Zeitschrift: Pionier : Zeitschrift für die Übermittlungstruppen

Herausgeber: Eidg. Verband der Übermittlungstruppen; Vereinigung Schweiz. Feld-Telegraphen-Offiziere und -Unteroffiziere

Band: 35 (1962)

Heft: 3

Rubrik: Funk + Draht

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. 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. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Mehr erfahren

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. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. En savoir plus

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. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. Find out more

Download PDF: 21.07.2025

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

Funk + Draht

März 1962

Beilage zum «Pionier»
zur fachtechnischen Ausbildung
der Übermittlungstruppen

Nachdruck verboten

Tendances actuelles de la technique des radars de veille

1. Comment augmenter la portée des radars

Comment peut-on atteindre les portées considérables nécessaires? La réponse nous est donnée par l'équation du radar, que nous rappelons ci-dessous:

$$R^4 = \frac{PG^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S} \qquad (1)$$

Dans cette formule, R est la portée en mètres, P la puissance de l'émetteur en watts, G le gain de l'antenne, λ la longueur d'onde en mètres, σ la surface équivalente de réflexion du but en mètres carrés et S le signal minimum détectable en watts.

Ce signal minimum détectable peut lui-même s'écrire:

$$S = k\,TB\,F_1\,F_2 \qquad (2)$$

où: k est la constante de Boltzmann
T est la température du récepteur en °K
F_1 est le facteur de bruit du récepteur
F_2 est le facteur de visibilité sur l'indicateur.

Pour un but déterminé (avion ou fusée), σ est une constante et la portée est d'autant plus grande que la puissance de l'émetteur et le produit ($G\lambda$) sont élevés. Il est clair également que l'obtention de grandes portées nécessite l'emploi d'un récepteur à bande étroite, à faible facteur de bruit et à bon facteur de visibilité. Nous verrons tout à l'heure les conséquences de ceci. Remarquons immédiatement que la recherche des grandes valeurs de gain conduit à l'emploi d'antennes aussi grandes que possible.

2. Choix du type de radar

Si nous introduisons la formule (2) dans la formule (1) et si nous groupons tous les termes en un facteur K, à l'exclusion de P et de B nous avons:

$$R^4 = K\frac{P}{B} \qquad (3)$$

Ainsi donc, pour obtenir une grande portée R, nous avons le choix entre l'utilisation d'une grande puissance de crête P et l'emploi d'une faible largeur de bande B. Nous remarquons d'autre part que c'est le rapport P/B qui fixe la portée; mais la largeur de bandes B, dans le cas d'un radar utilisant des impulsions, est imposée par la durée τ de celle-ci. Il faut que l'on ait très sensiblement

$$\frac{1}{\tau} < B < \frac{2}{\tau}$$

pour travailler au maximum de sensibilité du récepteur. Nous pouvons donc écrire:

$$R^4 = K'\,P\tau \qquad (4)$$

et finalement c'est le produit pr, donc la puissance moyenne émise qui conditionne la portée du radar.

Nous aurons donc le choix entre:

— un radar à impulsions travaillant avec la plus grande puissance moyenne possible;

— un radar à émission continue travaillant avec la plus petite largeur de bande acceptable.

Les deux techniques sont utilisées. Dans le cas d'un radar à impulsions dont la figure 1 représente la variation de puissance émise, en fonction du temps, on envoie dans l'éther des impulsions de puissance crête P, de durée τ, séparées par les périodes de répétition:

$$T = 1/F \text{ (F fréquence de répétition)}$$

et la puissance moyenne est

$$p = P\frac{\tau}{T} = P\tau\,F \qquad (5)$$

La fréquence F doit être suffisamment faible pour que l'onde ait le temps d'effectuer un aller et retour à la portée maximum (pour F = 250 périodes, la portée ne peut pas dépasser 600 km sous peine d'avoir une incertitude sur la distance du but, et pour une portée maximum de 1200 km, F tombe à 125). Pour compenser cette limitation, il faut donc travailler avec le maximum de puissance crête et le maximum de durée d'impulsion. Nous verrons au chapitre des tubes d'émission comment ce problème est résolu à l'heure actuelle.

Dans le cas d'un radar «continu», la nécessité d'employer une antenne unique (car les antennes sont toujours de très grandes dimensions) conduit à un découpage de la puissance d'émission, comme le montre la figure 2, où la partie hachurée représente ce qui est émis; on reçoit les échos entre deux émissions successives. Ces radars utilisent l'effet Doppler produit par un objectif mobile pour détecter celui-ci et on les appelle des radars Doppler. On utilise également des systèmes qui se servent d'impulsions de grande largeur pour lesquelles l'effet Doppler est mesuré dans le récepteur: ce sont les radars Doppler à impulsions. Dans le premier

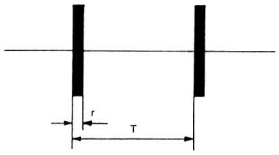

Fig. 1

Fig. 2

cas, la largeur de bande minimum est imposée par la plus grande des fréquences Doppler qui affectent les échos. Si v est la vitesse radiale de ceux-ci en mètres par seconde et si λ est la longueur d'onde en mètres, la fréquence Doppler correspondante est:

$$fd = \frac{2\,v}{\lambda}$$

Les longueurs d'onde étant faibles, la valeur de fd peut être assez grande, aussi pour diminuer la largeur de bande B, afin de travailler avec le minimum de bruit, on est souvent conduit à diviser la gamme des fréquences Doppler en sous-gammes; par exemple si 20 kHz est la fréquence Doppler maximum correspondant à la plus grande vitesse radiale pour les buts envisagés, on utilisera 10 canaux de 2 kHz, l'écho se trouvant alors dans le canal correspondant à sa vitesse radiale.

Nous n'insisterons pas cependant sur cette technique et nous n'envisagerons uniquement ici que les radars à impulsions.

3. Choix de la longueur d'onde

L'équation (1) semblerait indiquer que la portée augmente avec la longueur d'onde; cependant le gain de l'antenne intervient également. Ce gain est donné par la formule:

$$G = \frac{4\,\pi\,\Sigma}{\lambda^2}\,f \qquad (6)$$

ou Σ est la surface du réflecteur et f est un facteur, dit facteur de gain, qui dépend de la forme du dit réflecteur et de ses conditions d'éclairement. Dans le cas de paraboloïdes, qui fournissent le gain maximum, f dépasse difficilement 0,7. Si l'expression de G est portée dans la formule (1) celle-ci devient:

$$R^4 = \frac{P\Sigma^2 f^2 \sigma}{4\,\pi\,\lambda^2\,S} \qquad (7)$$

Il apparaît maintenant que, pour une surface d'antenne déterminée, la portée du radar est d'autant plus grande que la longueur d'onde est plus petite. Cette conclusion est cependant encore trop hâtive. Il est bien évident que des considérations mécaniques et économiques limitent les surfaces des réflecteurs, mais plus λ est petit et plus le faisceau rayonné est étroit, de sorte que le nombre d'impulsions utiles par faisceau diminue. Or, le facteur de visibilité F2 dépend de ce nombre d'impulsions et la portée diminue quand ce dernier diminue. Finalement, la longueur d'onde optimum qui peut être déduite de la formule (7) dépend des caractéristiques que doit présenter le radar.

D'une façon tout à fait générale cependant, on peut dire que les longueurs d'onde inférieurs à 10 cm n'offrent pas d'intérêt pour les radars à très grande portée, à cause de l'atténuation atmosphérique qui croît alors très rapidement avec la fréquence: ainsi l'atténuation due à l'oxygène de l'air, qui est de 0,006 dB/km à 1000 MHz, devient 0,011 dB/km à 3000 MHz et 0,015 dB/km à 10000 MHz, tandis que de son côté l'atténuation provoquée par la vapeur d'eau augmente très sensiblement.

Du côté des grandes longueurs d'onde, il existe une limitation due au bruit, notamment le bruit galactique et le bruit solaire, qui est capté par l'antenne. La température de bruit dans la région de la voie lactée atteint facilement 8000 °K à 100 MHz et tombe à 50°K à 1000 MHz.

Finalement, il existe une «fenêtre» de fréquences qui se situe entre 200 et 2000 MHz environ, dans laquelle doit être placé un radar destiné à travailler avec une très grande portée.

4. Tubes d'émission à grande puissance

Les tubes d'émission équipant les radars à grande portée doivent présenter simultanément une grande puissance de crête et une grande largeur d'impulsion, afin d'augmenter au maximum la puissance moyenne. Trois types de tubes émetteurs peuvent être envisagés:

Les magnétrons;
les klystrons;
les tubes à propagation d'onde.

Les magnétrons sont les premiers tubes à grande puissance qui ont été développés; ce sont des auto-oscillateurs, ce qui donne évidemment le maximum de simplicité pour la structure de l'émetteur. Malheureusement, comme tous les auto-oscillateurs de puissance, la stabilité de la fréquence émise laisse beaucoup à désirer et, dans ces conditions, il est impossible d'envisager des radars cohérents utilisant de tels tubes.

La puissance de crête maximum reste assez faible et il ne semble pas que des tubes de plus de 5 mégawatts aient été développés. D'autre part, les longueurs d'onde convenant le mieux pour les très grandes portées sont supérieures à 30 cm, et dans ces gammes, la construction de magnétrons ne semble pas très intéressante.

Le tableau I ci-dessous donne les caractéristiques de quelques magnétrons de grande puissance.

Les klystrons sont des tubes beaucoup plus souples qui permettent d'obtenir des puissances sensiblement plus élevées, pour des fréquences de fonctionnement plus faibles (jusqu'à quelques centaines de mégahertz). Ils sont donc particulièrement bien adaptés pour l'équipement des radars de grande puissance. Ce sont des tubes amplificateurs qui nécessitent donc un pilotage, mais le gain du tube peut atteindre facilement une quarantaine de décibels, de sorte que la puissance d'excitation est toujours relativement faible. Ce pilotage présente des avantages et des inconvénients. Avantages en ce sens que la fréquence d'émission est stable et que l'on peut réaliser des radars cohérents (ce qui est très important pour des radars Doppler). Inconvénients, car l'émetteur ne peut travailler que sur une bande de fréquence assez étroite, ce qui est un handicap très grave pour les applications militaires, à cause du brouillage. On a essayé d'y remédier en utilisant des klystrons à 3, 4 et même 5 cavités, mais le réglage de ces tubes devient alors très difficile en cours d'exploitation.

Le tableau II ci-dessous reproduit les caractéristiques de quelques tubes particulièrement puissants: on remarquera tout de suite les valeurs élevées des puissances moyennes obtenues, surtout pour les fréquences de quelques centaines de MHz. On notera également les très hautes tensions mises en jeu (supérieures à 100 kV) qui nécessitent l'utilisation d'écrans de plomb pour la protection contre les rayons X durs qui sont engendrés dans ces tubes. Nous avons indiqué également la largeur de bande des tubes, c'est-à-dire

Tableau I

Constructeur	Type	Fréquence MHz	Puissance crête	Puissance moyenne	Largeur d'impulsion	Haute tension
Raytheon.	RK 6410	2800	4,5 MW	4,5 kW	2 μs	76 kV
English Electric.	M 570	3000	2,5 MW	2,5 kW	5 μs	40 kV
C.S.F.						
Raytheon.	QK 264	1300	2 MW	2 kW	4 μs	75 kV
C.S.F.	MC 567	1300	2,5 MW	2,5 kW	4 μs	42 kV
English Electric.	M 565	1300	5 MW	10 kW	10 μs	48 kV
Westinghouse	WL 6285	1300	6,5 MW	13 kW	10 μs	70 kV

Tableau II

Constructeur	Type	Fréquence MHz	Bande MHz	Puissance crête	Puissance moyenne	Largeur d'impulsion	Haute tension
Varian	VA 839	2800	140	5 MW	10 kW	7 μs	125 kV
Eimac	X 632	2850	20	10 MW	15 kW	10 μs	125 kV
C.S.F.	AX 436	3000	50	25 MW	10 kW	4 μs	125 kV
Sperry	SAL 153	1400		14 MW			190 kV
Litton	L 3387	1300		30 MW	90 kW		
Eimac	X 633	1300	20	10 MW	20 kW	10 μs	125 kV
Varian	VA 842	425	50	1,25 MW	75 kW	2000 μs	107 kV
Eimac	X 626	400	50	1,25 MW	75 kW	2000 μs	100 kV

la plage de fréquences dans laquelle la fréquence d'émission peut varier sans qu'il soit nécessaire d'effectuer des réglages.

Il reste enfin les tubes à propagation d'onde (TPO) dont le développement se poursuit activement, notamment en France où ces tubes ont été surtout étudiés. Il existe en fait deux types de tubes: le TPO proprement dit, où le faisceau électronique est rectiligne, et le tube à propagation d'onde magnétron (TPOM) où le faisceau est incurvé suivant un cercle, par un champ magnétique. C'est ce type de tube qui permet actuellement d'obtenir les plus grandes puissances. Ces tubes sont pilotés comme les klystrons, mais leur avantage principal sur ceux-ci, est la grande largeur de bande, qui peut atteindre 10 %. En contrepartie, le gain est plus faible, ce qui nécessite l'emploi de chaînes d'amplification. La grande largeur de bande utilisable a permis la mise au point de techniques particulièrement intéressantes pour les applications militaires.

5. Antennes à gain élevé

L'équation (1) et l'équation (6) montrent qu'il faudra se servir d'antennes de grande surface et celle-ci sera d'autant plus importante que la fréquence sera basse. Les réflecteurs sont des paraboloïdes éclairés par une source placée au foyer. Par suite de la diffraction, ces antennes rayonnent un diagramme en forme de fuseau dont l'ouverture angulaire à demi-puissance (3 dB) est le plus souvent voisine de:

$$\theta = 70 \frac{\lambda}{a}$$

(a) étant la dimension de l'aérien dans le plan où l'on considère le diagramme.

Cette formule définit en quelque sorte le «pouvoir séparateur» du radar, ce qui revient encore à dire que pour une antenne de diamètre donné, la précision de localisation devient d'autant meilleure que la longueur d'onde est petite. Précision et grande portée conduisent donc toutes deux à l'utilisation d'antenne de grand diamètre ou tout au moins de grande envergure, si la précision est surtout importante dans le plan horizontal (cas d'un radar de veille panoramique). Ces remarques expliquent les efforts des techniciens pour la construction d'antennes de plus en plus grandes. Exemple: Une antenne de 16 m d'envergure, travaillant sur 10 cm de longueur d'onde, alimentée avec un émetteur classique de 2 à 3 MW de puissance crête, permet de détecter un bombardier stratosphérique à des distances supérieures à 500 km. Cette portée est relativement modeste si l'on considère que dans un avenir assez proche les bombardiers voleront couramment à 2 ou 3 fois la vitesse du son, elle devient nettement insuffisante s'il s'agit d'un engin balistique. C'est la raison pour laquelle des antennes encore plus grandes ont été construites, notamment des paraboloïdes de 20 m de diamètre. Cependant, la portée d'un radar est proportionnelle seulement à la racine carrée du gain de son antenne, c'est-à-dire au diamètre de celle-ci, s'il s'agit d'un paraboloïde. On est évidemment assez vite limité dans cette voie par des difficultés technologiques de tous ordres. Il semble qu'une envergure d'une quarantaine de mètres soit actuellement un maximum pour une antenne de veille tournant à plusieurs t/mn.

6. Augmentation de la sensibilité

L'accroissement de la puissance, l'emploi d'antennes de grandes dimensions sont des méthodes très coûteuses et par conséquent assez rapidement limitées; dans beaucoup de cas il sera préférable de diminuer la valeur de S, qui est donnée par la formule (2). Cette diminution du signal minimum détectable peut être recherchée dans deux voies différentes:

— soit diminuer le facteur de bruit du récepteur F1;
— soit améliorer le facteur de visibilité F2 sur l'indicateur.

6.1 *Améliorations du facteur de bruit*

Dans les premiers appareils radar, il n'y avait pas d'amplification du signal hyperfréquence délivré par l'antenne et le

Tableau III

Fabricant	Type	Focalisation	Fréquence kMHz	Gain (dB)	Facteur de bruit (dB)
Huggins Lab. (USA)	HA 76	Solénoïde	2,3—2,9	30	6
Hughes Aircraft (USA)	323 H	»	2—4	20	5
RCA (USA)	A 1217	»	1,1—1,4	20	5
RCA (USA)	A 1207	»	2,7—3,5	20	4,5
English Electric (Angl.)	6861	»	2,7—3,5	24	6,5
C.S.F. (France)	TPO 101	Aimant	2,7—3,3	27	6

récepteur commençait par un changement de fréquence utilisant un cristal diode. Depuis, des amplificateurs ont été mis à la disposition des techniciens, notamment les tubes à propagation d'onde (T.P.O.), les amplificateurs paramétriques et les masers.

Avec un changement de fréquence par cristal, les facteurs de bruit réalisables se situent autour de 8 dB pour la bande S et de 7 dB pour la bande L; il ne paraît guère possible d'améliorer ces chiffres.

La mise au point de T.P.O. à faible bruit permet de réaliser un gain notable sur la sensibilité. Le tableau III ci-dessus donne les principales caractéristiques de quelques-uns de ces tubes.

La tendance actuelle est de remplacer les solénoïdes de focalisation par des aimants permanents. Ces tubes ont l'avantage de fonctionner sur une grande largeur de bande et de pouvoir supporter des puissances incidentes beaucoup plus grandes que les cristaux (ces derniers peuvent être détériorés en cours d'exploitation, par l'énergie de fuite à travers le duplexeur, au moment de l'impulsion d'émission). Ils ont l'inconvénient de nécessiter plusieurs tensions d'alimentation de la ligne, tensions qui doivent être réglées avec beaucoup de soin pour obtenir le minimum de bruit. Néanmoins, on voit que le gain de sensibilité est en moyenne de l'ordre de 2 dB, ce qui permet d'augmenter la portée du radar d'environ 13%, toutes choses égales par ailleurs.

Nous avons déjà eu l'occasion de parler des amplificateurs paramétriques et des masers. Ces derniers, qui travaillent sur des fréquences bien déterminées et qui nécessitent l'emploi de l'hélium liquide pour être utilisés au mieux de leurs possibilités, sont, dans l'état actuel de la technique, assez mal adaptés aux radars et leur emploi est, pour le moment, réservé à la radio-astronomie ou aux télécommunications. Néanmoins, il est permis de penser que dans un avenir assez proche, ils pourront être employés dans certains cas pour les radars, ce qui permettrait de réaliser des augmentations de portée considérables puisque le facteur de bruit réalisable est voisin de zéro décibel. Par contre, l'utilisation des amplificateurs paramétriques se généralise dans les stations radar; pour des fréquences de 3000 MHz et au-dessous, on peut employer aussi bien des amplificateurs à résistance négative que des amplificateurs up-converter. Rappelons que, dans le premier cas, le signal est amplifié sur sa propre fréquence, la fréquence auxiliaire ou fréquence de pompe étant une fréquence sensiblement plus élevée.

Dans le deuxième cas, la fréquence de sortie de l'amplificateur est la somme de la fréquence du signal et de la fréquence de pompe; il est alors nécessaire de disposer un changement de fréquence après l'amplificateur, ce qui complique le montage.

C'est le montage à résistance négative qui est le plus employé: le schéma que l'on rencontre le plus fréquemment est celui de la figure 3. Les signaux délivrés par l'antenne A sont envoyés sur l'entrée 1 d'un circulateur à ferrite C, d'où ils sortent en 2. Ils excitent alors l'amplificateur paramétrique AP qui reçoit, d'autre part, la fréquence de pompe fournie par un klystron P, par exemple. La puissance engendrée sur la fréquence, différence de la fréquence de pompe et de la fréquence du signal, est dissipée dans un circuit I, dit circuit «idler», les signaux amplifiés sur la fréquence du signal sont renvoyés sur l'entrée 2 du circulateur qui, en vertu de ses propriétés, les dirige en 3 sur le mélangeur à cristal M qui reçoit, d'autre part, la fréquence de l'oscillateur local OL. Ce mélangeur peut être d'ailleurs celui qui équiperait le radar en l'absence d'amplificateur paramétrique; les signaux en sortent sur la fréquence intermédiaire (par exemple 30 MHz) et sont dirigés sur l'amplificateur F. I. Tel qu'il est, ce montage peut même être utilisé pour améliorer la portée des radars existants.

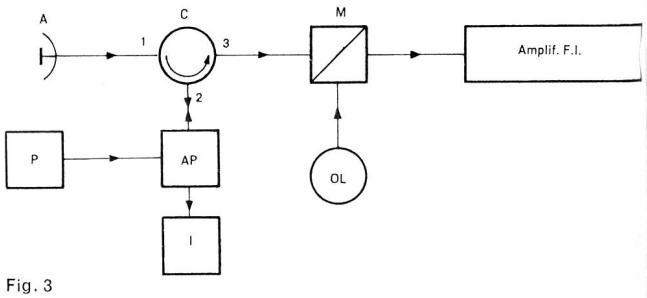

Fig. 3

En plaçant l'amplificateur dans l'air liquide, il est encore possible de diminuer sensiblement le bruit, mais ceci nécessite le développement de diodes capables de travailler à ces températures: les USA annoncent la mise au point de diodes à l'arséniure de gallium, qui satisfont à ces conditions.

Signalons, pour terminer, la possibilité d'utilisation d'amplificateurs équipés de diodes tunnel (ou diodes Esaki), mais ceci est encore au stade du laboratoire.

6.2 *Amélioration du facteur de visibilité*

Une autre façon d'augmenter la portée du radar est d'améliorer le facteur de visibilité sur l'indicateur. Tout d'abord, il faut évidemment utiliser des écrans de tubes cathodiques aussi sensibles que possible, ce qui est fait en choisissant convenablement la nature de produit fluorescent; ce choix dépend également de l'utilisation de l'information (rémanence plus ou moins grande, activité photographique, etc.). Nous admettons que le tube est convenablement choisi et nous allons examiner les techniques employées pour augmenter la visibilité sur un tube déterminé.

Quand le faisceau de l'antenne balaye la cible, il s'écoule un certain temps qui dépend de la vitesse de rotation de l'antenne et, pendant ce temps, il a été émis par exemple (n)

impulsions; dans ces conditions l'écho reçu est lui-même composé de (n) impulsions. Ces impulsions ne sont pas toutes de même amplitude car un écho est un signal essentiellement fluctuant. Si, toutes choses égales par ailleurs, on diminue la fluctuation des échos, on améliorera la visibilité des signaux sur les indicateurs ou, plus exactement, on augmentera la probabilité de détection. D'autre part, un écho composé de (n) impulsions contient d'autant plus d'énergie que (n) est grand, il donnera donc sur l'écran un spot lumineux d'autant plus intense qu'il y aura d'impulsions dans un écho.

Pour augmenter le nombre d'impulsions par écho, on peut élargir le faisceau rayonné, mais alors on diminue le gain d'antenne, ce qui est défavorable pour la portée. On peut également diminuer la vitesse de rotation de l'aérien, ce qui diminue la cadence d'information. Il y a donc un compromis à respecter et, si l'on désire améliorer le facteur de visibilité dans des conditions de gain et de vitesse d'antenne déterminée, il faut trouver autre chose. La seule façon de procéder est d'augmenter le nombre d'impulsions par une

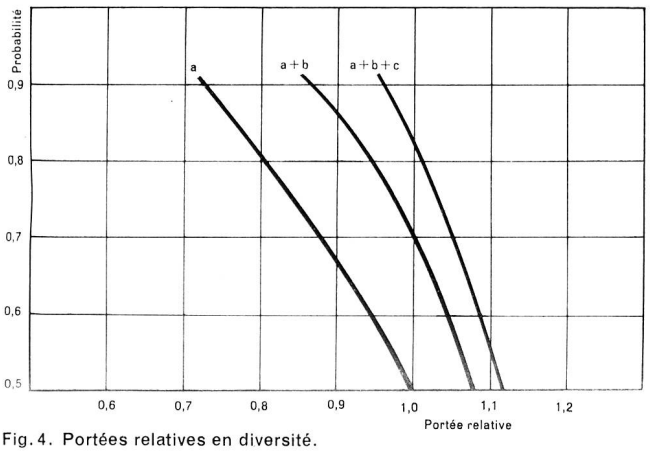

Fig. 4. Portées relatives en diversité.

intégration des échos dans un dispositif à mémoire (tube à mémoire, ferrites, ruban magnétique). Ceci cependant n'est utilisable que si la cadence d'information n'est pas une caractéristique essentielle, car il faut avoir le temps d'intégrer les impulsions; finalement, ces méthodes d'intégration ne sont intéressantes que pour les radars qui restent braqués sur un but. Pour les radars de veille, où la cadence d'information n'est pas imposée, il y a peu à espérer du procédé.

Il est par contre possible d'augmenter la probabilité de détection en diminuant la fluctuation des échos. Comme nous l'avions indiqué, un écho radar est sujet à des fluctuations de grande amplitude. Ceci se conçoit d'ailleurs assez facilement si l'on considère la structure compliquée d'un avion: l'écho renvoyé par un tel obstacle est la somme d'un grand nombre de réflexions dont les amplitudes sont sensiblement égales, mais dont les phases sont quelconques les unes par rapport aux autres. Dans ce cas, l'étude de la somme de vecteurs d'amplitudes égales et de phases aléatoires montre qu'il faut s'attendre à des fluctuations de l'ordre de 1 à 100 dans 90% des cas.

L'expérience confirme ce point de vue, mais les fluctuations constatées, quand il s'agit d'un avion lointain, ne sont pas très rapides: pour une durée de l'ordre du cinquantième de seconde, les variations dépassent rarement le rapport de 1 à 3. Par contre, à l'échelle des dizaines de secondes, elles dépassent couramment le rapport de 1 à 100, comme l'indique la théorie. En d'autres termes, on doit s'attendre à des fluctuations importantes entre deux balayages successifs de l'antenne, mais la fluctuation dans un train d'impulsions constituant un signal est relativement faible.

Puisque la fluctuation provient de la phase de chacune des réflexions élémentaires, une variation de la fréquence d'émission agit sur la dite phase qui est ici une variable aléatoire. Il est possible de déterminer la fonction de corrélation du phénomène et de calculer l'intervalle minimum entre deux fréquences, tels que les résultantes des réflexions élémentaires soient entièrement indépendantes: on définit ainsi le diamètre de corrélation en fonction de l'écart des fréquences. Ce calcul a été fait par M. J.-C. Simon, qui trouve:

$$\Delta f \cong \frac{2\,C}{9\,R}$$

C étant la vitesse de la lumière et R le rayon de l'objet éclairé.

En assimilant grossièrement un avion à un disque de rayon R, il est ainsi possible de déterminer l'écart minimum qui doit exister entre deux fréquences, pour que les deux échos correspondants n'aient aucune corrélation entre eux.

Examinons maintenant ce qui se passe à l'entrée du récepteur. Nous savons qu'il existe un certain bruit, contre lequel nous ne pouvons rien pour un matériel défini et que l'écho ne pourra être perçu que s'il est à un certain niveau au-dessus de ce bruit. Or cet écho est un signal fluctuant; comme sa détection ne sera possible que s'il dépasse un certain niveau, la probabilité de détection d'un avion sera d'autant plus grande que celui-ci sera proche du radar. On sera donc ainsi conduit à définir une zone dans laquelle la probabilité de détection est d'au moins 90%, puis une zone plus lointaine, dans laquelle cette probabilité est comprise entre 75 et 90% et ainsi de suite. On conçoit qu'il est de la plus haute importance d'augmenter au maximum la probabilité de détection pour une portée déterminée. Ce résultat peut être atteint par un accroissement de la puissance du radar, mais il est également possible d'utiliser la non-corrélation existant pour deux fréquences suffisamment éloignées l'une de l'autre. Si (a) est l'écho relatif à l'une des fréquences et si (b) est l'écho relatif à l'autre, les fluctuations de (a) et de (b) sont entièrement indépendantes et la probabilité pour que la somme (a+b) soit supérieure à une certaine quantité est toujours plus grande que la probabilité pour qu'il en soit ainsi pour (a) ou (b) pris séparément. C'est le principe du radar diversité.

La formule de Simon montre que dans la plupart des cas il suffit d'une différence de fréquence d'une vingtaine de MHz entre les signaux (a) et (b) pour qu'il n'existe aucune corrélation entre eux. Il est également possible d'employer la combinaison (a . b) et cette dernière est d'ailleurs meilleure que (a+b) car elle défavorise davantage des signaux perturbateurs éventuels.

Une amélioration encore plus grande de la probabilité de détection est obtenue avec trois émetteurs fonctionnant en diversité sur la même antenne, ce qui donne trois signaux: a, b et c. Il est alors possible d'utiliser les combinaisons suivantes:

a+b+c
ab+bc+ca
(a+b) (b+c) (c+a)
a . b . c

Théoriquement, c'est la troisième combinaison qui devrait donner les meilleurs résultats, bien que la différence avec les 3 autres ne soit pas très grande.

Afin de fixer les idées sur le gain de probabilité réalisable avec ce système, nous avons tracé à la figure 4 les variations de probabilité de détection pour un radar classique monofréquence, un radar diversité à 2 fréquences (combinaison

a+b) et un radar diversité à 3 fréquences pour la combinaison a+b+c.

Pratiquement, le montage en diversité est réalisé conformément à la figure 5. Les signaux émis par les 3 émetteurs radar sont envoyés dans un mélangeur U.H.F. qui combine les 3 fréquences dans un même guide d'onde qui achemine les impulsions vers l'antenne. Pour éviter des puissances de crête trop importantes, les impulsions des émetteurs

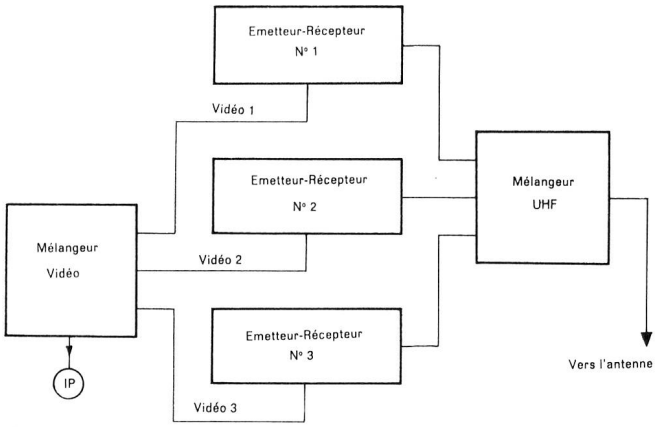

Fig. 5

nos 2 et 3 sont décalées de quelques microsecondes sur celles de l'émetteur no 1, comme le montre la figure 6. (Ici les impulsions ont une durée de 4μs et sont décalées de 2μs les unes par rapport aux autres.) A la réception, les échos sont donc formés par des trains d'impulsions triples; le mélangeur U.H.F. sépare ces impulsions en fonction de leurs fréquences propres et les achemine vers les récepteurs nos 1, 2 et 3. Les vidéos délivrés par ces récepteurs sont envoyées dans un meuble de mélange qui contient entre autres des lignes à retard destinées à remettre en coïncidence les 3 impulsions reçues, avant de les additionner ou de les multiplier. Après ces combinaisons, les signaux sont envoyés sur un indicateur panoramique classique.

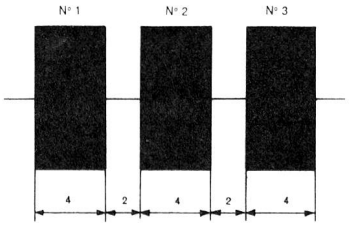

Fig. 6

A peu près tous les grands radars modernes, et notamment les radars de l'aviation civile, sont montés en diversité.

7. Conclusion — Perspectives d'avenir

Grâce à leurs derniers perfectionnements, les radars actuels semblent bien adaptés aux problèmes posés par le trafic aérien. Sur le plan militaire, la situation est un peu plus défavorable, il faut bien le dire, si l'on se place du point de vue de la détection des engins balistiques, mais elle n'est pas aussi grave que l'on pourrait le penser a priori. Evidemment, l'engin doit être détecté de préférence à plusieurs milliers de kilomètres et des radars tels que ceux dont nous venons de parler ne permettent pas actuellement de telles performances.

Pour augmenter leur portée, il faut, nous l'avons vu, augmenter les puissances et les gains d'antenne, mais il faut surtout diminuer le signal minimum détectable tout en assurant la protection du récepteur contre les brouillages ennemis. Pour diminuer ce signal, il faut avant tout diminuer la largeur de bande B de la voie de réception. L'emploi de radars Doppler, dont nous avons dit quelques mots au début de cet article, permettra de réaliser des gains sensibles de portée. De grandes possibilités sont également offertes par les radars dits à compression d'impulsion: dans ce système on émet des impulsions de grande durée, par exemple 1000 μs, puis, à la réception, ces impulsions sont «comprimées)» dans le temps et transformées, par exemple, en impulsions de 10 μs. Si le taux de compression est de N, tout se passe comme si on avait utilisé des impulsions N fois plus puissantes. Ainsi, avec les chiffres que nous avons choisis, un radar de 10 MW crête équivaudrait à un radar de 1000 MW sans compression. Bien entendu, ce procédé n'améliore pas la portée vis-à-vis de la puissance moyenne mise en jeu, mais permet de bénéficier des avantages des radars à impulsions, avec des puissances crête sensiblement plus faibles; or c'est la puissance crête qu'il est difficile d'obtenir et de manipuler, à cause des champs très élevés qui apparaissent alors.

Comme on le voit, la technique du radar n'a pas encore dit son dernier mot et il est probable que d'ici quelques années des portées de plusieurs milliers de kilomètres seront parfaitement réalisables.