



CONFÉDÉRATION SUISSE

OFFICE FÉDÉRAL DE LA PROPRIÉTÉ INTELLECTUELLE

 (51) Int. Cl.³: G 01 B
 G 01 P
 B 07 C

 7/14
 3/50
 5/08

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** A5

630 726

(21) Numéro de la demande: 2374/79

(22) Date de dépôt: 13.03.1979

(30) Priorité(s): 17.03.1978 FR 78 07758

(24) Brevet délivré le: 30.06.1982

 (45) Fascicule du brevet
 publié le: 30.06.1982

 (73) Titulaire(s):
 La Télémécanique Electrique, Nanterre (FR)

 (72) Inventeur(s):
 Jean-Marie Periot, Isle d'Espagnac (FR)

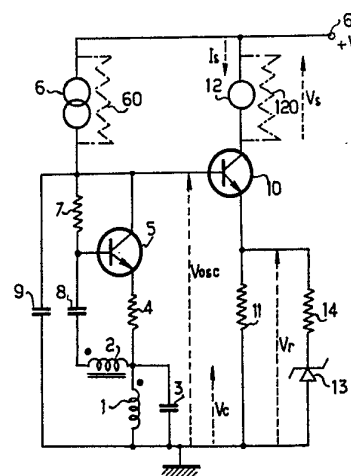
 (74) Mandataire:
 Dipl.-Ing. R. Rottmann & Co., Zollikon

(54) Détecteur de proximité inductif fournissant un signal de sortie proportionnel à la distance.

(57) Détecteur de proximité comportant un circuit oscillant parallèle (1, 3) dont l'inductance (1) est influencée par la pièce métallique dont on veut repérer la distance, ce circuit oscillant faisant partie d'un oscillateur [transistor (5), circuit de réaction (4, 8)].

Dans ce montage l'oscillateur est alimenté à courant constant [générateur (6)], la résistance (4) d'injection du courant dans le circuit oscillant est pratiquement nulle et le signal de sortie (V_{osc}) est prélevé entre la borne d'entrée d'alimentation de l'oscillateur et la borne de masse du circuit oscillant.

Application à la réalisation d'un dispositif utilisant un signal analogique linéaire en fonction de la distance, pour classer des objets ou mesurer leur vitesse d'approche.



REVENDECATIONS

1. Détecteur de proximité inductif comportant un circuit oscillant parallèle dont le coefficient de surtension et l'impédance propre varient en fonction de la distance d'un objet métallique qui influence une bobine du circuit oscillant et un organe amplificateur, le montage étant agencé pour injecter le courant de sortie de l'organe amplificateur dans ledit circuit oscillant à travers une résistance, ledit circuit oscillant faisant partie d'un circuit de réaction entre la sortie et l'entrée de l'organe amplificateur, caractérisé en ce que l'oscillateur ainsi constitué est alimenté à courant sensiblement constant, que ladite résistance a une valeur suffisamment faible pour autoriser l'entretien des oscillations dès que l'objet à détecter cesse d'être à proximité immédiate des éléments du circuit oscillant, et que le signal analogique de sortie est prélevé entre la borne d'entrée d'alimentation de l'oscillateur et la borne de masse du circuit oscillant.

2. Détecteur de proximité selon la revendication 1, caractérisé en ce que ledit signal de sortie est amplifié par un montage amplificateur à transistor monté en émetteur ou en collecteur commun.

3. Détecteur de proximité selon la revendication 1 ou 2, caractérisé en ce que ledit générateur à courant sensiblement constant est constitué par une résistance connectée entre la source d'alimentation et l'oscillateur et ayant une valeur grande vis-à-vis de l'impédance entre les bornes de l'oscillateur, et choisie pour corriger le défaut de linéarité du signal de sortie en fonction de la distance, dans la partie inférieure de la plage de mesure.

4. Détecteur de proximité selon l'une des revendications 2 ou 3, caractérisé par une diode de Zener en série avec une résistance, l'ensemble étant connecté en parallèle sur une résistance reliée en série avec ledit transistor et les valeurs des composants étant choisies pour corriger le défaut de linéarité du signal de sortie en fonction de la distance, dans la partie supérieure de la plage de mesure.

5. Détecteur de proximité selon l'une des revendications 1 à 4, caractérisé en ce que l'alimentation de l'oscillateur est stabilisée par un transistor monté en ballast avec une diode de Zener.

L'invention se rapporte aux détecteurs de proximité du type inductif et analogique comportant un circuit oscillant parallèle dont le coefficient de surtension et l'impédance propre varient en fonction de la distance d'un objet métallique qui influence la bobine et un organe amplificateur, le montage étant agencé pour injecter le courant de sortie de l'organe amplificateur dans ledit circuit oscillant à travers une résistance, ledit circuit oscillant faisant partie d'un circuit de réaction entre la sortie et l'entrée de l'organe amplificateur.

Ces détecteurs analogiques de proximité sont susceptibles de nombreuses applications industrielles, telles que le classement d'objets en fonction de leurs dimensions ou de leur position, la mesure de leur vitesse d'approche, l'indication de leur sens de déplacement, et autres.

De telles applications sont prévues pour des distances ne pouvant généralement excéder quelques centimètres et il serait souhaitable, dans cette plage de distances, d'engendrer un signal analogique qui soit une fonction aussi linéaire que possible de la distance.

Les montages connus ne procurent pas une linéarité satisfaisante, en particulier du fait qu'ils sont alimentés à tension constante et que le signal de sortie est prélevé sur l'oscillation à haute fréquence elle-même, ce qui introduit une perturbation dans le fonctionnement du circuit oscillant en ramenant une impédance à ses bornes.

La présente invention propose un montage exempt de ces inconvénients, principalement caractérisé en ce que l'oscillateur est alimenté à courant sensiblement constant, que ladite résistance a une valeur suffisamment faible pour autoriser l'entretien des oscillations dès que l'objet à détecter cesse d'être à proximité immédiate des éléments du circuit oscillant, et que le signal analogique de sortie est

prélevé entre la borne d'entrée d'alimentation de l'oscillateur et la borne de masse du circuit oscillant.

Les divers avantages, ainsi que d'autres particularités de l'invention, apparaîtront clairement à la lumière de la description ci-après.

Au dessin annexé:

la fig. 1 représente le schéma électrique d'un détecteur de proximité conforme à un mode d'exécution préféré de l'invention, la fig. 2 est une courbe illustrant le fonctionnement de ce détecteur, et

la fig. 3 représente un montage analogue à celui de la fig. 1, muni de certaines particularités complémentaires.

A la fig. 1, on a représenté un circuit oscillant constitué par deux inductances 1 et 2 montées dans un pot en ferrite et couplées entre elles. L'inductance 1 de valeur L_1 forme, avec un condensateur 3 de valeur C_1 , connecté en parallèle, un circuit résonnant dans lequel se développe une oscillation à haute fréquence, à condition que les pertes d'énergie soient compensées par l'injection d'un courant, à travers une résistance 4 de valeur R_E . Ce courant est fourni par un transistor 5, par exemple de type npn, alimenté par un générateur de courant constant 6. La borne d'alimentation du montage par une tension continue $+V$ a été figurée en 6₁.

Une résistance 7 de valeur R_3 est montée entre la base et le collecteur du transistor 5, tandis qu'un condensateur 8 est monté, en série avec l'inductance 2 (de valeur L_2), entre la base et le point commun à la résistance 4 et au circuit résonnant. Un condensateur 9 est monté en parallèle sur les bornes de l'oscillateur ainsi constitué, c'est-à-dire entre le collecteur du transistor 5 et le point de masse du circuit résonnant.

Soit

$$Z_1 = \frac{Q_1}{C_1 \omega} = Q_1 L_1 \omega,$$

l'impédance du circuit oscillant à la pulsation propre ω , Q_1 étant son coefficient de surtension en l'absence de pièce métallique proche. En présence d'une pièce métallique à la distance D du pot, Q_1 prendra une valeur $Q(D)$ et Z_1 une valeur $Z(D)$.

On peut montrer que la condition limite d'entretien des oscillations est donnée par la relation:

$R_E \neq Z(D)/2N$, N étant le rapport, relativement élevé, des nombres de spires des enroulements 1 et 2 (lesquels sont bobinés pour que le courant réinjecté dans 2 soit en phase avec le signal HF de sortie du transistor).

En pratique, on donne à R_E une valeur très faible, si bien que la condition d'entretien des oscillations est atteinte lorsque les valeurs $Q(D)$ ou $Z(D)$ sont elles-mêmes faibles.

Or, il en est ainsi lorsque la pièce métallique dont il s'agit de détecter l'approche est elle-même à très faible distance du pot. Lorsque la pièce est très éloignée, $Q(D)$ ou $Z(D)$ atteignent leurs valeurs propres, Q_1 et Z_1 respectivement, qui sont plus grandes que $Q_{(0)}$ et $Z_{(0)}$ respectivement; en définitive, l'oscillation est entretenue quelle que soit D .

La tension de crête V_c du signal HF est égale à:

$$Z(D)I \neq \frac{Q(D)I}{C_1 \omega},$$

I étant le courant constant fourni par le générateur 6.

La tension continue V_{osc} aux bornes de l'oscillateur, filtrée par le condensateur 9, est peu différente de V_c (le transistor étant pratiquement saturé, sa tension entre collecteur et émetteur est pratiquement nulle lorsque la valeur de R_E est très faible).

Il en résulte finalement que la tension continue V_{osc} est une fonction quasi linéaire de la distance D , dans une gamme de distances inférieures à 50 mm par exemple.

Cette tension est amplifiée par un transistor 10, par une résistance 11 de valeur R . Le courant I_s qui traverse ce transistor, mesuré par un ampèremètre 12, est sensiblement égal au rapport V_R/R entre

la tension aux bornes de la résistance 11 et la valeur R de cette résistance. On a finalement :

$$I_s = \frac{V_{osc} - V_{BE}}{R},$$

V_{BE} étant la tension entre base et émetteur du transistor 10. (Ce dernier, étant pris à gain élevé, son courant de base est négligeable.) Le courant I_s est donc une fonction quasi linéaire de la distance D .

Si l'on désire un signal analogique en tension, il suffit de remplacer l'ampèremètre 12 par une résistance 120 de valeur R_s figurée en pointillés. La tension V_s aux bornes de cette résistance sera alors sensiblement égale à :

$$\frac{V_{osc} - V_{BE}}{R} \times R_s,$$

c'est-à-dire fonction quasi linéaire de D .

En réalité, dans le montage tel qu'il vient d'être décrit, la courbe $V_{osc} = f(D)$ présente les deux défauts de linéarité illustrés par la fig. 2.

Le défaut de linéarité au voisinage de $D = 0$ est avantageusement corrigé en remplaçant le générateur de courant constant 6 par une résistance 60 (représentée en pointillés à la fig. 1), de valeur R_{60} grande devant l'impédance variable Z_{osc} entre les bornes du montage oscillateur. On a alors :

$$V_{osc} = \frac{V Z_{osc}}{R_{60} + Z_{osc}}$$

Autrement dit, V_{osc} est alors une fonction hyperbolique de Z_{osc} qui tend asymptotiquement vers la tension d'alimentation V lorsque Z_{osc} croît et présente une courbure, au voisinage de $Z = 0$, inverse de celle de la courbe de la fig. 2. On peut ainsi, par un choix convenable de R_{60} , corriger le défaut de linéarité de V_{osc} en fonction de D au voisinage de $D = 0$. Cette correction a, par contre, pour effet d'aggraver le défaut de linéarité pour les valeurs les plus grandes autorisées pour D . Ce dernier défaut de linéarité sera avantageusement corrigé en disposant, comme le montre la fig. 1, en parallèle sur la résistance 11, une diode de Zener 13 (ou autre composant non linéaire à seuil) en série avec une résistance 14 de valeur R_{14} .

Pour les faibles valeurs de D , la diode de Zener reste bloquée, si

bien que I_s n'est pas modifié par sa présence. Pour les valeurs relativement élevées de D , la valeur R est remplacée par :

$$\frac{R R_{14}}{R + R_{14}} < R,$$

ce qui augmente la pente de croissance de I en fonction de la distance. On peut ainsi corriger le défaut de linéarité se présentant sur les valeurs relativement élevées de D .

On notera que l'oscillateur n'est pas influencé par l'étage amplificateur 5, qui se présente avec une forte impédance d'entrée. Le signal de sortie est prélevé entre la borne d'alimentation à courant constant de l'oscillateur et la masse, et non sur le signal à haute fréquence.

Comme les pertes du circuit résonnant augmentent avec la température et que, par conséquent, V_{osc} a tendance à décroître lorsque la température croît, mais que l'étage amplificateur 10 a par contre une tension V_{BE} qui diminue et un gain qui augmente lorsque la température croît, une compensation entre les deux influences opposées de la température sur l'étage oscillateur et sur l'étage amplificateur pourra être obtenue par un choix convenable de paramètres qui les définissent.

A la fig. 3, on retrouve les mêmes composants qu'à la fig. 1, désignés par les mêmes repères. On voit que l'émetteur du transistor 5 est relié directement à l'inductance 1, c'est-à-dire que $R_E = 0$. Le condensateur 3 est relié au point chaud de l'enroulement 2 au lieu d'être relié, comme à la fig. 1, au point chaud de l'enroulement 1. L'alimentation $+V$ se fait à travers une diode 15 destinée à empêcher l'inversion de polarité en cas d'erreur de branchement, et le retour à la masse s'effectue à travers la résistance 60 et un ballast constitué par un transistor pnp 16 dont la tension de base est fixée par une diode de Zener 17 et dont la base est reliée au collecteur par une résistance 18.

La tension V_{osc} est amplifiée par un montage Darlington constitué par deux transistors 19 et 20, de type pnp : le point commun à l'émetteur du transistor 19 et à la base du transistor 20 est relié au fil d'alimentation par une résistance 21 découplée par un condensateur 22. La résistance 21 permet d'écouler les courants de fuite qui peuvent exister lorsque le transistor 19 est bloqué. Le courant I_s traverse le transistor 20 et une résistance 11 en série. La diode de Zener 13 et la résistance 14, en parallèle sur la résistance 11, jouent le même rôle que les composants ayant les mêmes repères à la fig. 1.

Fig.1

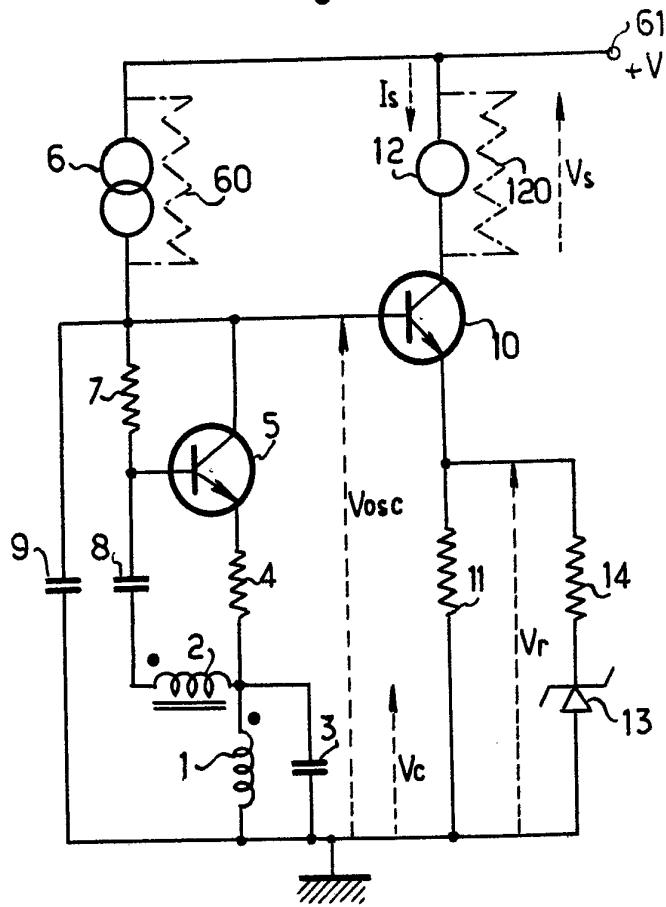


Fig. 2

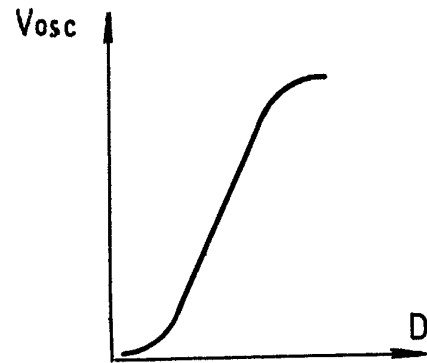


Fig. 3

