

Sur un procédé de guidage des avions

par

M. BIOT

Ingénieur civil des Mines, Ingénieur électricien U. I. Lv.

SUR UN PROCÉDÉ DE GUIDAGE DES AVIONS

par M. BIOT.

Ingénieur civil des Mines, Ingénieur électricien U. I. Lv.

SOMMAIRE. — Le procédé permet, non pas un guidage proprement dit, mais le repérage de la position d'un avion par la connaissance exacte du chemin parcouru.

Pour cela on crée sur le trajet de l'avion une zone d'interférences entre deux émissions synchrones; on ajoute au récepteur de l'avion un « compteur » qui enregistre le nombre de maximums et de minimums successifs; connaissant la longueur d'onde, on en déduit le parcours fait.

Plusieurs variantes d'application sont décrites.

Principe. — Considérons deux émetteurs A et B d'ondes entretenues de pulsations respectives ω_1 et ω_2 se propageant dans un milieu homogène, et soit C un récepteur situé entre A et B, à des

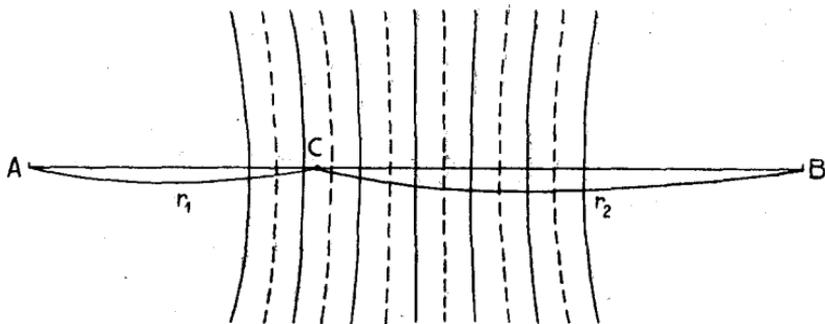


Fig. 1.

distances r_1 et r_2 des émetteurs. La grandeur instantanée du champ en C est de la forme

$$E = A \sin \omega_1 \left(t - \frac{r_1}{v_1} \right) + B \sin \omega_2 \left(t - \frac{r_2}{v_2} \right)$$

où v_1 et v_2 figurent les vitesses moyennes de phase des ondes hertziennes. Ces vitesses peuvent être fonction de r_1 et de r_2 .

Supposons que les amplitudes des deux champs soient égales. — Dans ce cas l'énergie reçue est proportionnelle au carré de

$$\begin{aligned} & \sin \omega_1 \left(t - \frac{r_1}{v_1} \right) + \sin \omega_2 \left(t - \frac{r_2}{v_2} \right) \\ &= 2 \sin \left[\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \right) t - \frac{1}{2} \left(\frac{r_1 \omega_1}{v_1} + \frac{r_2 \omega_2}{v_2} \right) \right] \\ & \quad \cos \left[\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} \right) t - \frac{1}{2} \left(\frac{r_1 \omega_1}{v_1} - \frac{r_2 \omega_2}{v_2} \right) \right]. \end{aligned}$$

Considérons le lieu des zéros d'énergie.

Ces lignes sont données par les équations

$$(1) \quad \left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \right) t - \frac{1}{2} \left(\frac{r_1 \omega_1}{v_1} + \frac{r_2 \omega_2}{v_2} \right) = R\pi.$$

$$(2) \quad \left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} \right) t - \frac{1}{2} \left(\frac{r_1 \omega_1}{v_1} - \frac{r_2 \omega_2}{v_2} \right) = \left(m + \frac{1}{2} \right) \pi.$$

Introduisons les fréquences et des longueurs d'onde moyennes en posant.

$$\omega_1 = \Omega - \omega = 2\pi(F - f)$$

$$\omega_2 = \Omega + \omega = 2\pi(F + f)$$

$$\lambda_1 = \frac{v_1}{f_1} = 2\pi \frac{v_1}{\omega_1}$$

$$\lambda_2 = \frac{v_2}{f_2} = 2\pi \frac{v_2}{\omega_2}.$$

Les équations (1) et (2) deviennent :

$$\begin{aligned} Ft - \frac{1}{2} \left(\frac{r_1}{\lambda_1} + \frac{r_2}{\lambda_2} \right) &= \frac{R}{2} \\ -ft - \frac{1}{2} \left(\frac{r_1}{\lambda_1} - \frac{r_2}{\lambda_2} \right) &= \frac{1}{2} \left(m + \frac{1}{2} \right). \end{aligned}$$

On obtient ainsi un réseau de courbes se confondant sensiblement avec un réseau d'ellipses et d'hyperboles homofocales lorsque ω_1 diffère peu de ω_2 . Les ellipses s'agrandissent avec une vitesse considérable en donnant lieu au champ de haute fréquence. Par contre, les hyperboles ne balayent l'espace en allant de B vers A que si ω_1 est différent de ω_2 .

Nous supposons dans la suite que les émetteurs A et B ont rigoureusement même fréquence

$$\omega_1 = \omega_2 = \Omega = \frac{2\pi c}{\lambda}$$

ce que l'on peut réaliser pratiquement en relayant une des deux émissions.

Les résultats trouvés ci-dessus doivent alors être particularisés comme suit : les vitesses v_1 et v_2 sont toujours les vitesses moyennes

de phase des deux ondes le long des distances r_1 et r_2 et l'équation (2) peut s'écrire puisque $\omega_1 = \omega_2 = \Omega$

$$\frac{r_2}{v_2} - \frac{r_1}{v_1} = (2m + 1) \frac{\pi}{\Omega}.$$

Si v_1 et v_2 ne varient pas dans le temps, les courbes ainsi définies sont fixes. Ce sont des hyperboles si $v_1 = v_2 = C^e$. La distance de deux nœuds consécutifs vaut très approximativement $\frac{\lambda}{2}$.

Repérage des avions. — Voyons comment on peut appliquer ces considérations au repérage hertzien à la surface de la terre.

1° Nous avons considéré des champs d'amplitudes égales dans le plan de symétrie. En réalité, elles varient un peu plus rapidement que $\frac{1}{r}$ et les zéros d'énergie sont remplacés par des minima.

Si la réception se fait avec circuit détecteur, l'amplitude perçue sera la moyenne du carré de la somme des champs.

$$(\overline{E_A + E_B})^2 = \overline{E_A^2} + \overline{E_B^2} + 2\overline{E_A E_B}.$$

La différence de deux amplitudes consécutives maxima et minima vaut, en négligeant la variation de grandeur des champs sur la distance d , un quart de longueur d'onde.

$$(\overline{E_A + E_B})^2 - (\overline{E_A - E_B})^2 = 4\overline{E_A E_B}.$$

Cette différence d'amplitude est donc sensiblement constante à une distance suffisante des émetteurs. Supposons par exemple le récepteur C situé sur AB à une distance x de A. Si les champs obéissent à la loi hyperbolique, la différence d'amplitude est :

$$\overline{E_A E_B} = \frac{K}{x(AB - x)}$$

pour $x = \frac{AB}{2} \quad E_A E_B = \frac{4K}{AB^2}$

pour $x = \frac{AB}{4} \quad E_A E_B = \frac{4}{3} \frac{4K}{BA^2}$

On voit donc qu'entre les points

$$x = \frac{AB}{4} \quad \text{et} \quad x = \frac{3}{4} AB.$$

la variation de la différence des amplitudes est de l'ordre de 30 0/0 seulement.

2° Pour certaines gammes de longueur d'onde (ondes longues), il est possible de remplacer le plan de symétrie des ondes envisagé

plus haut, par une portion plus ou moins vaste du Géoïde. Dans ces conditions, les minima sont situés sur des courbes sensiblement confondues avec des hyperboles géodésiques.

Remarquons que les vitesses moyennes de phase v_1 et v_2 ainsi que l'intensité du champ, étant influencées par la nature du sol, les positions et les grandeurs des minima s'écarteront dans une certaine mesure des valeurs théoriques.

Généralisation. — On voit de suite une application de ces considérations au repérage hertzien. Un tel système de deux antennes placé sur un radio-alignement permettrait, par simple comptage des minima, de connaître à chaque instant la distance avec une grande précision. Mais on peut donner à la méthode une application beaucoup plus vaste.

Considérons en effet, deux groupes d'émetteurs AB, CD de longueur d'onde Λ_1 et Λ_2 . Si les directions AB, CD sont sensiblement perpendiculaires, nous créons un système croisé de lignes nodales.

Nous pouvons attribuer à chaque ligne de ces deux groupes des numéros d'ordre m_1, m_2 , et créer ainsi un système de coordonnées univoque. Un mobile qui parviendrait à compter algébriquement le nombre de lignes nodales traversées dans chaque groupe, connaîtrait à chaque instant ses coordonnées. Nous allons voir comment on peut, d'une manière simple, déterminer le *sens* du déplacement. La position se déduirait immédiatement de l'inspection d'une carte dont le canevas serait précisément constitué par les lignes nodales avec leur numéro d'ordre. Si ces lignes subissaient une déformation périodique connue dans le temps, il suffirait évidemment de dresser plusieurs cartes pour différentes heures.

Procédé de comptage. — Voici maintenant un procédé qui permettrait de réaliser le comptage des nœuds en tenant compte du sens du déplacement.

Considérons les deux émetteurs A et B. Si B fonctionne comme relais vis-à-vis de A, ils sont rigoureusement synchrones. Il peut exister un certain déphasage φ entre l'onde reçue par B et celle réémise. Emettons un train d'onde B, pendant $1/30$ de seconde par exemple avec ce déphasage φ , pendant le $1/30$ de seconde suivant, émettons un nouveau train B, déphasé de $\varphi + 120^\circ$ et enfin pendant le $1/30$ de seconde suivant un troisième train déphasé de $\varphi + 240^\circ$. Si nous modulons chacune de ces émissions à des fréquences respectives $f_1/f_2/f_3$, nous créons dans l'espace trois systèmes de lignes nodales caractérisé chacun par une fréquence de modula-

tion et se répétant tous les dixièmes de seconde. Ces trois systèmes sont décalés l'un par rapport à l'autre d'une distance qui, sur la droite AB, a pour valeur $1/3 \frac{\lambda}{2}$.

Le récepteur d'un type quelconque ne comporte de dispositif spécial qu'après l'étage basse fréquence. Le courant de sortie de celui-ci est en effet composé d'un courant continu et de trois courants alternatifs de fréquences respectives $f_1/f_2/f_3$ durant chacun du $1/30$ de seconde et dont les amplitudes comprennent deux parties, l'une due au terme $\overline{E_A^2 + E_B^2}$ est la même pour les trois fréquences; l'autre due à $\overline{E_A E_B}$ donne lieu à trois amplitudes différentes proportionnelles à

$$\sin \psi, \quad \sin(\psi + 120^\circ), \quad \sin(\psi + 240^\circ)$$

ou ψ dépend de la position par rapport aux nœuds.

Si nous faisons passer ces courants à travers trois circuits bouillons $C_1 C_2 C_3$ en série accordés sur $f_1/f_2/f_3$, nous recueillons aux bornes de ces circuits trois tensions dont les amplitudes se composent de trois parties égales plus trois autres proportionnelles à

$$\sin \psi, \quad \sin(\psi + 120^\circ) \sin(\psi + 240^\circ).$$

Faisons agir ces tensions à travers des redresseurs (à oxydes par exemple) sur les trois phases d'un petit moteur synchrone. Bien que les courants ainsi produits dans chaque phase soient fournis successivement à des intervalles de $1/30$ de seconde, on peut considérer cependant que, grâce à la self des bobines et à la masse de l'induit, le champ du stator a une forme fixe dans l'espace. Il se compose d'un champ uniforme et d'un champ sinusoïdal dont l'angle de position magnétique par rapport au stator, est précisément égal à ψ .

Lorsque le récepteur se déplace dans les lignes nodales, le champ uniforme qui résulte de $\overline{E_A^2 + E_B^2}$ varie en grandeur, tandis que le champ périodique tourne d'un certain angle en même temps qu'il change d'amplitude. Seule, la partie rotative du champ agit sur l'induit polarisé. Celui-ci tourne de 360° magnétique dans un sens ou dans l'autre chaque fois que la différence de marche des ondes reçues varie d'une longueur d'onde, ou encore chaque fois que le récepteur passe d'une hyperbole à une autre dont la distance des sommets vaut une demi-longueur d'onde. Un compte-tours entraîné par le moteur synchrone donnera à chaque instant la variation d'une des coordonnées.

On peut adjoindre au système AB d'émetteurs un second système CD caractérisé en principe par une autre longueur d'onde AB,

et d'autres fréquences de modulation f_1, f_2, f_3 de manière à créer des lignes nodales, se coupant sensiblement à angle droit. Un récepteur accordé sur les deux longueurs d'onde, effectuant séparément la détection de chacune des deux ondes enverra les six fréquences de modulation obtenues à la sortie de l'étage B. F. dans six circuits bouchons accordés. Les courants redressés comme plus haut agiront sur deux moteurs synchrones enregistrant cette fois la variation des deux coordonnées.

Tel est le principe du procédé.

Pratiquement, il serait probablement plus commode de remplacer les circuits bouchons par des lamelles vibrantes en résonance et fermant le circuit d'une pile. Un procédé très simple permet de ne tenir compte que de la différence d'amplitude.

Variantes. — On peut remarquer qu'il n'est pas nécessaire sous certaines conditions, d'utiliser deux longueurs d'ondes différentes à la réception, ni d'émettre successivement les différents trains d'ondes déphasées d'un même groupe.

Considérons en effet le groupe AB d'émetteurs. Le champ E_A et les trois champs décalés de 120° , $E_{B_1}, E_{B_2}, E_{B_3}$ lorsqu'ils sont reçus simultanément, donne après détection, un courant moyen proportionnel à

$$\begin{aligned} E_A^2 + E_{B_1}^2 + E_{B_2}^2 + E_{B_3}^2 + 2\overline{E_A E_{B_1}} + 2\overline{E_A E_{B_2}} + 2\overline{E_A E_{B_3}} \\ + 2\overline{E_{B_1} E_{B_2}} + 2\overline{E_{B_1} E_{B_3}} + 2\overline{E_{B_2} E_{B_3}}. \end{aligned}$$

Les termes carrés agissent d'égale façon sur les trois phases. Si les modulations sont sinusoïdales, le produit $\overline{E_{B_1} E_{B_2}}$ par exemple est un produit de sinus et donne lieu à deux composantes, de fréquences $f_1 + f_2$, $f_1 - f_2$. On peut choisir les fréquences f_1, f_2, f_3 de telle manière qu'aucune somme ou différence de deux d'entre elles ne soit égale à l'une d'elles. Dans ces conditions seuls agissent séparément sur chacune des phases les termes

$$\overline{E_A E_{B_1}}, \overline{E_A E_{B_2}}, \overline{E_A E_{B_3}}.$$

Toutefois l'émission du groupe CD sur la même longueur d'onde ne pourra se faire simultanément. Un dispositif de synchronisation utilisant une onde auxiliaire ou l'une des ondes principales elles-mêmes, permettra de réaliser la périodicité et la succession des deux émissions sans chevauchement en les emboîtant le mieux possible. Ceci semble assez facile à réaliser pratiquement à l'aide de bobines tournantes où des courants sont induits périodiquement et agissent sur l'émetteur après amplification.

Au lieu d'un enregistrement par compte-tours, on peut à bord d'un avion par exemple, utiliser le déplacement d'un petit cliché photographique d'une carte de canevas approprié, projeté sur un écran transparent placé devant le point de croisement de deux droites sur l'écran indiquerait, à chaque instant, au pilote sa position.

Il n'est pas nécessaire non plus d'utiliser quatre émetteurs ; trois suffisent par exemple ABD. D'ailleurs il est possible de créer un radio-alignement sans complication nouvelle et, par conséquent, avec une seule longueur d'onde en utilisant les fréquences $f_1 + f_3$ de l'émetteur et $f'_1 + f'_3$ de l'émetteur D. Celles-ci agissent sur deux lames en résonance dont les amplitudes de vibration indiquent la situation par rapport à l'alignement.

En ce qui concerne les brouillages, on peut dire que ceux-ci sont peu probables, car il faudrait la réalisation simultanée de la longueur d'onde et de la fréquence de modulation.

On peut admettre une précision de l'ordre du cinquième de la distance des nœuds, soit de 100 m. pour une longueur d'onde de 1.000 m.

M. BIOT

