

UNIVERSITE ^{المعهد} ^{العلوم الهندسية} D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

1 ex
PN 003/76

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT ELECTRICITE

(filière électronique)

PROJET DE FIN D'ETUDES

الدراسة لعلوم الهندسية
AIDES
ELECTRONIQUES
A
L'ATTERRISSAGE

Proposé par :
M^r ZERGUERRAS

Etudié par
A. HAMOU LHADJ

Promotion 1971-1976

UNIVERSITE D'ALGER

—
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

—
DEPARTEMENT ELECTRICITE
(filière électronique)

—
PROJET DE FIN D'ETUDES
—

**AIDES
ELECTRONIQUES
A
L'ATTERRISSAGE**

Proposé par :
M^r ZERGUERRAS

Etudié par
A. HAMOU LHADJ

Promotion 1971-1976

A MON FRERE

Que tous ceux qui ont contribué à l'élaboration
de ce projet veuillent bien trouver ici l'expression de
ma profonde reconnaissance

ALGER LE 11 JUIN 1976

Table des matières

Introduction

I Le système ILS

Introduction

11 Théorie ILS

12 Exemple d'un système Thomson-CSF.

II Le système MLS

Introduction

21 de MLS Doppler

22 de ALS

23 Comparaison entre faisceaux battants et Doppler

III Notes sur l'atterrissage automatique

31 Généralités

32 Exemples

- Mercure (Caravelle Air-Inter)
- Concorde
- Airbus A-300-B.

Conclusion

INTRODUCTION

L'atterrissage est sans conteste la phase la plus délicate d'un voyage aérien. Il représente à lui seul 40% des accidents; encore que cette statistique n'a été relevée que lorsque l'opération a été tentée, c'est à dire jugée possible. Les changements progressifs à apporter au régime de l'aviation et le guidage en arrondi deviennent des tâches de plus en plus ardues de part les masses grandissantes (140 tonnes) à contrôler à des vitesses de l'ordre de 250 km/h, en présence d'aéroturbulences importantes et d'oscillations.

L'on comprend aisément l'acuité du problème lorsqu'à toutes les difficultés vient s'ajouter le mauvais temps qui, selon les degrés peut présenter un champ de visibilité totalement nul au pilote. Nombreuses sont alors les dérives vers d'autres aéroports sous éclaircie, mais parfois très éloignés ou les annulations pures et simples de certains vols.

Le souci de garantir une meilleure sécurité et d'éviter la mauvaise notoriété que provoquent les voyages incertains aux sociétés ont poussé à l'étude des aides à l'atterrissage. Les signaux radioélectriques qui sont à leur base ont dû être aussitôt normalisés par l'OACI (Organisation de l'Aviation Civile Internationale) qui a ainsi permis l'utilisation universelle du système ILS (Instrument Landing System).

Ce système, fondé en première approximation sur l'intersection de deux plans de rayonnement permet depuis 1949 de matérialiser une pente d'approche. On se rendit vite compte de ses insuffisances, notamment de

son incapacité au guidage d'arrondi et de sa sensibilité aux réflexions.

C'est en considérant le développement massif du trafic aérien et la diversité des avions mis en service que l'OACI a invité les états intéressés à lui soumettre chacun un programme MLS: "Microwave Landing System" destiné à prendre la relève.

Bien qu'il semble que certains d'entre eux soient fins-prêts à l'installation de part les satisfactions qu'ils ont données à leurs essais (Doppler, DLS), il est très probable que le MLS ne s'imposera définitivement que vers 1985. La coexistence avec l'ILS est cependant envisagée à partir de 1978.

C'est pour cette raison et pour la raison évidente que l'ILS servira encore très longtemps dans les pays où son remplacement n'offrira pas d'intérêt économique immédiat et où le trafic ne l'exigera pas avant longtemps que je consacre la première partie de cette étude à ce système.

La deuxième partie traitera des deux systèmes MLS sur lesquels il a filtré quelques rares informations: le Doppler et le DLS. Une comparaison avec le Doppler nous mettra au fait de la technique de "faisceaux-battant".

Je donnerai en dernier lieu quelques vues sur l'atterrissage automatique qui commenceront à se faire une grande place en Aéronautique.



LE SYSTEME ILS

Introduction

11 La théorie ILS

- A. Alignement de piste (A.P.)
- B. Alignement de descente (A.D.)
- C. Radiobornes
- D. Classification des ILS.

12 Exemple d'un système T-ILS.

Introduction.

- A. Le modulateur statique
- B. Les Aériens
- C. Les détecteurs externes
- D. Les Canaux "Monitor"
- E. Commande et Contrôle.

LE SYSTEME ILS

Introduction

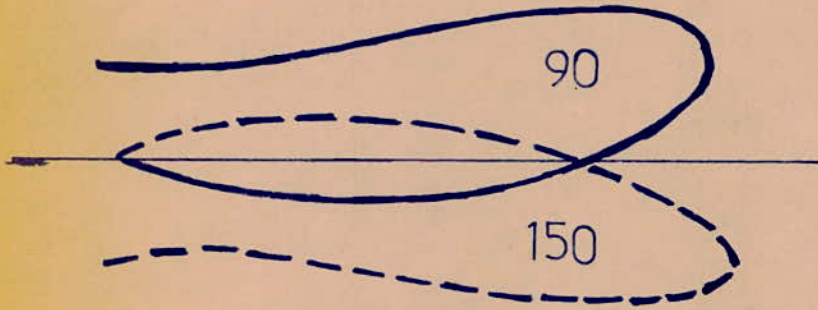
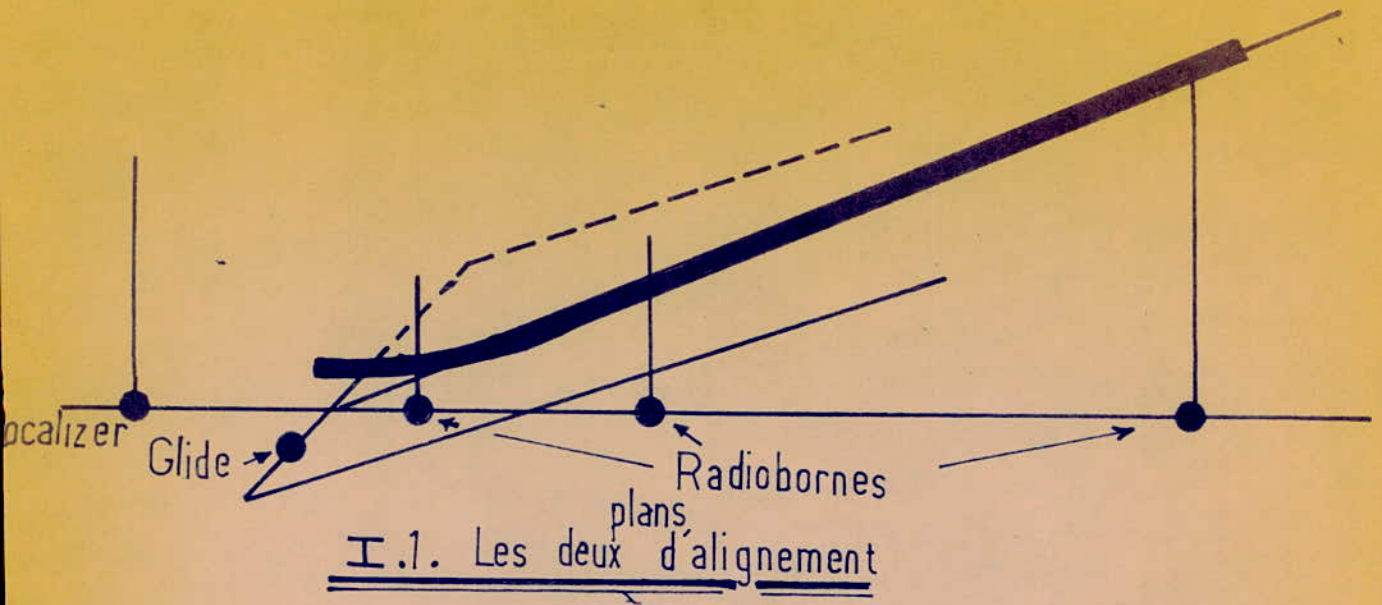
Le but du système ILS est de matérialiser de façon radioélectrique un couloir d'approche pour l'avion et de l'amener tout en le maintenant dans l'axe de piste jusqu'à une hauteur dite de décision à partir de laquelle l'atterrissage doit être poursuivi à vue.

Ce couloir est l'intersection de deux plans radioélectriques obtenus comme suit (fig. I-1) :

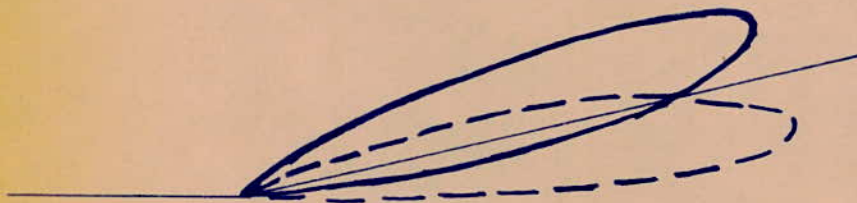
- Le plan d'alignement de piste : Généré par un radiophare placé à 300 m du bout de piste et émettant dans la bande VHF (108 ÷ 112) MHz. Il opère le guidage en direction puis que de chaque côté de l'axe, défini par l'égalité des champs latéraux, règne un champ à fréquence 150 Hz ou 90 Hz (fig. I-2).

- Le plan d'alignement de descente (Guide) est produit par un émetteur UHF (329 ÷ 336) MHz, placé à 300 m du seuil et à 150 m de l'axe. Il repose sur la même technique de modulation d'espace et nous retrouvons les signaux 150 Hz et 90 Hz de part et d'autre de ce plan, incliné - grâce à l'effet du pôle - de 2° à 4° sur l'horizontale (fig. I-3).

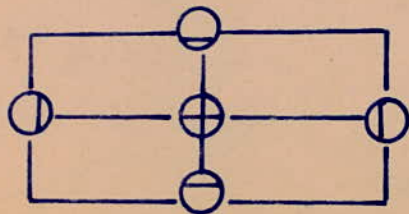
- A ces deux émetteurs sont généralement associées trois radiobornes (Markers) émettant en VHF (75 MHz) une porteuse dont la modulation entrecoupée d'une identification (morse) est caractéristique de la borne et renseigne sur sa distance à la piste.



- I-2. Forme des diagrammes d'espace du Localizer
-
-



- I-3. Diagrammes d'espace du Glide
-
-



- I-4. Figuration de la fenêtre d'approche.

A- Alignement de piste

A-1. Obtention du plan d'alignement de piste.

Le principe universellement utilisé est l'alignement à zéro de référence : "Null-Reference". Il s'agit de créer une modulation d'espace fondée sur la différence des taux de modulation (D.S.M) de deux signaux B.F. 90 Hz et 150 Hz. L'indicateur de bord étant sensible à la DSM, celle-ci doit être une fonction de l'azimut et présenter un zéro sur l'axe.

Ce résultat est obtenu par combinaison de deux diagrammes de rayonnement (fig 1-7) :

- Un diagramme de rayonnement omnidirectionnel, symétrique représentant le rayonnement d'une porteuse VHF ($108 \div 112$) MHz, modulée en amplitude à 90 Hz et à 150 Hz avec des taux $m_1 = m_2 = 20\%$.

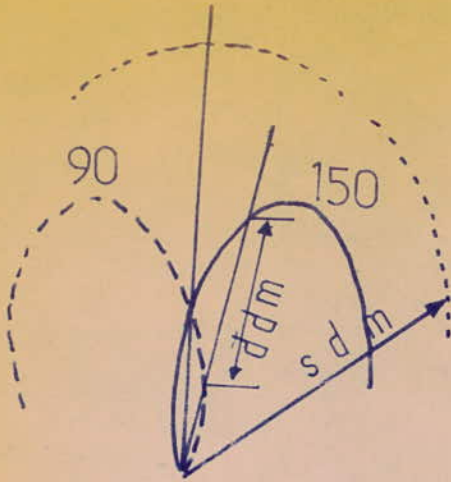
- Un diagramme nul présentant une direction de nul sur l'axe de piste : celui de deux ou plusieurs antennes latérales, excitées en opposition de phase et rayonnant les bandes latérales seules.

Sous chaque azimut θ , Champ résultant et diagramme de rayonnement bandes latérales s'obtiennent par addition algébrique des éléments accompagnant la porteuse et de ceux émis séparément.

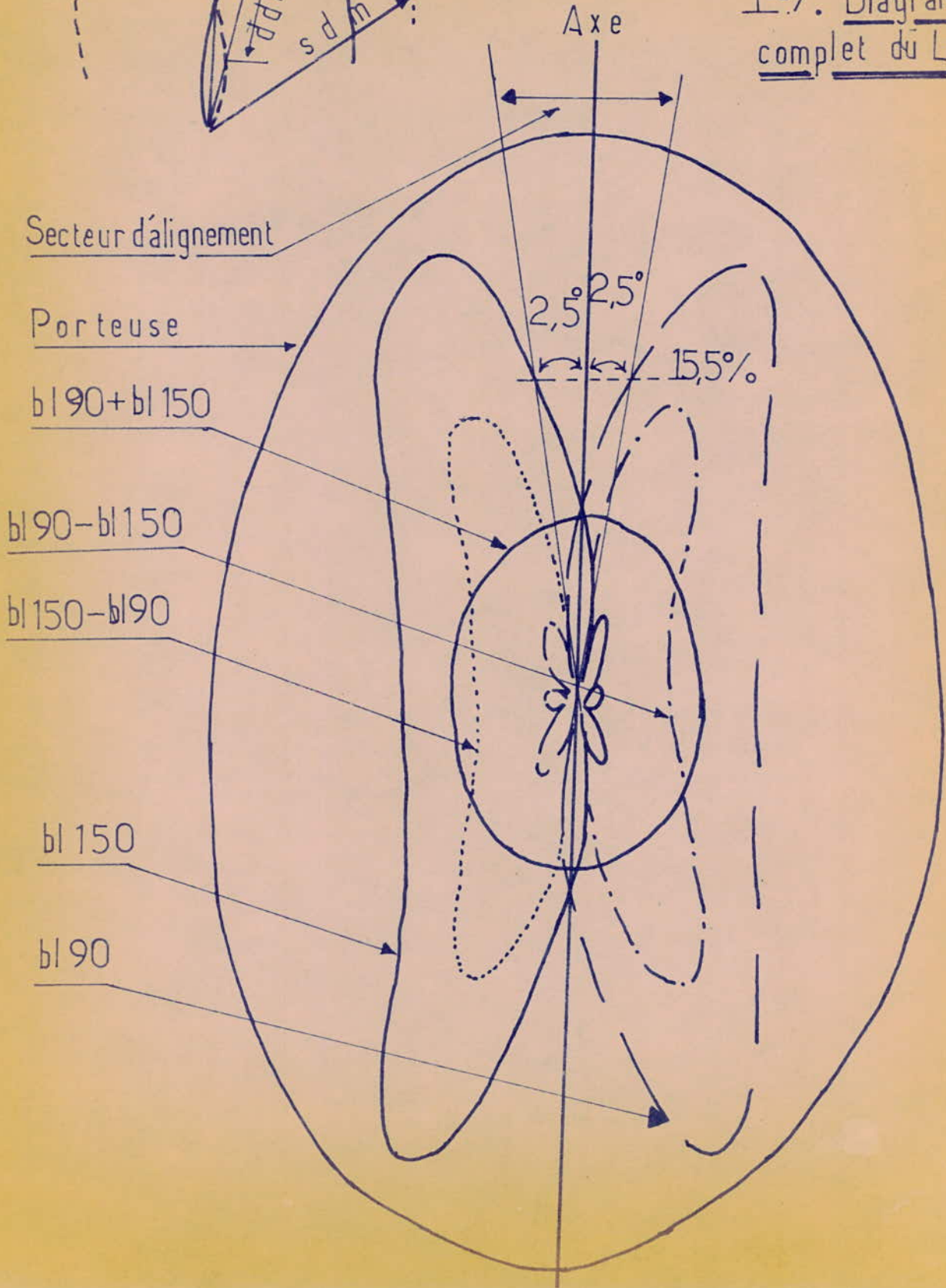
a) Expression des Champs rayonnés :

On suppose les antennes identiques, de diagramme $F(\theta)$. On a :

I-6. DDM & SDM



I-7. Diagramme complet du Localizer



• Champ dû à l'antenne Centrale A_0 :

$$E_c = \sin \omega t \left[1 + m (\sin \Omega_1 t + \sin \Omega_2 t) \right] \cdot F(\theta).$$

$$\omega = 2\pi f : \text{VHF} \quad \Omega_1 : 90 \text{ Hz} \quad \Omega_2 : 150 \text{ Hz}.$$

• Champ rayonné par l'antenne latérale 1 ; distante de d de A_0 et rayonnant en quadrature avancée :

$$E_{A_1} = m \cdot \frac{k}{2} \left[\sin \Omega_1 t - \sin \Omega_2 t \right] \left[\cos \left(\omega t + 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta \right) \right] \cdot F(\theta).$$

• Champ rayonné par A_2 - en quadrature retard / A_0 - alimentée par la même fraction d'énergie $w/2k$ de l'énergie de A_0 :

$$E_{A_2} = m \cdot \frac{k}{2} \left[\sin \Omega_1 t - \sin \Omega_2 t \right] \left[-\cos \left(\omega t - 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta \right) \right] \cdot F(\theta).$$

D'où le champ total des éléments latéraux :

$$E_{A_1, A_2} = m \cdot k \left[\sin \Omega_1 t - \sin \Omega_2 t \right] \cdot \sin \omega t \cdot \sin \left(2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta \right) \cdot F(\theta).$$

Champ résultant :

$$E_T = F(\theta) \cdot \sin \omega t \left[1 + m \sin \Omega_1 t \left(1 + k \cdot 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta \right) + m \sin \Omega_2 t \left(1 - k \cdot 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta \right) \right]$$

$$E_T = F(\theta) \cdot \sin \omega t \left[1 + m \cdot G(\theta) \sin \Omega_1 t + m \cdot H(\theta) \sin \Omega_2 t \right].$$

$$\text{avec} \quad G(\theta) = 1 + k \cdot 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta \quad H(\theta) = 1 - k \cdot 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta.$$

Nous avons obtenu une modulation d'espace aux fréquences Ω_1 et Ω_2 . Le principe "Null Reference" réalise $G(\theta) = H(\theta)$ pour $\theta = 0^\circ$ et $\theta = 180^\circ$

Nous avons :

$$D.O.M = m \cdot [G(\theta) - H(\theta)] = m \left[2k \cdot \sin \left(2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta \right) \right]$$

Au voisinage de l'axe, on obtient la fonction linéaire (fig I-8) :

$$\boxed{D.S.M = 4m \cdot k \cdot \pi \cdot \frac{d}{\lambda} \cdot \theta.} \quad S.D.M = 2m = \text{cte.}$$

Nous remarquons que DDM et SDM sont indépendantes de $F(\theta)$ donc des Antennes.

Dans une direction donnée, considérons les grandeurs suivantes :

P : amplitude "porteuse"

F_{φ} : "freq. en phase"

Les taux de modulation s'écrivent :

$F_{-\varphi}$: "freq. en opposition"

$$TDM_{90} = \frac{F_{\varphi} + F_{-\varphi}}{P} = m \cdot \left| \left(1 + \frac{F_{-\varphi}}{F_{\varphi}} \right) \right| \quad TDM_{150} = \frac{F_{\varphi} - F_{-\varphi}}{P} = m \cdot \left| \left(1 - \frac{F_{-\varphi}}{F_{\varphi}} \right) \right|$$

• $F_{-\varphi} < F_{\varphi}$ $DDM = 2m \frac{F_{-\varphi}}{F_{\varphi}}$, $SDM = 2m$.

• $F_{-\varphi} > F_{\varphi}$ $DDM = 2m$, $SDM = 2m \frac{F_{-\varphi}}{F_{\varphi}}$.

b) Contraintes . Le secteur d'alignement est défini pour $DDM \leq 15,5\%$,

la couverture imposera donc : $F_{-\varphi} / F_{\varphi} > 0,4$.

• La porteuse étant aussi modulée à 1020 Hz (identification) avec $m' = 10\%$ et peut être par la radiophonie, il faut évaluer la double-modulation :

$$2m \frac{F_{-\varphi}}{F_{\varphi}} + 0,1 + 0,3 < 1 \quad \rightarrow \quad F_{-\varphi} / F_{\varphi} < 1,5$$

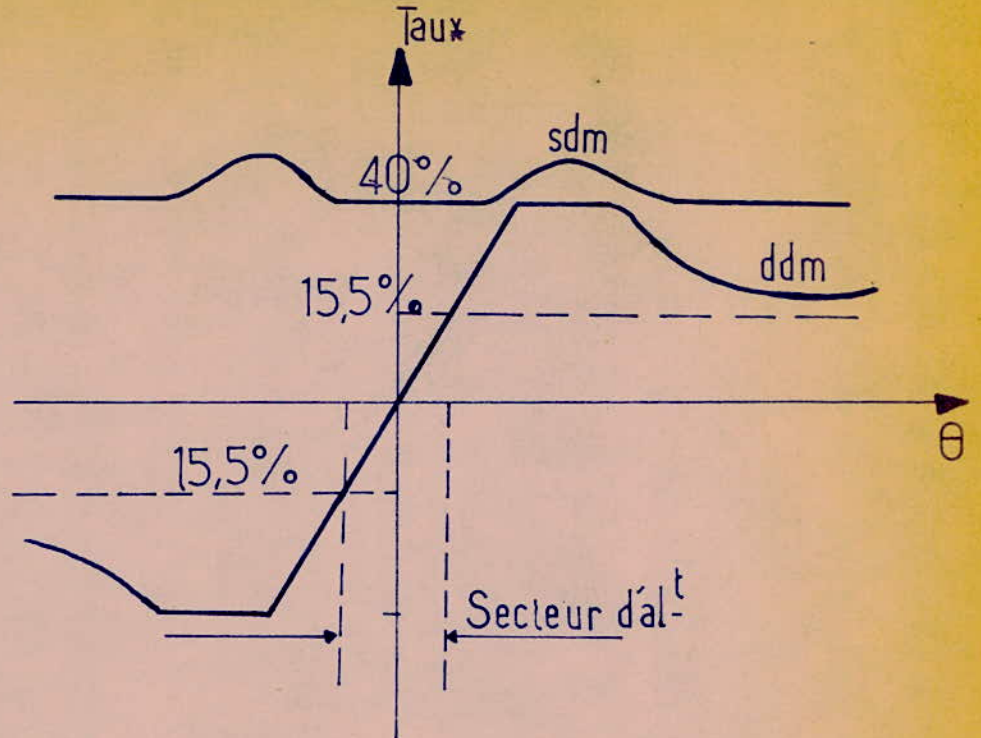
D'où la condition à respecter :

$$\boxed{0,4 < \frac{F_{-\varphi}}{F_{\varphi}} < 1,5}$$

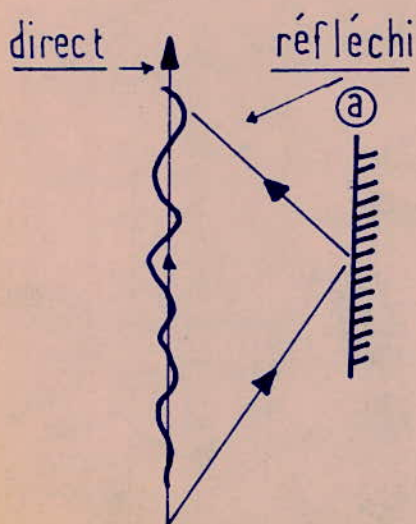
A-2 . Réglages et limites de l'A.P.

a) axe : Si le déphasage entre deux antennes latérales d'une

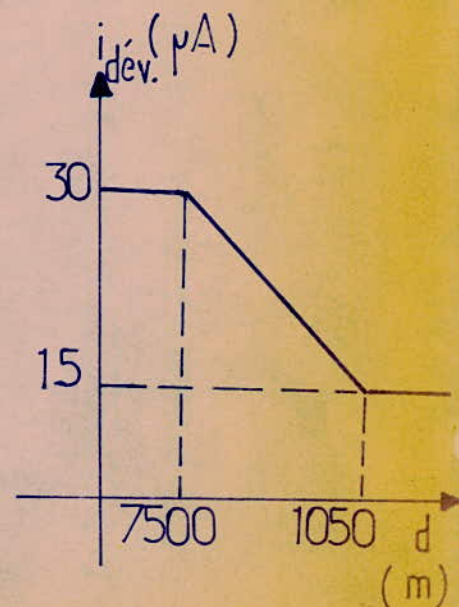
I-8 Variations ddm et sdm en fonction de θ



I-9. Influence des obstacles



I-10. Tolérances des coudes



faire n'est pas rigoureusement de 180° , l'axe dévié de $\Delta\theta$. En se fixant $(\Delta\theta)_{\max}$, on en déduit le déphasage maximal admissible.

Une inégalité de taux de modulation entraîne une déviation de l'axe vers la zone déficiente.

b) Secteur :

- Son ouverture dépend du taux de modulation ; elle est fonction inverse de m .
- S'il y a déphasage entre porteuse et bandes latérales, il y aura baisse du taux de modulation, donc élargissement du secteur.
- Répartition des puissances bandes latérales entre antennes centrale et latérales : le rapport F_{-f} / F_f varie. Si la puissance antennes latérales augmente, le secteur se rétrécit, il s'élargit en cas de diminution.
- Une (diminution) dissymétrie dans le modulateur entraîne la dissymétrie du secteur.

A-3. Influence des obstacles environnants : (fig 1-09)

Supposons qu'en M, point de la trajectoire d'approche, le rayon direct interfère avec un rayon réfléchi émis dans l'azimut θ . La différence de marche fait apparaître un déphasage ψ :

Soient	P_0 :	Amplitude dans l'axe	Amplitude p :	$P_0 + a P_\theta \cos \psi$
	P_θ :	" dans dir. θ	" BL 90 :	$B_0^{90} + a B_\theta^{90} \cos \psi$
	a :	Coefficient de réflexion	" BL 150 :	$B_0^{150} + a B_\theta^{150} \cos \psi$

ou aura :

$$\Delta DM = \frac{a (B_\theta^{90} - B_\theta^{150}) \cos \psi}{P_0 + a P_\theta \cos \psi}$$

En notant ΔB_θ la SDM dans la direction θ :

$$SDM = a \cdot \frac{\Delta B_\theta}{P_0/P_\theta + a \cos \psi} \cdot \cos \psi.$$

Ordre de grandeur de l'erreur statique :

$$P_0/P_\theta \geq 1, \quad a \approx 0,1 \quad (\Delta B_\theta)_{\max} = 0,4 \quad \rightarrow \quad \epsilon_s \approx a \Delta B_\theta = 0,04.$$

Erreur dynamique : d'angle ψ varie constamment en fonction du déplacement de l'avion. Le courant de déviation (indicateur) passe par des valeurs maximales

$$k' \cdot \frac{a \cdot \Delta B_\theta}{P_0/P_\theta + a} \sim k' \cdot a \cdot \Delta B_\theta \cdot P_\theta/P_0$$

avec une pseudo-fréquence qui dépend de l'obstacle, des distances ...

Les oscillations rapides ne sont pas perçues et se traduisent par des courbes dont les amplitudes caractérisent la qualité d'un alignement.

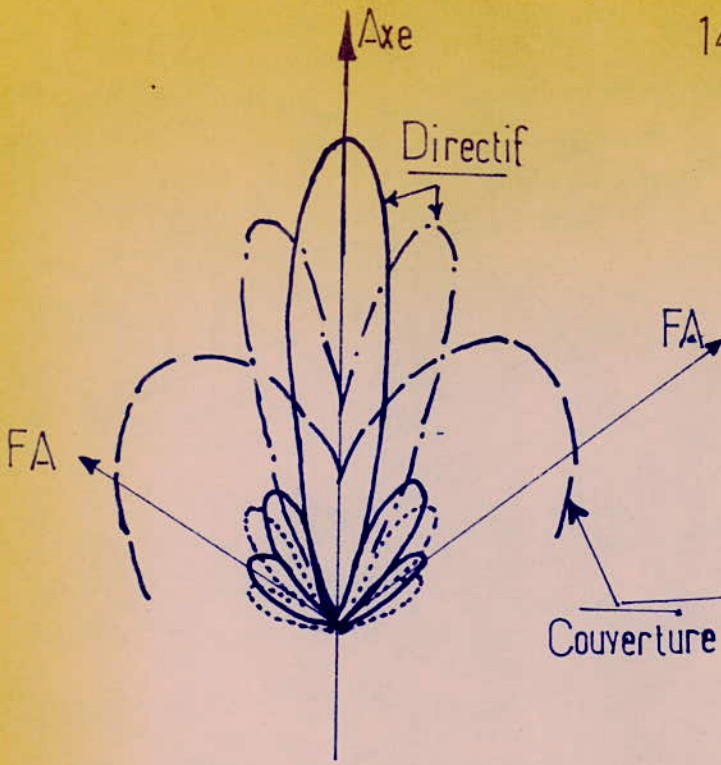
Pour les réduire on devrait :

- Supprimer les obstacles : arbres, constructions ... ce qui n'est pas toujours possible.
- Réduire le rapport P_0/P_θ en modifiant les diagrammes de rayonnement. La porteuse doit être rayonnée dans un faisceau très fin : c'est ce qu'on réalise dans les alignements directifs.

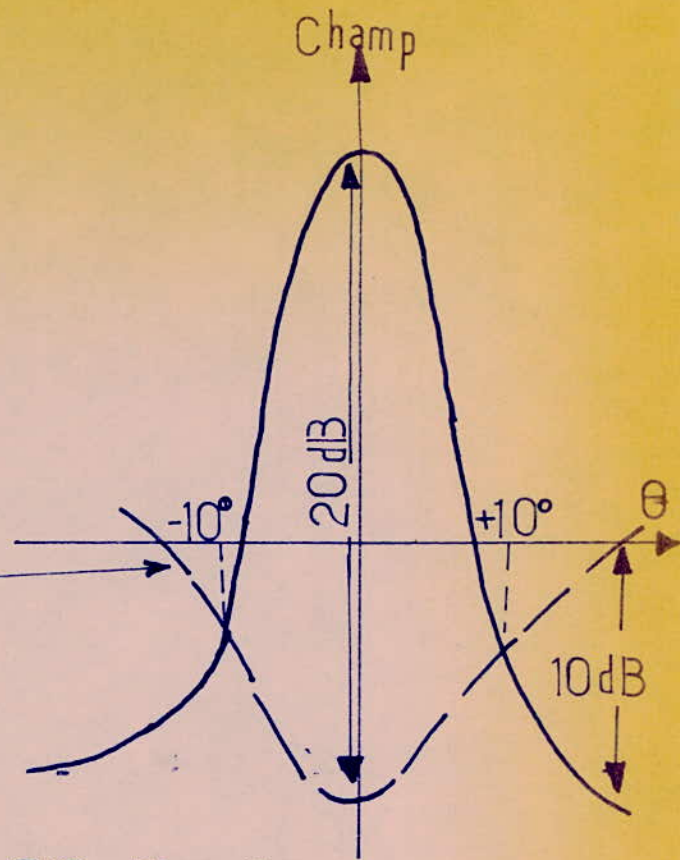
A-4. Les alignements directifs (fig I-11 et I-12)

But : On veut réduire les oscillations de l'axe dues aux réflexions.

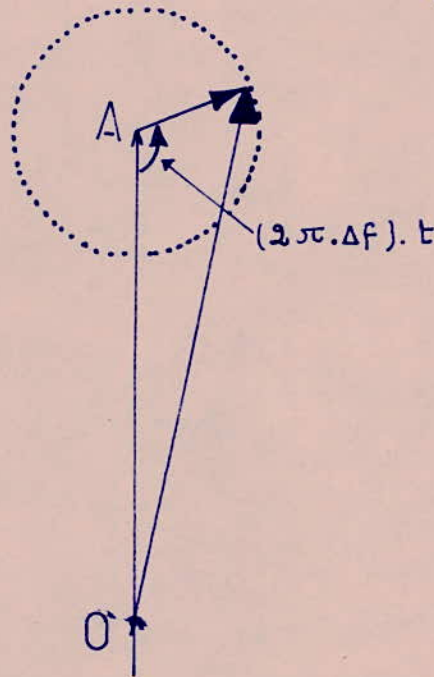
On doit alors réaliser des réseaux à grande ouverture, ce qui donne des



I-11 Alignement directif



I-12. Directif et couverture : importances relatives.



I-13. Effet de capture

diagrammes à plusieurs nuls, introduisant des faux axes. On résout ce problème en rayonnant un diagramme de couverture tel que :

- Les signaux directs prédominent dans le secteur $\pm 10^\circ$
 - En dehors et jusqu'à l'azimut $\pm 35^\circ$, les signaux de couverture relèvent les minimums de l'élément et détruisent les faux axes. La couverture peut être affectée par les lodes sans importance.
- Dans le but de parfaire l'émission en mode directif, on utilise l'effet de capture du récepteur de bord grâce à un alignement bi-fréquence. Cette technique repose sur une légère différence ($\Delta f \approx 10 \text{ kHz}$) entre les fréquences portuses et directif et Clearance (= couverture). Elles sont reçues sur le même canal mais à la détection, seul le signal BF le plus fort est pris en compte.

Effet de Capture : (fig I-13) Le signal de couverture est déphasé de $\varphi = (2\pi \Delta f) \cdot t$ par rapport au directif. La résultante subit une modulation d'amplitude à $\Delta f = 10 \text{ kHz}$ et une légère modulation de phase. Le courant détecté sera proportionnel à l'amplitude moyenne. On reçoit après détection les variations BF du directif. Des filtres à 90 Hz et à 150 Hz rejettent la modulation à 10 kHz et les modulations associées.

A-5. Les systèmes S-ILS et T-ILS.

Ce sont les deux procédés d'obtention d'un rayonnement directif. Le S-ILS est formé d'un double alignement d'antennes Yagi

entourant l'alignement de couverture. On obtient un rayonnement

Clearance :

- Inférieur d'au moins 20 dB / directif dans l'axe.
- Supérieur d'au moins 10 dB / directif entre 10° et 50°
- Pratiquement limité au secteur $\pm 60^\circ$.

Son diagramme de site a une directivité qui résulte de la propriété de l'antenne Yagi, de l'effet du sol et du groupement de réseaux.

Ce diagramme S. ILS est intéressant car il évite les réflexions sur les avions en vol.

Le T. ILS sera étudié dans l'exemple Thomson-CSF.

— — —

13- Alignement de descente

—

On but est de définir de façon radioélectrique le plan de descente $\theta_0 \approx 3^\circ$ et d'intersection avec le sol perpendiculaire à l'axe de piste à 300 m. du seuil.

131 Principe de l'A.D. "Null-Reference" (fig I-14)

Il est analogue à celui de l'A.P. : modulation d'espace par deux signaux BF 90 Hz et 150 Hz et tels que leurs taux de modulation soient égaux dans l'axe de descente. La ODM doit être proportionnelle à l'angle de site.

- Une antenne basse rayonne la porteuse UHF (329 ÷ 339) MHz, modulée à 40% par 90 Hz et 150 Hz en phase telle que le premier lobe ait son maximum en θ_0 .

- Une antenne haute rayonne les bandes latérales seules, en opposition de phase. La direction de nul séparant ses deux premiers lobes doit être la direction θ_0 . Les diagrammes sont formés par combinaison dans l'espace du champ direct et du champ réfléchi par le sol.

Le signal 90 Hz prédomine aux sites supérieurs.

B.2. Calcul de la hauteur des antennes au dessus du sol (fig 1-15)

a) Antenne basse (onde porteuse). Elle est placée telle que $\theta_0 \approx 3^\circ$.

Soit d la différence de marche entre rayons directs et réfléchis :

Pour que ces rayons soient reçus en phase, il faut :

$$d = \frac{\lambda}{2}$$

$$\text{comme } d = 2h \sin \theta_0 \Rightarrow$$

$$h = \frac{\lambda}{4 \sin \theta_0}$$

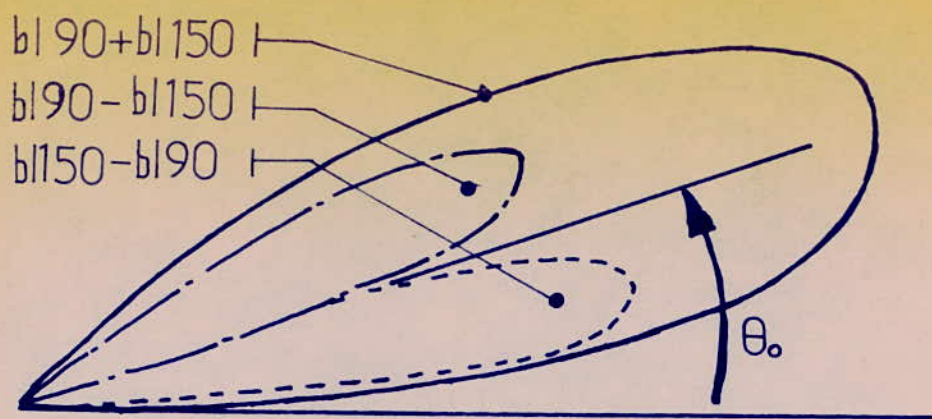
b) Antenne haute (bandes latérales). Elle doit rayonner un nul de champ dans la direction $\theta_0 \Rightarrow$ les champs direct et réfléchis sont en opposition de phase :

$$d' = \lambda$$

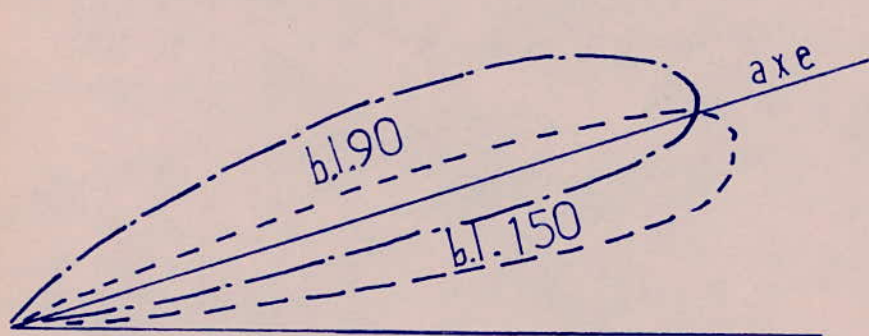
$$d' = 2h' \sin \theta_0 \rightarrow$$

$$h' = \frac{\lambda}{2 \sin \theta_0} = 2h$$

La pente de l'alignement de descente est donc fixée par la hauteur des antennes. Pour un atterrissage correct, l'A.D. doit passer à environ 15 m du seuil

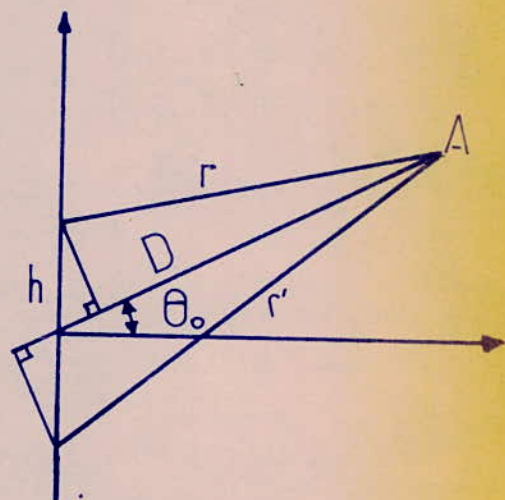
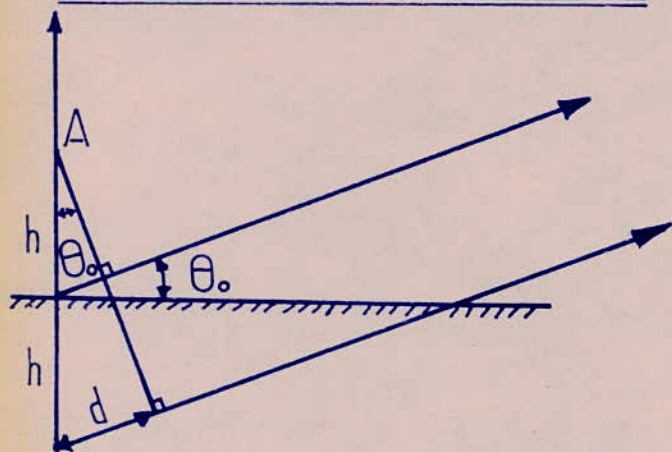


I-14. Diagramme d'alignement de descente



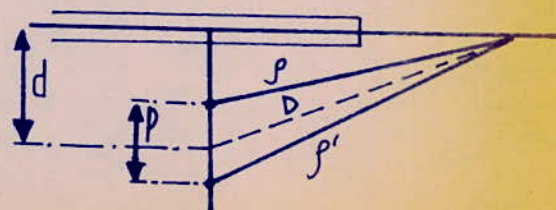
I-14 bis. Définition de l'axe de descente

I-15. Calcul de la hauteur des antennes



I-16. Déphasage à courte distance

I-17. Compensation du déphasage



Ce qui donne un recul des antennes par rapport au seuil d'environ
300 m.

133. Vulnérabilité :

- Réglages et limites : Ils sont les mêmes que pour l'A.P.
- Irregularité de déroulement admissible : D'après le critère de Rayleigh, il faut que la différence de chemin imposée par l'irrégularité soit $< \lambda/4$. La hauteur de cette dernière sera donc :

$$e < \frac{\lambda}{8 \sin \theta}.$$
- Pente longitudinale de la surface de réflexion : Il faut changer les hauteurs h et h' en conséquence.
- Influence des obstacles : Le raisonnement est identique à celui de l'A.P.

134. Déphasage des Champs à courte distance sur la trajectoire de descente

(fig. I-16)

A grande distance, on peut considérer que le déphasage ne varie pas. Cette approximation n'est plus valable à proximité, il y a effet de parallaxe qui peut amener des déphasages prohibitifs.

Phase du champ rayonné par une antenne $\phi = 2\pi \cdot r/\lambda$

Phase du champ rayonné par l'ant. image $\phi' = 2\pi \cdot r'/\lambda + \pi$

Phase du champ résultant $\psi = \frac{1}{2}(\phi + \phi')$

$$\psi = \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{(r+r')}{2}$$

$$r^2 = D^2 + h^2 - 2Dh \cos\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right) = D^2 + h^2 - 2Dh \sin\theta.$$

$$r'^2 = D^2 + h^2 + 2Dh \sin\theta$$

$$r = D \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{h^2}{D^2} - \frac{2h}{D} \sin\theta \right) - \frac{1}{8} \left(\frac{h^2}{D^2} - \frac{2h}{D} \sin\theta \right)^2 \right]$$

$$r' = D \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{h^2}{D^2} + \frac{2h}{D} \sin\theta \right) - \frac{1}{8} \left(\frac{h^2}{D^2} + \frac{2h}{D} \sin\theta \right)^2 \right]$$

On trouve :

$$r = D \left[1 + \frac{h^2}{2D^2} (1 - \sin^2\theta) - \frac{h}{D} \sin\theta \right]$$

$$r' = D \left[1 + \frac{h^2}{2D^2} (1 - \sin^2\theta) + \frac{h}{D} \sin\theta \right]$$

$$r + r' = 2D + \frac{h^2}{D} \cos^2\theta \quad (\text{pour l'antenne basse, } h)$$

$$r + r' = 2D + 4 \frac{h^2}{D} \cos^2\theta \quad (\text{pour l'antenne haute, } h' = 2h).$$

Déphasage relatif :

$$\Delta\psi = \left[\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{\lambda} (r_h + r'_h) \right] - \left[\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{\lambda} (r_{h'} + r'_{h'}) \right]$$

$$\Delta\psi = \frac{3\pi}{\lambda} \cdot \frac{h^2}{D} \cos^2\theta \quad (\text{en faveur de l'antenne } h').$$

B5. Compensation par déplacement latéral d'une antenne (fig I-17)

On calcule :

$$(l = 2d_0) \quad f' - f = \frac{2 \cdot d_0 \cdot d}{D} = \frac{l \cdot d}{D}, \quad \text{d'où un déphasage } \Delta\psi$$

$$\Delta\psi = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{ld}{D}.$$

Il faut par conséquent réaliser la condition : $\frac{3\pi}{\lambda} \cdot \frac{h^2}{D} = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{ld}{D}$

d'où

$$l = \frac{3}{2} \cdot \frac{h^2}{D}$$

C'est l'antenne basse qui est décalée vers l'extérieur.

Le Contrôle axe et faisceau se fait par détecteur à proximité des antennes.

B6 Le rayonnement directif bi-fréquence (Fig I-18)

Le Champ rayonné aux sites faibles donne naissance à des réflexions nuisibles affectant la précision de l'alignement. Le but du rayonnement directif est de ~~réduire~~ réduire ce champ et de le remplacer par une Couverture à fréquence décalée par rapport à la porteuse (émission bi-fréquence).

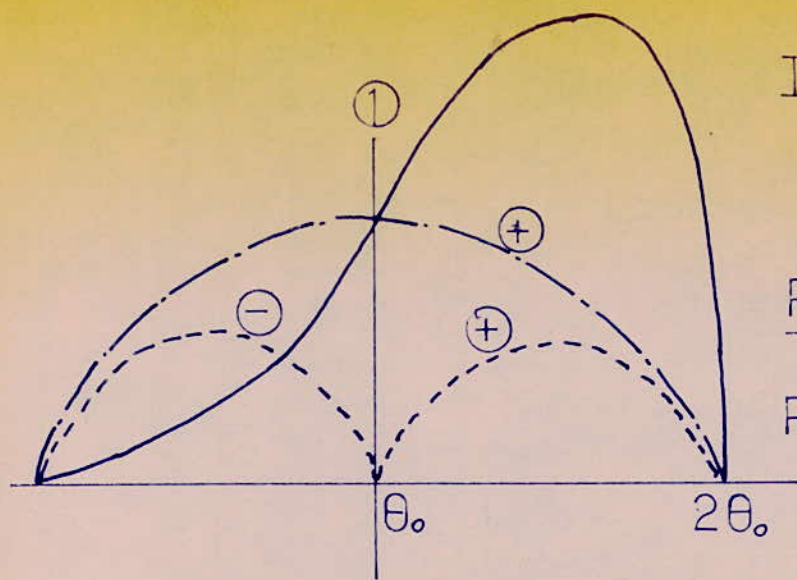
Il faut utiliser 3 antennes aux hauteurs h , $2h$, $3h$, excitées en Courants porteurs, bandes latérales et Couverture. On agit sur l'intensité de ces Courants d'excitation pour obtenir les valeurs adéquates des Champs rayonnés aux faibles sites.

a) Le rayonnement directif : La porteuse est rayonnée par les antennes h et $2h$. L'antenne h rayonne un maximum de Champ dans la direction θ_0 qui est aussi la direction de nul de l'antenne $2h$. Il en résulte un Champ "porteuse" très faible au dessous de $\theta_0/2$.

b) Les bandes latérales sont rayonnées par les 3 antennes. Les antennes h et $3h$ présentent des extréma en θ_0 (min. pour $3h$) et l'antenne $2h$, un nul. Le Champ total est fortement atténué aux faibles sites tout en présentant un nul sur l'axe de descente.

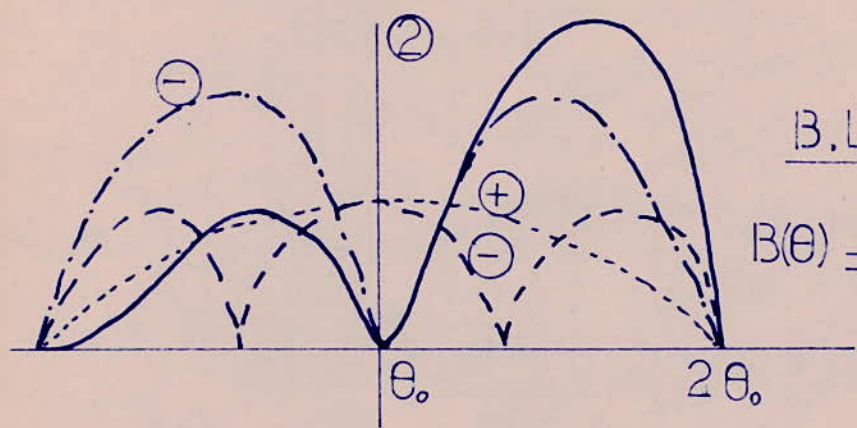
c) La Couverture est rayonnée de façon à présenter un maximum en $\theta_0/2$ et en $3\theta_0/2$ (antennes h et $3h$), un nul en θ_0 . Elle prime sur le

I - 18. Alignement de
descente bi-fréquence.



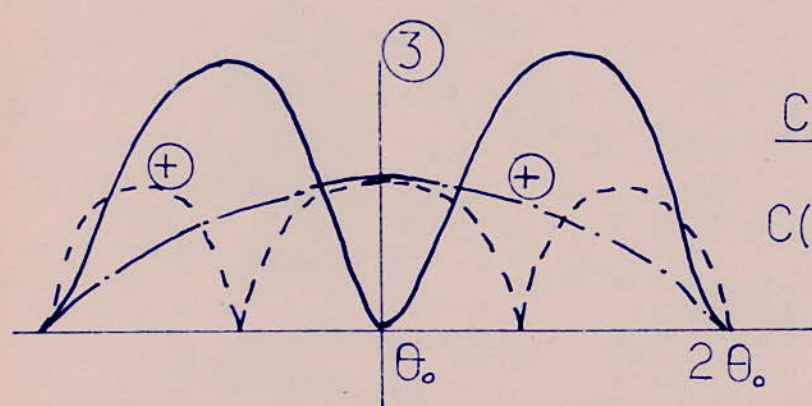
Porteuse :

$$P(\theta) = A \sin \frac{\pi \theta}{2 \theta_0} - A \sin \frac{\pi \theta}{\theta_0}$$



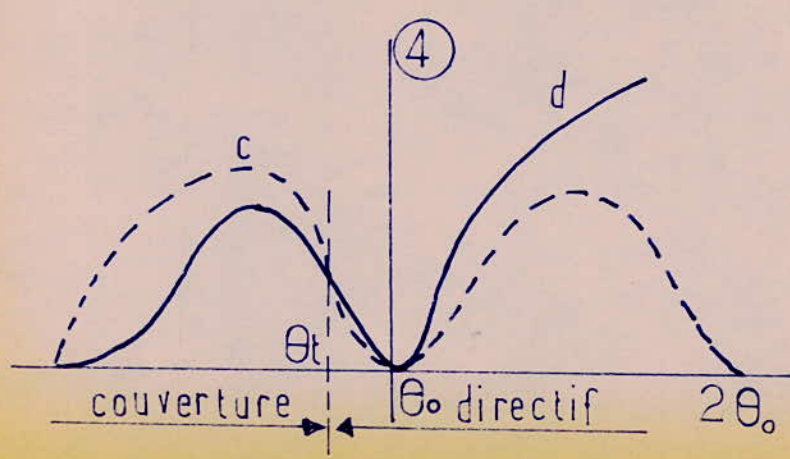
B.L.

$$B(\theta) = -\sin \frac{\pi \theta}{2 \theta_0} + 2 \sin \frac{\pi \theta}{\theta_0} - \sin \frac{3 \pi \theta}{2 \theta_0}$$



Couverture :

$$C(\theta) = C \sin \frac{\pi \theta}{2 \theta_0} + C \sin \frac{3 \pi \theta}{2 \theta_0}$$



directif à θ faible mais est masquée par lui à partir d'un angle θ_E dit de transition.

137 Le rayonnement équisignal :

Dans la même optique de minimisation de réflexions, on utilise sur certains aéroports le rayonnement équisignal, où la porteuse, modulée par un seul signal BF à la fois, est rayonnée par une antenne haute ou basse.

L'inconvénient de ce système est que l'alignement est sensible aux variations de courant sur les antennes.

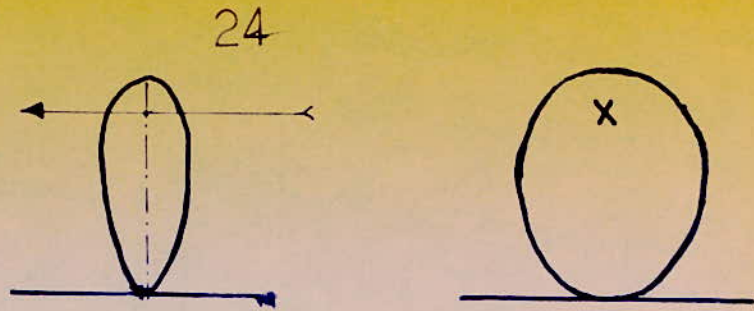
C- Les radiobornes

Elles sont au nombre de trois et sont destinées à marquer à bord de l'avion le moment où celui-ci passe à la verticale du point de rayonnement donc à lui donner la distance qui le sépare de la piste.

Ce sont des stations d'émission VHF (75 MHz) distinguables par la fréquence du signal (modulant chaque émission (taux de modulation unique : 95%)) et par l'identité Morse propre à chacune.

Diagramme de rayonnement : Il se présente en forme d'éventail (fan - pattern) : fig. I-19.

I-19



Les Caractéristiques de chaque radioborne sont reportées sur la figure suivante (I-20).

I-20

	<u>Inner</u>	<u>Middle</u>	<u>Outer</u>
<u>Seuil de piste</u>	300 ÷ 450 m	1050 m	7500 m.
Modulation	3 khz	1,5 kHz	300 Hz
Éclairage	150 m	300 m	600 m
Manipulation	6 points / sec.	points-trait	2 traits / sec.

D- Classification des ILS

Le système ILS est un des composants du système atterrissage tout-temps. Les Catégories d'exploitation fixent les performances que doit afficher le système qui, toutefois, de part ses limites et ses défauts ne peut constituer à lui seul un système d'atterrissage tout temps complet.

Suivant les catégories, les exigences sont les suivantes :

Catégorie I Précision

Catégorie II Précision + Stabilité

Catégorie III Précision + Stabilité + Intégrité + Continuité

D1 Principaux défauts de l'ILS :

- Imprecision et instabilité de l'axe qu'on attribue aux tolérances de réglage et aux divers équipements.
- Réflexions amenant des oscillations d'axe. Elles peuvent être très gênantes quand leur fréquence est très basse. Les Courbes Constituent un grand problème à l'utilisation d'un pilote automatique.

D2. Limites de l'ILS :

Elles sont essentiellement inhérentes à l'alignement de descente.

- La trajectoire matérialisée par l'intersection des deux alignements est inutilisable dans sa phase finale.
- La préparation de la surface de réflexion devant le Glide n'est pas parfaite et les courbes sont plus importantes que dans le cas du Localizer.
- Les indications de l'alignement de descente sont très sensibles à petites distances. On peut y remédier en pilotage automatique par diminution progressive du gain sur les signaux de l'alignement de descente. Cependant l'atterrissage dans la phase d'arrondi ne peut être réalisé que par un calculateur couplé à une radio-sonde

de précision et travaillant sur trajectoire précalculée.

Pour l'atterrissage tout-temps utilisant les signaux ILS, les objectifs sont résumés dans les tableaux I-21 et I-22.

Nous notons : - H.C. Hauteur Critique : hauteur à partir de laquelle l'atterrissage doit être poursuivi à vue.

- P.V.P. Portée visuelle de piste : donnée par les aides visuels.

	Catégories	H.C.	P.V.P.
I-21	I	60 m	800 m
	II	30 m	400 m
	III _A	0.	200 m
	III _B	0.	50 m
	III _C	0.	0.

Tolérances, suivant Catégorie, sur les instabilités d'axe et les amplitudes des courbes:

	Imprecision et instabilités d'axe		Courbes		
	Catégories	A.P.	A.D.	A.P.	A.D.
I-22.	I	$\pm 10,5$ m	0,75 θ	0,015 $\Delta\Delta\pi$	0,035 $\Delta\Delta\pi$
	II	$\pm 7,5$ m	0,75 θ	0,05 $\Delta\Delta\pi$	0,023 $\Delta\Delta\pi$
	III	± 3 m	0,04 θ	0,05 $\Delta\Delta\pi$	0,023 $\Delta\Delta\pi$

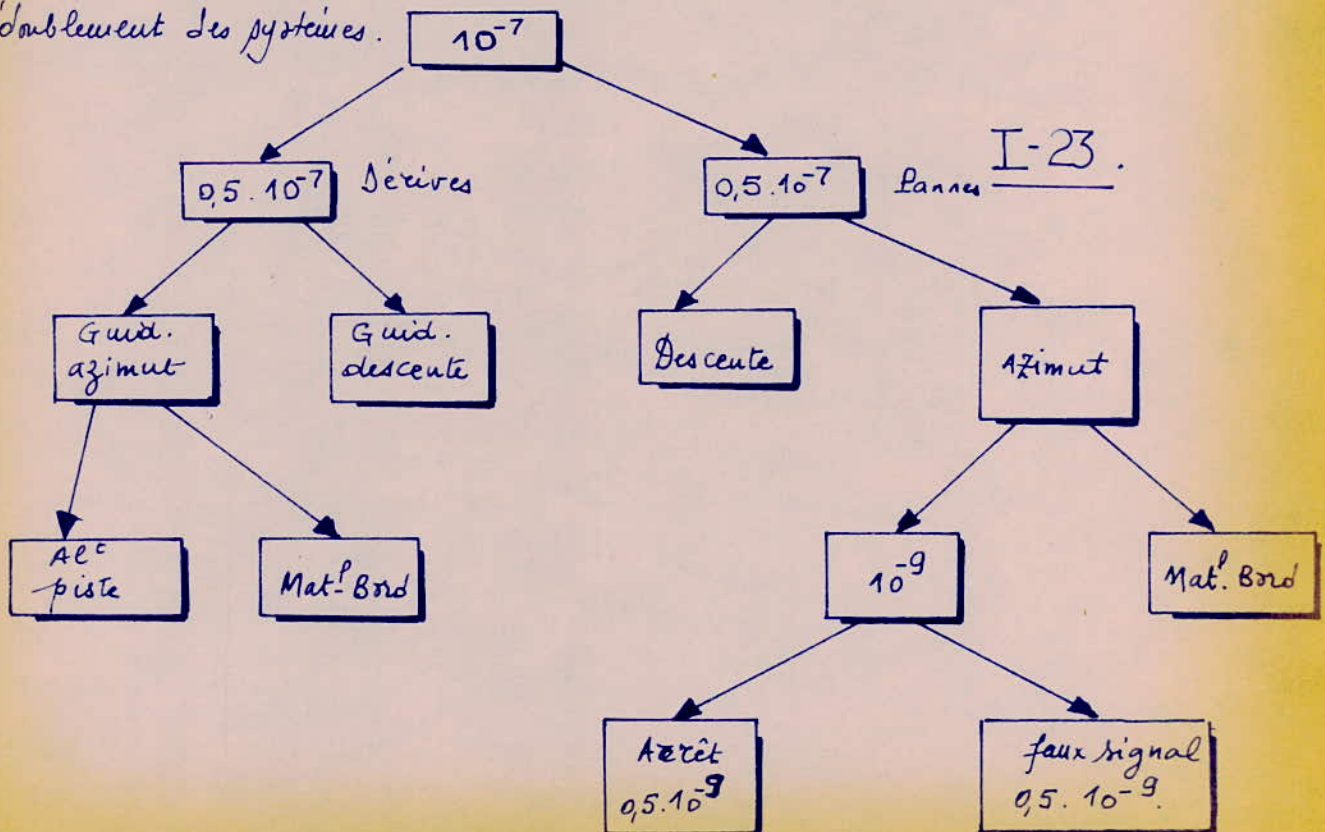
Aux tolérances ci-dessus, il faut ajouter celles de l'indicateur de bord

qui sont pratiquement égales à la moitié de la tolérance sur le signal en chaque catégorie.

D3. Spécifications propres à la Catégorie III. (fig I-23)

Les équipements de cette catégorie doivent présenter, outre la précision et la stabilité requises, un grand degré de fiabilité et d'intégrité. La recherche de ces performances se fait par répartition des probabilités d'accidents (écarts, faux signal, fautes) dont on s'impose la somme 10^{-7} , probabilité de catastrophe. La qualité du matériel de bord est aussi prise en compte. La stabilité est déterminée par la qualité de l'écran et de l'antenne, la fiabilité par la probabilité de panne ($2 \cdot 10^{-6}$ en 30 s.).

Intégrité: Il faut éviter les pannes cachées par les défaillances éventuelles des moniteurs. On résout le problème par une triplification des canaux et ^{un} vote majoritaire de 2/3. Le rayonnement hors tolérances ne doit pas dépasser 2 sec. d'où un doublement des systèmes.

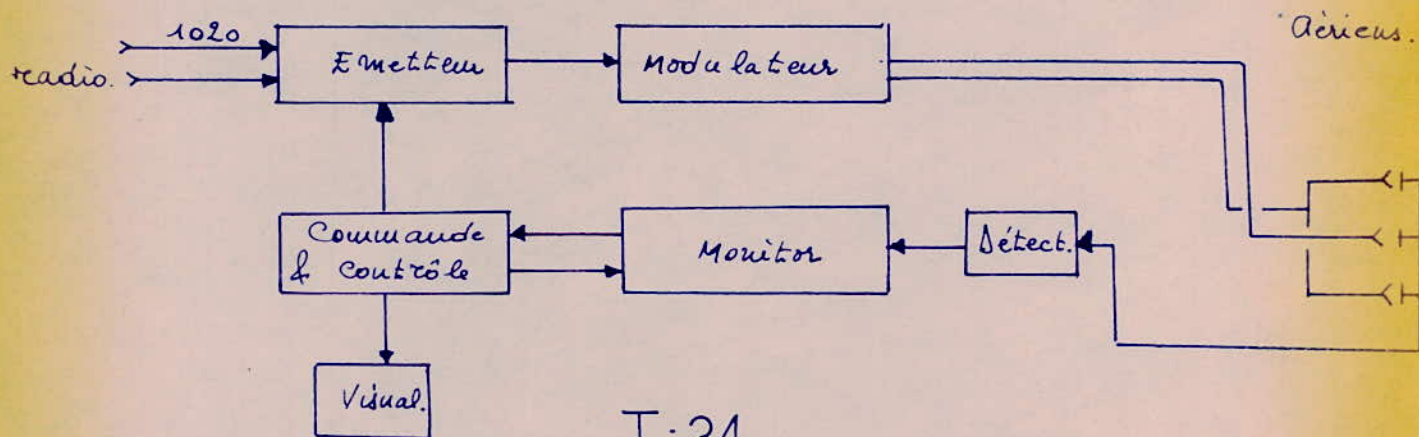


12. Exemple d'un système T-ILS.

Introduction

Le T-ILS utilise un réflecteur cylindro-parabolique au lieu d'un réseau d'antennes. Ceci a pour conséquence une simplicité dans l'implantation et surtout une augmentation de la fiabilité. L'antenne centrale est située au foyer de la parabole formée de cables horizontaux. Les diagrammes bandes latérales résulteront du fait que les éléments sont déplacés transversalement par rapport au foyer.

Schéma synoptique :



I-24.

L'identification 1020 Hz se fait par Code morse. Les émetteurs sont de type classique, pilotés par quartz (précision $2 \cdot 10^{-6}$).

Les différentes parties que je vais présenter ne sont pas toujours celles que j'ai eu l'occasion de visiter (exemple de la modulation numérique). Le circuit Commande et Contrôle fera l'objet d'un développement particulier.

A - Le modulateur statique

Son rôle est de fournir les signaux directement utilisables dans les circuits de répartition des antennes.

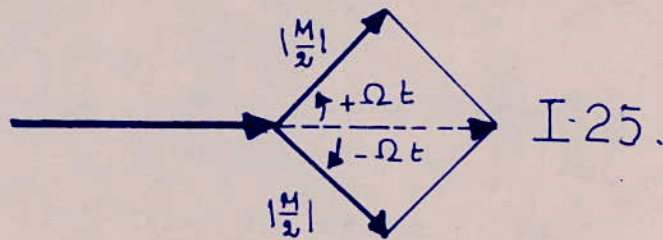
Il délivre, en partant d'un signal UHF (VHF) une porteuse modulée sinusoidalement en amplitude à 90 Hz et à 150 Hz et les bandes latérales. On peut également en prélever les signaux BF nécessaires à l'émission clear-ance >

A 1 Principe de fonctionnement :

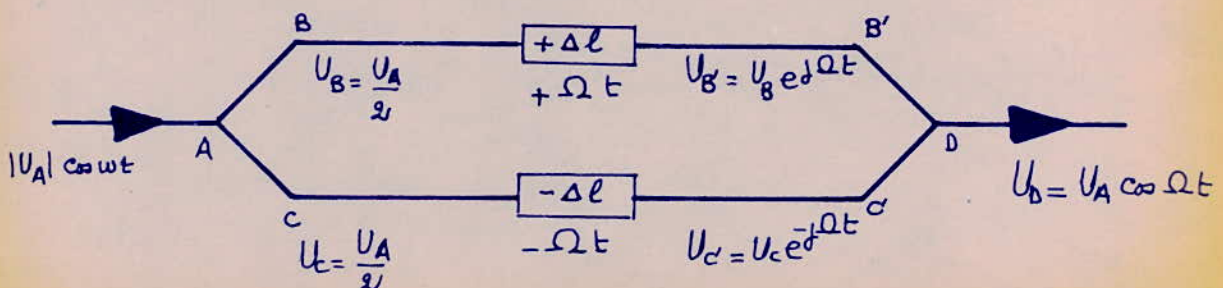
Considérons l'expression d'un signal $e(t)$ modulé en amplitude :

$$e(t) = \cos \omega t + M \cos \Omega t \cdot \cos \omega t \quad \begin{matrix} \omega = 2\pi f & \text{HF} \\ \Omega = 2\pi F & \text{BF} \end{matrix}$$

Cette expression peut être représentée par deux vecteurs d'amplitude $M/2$ tournant en sens inverse aux vitesses $(+\Omega)$ et $(-\Omega)$, à l'extrémité de la porteuse. (fig I-25) :



Pour obtenir nos bandes latérales, nous pouvons adopter le schéma I-26.



I-26

Nous avons : $U_0 = |U_A| \cdot \cos 2\pi \frac{\Delta l}{\lambda} \cos \omega t$

Si l'on fait varier linéairement Δl , on aurait en sortie, une variation sinusoïdale de l'amplitude $|U_A| \cos 2\pi \frac{\Delta l}{\lambda}$.

Nous réaliserons la variation de Δl par sauts, autrement dit la création de deux vecteurs BF par échantillonnage.

Pour faire varier la phase de ces vecteurs de 0 à 2π , nous découpons la période BF en 32 éléments constituant un déphasage élémentaire de $360^\circ/32 = 11^\circ 15'$

360° de déphasage correspond à une variation de longueur égale à λ sur BB' et cc' . La variation doit se faire en sens inverse sur cc' .

Chaque déphasage en plus sur BB' (en moins sur cc') est obtenu par une augmentation (une diminution) de $\lambda/32$ (cf tableau I-27)

Ligne \ t		0	1	7	8	15	16
BB'	Δl	0	$\lambda/32$	$7\lambda/32$	$8\lambda/32$	$15\lambda/32$	$16\lambda/32$
	$\Delta \varphi$	0	$11^\circ 15'$	$78^\circ 45'$	90°	$168^\circ 15'$	180°
cc'	Δl	$5\lambda/32$	$-\lambda/32$	$-7\lambda/32$	$-8\lambda/32$	$-15\lambda/32$	$-16\lambda/32$
	$\Delta \varphi$	$-348^\circ 15'$	$-337^\circ 30'$	-270°	$-258^\circ 45'$	-180°	$-168^\circ 45'$

I-27.

Aux instants t_7 et t_8 , l'amplitude de la tension marque un falier. Aux instants t_{31} , t_0 puis t_{15} et t_{16} , l'amplitude garde ses mêmes valeurs, nous sommes en opposition de phase.

La sinusoïde ainsi décrite passe par :

- Un zéro pour $\Delta l = 16\lambda/32 \equiv \lambda/2$ $\Delta \varphi = \pi$.

- Un maximum pour $\Delta l = 8\lambda/32 \equiv \lambda/4$

$$\Delta \varphi = \pi/2$$

- Un minimum pour $\Delta l = 24\lambda/32 \equiv 3\lambda/4$

$$\Delta \varphi = 3\pi/2$$

$$\Delta \varphi = \pi/4$$

$$\Delta l = 4\lambda/32 = \lambda/8$$

$$\Delta \varphi = 3\pi/4$$

$$\Delta l = 12\lambda/32 = \lambda/4 + \lambda/8$$

$$\Delta \varphi = 5\pi/4$$

$$\Delta l = \lambda/2 + \lambda/8$$

$$\Delta \varphi = 7\pi/4$$

$$\Delta l = \lambda/2 + \lambda/4 + \lambda/8$$

On continue ainsi le raisonnement ; pour $\Delta \varphi = \pi/8$ et $\Delta \varphi = \pi/16$, nous trouvons respectivement

$$\Delta l = (2k+1)\lambda/16$$

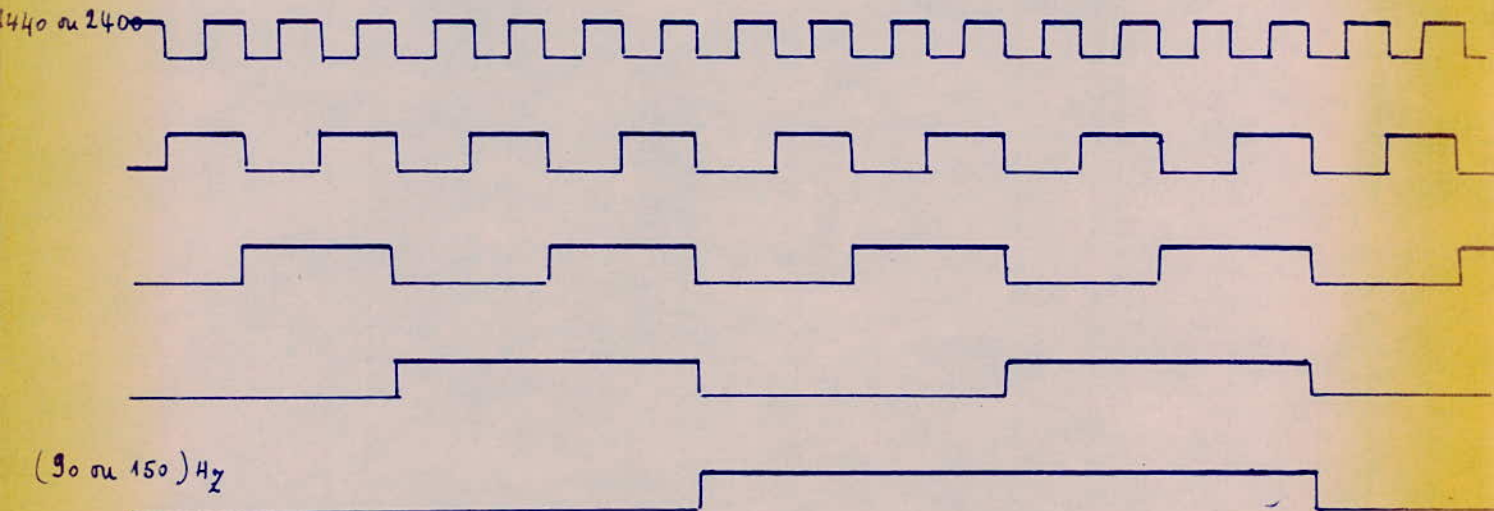
$$, k \in \mathbb{N}$$

$$\Delta l = (2k+1)\lambda/32$$

Tous les déphasages peuvent être réalisés à partir d'éléments de ligne :

$\lambda/2$, $\lambda/4$, $\lambda/8$, $\lambda/16$ et $\lambda/32$. D'où le tableau I-29.

Il nous faut par conséquent réaliser un compteur binaire asynchrone à 5 bascules pour chacune des voies 90 Hz et 150 Hz, dont le diagramme des temps sera le suivant : (fig. I-28)



I-28.

Ayant posé le problème dans sa généralité, il faut réaliser le système logique du générateur de bandes latérales.

Deux voies de modulation 90 Hz et 150 Hz sont donc nécessaires

$\Delta\varphi$	$+\Delta\ell$	$\lambda/2$	$\lambda/4$	$\lambda/8$	$\lambda/16$	$\lambda/32$	$-\Delta\ell$	$\Delta\varphi$
0°	0	0	0	0	0	0	$31\lambda/32$	348°45'
11°15'	$\lambda/32$	0	0	0	0	1	$30\lambda/32$	337°30'
22°30'	$2\lambda/32$	0	0	0	1	0	$29\lambda/32$	326°15'
33°45'	$3\lambda/32$	0	0	0	1	1		
45°	$4\lambda/32$	0	0	1	0	0		
56°15'	$5\lambda/32$	0	0	1	0	1		
67°30'	$6\lambda/32$	0	0	1	1	0		
78°45'	$7\lambda/32$	0	0	1	1	1		
90°	$8\lambda/32$	0	1	0	0	0		
101°15'	$9\lambda/32$	0	1	0	0	1		
112°30'	$10\lambda/32$	0	1	0	1	0		
123°45'	$11\lambda/32$	0	1	0	1	1		
135°	$12\lambda/32$	0	1	1	0	0		
146°15'	$13\lambda/32$	0	1	1	0	1		
157°30'	$14\lambda/32$	0	1	1	1	0		
168°45'	$15\lambda/32$	0	1	1	1	1		
180°	$16\lambda/32$	1	0	0	0	0		
191°15'	$17\lambda/32$	1	0	0	0	1		
202°30'	$18\lambda/32$	1	0	0	1	0		
213°45'	$19\lambda/32$	1	0	0	1	1		
225°	$20\lambda/32$	1	0	1	0	0		
236°15'	$21\lambda/32$	1	0	1	0	1		
247°30'	$22\lambda/32$	1	0	1	1	0		
258°45'	$23\lambda/32$	1	0	1	1	1		
270°	$24\lambda/32$	1	1	0	0	0		
281°15'	$25\lambda/32$	1	1	0	0	1		
292°30'	$26\lambda/32$	1	1	0	1	0		
303°45'	$27\lambda/32$	1	1	0	1	1		
315°	$28\lambda/32$	1	1	1	0	0		
326°15'	$29\lambda/32$	1	1	1	0	1	$2\lambda/32$	22°30'
337°30'	$30\lambda/32$	1	1	1	1	0	$\lambda/32$	11°15'
348°45'	$31\lambda/32$	1	1	1	1	1	0	0°

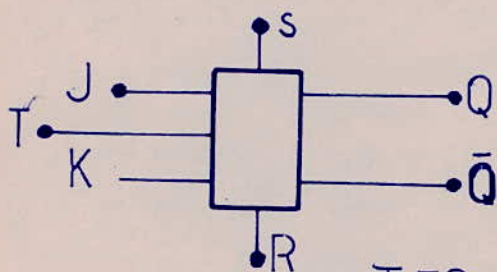
Les deux voies sont constituées de deux compteurs asynchrones à 5 bascules chacun commutant les éléments de ligne à travers des amplificateurs.

On utilise une horloge 14,4 KHz qui fournit, après division par 3 (pour le 150 Hz) et par 5 (pour le 90) les impulsions nécessaires à la commande des compteurs asynchrones.

Cette même horloge sera utilisée pour synchroniser tous le $\frac{1}{30}$ sec. les deux voies BF afin d'assurer un calage en phase. On divise par 15 (5×3) puis par 32 (compteur asynchrone) la fréquence horloge et on obtient les impulsions de synchronisation.

A-2. Réalisation du système logique de Commutation (fig I-39)

21 Rappels sur la bascule JK.



I-30.

Table de vérité

J	K	Q(t)	Q(t+1)
0	0	0	0
1	0	0	1
0	1	1	1
1	1	1	0

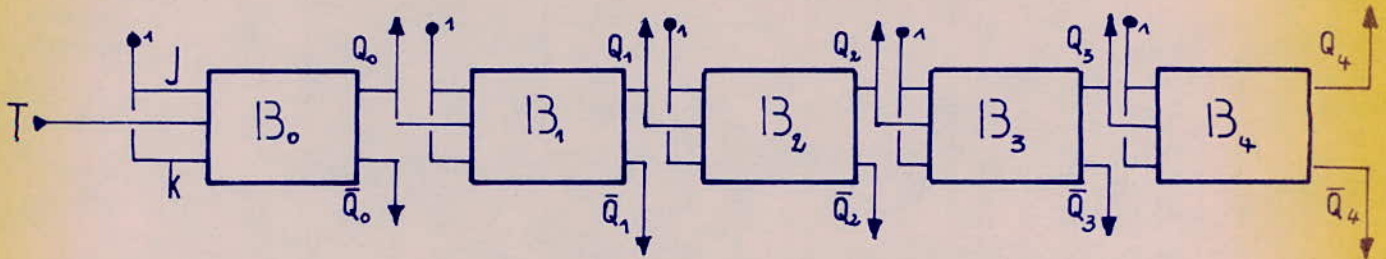
I-31.

La bascule change d'état lorsqu'on applique 1 simultanément sur J et K. Nous utiliserons le type de bascule répondant au front descendant de T. Elle possède de plus une entrée S (forçage à 1) et une entrée R (forçage à 0).

22 Le compteur asynchrone (I-32).

En mettant le niveau 1 sur toutes les entrées S et R, les bascules ne

Changeront d'état qu'à la fin d'une impulsion T . Il nous suffira donc de réaliser le montage suivant :



I-32.

Les sorties Q_i ($i=0,1,2,3,4$) vont vers les amplificateurs de commutation des voies BB'. Les sorties \bar{Q}_i commanderont les voies CC'. Ainsi, chaque état binaire affiché en BB' est le complément restreint de l'état binaire en CC' à tout instant.

Fréquences de commutation : I-33.

Ligne	Voie 150	Voie 90
$\lambda/32$	2400	1440
$\lambda/16$	1200	720
$\lambda/8$	600	360
$\lambda/4$	300	180
$\lambda/2$	150	90

I-33.

Les fréquences 4800 Hz et 2880 Hz sont issues des diviseurs par 3 et par 5 de la fréquence horloge dont les impulsions sont mises en forme par un trigger de Schmitt.

23 Bascule de Schmitt (I-34)

Elle est constituée de deux portes NAND à 2 entrées :

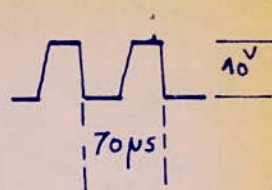
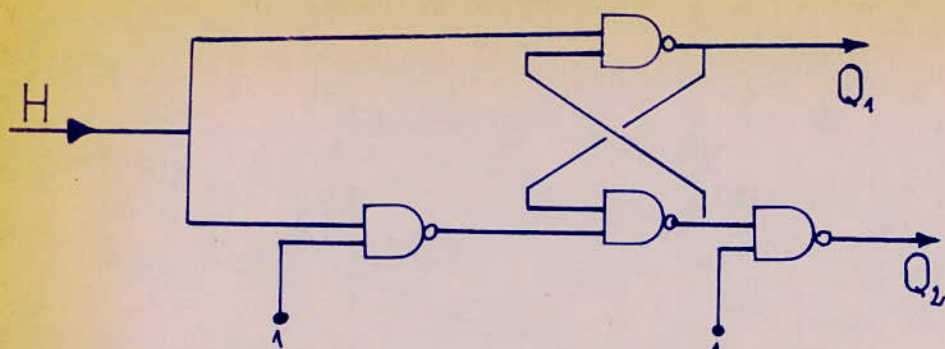
Q_1 : vers diviseur par 5

$$H = 0 \Rightarrow Q_1 = Q_2 = 1$$

Q_2 : vers diviseur par 3

$$H = 1 \Rightarrow Q_1 = Q_2 = 0.$$

35



I-34.

24 Le diviseur par 5 (I-35 ÷ I-38)

C'est un compteur synchrone que l'on peut déterminer par la méthode de Marcuse :

$$\text{Nombre de bascules : } 2^n - 1 \geq 5 \rightarrow n = 3.$$

On peut déterminer de la même manière le compteur ternaire.

25 La synchronisation : (I-39); (I-40).

On adopte un calage précis des systèmes de modulation.

Pour être dans la configuration $BB' = 1$ et $CC' = 1 + 31\lambda/32$ au moment du top de synchronisation, il faut que toutes les bascules aient leurs sorties $Q_i = 0$

Une porte 'ET' reçoit les sorties des deux compteurs synchrones. Nous obtenons des impulsions à $f = 14400/15 = 960 \text{ Hz}$. Un compteur asynchrone identique à celui des voies BF nous donne $f_A = \frac{960}{32} = 30 \text{ Hz}$ la fréquence de synchronisation cherchée.

Les cinq sorties Q de ce compteur plus la sortie à 960 Hz sont envoyées sur une porte NAND qui garde le niveau 1 tant que ces 6 variables

Table des états

Q (t)			Q (t+1)		
C	B	A	C	B	A
0	0	0	0	0	1
0	0	1	0	1	0
0	1	0	0	1	1
0	1	1	1	0	0
1	0	0	0	0	0

I-35.

En adoptant les variables suivantes dites de Marcuse ;

Variable	Transition	J	K
T ₁	0 → 1	1	∅
T ₀	1 → 0	∅	1
S ₁	1 → 1	∅	0
S ₀	0 → 0	0	∅

I-36.

Exemple de Calcul de la bascule A :

I-37.

A \ CB	00	01	11	10
0	T ₁	T ₁	∅	S ₀
1	T ₀	T ₀	∅	∅

A \ CB	00	01	11	10
0	1	1	∅	0
1	∅	∅	∅	∅

$J_a = \bar{C}$

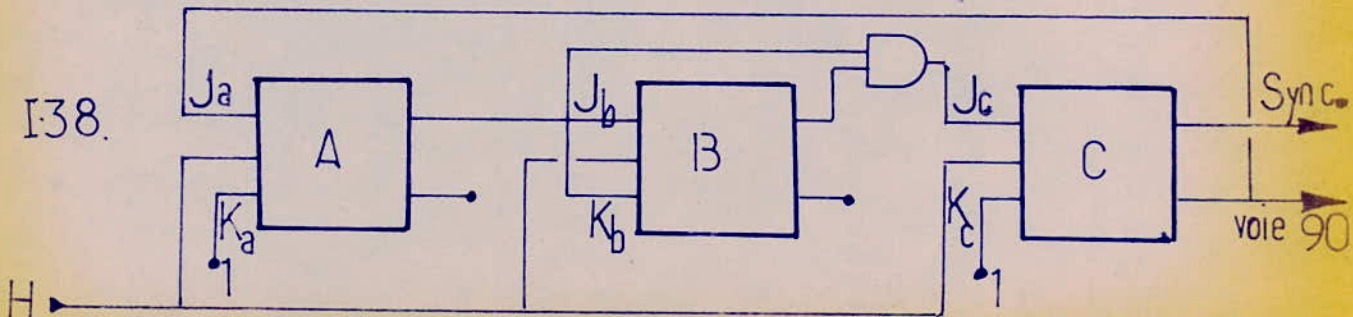
A \ CB	00	01	11	10
0	∅	∅	∅	∅
1	1	1	∅	∅

$K_a = 1$

De la même façon, nous trouvons :

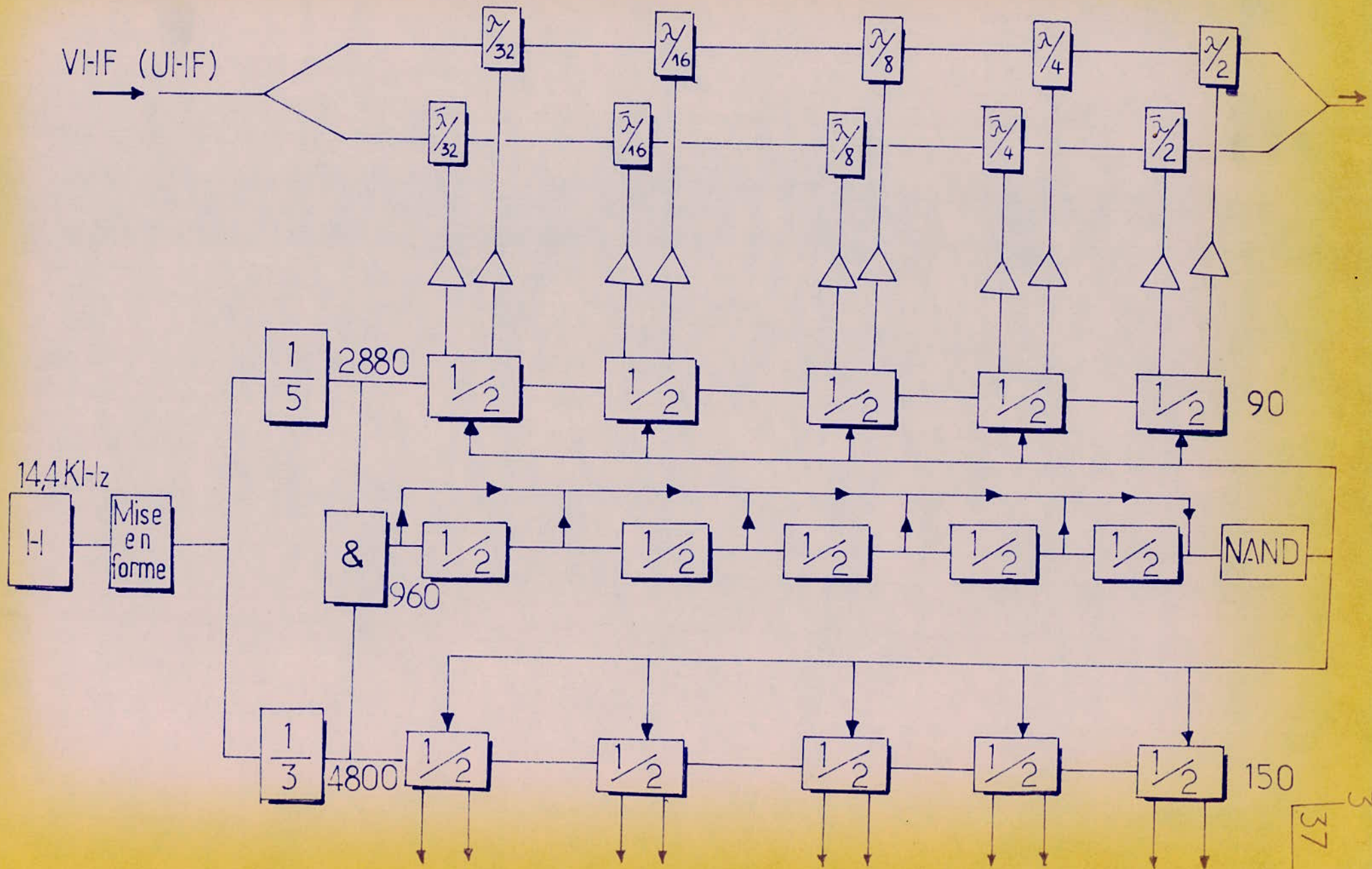
$J_b = A$ $K_b = A$
 $J_c = A.B$ $K_c = 1$

D'où le câblage du Compteur :

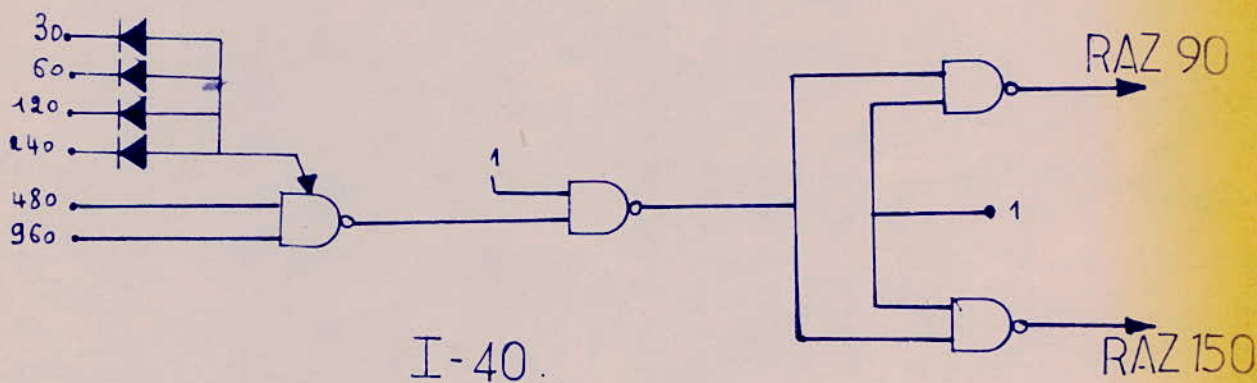


I-38.

I. 39 . Modulateur statique - Circuit de commande et synchro.

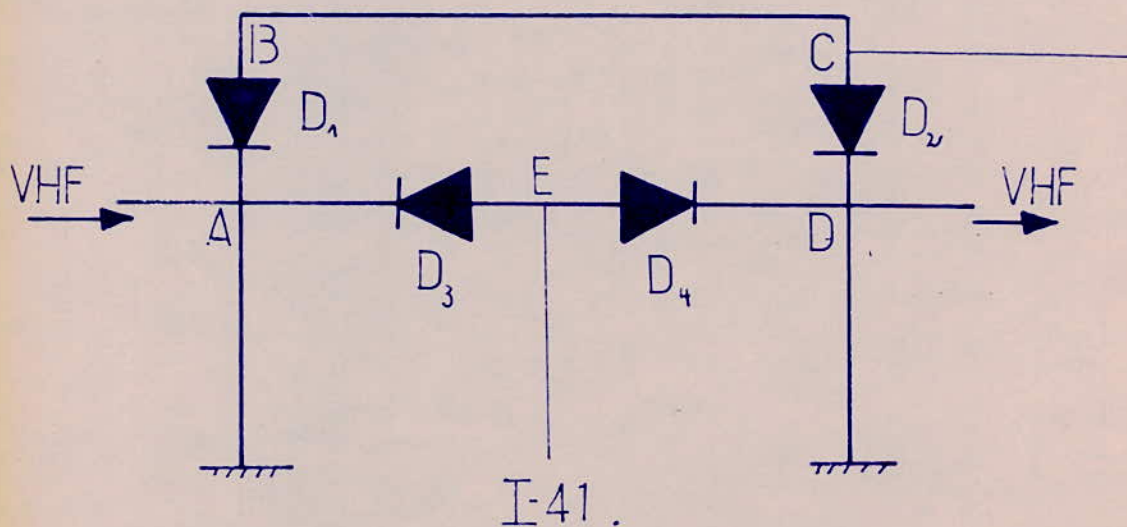


ne sont pas à 1. Lorsque cette dernière condition est réalisée - on aurait décrit les courbes BF 90 et 150 respectivement 3 et 5 fois - la porte NAND change d'état délivrant un front descendant de forçage à zéro de toutes les bascules.



26. Commutation des éléments de ligne. (I-41.)

Nous avons vu qu'il est nécessaire de commuter les éléments de ligne suivant une dynamique numérique. Nous réaliserons l'opération par des diodes supportant 50V de tension inverse.



1^{er} Cas : $V_C = -50V$, $V_E = +5V$ alors :

D_1 et D_2 sont bloquées, D_3 et D_4 sont saturées

La VHF (ou l'UHF) parcourt $AD = l$, le déphasage est :

$$\Delta \varphi = 2\pi \cdot \frac{l}{\lambda}$$

2^{ème} Cas : $V_C = +5V$, $V_E = -50V$ alors :

D_1 et D_2 conduisent, D_3 et D_4 sont bloquées.

La VHF (l'UHF) parcourt $ABCD = l'$ $\Delta' \varphi = 2\pi \cdot \frac{l'}{\lambda}$

Le déphasage apporté par ce changement de chemin sera :

$$\Delta^{(2)} \varphi = \Delta' \varphi - \Delta \varphi = 2\pi \frac{(l' - l)}{\lambda}$$

A-3. Analyse spectrale :

Trois valeurs d'excursion en fréquence nous font apparaître les phénomènes suivants

Premier cas : Excursion de 500 Hz (I-42)

Il s'agit du spectre de fréquence de la porteuse modulée à 90 Hz et à 150 Hz. Apparaissent sur ce spectre la porteuse F_p , les deux bandes latérales $F_p \pm 90$ et $F_p \pm 150$, leurs harmoniques 2 et 3 et leurs compositions en somme et différence. Dans tous les cas, on doit maintenir une distorsion harmonique inférieure à 10% sur chaque voie.

En Catégorie III, l'harmonique 2 ne doit pas dépasser 5%.

Deuxième cas : Excursion en fréquence de 1200 Hz (I-43)

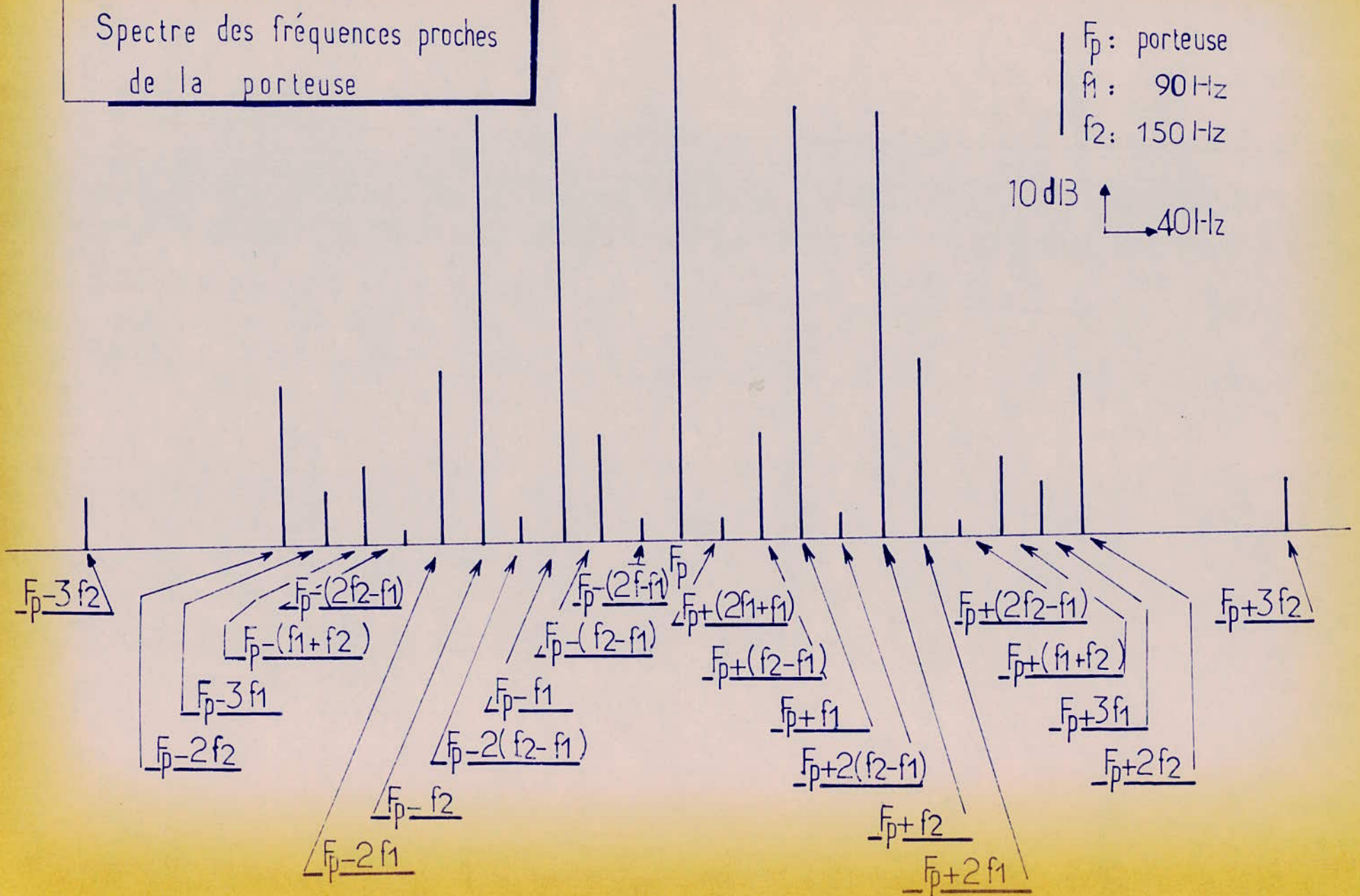
Il s'agit du spectre des signaux précédents avec, en plus, le signal d'identification 1020 Hz modulant la porteuse à 10% - Car c'est la porteuse ainsi modulée qui attaque le générateur de bandes latérales - On aura donc des bandes latérales autour des fréquences $F_p \pm 1020$ avec $m = 20\%$ ou $m = 40\%$.

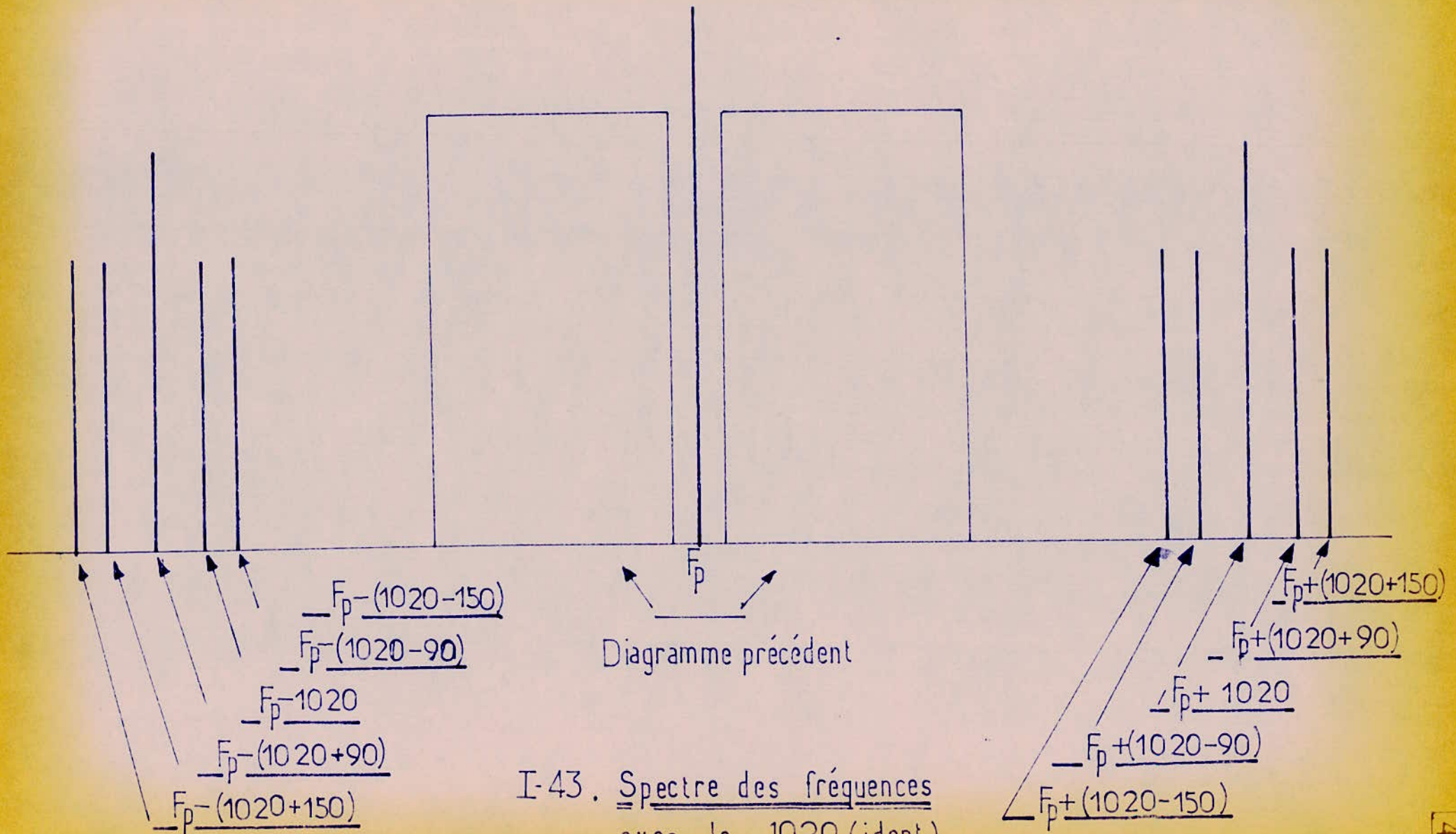
I-42.

Spectre des fréquences proches
de la porteuse

F_p : porteuse
 f_1 : 90 Hz
 f_2 : 150 Hz

10 dB \uparrow
40 Hz \rightarrow





Au niveau du récepteur avion, on se trouve en présence de signaux modulés à 90 et à 150 Hz autour de $F_p \pm 1020 \text{ Hz}$. L'effet de Capture éliminera ces B.F. tant qu'elles sont à 20 dB au moins au-dessous de la portuse. Ceci impose aussi une limite du taux de modulation 1020 Hz.

9^e cas : Excursion en fréquence de 10.000 Hz.

Il s'agit du spectre dû au système de commutation. L'échantillonnage de la BF laisse apparaître sur le spectre deux phénomènes à $F_p \pm 2880 \text{ Hz}$ et $F_p \pm 4800 \text{ Hz}$ avec leurs harmoniques respectives.

B- Les aériens

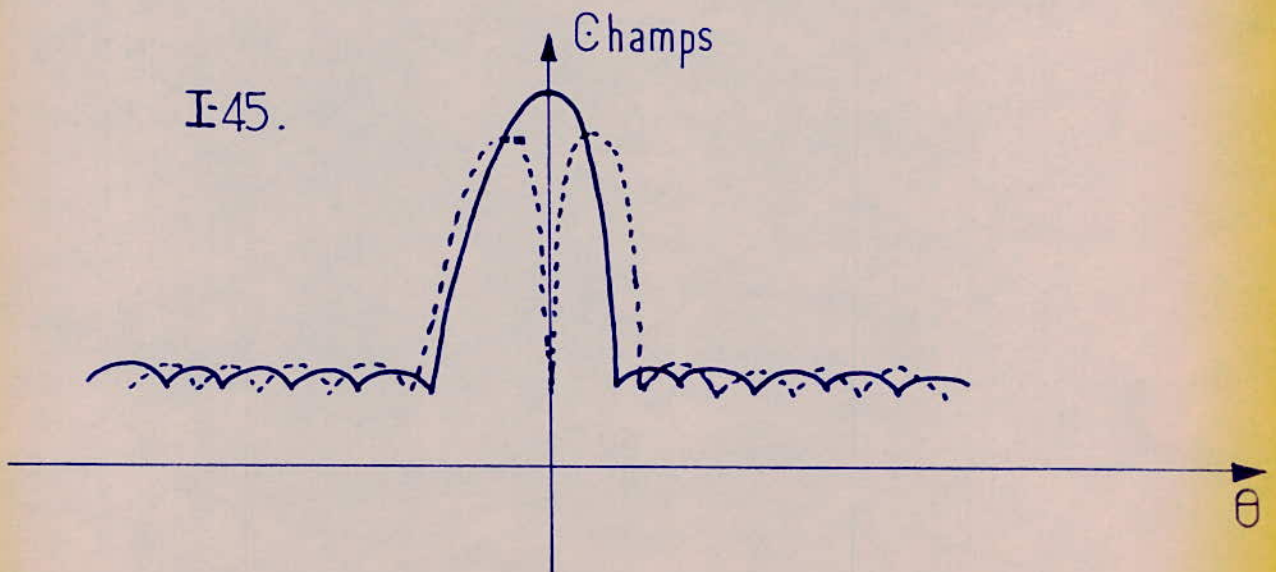
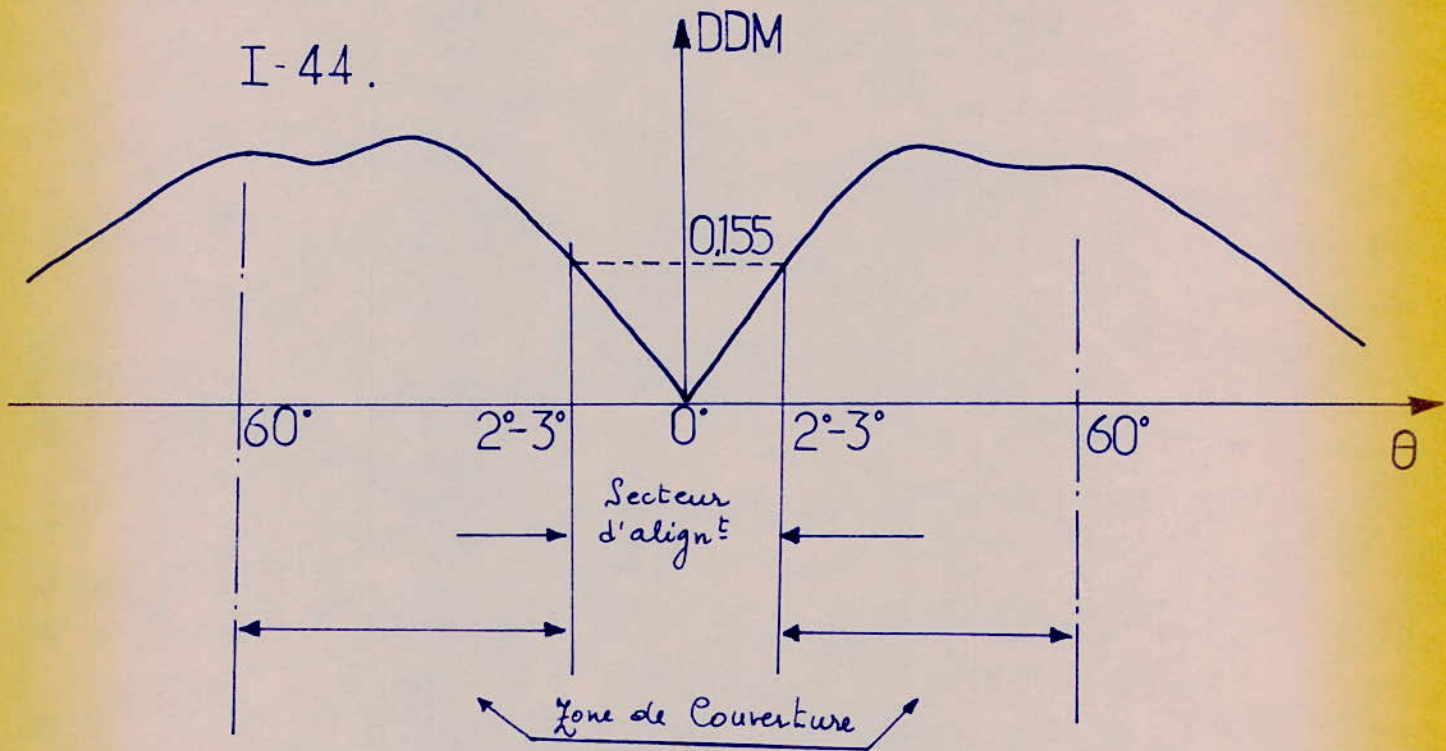
B1 Localizer L'aérien "Localizer" est destiné à rayonner un diagramme à double modulation ILS présentant les caractéristiques suivantes :

11 Le secteur d'alignement : (I-44). Pour obtenir ce diagramme, nous excitons un ensemble d'aériens en "Null-reference" qui peut être décomposé en :

- Un diagramme symétrique ou pair : $E(\theta) = E(-\theta)$. (I-45)
- Un diagramme antisymétrique de manière que les phases de

rayonnement droit et gauche soient opposés : $E(\theta) = -E(-\theta)$ (I-45)

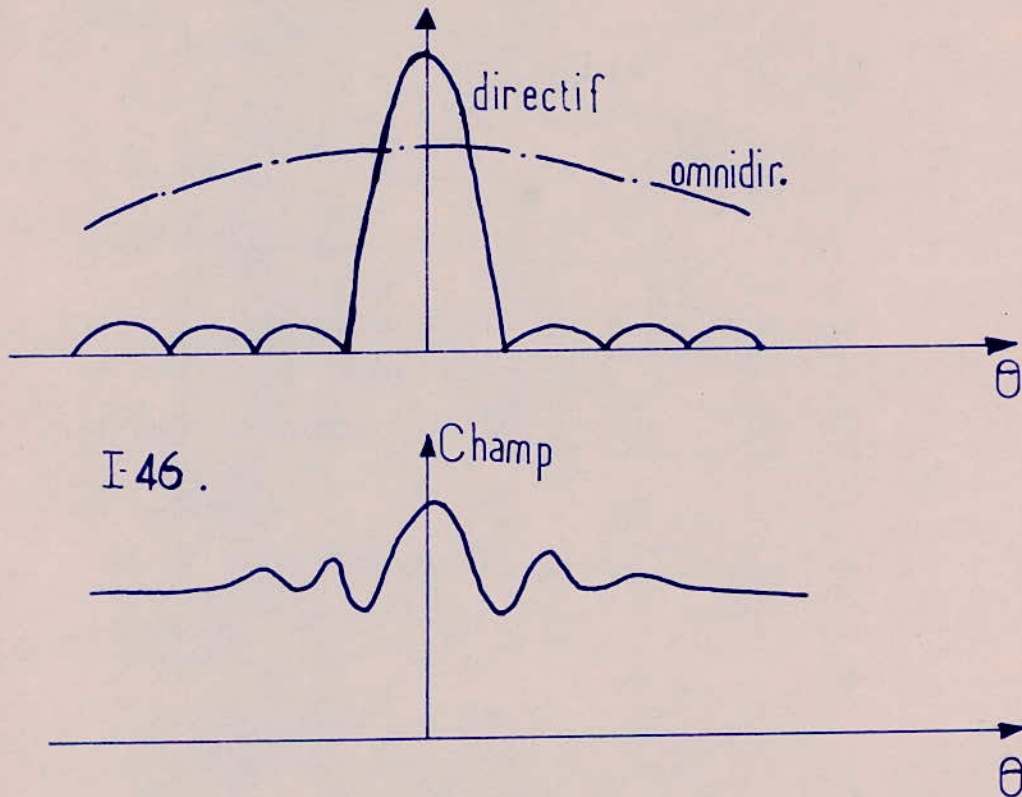
Le rayonnement pair dit "porteuse" est émis par l'antenne centrale. L'unifair par les Antennes latérales. L'alignement est déterminé par le zéro Central.



12 Zone de Couverture : (I-46)

Dans le cas monofréquence, la

Couverture est obtenue par le rayonnement arrière des sources. Ce rayonnement quasi-omnidirectionnel vient se superposer aux lobes secondaires du diagramme directif donné par la parabole.



Il est ainsi possible de maintenir dans un large secteur un champ suffisant [pour garder l'aiguille d'indicateur en butée] et surtout de présenter pas de zéros avec inversion de phase, ce qui évite les faux axes.

L'ensemble s'écrène rayonne en T-ILS par l'intermédiaire d'un réflecteur parabolique et de 3 antennes alimentées par un circuit de distribution placé derrière la parabole.

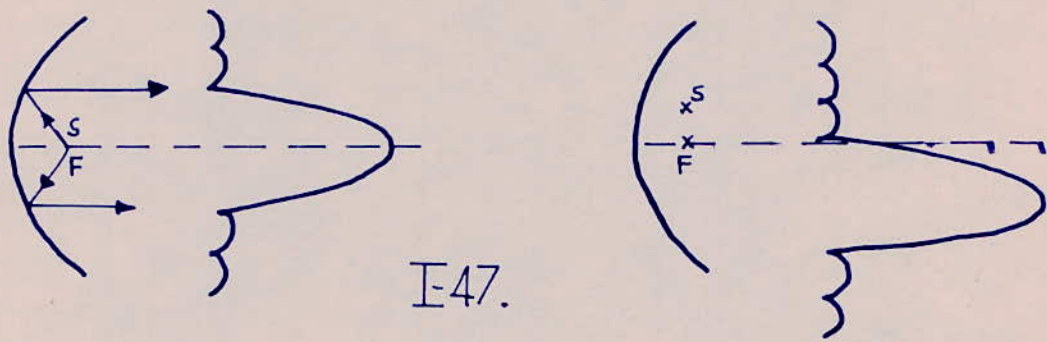
13 Rappels sur le réflecteur parabolique : (I-47).

Il a pour fonction de concentrer dans la direction de son ouverture l'énergie à priori non directive d'une source donnée. Lorsque cette source

est placée au foyer ou dans l'axe de la parabole, les rayons réfléchis sont parallèles à l'axe et chaque plan qui leur est perpendiculaire est un plan équiphase.

En défocalisant la source transversalement, il apparaît une direction de concentration privilégiée qui se situe du côté opposé à celui de la source par rapport à l'axe.

Nous pouvons ainsi obtenir les diagrammes fait et nifait dont nous venons de parler.



- 14 Le circuit d'alimentation : Englobe le pont répartiteur d'énergies bandes latérales et un déphaseur permettant le centrage de l'axe. Des circuits de recombinaison issus des détecteurs permettent la liaison avec les canaux de "monitoring", organe gérant les alarmes.

Un atténuateur à phase constante permet de régler la proportion d'énergie bandes latérales pour pouvoir modifier la sensibilité angulaire de la DBM, donc la largeur du spectre.

Un déphaseur simple règle la phase Porteuse / Bandes latérales.

Le Cas du Glide : Le principe est celui décrit dans la partie théorique.

C - Les détecteurs

C-1. Retour sur l'antenne parabolique

Le diagramme de l'antenne centrale est la somme de 2 rayonnements : omnidirectionnel et directif. La distance focale est calculée de manière à ce que ces deux rayonnements se retrouvent en phase dans l'espace.

Le diagramme donné par les antennes latérales est plus complexe : c'est la somme des rayonnements des bords latéraux. Considérons une des antennes : son rayonnement est aussi la somme du directif et de l'omnidirectionnel. Nous venons de voir que la position de l'antenne introduit un décalage du maximum. Il se situe à $\pm 5^\circ$ de l'axe (suivant la position de l'antenne). Il présente sur ce dernier un affaiblissement de l'ordre de 10 dB. La phase de ce rayonnement est presque constante dans la bande $\pm 8^\circ + \pm 2^\circ$ mais varie brusquement entre $\pm 2^\circ$ et 0° . [Variation de $\approx 90^\circ$].

La variation de phase entre une de ces antennes et la centrale entre l'axe et l'azimut $\theta = \pm 5^\circ$ est d'environ 120° , mais on n'enregistre que 30° de variation entre l'axe et l'angle opposé. En considérant que $\theta = \pm 5^\circ$ est l'azimut d'un maximum, on voit que le rayonnement directif prédomine entre 5° et 0° d'un côté, mais de l'autre la prédominance est au rayonnement arrière.

C2 Fonctionnement des détecteurs (I. 48). Le but est de contrôler

l'axe et la largeur du faisceau rayonné. Nous venons de voir l'importance du rayonnement arrière des sources qui nous fait conclure à l'impossibilité d'un contrôle semi-proche, car pour bénéficier du gain de la parabole, il faudrait se placer à une distance d'au moins 1000 m, ce qui est évidemment impossible.

On utilise alors un système de contrôle proche qui consiste à placer des doublets détecteurs sous les antennes et à recombinaison les signaux détectés de la même façon que cela se produit à l'infini.

La figure 2-48 illustre la reconstitution des signaux: On effectue la somme des signaux B.L. avec une fraction de l'énergie alimentant l'antenne centrale. On la prélève directement du feeder d'alimentation par un coupleur 40 dB. L'information faisceau est obtenue de façon similaire en combinant les informations des 3 doublets.

La détection se fait de façon classique, chaque circuit détecteur nous donnera la qualité des signaux VHF (ou UHF), 90 Hz et 150 Hz. Le contrôle se fera au niveau du monitor.

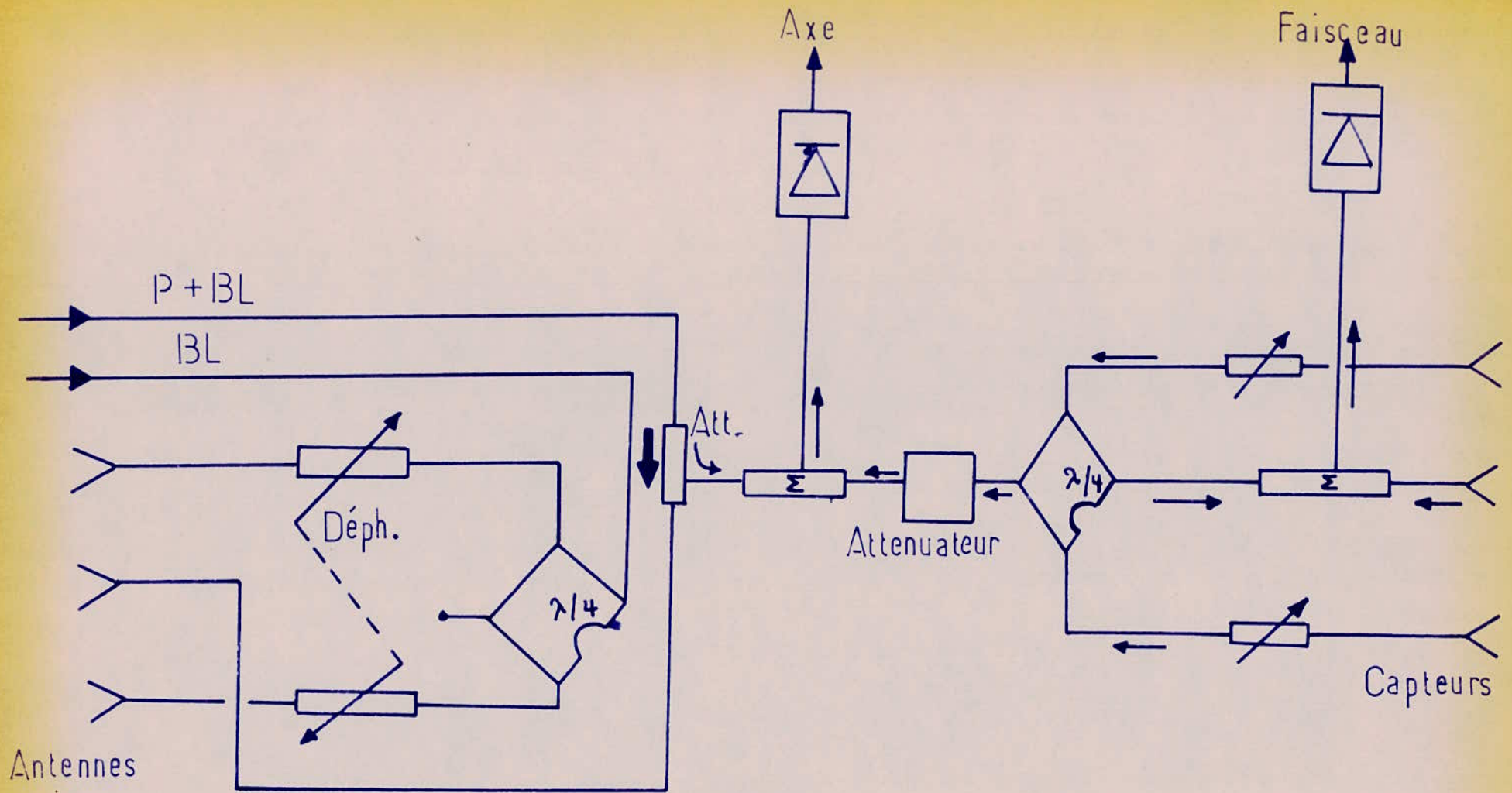
C3 Le cas du Glide

Le champ émis par chacune des deux antennes s'écrit:

$$\text{Ant. basse} \quad E = (P) \cdot \sin \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_0} \quad P: \text{portuse + BL}$$

$$\text{Ant. haute} \quad E = (B) \cdot \sin \pi \cdot \frac{\theta}{\theta_0} \quad B: \text{BL seules.}$$

Pour $\theta = \theta_0$, le champ rayonné à l'infini est (P). Les facteurs influant sur la précision du plan de descente sont donc; d'une part l'égalité des taux de modulation et de l'autre les hauteurs d'antennes.



I-48 Circuit de distribution & prélèvement des signaux de contrôle

D- Les canaux "monitor"

fig. I-52.

Un Canal "monitor" Contrôle les paramètres "Niveau porteur", "DDM", et "SDM" d'un signal ILS. Il est défini de façon à réaliser cette opération pour les fonctions Axe, Faisceau, Clearance, Localiser ou Guide.

D1 Principe de fonctionnement.

Les Canaux sont attaqués par un signal issu des détecteurs et composé de :

- Une information BF
- Une information continue caractéristique du niveau HF.

Après passage dans un étage de séparation et d'amplification, ce signal attaque deux voies.

- 12 Voie de Contrôle HF : on isole la composante continue par un filtre passe bas et on attaque le circuit d'alarme HF.
- 13 Voie de Contrôle BF : Le signal passe dans un amplificateur à gain variable. Ce gain est fonction de l'écart entre la composante continue du signal et une tension de référence donnée. Ce CAG sur la porteuse permet de lire une tension BF proportionnelle au taux de modulation m .

Le signal passe ensuite dans deux filtres actifs qui isolent les informations 90 Hz et 150 Hz. Après détection on reconstitue la DDM et la

Nous avons :

$$S = \mu \cdot v \quad , \quad v = k \cdot v_x \cdot v_y$$

$$v_x = E \cdot H_x$$

$$v_y = (S-R) \beta \cdot H_y$$

$$S = \mu \cdot k \cdot E \cdot H_x \cdot (S-R) \beta \cdot H_y \quad (1)$$

soit

$$S = \frac{E \cdot G}{E \cdot G - 1} \cdot R$$

avec $G = \mu \cdot \beta \cdot k \cdot H_x \cdot H_y$.

Si G est suffisamment grand, $S \neq R$, donc indépendant de E .
La composante alternative de sortie est fonction de E_N :

$$S_N = E_N \cdot H_x \cdot k \cdot \mu \cdot v_y = E_N \cdot G \cdot (S-R)$$

$$(1) \text{ donne } (S-R) = \frac{S}{EG} \quad S-R \approx \frac{R}{EG}$$

$$\text{Nous avons alors : } S_N = \frac{E_N}{E} \cdot R$$

Cette composante est proportionnelle au taux de modulation.

D4 Circuits de mesure et de traitement DDM et SDM.

- Les signaux redressés, de signes opposés sont rejoints dans un étage sommateur pour fournir la DDM : $|m_1 - m_2|$

- Un étage soustracteur fournit la SDM $|m_1 + m_2|$.

Une alarme est déclenchée quand l'une ou l'autre de ces variables atteint le seuil préfixé d'un trigger. La préalarme est généralement fixée aux 3/4 du seuil d'alarme.

D5 Traitement logique des alarmes

51 Définitions : I_1 : Inhibition générale : Elle supprime toute mémorisation en l'absence de I_2 , en sa présence elle est sans effet.

I_2 : Inhibition de test : Elle supprime la mémorisation et la transmission des alarmes HF et SDM.

52 Recherche de l'équation 'Alarme Générale'

H : alarme HF
S : " SDM

D : alarme SDM
T : " TON 90.

a) En fonction de H et S.

De la définition de I_1 et I_2 , nous tirons le tableau I-50.

I-50.

$I_1, I_2 \backslash HS$	00	01	11	10
00	0	1	1	1
01	0	0	0	0
11	0	0	0	0
10	0	0	0	0

Nous obtenons :

$$ALG = (H + S) \bar{I}_1 \bar{I}_2$$

b) En fonction de D et T (I-51)

I-51.

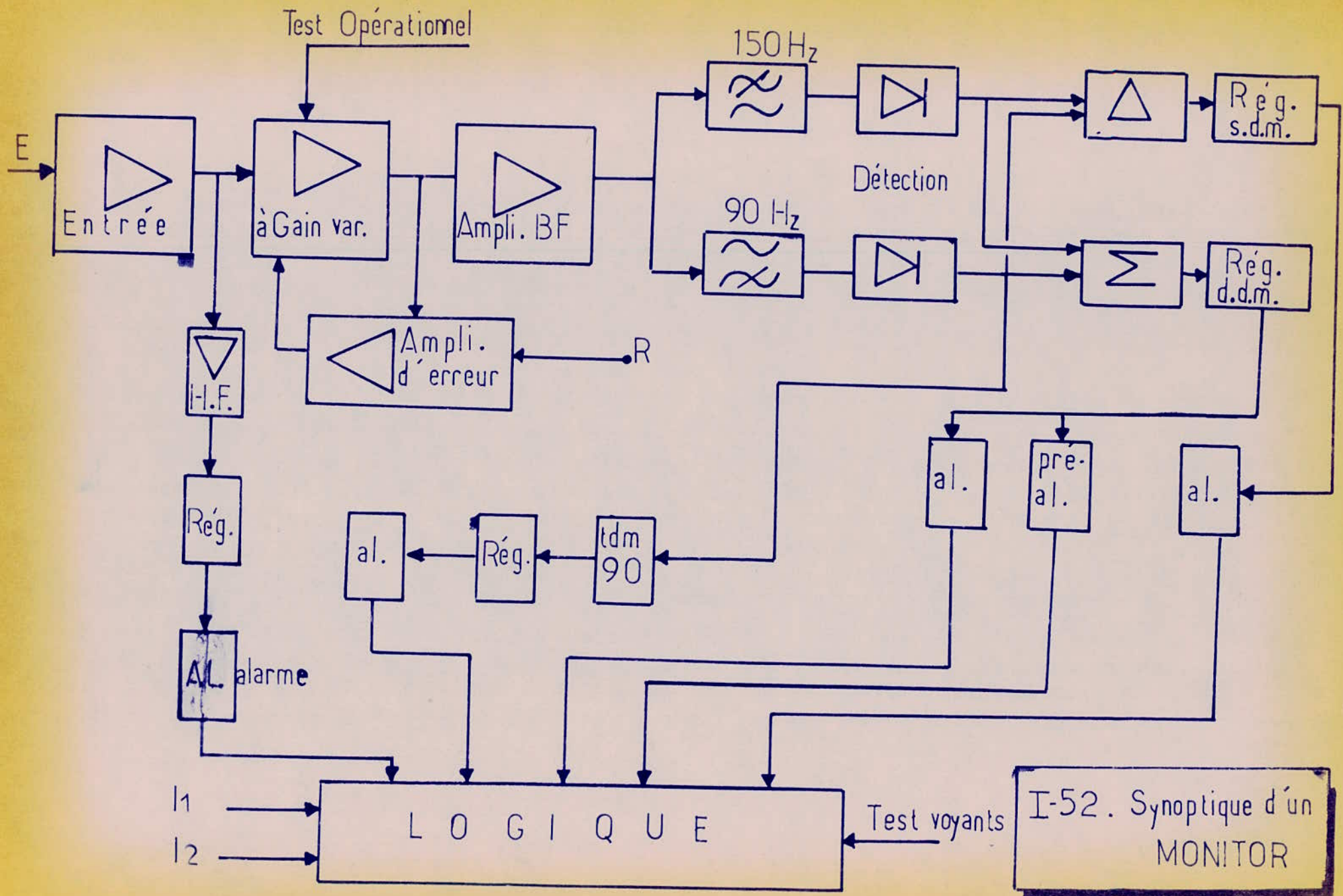
$I_1, I_2 \backslash DT$	00	01	11	10
00	0	1	1	1
01	0	1	1	1
11	0	1	1	1
10	0	0	0	0

On obtient :

$$ALG = \bar{I}_1 (T + D) + \bar{I}_2 (T + D)$$

$$ALG = (T + D) (\bar{I}_1 + \bar{I}_2)$$

Comme l'alarme générale doit être déclenchée par la présence de



I-52. Synoptique d'un MONITOR

Il y a quelconque des alarmes, nous aurons l'équation :

$$\text{ALG} = (H+S) \bar{I}_1 \bar{I}_2 + (T+D)(\bar{I}_1 + \bar{I}_2)$$

53

Le Test opérationnel :

Il a pour rôle de vérifier la bonne marche des circuits d'alarme en créant une SDM suffisante (deux fois le seuil d'alarme) en gardant la SDM pratiquement constante.

— — — —

E- Commande et contrôle

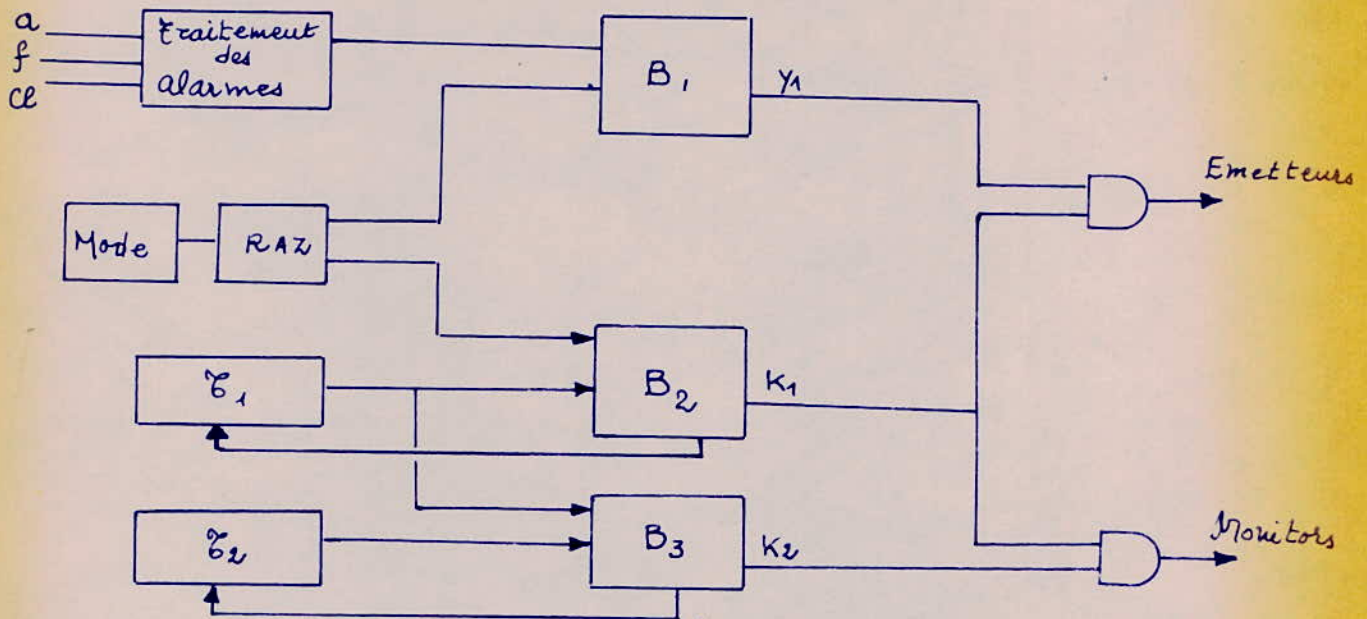
fig. I-64

Introduction

Pour gérer les différentes émissions et contrôler leur qualité, nous devons disposer d'un appareil qui puisse nous définir l'état de la station à partir des informations qui lui sont fournies : telles les informations de commande et d'alarme.

Au cours de ce paragraphe, nous allons essayer de concevoir un montage devant assurer la commande des émetteurs et des moniteurs ainsi que leur surveillance en obéissant à certaines conditions de mise en marche.

schéma synoptique (I-53).



I-53.

La position du bistable B_1 est déterminée par le mode de fonctionnement et par l'état de la station (alarmes).

La commande des émetteurs dépend du niveau du produit $y_1 k_1$ après avoir subi dans certains cas une temporisation τ_1 . La commande des monitors subit toujours le retard τ_2 après la mise en marche des émetteurs. Le signal qui les commande est le produit $k_1 k_2$.

E1 Etude du montage

11 Modes de fonctionnement : Nous devons assurer deux modes de fonctionnement différents.

Mode local : (l.) veut dire que l'opérateur est sur place, au voisinage des ensembles. Il peut alors amorcer le fonctionnement de l'une des

des deux façons suivantes :

Le mode automatique : (α) : Une alarme éventuelle doit arrêter la station.

Le mode manuel ($\bar{\alpha}$) Quand une alarme se déclare, elle est mémorisée mais n'arrête pas la station. La mémorisation se fait sur tableau auxiliaire.

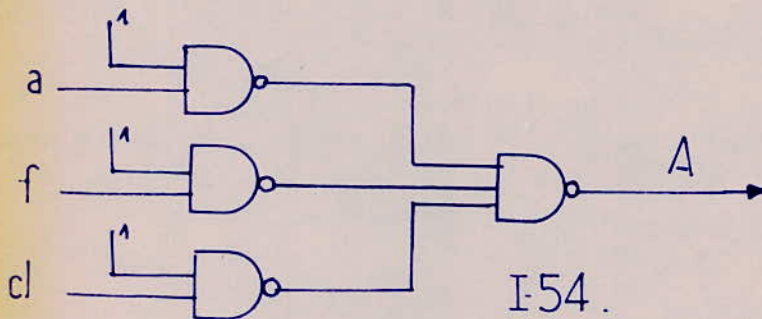
Le mode distance (\bar{l}) veut dire que l'on souhaite télécommander la station. Le seul mode possible n'est alors que l'automatique.

12 Etage de traitement des alarmes (I-54)

a: Alarme axe
f: " faisceau
cl: " Clearance

Le signal commandant la bascule B_1 doit tenir compte de chacune des trois alarmes ci-contre

Nous avons : $A = a + f + cl.$



Compte tenu de ce qui précède nous dressons le tableau I-55 :

Mode \ A	1	0
$\alpha = 1$	Arrêt	Marche
$\alpha = 0$	Marche	Marche
\bar{l} $\alpha = 1$	Arrêt	Marche

I-55.

D'où le tableau logique : I-56.

	$l\alpha$				
A		00	01	11	10
0		ϕ	1	1	1
1		ϕ	0	0	1

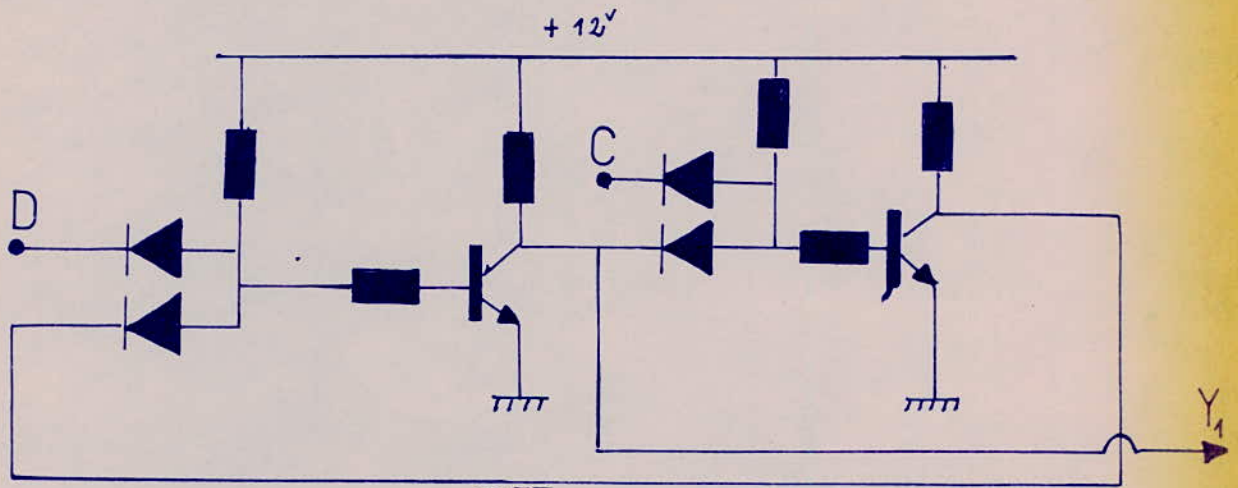
I-56.

Le signal résultant est $c = \bar{A} + l\bar{a}$

$$C = \overline{A(\alpha + \bar{e})}$$

Nous utiliserons ce signal comme mise à 1 de B_1 . Cette bascule reçoit aussi un niveau dépendant de la remise à zéro, soit D ce signal.

La bascule sera du type DTL (circuit intégré) ayant les schémas et principes suivants :



I-57.

$$Y_1(t) = \overline{0 \cdot Y_2(t-1)} = \overline{D \cdot Y_1(t-1) \cdot C} = \bar{D} + Y_1(t-1) \cdot C.$$

D'où le tableau logique I-58

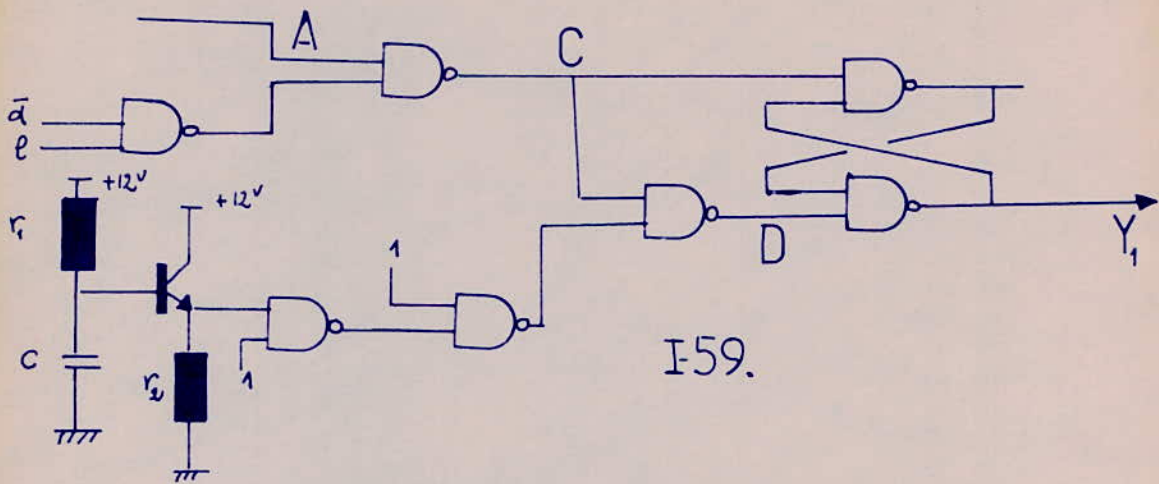
[Nous faisons la commande par 0].

	D	C	$Y_1(t-1)$	$Y_1(t)$
I	0	0	0	1
	0	0	1	1
	0	1	0	1
	0	1	1	1
II	1	0	0	0
	1	0	1	0
	1	1	0	0
	1	1	1	0

I-58.

- I : $\begin{cases} C=1 \\ D=0 \end{cases}$ Le montage est mis à 1 quel que soit son état initial
- II : $\begin{cases} C=0 \\ D=1 \end{cases}$ Le montage est mis à zéro, la marche est arrêtée

Nous devons avoir $D = \bar{C}$, où le câblage I-59

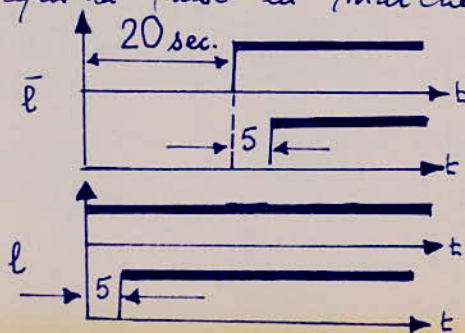


A la mise sous tension, C se charge à travers r_1 , jusqu'à une tension qui sature le transistor. Celui-ci donne le niveau 1 qui est conservé après les deux Nand. on aura $D = \bar{1} \cdot C = \bar{C}$.

13 Les temporisations :

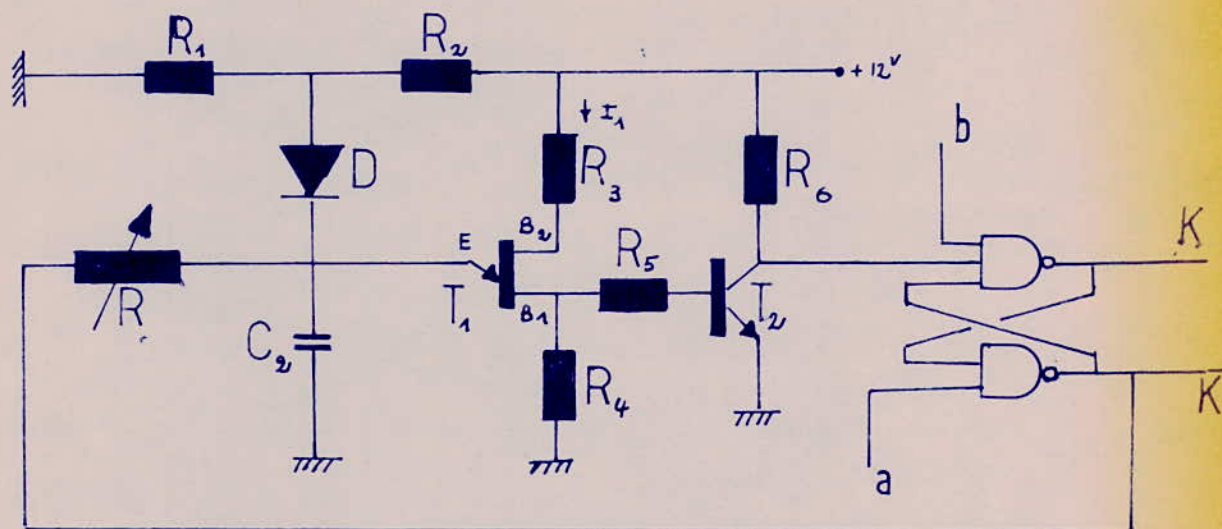
Pour mettre en marche les émetteurs et les canaux "monitors", nous devons satisfaire aux conditions supplémentaires suivantes (I-60) :

- En mode distance : les émetteurs ne commencent à fonctionner que si $\tau_1 = 20 \text{ sec}$ après un arrêt.
- En mode local : leur mise en route doit être immédiate
- Dans les deux cas, les canaux monitors ne sont déclenchés que si $\tau_2 = 5 \text{ sec}$ après la mise en marche des émetteurs



I-60.

Ces instants de temporisation sont obtenus par un circuit retardateur à transistor unijonction dont le schéma est le suivant (I-61).



I-61.

Une impulsion au départ, appliquée en (a) ou en (b) doit amener le bistable à l'état $\bar{K}=1, K=0$.

C_2 se charge à travers R jusqu'à la tension de pic du transistor UJT qui donne alors le niveau 1, ce qui sature le transistor T_2 suivant. Le niveau 0 recueilli en sortie fait basculer le bistable $\bar{K}=0, K=1$ après B_1 ou B_2 , ce qui permettra la marche du circuit commandé.

14 Recherche des schémas logiques de commande.

a) les émetteurs: (I-62) le bistable B_2 est identique à B_1 mais conformément au circuit ci-dessus, D est remplacé par le produit $J_1 T_1$, C par I_1 . La sortie de B_2 est K_1 .

J_1 : Commande en b)
 T_1 : sortie temporisateur
 I_1 : Commande en a)

Nous avons l'équation

$$K_1(t+1) = \overline{J_1 T_1} + K_1(t) \cdot I_1$$

En reprenant le tableau de vérité et en considérant que $T_1 = 1$, nous obtenons

$$K_1 = 0 \quad \text{pour} \quad \left| \begin{array}{l} I_1 = 0 \\ J_1 = 1 \end{array} \right. \quad \text{C'est le mode distance}$$

$$K_1 = 1 \quad \left| \begin{array}{l} I_1 = 1 \\ J_1 = 0 \end{array} \right. \quad \text{C'est le mode local.}$$

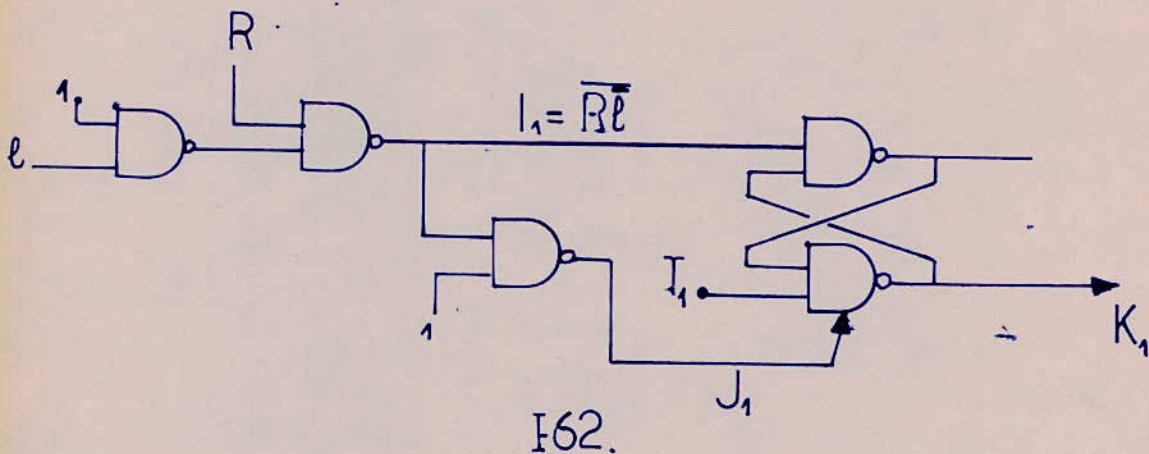
(Basculément instantané)

En fonction de la RAZ R,

	R	l	I_1
Dist	0	0	0
Local	0	1	1

 \Rightarrow

$I_1 = \overline{Rl} \quad \Rightarrow \quad J_1 = \overline{I_1}$



b) Les Canaux "monitor"

B_2 est aussi semblable à B_1 , mais D est remplacé par $T_2 \cdot J_2$ et C par $T_1 \cdot I_2$.

La sortie est K_2 .

T_2 est la sortie de temporisation G_2 .

Nous obtenons : $K_2(t+1) = \overline{T_2 J_2} + T_1 I_2 \cdot K_2(t)$

Du tableau de vérité de cette fonction - qui se ramène à celui de B_1 - on tire, puisqu'il faut considérer l'état $T_2 = 1$:

En mode distance : le basculement devant se faire par suite du

Basculement de T_1 , on a l'implication :

$$T_1 = 0 \Rightarrow \bar{K}_2 = 1 \quad \text{pour la configuration} \quad \begin{cases} I_2 = 1 \\ J_2 = 1 \end{cases}$$

Or nous avons trouvé $\begin{cases} I_1 = 0 \\ J_1 = 1 \end{cases}$ pour la commande des émetteurs, dans le même mode il suffira donc de faire $I_2 = \bar{I}_1 = J_1$

En mode local : on considère que B_2 a basculé sans avoir nécessité $T_1 = 0$. Le tableau de vérité prévoit la charge du Condensateur ($\bar{K}_2 = 1$)

pour $\begin{cases} J_2 = 1 \\ I_2 = 0 \end{cases}$ on obtient la même configuration que pour les émetteurs dans ce mode en faisant

$$\begin{cases} J_2 = I_1 \\ J_1 = I_2 \end{cases}$$

Nous trouvons $J_2 = J_1 = \bar{I}_1$ en mode distance

$J_2 = I_1 = \bar{J}_1$ en mode local

Pour lever cette ambiguïté, il nous suffira de prendre $J_2 = \overline{I_1 \cdot 1}$

ainsi En distance $J_2 = \overline{I_1 \cdot 1} = \bar{I}_1$

En local $J_2 = \overline{I_1 \cdot 0} = 1$.

ce qu'il fallait obtenir.

15 Calcul du circuit de temporisation. (I-61 et I-63)

la diode D empêche C_2 de se décharger complètement. Elle applique sur l'émetteur de l'UST la tension $U_E = \frac{12}{R_1 + R_2} \cdot R_1 - V_D$

$$V_D \approx 0,7 \text{ V}$$

lorsque $\bar{K} = 1$, C_2 se charge avec $\tau = C_2 \cdot R$ jusqu'à la tension de pic de l'UST suivant l'équation $U_c = 12(1 - e^{-t/\tau})$ (en V)

et en partant de U_E .

on aura donc : $U_p - U_E = 12(1 - e^{-t/2})$

Si l'on fixe la tension de saturation U_E , on peut alors choisir R_1 et R_2

et :

$$e^{-t/2} = 1 - \frac{U_p - U_E}{12} \quad \rightarrow \quad \tau = t \cdot \frac{1}{\text{Log} \frac{1}{1 - \frac{U_p - U_E}{12}}}$$

• $t = 20 \mu s \rightarrow \tau_1 \rightarrow (C_2, R)$

• $t = 5 \mu s \rightarrow \tau_2 \rightarrow (C'_2, R')$

On choisit R_4 assez faible pour ne pas introduire de retard dans la décharge de C_2 . On prend généralement $R_4 = 100 \Omega$.

R_3 est choisie de façon à ne pas dépasser la puissance maximale admissible : P_a .

On se donne de même le courant de saturation I_{cs} de T_2 . Nous aurons :

$$R_6 = \frac{12}{I_{cs}} \quad (R_6 \text{ en } k\Omega, I_{cs} \text{ en } mA)$$

I_{cs} nous donne, en prenant N compris entre 1 et 1,5 :

$$I_{bs} = \frac{I_{cs}}{\beta_{min}} \cdot N$$

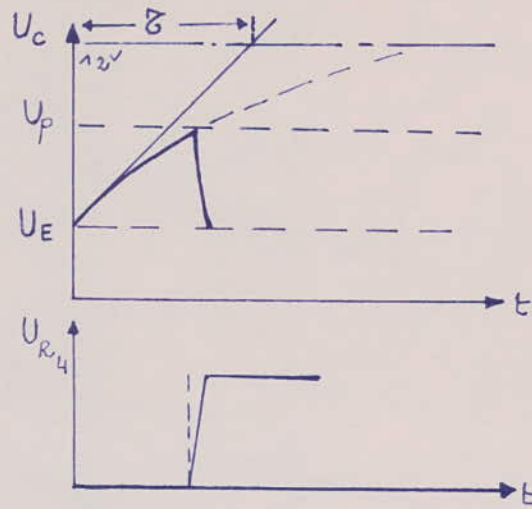
et les caractéristiques de T_2 , V_{bes} .

D'où une équation donnant R_5 : $R_4(I_1 + I_E) = R_5 \cdot I_{bs} + V_{bes}$

T_2 doit être choisi tel que

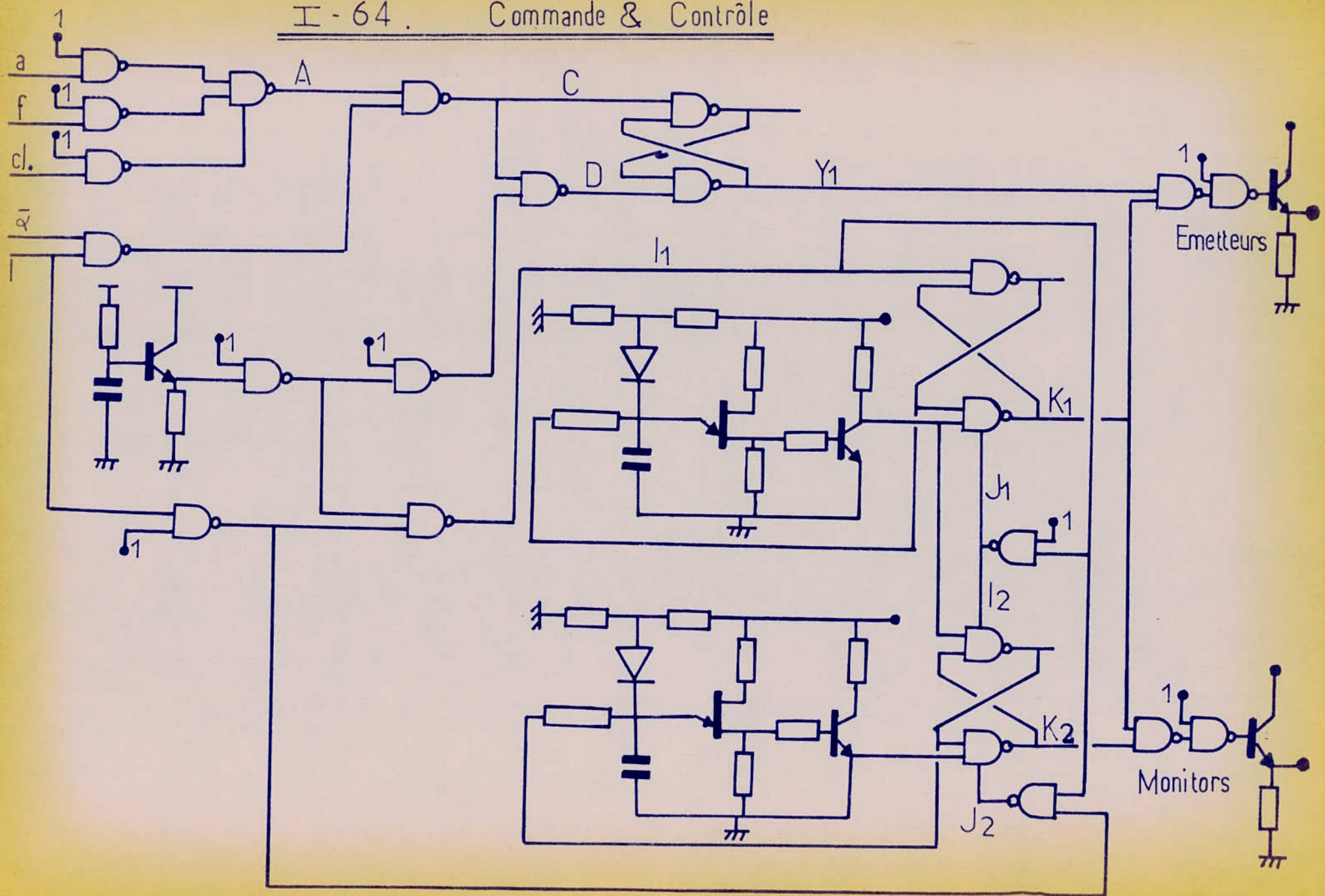
$$\left| \begin{array}{l} U_{cmax} > 12V \\ U_{cbmax} > 12V \end{array} \right.$$

Pour le circuit d'établissement de la RAZ, il suffit de se fixer I_{cs} du transistor, ce qui donne $r_2 = 12 / I_{cs}$. Connaissant V_{bes} , il suffit pour connaître C_1 et r_1 de se donner le temps t_1 assez court de déclenchement.



I-63.

Les éléments terminaux de la figure I-64 (transistors de sortie) sont déterminés de la même manière.



II - Le système MLS

—

- Présentation

2.1 Le Doppler

- a) Principe
- b) Les équipements au sol.
- c) Les récepteurs de bord
- d) Retour sur la modulation d'angle.

2.2 Le D.L.S.

- a) Principe
- b) Composition
- c) Format du signal
- d) Conclusion
- e) La mesure des angles en système DLS monopulsé
- f) Le principe de mesure DME.

2.3. Comparaison Doppler Faisceaux-battants

- a) objectifs
- b) Comparaison
- c) Conclusion

Présentation du MLS

a) La Génèse

Pour comprendre la nécessité du MLS, il convient de rappeler les servitudes de l'ILS.

- Il est sensible aux parasites dus à la topographie (coudes)
- Il donne un guidage sur une trajectoire unique et rectiligne, ce qui crée des encombrements.
- La nature et les dimensions des antennes ne permettent son implantation que sur les grands aéroports. Son utilisation pour ADAN et ADAC [Décollage - atterrissage verticaux ou courts] est pratiquement impossible

Le MLS doit répondre à ces défauts et insuffisances par les avantages suivants : - Fournir un signal précis, d'une intégrité élevée et qui ne subisse pas les effets d'un environnement aéroportuaire très dense.

- Permettre l'exploitation par tous les temps
- Possibilité de versions moins coûteuses pour les aéroports à faible densité
- Permettre le service d'approche et d'atterrissage pour tout type d'avions.
- Assurer un guidage souple qui, par le caractère volumétrique de la couverture permettra d'effectuer l'approche par des trajets segmentés ou courbes, donc de réduire le bruit en évitant les zones peuplées.

- les approches en arcs de cercle augmenteront la capacité des aéroports
- Permettra de réduire la séparation entre 2 pistes parallèles (750m)

b) Composition au sol d'un MLS (II-1 et II-2)

Les différents émetteurs MLS permettent d'assurer les fonctions suivantes

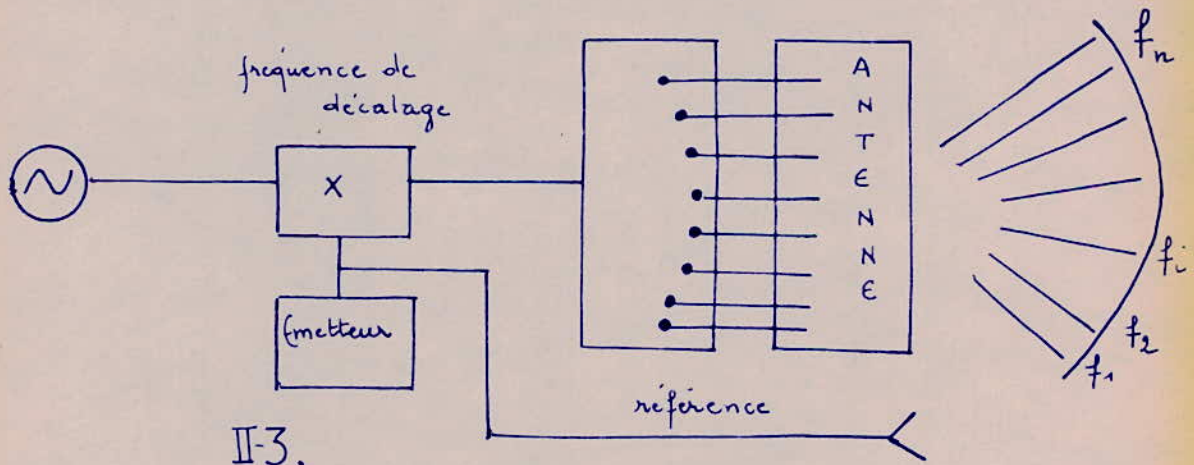
- Guidage de base en site et en azimut sur bande C
- Guidage en site (sur la bande K) pour l'arrondi final, cette fonction peut néanmoins être réalisée en bande C.
- Guidage en azimut sur l'alignement arrière (en bande C) avec guidage en site facultatif pour les approches interrompues.
- Mesure de distance à l'aide d'un équipement DME. Les premières recommandations le prévoyaient en bande C, mais il semble pouvoir fonctionner en bande L.

c) Les différents systèmes MLS

Cinq nations répondirent à l'invitation de l'OACI à faire des propositions pour l'étude d'ensembles capables d'assurer la fonction MLS

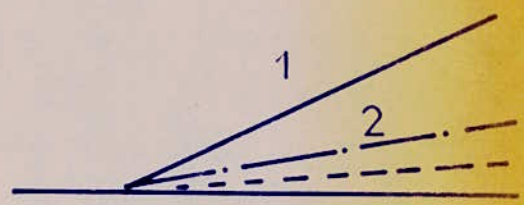
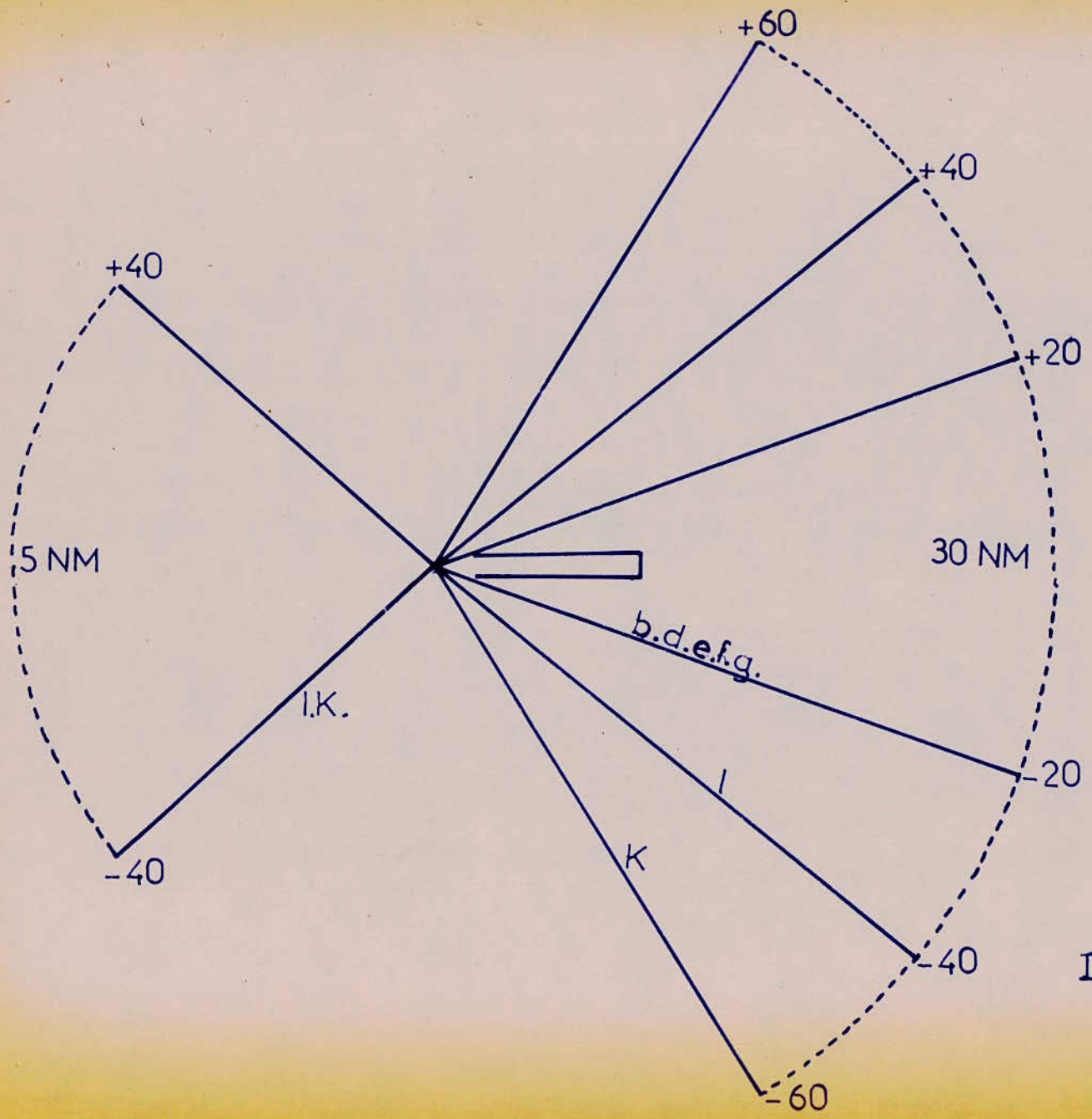
II-1.

Configuration	B	D	E	F	G	I	K
Catégorie	I	I	I	II	II	III	III
alt. min. de guidage	150	150	150	50	50	0	0
Couverture site 1	-	8°	20°	8°	20°	20°	20°
Az. Avant	± 20°	± 20°	± 20°	± 20°	± 20°	± 40°	± 60°
Az. Arrière	-	-	-	-	-	± 40°	± 40°
site 2	-	-	-	-	-	8°	8°
Precision site (20)	-	7	7	1,4	1,4	1,4	1,4
Azimuth (20)	26	26	26	11	11	9	9
Distance (σ)	300	300	100	100	20	20	20
Faux balayage - Hz	5	5	5	5	5	5/10	5/10
long. piste (pieds)	1000	1000	1000	12000	12000	14000	14000

C₁) Proposition de la Grande-Bretagne : MLS Doppler (II-3)

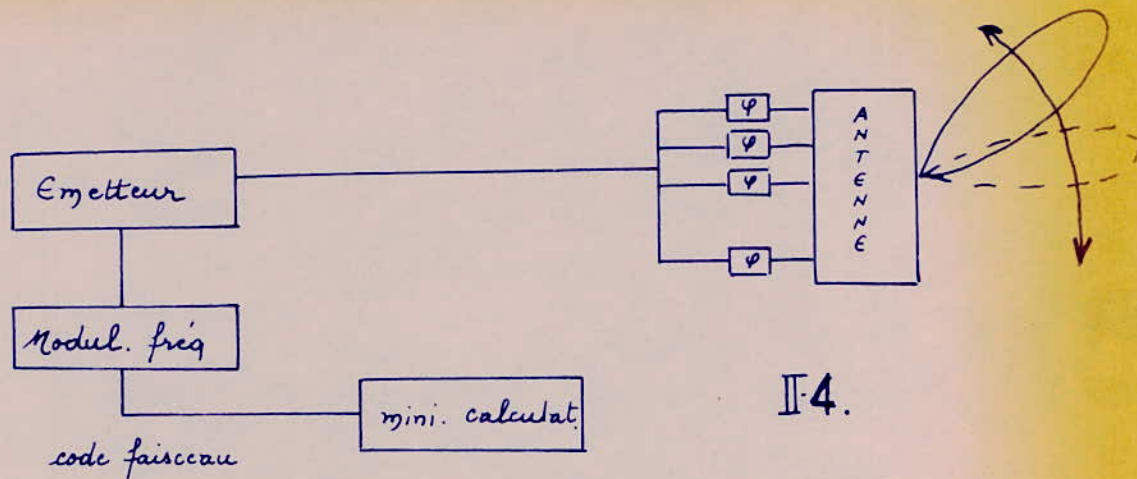
L'avion mesure la fréquence, laquelle donne l'angle.

C₂) Proposition Américaine : MLS à faisceaux battants



1: EFGIK
2: D

II-2 NORMES M.L.S.



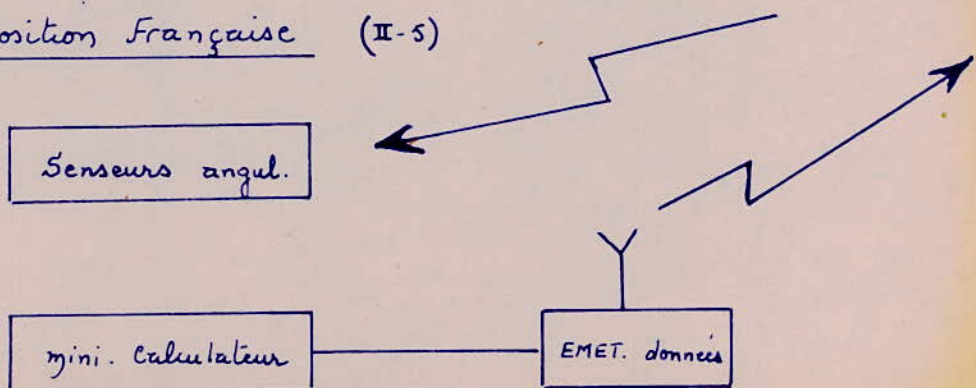
II-4.

L'avion décode l'identification du faisceau unique balayant le secteur de couverture. c'est le système à balayage électronique. En balayage mécanique un moteur permet l'orientation d'un aërien suivant un code angulaire précis.

C3) Proposition Australienne : Faisceau battant à code Temporel.

Le schéma est semblable à celui de la proposition américaine. Le modulateur de fréquence est remplacé par une base de temps. Les faisceaux sont rayonnés dans le temps. L'avion doit mesurer le temps qui sépare le faisceau "aller" du faisceau "retour".

C4) Proposition Française (II-5)



II-5.

- le système assure d'autres fonctions de radionavigation.

La proposition allemande (DLS) se rapproche de celle-ci, elle fera l'objet d'une étude particulière.

2.1 . Le système Doppler

a) Le principe

L'excitation séquentielle du réseau d'antennes fait apparaître un décalage Doppler au niveau du récepteur avion proportionnel à l'angle sous lequel il voit le réseau. Pour déterminer l'angle d'approche, il suffira donc de mesurer l'excursion de fréquence enregistrée. Cette mesure faite de façon continue donne la trajectoire de phase et permet au pilote de connaître à chaque instant l'angle que fait la direction de son mouvement avec la normale au réseau.

Le décalage Doppler, Δf , étant facilement affecté par les dérives de fréquence parce que faible, et par les instabilités de l'avion, il est nécessaire d'émettre un signal de référence. on mesurera Δf par rapport à la différence $f = f_{\text{émission}} - f_{\text{référence}}$
on fixe $f = 100 \text{ kHz}$.

on montre qu'il y a équivalence entre le mécanisme Doppler qui régit la variation d'amplitude par décalage de fréquence et

le principe des faisceaux battants pour lequel l'amplitude varie avec le temps.

b) des équipements au sol

Les émetteurs doivent délivrer des signaux d'amplitude $1W \div 4W$. Le format du signal utilisé est du type TDM [time division multiplex]. Le signal d'identification de fonction se fait par le canal de référence en méthode DPSK [differential phase shift keying].

Les ouvertures d'antennes varient suivant leur destination.

Site 1 60λ

Site 2 $90 \lambda \div 120 \lambda$

Azimuth 1 $60 \lambda \div 120 \lambda$

Azimuth 2 $30 \lambda \div 60 \lambda$

On utilise des dipôles ou des guides d'ondes associés à des réflecteurs de formes diverses pour obtenir le modelage requis du diagramme de rayonnement. Les réseaux fournissant les informations azimuths sont conçus de façon à présenter une certaine directivité verticale pour éviter les accidents de terrain.

La commutation est essentiellement réalisée à l'aide de diodes PIN. Elle semble présenter sur son homologue à faisceaux battants l'avantage de n'exiger qu'un nombre assez limité d'éléments dans un ensemble logique relativement

moins compliqué. On pourrait penser que le système Doppler est plus économique que son rival d'autant plus qu'il exige moins d'éléments rayonnants, car on a réussi à opérer un allègement du réseau jusque dans le rapport 4.

Cependant cette assertion n'est pas partagée par le "Nouvel Economist" (16-12-1976) pour lequel la différence des prix sera de 10% en faveur du système Américain.

c) Les récepteurs de bord.

ce sont des récepteurs normaux qui font suivre au signal reçu le trajet classique qui l'amène de l'étage d'amplification HF jusqu'à la détection vidéo en passant par l'amplification FI et les séries de filtres destinés à sa sélection.

Les circuits de multiplexage assurent la liaison avec les étages de traitement du signal au sortir desquels ce signal attaque les appareils de mesure (comptage, déviation)

Le guidage d'arrondi est l'opération la plus délicate de part la faible valeur des angles à mesurer. De plus la différence d'angle entre le signal direct et le signal réfléchi est très faible de sorte que l'amplitude d'un signal nuisible peut atteindre 95% de celle du signal utile.

Un circuit de contrôle à base d'algorithmes particuliers empêche la poursuite d'un faux signal ou la perte du signal utile.

Le principal problème que l'on ne cesse de combattre et vers la suppression duquel tend l'évolution du Doppler est la réflexion sur les trajets multiples. A bord, on peut diminuer son effet en réduisant la probabilité de son échantillonnage synchrone avec le signal utile. Il semble aussi qu'on peut l'éliminer en rendant les réflexions incohérentes par mouvement aléatoire de commutation des antennes.

d) Retour sur la modulation d'angle en Doppler

Nous allons expliquer ce qu'il consiste les techniques PSK et DPSK et essayer de justifier le choix qui a conduit à leur utilisation pour la transmission des données en Doppler.

1. Modulation d'angle : On fait introduire l'information à transmettre sur le paramètre phase de l'onde porteuse.

$$x(t) = A \cos \phi(t) \quad \text{porteuse pure}$$

ou fait dépendre $\phi(t)$ de l'information $s(t)$

$$x(t) = A \cos [\omega_0 t + \theta_0 + k s(t)].$$

2. Saut de phase ou PSK :

$$s(t) = A'/2 \quad \text{ou} \quad -A'/2 \quad \text{suivant qu'un 1 ou un 0 est}$$

émis. On fait correspondre à cette information un saut de phase

$$+90^\circ \quad \text{ou} \quad -90^\circ \quad \Rightarrow \quad k \cdot \frac{A'}{2} = \frac{\pi}{2}.$$

Ons obtenons :

$$x_1(t) = A \cos (\omega_0 t + \theta_0 + \frac{\pi}{2}) = -A \sin (\omega_0 t + \theta_0)$$

$$x_2(t) = A \cos (\omega_0 t + \theta_0 - \frac{\pi}{2}) = +A \sin (\omega_0 t + \theta_0)$$

Pour pouvoir utiliser ce procédé, il est évidemment nécessaire de connaître à la réception la phase initiale émise afin de tirer l'information de la fonction reçue. La transmission est dite synchrone.

3. Saut de phase différentiel ou DPSK : On veut s'affranchir de la complexité introduite en PSK par les besoins d'une liaison synchrone. La DPSK nécessite seulement une conversion de phase.

Soit ϕ' la phase de l'onde correspondant à la $n^{\text{ième}}$ impulsion. Pour la $(n+1)^{\text{ième}}$, on aura ϕ' si l'information est 0, $\phi'+\pi$ si l'information est 1. A la réception on conserve la phase ϕ_n et on lui compare ϕ_{n+1} .

4. Justification de l'emploi de la technique PSK.

On montre en "théorie de la décision" que la probabilité moyenne d'erreur par bit dans un récepteur optimum de Bayes s'écrit :

$$P_{em} = \frac{1}{2} \left[1 - \theta \left(\sqrt{\frac{E}{2N_0} (1-\rho)} \right) \right]$$

$\theta(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^x e^{-t^2} dt$	N : Densité spectrale de bruit
E : Energie des signaux	ρ : coef ^t de Corrélation = $\frac{1}{E} \int_0^T s_1(t) \cdot s_2(t) dt$
	s_1, s_2 : Les deux signaux émis.

à l'examen de cette formule, on constate que :

- la forme des signaux $s_1(t)$ et $s_2(t)$ n'intervient pas explicitement. Seule intervient leur énergie E . Il faut remarquer que c'est l'énergie qui est prise en compte et non la puissance.

- La probabilité P_{em} prend une valeur minimale lorsque $\rho = -1$ (signaux antipodaux).
- Le bruit n'intervient aussi que par sa densité spectrale et non par sa puissance.

En saut de phase PSK :

$$s_1(t) = A_0 \sin 2\pi f t \quad A_0, f \text{ donnés}$$

$$s_2(t) = A_0 \sin(2\pi f t + \pi) \quad 0 \leq t \leq T$$

nous avons $\rho = -1$ et $P_{em} = \frac{1}{2} \left[1 - \theta \left(\sqrt{\frac{E}{N_0}} \right) \right]$

En déplacement de fréquence FSK :

$$s_1(t) = A_0 \sin 2\pi f_1 t$$

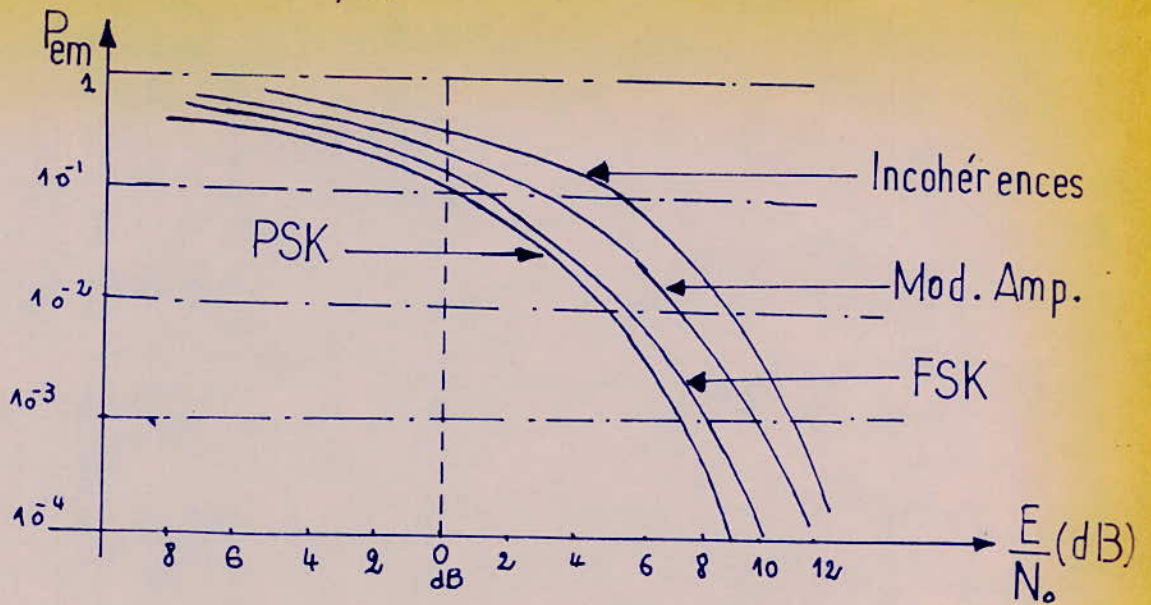
$$s_2(t) = A_0 \sin 2\pi f_2 t$$

A l'émission, les spectres ne doivent pas se recouvrir $\Rightarrow \rho = 0$

$$P_{em} = \frac{1}{2} \left[1 - \theta \left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}} \right) \right]$$

La modulation de fréquence conduit à des performances inférieures à celles du mode PSK. Il faudrait un rapport E/N_0 deux fois plus grand en FSK pour obtenir les résultats du PSK.

La modulation d'amplitude par tout ou rien est encore moins performante. En réception incohérente (phase et amplitude de la porteuse aléatoires), les performances chutent comme le montre le tableau II-6.



II-6.

22 Le DLS

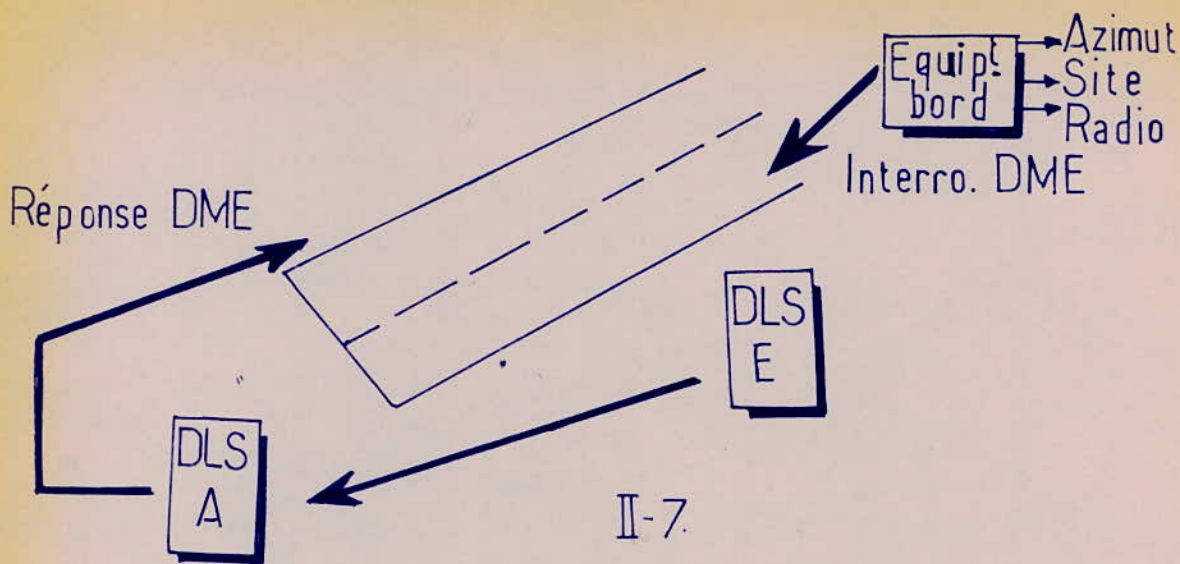
a) Le principe (II 7)

L'idée maîtresse qui a conduit à la proposition de ce système - qui fait l'objet de la proposition Oust-Allemande - fut la réalisation d'un MLS basé sur un matériel déjà existant et qui de ce fait, a déjà fait ses preuves.

Je utilise largement la technique DME pour assurer la liaison avec les avions et le radiogoniomètre pour la mesure des angles.

b) Composition

Il se compose de deux stations principales recevant les impulsions d'interrogation de l'avion.



Station DLS-A : (II-7 et II-9) Elle est placée au bout de piste et sert à relever à l'aide d'un radiogoniomètre monopulse l'angle d'azimut sous lequel lui parvient l'impulsion d'interrogation (avec une erreur $\epsilon < 0,1^\circ$)

Station DLS-E (II-7) Destinée à relever l'angle d'incidence de la même impulsion d'interrogation avec le même procédé et de déterminer de ce fait l'angle auquel se trouve l'aéronef.

Une installation auxiliaire permet de déterminer un angle supplémentaire par rapport à la station DLS-E. Il sera ainsi possible, pendant que l'avion effectue sa phase d'approche de connaître la hauteur à laquelle il se trouve et la distance horizontale par rapport au point d'impact.

Les angles calculés dans la station DLS-E sont transmis par onde ou par fil à la DLS-A munie du transpondeur (I-20).

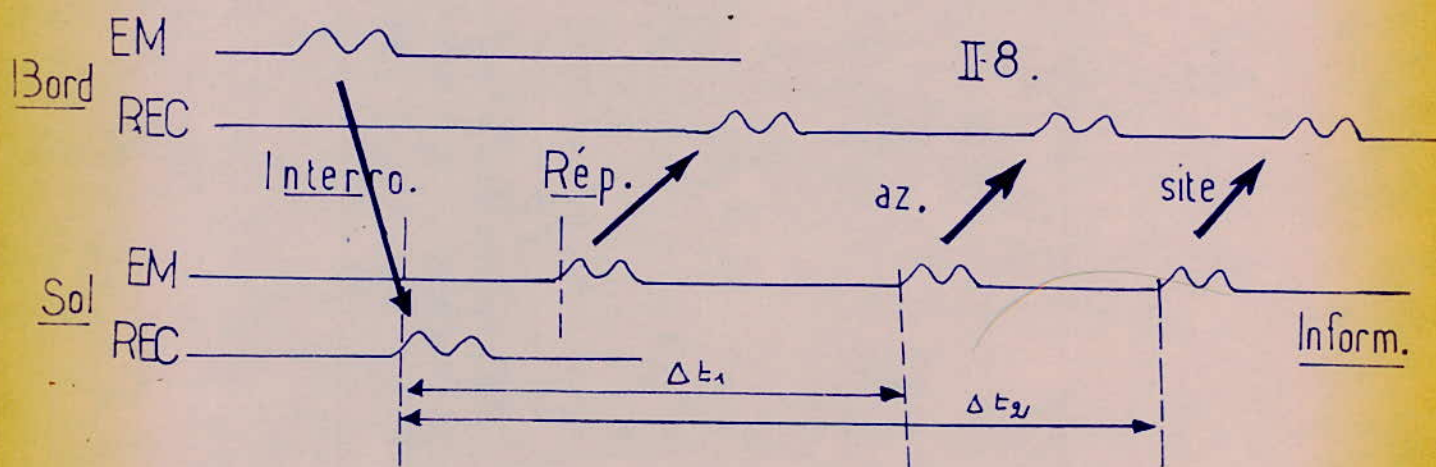
c) Format du signal (II-8) Le transpondeur au sol (II-20) renvoie une paire d'impulsions-réponse à l'avion après un temps normalisé de 50 μ s.

Cette réponse peut déjà lui donner une estimation de la distance qui le sépare de la station.

La donnée de l'angle d'azimut est transmise sous forme de retard (Δt_1) d'une autre paire d'impulsions succédant à la première. Sachant qu'un retard de 1 μ s correspond à $0,1^\circ$, le décodage de l'angle se fait aisément.

De même un retard (Δt_2) par rapport à la première paire donne l'angle de site. Cette réponse peut être suivie d'indications de distance pendant la phase d'arondi, d'informations météorologiques etc...

Comme il faut donner le temps aux divers calculateurs pour calculer les différents paramètres, il s'ensuit une diminution dans la cadence des interrogations et, partant, une simplification dans les circuits. De plus, l'estimation des angles d'azimut et de site dans les premiers instants d'interrogation permet de sélectionner l'antenne d'émission et donc d'éviter un rayonnement omnidirectionnel inutile.



La force du système DLS réside dans le fait qu'il exploite un système existant

Ce qui lui permet d'afficher un rapport propriétés / prix très intéressant et une fiabilité bien connue.

Une seule antenne sert à la fois aux trois phases : Navigation, approche et atterrissage.

Le réseau d'antennes est formé de 48 éléments reliés chacun à un récepteur. Tous les récepteurs sont pilotés par le même quartz.

Couvertures

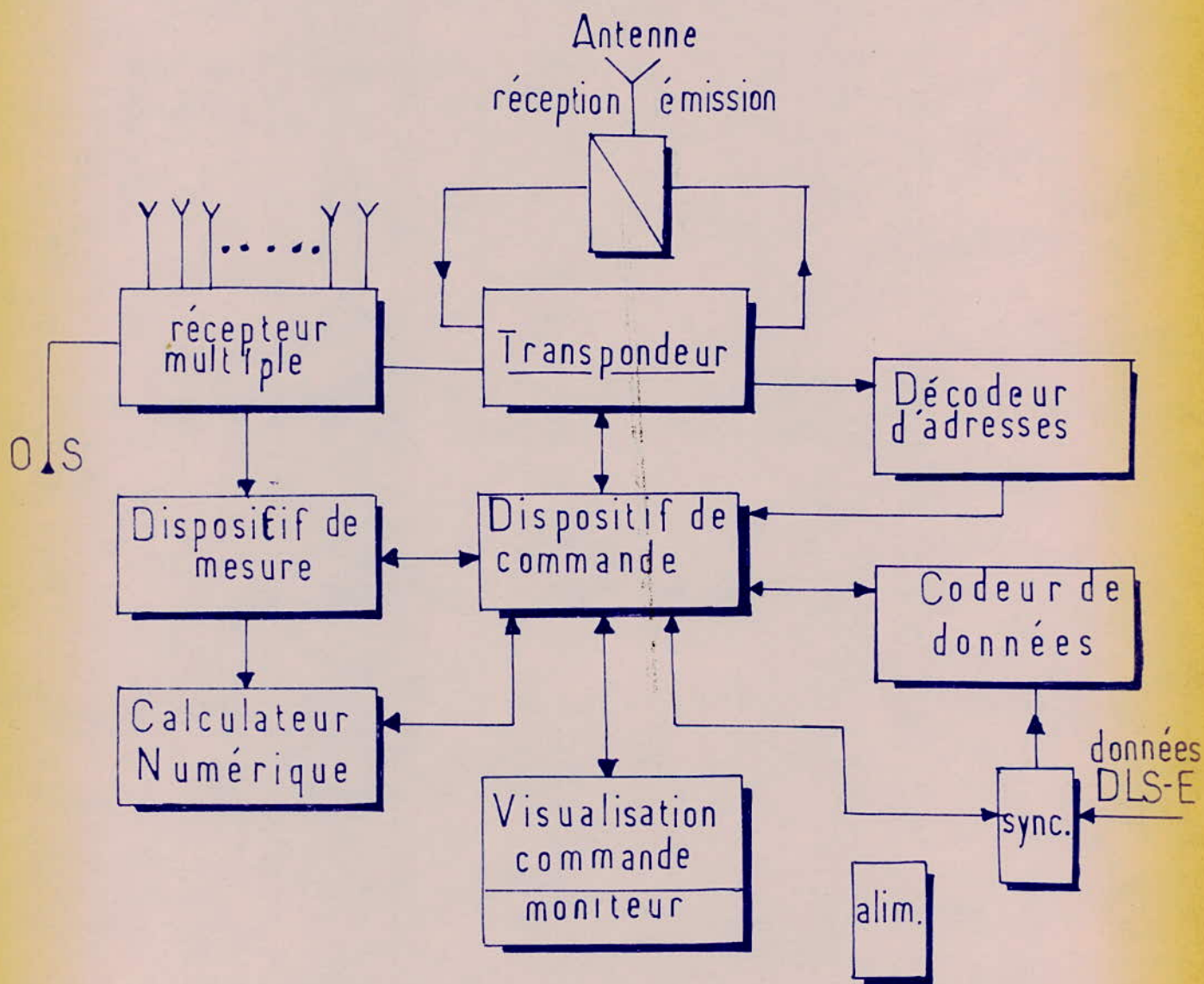
	Site 1	Site 2
<u>DLS A</u>	Distance > 55 km	Distance > 55 km
	Plan H 360°	P. H. 360°
	Plan V 0° ÷ 75°	P. V. 0° ÷ 90°
	Alt. max. 6000 m.	Alt. max. 6000 m.
<u>DLS E.</u>	Distance > 55 km	
	P. H. ± 75°	
	P. V. 0° ÷ 75°	
	ALT. max. 6000 m.	

Nous voyons que les conditions MLS sont remplies et même dépassées.

Le décodeur d'adresses: Il assure le fonctionnement de plusieurs stations au sol sur le même canal. Chaque station n'est excitée que si son adresse est sélectionnée à bord. On a pu ainsi réaliser le codage de 16 adresses différentes.

d) Conclusion Le DLS est le seul système mettant à profit un système universellement utilisé. La possibilité d'utiliser sur le même canal

pour plusieurs stations, l'emploi de calculateurs numériques au sol (gain de poids et de volume à bord) sont un atout appréciable.



II-9. Synoptique de la station DLS-A

e) La mesure des angles en systèmes DLS monopulsés.

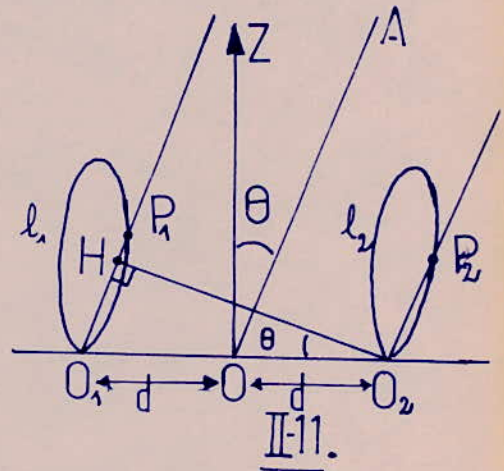
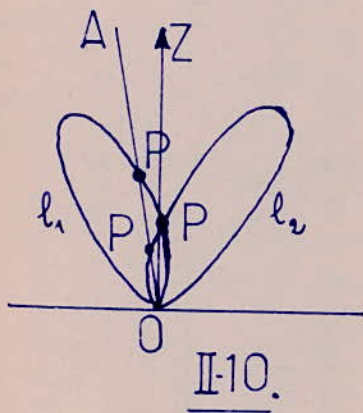
Il existe deux méthodes de mesure de l'angle d'incidence d'une information par systèmes monopulsés :

- systèmes monopulsés d'amplitude
- systèmes monopulsés de phase.

Le premier est basé sur l'unicité d'un centre de phase O d'un doublet de collecteurs d'ondes ou d'antennes de réception (fig II-10).

Le second utilise la différence de marche (donc de phase) que subit une onde arrivant à un collecteur par rapport à l'autre (fig II-11).

Dans ce cas les centres de phase sont donc distincts mais les diagrammes de rayonnement doivent se séduire l'un de l'autre par translation.



Le DLS utilise - pour les besoins de couverture maximale un système de 48 antennes.

Nous présentons le système de mesure sur une plage élémentaire d'angle avec 2 collecteurs d'ondes en sachant toutefois que nous obtenir une

ouverture déterminée, nous devons multiplier le nombre de doublets autant de fois que ne l'exigent l'étendue de la zone de mesure et la précision désirée (la précision reflue sur la finesse du diagramme donc sur la plage élémentaire).

Les diagrammes de rayonnement doivent être aussi directifs que possible pour être réduits à leurs lobes principaux l_1 et l_2 .

OA est la direction de l'avion supposé dans le plan de la figure.

1- Exploitation en Amplitude (fig II-10)

Les deux collecteurs ont même centre de phase 0. Des signaux S_1 et S_2 extraits du signal S de l'avion ne présentent pas de différence de phase

mais nous avons :

$$S_1 = k \cdot OP_1$$

$$S_2 = k \cdot OP_2$$

k : facteur de proportionnalité.

L'écart angulaire θ n'est fonction que du rapport OP_2 / OP_1 . La mesure de θ revient à celle du rapport S_2 / S_1 et est symétrique par rapport à la direction de référence Ox car $S_2 / S_1 = 1$.

2- Exploitation en phase fig II-11

Un avion dans la direction OA, à grande distance donne des signaux proportionnels à OP_1 et OP_2 et on a $|S_1| = |S_2|$. Mais les deux ondes présentent la différence de marche :

$$x = \overline{O_1H} = 2d \sin \theta$$

$$\text{d'où } \Delta\varphi = 2\pi \frac{2d \sin \theta}{\lambda} = 4\pi \frac{d}{\lambda} \cdot \sin \theta.$$

$\Delta\varphi$ permet de déterminer θ . En particulier $\Delta\varphi = 0$ si $A \in Ox$.

3- Cas général

Dans la pratique, il est difficile d'obtenir des systèmes purs d'amplitude ou de phase. Nous aurons :

$$s_1 = k \cdot a_1 \cdot e^{j[\varphi_1 + \Delta\varphi/2]}$$

k : facteur.

$$s_2 = k \cdot a_2 \cdot e^{j[\varphi_2 - \Delta\varphi/2]}$$

φ_i : déphasage

En admettant qu'une construction précise fait rendre $\varphi_1 = \varphi_2$, les signaux ne diffèrent que par l'influence des diagrammes (a_1 et a_2). On forme dans le récepteur :

$$s_2/s_1 = (a_2/a_1) \cdot e^{j(\varphi_2 - \varphi_1)} \cdot e^{-j\Delta\varphi}$$

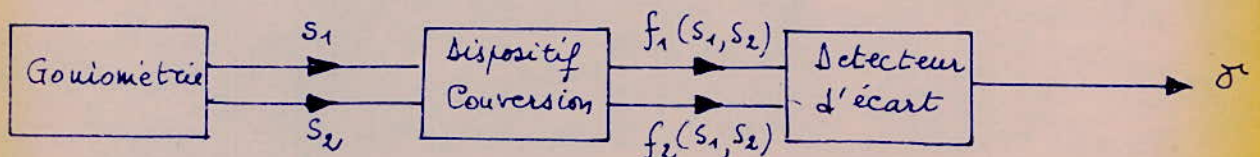
$$j(\varphi_2 - \varphi_1) - j\Delta\varphi = \text{Log}\left(\frac{s_2}{s_1} \cdot \frac{a_1}{a_2}\right)$$

$$\Delta\varphi = j \text{Log}\left(\frac{s_2}{s_1} \cdot \frac{a_1}{a_2}\right) + \varphi_2 - \varphi_1$$

Les appareils : (II-12)

Le système monopulsé comprend :

- le dispositif goniométrique fournissant deux signaux s_1 et s_2
- Quelque fois un dispositif de conversion élaborant des fonctions $f_1(s_1, s_2)$ et $f_2(s_1, s_2)$ qu'on appliquera au détecteur d'écart.
- le détecteur d'écart qui forme la fonction angulaire de sortie δ .

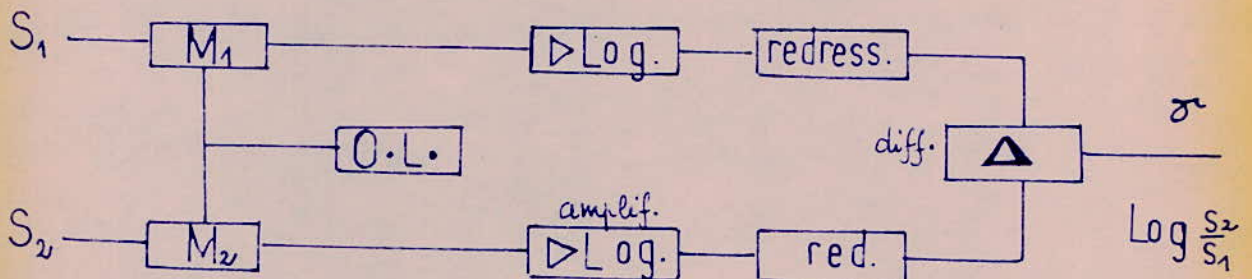


Quand il existe, le dispositif de conversion donne :

$$f_1(S_1, S_2) = \Delta = S_2 - S_1$$

$$f_2(S_1, S_2) = \Sigma = S_2 + S_1,$$

dans le but de palier aux variations de gain et de phase des chaînes d'amplification. Si l'on veut se passer de ce dispositif on utilise le système monopulsé logarithmique (II-13).

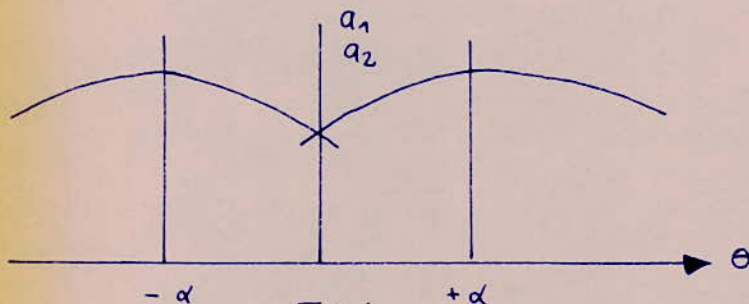


II-13.

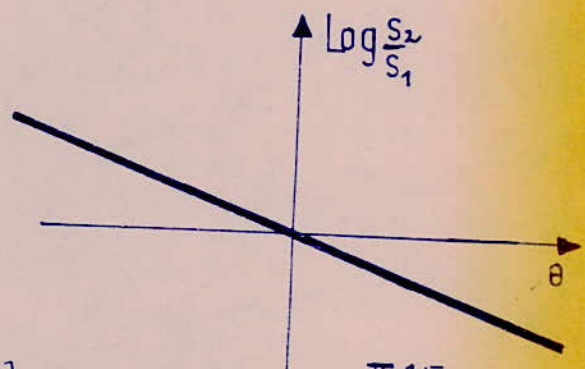
Ce dispositif est intéressant dans le cas où les diagrammes de rayonnement ont des formes gaussiennes, représentables par les formules :

$$a_1(\theta) = e^{-\gamma(\theta - \alpha)^2}$$

$$a_2(\theta) = e^{-\gamma(\theta + \alpha)^2}$$



II-14.



II-15.

$$\text{Log} |S_2/S_1| = \text{Log} |a_2/a_1| = \gamma [(\theta + \alpha)^2 - (\theta - \alpha)^2] = 4\gamma\alpha\theta$$

La fonction angulaire est linéaire (fig II-15)

f) Principe de mesure DHE

Le but initial du DHE est de donner en lecture directe et permanente l'indication de la distance oblique entre l'avion et une station au sol.

L'avion émet des impulsions de forme particulière (Gaussienne) et reçoit la réponse du transpondeur au sol sous la même forme après un temps normalisé à 50 μ s [en plus du temps de propagation].

- 1) Principe : (II-16) La distance est calculée d'après la mesure du temps de propagation aller-retour d'impulsions codées en tenant compte du temps de réémission.

On a la relation évidente :

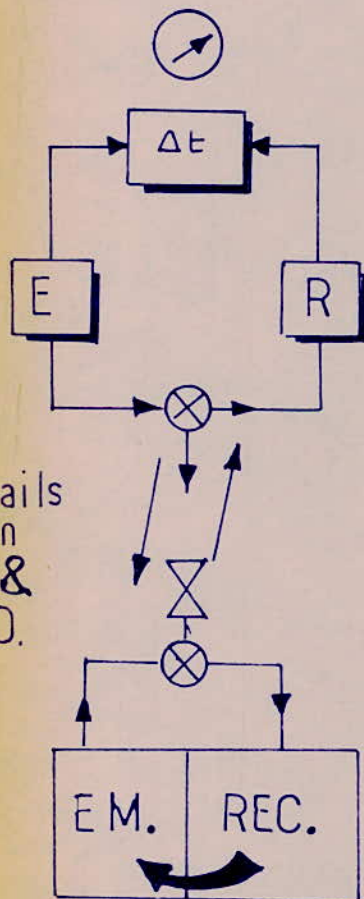
$$d(m) = (\Delta t - 50) \cdot 150 \quad [\Delta t]: \mu s$$

2. Conditions d'exploitation :

Le transpondeur au sol :

- fixe sûrement l'origine des distances
- Permet d'utiliser des fréquences différentes pour l'interrogation et la réponse.
- Améliorer le bilan de la transmission et permet de diminuer les puissances d'émission.

Le système doit pouvoir être exploité en même temps par un nombre aussi élevé que



Détails
en
II-19 &
II-20.

II-16.

possible d'avions avec les mêmes fréquences et les mêmes type de signaux : le problème est résolu par l'utilisation de fréquences erratiquement variables et par un processus de mesure stroboscopique.

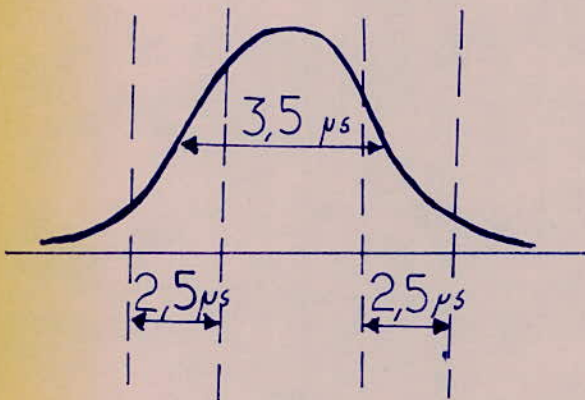
3) Caractéristiques générales

Le système est à impulsions UHF autour de 1 GHz.

a) Forme des impulsions II-17. Elles sont arrondies, d'allure Gaussienne.

3,5 μ s à mi-hauteur

2,5 μ s : temps de montée / descente.



II-17.

Cette forme d'impulsion présente une largeur de spectre minimale et telle qu'il soit possible de placer une voie DME tous les 1 MHz.

Codage : les impulsions sont de plus émises par paires avec un espacement

caractéristique de :

12 μ s à l'interrogation et à la réponse : Mode X

36 μ s à l'interrogation

30 μ s à la réponse

} c'est le mode Y

b) Réurrence

on émet les impulsions d'interrogation de façon erratique autour d'une valeur moyenne :

Fréquence maximale en phase recherche : 150 paires / sec.

Moyenne maximale en phase poursuite : 30 paires / sec.

c) Les voies DME (II-18).

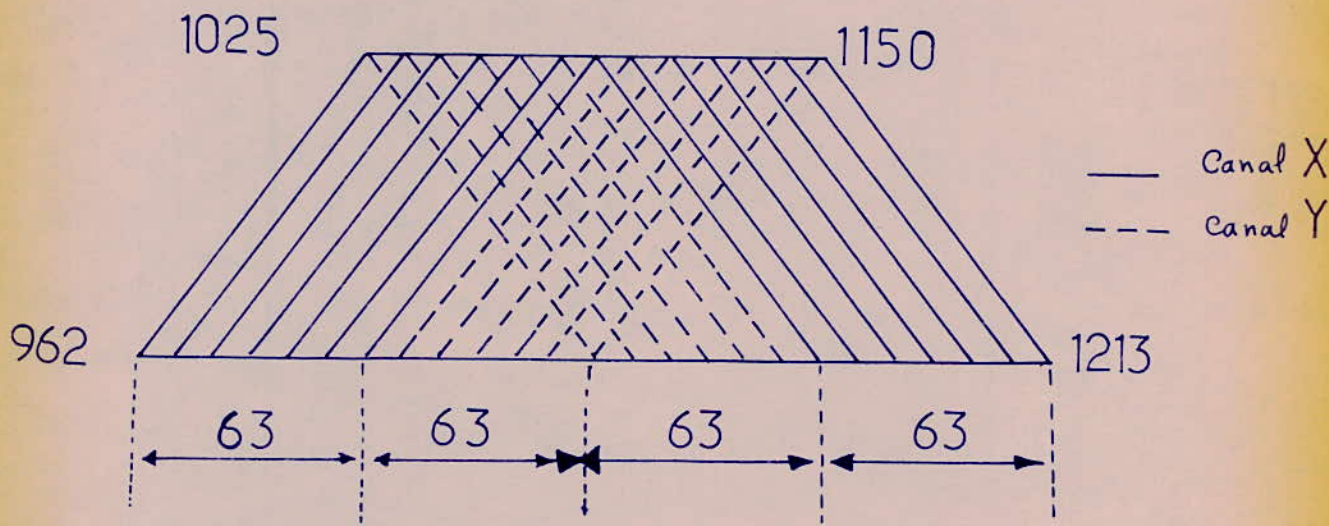
Elles sont comprises dans la bande : $(962 \div 1213)$ MHz.

Une voie DME se compose de deux fréquences f_1 et f_2 (interrogation et réponse) avec :

$$|f_1 - f_2| = 63 \text{ MHz.}$$

$$\text{et } 1025 \text{ MHz} \leq f_i \leq 1150 \text{ MHz.}$$

Le découpage de la bande DME peut alors se faire en 126 canaux par mode et a l'allure suivante : (fréquences en MHz)



II-18.

d) Indicatif du transpondeur : Il est émis sous forme de paires DME espacées de 100 ps, au rythme de 1350 par seconde, pendant les durées points-trait du code morse correspondant (à l'indicatif).

fréquence : Une fois toutes les 30 secondes.

4. Principe de mesure à bord (II-19)

La phase recherche : Il faut retrouver les impulsions reçues aux interrogations par toutes les impulsions reçues, qui peuvent être les réponses aux interrogations d'autres avions, des impulsions p' indicatif ou des impulsions de remplissage.

La phase poursuite : On mesure le temps Δt entre impulsions émises et reçues malgré une récurrence constamment variable et un retard Δt également variable.

On accepte un rendement de 70% pour ces deux processus.

a) Principe de la recherche :

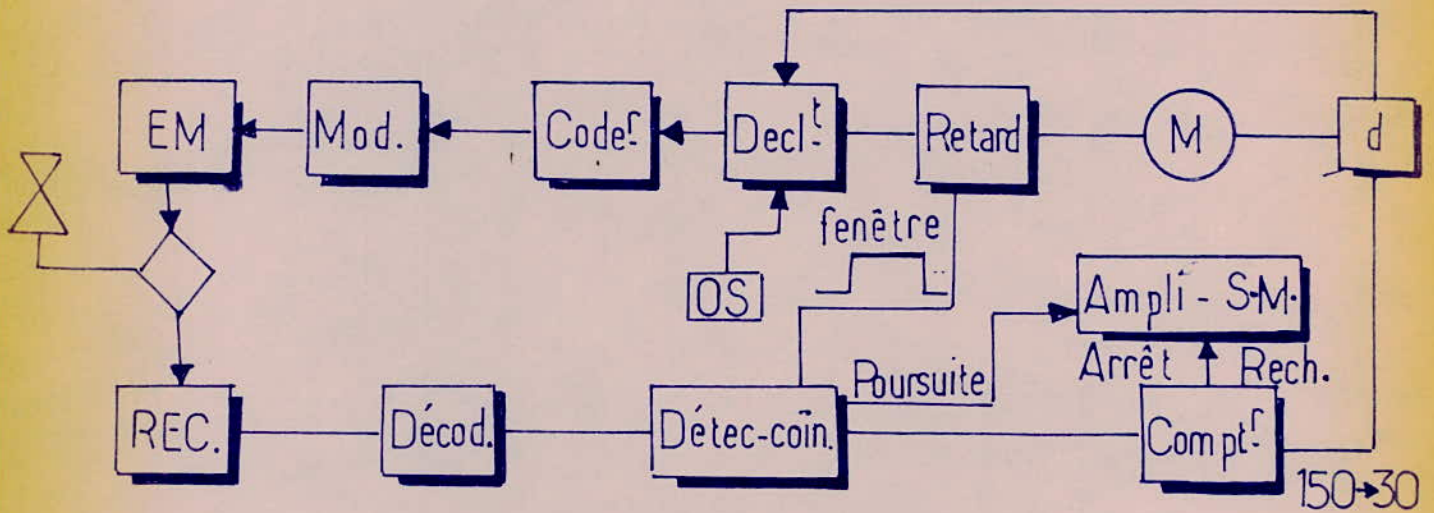
Les impulsions sont reçues de façon erratique sur l'axe des temps. Une seule apparaît avec un retard pratiquement constant, car on néglige le déplacement de l'avion sur une dizaine de récurrences successives.

lorsqu'on détecte 7 réponses sur 10, on doit passer à la poursuite.

- On doit créer, lors de cette phase de recherche, une fenêtre à la deuxième récurrence avec le retard de la première réponse par rapport à la première interrogation.
- Si l'on obtient la coïncidence à la deuxième récurrence, on continue de faire apparaître la fenêtre avec le même retard pour les récurrences suivantes jusqu'à totaliser 7 réponses sur 10, on arrête alors la phase recherche.
- Sinon on modifie le retard de la fenêtre et le processus précédent recommence jusqu'à totaliser le critère n/N ($\equiv 7/10$) de fin de recherche.

- b) La phase poursuite est la phase normale de fonctionnement pendant laquelle :
- Le retard Δt est mesuré et converti en distance (d)
 - Ce retard varie lentement en suivant (d).

On déplace lentement la fenêtre de coïncidence de façon à garder le calage sur les réponses. Ce déplacement est exécuté par un servomoteur commandant un potentiomètre.

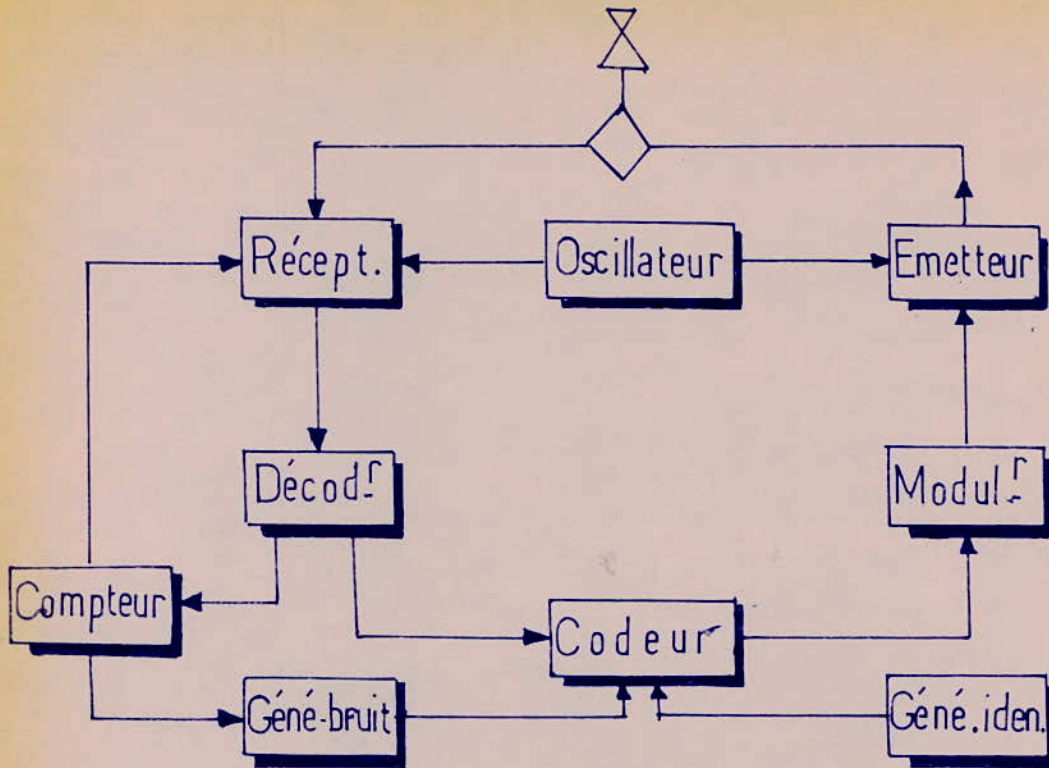


II-19. DME (bord)

5- Émissions au sol (II-20).

Il émet des impulsions de 3 origines :

- Impulsions d'indicatif (Générateur d'indicatif)
- Impulsions de réponse (Déclenchés par le récepteur)
- Impulsions de remplissage (Générateurs de bruit).

II-20. Transpondeur2-3. Traits fondamentaux de Comparaison entre
le "Doppler" et les "Faisceaux battants"

Il s'agit de recenser les forces et les faiblesses de chaque système dans des domaines clés pour essayer de conclure à la suprématie de l'un ou l'autre d'entre eux.

Cinq points peuvent faire apparaître des critères de choix décisifs. Ce sont :

- La sensibilité aux réflexions
- La surveillance du fonctionnement

- le coût au sol
- le coût à bord
- les risques de développement.

a) Objectifs des deux systèmes

- Les "faisceaux battants"

- Réduire le niveau des signaux réfléchis
- Limiter le balayage à la couverture utile
- Séparer à bord les signaux utiles des signaux réfléchis qui apparaissent à d'autres instants.

Le balayage peut être mécanique ou électronique. Le premier exige évidemment plus d'énergie

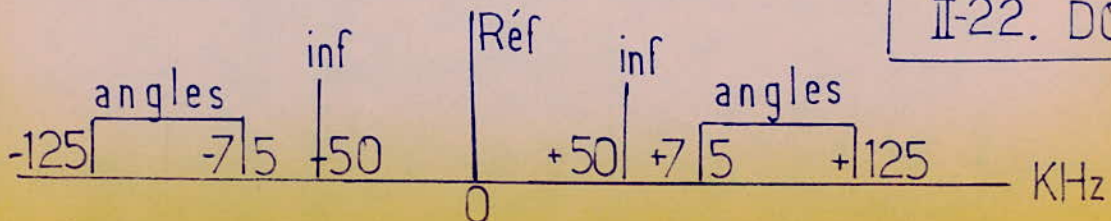
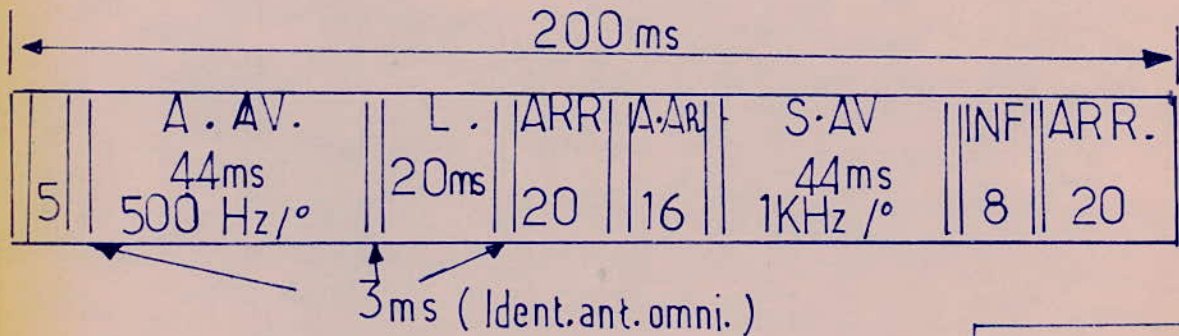
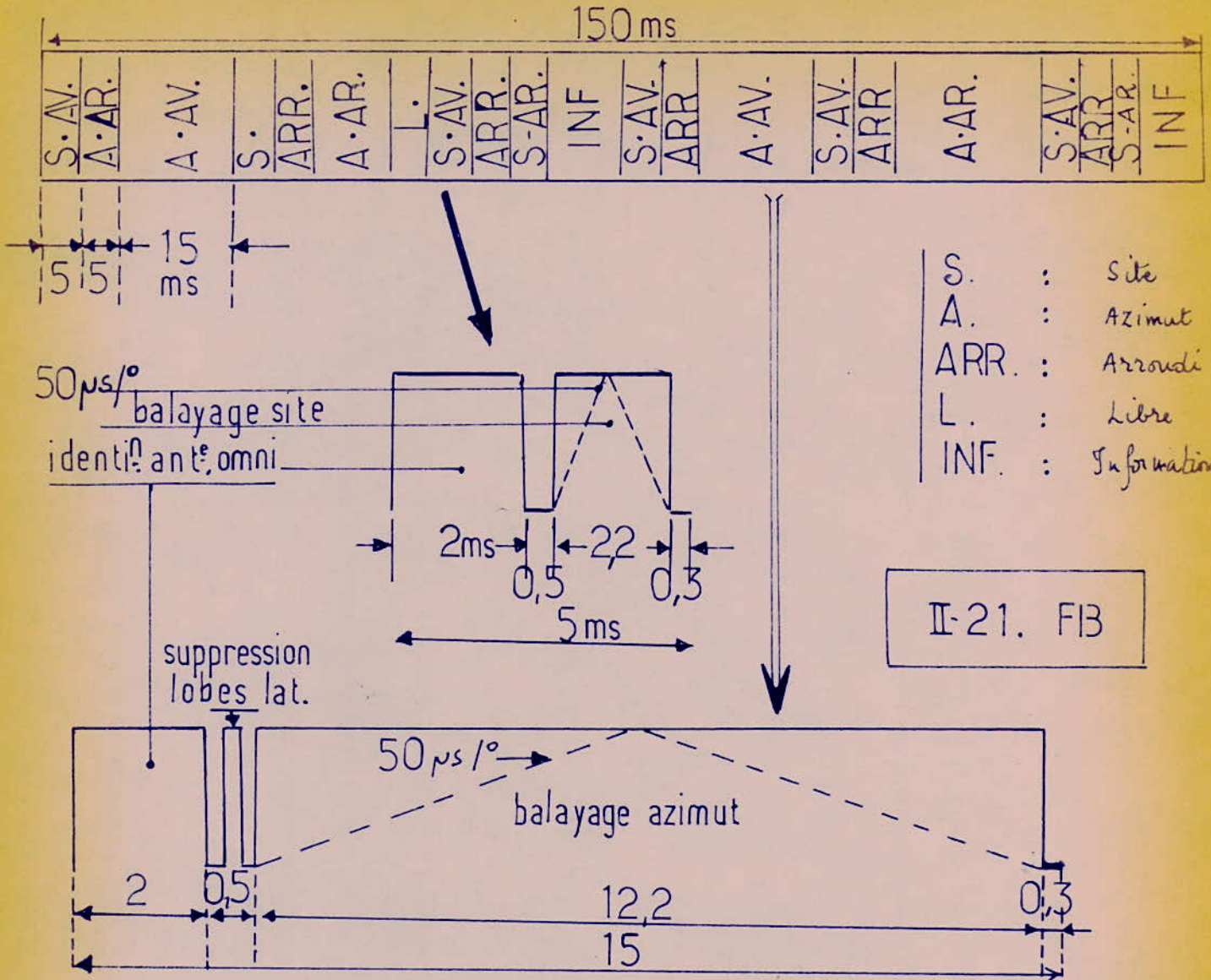
Le code est réalisé par fréquence sous-porteuse ou dans le temps (code temporel). Bien qu'assez nouvelle et donc d'expérience mal assise, cette dernière technique semble pouvoir l'emporter à l'avenir.

Format du signal II-21

- Le Doppler

- on ne se préoccupe pas de supprimer les trajets multiples. Le signal utile n'en est séparé qu'au niveau du récepteur avion.
- Le réseau d'antennes est économique
- La couverture n'est pas limitée

Format du signal II-22.



b) Comparaison des deux techniques :

- Performances : Les deux se neutralisent avec une erreur $\epsilon < 5\%$
- Risques de développement : Le Doppler avait l'avantage d'une technique connue, mais le code temporel n'a accompli des progrès énormes.
- Trajets multiples : On en distingue deux types
 - Dans le faisceau (In beam) : Le gros inconvénient se trouve au niveau de l'information de site, car il faut éviter le sol. En Doppler on l'affine mais le faisceau devient étalé de part et d'autre de la piste.
Comme en ILS, les trajectoires MLS oscillent. Il faut effectuer un échantillonnage rapide, le code temporel est ici supérieur au Doppler.
 - Hors du faisceau (Out of beam) : Dus aux réflexions sur les obstacles assez lointains; les signaux parasites sont éliminés dans le temps (portes) ou en fréquence (filtres) suivant la technique. Ils peuvent néanmoins se manifester à grande distance. L'utilisation de filtres rend le Doppler peu maniable.
- Surveillance de fonctionnement : Le Doppler n'exige qu'un seul point de surveillance de la qualité du signal.
- Coûts
 - Équipement de bord : Il est évalué à environ 2000\$ en chaque système.

Équipements au sol (en \$)

Techn. \ Type	K	D	G
F13	546.000	69.000	90.000
DDP	522.000	77.000	82.000

Ce sont là les Coûts de fabrication bruts, main d'œuvre et matériel, sans amortissement. [FORBONNE : Ing. THOMSON CSF].

Il ne faut faire de différence que si l'écart de prix excède 10% à cause des erreurs d'évaluation. Le nombre d'équipements à fabriquer est aussi une composante très importante. On pense que l'on devrait produire beaucoup plus de systèmes D que de K.

c) Conclusion :

Cette comparaison nous fait constater une distribution quasi-uniforme des avantages. Le traitement du signal en Doppler est assez laborieux, ce qui exige une grande minutie pour l'entretien et la surveillance. L'adaptation pour les installations militaires n'est pas satisfaisante [la couverture n'est pas limitée]. Son grand avantage est certainement la surveillance en un point et le faible coût des antennes mais le traitement à bord est très complexe. Pour les "Faisceaux-battants" la version mécanique exige beaucoup d'énergie. Le mode Temporel est promis à un grand avenir.

III Notes sur l'atterrissage automatique

31 Généralités

En approche automatique, le P.A. (pilote automatique) asservit l'avion à suivre l'axe ILS, c'est à dire à tenir nuls les écarts à l'axe fourni par les récepteurs localizer et glide.

En atterrissage automatique, l'avion doit rester dans l'axe de piste et effectuer la phase d'arrondi. Le P.A. intervient sur les quatre commandes de l'avion :

- Tangage à l'aide du récepteur Glide puis du radio-altimètre
- Roulis à l'aide du récepteur localizer
- Lacet de façon à garder le vecteur vitesse dans le plan avion.
- Gaz à l'aide de la mesure de vitesse.

Atterrissage en Mauvaise Visibilité (AMV) : On parle d'AMV lorsque les conditions sont inférieures aux minima classiques (HD = 90m - PVP = 1200 m).

Principes de Sécurité et Objectifs :

Il convient de distinguer sécurité du taux de réussite. La sécurité est liée aux taux d'accidents. Ce qui impose alors des limitations

d'emploi (de l'automatique) et des systèmes d'alarmes prévenant au pilote d'interrompre une approche (panne, écart excessif...).

L'ensemble de l'avion, des systèmes embarqués et au sol devra donc être conçu de façon à permettre une procédure d'approche manquée dans les meilleures conditions de sécurité.

D'où les objectifs :

- Sécurité : Probabilité d'accident à l'atterrissage suffisamment faible.
- Opérationnel : Il est dicté par le souci d'un encombrement minimal de l'aérodrome.

Toutes les organisations de systèmes AMV tiennent compte de la présence du pilote. C'est à lui qui incombent les décisions en dernier ressort.

Le P.A. peut être surveillé dans trois cas :

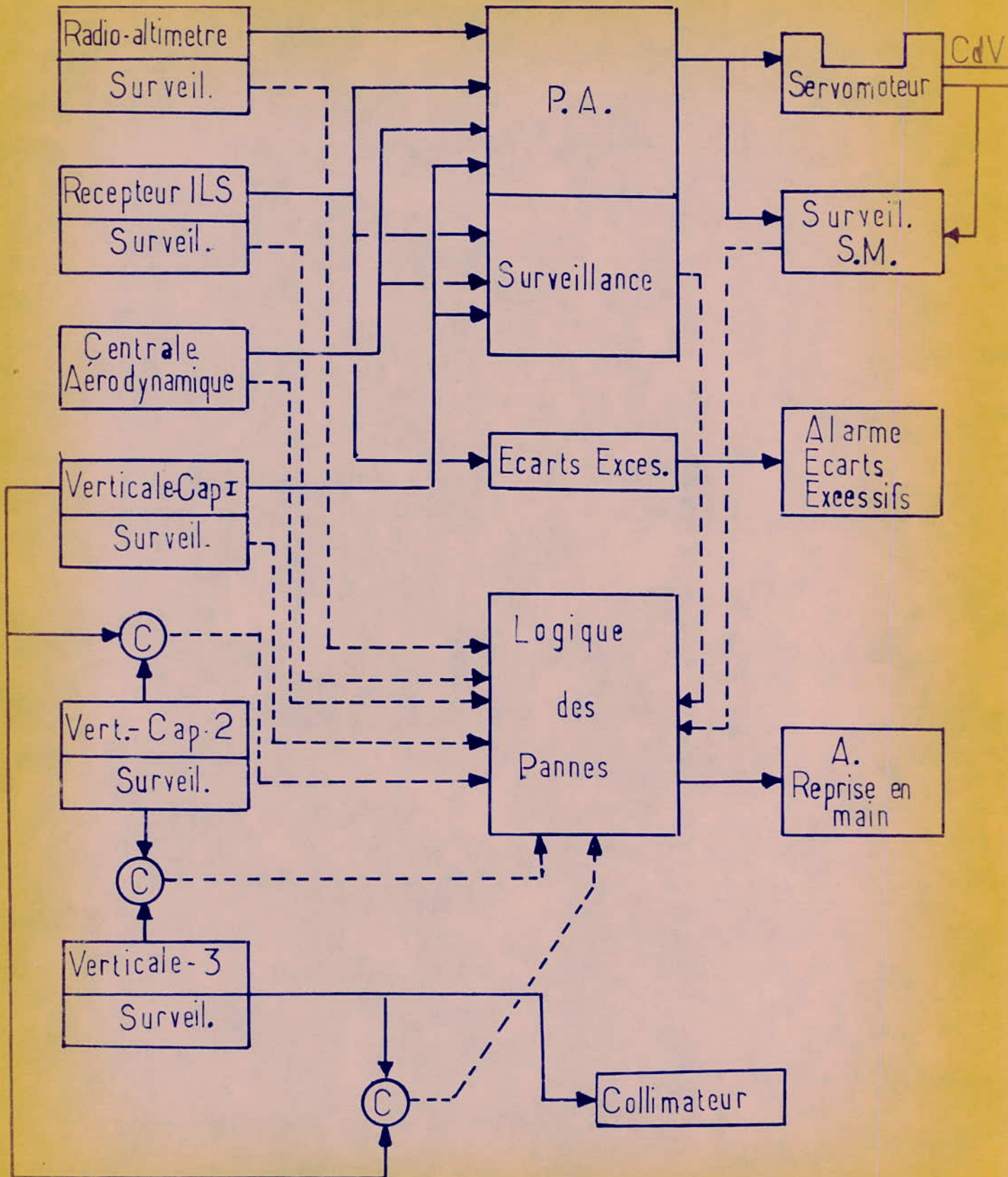
- Par le pilote
 - Remise des gaz
 - Acheèvement de l'atterrissage (si possible)
- Par un P.A. auxiliaire qui remet les gaz

Il peut survivre à une panne dans le cas d'une organisation à redondance.

Pour tous ces systèmes la sécurité est calculée en tenant compte de la probabilité d'apparition d'une deuxième panne.

Organisation de systèmes assurant la sécurité Il faut s'assurer que

III-1 Atterrissage Automatique MERCURE



tous les (systèmes) éléments faisant corps du système répondent aux objectifs de sécurité. En particulier les diverses alimentations doivent être indépendantes, ce qui exige une organisation adéquate des sources de puissance : moteurs différents, indépendance des circuits, des groupes auxiliaire etc...

32 Exemples

21. Système surveillé : exemple du Mercure (Caravelle Air-Inter) (III-1)

Il est équipé de systèmes de surveillance du bon fonctionnement de l'ensemble du matériel de pilotage

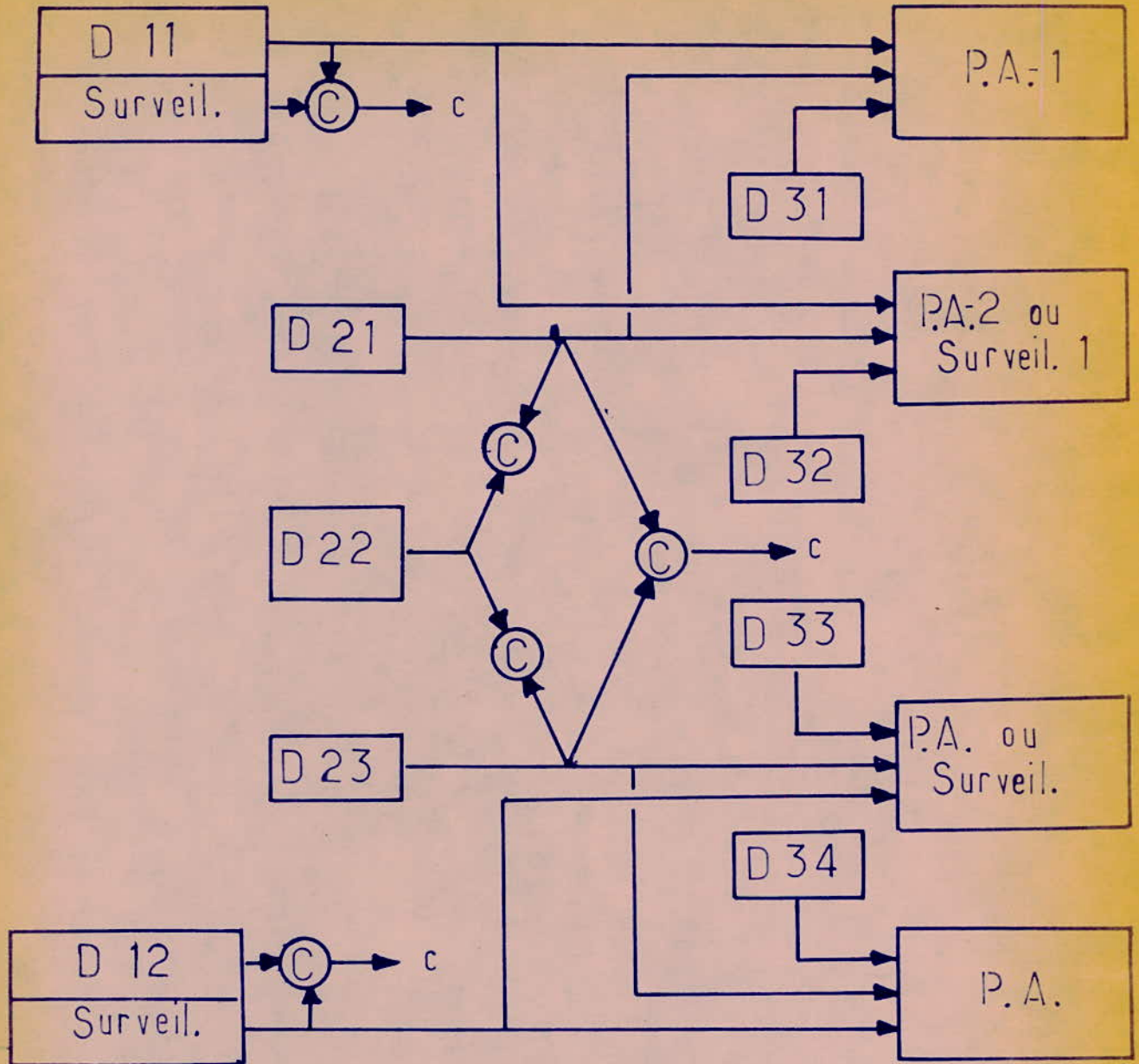
- Détecteurs auto surveillés
- P.A. auto surveillé
- Servo moteur surveillé par une image électronique

La surveillance se fait par comparaison du fonctionnement du dispositif (à surveiller) avec une image de ce système. Le collimateur de pilotage présente un horizon artificiel au pilote en cas de reprise en main.

22 Système double surveillé : Exemple de Concorde : (III-2 et III-3)

Le système précédent est basé sur la reprise en main avant que la panne n'ait produit d'effet notable (système passif).

Les systèmes Concorde et Airbus sont du type "survivant à une panne" c'est à dire organisés de manière à continuer d'assurer le P.A. après détection d'une panne.



III - 2 . Principe de l'organisation des détecteurs
commune à CONCORDE et à l'AIRBUS A300B3

L'équipement Concorde comprend :

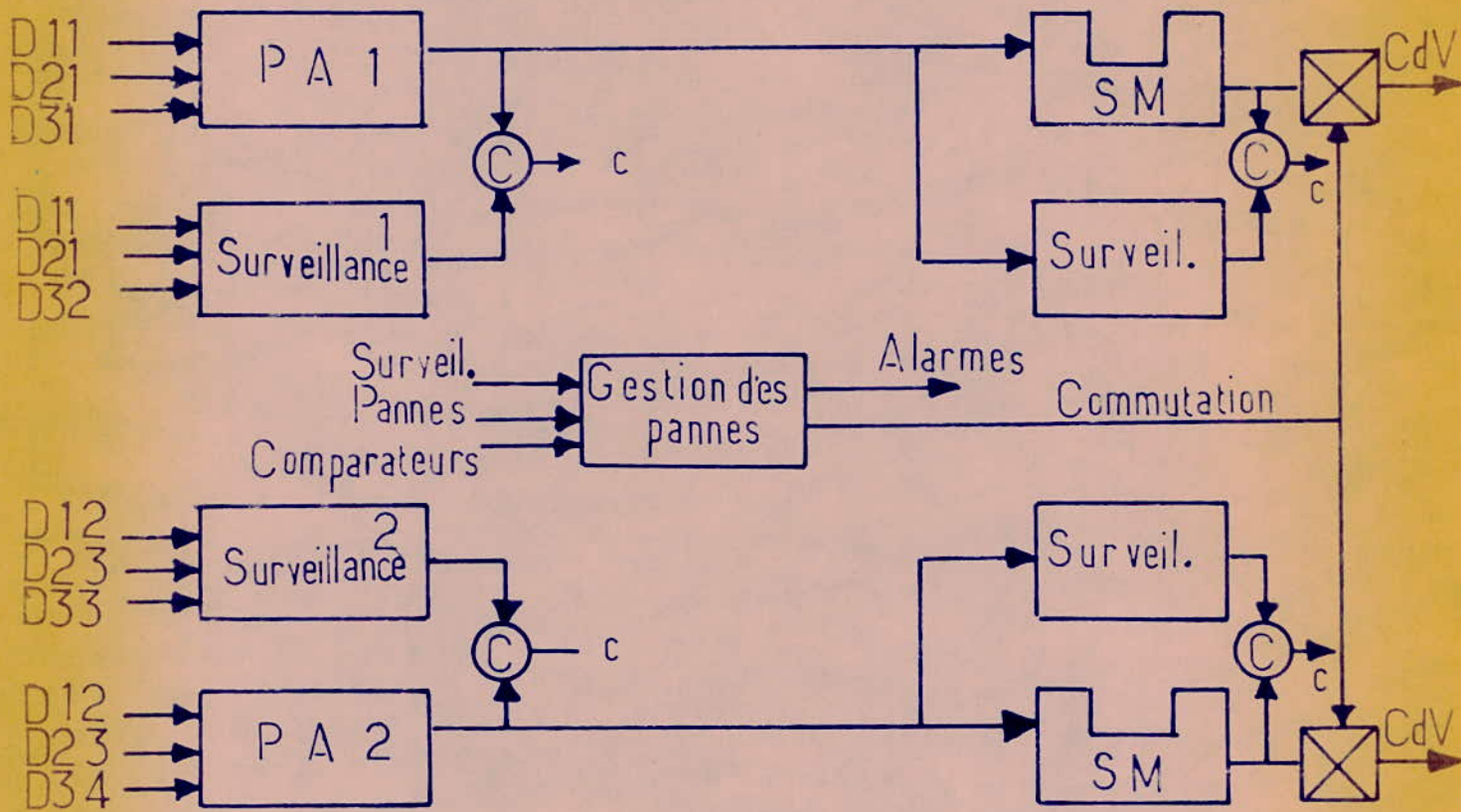
- Deux servo-moteurs surveillés par une image électronique pour chaque variable de pilotage.
- Deux ensembles de calculateurs surveillés
- Trois types de détecteurs
 - Certains en 4 exemplaires, un par calculateur et par surveillance
 - Certains en deux exemplaires auto-surveillés
 - Certains en trois exemplaires : Deux d'entre eux alimentent chacun un calculateur et sa surveillance, le troisième permet par comparaison 2 à 2 des 3, de détecter une panne et de décider par vote majoritaire lequel des trois est en panne.
- Un système central lui-même redondant gérant toutes les informations de panne et les sorties des comparateurs.

En cas de panne affectant l'ensemble 1, la commande est automatiquement transférée à l'ensemble 2. Une alarme impérative est déclenchée dans le cas assez improbable de perte des deux ensembles. Toutes les précautions sont évidemment prises dans l'organisation des alimentations, dans les cheminement de câblages etc... pour s'affranchir au maximum des interdépendances par une habile "ségrégation des circuits".

23 Système quadruple : Exemple de l'Airbus A-300-B. (III-2 et III-4)

Le système de sécurité Airbus est assez semblable à celui de Concorde hormis qu'il comporte des chaînes quadruples au lieu de double-surveillées.

III-3 . Système AMV de CONCORDE



Le schéma nous montre :

- 1°/ Deux servomoteurs surveillés (usage électronique) et travaillant ensemble.
- 2°/ Quatre calculateurs identiques dont les informations sont recueillies par quatre moteurs.
- 3°/ Des Détecteurs semblables à ceux de concordance.
- 4°/ Le système central de gestion des informations de panne.

Les organes moteurs doivent choisir entre les 4 ordres des calculateurs. Si la valeur d'un ordre s'écarte au delà d'un seuil, la voie correspondante est décrétée en panne et le demi-système qui la constitue est neutralisé.

Le degré de sécurité de ces systèmes repose bien entendu sur une hypothèse fondamentale : celle d'une référence de trajectoire sûre.

La validité de l'information de trajectoire est actuellement le problème le plus critique en AMV.

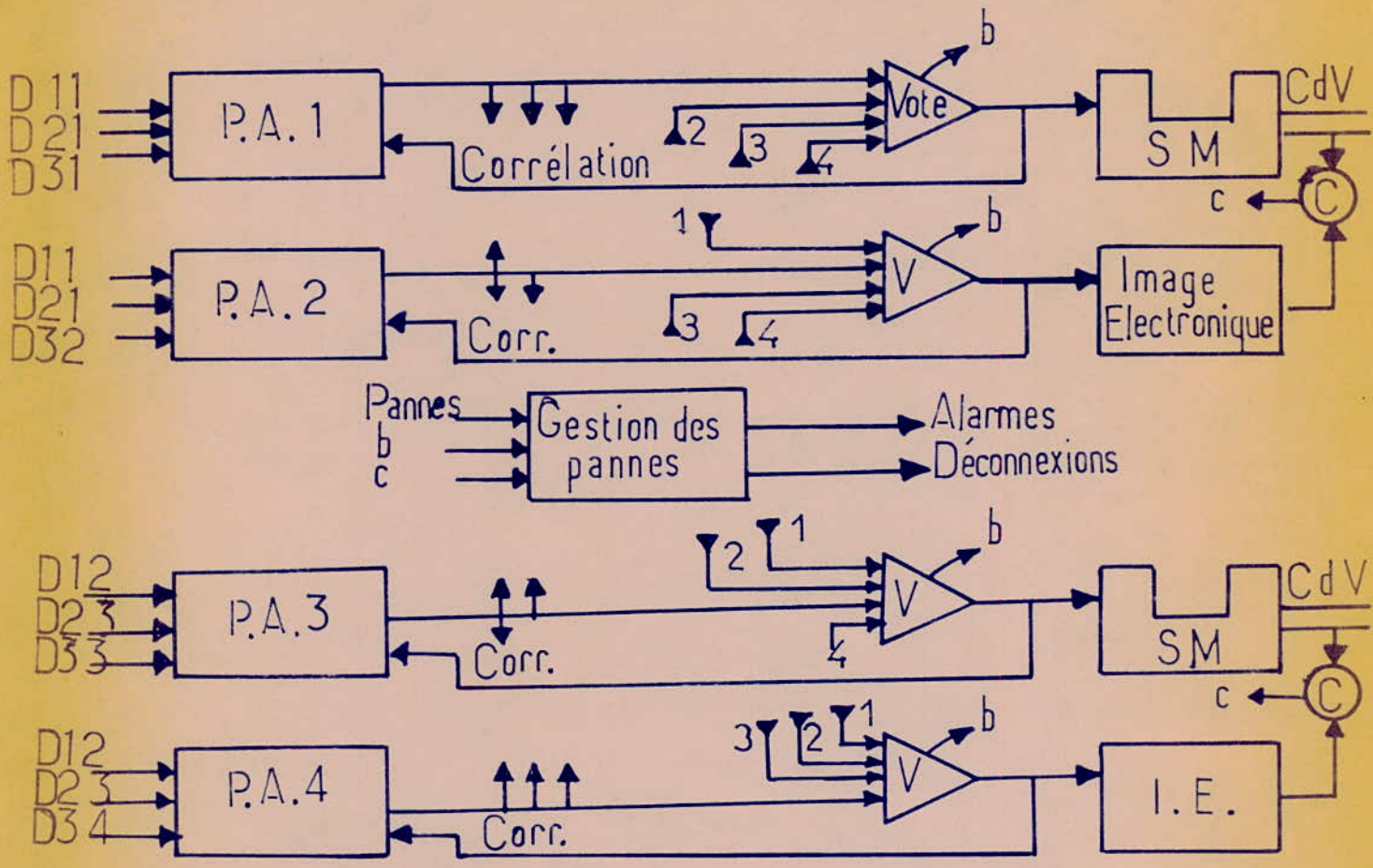
Aspect réglementaire de la sécurité : Pour pouvoir utiliser un avion, une compagnie aérienne doit :

- Posséder des avions ayant reçu un certificat de Navigabilité (⇒ Critères de sécurité remplis).
- Être autorisée à utiliser l'avion dans certaines conditions.

On ne définit le niveau de sécurité d'un équipement de bord qu'en regard des performances des équipements au sol.

Les systèmes AMV peuvent être assez différents les uns des autres suivant la part d'intervention que l'on veut accorder au pilote et le degré de la visibilité. Le jugement que l'on peut porter sur un tel système dépend donc de la simple considération des promesses techniques et des redondances.

III - 4 . Système A.M.V. de l'AIRBUS A-300-3



CONCLUSION

Nous avons vu comment l'ILS, tout au long de ses quelques trente années d'existence, a été soumis à des séries de perfectionnements dans le but de s'affranchir de l'inconvénient majeur des réflexions. La phase III_c semble être de nos jours tout ce que le système peut atteindre de plus perfectionné. Cette dernière étape aurait certainement bénéficié d'une longévité plus grande si l'on ne s'est trouvé devant un énorme accroissement du trafic aérien et une grande diversité dans les appareils. L'idée sur MLS s'est donc imposée on pourrait-on dire plutôt qu'elle n'a été pensée.

Par l'adoption de ce système, les aides électroniques à l'atterrissage se voient à l'orée d'une ère nouvelle promise, à coup sûr, à une réussite totale. Les conventions internationales et la nécessité d'une normalisation exigent évidemment que l'on n'adopte qu'un seul des cinq systèmes proposés bien qu'ils aient tous fait preuve de recherches assidues et parfois même passionnées, ce qui a permis une somme d'expériences dépassant le cadre déjà assez large de l'aviation.

Les essais effectués sur chaque version ont donné des résultats parfois plus que suffisants; c'est ce qui rendra le choix de l'OACI très difficile d'autant plus que le facteur Coût ne permet pas une sérieuse discrimination. On s'apprête en fait à voir au sein de l'Organisation Internationale surgir le même type de discussions pour le moins très houleuses qui

qui a conduit au choix des "Faisceaux Battants" aux Etats-Unis.
 On comprend bien cette animation quand on sait que le marché du
 MLS est actuellement évalué entre 5 et 8 milliards de francs.

Mais, par delà l'objet même des études qui ont été menées, on
 doit se féliciter des progrès que l'on a accomplis dans la théorie du
 signal, la confection de nouveaux types d'aériens et la génération de
 signaux de forte puissance par des équipements à semi-conducteurs.
 On doit s'attendre à des retombées technologiques très intéressantes
 qui viendront enrichir d'autres domaines en attendant que le MLS
 se trouve, à son tour, en mal de changement, ce qui n'est pas impos-
 sible, n'ayant été programmé que jusqu'à l'an 2000.

On commence déjà à s'attaquer au problème du guidage de l'avion
 pendant sa phase de roulement, depuis son premier contact avec le sol
 jusqu'au "parking".

BIBLIOGRAPHIE

- 1 - Aides à l'atterrissage - Notices techniques Thomson-CSF.
- 2 - Radionavigation - ALARI - (ENAC).
- 3 - Revues de l'OACI - bibliothèque des Nations Unies.
- 4 - "Techniques de L'Ingénieur" (Radars monopulsés).
- 5 - Revue des Télécommunications Vol. 50 n^{os} 1 et 4.
- 6 - Choix de la technique MLS aux Etats Unis (par P. Fombonne T. CSF).
- 7 - La sécurité en atterrissage automatique en mauvaise visibilité
par J.P. Bauchene (Ing. princip. de l'armement).
- 8 - Fiabilité des équipements ILS Catégorie III Par LANILIS
(O.E. Sept. 1972 n^o 8 pp. 362 - 366).
- 9 - Equipements ILS de la Catégorie III DAUTREMONT
(O.E. Mai 1971 n^o 5 pp. 359 - 365).
- 10 - The Development of Interscan, A new Microwave Landing System.
(H.B. O'KEEFE & FEIGE Proc. IEEE 1975 n^o 6)
- 11 - Some System Considerations for MLS Airborne Processors
(BENEKE - WIGHTMAN ; NAV. USA 1975 n^o 1)
- 12 - 1974 Int^l Conference and Systems Proc IEEE 1974 n^o 1
- 13 - MLS Scanning Beam Antenna ... Microwave 1974 n^o 1
- 14 - Deux étapes décisives pour le MLS Juteraura 1974 n^o 12
- 15 - L'OACI et le système futur (Fombonne T. CSF)
- 16 - FIVE MLS Line up for the battle Elec. RWeek. 1975 (Juin)