

**Zeitschrift:** Bulletin technique de la Suisse romande  
**Band:** 82 (1956)  
**Heft:** 15: Aviation, fascicule no 1

**Artikel:** Le radar d'approche de précision de l'aéroport de Genève-Cointrin  
**Autor:** Bonjour, Reynold  
**DOI:** <https://doi.org/10.5169/seals-62071>

### **Nutzungsbedingungen**

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

### **Conditions d'utilisation**

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. [Voir Informations légales.](#)

### **Terms of use**

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. [See Legal notice.](#)

**Download PDF:** 02.04.2025

**ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>**

### CONCLUSION

De la longue description qu'on vient de lire ressort l'ampleur de l'organisation qui œuvre au sol pour la sécurité des vols. Nous pouvons déduire de ce qui précède quels sont les problèmes qui restent à résoudre pour libérer entièrement le transport aérien du handicap que constitue encore l'infime pourcentage des vols supprimés ou détournés de leur destination à cause des conditions météorologiques et pour pouvoir garantir un écoulement normal du trafic sur les voies aériennes et dans les régions de contrôle terminales même lorsque le nombre des vols aura décuplé. Essayons d'esquisser brièvement les solutions qui peuvent être envisagées.

Sur les voies aériennes il faut tendre à rendre la navigation de plus en plus précise pour que, par une réduction des marges de séparation, l'espace aérien puisse être mieux utilisé. En outre, il faut tenter de mettre à disposition du pilote un dispositif lui permettant d'assurer lui-même sa séparation des autres avions car l'intervention du sol, si bien organisée soit-elle, risque de devenir trop complexe et trop lourde à partir d'un certain volume de trafic.

Dans les régions terminales il faudrait que les manœuvres de descente, d'approche et de départ prennent moins de temps et d'espace, ce qui revient à dire qu'il faudra réaliser l'avion atterrissant et décollant verticalement. Mais nous n'en sommes pas encore là. En fait, les avions dont le poids et la vitesse augmentent constamment (le DCS pèsent 130 tonnes et volera à plus de 900 km/h), exigent des pistes toujours plus longues et seront moins maniables à proximité du sol. Il est donc à prévoir que les limites à l'atterrissage par mauvaise visibilité dont nous avons parlé

deviendront plus sévères encore pour ces avions géants. En outre, la consommation de carburant des avions à réaction est très forte, d'où la nécessité de réduire le plus possible les attentes à l'arrivée. Enfin les manœuvres d'approche de ces avions très rapides occuperont certainement de grands espaces autour des aérodromes. Dès lors il est nécessaire de perfectionner les méthodes actuelles. On songe à simplifier la tâche des pilotes par divers moyens. Par exemple en donnant les instructions du contrôle non plus en téléphonie mais par affichage au poste de pilotage, et en faisant agir le radio-guidage pour l'approche finale directement sur les commandes de l'avion. L'approche automatique est du reste déjà réalisée par couplage du pilote automatique sur l'ILS et donne des résultats extraordinaires de précision. On pense retransmettre au pilote par télévision les informations fournies par les radars au sol et doter les contrôleurs de calculateurs électroniques qui feront, plus rapidement et plus exactement, le calcul des trajectoires à indiquer à chaque pilote pour accélérer la cadence des approches. Le radar de surveillance, de plus en plus utilisé, est en passe d'être complété par des dispositifs répondeurs permettant l'identification rapide et sûre des avions visibles sur l'écran. Mettant en œuvre des moyens scientifiques et financiers énormes, les grandes nations aéronautiques étudient de nouvelles procédures et de nouveaux équipements. Nous entrons dans une nouvelle phase du développement de l'aviation de transport qui exigera des ingénieurs, des navigants et des « rampants » un très gros effort, et, des pays qui veulent garder le contact avec cette évolution rapide, des sacrifices financiers importants.

## LE RADAR D'APPROCHE DE PRÉCISION DE L'AÉROPORT DE GENÈVE-COINTRIN

par REYNOLD BONJOUR,

chef du Service technique de la Sécurité aérienne, Radio-Suisse S. A., Genève

Le terme **RADAR**, abréviation de la locution anglaise : *Radio Detection and Ranging* ne désigne plus, aujourd'hui, un appareil déterminé mais une vaste catégorie de complexes radio-électriques répondant à des exigences fort diverses. Citons, en passant, les radars de conduite de tir (artillerie, D.C.A., marine), les radars anticollision, les radars météorologiques (employés de plus en plus sur les avions), les radars secondaires (ou répondeurs) qui sont capables de répondre automatiquement et sélectivement à un radar dit interrogateur (ou primaire), les altimètres radio-électriques ou sondes.

Pour le service des aéroports, trois types de radars ont été mis au point, ce sont :

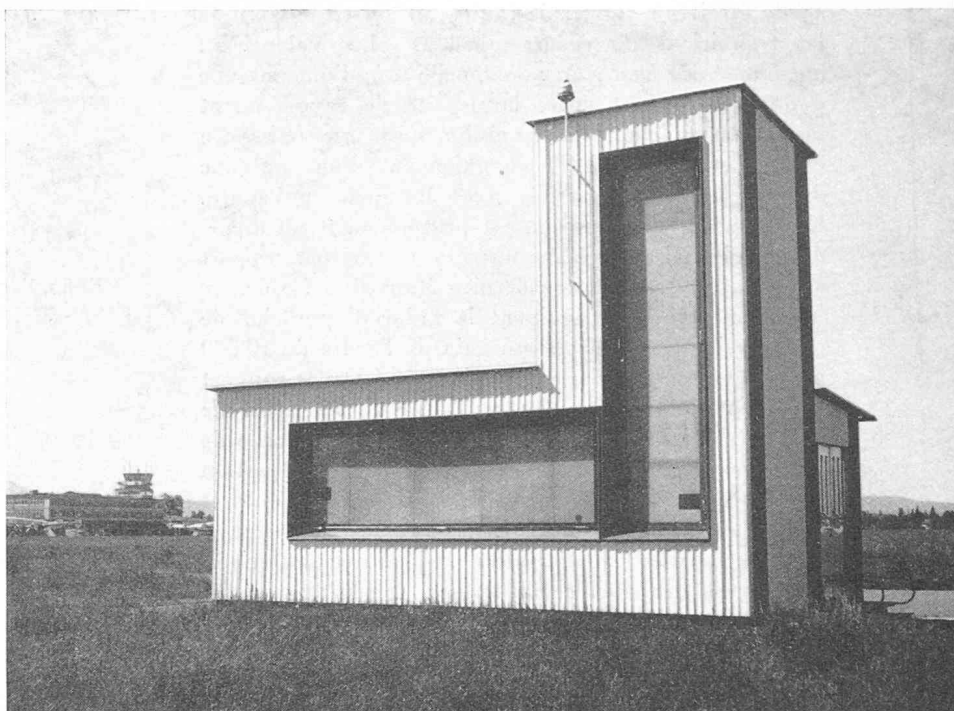
1. *Le radar de surveillance à grande portée* employé principalement pour le contrôle des avions « en

route » (portée 120 à 150 km, exploration circulaire lente).

2. *Le radar de surveillance à portée moyenne et couverture haute*, spécialement adapté au repérage des avions effectuant des manœuvres d'approche, de montée ou de descente aux environs de l'aéroport. Il ne diffère du premier que par son diagramme d'antenne plus évasé et sa vitesse de rotation plus rapide.

3. *Le radar d'approche de précision* (en abrégé : **PAR**) destiné au contrôle et surtout au guidage très précis des avions qui effectuent leur approche finale et leur atterrissage (portée 18 à 25 km, exploration sectorale rapide dans deux dimensions).

Radar d'approche de précision. Derrière les deux fenêtres oblongues sont placés les systèmes d'antennes qui balayent l'espace dans la direction de l'approche, l'une (horizontale) en azimut, l'autre (verticale) en élévation.



L'ensemble des installations 2 et 3 a reçu le nom abrégé de **GCA** (*ground controlled approach*). Il permet de diriger les nombreux avions concentrés dans les zones d'approche avec une grande sécurité et une excellente précision, diminuant ainsi les temps, parfois considérables, pendant lesquels les aéronefs doivent attendre leur tour d'atterrissage.

Sur les grands aéroports, les trois types d'appareils ci-dessus sont nécessaires et figurent parfois en plusieurs exemplaires. Ce matériel est extrêmement coûteux, aussi, sur les aéroports de moyenne grandeur cherche-t-on, par souci d'économie, à n'en utiliser que ce qui est indispensable. On s'efforce de trouver un compromis acceptable entre les types 1 et 2 de manière à assurer deux fonctions avec un seul radar de surveillance.

A Genève-Cointrin, cette dernière installation fait l'objet d'une étude, actuellement fort avancée, qui doit permettre le choix et l'acquisition prochaine de ce matériel. Le radar d'approche de précision, en revanche, est en service depuis l'été 1953. Nous nous proposons, dans cet article, d'en montrer le fonctionnement sans toutefois entrer dans tous les détails, l'installation étant fort complexe.

Cet appareillage nous a été fourni par la Compagnie Française Thomson-Houston à Paris.

Le phénomène fondamental du radar est *l'écho radio-électrique*. Chaque fois qu'une onde, quelle qu'elle soit, rencontre un obstacle, grand par rapport à la longueur d'onde, l'énergie radiante est dispersée dans plusieurs directions dépendant de la forme des surfaces réfléchissantes. Presque toujours, une faible partie du rayonnement est réfléchi à son point de départ où l'on peut en déceler l'arrivée au moyen d'un récepteur suffisamment sensible. Cette sensibilité est toutefois limitée par le « bruit de fond » qui, comme on le sait, est dû aux tensions très faibles mais non nulles résultant du mouvement désordonné des électrons des conducteurs

soumis à l'agitation thermique. C'est une donnée de la nature contre laquelle on ne peut pratiquement rien puisque le seul remède serait de refroidir artificiellement les premiers circuits de la chaîne d'amplification à une température très basse; cette solution est irréalisable dans le cas du radar.

La puissance engendrée par l'agitation thermique dans les circuits d'entrée de notre radar a, aux températures usuelles, une valeur voisine de  $2,5 \cdot 10^{-13}$  W. Pour être perçu, un écho doit avoir une puissance au moins égale à cette valeur. Cette notion est évidemment théorique car un opérateur placé devant ses écrans de radar ne peut faire usage que de renseignements sûrs et un écho ayant le niveau du « bruit » ne se distingue pratiquement pas des milliers de petits points lumineux apparaissant sur l'écran sous l'effet des tensions d'origine thermique.

Pour qu'un écho soit réellement utilisable, son niveau doit dépasser le bruit de fond d'au moins 10 décibels, si possible 20 db (soit 100 fois plus puissant ou, si l'on préfère, 10 fois plus grand en tension). On peut alors ajuster la sensibilité du récepteur de telle manière que seuls les échos assez puissants apparaissent sur les écrans, tandis que les tensions parasites, trop peu amplifiées, sont imperceptibles. *La puissance d'un écho utilisable* se situe donc aux environs de :

$$P_e = 2 \cdot 10^{-11} \text{ watts}$$

La sensibilité du récepteur étant donnée, *la portée du radar* devra être obtenue par un autre paramètre; ce sera la *densité* de l'énergie radiante à l'endroit où elle touche l'objet à détecter (la cible), c'est, en d'autres termes: le vecteur de rayonnement de Poynting; on l'exprime en  $W/m^2$ . On obtient un vecteur de rayonnement suffisamment intense en émettant un rayonnement très puissant et en le concentrant dans un angle

solide étroit au moyen de radiateurs très directifs que les techniciens du radar appellent plus volontiers : *antennes à très haut gain* : on appelle *gain* d'une antenne donnée le rapport entre la densité de rayonnement maximum qu'elle peut produire sous une puissance donnée et la densité de rayonnement d'une antenne de comparaison alimentée avec la même puissance. L'antenne de comparaison est pratiquement un dipôle demi-onde qui a lui-même un gain de 1,64 par rapport au radiateur isotrope, ce dernier étant irréalisable.

Les antennes qui équipent le radar d'approche de précision de Cointrin ont un gain de l'ordre de 10 000 par rapport au dipôle, soit environ 16 000 par rapport au radiateur isotrope. *La puissance rayonnée est de 35 à 40 kW. La puissance d'un écho* est liée à celle de l'émetteur et à la distance radar-cible par une équation dite *équation générale du radar* dans laquelle on fait entrer une série de paramètres dont les principaux sont : la puissance de l'émetteur, le gain des antennes, la distance de la cible, sa surface, son pouvoir réfléchissant. Cette équation montre que l'écho décroît en raison inverse de la *quatrième puissance de la distance*, comme on peut l'établir en examinant succinctement un cas simple : celui de la puissance réfléchie dans un collecteur *A* (fig. 1) par une sphère de centre *O*, irradiée par une source isotrope *L*. Pour simplifier, nous supposons que le collecteur est une portion de sphère concentrique à la cible.

L'énergie qui parvient au collecteur *A* après réflexion sur la sphère *O* doit atteindre la surface de cette dernière sous un angle au plus égal à  $\beta$  correspondant à l'angle d'incidence  $i$  pour lequel le rayon issu de *L* est réfléchi au bord *M* du collecteur. En appelant  $\alpha$  l'angle plan sous lequel on voit le collecteur depuis le point *O*, la surface de réflexion *utile* est vue de ce même point *O*, sous un angle  $\frac{1}{2}\alpha$ , la droite *ON* étant nécessairement bissectrice de l'angle *MOL*. Nous pouvons écrire :

$$r \sin \frac{\alpha}{4} = \rho \sin \beta.$$

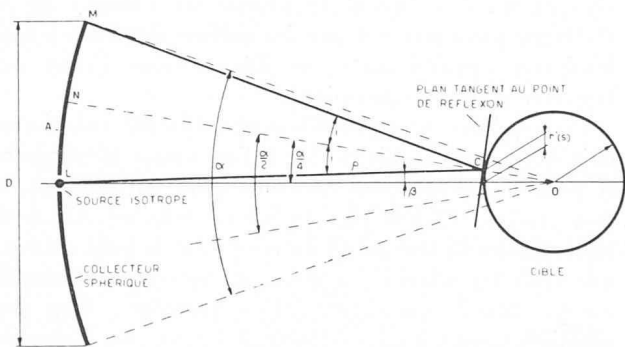


Fig. 1. — Une source de rayonnement *L* éclaire une sphère *O*. L'énergie qui touche la sphère dans un cercle de rayon  $r'$  (surface  $s$ ) est réfléchie dans un collecteur *A*. La figure permet de calculer cette énergie réfléchie, c'est-à-dire la puissance de l'écho radio-électrique.

Dans les conditions usuelles, les angles  $\alpha$  et  $\beta$  sont très petits ; on peut confondre leurs sinus avec leurs arcs. Pour la même raison, on peut confondre les calottes sphériques *A* et *s* avec leurs projections sur un plan perpendiculaire à l'axe *LO*. En outre,  $\rho$  est toujours beaucoup plus grand que  $s$ , ce qui permet de confondre  $\rho$  avec la distance *LO*. Avec ces approximations, on a immédiatement :

$$r' = \rho \cdot \beta = r \frac{\alpha}{4} = \frac{r \cdot D}{4\rho},$$

compte tenu de ce que  $\alpha = \frac{D}{\rho}$ .

L'aire de la surface réfléchissante *utile*, confondue avec un cercle de rayon  $r'$  vaut :

$$s = \pi r'^2 = \pi \frac{r^2 D^2}{16 \rho^2}.$$

Enfin, l'angle solide sous lequel on voit *s* depuis le point *L* s'exprime par :

$$\omega = \frac{s}{\rho^2} = \frac{\pi r^2 D^2}{16 \rho^4} \text{ posons } \frac{\pi D^2}{4} = S ;$$

on trouve :  $\omega = \frac{S}{4} \cdot \frac{r^2}{\rho^4}$ , *S* étant la surface du collecteur.

Il est aisé de voir que cette dernière équation reste valable quelle que soit la forme du collecteur, tant que les approximations admises peuvent être maintenues. Pour situer l'ordre de grandeur de la puissance à émettre, effectuons le calcul pour les données suivantes :

Puissance de l'écho, désiré . . . . .	2.10 <sup>-11</sup> W
Distance de la cible . . . . .	30 km
Surface du collecteur . . . . .	4 m <sup>2</sup>
Rayon de la sphère-cible . . . . .	1 m
Pertes d'énergie à la réflexion . . . . .	75 % soit un
coefficient de réflexion de . . . . .	25 %

$$\omega = \frac{4 \cdot 4^2}{4 \cdot (30\ 000)^4} = 1,23 \cdot 10^{-18} \text{ stéradians.}$$

Dans cet angle solide, nous devons envoyer

$$\frac{2 \cdot 10^{-11}}{0,25} = 8 \cdot 10^{-11} \text{ W,}$$

d'où une densité de rayonnement de :

$$\delta = \frac{8 \cdot 10^{-11}}{1,23 \cdot 10^{-18}} = 6,5 \cdot 10^7 \text{ W/stéradian.}$$

Si ce rayonnement émanait réellement d'une source isotrope, il faudrait lui fournir la puissance fantastique de

$$P = 4\pi\delta = 4\pi \cdot 6,5 \cdot 10^7 = 8,16 \cdot 10^8 \text{ W}$$

soit, arrondi 800 000 kW. Grâce au gain de l'antenne, cette puissance tombe à 800 000 : 16 000 = 50 kW, ce qui est tout à fait réalisable.

Indépendamment de la concentration de la puissance, les antennes à très haut gain sont indispensables pour assurer la mesure des coordonnées angulaires de la cible. En effet, si le rayonnement était envoyé simultanément dans toutes les directions, tous les échos des différentes cibles seraient fournis en même temps, et apparaîtraient plus ou moins additionnés les uns aux autres sur les écrans. Au contraire, lorsque la puissance émise est concentrée dans un faisceau très étroit, seuls les obstacles placés près de l'axe de ce faisceau reçoivent assez d'énergie pour fournir un écho « confortable », ce qui permet de les discriminer en direction. Ce faisceau doit, bien entendu, être mobile, de façon à explorer une portion déterminée de l'espace.

On peut fabriquer une antenne très directive de diverses manières. Le montage le plus simple consiste en un miroir parabolique d'environ 100 longueurs d'onde d'ouverture éclairé par une source de rayonnement placée à son foyer. Ce dispositif est réservé, de préférence, aux radars de surveillance dont l'antenne a, en principe, un mouvement de rotation continu. Sur les radars de précision, l'exploration ne couvre qu'un

secteur, de sorte que le mouvement du faisceau doit être alternatif. On se heurte alors à des problèmes d'ordre mécanique à cause de l'inertie du miroir dont l'ouverture doit mesurer environ 3 m, la longueur d'onde étant de l'ordre de 3 cm.

Certains constructeurs adoptent néanmoins cette solution pour sa simplicité quitte à choisir un mouvement d'exploration assez lent, par exemple 1 oscillation complète par seconde. L'installation que nous avons à Cointrin est basée sur un autre principe. Chaque antenne (il y en a deux) consiste essentiellement en un réseau de dipôles (fig. 5). La concentration du faisceau rayonné est assurée par une répartition judicieuse de la puissance entre eux, conjointement aux relations de phase de leurs courants individuels.

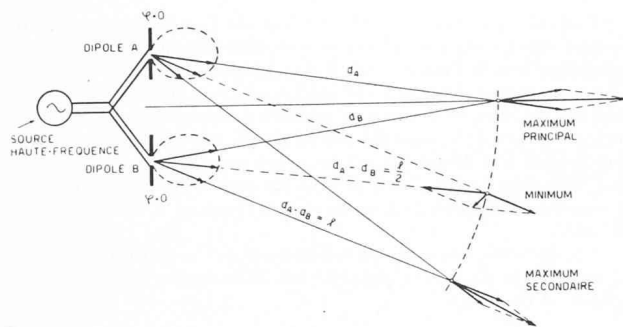


Fig. 2. — Deux dipôles A et B excités avec des courants égaux et la même phase additionnent leurs rayonnements en tout point de l'espace où la différence des chemins  $d_A$  et  $d_B$  est un nombre entier de longueurs d'onde. Ces rayonnements se soustraient quand  $d_A - d_B$  est un nombre impair de demi-ondes.

Considérons d'abord deux dipôles A et B excités en phase (fig. 2). En tout point de l'espace équidistant de A et B, les deux rayonnements sont en phase puisque les temps de propagation sont identiques ( $\varphi = 0$ ). Ils sont également en phase pour tous les points où la différence  $d_A - d_B$  est un nombre entier de longueurs d'onde ( $\varphi = 2k\pi$ ). Il existe donc un certain nombre de surfaces (lieux géométriques) où les rayonnements s'ajoutent arithmétiquement et où, par conséquent, leur somme est maximum. Entre ces surfaces, on peut en trouver d'autres où la différence  $d_A - d_B$  est un nombre impair de demi-ondes [ $\varphi = (2k + 1)\pi$ ]. Ces secondes surfaces sont les lieux de rayonnement minimum (opposition des rayonnements individuels). Entre ces extrêmes, le rayonnement résultant est une fonction de l'angle de déphasage et de l'intensité que donne chaque dipôle dans la direction considérée car le dipôle possède par lui-même une certaine directivité.

Examinons maintenant la conséquence d'un écart de phase entre les courants de chacun des dipôles (fig. 3). Le maximum de la somme des rayonnements ne sera plus sur le plan de symétrie normal à l'axe des antennes. Pour deux sources isotropes, il serait sur un hyperboloïde d'équation :

$$d_A - d_B = \lambda \frac{\varphi_a}{2\pi} = \text{constante},$$

en appelant  $\varphi_a$  le déphasage des courants des sources et  $\lambda$  la longueur d'onde du rayonnement.

Pour des dipôles, cette équation est plus compliquée puisque l'intensité du rayonnement de chaque dipôle est encore fonction de la direction. Pratiquement, dans un cas comme dans l'autre, la génératrice de la surface gauche peut être confondue avec une droite dès que la distance entre les sources devient petite vis-à-vis de  $d_A$  et  $d_B$ . Le déphasage se traduit donc par un déplacement angulaire du faisceau :

$$\alpha = f(\varphi_a).$$

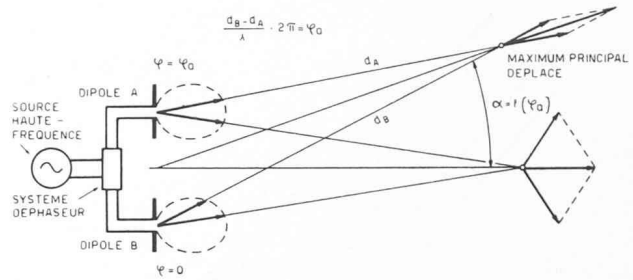


Fig. 3. — Deux dipôles A et B excités avec des courants égaux et des phases différentes fournissent un maximum de rayonnement dans une direction dépendant du déphasage.

Ce principe s'applique à un nombre quelconque de dipôles et il est possible de réaliser à peu près n'importe quel diagramme de rayonnement en choisissant correctement le nombre de dipôles, leur écartement, leur puissance et leur phase.

Dans l'installation qui nous occupe ici, l'antenne d'exploration en azimut contient 214 dipôles tandis qu'il y en a 174 sur l'antenne d'exploration en site (fig. 5).

Ils sont disposés et alimentés de telle manière que l'énergie rayonnée soit presque entièrement contenue, pour chaque antenne, dans un dièdre de 1 degré d'ouverture (fig. 4, à gauche). Disons tout de suite que les réseaux de dipôles seuls ne suffiraient pas pour atteindre la concentration exigée. Chaque réseau est complété par un dièdre droit en aluminium servant de premier réflecteur (fig. 5). Le système dipôles-dièdre fournit un faisceau de rayonnement très étroit

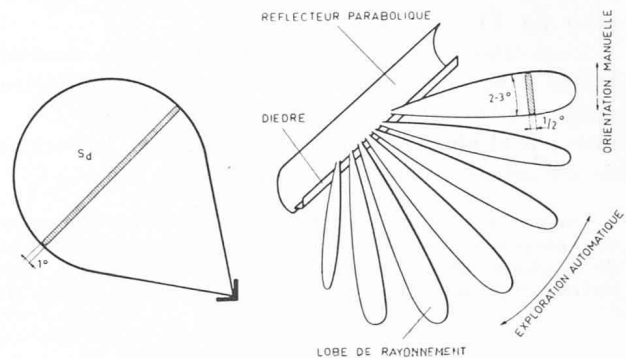


Fig. 4. — A gauche : Faisceau de rayonnement émis par un réseau d'environ 200 dipôles placés côte à côte dans un réflecteur en dièdre droit (grande surface, faible épaisseur).

A droite : Faisceau resserré dans sa grande dimension par un réflecteur cylindro-parabolique, représenté dans différentes positions successives de l'exploration.

dans le sens parallèle au réseau d'antennes et donnerait un solide de rayonnement très plat mais de grande surface (fig. 4 à gauche). Cette forme conviendrait parfaitement car elle permettrait de balayer tout l'espace intéressant. Malheureusement, la surface  $S_d$  du diagramme étant grande, la densité d'énergie est trop faible avec la puissance que l'on peut mettre en jeu dans la gamme de fréquences utilisée pour cette application (9000 à 10 000 MHz).



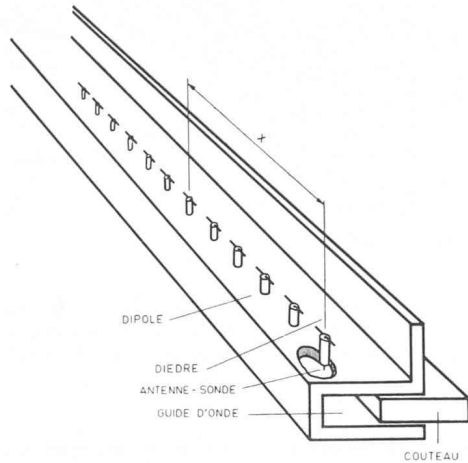


Fig. 5. — Vue schématique de l'antenne « Thomson-Houston » montrant la rangée de dipôles reliés au guide par l'antenne-sonde. Le « couteau » mobile sert à modifier le déphasage entre les dipôles, assurant ainsi l'exploration.

On y remédie en complétant le système par un réflecteur cylindro-parabolique qui, spécifions-le, ne participe que peu à la directivité dans le sens d'exploration mais sert principalement à resserrer le faisceau dans le sens perpendiculaire au réseau de dipôles (fig. 4, à droite). Avec cette disposition, le faisceau d'ondes possède, dans son axe, la densité requise. Par contre, sa hauteur est devenue trop petite pour couvrir tout l'espace à explorer et un mécanisme est nécessaire pour orienter l'ensemble, d'abord pour trouver le but et ensuite pour maintenir en permanence sur lui la partie du « lobe » où les champs sont les plus intenses (voir fig. 7).

L'orientation des antennes est commandée manuellement depuis le pupitre des écrans ; une liaison électromécanique reporte leur position sur ces écrans. L'opérateur peut ainsi ajuster, à chaque instant, la position de ses antennes par rapport à l'avion qu'il suit.

Un aspect particulièrement intéressant du fonctionnement des antennes est le procédé employé pour assurer la variation de la phase des courants des dipôles, variation qui, nous l'avons déjà dit, provoque le déplacement angulaire du

faisceau, assurant ainsi l'exploration de l'espace. Quelques mots d'explication au sujet des guides d'ondes s'imposent d'abord. Un guide d'ondes est un tube, habituellement en cuivre, de section rectangulaire ou ronde (d'autres formes sont aussi possibles) dans lequel les ondes électro-magnétiques peuvent se propager sans dispersion (nous ne disons pas sans pertes). Une théorie rigoureuse du fonctionnement des guides implique la résolution du système d'équations de Maxwell appliqué aux conditions particulières d'un espace limité par des parois conductrices, mais nous pouvons nous limiter à l'image suggestive des réflexions successives d'une onde sur les faces intérieures d'un guide.

Considérons (fig. 6) une onde de fréquence  $f$  et de longueur  $\lambda$  que nous assimilons à un rayon lumineux pénétrant dans le guide au point A. Elle continue à se propager avec la vitesse de la lumière  $c$  en se réfléchissant en B, C, D, etc. La vitesse avec laquelle l'énergie se déplace parallèlement à l'axe du guide, appelée vitesse de groupe, est évidemment plus petite, c'est :

$$v_g = c \cos \beta.$$

Considérons maintenant le front de l'onde correspondant à une crête positive. Il est perpendiculaire à la direction de propagation. A l'endroit où il s'appuie sur le guide, le vecteur électrique doit être nul car aucun champ électrique tangentiel ne peut exister sur une surface conductrice. Le front de crête suivant (en pointillé sur la fig. 6) est forcément négatif, ces fronts « se touchent » à leur intersection avec les parois. La distance entre deux fronts de même polarité, mesurée perpendiculairement à ceux-ci, est égale à une longueur d'onde.

La distance mesurée parallèlement à l'axe du guide, entre deux fronts de même polarité est la longueur d'onde dans le guide. Elle vaut

$$l_g = \frac{l}{\cos \beta}.$$

La différence de phase entre deux points quelconques du guide et, en particulier, entre deux dipôles séparés par une distance  $x$  est :

$$\Phi_x = 2\pi \frac{x}{l_g} = 2\pi \frac{x}{l} \cos \beta$$

et, en remplaçant  $\cos \beta$  en fonction de  $l$  et de  $b$ , on trouve :

$$\Phi_x = 2\pi \frac{x}{l} \sqrt{1 - \left(\frac{l}{2b}\right)^2}.$$

Cette équation montre qu'il est possible de faire varier le déphasage entre les dipôles en modifiant la largeur  $b$  du guide d'ondes. C'est cette propriété qui est mise à profit dans le PAR de Genève-Cointrin.

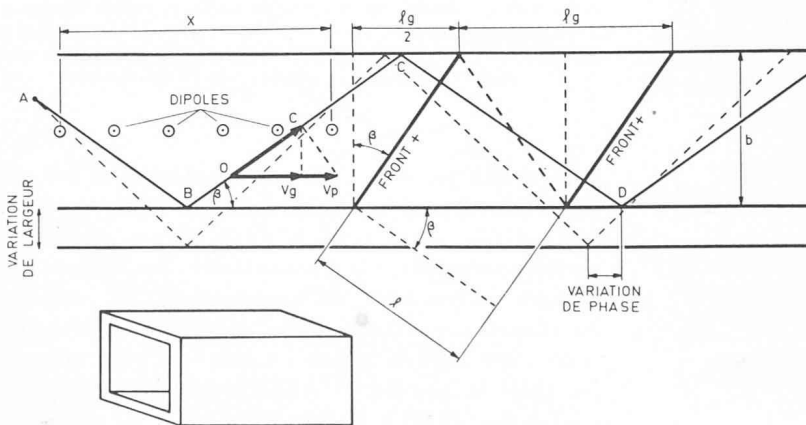


Fig. 6. — Fonctionnement du guide d'antenne. Une onde pénétrant dans un guide d'ondes se réfléchit sur les parois et se propage sans dispersion dans le tube conducteur. L'énergie se déplace à la vitesse  $v_g$  tandis que la phase se transmet à la vitesse  $v_p$ , plus grande que la vitesse de la lumière;  $v_g \cdot v_p = C^2$ ;  $v_g$  et  $v_p$  varient en fonction de la largeur  $b$  du guide ce qui fournit un moyen de modifier les relations de phase entre dipôles.

Signalons, en passant, une curiosité des guides ; le produit de la longueur d'onde dans le guide et de la fréquence donne ce que l'on nomme la vitesse de phase  $v_p$ . Cette vitesse est toujours plus grande que celle de la lumière (fig. 6).

Pour permettre la variation de largeur, la partie du guide d'ondes qui alimente les dipôles est formée d'une rainure dans laquelle se déplace un couteau (fig. 5) actionné par une transmission solidaire d'une came. Le mouvement du couteau modifie constamment la vitesse de groupe et, par là, la phase relative aux divers dipôles.

La transmission de l'énergie du guide à chaque dipôle est assurée par une petite antenne-sonde plongée dans le champ électromagnétique du guide. La longueur de la sonde (ici quelques dixièmes de millimètre) est pour chaque dipôle, ajustée pour doser exactement la puissance prélevée dans le guide (fig. 5).

La figure 7 montre comment l'espace intéressant est exploré par deux faisceaux d'ondes fournis l'un par l'antenne de site qui balaye un angle vertical entre  $-1^\circ$  et  $+6^\circ$  par rapport au plan horizontal et l'autre par l'antenne de gisement (azimut) qui explore un angle horizontal entre  $-5^\circ$  et  $+15^\circ$  par rapport à un plan vertical passant par l'antenne et parallèle à l'axe d'atterrissage. Chaque faisceau est orientable dans le sens parallèle à sa grande dimension. Les deux antennes sont alimentées à tour de rôle par le même émetteur, au moyen d'un commutateur solidaire du mécanisme qui entraîne les couteaux des guides d'antennes. Ce commutateur est formé de deux lames en demi-cercle qui obturent et libèrent alternativement les guides d'ondes reliés aux deux antennes (fig. 8).

Le cycle d'exploration complet dure une seconde et se décompose en quatre phases, soit :

1° montée site	$-1^\circ$ à $+6^\circ$	gisement immobile	$1/4$ s
2° gisement à droite	$-5^\circ$ à $+15^\circ$	site immobile	$1/4$ s
3° descente site	$+6^\circ$ à $-1^\circ$	gisement immobile	$1/4$ s
4° gisement à gauche	$+15^\circ$ à $-5^\circ$	site immobile	$1/4$ s

Un écho est reçu à chaque passage d'un faisceau sur la cible. On mesure donc deux fois par seconde chacune des deux coordonnées angulaires de cette cible.

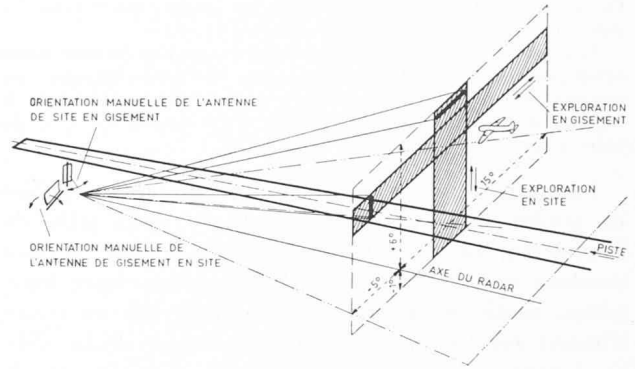


Fig. 7. — Couverture du radar d'approche de précision. L'antenne de gisement explore un secteur horizontal de  $20^\circ$  sur  $2$  à  $3^\circ$  de hauteur. Cette couverture peut être déplacée manuellement entre l'horizon et  $6^\circ$  de site. L'antenne de site explore de  $-1^\circ$  à  $+6^\circ$  sur une largeur d'environ  $4^\circ$ . Elle peut être orientée en gisement entre  $-5^\circ$  et  $+15^\circ$ .

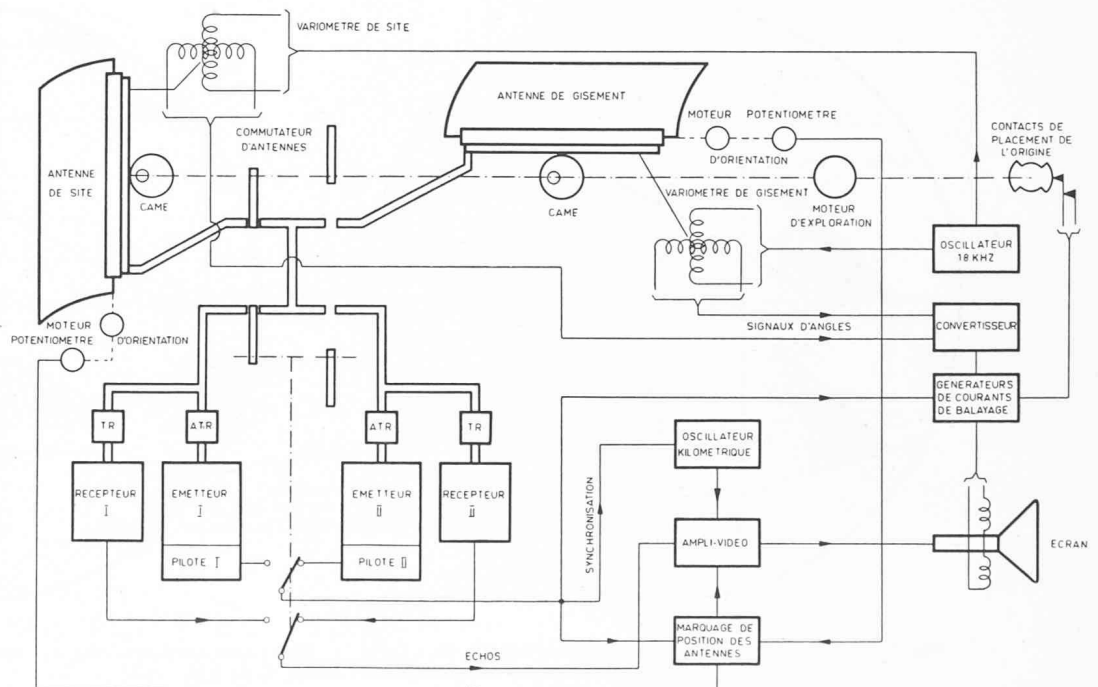
Les écrans sont constitués par des tubes à rayons cathodiques semblables à ceux utilisés en télévision et sur les oscilloscopes. On obtient que les échos s'inscrivent, sur ces tubes, sous un angle proportionnel à l'angle d'exploration en reportant la position des couteaux mobiles des guides sur les générateurs des courants de balayage, comme le montre très schématiquement la figure 8.

La transmission est assurée par des variomètres dont le rotor, solidaire des couteaux, fournit une tension variable (dénommée signal d'angle), le stator étant alimenté en courant alternatif par un oscillateur à 18 kHz. Les signaux d'angle sont amplifiés et redressés puis appliqués aux générateurs de courants en dents de scie de la composante verticale du balayage, où elle commande l'amplitude des dents de scie.

La composante horizontale du balayage étant à amplitude constante (en pratique, on la fait varier légèrement), la composition des deux mouvements permet de tracer une suite de

Fig. 8. — Schéma de principe du radar d'approche de précision. On distingue quatre groupes de circuits.

1. Le système émission-réception (émetteurs - récepteurs - guides d'ondes-antennes).
2. Les circuits de mesure du temps (amplificateurs de vidéo-fréquences, oscillateur kilométrique).
3. Les circuits de mesure d'angles (oscillateur 18 kHz, variomètres convertisseurs de signaux, générateurs et bobines de balayages).
4. Le réseau de synchronisation (oscillateurs-pilotes 2 kHz et distribution).



droites (il y en a 500 par phase d'exploration) partant de l'origine et traversant l'écran sous un angle proportionnel à celui du rayonnement dans l'espace (fig. 9).

Ces traits de balayage sont inutiles pour l'opérateur, aussi est-il possible de les faire disparaître de l'écran lorsque l'on exploite normalement le radar. A cet effet, on recule le réglage de « brillance » à la limite d'extinction du spot du tube à rayon cathodique.

Dès qu'un écho est fourni par le récepteur, un appoint de tension apparaît entre la cathode et la grille du tube-écran, ce qui rallume instantanément le spot pendant un instant très court. Une petite trace lumineuse, partie infime du trait de balayage en cours, s'inscrit sur l'écran. Suivant la grandeur de la cible, sa distance et sa position, son écho se répète sur 10 à 30 balayages successifs. Sur l'écran s'inscrivent autant de petites traces qui se confondent en un trait vertical dont le milieu représente la position exacte de la cible. Ces échos multiples sont dus à ce que le faisceau d'ondes se déplace relativement très lentement. Le premier écho apparaît quand le « bord » du faisceau touche le début de la cible ; les derniers lorsque l'autre « bord » quitte la fin de cette même cible (voir fig. 9).

Les fonctions décrites jusqu'ici permettent de se faire une idée de la façon dont le radar mesure les coordonnées angulaires des objets détectés. Nous allons maintenant examiner comment il mesure la distance. Auparavant, il n'est pas inutile de donner quelques explications sur l'émission et la réception.

Il existe deux modes de détection électromagnétique. Le premier est à la base des radars dits : *continus*. Il consiste à émettre en permanence un faisceau dirigé et à recevoir les échos sur une antenne distincte de celle de l'émetteur. L'antenne réceptrice et le récepteur doivent alors être soigneusement protégés du rayonnement direct de l'émetteur, ce qui est très difficile quand la puissance est grande. Ce mode est en tous



Le pupitre des écrans du radar d'approche. A droite, écran d'une portée de 20 km, à gauche, de 5 km.

points semblable à l'éclairage d'une route par des phares d'automobile dont la lumière est réfléchiée par les obstacles et reçue par les yeux du conducteur. Ce

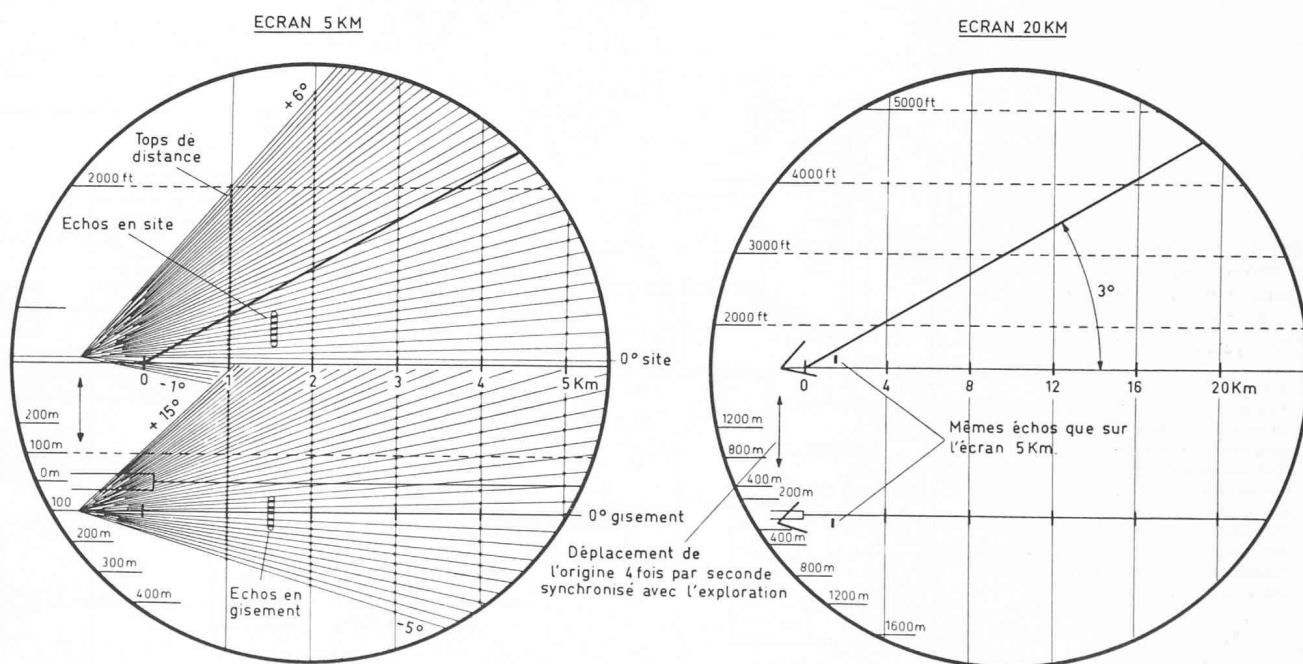


Fig. 9. — Les écrans. A gauche : écran 0-5 km montrant les balayages surintensifiés par les échos et les tops de distance. A droite : écran 0-24 km.



système serait rigoureusement inutilisable si le rayonnement lumineux des phares pouvait atteindre, même en petite quantité, les occupants de la voiture, qui seraient éblouis. De même, sur un radar continu, il y a difficulté d'éliminer « l'éblouissement » du récepteur (on dit : la saturation) dès que la puissance émise est grande. Les radars continus sont, de ce fait, réservés à des cas particuliers où une grande portée est inutile.

Le second mode, employé dans tous les radars d'approche de précision et, à plus forte raison, dans les radars de surveillance, est basé sur l'émission dite : *en impulsions*. L'émetteur libère périodiquement une impulsion d'énergie très puissante et extrêmement brève, après quoi il reste inactif pendant une période relativement très longue.

L'installation de Cointrin émet 2000 impulsions par seconde. Leur puissance est d'environ 35 kW et leur durée de 0,5 microseconde. Le temps de repos, pendant lequel l'équipement attend les échos est de 499,5 microsecondes. On a bien :

$$(0,5 + 499,5) \cdot 2000 \cdot 10^{-6} = 1 \text{ seconde.}$$

Pour connaître la distance, il faut mesurer le temps qui s'écoule entre le départ d'une impulsion et le retour de l'écho correspondant. La durée de l'écho est, en principe, égale à celle de l'impulsion :  $t_i$ . Ainsi, la précision de mesure est d'autant meilleure que la durée de l'impulsion est plus courte. On ne peut cependant pas la raccourcir arbitrairement car il serait alors nécessaire d'élargir le spectre de fréquences transmissibles à travers l'appareillage (on démontre que le spectre doit être respecté jusqu'à la fréquence  $1/t_i$ ), ce qui entraîne de sérieuses difficultés d'ordre technologique et a, de plus, l'inconvénient d'augmenter le niveau du « bruit de fond », autrement dit de réduire la sensibilité absolue du radar. En même temps, il faudrait élever la puissance-impulsion pour que l'énergie contenue dans chaque écho reste suffisante.

La durée choisie de 0,5 microseconde est un compromis heureux entre ces données contradictoires.

Avec l'émission par impulsions, l'émetteur et le récepteur sont alternativement en service, ce qui permet d'employer la même antenne pour les deux éléments. Etant donné la complexité des antennes de radar, c'est là une économie fort intéressante. Ce mode d'émission a encore une autre raison d'être. C'est la possibilité de fournir de grandes puissances sous un faible volume et avec une puissance moyenne assez faible.

Le rendement des générateurs à hyperfréquences est bas, de l'ordre de 30 à 35 %, c'est-à-dire que les pertes sont grandes. Par ailleurs, les dimensions des tubes-oscillateurs sont imposées par la longueur d'onde utilisée. Dans notre installation PAR, par exemple, la cathode du magnétron de l'émetteur a un volume de l'ordre de 0,1 cm<sup>3</sup>, celui de l'anode étant inférieur à 10 cm<sup>3</sup>. Or, pendant l'impulsion, ce tube absorbe 144 kW sous courant continu (12 000 V - 12 A) et rend 35 kW en très haute fréquence. La dissipation de chaleur atteint donc 109 kW. Cette puissance est suffisante pour volatiliser la partie active du magnétron en moins d'un millième de seconde. Comme on ne peut pas faire le magnétron plus grand, à cause des dimensions des cavités résonnantes, il est impossible d'émettre une puissance importante de façon continue, à cette fréquence. En régime d'impulsion, l'échauffement est fonction de la puissance *moyenne*, soit 109 W dans notre cas, ce qui est tout à fait supportable.

En revanche, la densité de l'énergie dans le faisceau rayonné est fonction de la puissance-impulsion, ce qui

permet la détection à une distance respectable, atteignant 37 km à la limite de fonctionnement mais dont 24 km seulement sont mis à profit, afin de maintenir une réserve de fonctionnement élevée, permettant une notable baisse de sensibilité ou de puissance émise avant que l'appareil ne devienne inutilisable.

Dans l'émetteur, le temps de repos est utilisé pour emmagasiner l'énergie destinée à former l'impulsion suivante.

Un redresseur (fig. 10) charge lentement une série de condensateurs à la tension de 6 kV environ. A la fin de la période de repos (499,5 microsecondes) une impulsion de commande fournie par un oscillateur-pilote, dont la fréquence est précisément 2000 cycles par seconde (fréquence de récurrence) est envoyée, par l'intermédiaire d'un amplificateur, sur la grille d'un thyatron branché en parallèle sur la ligne d'accumulation. Le thyatron (triode à gaz) s'ionise, ce qui amène sa résistance à une très faible valeur. Ce tube établit pratiquement un court-circuit sur la ligne d'accumulation qui se décharge brutalement à travers le primaire d'un transformateur nommé transformateur d'impulsions. Son secondaire porte, pendant une demi-microseconde, la cathode du magnétron à -12 kV et ce dernier oscille pendant le même temps à la fréquence de 9368 MHz. Dès que la ligne est déchargée, le thyatron se désionise, redevenant isolant et la nouvelle charge commence aussitôt.

Notons, en passant, que les condensateurs doivent être séparés par des self-inductions afin d'obtenir une décharge bien rectangulaire (courbe A, fig. 10) et non une décharge exponentielle (B) comme ce serait le cas avec les condensateurs seuls.

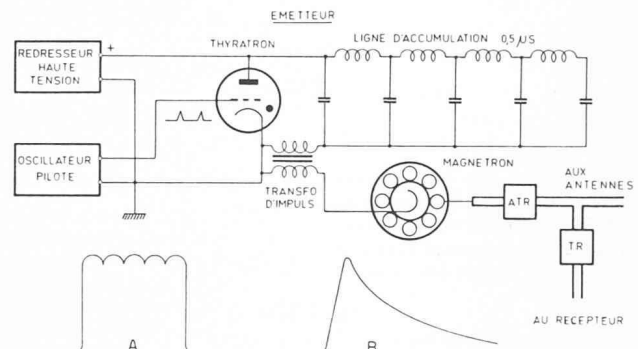


Fig. 10. — Schéma de principe de l'émetteur. Périodiquement, le thyatron décharge la ligne d'accumulation, en court-circuit à travers le transformateur d'impulsions qui transmet cette énergie au magnétron. Ce dernier la convertit en oscillations à hyperfréquence.

Le récepteur utilisé est du type superhétérodyne.

Il présente la particularité d'avoir une entrée symétrique, ce qui permet de réduire la puissance de bruit de 3 décibels. L'oscillateur hétérodyne est équipé d'un klystron-réflex ; sa fréquence est constamment corrigée par un contrôle automatique de fréquence. Il s'agit là d'un système fréquemment employé comportant un discriminateur (circuit sensible aux variations de fréquence) dont on extrait une tension proportionnelle à l'erreur de fréquence et que l'on envoie sur l'électrode « reflex » du klystron pour modifier le temps de transit des électrons à travers la cavité résonnante. Grâce à cet artifice, le battement entre la fréquence du magnétron et celle du klystron est maintenue constante à 36 MHz, valeur de la moyenne fréquence du récepteur. Le magnétron étant, sur ces fréquences, toujours un auto-oscillateur, il n'est pas possible de le piloter en fréquence, d'où la nécessité pour l'hétérodyne de suivre la dérive inévitable dans certaines limites.

Nous avons déjà signalé que les antennes servent alternativement à l'émission et à la réception. Il est donc nécessaire de les commuter de l'émetteur au

récepteur et vice versa. Cette commutation est confiée à deux tubes à gaz spéciaux dont on peut dire qu'ils ont été spécialement créés pour la technique radar. On les appelle TR (tube de transmission-réception) et ATR (anti-TR). La description exacte de leur fonctionnement demanderait une explication assez longue au sujet des cavités résonnantes; on peut cependant se faire une idée très juste de leur principe en les remplaçant par leur schéma équivalent comme nous l'avons fait à la figure 11.

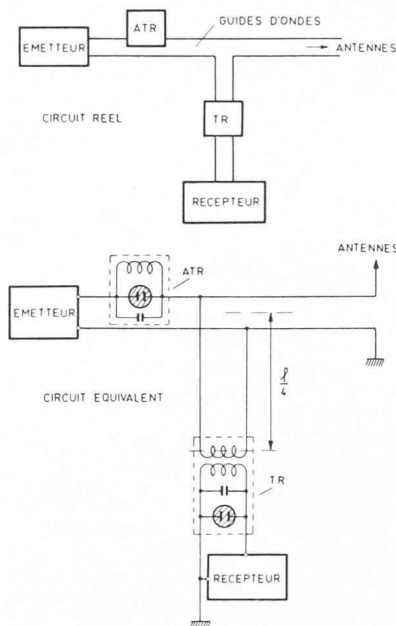


Fig. 11. — Aiguillage électronique des guides d'ondes. Pendant l'émission les éléments TR et ATR sont ionisés, ce qui établit la connexion entre l'émetteur et les antennes. Au repos, ces éléments forment une combinaison d'impédances qui oblige les échos à passer vers le récepteur.

Ces deux tubes sont constitués par une cavité résonnante, autrement dit par un circuit oscillant, accordé sur la fréquence du magnétron (émetteur) et remplie de gaz sous faible pression. L'impulsion de l'émetteur doit traverser la barrière de l'ATR pour pouvoir continuer son chemin vers les antennes. Or, l'ATR se comporte comme un circuit « bouchon ». Dès que l'énergie de l'impulsion l'atteint, il entre en oscillation et développe une tension très élevée aux bornes de son circuit oscillant. Il s'ensuit une ionisation quasi instantanée du gaz qui devient conducteur et court-circuite l'impédance élevée du circuit, de sorte que l'effet de barrière disparaît aussi longtemps que de l'énergie à haut niveau traverse le tube. En même temps, le TR s'ionise également. Il est branché en parallèle sur le guide d'ondes relié au récepteur. En établissant un court-circuit sur sa cavité, il empêche cette dernière d'osciller et de transmettre au récepteur des tensions dangereuses pour lui. Le TR doit être placé à un nombre impair de quarts d'onde du guide principal pour transformer l'impédance très basse formée au niveau du court-circuit en une impédance élevée au niveau du guide principal, afin de ne pas perturber le fonctionnement de ce dernier.

Après le passage de l'impulsion, ces deux tubes se désionisent, ce qui a pour effet de rétablir la barrière entre l'antenne et l'émetteur et d'empêcher ainsi la très faible énergie des échos d'aller se perdre dans le magnétron. Au contraire, cette énergie pourra faire osciller la cavité du TR et être ensuite transmise au récepteur.

Le temps de désionisation est de 2 à 3 microsecondes, temps pendant lequel le récepteur n'est pas disponible. Il en résulte que les échos des cibles placées à moins de 300 à 400 m du radar ne peuvent pas être reçus, ce qui n'a d'ailleurs aucune importance dans la pratique.

Nous pouvons maintenant examiner le processus très important de la mesure de la distance. Lorsqu'une impulsion est émise, elle parcourt l'espace à la vitesse de la lumière (fig. 12),  $c = 300\,000$  km/s. Il suffit donc de mesurer le temps qui s'écoule entre cette émission et la réception de l'écho correspondant. Pour éviter toute confusion, il est clair que le temps qui sépare deux impulsions successives doit être plus grand que celui que demande l'aller et retour d'une impulsion à la limite de portée, c'est-à-dire qu'aucun écho d'une impulsion ne doit pouvoir être perçu après l'envoi de l'impulsion suivante. On doit donc choisir une fréquence de récurrence d'autant plus basse que la portée est plus grande. Pour le PAR de Genève-Cointrin, la portée maximum se situe vers 40 km; le temps le plus long pendant lequel on peut recevoir un écho après l'émission d'une impulsion est de 267 microsecondes correspondant à 80 km. La période de récurrence étant de 500 microsecondes, il n'y a aucun danger de recevoir des échos après l'émission de l'impulsion suivante.

En vertu de la réciprocité des propriétés des antennes en émission et en réception, l'écho ne peut être capté correctement que si l'axe de directivité de l'antenne coïncide avec la direction de la cible. Or nous savons que cet axe est animé d'un mouvement angulaire et l'on peut se demander si entre l'émission et la réception, le décalage angulaire ne va pas compromettre l'utilisation de l'écho. Il n'en est rien car le temps de propagation de l'onde est négligeable vis-à-vis du déplacement du faisceau; un calcul facile permet de constater que le déplacement de l'axe de directivité n'exède pas 1,5 minute d'arc dans le cas le plus défavorable, ce qui est absolument négligeable.

L'instrument de mesure du temps, est le tube à rayon cathodique (fig. 12) qui constitue l'écran du radar. A chaque émission d'une impulsion, à l'instant précis où elle quitte l'antenne, le spot du tube à rayon cathodique quitte sa position de repos, à l'origine du système de coordonnées, et décrit une droite à vitesse constante à travers l'écran. L'angle de cette droite par rapport à l'origine des angles est fixé par le signal d'angle, comme nous l'avons déjà dit à propos de l'exploration. La simultanéité parfaite du rayonnement et du mouvement du spot est assuré parce que les générateurs de courants en dents de scie (oscillateurs à relaxation) du balayage sont libérés par la même impulsion de commande qui provoque l'amorçage du thyatron de l'émetteur (fig. 8).

En appelant :

- $c$  la vitesse de la lumière,
- $v$  la vitesse linéaire du spot sur l'écran,
- $d$  la distance de la cible,
- $x$  le chemin parcouru par le spot entre le départ de l'impulsion et l'arrivée de l'écho,

on a la proportion :

$$\frac{x}{v} = \frac{2 \cdot d}{c} \quad \text{d'où} \quad x = \frac{2dv}{c},$$

la constante  $\frac{2v}{c}$  est l'échelle à laquelle l'écran représente l'espace exploré. Dans l'installation décrite ici, c'est 34 mm sur l'écran pour 1 km de distance réelle, sur l'écran de précision allant de 0 à 5 km et 8,5 mm par km sur l'écran étendu permettant l'observation de 0 à 24 km (fig. 9).

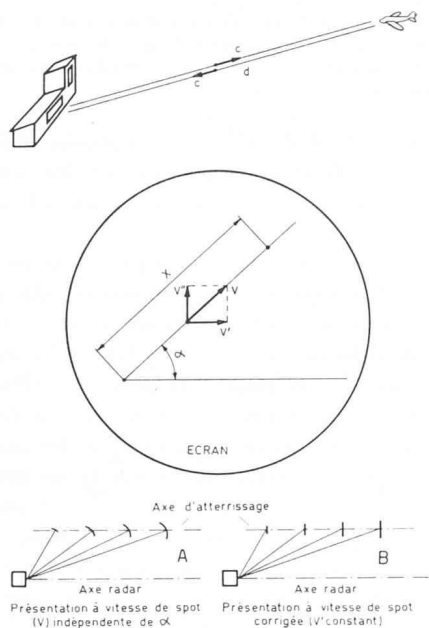


Fig. 12. — Diagramme illustrant la mesure de la distance et la correction de la forme des échos sur l'écran.

Si l'indication de la distance radar-avion est nécessaire, sa *précision*, en revanche, n'a pas besoin d'être extrême. Il y a, en tout état de cause, une incertitude de l'ordre de la longueur de l'impulsion dans l'espace soit :

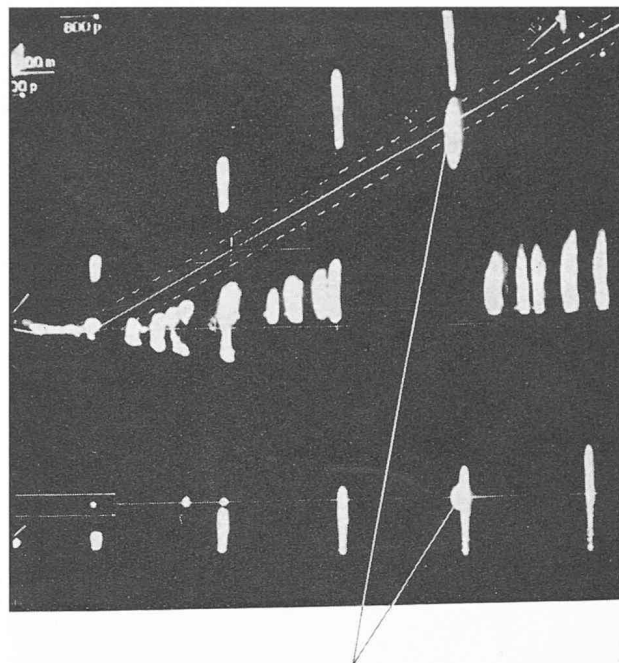
$$0,5 \mu s \cdot 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} = 150 \text{ m.}$$

Par contre, les écarts latéraux d'un avion par rapport à la trajectoire idéale de descente (droite inclinée à 3° sur l'horizontale et contenue dans le plan vertical passant par l'axe de la piste) et les écarts verticaux par rapport à cette même trajectoire doivent être mesurables avec une précision de l'ordre de quelques mètres.

Cette condition ne peut être satisfaite qu'en *dilatant fortement les angles* sur les écrans. Ainsi, l'exploration en site allant de -1° à +6° est étalée sur l'écran entre -11° et +66°, soit une dilatation de 11 fois. En gisement, la dilatation est de 3,5 fois. Cette distorsion de l'image-radar fait surgir une difficulté. Comme nous l'avons expliqué plus haut, une cible unique renvoie un certain nombre d'échos qui s'inscrivent les uns à côté des autres en formant un *trait*. Or, si la vitesse oblique du balayage  $v$  (fig. 12) est maintenue constante dans toutes les directions, le trait correspondant à un avion, par exemple, s'inscrit sous forme d'un arc de circonférence. Le rayon qui joint le milieu de cet arc à l'origine semble indiquer la direction suivie par l'avion, ce qui est faux. En outre, dans la dernière partie de l'approche, les traits des échos s'inscrivent tellement obliquement que la mesure de distance en est compromise (fig. 12 A).

Pour corriger cette aberration, on est obligé de maintenir constante la composante horizontale  $v'$  de la vitesse du spot (fig. 12 B), tandis que la composante verticale,  $v''$  est modifiée à chaque balayage par le signal d'angle. De cette manière, les échos de toute cible placée à une distance donnée apparaissent sur une même droite verticale, alors qu'ils devraient logiquement être sur un arc de circonférence. Ainsi, pour les cibles situées près de l'axe du radar, la distance est correcte tandis qu'elle est indiquée plus grande que la réalité pour les objets éloignés de cet axe. Cette erreur n'est heureusement pas sensible grâce à ce que l'exploration ne dépasse pas 15° à partir de l'axe. Elle est au maximum :

$$e = \frac{1}{\cos 15^\circ} - 1 = 0,035 \text{ soit } 3,5 \%$$



L'écran sur lequel l'avion est guidé pendant les derniers 5 km de l'approche. L'avion est visible en haut sur l'axe de descente et en bas sur l'axe de piste.

En pratique, l'exploration n'est guère mise à profit au-delà de 7°, de sorte que l'erreur est, en fait, de l'ordre de 1 % seulement.

Les *repères de distance* (fig. 9) pourraient, semble-t-il, être gravés sur l'écran. Une telle échelle de mesure est effectivement à disposition mais sert uniquement au contrôle et au réglage de l'appareil. Pour l'exploitation, il est indispensable de tracer une *échelle par voie électronique*, à partir d'un étalon de temps. Il ne faut pas oublier que les circuits de balayage d'un radar comme celui qui fait l'objet de cet article forment un ensemble extrêmement compliqué et délicat. Il peut fort bien arriver que l'un des nombreux éléments constitutifs (résistances, condensateurs, tubes électroniques, etc.) subisse une modification dans le temps. On doit donc s'attendre à ce que la vitesse de balayage se modifie plus ou moins en cours d'exploitation. Avec des repères de distance fixes, ces petites variations se traduiraient par des erreurs notables. L'échelle électronique supprime cet inconvénient. On l'obtient par le procédé suivant : un *oscillateur kilométrique* (fig. 8) est mis en activité au départ de chaque impulsion par le signal de synchronisation générale émis par l'oscillateur-pilote. La fréquence de l'oscillateur kilométrique est de 150 kHz, sa période correspond exactement à 2 km de propagation de l'impulsion, ce qui, compte tenu de l'aller et retour, représente 1 km pour l'éloignement de la cible.

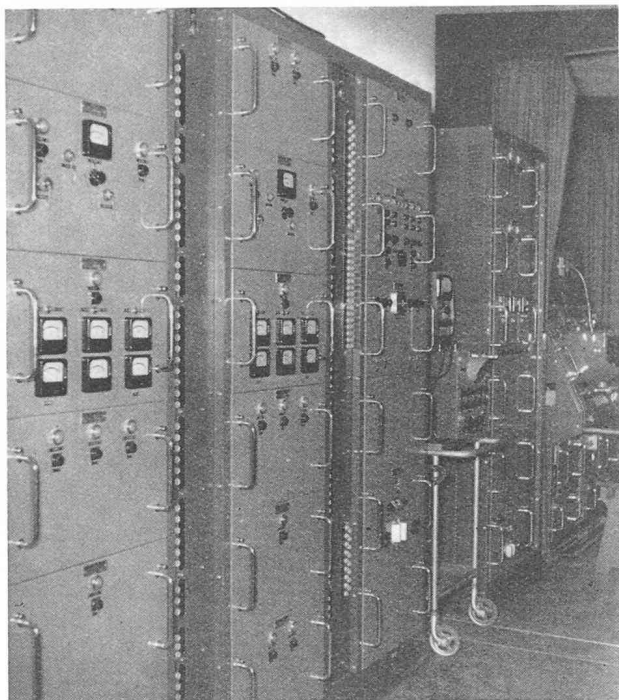
A chaque période, cet oscillateur envoie un top, engendré par des circuits auxiliaires, sur la grille du tube à rayon cathodique. Ces tops ont une durée de 0,1 microseconde et s'inscrivent comme des échos de courte durée. Comme ils se répètent à chaque trait du balayage, on obtient sur l'écran de longs traits verticaux séparés par des distances correspondant exactement à 1 km, même si par suite de variations de vitesse du spot, ces traits ne sont pas équidistants (fig. 9).

Ce procédé présente donc deux avantages indiscutables. D'abord, les repères de distance sont indépendants des variations éventuelles de l'appareillage ; ensuite, ces variations sont immédiatement signalées par le défaut de coïncidence entre l'échelle gravée sur l'écran et celle tracée par l'oscillateur kilométrique.

*Nous terminerons cet exposé en donnant quelques indications sur la composition de l'ensemble et l'utilisation des indications fournies.*

L'installation comporte **deux émetteurs-récepteurs** (fig. 8), l'un étant constamment en réserve pour l'autre.





Les appareils du radar d'approche. C'est là que prennent naissance les impulsions d'une durée d'un demi-millionième de seconde qui, répétées 2000 fois par seconde, sondent l'espace.

En cas d'avarie sur l'unité en service, l'opérateur peut rapidement mettre en marche l'unité en réserve et continuer à guider l'approche de l'avion qui s'est confié à lui. La commutation demande environ deux minutes ; ce délai est malheureusement trop long lorsque l'avion est déjà près de la piste et, dans ce cas, si le pilote ne voit pas le sol au moment de la panne, il est obligé de remonter et de recommencer son approche. Cet ennui est, par bonheur, extrêmement rare.

Le pupitre d'observation est équipé de deux écrans de 25 cm de diamètre. Le premier permet de suivre les avions à partir de 24 km depuis le seuil de la piste. Il sert donc pour la première partie de l'approche où une très grande précision n'est pas nécessaire. Le second, de même dimension, va de 0 à 5 km. C'est un agrandissement à 4/1 du dernier quart du premier écran. Il permet d'observer des écarts très faibles soit, près de l'entrée de la piste :  $\pm 9$  m dans le sens horizontal et  $\pm 4,5$  m en altitude. Sur les deux écrans, la distance est à  $\pm 5\%$ . Un second pupitre, en tous points semblable au premier et branché en parallèle sur lui est installé à la tour de contrôle où se fait normalement l'exploitation. En cas d'avarie du pupitre de la tour, l'exploitation peut toujours être reprise au radar où l'on dispose des installations de radio-téléphonie nécessaires pour communiquer avec l'avion.

Chaque écran porte deux secteurs ; en-haut les indications de site et en-bas celles du gisement.

Le spot balaye ces deux secteurs alternativement. Il est déplacé tous les quarts de seconde par une tension dite de commutation, tension commandée par un contact et une came solidaire du mécanisme d'exploration. Le mouvement du spot sur l'écran est représenté à la figure 9 tandis que l'on trouve la connexion entre l'exploration et les tubes à rayons cathodiques sur la figure 8. Grâce à la rémanence lumineuse des écrans, ce mouvement n'apparaît pas de sorte que les deux images sont visibles en permanence.

Comme nous l'avons expliqué, le radar mesure, pour les cibles observées, les coordonnées polaires classiques de la

trigonométrie. Ces indications sont malcommodes aussi bien pour le pilote que pour l'opérateur. On les convertit en coordonnées hybrides grâce à une graduation semi-cartésienne portée sur les écrans.

Le pilote qui demande une approche guidée par radar accepte d'exécuter exactement les indications qu'il reçoit sans arrêt de l'opérateur au sol par radio-téléphonie.

On lui indique sa *distance* jusqu'à l'entrée de piste chaque fois qu'il traverse l'un des repères kilométriques de l'écran. Lorsque cette distance devient inférieure à 4 km, on indique en outre les demi-kilomètres.

Pour la *hauteur*, le pilote est renseigné très souvent sur l'écart vertical entre son avion et la trajectoire de descente idéale (figurant aussi sur les écrans). Il prend lui-même l'initiative des corrections nécessaires.

Les *écarts horizontaux*, par contre, ne sont en principe pas annoncés. Au début de son approche, le pilote cale son conservateur de cap (compas gyroscopique) sur une valeur quelconque, à priori, et continue son vol sur ce cap. Au sol, l'opérateur estime l'erreur de cap et donne au pilote les corrections voulues. Cette opération doit être répétée chaque fois que la trajectoire de l'avion s'écarte de l'axe passant par la piste. Cette procédure, qui semble bizarre au premier abord, est celle qui donne les meilleurs résultats, car elle tient compte de la variation de la direction suivie par l'avion et non pas uniquement de l'erreur instantanée. Pour employer un langage mathématique, on agit sur la dérivée de l'erreur, plutôt que sur l'erreur elle-même.

Comme on s'en rend compte par ce qui précède, l'opérateur radar ne donne pas simplement des indications, ce qui serait déjà très appréciable. On lui demande de donner des ordres qui influent directement sur la conduite de l'avion en approche. Il a donc une grande responsabilité et doit être formé à sa tâche avec un soin tout particulier. Il doit acquérir une grande expérience de ce travail avant que l'on puisse lui confier la conduite d'avions en vol. Les corrections doivent être données avec mesure, assez fortes pour annuler rapidement les écarts, pas trop cependant afin de ne pas entraîner l'avion dans un mouvement pendulaire autour de la trajectoire idéale, ce qui aurait comme effet certain de lui faire manquer l'entrée de la piste.

Le radar d'approche de précision, malgré sa perfection et la possibilité qu'il offre de « voir » à travers le brouillard, la pluie, la neige et la nuit n'est pas devenu la panacée universelle permettant de résoudre tous les problèmes de la navigation aérienne. L'Organisation de l'Aviation Civile Internationale qui fait autorité en la matière, en recommande vivement l'usage partout où ce dispositif merveilleux apporte une aide efficace à l'aviation. Elle ne le considère toutefois pas comme l'installation « Standard » d'atterrissage sans visibilité. Ce rôle est dévolu à un autre complexe radio-électrique plus précis que le radar dans le guidage angulaire et beaucoup plus simple que lui. Cette installation est l'ILS (*Instrument Landing System*). Vu son importance dans l'équipement de tout aéroport, nous lui consacrons un court chapitre dans le cadre de cet article.

## L'ILS

Bien avant que les radars n'aient été mis à disposition des aéroports civils, ceux-ci disposaient déjà d'un moyen de radio-guidage extrêmement précis, tellement précis même, que l'on doit, au réglage, éviter d'utiliser la précision maximum possible, qui rendrait l'installation inutilisable pour les avions. Ce dispositif est l'ILS (Instrument Landing System). **Il présente sur le radar de précision trois avantages** incontestables : *sa portée est plus grande, il est indépendant des conditions météorologiques* (sur les écrans de radar, de fortes chutes de pluie ou de neige mouillée forment des voiles gênants) et *l'appareillage au sol est notablement plus simple*.

**En revanche**, l'ILS exige un *appareillage de bord compliqué* alors que le radar ne demande qu'un émetteur-récepteur de radio-téléphonie. En outre, les *indications de distance* fournies par l'ILS sont *très sommaires* tandis que le radar fournit cette coordonnée en permanence.

L'interprétation des indications se fait entièrement à bord ; le vol « à l'ILS » présuppose un entraînement complet des pilotes appelés à se servir de cette installation. L'atterrissage « au radar », lui, ne demande du pilote qu'une technique normale du vol sans visibilité (ce qui ne signifie pas que ce soit très facile).

L'ILS se compose de cinq émetteurs (*fig. 1*) placés à autant d'endroits différents, déterminés selon des règles strictes. L'un d'eux sert au guidage de l'avion sur l'axe de la piste (**guidage horizontal**). On l'appelle le « localizer » ou, pour employer la traduction française officielle : *le radiophare d'alignement de piste*.

Le second sert à déterminer l'axe de descente. C'est le « glide-path » ou *radiophare d'alignement de descente* (**guidage vertical**).

Les trois autres sont des balises de distance placées à environ 7 km, 1 km et 75 m de l'entrée de piste. On les appelle « Markers » ou *radiobornes* (terme officiel) ou encore *radio-balises*.

## Le localizer

Cet émetteur a une portée de l'ordre de 60 km (au minimum 45 km). Son fonctionnement réside dans la possibilité de créer, dans l'espace couvert par son rayonnement, des variations du taux de modulation (*voir fig. 2*) grâce à ce que les bandes latérales de la modulation sont émises, en partie, par des antennes ne rayonnant pas la porteuse.

Les composantes partielles des bandes latérales s'additionnent vectoriellement avec des angles de phase variant d'un point à l'autre de l'espace.

Un émetteur engendre une porteuse permanente d'une puissance de 200 W environ, dans la bande de fréquences de 108 à 110 MHz soit, pour Genève-Cointrin, 109,9 MHz (longueur d'onde 2,73 m). Cette puissance est divisée en deux parties égales dans un pont formé de lignes de transmission en quarts d'onde dont le rôle est de supprimer l'influence d'un modulateur sur l'autre. Chaque moitié de la porteuse passe dans un modulateur. L'un d'eux module sa demi-porteuse à 150 Hz, l'autre à 90 Hz. A la sortie de chaque modulateur, on recueille une demi-porteuse avec les ondes latérales  $f_0 \pm 150$  Hz, respectivement  $f_0 \pm 90$  Hz.

Ces composantes sont recombinaées dans un second pont. On remarquera que les connexions entre *P* et *N* sont croisées. En *P* et *Q*, les demi-porteuses de fréquence  $f_0$  sont en phase car les chemins à travers les modulateurs sont exactement égaux. Les chemins *NP* et *NQ* ont la même longueur ; à cause du croisement sur *NP*, les demi-porteuses se trouvent en opposition de phase en *N*. La tension de porteuse est constamment nulle en ce point, de sorte qu'aucune énergie à la fréquence  $f_0$  ne peut sortir sur les antennes latérales. Au point *M*, par contre, les demi-porteuses s'additionnent et passent sur l'antenne centrale qui rayonne une onde à la fréquence  $f_0$ .

Les ondes latérales, elles, ne peuvent pas s'annuler en *N* puisque leurs fréquences sont toutes différentes. Il s'ensuit que chaque antenne latérale rayonne un quart de l'énergie afférant à chacune des quatre ondes latérales, tandis que l'antenne centrale rayonne la moitié restante de l'énergie de ces quatre ondes.

Les feeders à haute fréquence reliant les antennes au pont *MNPQ* sont coupés à des longueurs telles que, en moyenne, les ondes latérales soient déphasées chacune à chacune de 90° entre l'antenne centrale et les antennes latérales. De plus, sur l'une de ces dernières, les connexions sont croisées. Si l'on considère, à chaque antenne, les vecteurs-tensions à l'instant où ils sont tous en phase aux points *P* et *Q*, nous obtenons les diagrammes dessinés à la *figure 2*.

On constate immédiatement que pour toute la région

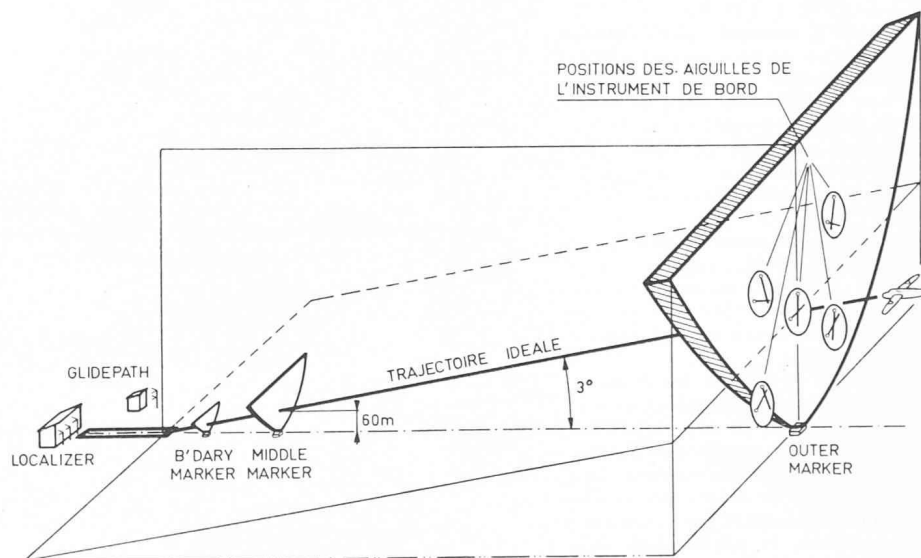


Fig. 1. — Vue d'ensemble montrant les cinq émetteurs de l'ILS, les faisceaux de rayonnement des radio-bornes et les positions des aiguilles sur la trajectoire idéale et dans les quatre quadrants.



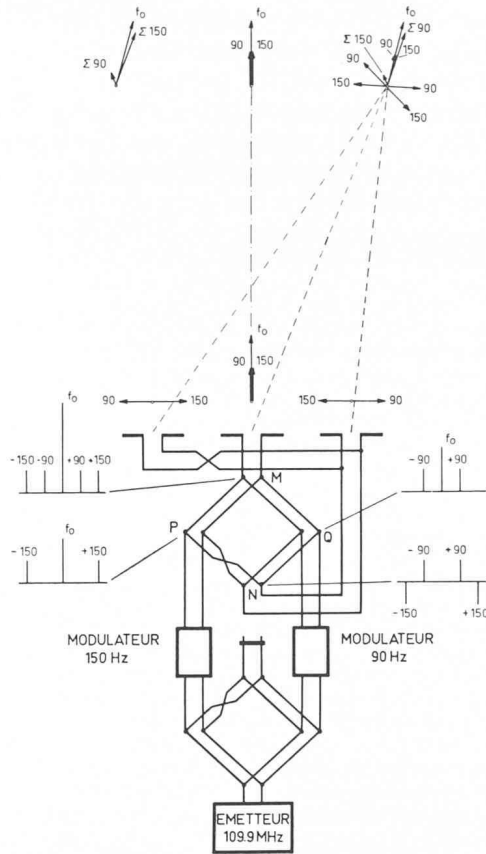


Fig. 2. — Schéma de principe de l'émetteur du « localizer » montrant l'annulation de la porteuse sur les antennes latérales (schémas spectraux) ainsi que la combinaison des vecteurs de rayonnement des antennes dans l'espace.

située à gauche de l'axe (à droite pour le pilote en approche) les différences de temps de parcours causent des différences de phases telles que les ondes latérales  $f_0 \pm 150$  Hz des trois antennes donnent une résultante plus grande que celle des ondes  $f_0 \pm 90$  Hz. Réciproquement, la somme vectorielle des tensions présentes en tout point de la partie droite du diagramme est plus grande pour les ondes latérales  $f_0 \pm 90$  Hz que pour celles à  $f_0 \pm 150$  Hz.

La porteuse de fréquence  $f_0$  rayonnée par l'antenne centrale étant constante (dans un certain secteur frontal tout au moins), on a bien, pour chaque signal à basse fréquence pris individuellement, une variation du taux de modulation en fonction du point de l'espace auquel on se trouve. Sur l'axe, les composantes des antennes latérales s'annulent mutuellement et le taux de modulation est alors déterminé par les seules ondes latérales, égales entre elles, rayonnées par l'antenne centrale.

Le récepteur de bord (fig. 3) est muni de deux filtres laissant passer, l'un la fréquence 90 Hz, l'autre la fréquence 150 Hz. Ces filtres sont suivis de redresseurs et les deux tensions continues ainsi recueillies sont appliquées en opposition à un micro-ampèremètre spécial, à zéro central, placé devant les yeux du pilote.

On comprend aisément que sur l'axe, les deux tensions redressées étant égales et opposées, s'annulent et que l'instrument reste au zéro. Dès que l'on s'écarte de cet axe, l'un des taux de modulation augmente tandis que l'autre diminue, ce qui détermine la circulation d'un courant dans l'instrument; ce dernier dévie dans le sens correspondant au secteur dans lequel se trouve l'avion et les connexions sont telles qu'en approche normale, le pilote doit diriger sa machine dans le sens indiqué par l'aiguille pour corriger l'erreur d'alignement.

La déflexion totale de l'instrument à gauche ou à droite correspond à un angle de  $2,5^\circ$ , soit une ouverture totale de  $5^\circ$ .

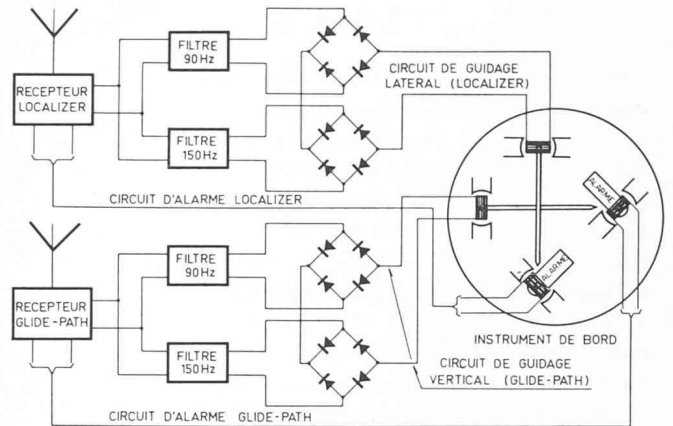


Fig. 3. — Schéma de principe de l'appareillage de bord montrant les récepteurs du « localizer » et du « glide-path » avec leurs filtres, leurs redresseurs et les microampèremètres de guidage.

Les volets ou drapeaux d'alarme viennent masquer les aiguilles de guidage dès que les indications ne sont plus conformes aux normes de fonctionnement.

Il serait possible d'obtenir une ouverture de l'ordre de  $1^\circ$ , toutefois, l'installation ainsi réglée serait inutilisable; les petites turbulences de l'air, les vents latéraux et les moindres mouvements des commandes suffiraient à faire passer l'aiguille sans arrêt d'un bout à l'autre de l'échelle. L'angle d'ouverture le plus petit que l'on admette est, selon les normes en usage, de  $4^\circ$ . La limite de « volabilité » se situe vers  $2,5^\circ$  d'ouverture totale pour autant que l'avion soit conduit à la main.

De plus en plus, on couple les récepteurs d'ILS aux pilotes automatiques; l'approche se fait alors mécaniquement jusque très près du sol. Ceci n'est possible qu'avec un ILS réglé « aux normes », car l'auto-pilote, dépourvu d'intelligence, donnerait des corrections extrêmement brutales et fréquentes dans un angle d'ouverture trop petit et ne réagirait que peu et trop tard dans l'hypothèse contraire.

### Le glide-path

Le glide-path ou « radiophare d'alignement de descente » fournit, dans le plan vertical, les mêmes indications que le localizer dans le plan horizontal. Sa portée est normalement de 45 km.

Il ne diffère du localizer que par sa fréquence porteuse (333,8 MHz) et la disposition de ses antennes. Son principe est assez exactement semblable à celui que nous venons de décrire, de sorte que nous ne nous y arrêterons pas.

A bord, l'émission du glide-path est reçue par un récepteur séparé, muni d'un système filtres-redresseurs identique à celui du récepteur de localizer. La tension fournie par ce deuxième complexe est appliquée à un second microampèremètre logé dans le même boîtier que le premier et dont l'aiguille est, au repos, perpendiculaire à celle du localizer (fig. 3). Cette seconde aiguille est à zéro quand l'avion se trouve sur le plan de descente idéale incliné à  $3^\circ$  sur l'horizontale et coupant la piste à environ 300 m de son début. L'ouverture de l'angle vertical, dans lequel l'aiguille de l'instrument n'est pas aux butées, est de  $1^\circ$  environ. Le guidage vertical est, on le voit, cinq fois plus précis que le guidage horizontal. Ceci est possible parce que la stabilité des aéronefs est bien meilleure dans le sens vertical que latéralement. C'est d'ailleurs nécessaire car, en fin d'approche, on conçoit qu'une incertitude en hauteur soit inadmissible.

L'ensemble localizer - glide-path fournit au pilote les deux indications « gauche-droite » et « haut-bas ». Elles sont affichées en permanence sur le même cadran.

### Les markers, radiobornes ou balises

Ce sont de petits émetteurs (puissance rayonnée env. 5 W) dont les diagrammes d'antennes ont la forme de « parois » verticales minces et larges, placées en travers de la trajectoire de descente (fig. 1).

Les emplacements de ces balises sont choisis comme suit : la balise extérieure (outer-marker) est, en principe, à 7,2 km de l'entrée de la piste. A Genève-Cointrin, ce point se trouverait dans le lac et il a fallu raccourcir cette distance à 6,25 km. Cette distance correspond à environ 2 ½ minutes de vol. Par combinaison avec la pente donnée par le radiophare d'alignement de descente, elle permet de connaître la hauteur théorique en ce point, au-dessus du niveau d'atterrissage et de la comparer avec celle qu'indiquent les altimètres, ce qui permet une vérification sûre de l'appareillage. La balise extérieure peut être considérée comme le point de transfert entre l'approche et l'atterrissage proprement dit ;

la balise intermédiaire (middle-marker) se trouve à 1050 ± 150 m de l'entrée de la piste (à Genève-Cointrin : 966 m). C'est la plus importante. La pente de 3° la coupe à 60 m de hauteur, correspondant à la limite à laquelle un avion peut descendre sans voir le sol. Si donc, au passage de ce « marker » le sol n'est pas visible (brouillard), le pilote doit renoncer à atterrir et remonter immédiatement. En effet, les avions actuels sont très lourds (50 à 60 tonnes et au-delà de 100 tonnes pour les nouveaux types en fabrication) et il faut un certain temps pour remettre les moteurs à pleine puissance, rentrer roues et volets et annuler la composante verticale descendante de la vitesse. Si cette manœuvre est entreprise plus tard qu'au passage de la balise intermédiaire, on court le risque de voir l'avion toucher le sol avec une probabilité très élevée de catastrophe ;

la balise intérieure (boundary-marker) est à 75 m du seuil de piste. Elle est surtout utile lorsque la distinction entre la piste bétonnée et le terrain qui la précède est peu marquée et que les feux verts d'entrée sont eux-mêmes peu visibles, comme ce peut être le cas lors d'une forte chute de neige qui, sans empêcher de voir le sol verticalement, restreint fortement la visibilité vers l'avant. Le pilote sait que trois secondes au plus après avoir franchi cette balise il peut poser sa machine en toute sécurité « sur le dur ».

### Systèmes de contrôle

L'ILS revêt, par ses fonctions de guidage de précision, une importance vitale dans l'exploitation de tout aéroport

commercial. Le localizer et le glide-path sont contrôlés journalièrement par un technicien. De plus, des systèmes de contrôle automatique arrêtent les installations dont les indications sortent des tolérances très étroites qui sont assignées par les règlements internationaux. En même temps, une alarme sélective avertit immédiatement les préposés au contrôle d'aérodrome (tour de contrôle) que l'une ou l'autre des installations est défectueuse.

Comme précaution supplémentaire, l'appareillage de bord est pourvu de « Flags-alarms » ; ce sont de petits drapeaux métalliques rouges qui viennent masquer les aiguilles de l'indicateur (fig. 3) dès que les signaux sortant des récepteurs ne sont plus conformes aux valeurs de fonctionnement normal. Ils sont actionnés, à l'instar des aiguilles de guidage, par des cadres mobiles recevant leur courant d'un circuit du récepteur où tant le champ reçu que le taux de modulation ont une influence déterminante. Le pilote est ainsi avisé immédiatement de toute détérioration des installations, que le défaut soit à bord ou au sol.

Enfin, l'ILS, en entier, est vérifié mensuellement par l'Office fédéral de l'air, au moyen d'un avion équipé d'installations calibrées et vérifiées avec précision et conduit par un équipage expert en la matière.

Nous espérons avoir donné, dans ces quelques pages, une vue d'ensemble des deux principales aides radio-électriques dont dispose l'aéroport de Cointrin, à l'instar de la plupart de ses semblables, pour permettre l'atterrissage des avions par tous les temps, à l'exception, malheureusement, du brouillard qui reste l'ennemi n° 1 du trafic aérien. Le plus beau jour de l'aviation sera, sans doute, celui où le génie humain aura mis au point les moyens techniques permettant de faire fi du brouillard le plus dense, bientôt seul aléa des horaires aériens.

## LA STATION RADIO-TÉLÉPHONIQUE ET RADIO-GONIOMÉTRIQUE DE LA DÔLE

par WILLY SCHÜTZ, technicien au Service de la sécurité aérienne,  
Radio-Suisse S. A., Genève

Cette station construite au sommet de la Dôle n'est pas, comme on l'entend dire de façon erronée, la station de télévision, mais bien un relais de radio-téléphonie au Service de la sécurité aérienne suisse.

Examinons tout d'abord les raisons qui ont déterminé sa construction. L'augmentation constante du trafic aérien civil dès 1950 nécessita une réorganisation du contrôle aérien. Les organes responsables de l'aviation civile internationale, OACI, établirent un réseau de voies aériennes à l'intérieur desquelles circulent les avions. Ces derniers sont en contact radio-téléphonique avec des organes au sol appelés centres de contrôle régionaux. Les fréquences utilisées pour ces liaisons air/sol sont très élevées et couvrent une bande de 118 à 127 MHz. Comme on le sait, la propagation des ondes ultra-courtes peut se comparer à celle de la lumière, c'est-à-

dire que les obstacles importants comme les montagnes créent des ombres dans le rayonnement radio-électrique.

Étant donné la situation particulière de l'Aéroport de Cointrin, entouré au nord, à l'ouest et au sud par des montagnes assez élevées et l'obligation d'assurer des liaisons radio au-delà de celles-ci, il s'avéra nécessaire de créer une station relais sur un sommet environnant.

Des essais furent entrepris dès 1952 aux Rochers-de-Naye, au Weissenstein, au Chasseral, puis à la Dôle. Les essais du Weissenstein étaient entrepris pour connaître les possibilités qu'offrait un relais central desservant les aéroports de Kloten et de Cointrin.

Cette idée fut abandonnée par la suite pour des raisons techniques. L'Office fédéral de l'air décida d'attribuer une station relais à chaque centre de contrôle. Pour Cointrin, l'idée de construire une station radio-téléphonique à la Dôle fut d'emblée retenue. Mais étant donné l'urgente nécessité