verso

⑤④ **Circuit oscillateur à onde rectangulaire pour la mesure du temps.**

⑤⑦ Le circuit oscillateur comporte deux transistors à effet de champs MOS complémentaires (14 et 18) connectés entre une borne d'entrée (20) et une borne de sortie (24), la source du premier transistor étant connectée à un premier niveau de tension (12) et la source du second transistor (18) à un second niveau de tension (22), un condensateur de sortie (26), un condensateur d'entrée (27) et un cristal (28) avec une résistance (29). Le premier transistor peut être du type à canal P et le second du type à canal N ou bien les types peuvent être inversés. Le circuit peut comporter un ou deux étages supplémentaires pour obtenir des signaux complémentaires.

Un tel circuit oscillateur convient en particulier quand il est nécessaire d'obtenir une fréquence d'oscillation très stable.





## REVENDEICATIONS

1. Circuit oscillateur à onde rectangulaire pour la mesure du temps, comportant des transistors à effet de champ métal-oxyde-semi-conducteur complémentaires, une source de polarisation ayant au moins un premier niveau de potentiel (12, 12') et un second niveau de potentiel (22, 22') un premier transistor à effet de champ MOS du type à renforcement (14, 14') d'un premier type de conductivité comportant une source, un drain, une électrode de commande et un substrat, un second transistor à effet de champ MOS du type à renforcement (18, 18') d'un second type de conductivité comportant une source, un drain, une électrode de commande et un substrat, le substrat de chaque transistor étant connecté (16) à la source de ce même transistor, une borne de sortie (24), la source du premier transistor étant connectée au premier niveau, la source du second transistor étant connectée au second niveau, les drains du premier et du second transistor étant connectés à un premier point commun relié à la borne de sortie, les électrodes de commande des transistors étant connectés à un second point commun (20), un cristal (28) pour déterminer la fréquence d'oscillation étant connecté entre le premier et le second point commun, l'oscillateur étant apte à fonctionner entre les modes résonance série et résonance parallèle du cristal et une résistance de démarrage (29) étant connectée entre le premier et le second point commun pour assurer que le premier et le second transistor interconnectés ne soient pas initialement bloqués à un état statique, circuit oscillateur caractérisé en ce qu'un premier condensateur de polarisation est branché entre le premier point commun et le second niveau, et en ce qu'un second condensateur de polarisation est branché entre le second point commun et le second niveau, ces deux condensateurs établissant un potentiel de polarisation rendant l'oscillateur apte à fonctionner à la fréquence voulue tout en participant à l'établissement de cette fréquence.

2. Circuit oscillateur selon la revendication 1 caractérisé en ce que le premier transistor à effet de champ MOS est un transistor à effet de champ MOS à canal P (14), le second transistor à effet de champ MOS est un transistor à effet de champ MOS à canal N (18) et le second niveau (22) de la source de tension est inférieur au premier niveau (12).

3. Circuit oscillateur selon la revendication 1, caractérisé en ce que le premier transistor à effet de champ MOS est un transistor à effet de champ MOS à canal N (14'), le second transistor à effet de champ MOS est un transistor à effet de champ MOS à canal P (18') et le second niveau (22') de la source de tension est supérieur au premier niveau (12').

4. Circuit oscillateur selon la revendication 1 et la revendication 2, caractérisé par un troisième transistor à effet de champ MOS du type à renforcement à canal P (62) comportant une source, un drain, une électrode de commande et un substrat, un quatrième transistor à effet de champ du type à renforcement à canal N (64) comportant une source, un drain, une électrode de commande et un substrat, le substrat de chacun de ces transistors étant connecté à la source du même transistor, une seconde borne de sortie (24a), la source du troisième transistor étant connectée au premier niveau (12), un second condensateur de sortie (65) participant à l'établissement d'une tension de polarisation et comportant un premier côté et un second côté, le second côté étant connecté au second niveau (22), les drains du troisième et du quatrième transistor étant connectés à la seconde sortie (24a) avec le premier côté du second condensateur de sortie pour établir un trajet de charge pour ce condensateur de sortie à travers le troisième transistor et pour établir un trajet de décharge pour le second condensateur de sortie à travers le quatrième transistor, les électrodes de commande du troisième et du quatrième transistor étant connectées au premier point commun (20a) et à la première borne de sortie (22a) et la source du quatrième transistor étant connectée au second niveau (22) de façon que des signaux sortants complémentaires soient disponibles à la première borne de sortie (22a) et à la seconde borne de sortie (24a).

5. Circuit oscillateur selon la revendication 1 et la revendication 4, caractérisé par un cinquième transistor à effet de champ MOS du type à renforcement à canal P (73) comportant une source, un drain, une électrode de commande et un substrat, un sixième transistor à effet de champ du type à renforcement à canal N (74) comportant une source, un drain, une électrode de commande et un substrat, le substrat de chacun de ces transistors étant connecté à la source du même transistor, une troisième borne de sortie (72), la source du cinquième transistor étant connectée au premier niveau (12), un troisième condensateur de sortie (75) participant à l'établissement d'une tension de polarisation et comportant un premier côté et un second côté, le second côté étant connecté au second niveau (22), les drains du cinquième et du sixième transistor étant connectés à la troisième borne de sortie (72) avec le premier côté du troisième condensateur de sortie pour établir un trajet de charge pour ce condensateur de sortie à travers le cinquième transistor et pour établir un trajet de décharge pour le troisième condensateur de sortie à travers le sixième transistor, les électrodes de commande du cinquième et du sixième transistor étant connectées au troisième point commun (76) et à la seconde borne de sortie (24a), la source du sixième transistor étant connectée au second niveau (22) et le cristal (28) étant connecté à la troisième borne de sortie (72) au lieu d'être connecté à la deuxième borne de sortie (24a) de façon que des signaux sortants complémentaires soient disponibles à la seconde borne de sortie (24a) et à la troisième borne de sortie (72).

6. Circuit oscillateur selon l'une des revendications 1 à 5, caractérisé par un condensateur (52) en série avec le cristal pour stabiliser la fréquence par rapport à la température et pour le réglage fin de la fréquence.

7. Circuit oscillateur selon l'une des revendications 1 à 6, caractérisé par un condensateur (50) en parallèle avec le cristal (28) pour le réglage fin de la fréquence.

8. Circuit oscillateur selon la revendication 1 et la revendication 3, caractérisé par un troisième transistor à effet de champ MOS du type à renforcement à canal N (62') comportant une source, un drain, une électrode de commande et un substrat, un quatrième transistor à effet de champ MOS du type à renforcement à canal P (64') comportant une source, un drain, une électrode de commande et un substrat, le substrat de chacun de ces transistors étant connecté à la source du même transistor, une seconde borne de sortie (24a), la source du troisième transistor étant connectée au premier niveau (12'), un second condensateur de sortie (75') participant à l'établissement d'une tension de polarisation et comportant un premier côté et un second côté, le second côté étant connecté au second niveau (22'), les drains du troisième et quatrième transistor étant connectés à la borne de sortie (24a) avec le premier côté du second condensateur de sortie pour établir un trajet de charge pour ce condensateur de sortie à travers le troisième transistor et pour établir un trajet de décharge pour le second condensateur de sortie à travers le quatrième transistor, les électrodes de commande du troisième et du quatrième transistor étant connectées au premier point commun et à la première borne de sortie (22a), et la source du quatrième transistor étant connectée au second niveau (22') de façon que des signaux sortants complémentaires soient disponibles à la première borne de sortie (22a') et à la seconde borne de sortie (24a').

9. Circuit oscillateur selon la revendication 1 et la revendication 8, caractérisé par un cinquième transistor à effet de champ du type à renforcement à canal N (73') comportant une source, un drain, une électrode de commande et un substrat, un sixième transistor à effet de champ MOS du type à renforcement à canal P (74') comportant une source, un drain, une électrode de commande, et un substrat, le substrat de chacun de ces transistors étant connecté à la source du même transistor, une troisième borne de sortie (72), la source du cinquième transistor étant connectée au premier niveau (12'), un troisième condensateur de

sortie (75) participant à l'établissement d'une tension de polarisation et comportant un premier côté et un second côté, le second côté étant connecté au second niveau (22'), les drains du cinquième et du sixième transistor étant connectés à la troisième borne de sortie (72) avec le premier côté du troisième condensateur de sortie pour établir un trajet de charge pour ce condensateur de sortie à travers le cinquième transistor et pour établir un circuit de décharge pour le troisième condensateur de sortie à travers le sixième transistor, les électrodes de commande du cinquième et du sixième transistor étant connectées au troisième point commun (76') et à la seconde borne de sortie (24a), la source du sixième transistor étant connectée au second niveau (22') et le cristal (28) étant connecté à la troisième borne de sortie (72) de façon que des signaux sortants complémentaires soient disponibles à la seconde borne de sortie (24a) et à la troisième borne de sortie (72).

La présente invention concerne un circuit oscillateur à onde rectangulaire à fréquence stable.

Les oscillateurs produisant des signaux en ondes rectangulaires sont en général du type à relaxation, la fréquence étant principalement déterminée par des circuits résistance-capacité et la tension d'alimentation en courant continu. Cependant, la fréquence de ces oscillateurs est très sensible aux conditions environnantes (en particulier à la température) et aux variations de la tension d'alimentation, et par suite ils ne conviennent pas quand des fréquences d'oscillation très stables sont nécessaires.

De plus, ces oscillateurs ne sont pas compatibles avec la technique des circuits intégrés monolithiques en raison des tolérances faibles nécessaires pour les valeurs des résistances et des condensateurs pour le fonctionnement à des fréquences prédéterminées.

Une meilleure stabilité peut être obtenue avec des oscillateurs à quartz.

Des oscillateurs à quartz dont l'élément actif est un tube à vide sont décrits dans le livre de William A. Edson intitulé «Vacuum-Tube Oscillators» (John Wiley & Sons, Inc. New York, Chapman & Hall, Limited, London 1953, pages 165-172, 212-218), l'article de A. Scheibe, intitulé «Die Quarzuhr als Frequenz und Zeitnormal» paru dans la revue ETZ-A (Vol. 76, fascicule 4 du 11 février 1955) et dans l'article de H. Awender et K. Sann, intitulé «Zur Dimensionierung der «aperiodischen» Oszillatorschaltung mit induktiven Quarz» paru dans la revue «Funk und Ton» (No 10, 1954). Notamment, dans ce dernier article, il est décrit un oscillateur avec: des éléments réactifs comprenant le quartz, une capacité en parallèle avec la grille du tube et une capacité en parallèle avec l'anode du tube; un élément actif tel qu'une penthode; et des éléments de polarisation comprenant une résistance d'anode et une résistance de grille. L'influence de ces différents éléments sur la stabilité et la fréquence ainsi que sur la condition d'oscillation est connue. Toutefois, ces oscillateurs nécessitent une tension assez élevée et sont relativement encombrants et consommateurs d'énergie. Leur utilisation pour la mesure du temps serait donc très limitée.

On connaît également des oscillateurs à quartz dont l'élément actif est un transistor de type MOS. De tels oscillateurs sont décrits dans un article intitulé «Feldefekt-Transistoren» paru dans la revue «Funkschau» (1965, pages 79 à 82), le brevet FR 1 517 115 et la demande DE-OS 1 954 068. Dans ce dernier document, il est notamment décrit un oscillateur à deux transistors MOS.

On connaît enfin de la demande de brevet FR 2 010 828 un oscillateur à quartz dont l'élément actif est formé de deux inverseurs (C-MOS). Les inverseurs C-MOS formés

de deux transistors à effet de champ de types opposés branchés en série sont des circuits connus en eux-mêmes qui sont décrits dans un livre de J. J. Wallmark et M. Johnson intitulé «Field Effect Transistors» (Prentice Hall, Inc. Englewood, Cliffs, New Jersey 1966 - pp. 317-319, 331, 341), et qui sont illustrés dans les documents de brevet DE-OS 1 512.398 et DE-OS 1 512 411.

L'utilisation d'inverseurs C-MOS permet de limiter la consommation d'énergie à une faible valeur. Dans le cas de l'oscillateur de la figure 1 du brevet FR 2 010 828, il est prévu une paire de circuits inverseurs. Les signaux d'entrée et de sortie sont en phase et l'oscillateur fonctionne dans le mode de résonance série du quartz. En outre, ce sont les valeurs de capacité interne qui assurent le fonctionnement de l'oscillateur et ces valeurs ne peuvent pas être maîtrisées parfaitement. Il est alors impossible en utilisant la technique des circuits intégrés de réaliser une série d'oscillateurs présentant rigoureusement la même fréquence.

Le but de la présente invention est de fournir un oscillateur à quartz qui fonctionne à faible tension, qui consomme très peu d'énergie et dont la fréquence soit stable et peu dépendante des paramètres technologiques.

Le circuit oscillateur à onde rectangulaire pour la mesure du temps selon la présente invention comporte, comme celui du brevet FR 2 010 828, des transistors à effet de champ métal-semi-conducteur complémentaires, une source de polarisation ayant au moins un premier niveau de potentiel et un second niveau de potentiel, un premier transistor à effet de champ MOS du type à renforcement d'un premier type de conductivité comportant une source, un drain, une électrode de commande et un substrat, un second transistor à effet de champ MOS du type à renforcement d'un second type de conductivité comportant une source, un drain, une électrode de commande et un substrat, le substrat de chaque transistor étant connecté à la source de ce même transistor, une borne de sortie, la source du premier transistor étant connectée au premier niveau, la source du second transistor étant connectée au second niveau, les drains du premier et du second transistor étant connectés à un premier point commun, les électrodes de commande des transistors étant connectées à un second point commun, un cristal pour déterminer la fréquence d'oscillation étant connecté au second point commun, et une résistance de démarrage étant connectée entre le premier et le second point commun pour assurer que le premier et le second transistor interconnectés ne soient pas initialement bloqués à un état statique.

Ce circuit oscillateur est caractérisé en ce que le cristal est connecté entre le premier point commun, relié à la borne de sortie, et le second point commun, l'oscillateur étant apte à fonctionner entre les modes résonance série et résonance parallèle du cristal et en ce qu'un premier condensateur de polarisation est branché entre le premier point commun et le second niveau et en ce qu'un second condensateur de polarisation est branché entre le second point commun et le second niveau, les deux condensateurs établissant un potentiel de polarisation rendant l'oscillateur apte à fonctionner à la fréquence voulue tout en participant à l'établissement de cette fréquence.

Les caractéristiques de l'invention ressortiront plus particulièrement de la description suivante, donnée à titre d'exemple et faite en se référant aux dessins annexés sur lesquels:

les fig. 1a et 1b représentent respectivement des circuits de transistors à effet de champ MOS à canal P et à canal N, la fig. 2 est le schéma du circuit d'un inverseur à transistors à effet de champ MOS complémentaires,

la fig. 3 représente un circuit oscillateur à onde rectangulaire commandé par un cristal avec le premier transistor à canal P et le second à canal N selon un mode de mise en œuvre de l'invention;

la fig. 3a représente un circuit oscillateur semblable à celui de la fig. 3 mais avec des canaux contraires selon un mode de mise en œuvre de l'invention,

la fig. 4 représente l'oscillateur de la fig. 3 avec les condensateurs sortis des transistors,

la fig. 5 est le circuit électrique équivalent du cristal,

la fig. 6 représente le circuit de la fig. 3, mais avec les condensateurs d'accord fin et de compensation de la température,

la fig. 7 est le circuit d'un oscillateur produisant des signaux complémentaires avec le premier transistor canal P et le second transistor canal N selon un mode de mise en œuvre de l'invention,

la fig. 7a représente un circuit oscillateur semblable à celui de la fig. 7 mais avec des canaux contraires selon un mode de mise en œuvre de l'invention,

la fig. 8 représente graphiquement les signaux sortants d'un inverseur d'un transistor à effet de champ MOS complémentaires,

la fig. 9 est le circuit d'un oscillateur à onde rectangulaire commandé par un cristal pouvant produire des signaux sortants complémentaires et osciller à des fréquences élevées, avec le premier transistor à canal P et le second transistor à canal N selon un autre mode de mise en œuvre de l'invention, et

la fig. 9a représente un circuit oscillateur semblable à celui de la fig. 9 mais avec des canaux contraires selon un mode de mise en œuvre de l'invention.

La présente invention concerne l'utilisation d'un inverseur à transistors à effet de champ MOS complémentaires, appelé inverseur TECMOS-C comme partie à transistors d'un oscillateur stable à cristal. Aucun élément à tolérances critiques n'est nécessaire et il suffit d'un nombre minimal de ces éléments.

Dans un circuit du type représenté comportant un étage inverseur, l'un ou les deux transistors à effet de champ MOS sont rendus conducteurs et l'un ou les deux transistors à effet de champ MOS doivent avoir un gain faible de signal supérieur à l'unité à la fréquence d'oscillation désirée. Suivant un autre mode de mise en œuvre de l'invention, l'oscillateur comporte des condensateurs de réglage fin de la fréquence et de stabilisation pour les variations de la température. Un oscillateur selon un troisième mode de mise en œuvre comporte un second étage inverseur identique au premier étage pour permettre des signaux sortants complémentaires. Un oscillateur suivant un quatrième mode de mise en œuvre comporte trois étages pour obtenir un gain supérieur et pour permettre l'oscillation à des fréquences supérieures.

Sur les différentes figures, les mêmes références sont utilisées pour désigner les éléments similaires.

La fig. 1b représente un transistor à effet de champ MOS à canal N. Le courant passe à travers le transistor entre son drain D et sa source S quand les deux conditions suivantes sont satisfaites: en premier lieu, quand le drain D est à un potentiel positif par rapport à la source S, et en second lieu quand la différence de potentiel entre l'électrode de commande  $E_c$  et le support ou substrat  $S_p$  est supérieure à une certaine tension appelée tension de seuil de ce dispositif à canal N.

La fig. 1a représente un transistor à effet de champ MOS à canal P. Le dispositif à canal P fonctionne sensiblement de la même façon que le dispositif à canal N. Le courant passe à travers le conducteur entre la source S et le drain D quand les deux conditions suivantes sont satisfaites: en premier lieu, quand le drain D est à un potentiel positif par rapport à la source S et en second lieu quand l'électrode de commande  $E_c$  est à un potentiel négatif par rapport au support ou substrat  $S_p$ , cette tension entre l'électrode de commande et le substrat devant avoir une amplitude supérieure à une certaine tension appelée tension de seuil de ce dispositif.

Ces deux dispositifs sont connectés de la façon représentée sur la fig. 2 pour constituer un inverseur complémentaire MOS. Le fonctionnement de cet inverseur complémentaire peut être décrit de la façon suivante. Une source de tension positive 12 est

connectée à l'électrode source d'un premier TECMOS à canal P 14. La ligne en tirets 16 indique que le substrat du TECMOS 14 est connecté à la source de tension 12. L'électrode de commande du TECMOS à canal P 14 est connectée à l'électrode de commande du TECMOS à canal N 18, et ces deux électrodes de commande sont connectées à une borne d'entrée 20. Le substrat du TECMOS 18 et la source de ce transistor 18 sont connectés à la masse par la borne 22. Le drain du TECMOS 14 et le drain du TECMOS 18 sont connectés l'un à l'autre et à une borne de sortie 24. La capacité de la charge connectée à la borne de sortie 24 est représentée par le condensateur 26 connecté entre les bornes 22 et 24.

Le fonctionnement de l'inverseur complémentaire MOS décrit ci-dessus est le suivant. Quand une tension en courant continu d'alimentation est appliquée à l'inverseur de la fig. 2, le niveau de la tension disponible à la borne de sortie 24 est situé entre le potentiel zéro et le potentiel de la source d'alimentation. Ce niveau est déterminé par les valeurs des capacités intérieures des TECMOS 14 et 18 et par la capacité du condensateur 26. Si la borne d'entrée 20 est à la tension zéro, la tension entre l'électrode de commande et le substrat du transistor 14 est égale à la tension d'alimentation changée de signe. Si la tension d'alimentation est supérieure à la valeur absolue de la tension de seuil du transistor à son canal P 14 comme une tension positive a été établie entre la source et le drain du transistor, le transistor 14 est conducteur. Cependant, avec le circuit représenté et avec les tensions 12 et 22 décrites, la tension entre l'électrode de commande et le substrat du transistor 18 est égale à zéro, et par suite le transistor à canal N 18 est non conducteur. De ce fait, le passage du courant dans le transistor à canal P 14 a lieu seulement sur un trajet pour charger le condensateur 26 au niveau de la tension de la borne 12. Quand la tension de la borne 24 devient égale à la tension d'alimentation, la tension source-drain du transistor 14 est égale à zéro et par suite le transistor 14 devient non conducteur. Cette condition correspond au temps  $T_0$  de la fig. 8.

Au temps  $T_1$  une fonction gradin est établie sur la borne 20 et l'amplitude de ce gradin est égale à la tension d'alimentation 12. Au temps  $T_1$ , la tension entre l'électrode de commande et le substrat du transistor à canal P 14 est égale à zéro volt parce que la borne 20 ainsi que le substrat du transistor à canal P 14 sont maintenus à la tension d'alimentation 12, et par suite le transistor 14 reste non conducteur. Par contre, la tension entre l'électrode de commande et le substrat du transistor à canal N 18 est égale à la tension d'alimentation, et comme cette tension d'alimentation est supérieure à la tension de seuil du transistor 18 et la tension drain à source du transistor 18 est positive et égale à la tension d'alimentation, ce transistor à canal N est conducteur. Comme le transistor à canal P 14 est non conducteur, la conduction du transistor 18 établit un trajet pour la décharge du condensateur 26 jusqu'au potentiel de la masse. A ce moment, la tension drain-à-source du transistor à canal N 18 devient égale à zéro et par suite le transistor 18 devient non conducteur. Par suite, le courant ne passe que si le transistor à canal P 14 est conducteur pour charger le condensateur 26 à la tension d'alimentation ou si le transistor à canal N 18 est conducteur pour établir un trajet de décharge jusqu'au potentiel de la masse du condensateur 26. Par suite l'énergie n'est dissipée que pendant la commutation. Quand la borne d'entrée 20 est au potentiel de la masse, de la façon indiquée en  $T_0$  sur la fig. 8, la borne de sortie 24 est à la tension d'alimentation.

Quand la borne d'entrée 20 est à la tension d'alimentation de la façon indiquée en  $T_1$  sur la fig. 8, la borne de sortie 24 est à la tension de la masse, ce qui donne une inversion du signal entre l'entrée et la sortie. Quand un train d'impulsions est appliqué à la borne d'entrée 20, avec une tension supérieure et une tension inférieure égales respectivement à la tension d'alimentation et à la tension de la masse, l'onde de tension sur la borne de sortie a la forme représentée sur la fig. 8.

La fig. 3 représente schématiquement le circuit d'un oscillateur comportant le circuit inverseur complémentaire de la fig. 2 et un condensateur 27 connecté entre les électrodes de commande communes des transistors 14 et 18 et la masse. Un cristal 28 et une résistance 29 sont connectés en parallèle entre les drains communs et les électrodes de commande communes des transistors 14 et 18.

Le cristal détermine la fréquence d'oscillation du circuit et il peut avoir n'importe quelle valeur d'une façon connue. La résistance 29 constitue un mécanisme de démarrage pour assurer que l'inverseur ne soit pas initialement bloqué à un état statique avec l'un des transistors MOS conducteur et l'autre transistor MOS non conducteur quand le gain en boucle fermée est inférieur à l'unité. La valeur de la résistance 29 est comprise entre  $10^7$  et  $10^{11}$  ohms.

Les condensateurs 26 et 27 sont principalement utilisés pour établir les conditions initiales de polarisation afin que les transistors 14 et 18 puissent avoir un gain suffisant à faible amplitude pour permettre le maintien de l'oscillation.

La figure 4 représente un circuit du type de la figure 3

dans lequel toutes les capacités intérieures des transistors MOS sont représentées à l'extérieur. Quand tous ces condensateurs sont connectés électriquement de la façon représentée sur la figure 4, quand la tension d'alimentation en courant continu est appliquée à la borne 12, les tensions  $V_{30}$  et  $V_{32}$  sont (initialement) établies aux bornes d'entrée et de sortie 20 et 24 du fait des valeurs des capacités 26 et 27 et des capacités 33 à 39, la capacité 39 représentant la capacité parallèle du cristal. Les tensions aux points 20 et 24 sont initialement établies de façon que l'un ou l'autre ou les deux transistors 14 et 18 soient conducteurs. Cependant, dans tous les cas, l'un des transistors 14 et 18 ou les deux doivent avoir un gain de signal faible supérieur à l'unité à la fréquence désirée pour permettre à l'oscillation de continuer.

Le tableau I ci-après montre les relations entre les tensions aux points 20 et 24, la tension d'alimentation et les tensions de seuil ( $V_{th}$ ) des transistors 14 et 18 satisfaisant aux conditions ci-dessus. Dans tous les cas, la tension d'alimentation est supérieure à la valeur de la tension de seuil du transistor à canal P 14 et à la tension de seuil du transistor à canal N 18.

TABLEAU I - Conditions initiales de l'oscillateur

$V_{30}$	$V_{cc} - V_{30}$	$V_{32}$	Canal N	Canal P	Gain de l'inverseur
$<V_{th_N}$	$> V_{th_P} $	$V_{cc}$	bloqué	conducteur	$>0 < 1$
$>V_{th_N}$	$< V_{th_P} $	0	conducteur	bloqué	0
$<V_{th_N}$	$< V_{th_P} $	indéf.	bloqué	bloqué	0
$>V_{th_N}$	$> V_{th_P} $	$>0$ $<V_{cc}$	conducteur	conducteur	$>1$

Les équations ci-après donnent mathématiquement ces relations entre les tensions par rapport aux valeurs des condensateurs 33 à 39 qui sont des valeurs des capacités inté-

rieures et des condensateurs 26 et 27 établissant la polarisation en courant continu.

$$V_{30} = V_{cc} \frac{C_{35}(2C_{37} + C_{39}) + C_{34}(2C_{35} + C_{26}) + C_{34}(2C_{37} + C_{39})}{(2C_{35} + C_{26})(2C_{34} + C_{27}) + (2C_{37} + C_{39})(2C_{34} + C_{27} + C_{26} + 2C_{35})}$$

$$V_{32} = V_{cc} \frac{C_{34}(2C_{37} + C_{39}) + C_{35}(2C_{34} + C_{27}) + C_{34}(2C_{37} + C_{39})}{(2C_{35} + C_{26})(2C_{34} + C_{27}) + (2C_{37} + C_{39})(2C_{34} + C_{27} + C_{26} + 2C_{35})}$$

en supposant  $C_{38} = C_{37}$ ,  $C_{33} = C_{34}$ ,  $C_{35} = C_{36}$ .

A l'exception des capacités des condensateurs 26 et 27, toutes les valeurs des capacités représentées sur la figure 4 sont fixes, étant soit les capacités des transistors MOS, soit la capacité du cristal. Par suite, les tensions aux points 20 et 24 sont initialement établies pour satisfaire à l'une des conditions du tableau I par un réglage convenable des valeurs des capacités des condensateurs 26 et 27. Par exemple, si la tension d'alimentation en courant continu est inférieure ou égale à la tension de seuil du transistor à canal N 18 plus la valeur absolue de la tension de seuil du transistor à canal P 14

si les capacités des condensateurs 26 et 27 sont bien supérieures à l'une des capacités des transistors MOS ou à la capacité parallèle du cristal, le transistor à canal P 14 devient conducteur et le transistor à canal N 18 non conducteur. En plus de l'établissement des conditions initiales de polarisation, les condensateurs 26 et 27 ont aussi des valeurs appropriées pour permettre l'oscillation à la fréquence désirée en permettant au déterminant du circuit de passer à zéro à cette fréquence, de la façon décrite plus en détail ci-après. Les condensateurs 26 et 27 sont aussi utilisés comme éléments d'ajustage fin de la fréquence. L'augmentation de la capacité de l'un ou l'autre des condensateurs 26 et 27 ou des deux déplace la fréquence d'oscillation en l'écartant de la valeur de résonance parallèle vers la fréquence de résonance série du cris-

$$\left( V_{cc} \geq \left[ (V_{th_N} + |V_{th_P}|) \right] \right),$$

tal. La réduction de capacité déplace la fréquence d'oscillation dans le sens opposé.

La fig. 5 représente le circuit équivalent du cristal 28, ce circuit étant utilisé pour les calculs donnés ci-après. La capacité parallèle du cristal est  $C_P$  et la capacité série du cristal est  $C_S$ . La résistance du cristal est  $R$  et son inductance est  $L$ .

Quand les transistors à effet de champ MOS ont été correctement polarisés, différentes techniques peuvent être utilisées pour déterminer les conditions de démarrage et la fréquence d'oscillation. La méthode décrite ci-après utilise l'approche par matrices. La matrice d'admittance ( $Y$ ) en court-circuit est, en particulier, utilisée. Il peut être montré que les paramètres  $Y$  à deux entrées décrivant l'oscillateur représenté schématiquement sur les fig. 3 et 4 et en utilisant le circuit équivalent représenté sur la fig. 5 sont les suivants.

$$\begin{aligned} Y_{11} &= Y_i + Y + 1/R_{29} \\ Y_{12} &= -(Y + 1/R_{29}) - S(C_{37} + C_{38}) \\ Y_{21} &= G_m - (Y + 1/R_{29}) - S(C_{37} + C_{38}) \\ Y_{22} &= G + Y_o + (Y + 1/R_{29}) \end{aligned}$$

expression dans lesquelles

$$\begin{aligned} Y_i &= S(C_{27} + C_{33} + C_{34} + C_{37} + C_{38}) \\ Y_o &= S(C_{26} + C_{35} + C_{36} + C_{37} + C_{38}) \\ Y &= \text{admittance du cristal} \end{aligned}$$

$$\frac{S^3 LC_s C_{39} + S^2 RC_s C_{39} + S(C_s + C_{39})}{S^2 LC_s + SRC_s + 1}$$

$G_m$  = somme des transconductances des transistors à canal N et à canal P

$G$  = somme des conductances drain à source des transistors à canal N et à canal P

$S$  = fréquence complexe =  $\sigma + j\omega$

Les conditions de démarrage et la fréquence d'oscillation peuvent être déterminées d'après

$$\begin{vmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{vmatrix} = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21} = \frac{\Delta}{DY} = 0$$

expression dans laquelle  $\frac{\Delta}{DY}$  est une fonction de la fréquence complexe  $S(S = \sigma + j\omega)$ .

Pour garantir des oscillations stables, une seule racine complexe de  $\frac{\Delta}{DY} = 0$  doit avoir un  $\sigma$  positif assurant le démarrage de l'oscillation et un  $j\omega$  positif, qui est la fréquence radian d'oscillation (fréquence =  $\omega/2\pi$ ).

Quand cette analyse matricielle a été effectuée pour le circuit oscillateur des fig. 3 et 4, il a été constaté que ce circuit oscille à une fréquence intermédiaire entre les fréquences de résonance série et parallèle du cristal. A la fréquence de l'oscillateur, le cristal a une impédance inductive qui garantit un trajet de réaction régénératrice de la sortie à l'entrée de l'inverseur. Il a été prouvé aussi que, quand les transistors à effet de champ MOS ont des transductances de l'ordre de  $10^{-5}$  mho, les mêmes éléments capacitifs garantissent l'oscillation entre 5 kHz et plusieurs centaines de kHz.

Le circuit oscillateur représenté sur la fig. 6 est un circuit selon un autre mode de mise en œuvre de l'invention. Quand les tolérances extrêmement faibles sont nécessaires pour la fréquence d'oscillation et aussi quand des fréquences extrêmement stables

sont nécessaires, comme c'est le cas pour l'oscillateur à cristal d'une montre électronique extrêmement précise, des éléments de réglage fin de la fréquence et de compensation de la température deviennent nécessaires. Dans l'oscillateur de la fig. 6, le condensateur variable 50 est un mécanisme de réglage fin de la fréquence qui fait varier la fréquence d'oscillation d'une très faible fraction de la fréquence de résonance du cristal. Le condensateur 52 placé en série avec le cristal 28 sert à la fois comme mécanisme stabilisateur de la fréquence par rapport à la température et aussi comme élément de réglage fin de la fréquence. Ce condensateur est en matière diélectrique telle qu'une matière céramique plus du titanate de baryum, ayant une constante diélectrique très élevée. Ce condensateur en matière céramique a un coefficient de température de plusieurs milliers par degré centigrade, ce coefficient passant d'une valeur positive à une valeur négative dans une plage large des températures. La fonction assignée aux condensateurs 50 et 52 peut être assurée par l'un ou l'autre des condensateurs ou par les deux condensateurs ensemble, ou bien les fonctions des deux condensateurs décrites ci-dessus peuvent être inversées.

Pour une plage des fréquences comprise entre 1 kHz et 300 kHz les valeurs des condensateurs 50 et 52 sont comprises dans la plage de 1 pF à 10 pF.

La fig. 7 représente un oscillateur selon un autre mode de mise en œuvre de l'invention. Ce circuit peut produire des signaux sortants rectangulaires complémentaires. Ce circuit peut être utilisé dans un circuit logique synchrone.

Le circuit de la fig. 7 comporte l'oscillateur représenté sur la fig. 3 et un second étage 60 comportant une paire de transistors à effet de champ MOS complémentaires 62 et 64 connectés électriquement en inverseur. Le condensateur 65 représente la capacité de charge comprenant la capacité d'entrée du circuit excité par cet oscillateur. La capacité du condensateur 65 dépend du type du circuit commandé, et elle peut être déterminée par les spécialistes. Pour mieux comprendre le fonctionnement de ce circuit, la description qui suit doit être considérée conjointement avec les fig. 7 et 8. Pour simplifier, les formes des ondes sont supposées être des fonctions gradins.

Le signal entrant appliqué à la borne 20 de la fig. 7 est représenté sur la fig. 8 en même temps que le signal sortant de l'oscillateur de la fig. 3, le signal apparaissant sur la borne 24a et le signal complémentaire de celui appliqué à la borne 20, ainsi que le montre la fig. 8, et il est obtenu de façon similaire à celle décrite pour l'inverseur complémentaire de la fig. 2.

La fig. 9 représente un circuit oscillateur selon un autre mode de mise en œuvre de l'invention, cet oscillateur fonctionne sur les mêmes bases que celles décrites ci-dessus pour les oscillateurs des fig. 3 et 7. Cependant, dans ce circuit le gain de signal faible en boucle ouverte est bien plus important que le gain obtenu avec les circuits des fig. 3 et 7. Le gain supérieur en boucle permet l'oscillation de ce circuit à des fréquences plus élevées. Le cristal de la fig. 9 est connecté entre la sortie d'un troisième inverseur complémentaire 70, c'est-à-dire la borne de sortie 72, et l'entrée 20 du premier inverseur. Le troisième étage 70 comporte un transistor à effet de champs MOS à canal P 73 et un transistor à effet de champ MOS à canal N 74 connectés électriquement en inverseur complémentaire. A la fréquence d'oscillation, le cristal a une impédance inductive, ce qui produit l'inversion de phase nécessaire pour la réaction régénératrice. Des signaux sortants rectangulaires complémentaires sont disponibles sur les bornes 24a et 72 d'après le même principe que celui décrit pour le circuit de la fig. 7.

Dans le circuit de la fig. 9, les condensateurs 26, 27 et 65 et un condensateur 75 connecté entre la borne de sortie 72 et la masse sont partiellement utilisés comme éléments de polarisation d'une façon similaire à celle décrite pour le circuit oscillateur de la fig. 3. Les tensions  $V_{30}$ ,  $V_{32}$  et  $V_{76}$  à la sortie du second étage 60 et la tension  $V_{78}$  à la sortie du troisième étage 70 sont établies initialement de façon que le gain du signal faible en boucle fermée du

système à trois étages soit supérieur à l'unité pour permettre le démarrage de l'oscillation. Quand la tension d'alimentation en courant continu est appliquée, les tensions  $V_{38}$ ,  $V_{40}$ ,  $V_{76}$  et  $V_{78}$  sont déterminées par les valeurs des capacités des condensateurs  $C_{26}$ ,  $C_{27}$ ,  $C_{65}$  et  $C_{75}$ , par les capacités intérieures des transistors à canal N et canal P et la capacité parallèle du cristal. Si tous les transistors à effet de champ sont initialement rendus conducteurs quand  $V_{cc}$  est supérieur à la somme des tensions de seuil des transistors à canal N et canal P ou si au moins un transistor de chacun des trois étages 10, 60 et 70 est rendu conducteur, un gain de signal faible peut être établi entre les bornes 20 et 72. Si

$$V_{th_N} + |V_{th_P}|,$$

l'une de deux conditions possibles de polarisation a lieu d'après les valeurs des capacités du circuit. Dans un cas, les transistors 14, 64 et 73 sont conducteurs et les transistors 18, 62 et 74 non conducteurs. Dans l'autre cas, les transistors 18, 62 et 74 sont conducteurs et les transistors 14, 64 et 73 non conducteurs. Cependant, dans les deux cas les transistors 27 et 26 constituent le facteur déterminant pour l'établissement de conditions de polarisation. Par exemple, si les capacités des condensateurs 27 et 26 sont bien supérieures aux capacités des transistors à effet de champ,  $V_{30}$  et  $V_{32}$  sont pratiquement au potentiel de la masse. Par suite, le transistor 18 est non conducteur parce que la tension entre l'électrode de commande et le substrat est très faible. Cependant, le transistor à canal P 14 a une tension positive entre la source et le drain et aussi une tension approximativement égale à  $-V_{cc}$  entre l'électrode de commande et le substrat. Le transistor 14 devient par suite conducteur et il charge le condensateur 26 à la tension d'alimentation,  $V_{32}$  devenant égal à  $V_{cc}$ . Comme le condensateur 65 établit initialement une tension positive entre le

drain et la source du transistor 64, et comme la tension entre l'électrode de commande et le substrat de ce transistor est alors égale à  $V_{cc}$ , le transistor 64 devient conducteur. Cependant, la tension de l'électrode de commande au substrat du transistor 62 est très faible, et par suite ce transistor est non conducteur. Cela permet la décharge du condensateur 65 du fait de la conduction entre le drain et la source du transistor 64, ce qui amène  $V_{76}$  près de la tension de la masse. Le transistor 74 est à ce moment non conducteur en raison de la tension très faible de l'électrode de commande au substrat. Par contre, la tension entre l'électrode de commande et le substrat du transistor 73 est égale à  $-V_{cc}$  et comme le condensateur 75 a établi par division de tension une tension positive entre la source et le drain du transistor 73, celui-ci devient conducteur et charge le condensateur 75 à la tension d'alimentation. Par suite, quand les condensateurs 27 et 26 ont des capacités importantes, comme les condensateurs 65 et 75 permettent aux tensions  $V_{76}$  et  $V_{78}$  d'être initialement positives, les transistors 14, 64 et 73 sont rendus conducteurs et les transistors 18, 62 et 74 non conducteurs. En plus d'être des éléments de polarisation, les condensateurs 27, 26, 65 et 75 doivent avoir des capacités convenables pour permettre l'oscillation. De même, les condensateurs 27 et 75 peuvent être utilisés comme éléments d'ajustage fin de la fréquence.

Les fig. 3a, 7a et 9a représentent des circuits correspondant aux circuits des fig. 3, 7 et 9 mais dans lesquelles les premiers transistors sont à canal type N et les seconds à canal type P, les transistors étant désignés par les mêmes références mais avec l'adjonction du signe prime, et les niveaux de tension étant désignés par les mêmes références avec le signe prime.

Bien entendu, la description qui précède n'est pas limitative et l'invention peut être mise en œuvre suivant d'autres variantes sans que l'on sorte de son cadre.

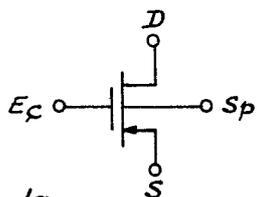


Fig. 1a

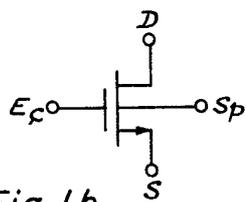


Fig. 1b

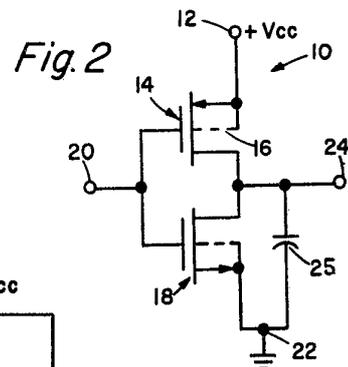


Fig. 2

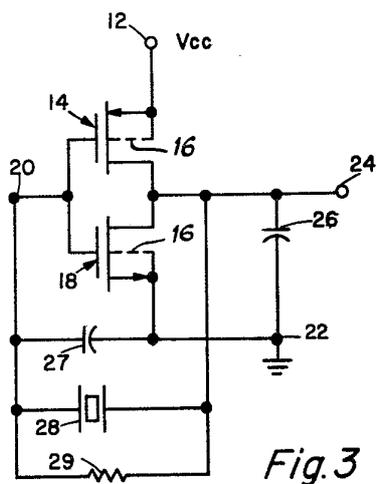


Fig. 3

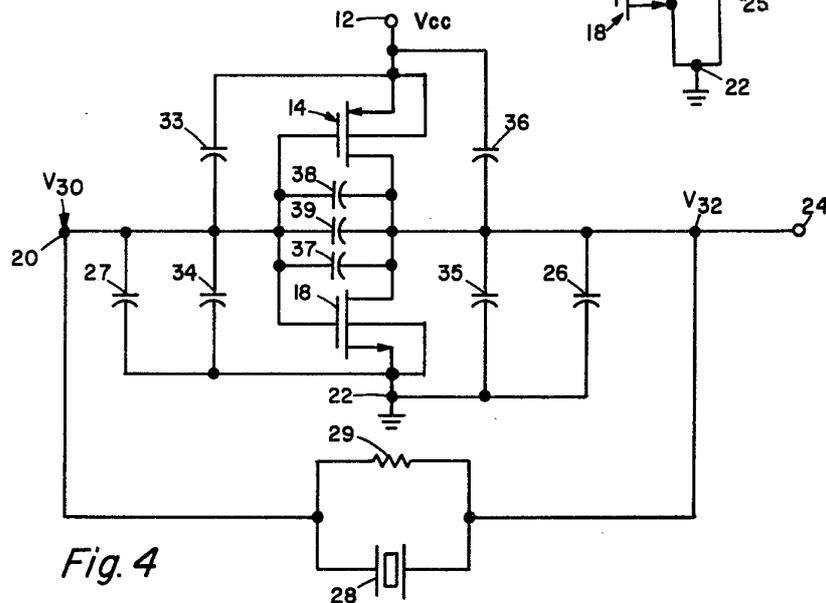


Fig. 4

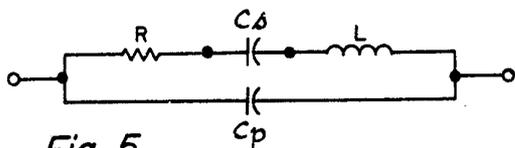


Fig. 5

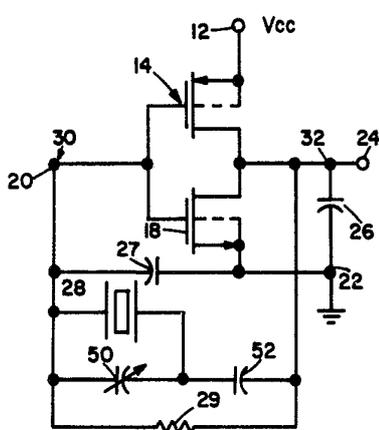


Fig. 6

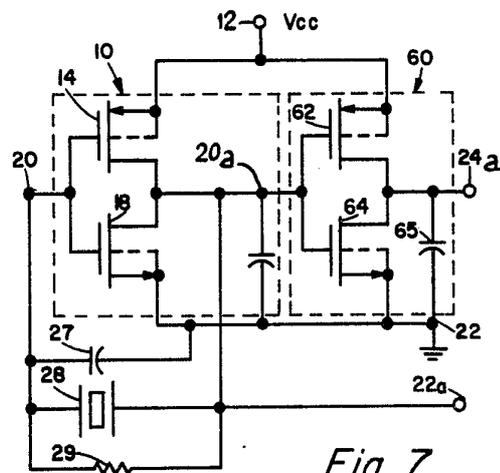


Fig. 7

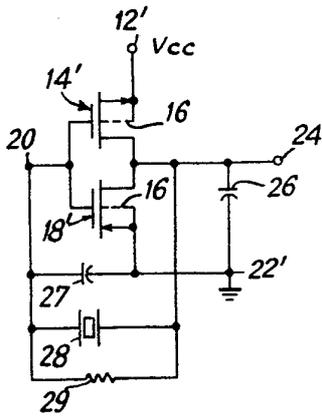


Fig. 7a

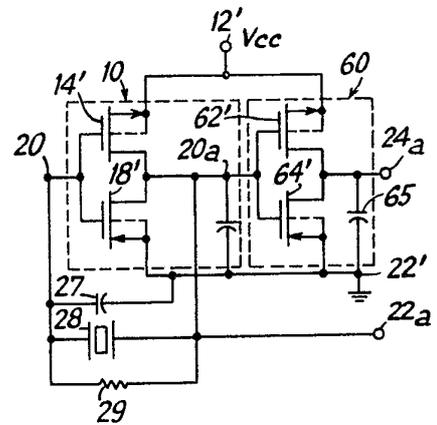


Fig. 9a

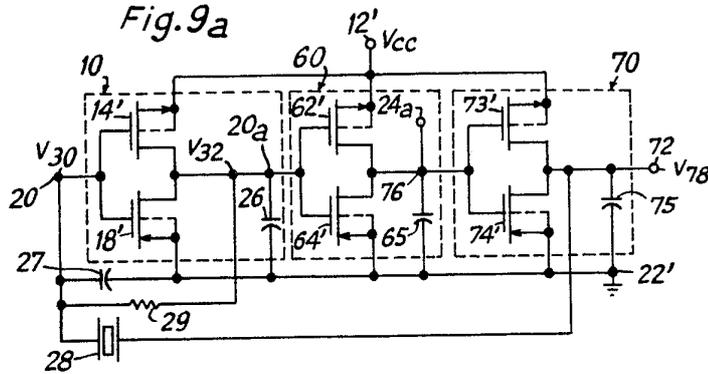


Fig. 8

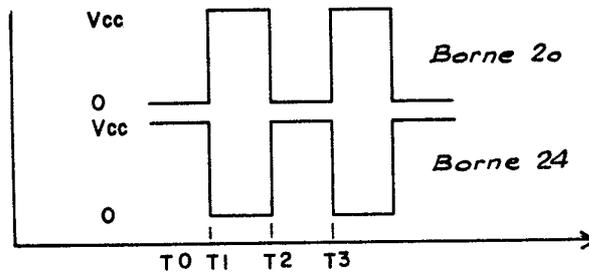


Fig. 9

