

وزارة التعليم العالي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

المدسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

## ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT

ELECTRONIQUE

# PROJET DE FIN D'ETUDES

S U J E T

## ETUDE D'UNE STATION DE RECEPTION TVDS

Proposé par :

Mr. A ZERGUERRAS

Etudié par :

Mr. K. RAKEM

Mr. M. SAIAH

Dirigé par :

Mr. A ZERGUERRAS

PROMOTION : Juin 1989

Je dédie ce travail

A ma mère,  
A mon père,  
A NASSIMA AMEL et FISSA,  
A mes frères,  
A SAADA,  
A ma grande-mère,  
A la mémoire de ma grande-mère paternelle.  
A toute la famille et a mes amis (es)

KAMEL-ADDINE

A mes deux grandes-mères,  
A ma mère,  
A mon père,  
A Leïla,  
A mes frères,  
A FAFID  
A toute la famille et a mes amis (es).

MOHAMED SAMIR

A tous ceux qui nous ont aidé dans notre travail, Mr  
RAKEM Z., SEBAA G., KADI A., le labo de télécommunication  
de l'école (en particulier Mr TRABELSI M. et Mr OUCAR  
A.), Hafid, Khaled, Tahar, Toufik, nous dédions ce travail.

--0---0---0---0---0---0---0---0---

\*\*\*\*\*S O M M A I R E\*\*\*\*\*

	<u>Page</u>
*)- INTRODUCTION .....	_1_
Chapitre I/- TELECOMMUNICATION PAR SATELLITES:	
I Terminologie de la radiocommunication spatiale.....	-3-
II Satellites de télécommunication .....	-4-
III Perturbation d'une liaison de radiodiffusion via satellite.....	-7-
Chapitre II/- CARACTERISQUES GENERALES DES ANTENNES:	
I Généralités.....	_17_
II Caractéristiques générales des antennes	_18_
III Rayonnement des ouvertures planes.....	_22_
IV Projecteurs d'ondes. ....	_35_
Chapitre III/-TECHNOLOGIE ET INSTALLATION D'UNE STATION DE RECEPTION.....	_48_
I Procédés de fabrication du réflecteur..	_49_
II Supports Az/El et polaire.....	_50_
III Amplificateur convertisseur faible bruit (LNB).....	_61_
IV Le Démodulateur sélecteur de canaux...	_68_
Chapitre IV/- LA RECEPTION EN ALGERIE.....	_73_
Chapitre V/- ETUDE ET REALISATION D'UN DEMODULATEUR TVDS.....	_79_
I Synoptique du récepteur TV 39 canaux....	_81_
1.1/-Description du module RTC CB 112/512	_82_
1.2/-Carte vidéo.....	_90_
1.3/-Démodulation des sous-portreuses audio.....	_99_
1.4/-Système d'accord.....	_107_
II Réalisation pratique .....	_113_
*)-CONCLUSION GENERALE .....	_122_

\*\*\*  
\*\*\*  
\*\*\* INTRODUCTION \*\*\*  
\*\*\*  
\*\*\*

INTRODUCTION  
\*\*\*\*\*

L'homme a toujours eu besoin de communiquer rapidement entre des points toujours éloignés du globe. C'est ce qui a stimulé le développement des systèmes de communications. Ce but est devenu une réalité grâce à l'évolution de nouvelles technologies découlant successivement de l'invention du tube triode, du transistor, des circuits intégrés; de nouvelles applications virent le jour comme la télévision, le radar, la télémétrie, la télématique, etc...

A la révolution apportée par les circuits intégrés électroniques succède l'arrivée à maturité d'une technologie spatiale: les radiocommunications par satellites qui sont l'aboutissement d'une recherche dans le domaine des télécommunications vers des portées, des capacités et des rapidités toujours plus grandes, à des coûts aussi faibles que possible.

Par ailleurs, les satellites de télécommunications essentiellement affectés aux liaisons transocéaniques se rapprochent des utilisateurs pour leur apporter souplesse, et leur ouvrir largement la gamme des nouveaux services de communication tout en améliorant la sécurité de ces services.

En ce qui concerne l'utilisation des ondes hertziennes pour la télévision, la notion de couverture complète du territoire pour un programme, est très importante car elle constitue une exigence fondamentale du service public. De plus elle est difficilement réalisable et très onéreuse en raison du coût élevé d'investissement des équipements et de leur maintenance.

Le satellite permet d'un seul coup de résoudre le problème des zones d'ombres et offre une couverture quasicomplète du territoire.

Ainsi, la recherche de l'augmentation des programmes et celle de

la couverture complète des territoires ont-elles favorisé l'émergence d'un nouveau service qui est celui de la radiodiffusion par satellite (R.D.S.).

Enfin, si comme on le dit parfois, vivre c'est communiquer, on peut se laisser aller à rêver qu'avec l'amélioration de la qualité et de la rapidité des communications apportée par l'apparition des télécommunications par satellites, s'ouvre une ère dominée par l'épanouissement de la culture.

Ce présent mémoire comprend cinq chapitres donnant un aperçu plus ou moins approfondi sur tout ce qui se rapporte à la réception des émissions TV. par satellite, et s'articule de la manière suivante:

-Le chapitre un est consacré aux principes des télécommunications et la transmission TV. par satellite.

-Dans le chapitre deux nous analysons les propriétés et les caractéristiques générales des antennes, ainsi que l'étude de leur rayonnement.

-Le chapitre trois donne une approche approfondie sur la technique et l'installation des éléments essentiels d'une station de réception: l'antenne parabolique, le support, cornet-guide d'ondes, LNB et le récepteur démodulateur.

-Le chapitre quatre traite de la réception en Algérie, et nous terminons enfin par un cinquième chapitre faisant la synthèse de notre projet par une étude expérimentale d'une station de réception et la réalisation d'un élément de la chaîne: le démodulateur sélecteur de canaux, qui à notre avis est la partie la plus intéressante pour un électronicien.

-La dernière partie est consacrée à des annexes où des compléments relatifs à chaque chapitre sont détaillés sous forme de logiciels.

CHAPITRE 1:  
=====

TELECOMMUNICATION

PAR

SATELLITES

1/-TERMINOLOGIE DE LA RADIOCOMMUNICATION SPATIALE.[1] ET [6]

Il est d'une extrême importance de faire la part entre les trois classifications de la radiocommunication spatiale:

- 1)- entre une station terrestre et une station spatiale.
- 2)- entre stations spatiales.
- 3)- entre stations terrestres à travers "RETRANSMISSION" ou "REFLEXION" par une station spatiale.

Les particularités de ce troisième type, souvent appelé «communication par satellites» feront l'objet de la présente étude.

Il est bien évident, que la définition de la communication par satellites nous conduit à distinguer deux types de satellites:

a)- Les Satellites Passifs: Ce sont de simples réflecteurs.

L'onde sera réfléchi sans être amplifiée.

b)- Les Satellites Actifs: Ce sont des satellites qui contiennent à bord de l'énergie capable d'amplifier les ondes avant de les rémettre à destination .

Trois systèmes de satellites typiques ont été proposés pour l'ensemble des communications par satellites, en fonction du type d'orbite du satellite:

-**Système De Satellites à Défilement Désordonné,**

-**Système de Satellites à Défilement Ordonné,**

-**Système de Satellites Synchrones:**

a)-Satellites géosynchrones: Ce sont des satellites dont la période de révolution est égale à la période sidérale de rotation de la terre:  $T=23h\ 56min\ 4,1s$ . L'inclinaison du plan de l'orbite sur l'Equateur et l'exentricité sont quelconques.



b) Satellites géostationnaires: Ces satellites sont placés sur une orbite circulaire EQUATORIALE à une altitude de 35786 km si bien que ceux qui tournent dans le même sens que la terre paraissent fixes par rapport à un observateur terrestre.

Il suffit d'un seul satellite pour couvrir de façon permanente une zone déterminée dont les dimensions peuvent atteindre 40% de la surface de la terre.

- Parmi les applications de ces satellites on cite: -ASTRONOMIE-MEDICINE ET BIOLOGIE SPATIALE- PREVISION METEOROLOGIQUE-TELEDETECTION SPATIALE -APPLICATIONS MILLITAIRES-TELECOMMUNICATIONS.

Conclusion:Le satellite géostationnaire est de loin le meilleur d'un point de vue économique et opérationnel excepté qu'il y a le problème du retard introduit dans les conversations téléphoniques.

A l'avenir, des liaisons directes entre satellites géostationnaires éviteront cet inconvénient. De telles liaisons, qui ne seront pas soumises à la traversée de l'atmosphère pourront se faire par ondes millimétriques ou lumineuses (Laser).

### II/-SATELLITES DE TELECOMMUNICATION [1],[10]

La conception des satellites de télécommunication dépend essentiellement de la nécessité de maintenir le rayonnement des antennes en direction de la terre.

Le satellite peut-être décomposé en sous systèmes aux fonctions bien individualisées:Antennes, répéteur, moteur d'apogée, télécommande et télémétrie, alimentation ...etc.

A ce jour, on peut distinguer trois types de services télécommunications par satellite:

- le service fixe par satellite
- le service mobile par satellite
- le service de radiodiffusion

1/-Service fixe par satellite: C'est un service de radio-communication entre stations terriennes situées en des points fixes déterminés. On peut classer les systèmes de ce service en trois grandes catégories.

-Systèmes internationaux (INTELSAT)

-Le système européen. (EUTELSAT)

-Autres systèmes (INTERSPOUTNIK - ARABSAT)

-Systèmes nationaux (WESTAR-SATCOM-GSTAR aux USA, ANIK au CANADA, STATIONAR en URSS, TELECOM-TDF en FRANCE, etc...).

2/-Service Mobile par Satellite:

Il s'agit d'un service de radiocommunication entre stations terriennes mobiles entre elles ou entre des stations terriennes mobiles et fixes par l'intermédiaire d'un satellite.

3/-Service de radiodiffusion par satellites:

Les satellites de ce service retransmettent des signaux destinés à être reçus directement par le public. Les principales applications envisagées sont la radiodiffusion sonore et la TV.

Les satellites RDS présentent, par rapport aux satellites de télécommunication, l'avantage de disposer d'une puissance d'émission de l'ordre de 200W, soit 10 à 15 fois celle à laquelle nous avons été habitués avec des satellites comme INTELSAT ou EUTELSAT

\*)-Liaison Terre-Satellite-Terre:[6]

\*\*\*\*\*

D'une manière générale, un système de communications est composé principalement de trois parties:

-l'émetteur qui fournit l'onde porteuse modulée.

-le milieu de transmission (l'espace libre).

-le récepteur qui amplifie et démodule.

\*)-Empreinte d'un satellite:

\*\*\*\*\*

La région géographique couverte par le faisceau émis par l'antenne du satellite, ainsi que la puissance associée caractérisent ce qu'on appelle l'empreinte du satellite.

On conçoit aisément que la puissance reçue décroît au fur et à mesure que l'on s'éloigne de l'axe central du faisceau, ce qui signifie que l'on s'écarte du centre de l'empreinte.

Spécifiquement le niveau de puissance en un point est mesuré en terme de ce qu'on appelle la puissance apparente ou encore la puissance isotrope rayonnée équivalente: PIRE.

\*)-Réseaux à plusieurs stations:[1]

\*\*\*\*\*

Pour tirer partie au maximum d'un satellite géostationnaire, il est intéressant de l'utiliser pour établir plusieurs liaisons simultanées entre divers points de la zone de couverture. Le satellite est alors considéré comme le point nodal d'un réseau de stations terrestres. Cette disposition s'appelle l'accès multiple.

a)-Accès multiple:

Dans ce cas le satellite est équipé d'un répéteur unique à large bande. Les différentes ondes EM qui coexistent à la traversée du répéteur et dans le milieu de propagation doivent être caractérisées par une seule adresse définissant une seule station destinatrice et éventuellement une seule station émettrice.

Il existe pour cela trois procédés typiques, auxquels il correspond trois familles d'accès multiple:

- L'accès multiple par répartition en fréquence (AMRF).
- L'accès multiple par répartition en temps (AMRT).
- L'accès multiple par répartition codée en temps et en fréquence (AMRC).

\*-AMRF: Chaque liaison nécessite une bande de fréquence  $b$ . Si  $b$  est la même pour toutes les liaisons, il est possible d'établir  $n=B/b$  liaisons simultanées  $B$  étant la bande du répéteur.

\*-AMRT: Chaque liaison n'est établie que pendant un intervalle de temps  $T_j$  toutes les  $T_f$  secondes. La bande totale de fréquence  $B$  est commune à toutes les liaisons.

\*-AMRC: L'espace temps-fréquence est divisé en case  $C_{ij}$ , chaque case  $C_{ij}$  correspond à une bande  $b_i$  et à un intervalle de temps  $T_j$ . Une liaison est définie pendant chaque durée d'adresse  $T_a$  par une ou plusieurs cases  $C_{ij}$ .

#### b)-Réutilisation des fréquences:

Etant donné que les longueurs de bandes allouées aux télécommunications par satellites dans les gammes de fréquences les plus favorables sont faibles vis-à-vis de la quantité d'informations à transmettre, on cherche à utiliser plusieurs fois la même fréquence dans un même satellite.

Deux méthodes sont envisagées. On peut transmettre les ondes avec des polarisations orthogonales. L'autre méthode consiste à placer à bord du satellite des antennes très directives. Si le rayonnement d'antenne est faible dans les directions utiles de rayonnement de l'autre, il est possible d'utiliser les mêmes fréquences avec chacune d'elles.

### III/-PERTURBATION D'UNE LIAISON DE RADIODIFFUSION VIA SATELLITE

1/-Influence du milieu de propagation:[1],[8]

\*\*\*\*\*

Dans le vide une onde électromagnétique, se propage en ligne droite et subit seulement l'atténuation d'espace libre; tout autre milieu introduit des perturbations dont les effets les plus importants, en ce qui concerne les télécommunications par satel-

lites, sont les suivants: absorption-diffusion-émission propre-rotation du plan de polarisation de l'onde EM.

En excluant les espaces cosmiques dont l'effet est négligeable au dessus de 2 GHz, les deux milieux à considerer entre un satellite géostationnaire et une station de réception au sol sont l'atmosphère et l'ionosphère.

Conclusion: Pour les fréquences inferieures à 300 MHz, il faut tenir compte de l'atténuation ionosphérique. Pour les fréquences comprises entre 15 GHz et 30 GHz il faut tenir compte de l'atténuation apportée par la pluie et aux fréquences supérieures de l'absorption due à la vapeur d'eau et l'oxygène.

Alors que pour des fréquences comprises entre 300 MHz et 15 GHz, le milieu de propagation apporte une atténuation négligeable ou faible. Etant donné que la fréquence de coupure de la réflexion de l'ionosphère se situe au voisinage de 3 GHz, la fenêtre spectrale utilisée dans les télécommunications spatiales est délimitée par les bornes 3 GHz et 15 GHz.

## 2/-Bilan de la liaison satellite-station de réception [1],[6] \*\*\*\*\*

Le choix de la station de réception, et la qualité de la liaison satellite-station de réception va dépendre de la puissance d'émission du satellite, de l'affaiblissement standard et momentané au cours de la propagation du signal microondes, des erreurs de pointage, des déformations de l'antenne de réception, et des erreurs de polarisation des obstacles environnant le site de réception.

Ces facteurs limitatifs peuvent être exprimés sous forme d'une équation qui caractérise le bilan de la liaison.

## 2.1/-Equation des télécommunications: [13]

Considérons une liaison idéale, sans pertes entre le satellite et la station de réception. L'antenne d'émission a un gain  $G_e$ , la puissance d'émission est  $P_e$  et l'altitude du satellite est  $d$ . La puissance  $P_r$  reçue par l'antenne de réception de gain  $G_r$  peut être déterminée à partir du rapport de puissance suivant:

$$P_r/P_e = G_e G_r \cdot (1/A_r) \cdot (J/4\pi d)^2 \quad (53.1)$$

L'atténuation "Aff" d'une liaison est l'inverse du rapport précédent, elle est généralement exprimée sous forme logarithmique

$$AFF(dB) = [22 + 20 \log(d/J)] + 10 \log(A_r/G_e G_r) \quad (53.2)$$

où:

-  $[22 + 20 \log(d/J)]$  est l'affaiblissement en espace libre entre deux antennes isotropes. Cet affaiblissement est très important et augmente avec la fréquence. Aux fréquences élevées, il sera compensé par l'augmentation du gain de l'antenne à la réception. Pour  $10 \text{ GHz} < f < 12 \text{ GHz}$  on a  $203.5 \text{ dB} < A < 206 \text{ dB}$

Le coefficient global de pertes  $A_r$  contient:

- Les pertes dues à la dépolarisation:  $A_{pol} \leq 3 \text{ dB}$
- Les pertes dues aux erreurs de pointage:  $A_{poi} = 1 \text{ dB}$
- Les pertes dues au milieu de propagation:  $A_{pro}$ .
- Les pertes dues aux désadaptations diverses:  $A_{des} = 0.5 \text{ dB}$
- Les pertes dues aux obstacles environnant la station:  $A_{env}$ .

L'atténuation globale s'exprime par  $A = 22 + 20 \log(d/J) + A_r$ ,  
la puissance reçue est dans ce cas:

$$P_r = P_e + G_e + G_r + A \quad (53.3)$$

## 2.2/-Température de bruit:

### 2.2.1/-Temperature de bruit d'antenne:

Un signal réel ne peut apparaître qu'aux bornes d'une résistance, or toute résistance est un générateur de bruit dont la puissance disponible est sous l'approximation de Nyquist donnée par:

$$(§3.4) \quad \boxed{P = k \cdot T \cdot Df} \quad \text{avec} \quad \begin{array}{l} k: \text{constante de Boltzman} \\ T: \text{température absolue} \\ Df: \text{largeur de la bande considérée} \end{array}$$

Dans le cas d'une antenne, la résistance aux bornes de laquelle apparaissent le signal utile et le bruit est la résistance de rayonnement. Donc si  $N_0$  est la densité spectrale de bruit ainsi captée, la température d'antenne  $T_a$  est telle que:

$$\boxed{N_0 = k \cdot T_a} \quad (§3.5)$$

Ce paramètre exprime la sensibilité de l'antenne au rayonnement indésirable qu'elle collecte en plus du signal utile.

La figure (I.1) représente la Température d'antenne  $T_a$  en fonction de l'angle de site et du diamètre de l'ouverture.

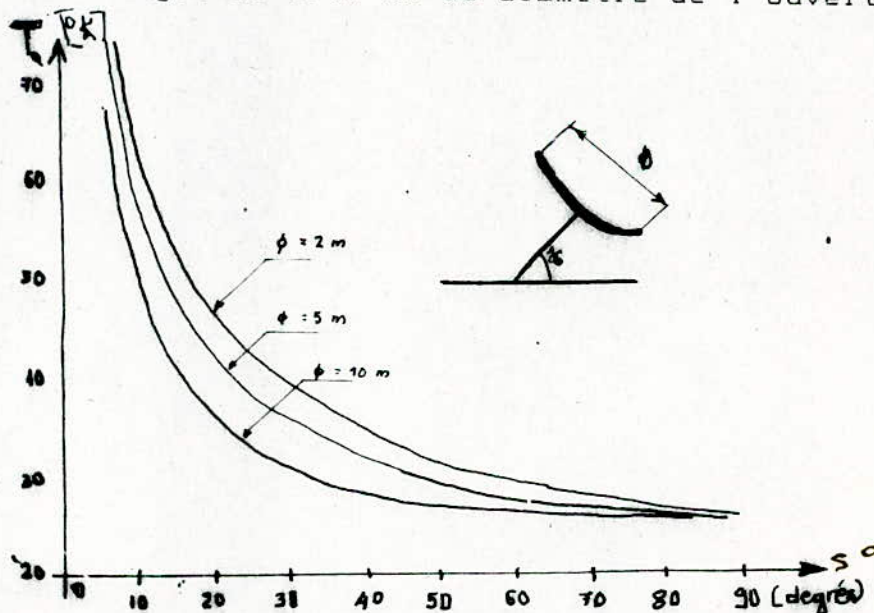


Fig: I.1/-Température de bruit de l'antenne en fonction de l'angle de site  $\theta_s$  et de son diamètre  $\phi$ .

La température de bruit  $T_a$  dépend :

-De la température et des propriétés absorbantes des corps extérieurs.

-Du gain de l'antenne et donc de l'orientation de celle-ci.

\*)-Les principales sources de bruit sont:

-**Le bruit provenant du ciel:** Il est dû essentiellement au rayonnement de la région non ionisée de l'atmosphère. En temps clair, la température du ciel est inférieure à  $40^\circ\text{K}$  pour les fréquences de 1 GHz à 16 GHz.

-**Le bruit terrestre.** Dû au rayonnement propre de la terre, il est approximativement égal à la température réelle ( $270^\circ\text{K}$  à  $300^\circ\text{K}$ ).

### 2.2.2/-Température globale de bruit ramenée à l'entrée du récepteur:

Le bruit provenant de l'antenne et de l'entrée du récepteur limite la qualité de l'image. En absence de brouillage par d'autres émissions, le bruit est le facteur déterminant de la sensibilité du récepteur.

Le récepteur vu de son entrée est caractérisé par son facteur de bruit  $F$ , il se définit de la manière suivante:

$$(§3.6) \quad \boxed{F = W_b / W_{ob}} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} W_b = K \cdot T_o \cdot D_f \\ W_{ob} = K(T_o + T_e) D_f \end{cases}$$

$W_b$ : puissance maximale de bruit à la sortie du récepteur

$W_{ob}$ : puissance maximale de bruit que l'on aurait s'il n'y avait pas de source de bruit.

L'accroissement fictif de température  $T_e$  est dit température de bruit du récepteur. On a finalement:

$$\boxed{F = 1 + T_e / T_o} \quad (§3.7)$$

Le calcul de la température de bruit globale ramenée à l'entrée du récepteur donne:  $T = T_a / L + T_o(1 - 1/L) + T_e$



En utilisant l'expression §3.7 on trouve:

$$T = \alpha T_a + T_o(1-\alpha) + T_o(F-1) \quad (\S 3.8)$$

où,  $(1/L=\alpha)$ : pertes de couplage entre le récepteur et l'antenne.

La puissance totale de bruit N est alors:

$$N = kTB \quad (\S 3.9)$$

B, étant la largeur de bande FI du récepteur.

### 2.3/- Equation de la liaison: rapport C/N

Le rapport de la puissance de la porteuse C sur la puissance de bruit recueillie B, résulte des expressions (§3:1 et 9).

En décibels on a:

$$C/N = 10 \cdot \log \left[ P_e \frac{G_e \cdot G_r}{k \cdot T \cdot B \cdot A} \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \right]$$

soit ,

$$C/N = (P_e + G_e) + G_r - A - 10 \log(kTB) \quad (\S 3.10)$$

où les termes successifs du membre de droite représentent:

-E =  $P_e + G_e$  : la P.I.R.E.

-GR: le gain de l'antenne parabolique de réception

-A: l'atténuation globale

- $10 \log(kTB)$ : la puissance de bruit totale, c'est-à-dire de l'antenne, du convertisseur (LNB) et autres composants du récepteur.

La relation §3.12 peut se mettre sous une forme plus simple, et pratique pour l'estimation d'une liaison.

On écrit:

$$C/N = 228.6 + E + GR - 7 - 10 \log T - 10 \log B$$

(§3.11)

Cette relation utile définit la limite du rapport signal sur bruit qu'un récepteur est capable d'accepter. Pour un bon récepteur, ce seuil limite se situe entre 7.5 dB et 9 dB.

Le tableau: I.1 donne une estimation de la qualité d'image à la réception en fonction de C/N.

C/N:Porteuse/Bruit	Qualité d'image
6	Fourmillement croissant sur l'écran, mauvaise qualité d'image, pas de couleurs.
7	Image observable, mais beaucoup de bruit.
*****8*****	Seuil limite, quelques traces de bruit.*****
9	Bonne image, du bruit sur les couleurs saturées
10	Bonne réception, bonne couleur.
11	-----
12 à 18	Excellente réception

Tableau: I.1/-Qualité d'image de réception en fonction de C/N,

#### 2.4/-Rapport signal/bruit vidéo:[15]

Il est défini comme le rapport de la puissance du signal vidéo et la puissance du bruit après détection sans préaccentuation.

NB: L'expression de ce rapport donnée dans la référence [15] est erronée, la formulation exacte est :

$$S/N_v = 3/2 \cdot C/N \cdot m^2 \cdot B/F_v \quad (\S 3.12)$$

où  $F_v$  est la bande du signal vidéo,  $m$ : l'indice de modulation et  $B$ : largeur du canal 27 MHz. Ce rapport est généralement compris entre 30 et 40 dB.

## 2.5/-Facteur de mérite G/T d'une station: [14]

On caractérise souvent le système de captation à la réception par le facteur de qualité G/T [dB/°K], rapport du gain de l'antenne sur la température de bruit globale ramenée à l'entrée du récepteur. Soit:

$$G/T = G_{\text{rn}} \cdot \alpha \cdot \beta / (-T_a + T_0(1-\alpha) + T_0(F-1)) \quad (53.13)$$

Dans cette formule, on a:

**G<sub>rn</sub>**: gain nominal de l'antenne,  
**β**: facteur de pertes dues au mauvais pointage de l'antenne,  
**F**: facteur de bruit du convertisseur.

Par convention  $T_0 = 290^\circ\text{K}$ , pour plus de commodité, on écrira G/T en décibels par degrés Kelvin notés dB/°K .

A partir de l'expression (53.11), on obtient:

$$(G/T) = (C/N) - E + A + 10 \log B + 10 \log k \quad (53.14)$$

Cette expression permet le calcul du gain G de l'antenne si l'on connaît  $T = T_a + T(\text{LNB})$ , où  $T_a$  est la température de bruit de l'antenne pour une élévation donnée, et  $T(\text{LNB})$  la Température de bruit du LNB.

En choisissant C/N raisonnable, le calcul du gain de l'antenne permettra de déterminer son diamètre.

### \*)-Exemple:

\*\*\*\*\*

On veut recevoir les émissions en bande Ku du satellite de télécommunications: Telecom1.A dont la pire maximum est  $E = 48 \text{ dBW}$

On a les données suivantes:

-A=205.8 dB qui correspond à une atténuation globale due à la transmission pour une journée claire.

-T= $T_a + T(\text{LNB}) = 35 + 220 = 255^\circ\text{K}$  où  $T_a$  est donnée pour une élévation de  $30^\circ$ , et  $T(\text{LNB})$  est une température de bruit standard qui correspond à un facteur de bruit de 2.5 dB. -B=27 MHz

En choisissant  $C/N=14$  dB, on obtient :  $(G/T)=17.5$  dB

Ce qui va permettre le calcul du gain de l'antenne ; on obtient

$$G=17.5+24.06=41.56 \text{ dB}$$

On peut donc choisir une antenne prime focus de 1.50 m de diamètre ou une antenne Off-set de 1.20 m de diamètre.

Si on prend un convertisseur LNB de meilleure qualité (soit 1.5 dB de facteur de bruit), on a :  $G=17.5+21.9=39.4$  dB

Ceci conduit au choix d'une antenne de 1 m de diamètre ou une antenne Off-set de 0.80 m de diamètre.

On remarque que diminuer le facteur de bruit du LNB conduit à une diminution du gain de l'antenne, ce qui revient à diminuer le diamètre de l'antenne.

Dans le tableau:1.2 sont calculées les valeurs du facteur de qualité  $G/T$  et du gain  $G$  suivant les valeurs du facteur de bruit du LNB, la température de bruit d'antenne et sa bande étant fixées à  $T_a=35^\circ\text{k}$  et  $B=27$  MHz.

Satellites band Ku	Intelsat-----Eutelsat		Telecom			RDS	
	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----
PIRE(dB)=	30	35	40	45	50	55	60
C/N=16 G/T=	37.5	32.5	27.5	22.5	17.5	12.5	7.5
1.5 G(dB)=	59.4	54.4	49.4	44.4	39.4	34.4	29.4
2	60.6	55.6	50.6	45.6	40.6	35.6	30.6
2.5	61.5	56.5	51.5	46.5	41.5	36.5	31.5
C/N=12 G/T=	33.5	28.5	23.5	18.5	13.5	8.5	3.5
1.5 G(dB)=	55.4	50.4	45.4	40.4	35.4	30.4	25.4
2	56.6	51.6	46.6	41.6	36.6	31.6	26.6
2.5	59.5	54.5	49.5	44.5	39.5	34.5	29.5
C/N=8 G/T=	29.5	24.5	19.5	14.5	9.5	4.5	-0.5
1.5 G(dB)=	51.4	46.4	41.4	36.4	31.4	26.4	21.4
2	52.6	47.6	42.6	37.6	32.6	27.5	22.6
2.5	53.5	48.5	43.5	38.5	33.5	28.5	23.5

Tableau:1.2

Conclusion:

-Pour une PIRE donnée, la qualité de l'image (C/N élevé) nécessite un gain élevé de l'antenne de réception, ce qui nous amène à augmenter les dimensions de cette dernière.

-Par ailleurs le choix d'un satellite dont la PIRE est importante ou d'un LNB dont le facteur de bruit est faible, entraîne un affaiblissement de G/T, donc une réduction des dimensions de l'antenne de réception.

CHAPITRE 2:  
=====

# CARACTERISTIQUES GENERALES

DES

REACT ANTENNES

## Chapitre II / CARACTERISTIQUES GENERALES DES ANTENNES

### 1 / GÉNÉRALITÉS:

Tout système matériel, siège de perturbations électromagnétiques, constitue une antenne; ex: fil électrique parcouru par des courants hautes fréquences, l'extrémité d'un dispositif qui transforme les ondes guidées en ondes se propageant dans l'espace libre cas de l'émission, et réciproquement de les capter de l'espace libre, pour les conduire vers les systèmes de réception.

- Pour les ondes métriques et décimétriques, les antennes sont généralement constituées d'un fil dont l'élément de base est le dipole électrique.

*(Primaire p<sub>ra</sub> ↓)*

- Pour les ondes centimétriques et millimétriques (fréquences élevées) les antennes sont plutôt des projecteurs d'ondes s'apparentant aux projecteurs optiques, tel que les miroirs paraboliques.

Les nécessités de la navigation supersonique, le développement des engins volants (missile, fusée) et les impératifs de l'aérodynamisme ont conduit à donner aux antennes des formes particulières tel que les antennes plaquées, antenne à microstrip, patch, dipole replié ...etc.

Tous ces dispositifs -projecteurs, lentilles, antennes plaquées peuvent être considérés comme des ouvertures rayonnantes taillées dans un écran opaque.

On conçoit, que les antennes diffèrent très sensiblement d'aspect d'une extrémité à l'autre du spectre radioélectrique.

Cependant, ces antennes présentent des propriétés communes que nous nous proposons d'examiner brièvement, pour plus de détails se référer au cours d'antenne et à la bibliographie cités en référence.

En conclusion, l'antenne est donc un support matériel, d'émission ou de réception d'informations transportées par des ondes électromagnétiques, d'où son rôle:

- Assurer une bonne adaptation entre l'équipement radio électrique et le milieu de propagation.
- Concentrer l'énergie dans une direction privilégiée.
- Assurer une transmission fidèle dénuée de distorsions.

## II/-CARACTERISTIQUES GÉNÉRALES D'UNE ANTENNE: [4], [5]

1/- Directivité et diagramme de directivité d'une antenne:

\*\*\*\*\*

La notion de directivité ne doit pas être confondue avec celle de la polarisation, elle se rapporte aux quantités d'énergie rayonnée tout autour d'une antenne (cas de l'émission) ou recueillies par cette dernière (cas de la réception), en provenance de différentes directions.

Habituellement, la directivité d'une antenne se définit par rapport à une source omnidirectionnelle, purement imaginaire dite antenne isotrope. Elle est matérialisée soit par un diagramme spatial, soit par projection le plus souvent sur le plan E et sur le plan H. (voir Fig: II/1).

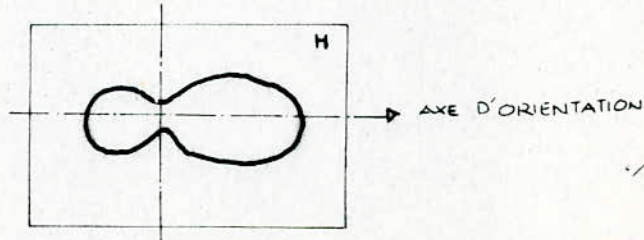
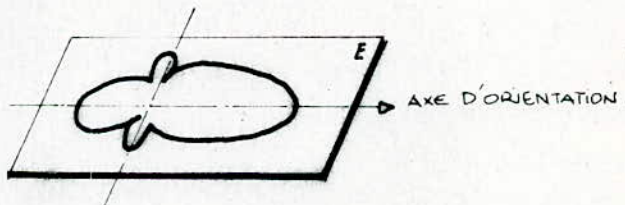
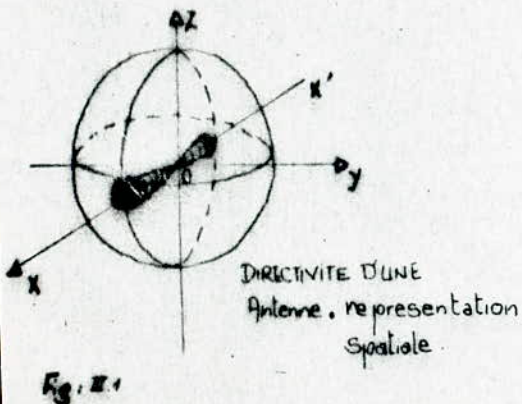


Fig. II.1- Représentation graphique du diagramme de rayonnement



En conclusion, l'un des rôles de l'antenne, est de concentrer un maximum d'énergie dans une direction privilégiée, l'idéal consiste à concentrer la totalité de l'énergie dans cette direction, et seulement dans celle-ci, or cette concentration parfaite est impossible pour deux raisons:

-Les dimensions, des antennes ne peuvent être infinies(même comparativement à la longueur d'onde).

-La faible largeur du faisceau et l'instabilité de la fixation entraîne des dépointages sous l'effet des intempéries.

2/-Gain d'une antenne:

\*\*\*\*\*

Le gain d'une antenne étant le rapport de la puissance engendrée par celle-ci, par rapport à la puissance engendrée par une antenne isotrope(sans aucune directivité), dans le même champ électromagnétique homogène et la même direction;Ce gain s'appel-

le -Gain Absolu:

(§2.1)

$$G_0 = U(\theta, \varphi) / U(\text{iso})$$

avec  $U(\text{iso}) = P_f / 4\pi$

Cependant, l'antenne isotrope étant un concept physique théorique irréalisable matériellement, il a été demandé par la Commission Electronique Internationale de choisir le dipole demi-onde comme élément de référence pratique -le gain d'une antenne par rapport au dipôle demi-onde est donc un gain relatif.

3/-Surface équivalente de réception:

\*\*\*\*\*

Definition: La surface équivalente d'une antenne de réception est la surface d'absorption à travers laquelle la puissance incidente est recueillie ou transmise. Si  $\langle S \rangle$  est la densité de puissance par unité de surface à l'endroit où se trouve l'aérien, la puissance recueillie est  $P_r$ , on a alors:

(§2.2)

$$A = P_r / \langle S \rangle$$

#### 4/-Adaptation d'impédance et résistance de rayonnement:

\*\*\*\*\*

a) Adaptation: Dans le cas de l'émission ou de la réception, la transition entre le milieu de propagation guidée et l'espace de propagation libre doit s'effectuer avec un maximum de rendement, elle nécessite donc une adaptation d'impédance. Autrement dit, il faut qu'il n'y ait pas de réflexion ( $U_r=0$ ), le coefficient de réflexion  $\Gamma$  est donc nul et le T.O.S. (taux d'onde stationnaire) est égale à l'unité.

Si  $G_0$  est le gain correspondant à l'antenne de TOS=1, le gain  $G$  de l'antenne est donné par:

$$(52.3) \quad G = G_0(1 - (\Gamma)^2)$$

En conclusion,

L'adaptation d'impédance constitue donc le deuxième rôle de l'antenne, la mesure du TOS aux bornes d'accès de l'antenne traduit sa qualité, le maximum admissible du TOS < 1.5, définissant ainsi une gamme de fréquence  $[f_1; f_2]$  de travail.

#### b) Resistance de rayonnement

La résistance de rayonnement  $R_0$  est définie comme la résistance qui dissiperait une énergie électrique égale à l'énergie rayonnée, ou bien comme étant le rapport:

$$(52.4) \quad R_0 = P_r / I_0^2 \quad \text{avec} \quad \begin{cases} P_r: \text{puissance émise par l'antenne} \\ I_0: \text{Courant maximal du pt d'ali.} \end{cases}$$

En plus de la résistance de rayonnement, l'antenne est caractérisée par sa résistance ohmique  $R_r$  correspondant aux pertes par effet Joule, le rendement de l'antenne est donc:

$$\eta = R_0 / (R_0 + R_r) \quad (52.5)$$

## 5/-Polarisation d'une antenne

\*\*\*\*\*

On appelle polarisation d'une antenne, sa sensibilité à une direction donnée du champ électrique. A noter que suivant la configuration de l'antenne on distingue des polarisations: verticale, horizontale, circulaire et elliptique.

L'influence de la polarisation vue sous l'angle d'une antenne se traduit par une perte d'énergie, lorsqu'un signal radio-électrique traverse les éléments qui lui affecte une polarisation.

Une deuxième influence concerne le problème d'interférence par rayonnement. Une antenne rayonne un diagramme affecté d'une polarisation choisie, est sensible à un autre affecté de la polarisation contraire (diagramme de polarisation croisée) Voir Fig II/3

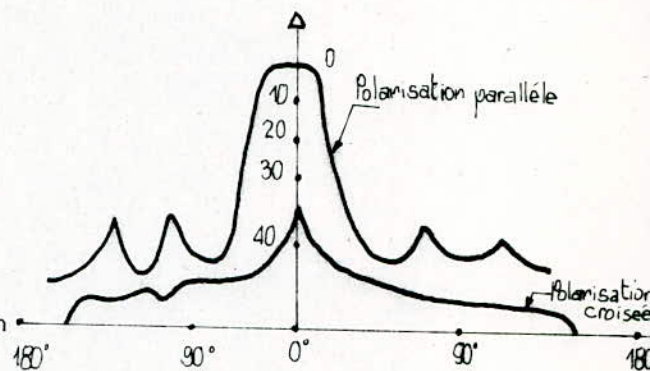


Fig:II.3-Diagramme polarisation

## 6/-Bande passante

\*\*\*\*\*

Les performances d'une antenne sont fonction de sa bande passante qui désigne la gamme de fréquences pour laquelle, les variations principales (directivité, gain, impédance (TOS)) demeurent dans les limites étroites, fixées pour une utilisation normale, néanmoins; le critère du TOS reste le plus déterminant.

## 1.7/-Theorème de réciprocité

\*\*\*\*\*

Le théorème de réciprocité est l'un des 3 théorèmes utilisés dans la théorie des réseaux linéaires, il a été généralisé et appliqué aux antennes par Carson en 1924.

Ce théorème énonce que pour un accès donné, l'on dispose des mêmes caractéristiques à l'émission qu'à la réception.

Les diagrammes de rayonnement sont identiques pour l'émission et la réception, il en est de même pour le gain.

Or ceci n'est vrai qu'à deux conditions:

- l'antenne est parfaitement isolée dans l'espace.
- le même trajet est utilisé dans le sens émission et dans le sens réception.

### III/ RAYONNEMENT DES OUVERTURES PLANES [2], [3]

#### 1/- Introduction:

\*\*\*\*\*

De nombreuses antennes à grands réflecteurs, utilisées au-delà de 1GHz peuvent-être considérées comme des ouvertures rayonnantes. C'est ainsi qu'un réflecteur parabolique, associé à un projecteur d'onde placé en son foyer, constitue une ouverture circulaire rayonnante, diffractant de l'énergie dans l'espace.

Un cornet pyramidal terminant un guide d'onde est une ouverture rectangulaire rayonnante. Des fenêtres percées sur les guides rectangulaires rayonnent de l'énergie, enfin les discontinuités sur les lignes microrubans elles-même peuvent constituer des surfaces rayonnantes.

D'après les définitions généralement admises, on peut distinguer en avant d'une ouverture de plus grande dimension transversale  $D$ , trois zones de rayonnement:

a) "Zone de Rayleigh": C'est la zone proche, s'étendant de 0 à  $D^2/\lambda$  dans laquelle l'énergie E-M rayonnée reste concentrée à l'intérieur d'un faisceau tubulaire.

b) "Zone de Fresnel": ou zone intermédiaire entre  $D^2/\lambda$  et de

$2.D^2/\lambda$  qui est une zone de transition à l'intérieur de laquelle la divergence du faisceau devient sensible.

c) "Zone de Fraunhofer": Ou zone lointaine au delà de  $2D^2/\lambda$  dans laquelle l'énergie est rayonnée dans toutes les directions de l'espace couvertes par les diagrammes de rayonnement de l'antenne.

### 2/- Principe d'Huygens-Fresnel

Considérons une antenne plane (S) située dans le plan xoy, du système de référence oxyz. Voir fig:11/4

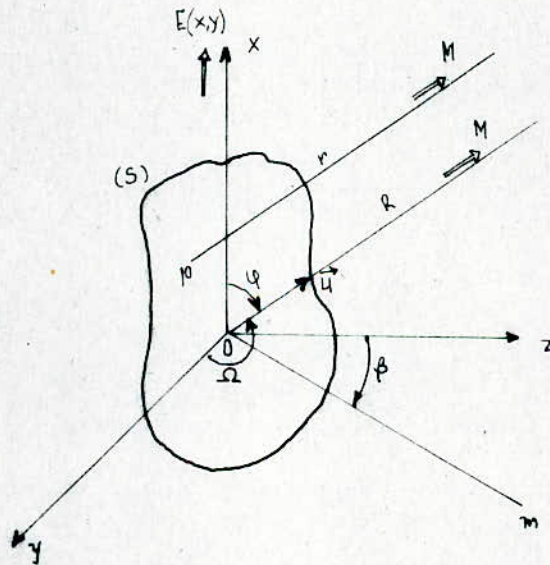


Fig:11.4

Illuminons cette ouverture par un faisceau d'ondes provenant de la région des Z négatifs.

Il existe en chaque point P de (S) un champ électrique  $E(x,y)$  et un champ magnétique  $H(x,y)$ .

Nous nous limitons aux conditions restrictives suivantes: nous supposons la polarisation uniforme, tous les vecteurs  $E(x,y)$  sont parallèles. Nous disposons  $Ox$  parallèlement à  $E(x,y)$ . Nous supposons que les conditions de l'espace libre existent sur toute l'ouverture, C'est à dire  $E$  perpendiculaire à  $H$  et  $E/H=Z_0$ .

Nous ne tiendrons pas compte des perturbations éventuelles sur les bords (dimensions de l'ouverture très grandes par rapport à  $\lambda$ ).

Nous nous intéressons au rayonnement à grande distance de (S). Nous supposerons, de plus, les rayons peu inclinés sur l'axe (Z). Cet ensemble de conditions se rencontre communément pour la plupart des antennes directives.

D'après le principe d'Huygens-Fresnel, chaque point P de la source se comporte comme une source secondaire" dont l'amplitude et la phase sont celle de l'onde incidente au même endroit, et rayonnant dans tout l'espace. Le champ en un point M de l'espace sera donc la somme vectorielle des champs issus de tous les points P de (S)

## 2/- Etude générale du rayonnement de l'ouverture

### 2.1/- Champ à grande distance

\*\*\*\*\*

Considérons un point M dans la direction OM faisant avec  $Ox, Oy, Oz$  les angles  $\vartheta, \Omega, \theta$ .

$O_m$  est la projection de OM sur le plan horizontal  $yoz$ ,  $\alpha$ , et  $\beta$  les angles de site et de gisement de la direction OM, ( $OM=R$ ).

Chaque élément P de S rayonne un champ:

$$dE_p = E_{xy} \cdot \exp[j\omega t] \cdot dS$$

Il est situé à une distance r de M telle que:  $r=R-(OP \cdot u)$ .

Le champ  $dE_m$  au point M peut s'écrire, par analogie avec le doublet :

$$dE_m = j(E_{xy}/J.r) \cdot \exp[j(\omega t - 2\pi r/J)] \cdot dS \quad (93.1)$$

Le champ résultant en M des ondes issues de l'ensemble des sources P sera:

$$E_m = (j/\sqrt{R}) \int_s E_{xy} \cdot \exp[j(\omega t - 2\pi r/J)] dS$$

$$(93.2) \quad E_m = j \frac{\exp[j(\omega t - 2\pi R/J)]}{\sqrt{R}} \int_s E_{xy} \cdot \exp[jk(x \cos \theta + y \cos \Omega)] dx dy$$

avec  $k = 2\pi/J$ : vecteur d'ondes

2:2/-Diagrammes principaux de l'ouverture plane:

\*\*\*\*\*

(\*) Dans le plan vertical  $xOz$  (plan E),  $\Omega = \pi/2$  ( $\theta$  devient le site):

$$E_\theta = j \frac{\exp[j(\omega t - kR)]}{\sqrt{R}} \int_s E_{xy} \cdot \exp[jkx \sin \theta] dx dy$$

(\*) Dans le plan horizontal  $yOz$  (plan de H),  $\theta = \pi/2$ :

$$E_\beta = j \frac{\exp[j(\omega t - kR)]}{\sqrt{R}} \int_s E_{xy} \exp[jky \sin \beta] dx dy$$

(\*) Dans la direction  $Oz$  ( $\theta = 0, \beta = 0$ ):

$$E_{oz} = j \frac{\exp[j(\omega t - kR)]}{\sqrt{R}} \int_s E_{xy} dx dy \quad (93.3)$$

Si la surface est équiphase, tous les champs  $E_{xy}$  sont en phase,  $E_{xy}$  est réel, la somme vectorielle des ondes en M est maximale,  $Oz$  est donc la direction du maximum de rayonnement.

2.3/-Gain d'une ouverture plane illuminée par un champ

\*\*\*\*\*  
uniforme et équiphase  $E_o$   
\*\*\*\*\*

Dans ce cas le champ dans la direction  $Oz$  est:

$$E_{oz} = j \frac{\exp[-jkR]}{\sqrt{R}} E_o \int_s dx dy; \quad |E_{oz}| = E_o \cdot S / \sqrt{R}$$

#### 4.2/-Cas d'une illumination non uniforme

\*\*\*\*\*

Comme dans le cas des ouvertures rectangulaires, l'utilisation d'illuminations décroissantes à partir du centre vers la périphérie, provoque une atténuation des lobes secondaires.

Le type de distribution le plus utilisé peut se représenter par la loi:

$$|F(p, \Omega)| = E_0(1-p^2/a^2)^n$$

En effet, lorsque  $n=0$ , on obtient l'illumination uniforme, quand "n" augmente, la distribution s'atténue de plus en plus sur les bords de l'ouverture et se concentre autour de l'origine 0.

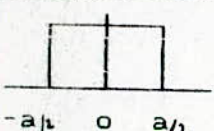
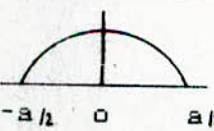
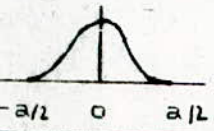
Le calcul de l'intégrale:

$$E\theta = j \frac{\exp[-jkR]}{\sqrt{R}} \cdot 2\pi E_0 \int_0^a (1-p^2/a^2)^n \cdot J_0(kp \sin\theta) dp$$

conduit à l'expression générale suivante:

$$(53.14) \quad E\theta = j \frac{\exp[-jkR]}{\sqrt{R}} \cdot 2\pi a^2 \cdot E_0 \cdot \frac{2^n n! J_{n+1}(kpsin\theta)}{(kpsin\theta)^{n+1}}$$

Le tableau:11/3 précise la fonction caractéristique, l'ouverture  $2\theta_0$  à 3 dB du lobe principal, la direction  $\theta_1$  du premier maximum, l'amplitude N(dB) du premier lobe secondaire par rapport au lobe principal et le facteur de gain K, pour trois distributions particulières.

Distribution	Fonction	Fonction caractéristique	$2\theta_0$ degrés	$\theta_1$	Niv. (dB)	K
	Uniforme $(1-r^2)^0$	$2 \cdot J_1(m)/m$	$29.6 \sqrt{a}$	$35 \sqrt{b}$	-17.6	1
	$n=1$ $(1-r^2)$	$J_2(m)/m^2$	$36.3 \sqrt{a}$	$47 \sqrt{a}$	-24.6	0.7
	$n=2$ $(1-r^2)^2$	$J_3(m)/m^3$	$42.1 \sqrt{a}$	$58. \sqrt{a}$	-30.6	0.6



$m=2\pi(a/J)\sin\theta$	0	3.832	5.136	7.015	8.417	10.173	11.620	13.324
$f(\theta)= E\theta/E_m $	1	0	0.017	0	0.004	0	0.0016	0
$f(\theta)$ en dB			-17.6		-23.8		-28	

- La largeur à -3 dB est définie par :  $2J_1(m)/m=1.6$  d'où

$$2\theta_0 \approx 29.5^\circ \sqrt{J/a} \quad \text{soit} \quad 2\theta_0 = 59^\circ \sqrt{J/D}$$

D étant le diamètre de l'ouverture

Remarque:

Nous tenons à souligner la confusion faite par beaucoup d'ouvrages d'antenne ou ils considèrent que l'ouverture à 3 dB est de  $70 \sqrt{J/D}$  alors que cette expression correspond à l'ouverture de tout le lobe principal.

Dans la figure: II/10, on compare une ouverture circulaire de diamètre  $10J$  et une ouverture carrée de côté  $10J$ .

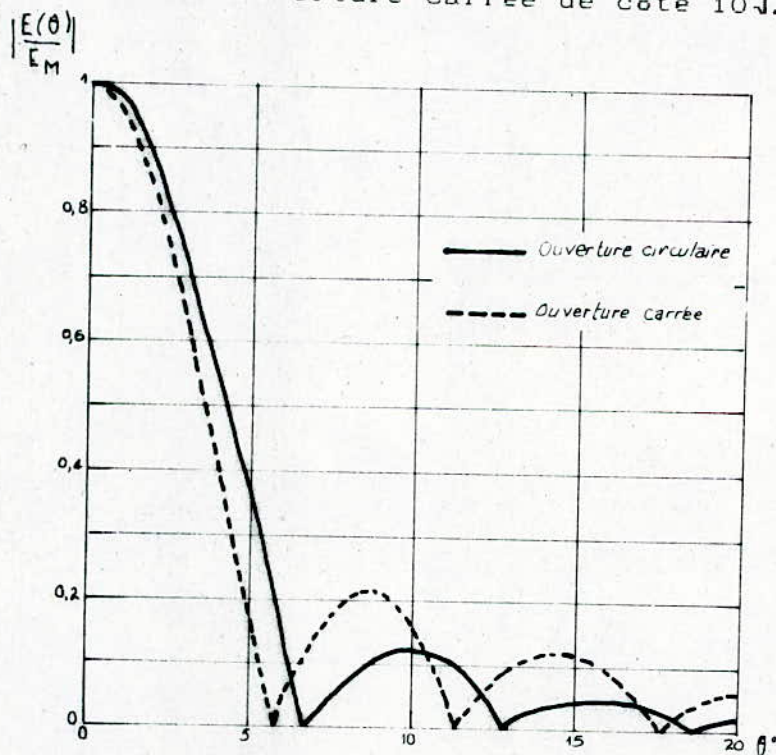


Fig: II.10-Comparaison des diagrammes de rayonnement des ouvertures circulaire et rectangulaire.

Par rapport à l'ouverture rectangulaire de même encombrement, le lobe secondaire est à -17.6 dB au lieu de -13,2 dB et la largeur du faisceau à  $59^\circ \sqrt{J/D}$  au lieu de  $51^\circ \sqrt{J/a}$ .

La fonction caractéristique,  $f(\theta) = |E\theta/E_0z|$  est:  $f(\theta) = 2.J_1(m)/m$

La courbe de la figure: II.9 représente la fonction caractéristique de l'ouverture en fonction de  $m = k a \sin\theta$ .

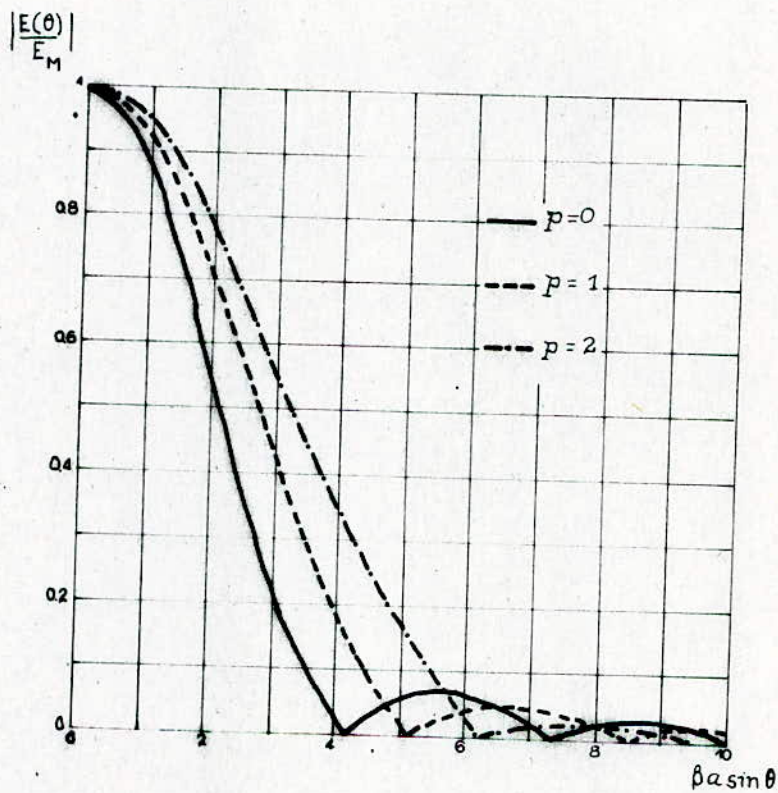


Fig: II.9-Diagramme de rayonnement d'une ouverture circulaire.

- La direction des maximums des lobes secondaires correspondent aux extrêmes de  $J_1(m)/m$ , dont la dérivée par rapport à  $m$  est :

$$J_1'(m)/m - J_1(m)/m^2 \quad \text{mais} \quad J_1'(m) = J_1(m)/m - J_2(m)$$

La dérivée s'annule donc pour  $J_2(m) = 0$ ; c'est à dire pour les valeurs:  $m = 0, 5.136, 8.417, 11.620, \text{ etc.}$

- Direction des minima  $E\theta$  s'annule pour les valeurs qui annulent la fonction de Bessel d'ordre 1; soit :

$$m_1 = 3.832 \quad m_2 = 7.015 \quad m_3 = 10.173 \quad m_4 = 13.324$$

L'angle  $\theta_1$  du premier minimum s'écrira :  $2\theta_1 = 70\lambda/D$

Les valeurs correspondantes sont données dans le tableau suivant:

4/- Rayonnement d'une ouverture circulaire:

4.1/- Cas d'un éclairage uniforme et équiphasé:  $E_0$

\*\*\*\*\*

Considérons une ouverture circulaire de rayon  $a$ , d'axe  $Oz$  voir Fig: 11/8.

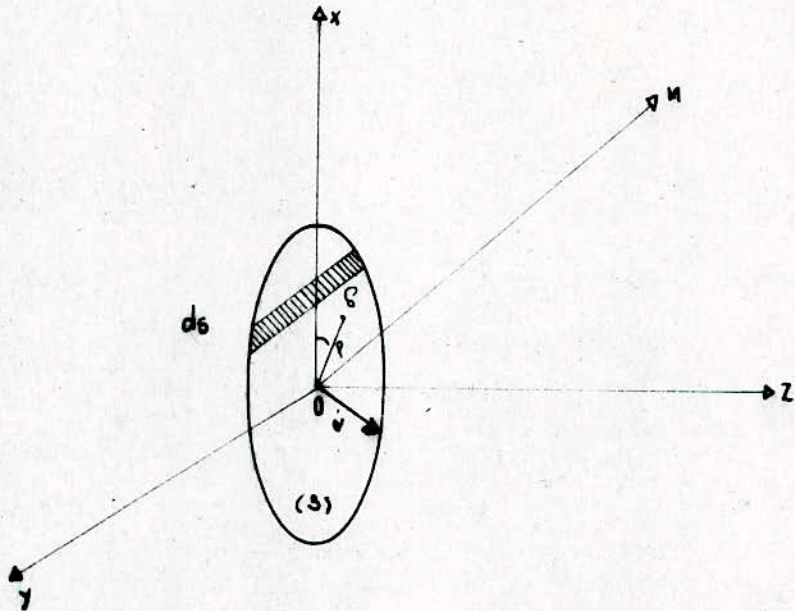


Fig: 11.8- Représentation d'une Ouverture circulaire.

(\*) Caractéristiques du diagramme de rayonnement :

$$E_{\theta} = j(1/\sqrt{R}) \cdot \exp[-jkR] \int_S E_0 \cdot \exp[jkx \sin\theta] dx dy$$

on trouve:

$$E_{\theta} = (1/\sqrt{R}) \cdot \exp[-jkR] \cdot 2\pi a^2 E_0 \cdot J_1(m)/m \quad \text{où } m = (ka \sin\theta)$$

(93.12)

$$|E_{\theta}| = 2\pi a^2 (E_0/\sqrt{R}) |J_1(m)/m|$$

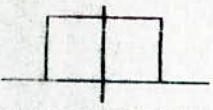

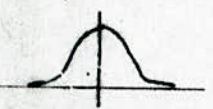
- La direction du champ maximum (lobe principal) correspond à  $\theta=0$ , pour laquelle  $m=0$ , donc  $J_1(m)/m=1/2$ . On a alors:

(93.13)

$$|E_{\theta z}| = E_m = \pi a^2 E_0/\sqrt{R}$$

$$E(\sin\theta) = \int_{-\infty}^{+\infty} A(x) \cdot \exp[jkx \sin\theta] dx = \int_{-\infty}^{+\infty} a(x/J) \cdot \exp[j2\pi(x/J) \sin\theta] d(x/J)$$

On peut utiliser une loi en  $E \cos(\pi x/a)^n$ . Le tableau: II/1 donne, dans le cas de champs supposé nul sur les bords, les résultats suivants:

Distribution	Fonction	Fonction caractéristique	$2\theta_0$ degrés	$\theta_1$	Niv. (dB)	K
	Uniforme 1	$\frac{\sin[\pi(a/J) \sin\theta]}{\pi(a/J) \cdot \sin\theta}$	$51 J/a$	$57 J/a$	-13.2	1
	Cosinus $\cos \pi y/a$	$\left[ \frac{\pi/2 \cos(\pi a \sin\theta/J)}{(\pi/2)^2 - (\pi a \sin\theta/J)^2} \right]^2$	$69 J/a$	$86 J/a^2$	-23	0.8
	Cosinus carré $\cos^2 \pi y/a$	$\frac{(1 - (\pi/J \sin\theta)^2) \times \sin(\pi a/J \cdot \sin\theta)}{(\pi a/J \cdot \sin\theta)}$	$83 J/a^2$	$115 J/a$	-32	0.7

### Conclusion:

La répartition uniforme du champ électrique dans l'ouverture crée un premier lobe secondaire à -13.2 dB. Ce lobe est trop important, on souhaite en général descendre à -20 dB. Pour cela on est amené à utiliser une répartition non uniforme en faisant décroître l'amplitude du champ du centre vers les bords.

Comme il est impossible de réaliser une loi d'éclairement à champ nul sur les bords, on impose une valeur faible sur ces derniers. Dans ces conditions, on est amené à sacrifier un peu de gain, que la largeur du faisceau croît un peu, mais que le niveau des lobes secondaires diminue.

Cela s'explique facilement en remarquant que: Les bords étant peu illuminés, tout se passe comme si l'ouverture était plus étroite, ce qui entraîne un gain plus faible et un faisceau plus ouvert.

(§3.10)

$$E_{\theta} = j \frac{\exp[-jkR]}{-jR} E_0 \cdot b \frac{\sin[(h + k \sin \theta) \cdot a/2]}{(h + k \sin \theta) \cdot a/2}$$

Nous obtenons encore une fois une loi en  $\sin u/u$ , avec  $u = (h + k \sin \theta) \cdot a/2$

La direction du lobe principal est obtenue pour  $u=0$ , c'est-à-dire

$$\sin \theta_0 = -h/k, \text{ soit si } \theta_0 \text{ est petit, } \theta_0 = -h/k$$

On peut donc, en faisant varier le facteur de phase  $h$  commander la direction du faisceau, comme indiqué sur la figure: 11/7.



Application: Antennes à balayages.

Fig: 11.7.

### 3.3/-Cas d'une illumination non uniforme et équiphasé

\*\*\*\*\*

Admettons une illumination de la forme  $E_{xy} = E_{1x} * E_{2y}$

$$E_{\theta} = j \frac{\exp[-jkR]}{jR} \int_{-a/2}^{a/2} E_{2y} dy \int_{-b/2}^{b/2} E_{1x} \exp[j(kx \sin \theta)] dx \quad (\S 3.10)$$

-Plan  $E: xOy$ :

$$E_{\theta} = A \int_{-b/2}^{b/2} E_{1x} \exp[jkx \sin \theta] dx \quad \text{avec } A = \frac{\exp[-jkR]}{jR} \int_{-a/2}^{a/2} E_{2y} dy$$

-Plan  $H: yOz$ :

$$E_{\theta} = B \int_{-a/2}^{a/2} E_{2y} \exp[jkysin\beta] dy \quad \text{avec } B = \frac{\exp[-jkx]}{jR} \int_{-b/2}^{b/2} E_{1x} dx$$

Les deux relations sont de la même forme et ce sont des transformées de Fourier. En effet:

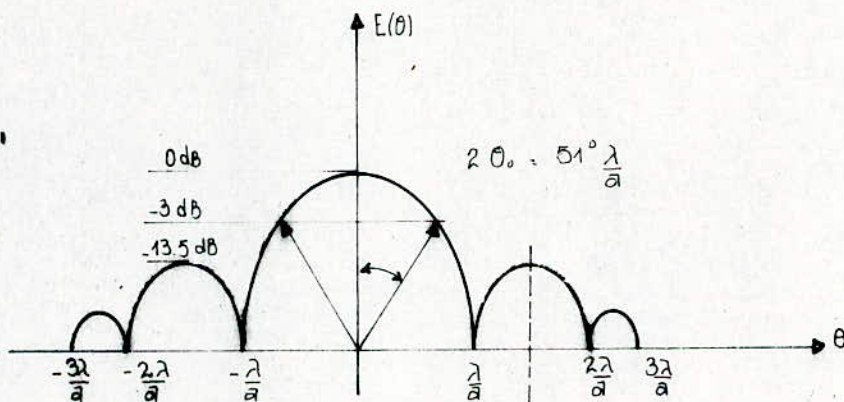


Fig:11.6-Diagramme de rayonnement dans le plan E

Le gain maximum théorique de l'ouverture est  $G=4\pi/\sqrt{2} \cdot a \cdot b$ , la

relation entre le gain et la largeur du faisceau est:

(53.9)  $G = \frac{32000}{\theta_e \cdot \theta_h}$   $\theta_e = 51^\circ \sqrt{b}$ : largeur à -3dB verticale  
 $\theta_h = 51^\circ \sqrt{a}$ : largeur à -3dB horizontale

Dans la direction Oz,  $\theta=0, \beta=0$ , c'est pour quoi oz est la direction du lobe principal.

3.2/-Effet d'une variation de phase sur l'ouverture  
 \*\*\*\*\*

Imaginons que la phase de E<sub>xy</sub> varie en fonction de la position (x,y), comme par exemple une variation linéaire suivant Ox.

$E_{xy} = E_0 \cdot \exp[jhx]$

$$E_{\theta} = j \frac{\text{Exp}[wt - kR]}{\sqrt{R}} E_0 \int_{-b/2}^{b/2} dy \int_{-a/2}^{a/2} \exp[j(k \sin \theta + h)x] dx$$

3.1/- Loi d'éclairement uniforme et équiphase  
 \*\*\*\*\*

L'onde polarisée suivant Ox est uniforme  $E_x = E_0$ , calculons les diagrammes de rayonnement principaux:

\*)-Diagramme dans le plan E(xoz)

$$E_\theta = j \frac{\exp[-jkR]}{JR} E_0 \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} \exp[jkx \sin\theta] dx$$

On trouve

$$(3.6) \quad \boxed{E_\theta = a \cdot A \frac{\sin u}{u}} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} |A| = j \frac{\exp[-jkR]}{JR} E_0 b \\ |u| = \pi a / \lambda \sin\theta \end{cases}$$

\*)-Diagramme dans le plan H(yOz):

Le calcul donne :

$$(3.7) \quad \boxed{E_\beta = B \cdot b \frac{\sin u'}{u'}} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} |B| = \frac{\exp[-jkR]}{JR} E_0 a \\ |u'| = \pi b \sin\beta / \lambda \end{cases}$$

D'après le principe de la multiplication des diagrammes, le diagramme de rayonnement pour l'ouverture rectangulaire éclairée est:

$$f(\theta, \beta) = \frac{\text{sinc}(u)}{u} \times \frac{\text{sinc}(u')}{u'} \quad (3.8)$$

Les caractéristiques du diagramme de rayonnement (Fig:11/6)

s'écrivent alors:

- direction maximum du lobe principal:  $\theta = 0$
- direction du premier lobe secondaire:  $\theta_1 = 57^\circ \cdot \lambda/a$  (plan E).  
 $\theta_1' = 57^\circ \cdot \lambda/b$  (plan H).
- largeur à 3 dB du lobe principal:  $2\theta_0 = 51^\circ \cdot \lambda/a$  ET  $2\theta_0' = 51^\circ \cdot \lambda/b$ .
- amplitude du premier lobe secondaire: -13.2 dB.

La densité de puissance dans la direction principale Oz est:

$$|E_{oz}|^2 / 2Z_0 = E_0^2 S^2 / \lambda^2 R^2 2Z_0 \quad (53.4)$$

La puissance fournie à l'ouverture et rayonnée (s'il n'y a pas de pertes):

$$E_0^2 \cdot S / 2Z_0$$

Le gain maximum de l'ouverture S est:

$$|G = 4\pi S / \lambda^2|$$

Dans la réalité, l'illumination n'est pas uniforme et:

$$G = k * 4\pi S / \lambda^2 \quad (53.5)$$

F: est le facteur de gain de l'ouverture.

L'ouverture se comporte donc comme une surface  $S' = k * S$ , S' étant la surface effective de l'ouverture.

### 3/- Rayonnement d'une ouverture rectangulaire

Considérons une ouverture rectangulaire, de dimension a et b voir Fig:11/5.

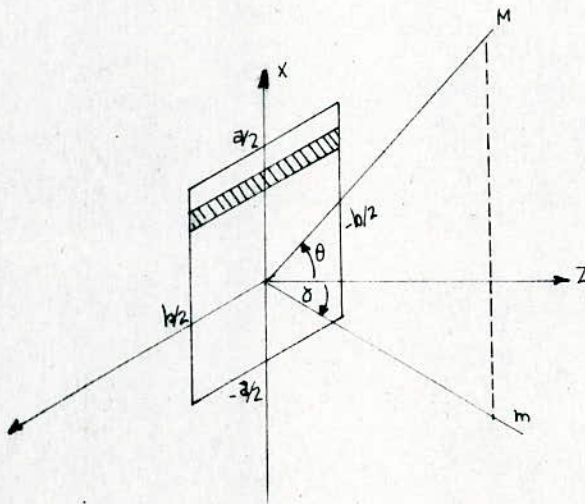


Fig:11.5



#### IV/-PROJECTEURS D'ONDES

##### A/-Les cornets électromagnétiques:

\*\*\*\*\*

##### 1/-Adaptation de l'espace à la sortie d'un guide:

Si on veut permettre à l'énergie parcourant un guide d'être rayonnée dans l'espace, on peut songer à faire rayonner directement l'extrémité du guide. Le gain maximum du guide  $2.3 \times 1.02$  cm à 10 GHz serait " $4\pi S/\lambda^2 = 2.6$ ".

Ceci est dû essentiellement à la faiblesse de la surface de rayonnement. Pour y remédier, on dilate l'extrémité du guide formant ainsi un corne. Dans le cas de guides rectangulaires, on peut augmenter soit une seule des dimensions dans un plan (E ou H) pour obtenir un corne sectoriel, soit les deux dimensions et réaliser ainsi un corne pyramidal.

Pour adapter un guide circulaire au milieu libre, on construit également des cornes coniques (figure:II.11/a), ainsi que des cornes biconique (figure:II.11/b).

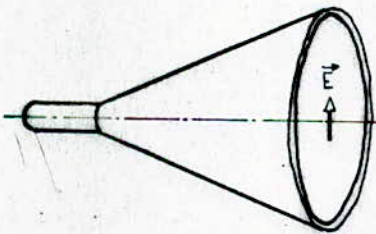


Fig:II.11/a

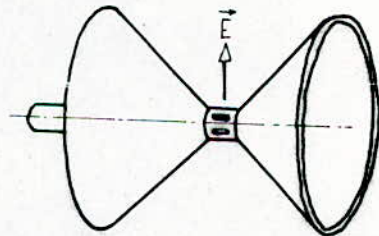
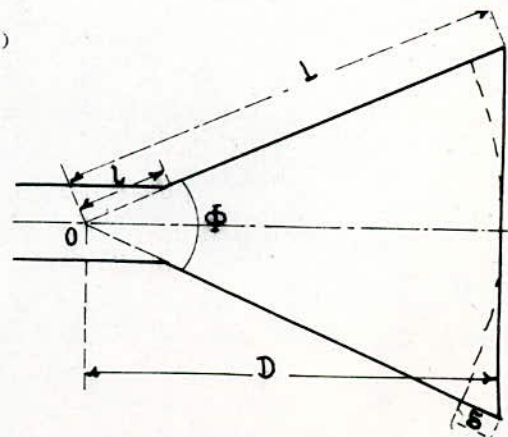


Fig:II.11/b

##### 2/-Les cornes sectoriaux

Considérons un corne sectoriel (Fig:II.12)

On peut supposer que le point O est la source d'ondes sphériques illuminant l'embouchure du corne. La différence de parcours maximale



pouvant exister entre le centre et les bords est alors représentée par :

$$\delta = D / \cos(\frac{\xi}{2}) - D$$

Pour obtenir une surface sensiblement équiphasée,  $\delta$  doit être le plus faible possible; il faut alors choisir des cornets de grande longueur  $D$  et d'angle  $\xi$  faible. mais on est alors gêné par l'encombrement pratique de l'aérien et il faut choisir un compromis entre ces deux exigences .

Habituellement, on fixe  $D$  et l'on calcule  $\xi$  pour avoir " $\delta \ll 0.4 \lambda$ " si l'on trace la courbe donnant la largeur  $2\theta_f$  à 20 dB du lobe principal (ce qui correspond sensiblement à  $2\theta_1$ , angle entre les deux premiers zéros), en fonction de l'angle  $\xi$  pour diverses valeurs de  $D$  (Fig:II/13):on constate que pour chaque longueur  $D$ , il existe un angle  $\xi_0$  optimal donnant une largeur  $2\theta_f$  minimale.

Exemple: Si  $L=30\lambda$  alors  $\xi=20^\circ$  donne un  $2\theta_f$  minimal ( $2\theta_f=30^\circ$ ).

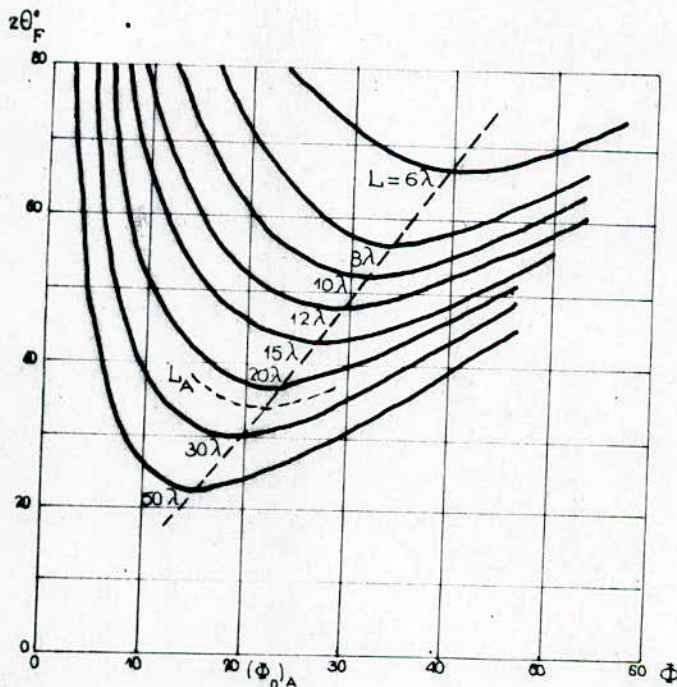


Fig: II.13

b/-Champ à grande distance:

Généralement, les cornets sont alimentés par un guide rectangulaire fonctionnant en mode TE<sub>10</sub>, cependant, des modes supérieurs TE<sub>n0</sub> sont susceptibles d'être créés par les discontinuités existant au sommet et à l'embouchure. Moyennant certaines précautions, on retrouve l'onde TE<sub>10</sub> seule sur l'ouverture du cornet.

Dans ces conditions, le champ sur l'ouverture est sensiblement constant dans le plan E (xOz) et varie en cosinus dans le plan H (yOz). Les calculs relatifs à l'ouverture rectangulaire permettent de prévoir la forme du champ à grande distance.

-Dans le plan E:  $E_{e\theta} = KE_0 \frac{\sin(\pi(a/\lambda)\sin\theta)}{\pi(a/\lambda)\sin\theta}$  (54.1)

-Dans le plan H:  $E_{h\theta} = KE_0 \frac{(\pi/2)^2 \cos(\pi(b/\lambda)\sin\theta)}{(\pi/2)^2 - (\pi(b/\lambda)\sin\theta)^2}$  (54.1)

Les largeurs à 3 dB des lobes principaux sont:  $2\theta_0 = 51\lambda/a$  et  $2\theta_0' = 58.8\lambda/b$ .

c)-Gain d'un cornet sectorial:

\*\*\*\*\*

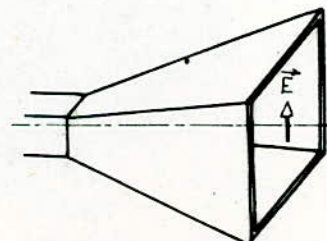
On peut appliquer la formule générale du gain d'une ouverture:

$$G = K \cdot 4\pi S / \lambda^2$$

Les mesures donnent pour un cornet optimal, des valeurs de K de l'ordre de 0.6 et 0.8.

3/ Cornet pyramidal:

Pour obtenir un faisceau directif dans les deux plans E et H, on évase le cornet suivant ces deux dimensions, et l'on obtient un cornet pyramidal (Fig:II.14). Ce type est très fréquemment utilisé comme source primaire pour illuminer l'ouverture d'un miroir ou d'une lentille diélectrique.



B-Miroirs réflecteurs paraboliques:  
 \*\*\*\*\*

Les projecteurs d'ondes utilisant un réflecteur s'inspirent des solutions de l'optique. La source d'onde dite primaire, par exemple un cornet, a son centre de phase placé au foyer d'un paraboloïde réflecteur; les ondes sphériques émises par cette source sont transformées après réflexion en ondes planes.

1/ Propriétés géométriques de la parabole:

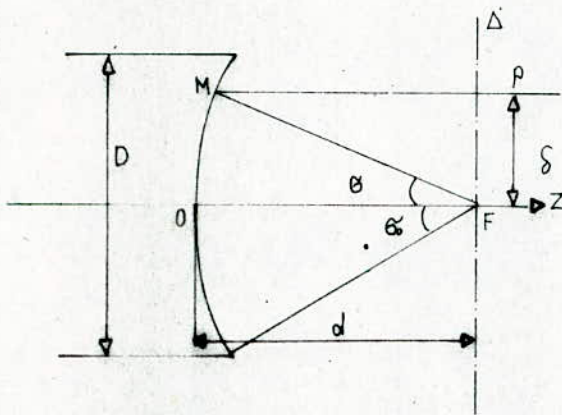


Fig:II.15.

Considérons une parabole de sommet O, de foyer F, de distance focale  $OF=d$ , d'axe Oz. Fig:II.15

La rotation de cette parabole autour de l'axe Oz engendre un paraboloïde de révolution.

Un pinceau d'ondes issues de F, se réfléchit en M, parallèlement à Oz.

En passant en P, dans le plan D

perpendiculaire à Oz en F, l'onde a parcouru la distance  $FM+MP$  qui vérifie la relation:

$$FM + MP = 2.d$$

les parcours de toutes les ondes issues de F étant égaux, le plan (D) est équiphasé et le réflecteur transforme bien les ondes sphériques issues de F en ondes planes.

Conclusion: on peut donc considérer le paraboloïde comme une source circulaire équiphasée de diamètre D.

Réciproquement, l'antenne est aussi réceptrice; un faisceau de rayons parallèles à Oz converge en F. En réalité, ceci n'est vrai que dans l'approximation de l'optique: Miroir de faible ouverture rayons faiblement inclinés sur l'axe, et à grande distance du paraboloïde (par rapport à D).

Les propriétés géométriques de la parabole peuvent être résumer par les relations:

$$\begin{aligned} \xi &= r \sin \sigma & D &= 4d \cdot \text{tg}(\sigma/2) \\ (54.3) \quad \xi &= 2d \cdot \sin \sigma / (1 + \cos \sigma) & d\xi/d\sigma &= r \end{aligned}$$

### 2/- Rayonnement du projecteur:

En utilisant les propriétés géométriques du projecteur, on démontre que la répartition du champ  $E(\xi)$  sur l'ouverture est donnée par :

$$E(\xi) = 1/r \cdot E(\sigma)$$

Conclusion: Le diagramme de rayonnement de la source conditionne donc la répartition du champ électrique sur l'ouverture, et le diagramme de rayonnement de l'antenne.

Nous remarquerons, que même dans le cas d'une source omnidirectionnelle, pour laquelle  $E(\sigma)$  est constante et égale à  $E_0$ , la répartition du champ sur l'ouverture n'est pas uniforme et vaut:

$$(54.4) \quad E(\xi) = E_0/r = (\cos \sigma/2)^2 (E_0/d)$$

et l'atténuation de distance est donnée par "A" en dB:

$$(54.5) \quad A(\text{dB}) = 20 \text{Log}[1/(\cos \sigma/2)^2]$$

Pour  $\sigma = 70^\circ$ , on trouve un affaiblissement sur le bord de l'ouverture de 3.5 dB.

### 3/- Gain et rendement de l'antenne parabolique:

Comme pour toute ouverture circulaire, le gain maximal théorique peut s'exprimer par:  $G = 4\pi S / \lambda^2 = (\pi D / \lambda)^2$

Pour obtenir le gain réel d'un paraboloïde de révolution, il faut faire intervenir plusieurs éléments correctifs.

Le gain est donné par:

$$(54.6) \quad G = \mu \cdot (\pi D / \lambda)^2 \quad \text{ou}$$

$\mu = \mu(\text{so}) \cdot \mu(\text{ill}) \cdot \mu(\text{tol}) \cdot \mu(\text{m}) \cdot \mu(\text{rars}) \cdot \mu(\text{po}) \cdot \mu(\text{rad}) \cdot \mu(\text{pt}) \cdot \mu(\text{des}) \cdot \mu(\text{p})$

\*  $\mu(\text{so})$ : rendement de "spillover" (débordement) défini comme le

rapport de puissance interceptée par le paraboloïde, à la puissance totale rayonnée par la source primaire.

$$\mu(\sigma_0) = \frac{\int_0^{\sigma_0} G(\sigma) \sin \sigma \, d\sigma}{\int_0^{\pi} G(\sigma) \sin \sigma \, d\sigma}$$

Pour un diagramme de rayonnement en puissance  $g(\sigma)$  de la source primaire, on peut étudier comment varie  $\mu(\sigma_0)$  en fonction de l'ouverture de  $\sigma_0$  du paraboloïde, on trouve toujours que  $\mu(\sigma_0)$  passe par un maximum.

Il existe donc pour chaque source primaire, une ouverture de  $\Sigma_0$ , donne un rapport de D/d optimum.

\*)  $\mu(i.l.)$  Rendement d'illumination: Dû à la non uniformité de l'illumination de l'ouverture.

Silver a effectué un calcul permettant d'étudier l'influence de ces deux facteurs; il a abouti au terme correctif suivant:

$$(54.7) \quad K = (\cot \sigma_0 / 2)^2 \left[ \int_0^{\sigma_0} (g(\sigma))^{1/2} \, \text{tg}(\sigma/2) \, d\sigma \right]^2$$

Le gain de l'antenne dépend donc du gain  $g(\sigma)$  de la source primaire et de l'ouverture  $\sigma_0$  du réflecteur.

\*)  $\mu(tl)$ : Pertes dues aux tolérances de fabrication.

\*)  $\mu(m)$ : pertes dues à l'effet de masque

\*)  $\mu(R.A.R.S)$ : Pertes dues au rayonnement arrière de la source primaire: Le rayonnement arrière peut se combiner en phase ou en opposition de phase avec le rayonnement dans l'axe de l'antenne parabolique.

\*)  $\mu(n.ohn)$ : pertes d'insertion de la source primaire:

$$\mu(n.ohn) = 0,93 \text{ à } 0,98$$

\*)  $\mu(pt)$ : pertes dues à la polarisation transversale

\*)  $\mu(\text{des})$ : pertes dues a la désadaptation

\*)  $\mu(\text{p})$ : pertes dues au mauvais positionnement de la source primaire. (défocalisation)

Le facteur déterminant dans la détermination du rendement est le produit  $\mu(\text{so}) * \mu(\text{ill})$ , le produit des autres termes étant voisin de l'unité.

En pratique, on détermine le gain d'une manière simple à partir du diagramme de rayonnement, en utilisant une formule fondée sur de nombreux relevés expérimentaux:

(54.8)

$$G = 27000 / (2\theta_0) E \cdot (2\theta_0) H$$

$$\text{si } (2\theta_0) E = \alpha J/a \text{ et } (2\theta) H = \beta J/a \quad a = D/2$$

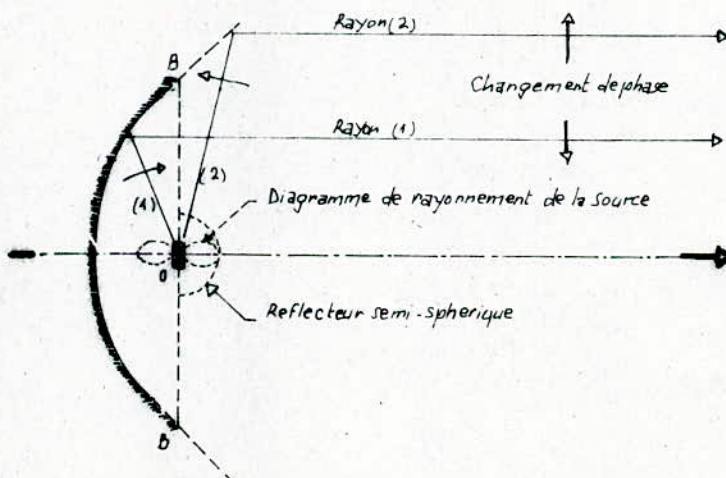
il vient

$$G = 27000 a^2 / \alpha \beta J^2 \approx (625 / \alpha \beta) (2\pi a / J)^2$$

On met en évidence le facteur de gain:  $K = 675 / \alpha \beta$

#### 4/- Différentes sources primaires:

Initialement, pour exciter les paraboloïdes, on a utilisé des dipôles demi-ondes placés au foyer, perpendiculairement à l'axe  $Oz$  (Fig: 11.16).



Cette figure montre que le champ dans la direction (2), c'est à-dire provenant du lobe droit du diagramme du dipôle, serait en opposition de phase avec celui du lobe gauche (rayon1), si le miroir n'était pas limité en BB'.

Afin d'annuler le rayonnement venant directement de la source, sous réflexion sur le miroir, on dispose derrière le dipôle un autre réflecteur semi-sphérique qui dirige le rayonnement vers le miroir.

Actuellement, la plupart des miroirs paraboliques sont excités à partir de cornets électromagnétique .

Si l'on désire que le gain soit maximal, le champ sur les bords du réflecteur doit être atténué de 10 dB par rapport au centre ; par contre, pour avoir un faible niveau de lobe secondaires, on choisit une atténuation de 20 dB.

#### 4.1/-différents types de réflecteurs paraboliques:

Pour la réception des émissions des satellites de télécommunications et de RDS, divers modèles sont actuellement proposés au grand public et peuvent être classés de deux façons différentes:

- Soit en prenant en compte la similitude existant avec les instruments d'optique utilisés en astronomie, il n'y a rien d'étonnant à cela puisqu'avec la bande Ku, autour de 12 GHz, nous sommes à la limite inférieure en fréquence du domaine optique .
- Soit en les différenciant par la nature et la texture des matériaux utilisées pour les réaliser .

a-Montage avec source primaire au foyer:

\*\*\*\*\*

C'est une portion de paraboloïde réfléchissant sur sa face interne (Fig:11/17).



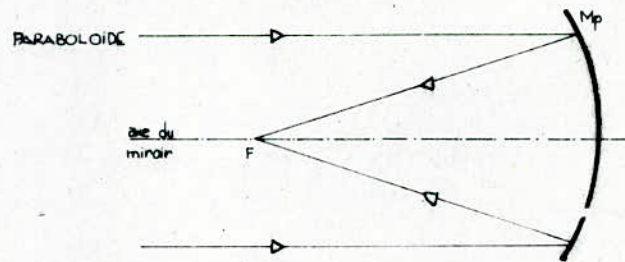


Fig:II.17-Montage avec source primaire au foyer.

D'après les propriétés géométriques de la parabole, tous les rayons en provenance de l'infini et parallèles à l'axe principal du miroir convergent au foyer de la parabole, pour des raisons de symétrie.

C'est donc là que devra être installé le dipôle ou l'entrée du cornet du LNB.

\*)-Inconvénients

- La source primaire étant tournée vers le sol, la température de bruit peut être importante (effet de Spillover).
- La ligne entre la source et le récepteur est relativement longue ce qui crée des perturbations dans le rayonnement.
- Effet d'ombre: Les rayons réfléchis par le paraboloïde autour de l'axe  $Oz$  sont interceptés et diffractés par la surface de la source primaire.

Pour obtenir une température de bruit faible, il faut une source primaire très directive et donc une grande focale. L'antenne est alors encombrante et ne se prête pas à l'installation des circuits hyperfréquences.

Quand à l'élimination de l'interaction, dans l'axe du parabo-

loïde, entre le réflecteur et la source, une solution consiste à annuler le coefficient de réflexion du mirior suivant Oz: On place au sommet du paraboloïde un disque plat qui produit une onde réfléchie déphasée de  $180^\circ$  par rapport à celle réfléchie par le miroir. Mais cette correction augmente considérablement le niveau des lobes secondaires.

b/-Montage "Offset"ou"Herschel"

\*\*\*\*\*

Afin d'éviter une obstruction partielle du miroir par la source, et de pouvoir récupérer presque toute l'énergie EM, les dispositifs Offset ont été mis au point; la figure:II:18 donne le principe de ce montage.

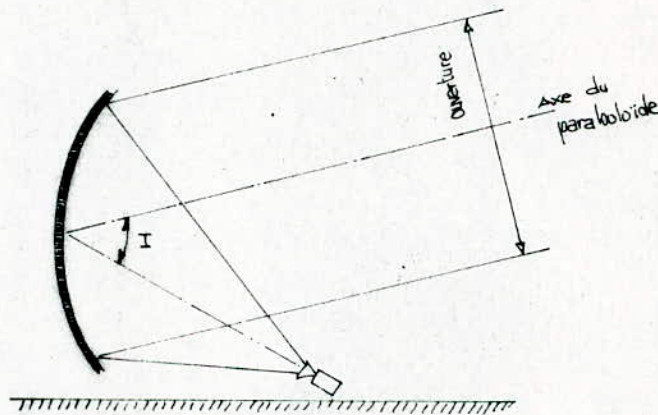


Fig.II.18-Antenne Offset ou de Herschel

On remarquera que le décalage de la source primaire dans le plan passant par le foyer perpendiculairement à Oz, ainsi que l'inclinaison de l'axe du cornet par rapport à celui du paraboloïde fait diminuer le gain, quand au rendement, il peut atteindre 70%-75% contre 55-60% pour les antennes à foyer déporté (cf. Tableau II.1).

Tableau:II.1/-Caractéristiques des antennes paraboliques à foyer centré et foyer déporté.

Diamètre l'antenne	60 cm	90 cm	120 cm	140 cm	180 cm
Gain à 12 GHz (1)	35.5 dB	39.5 dB	41.5 dB	43.5 dB	45.8 dB
Gain à 12 GHz (2)	35 dB	38.5 dB	41 dB	42.5 dB	45 dB

(1) : Antenne à foyer centré

(2) : Antenne à foyer déporté (Offset)

c/-Montage "Cassegrain":

\*\*\*\*\*

Pour le système Cassegrain conventionnel, le miroir principal est parabolique et le miroir secondaire hyperbolique homofocal (figure:II/19).

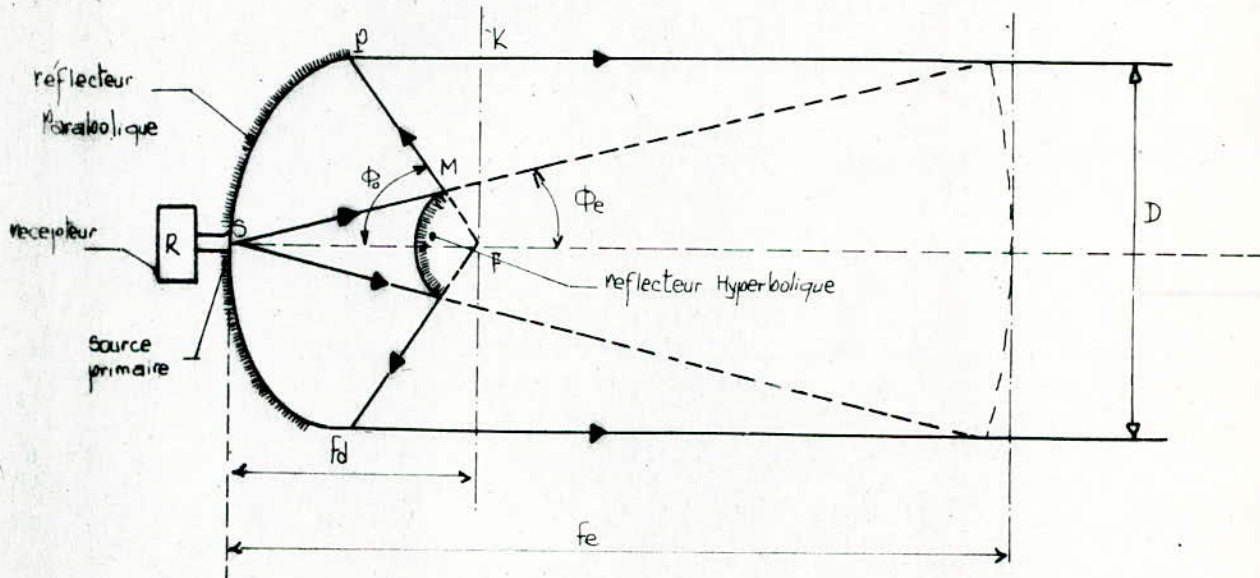


Fig:II.19-Système Cassegrain.

Le centre de phase S de la source primaire correspond à l'un des foyers de l'hyperboloïde, l'autre foyer F coïncidant avec le foyer du paraboloïde.

Dans ces conditions, l'image par rapport au miroir auxiliaire de la source est située au foyer F du paraboloïde et le faisceau émis est donc un faisceau parallèle. L'antenne cassegrain est donc une antenne peu encombrante, tout en conservant les avantages des antennes à grande distance focale.

On peut citer ses principaux avantages:

-Diminution de l'interaction source-réflecteur.

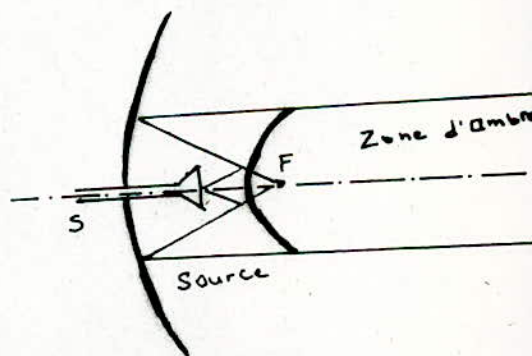
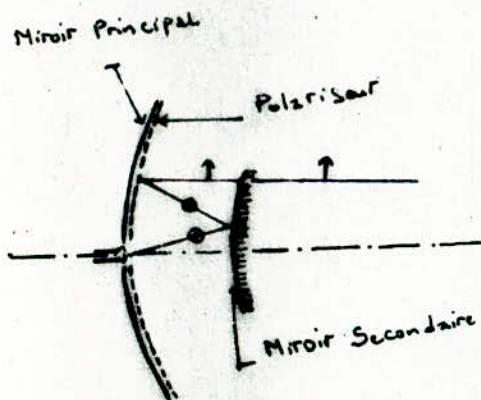
-Réalisation pratique facilitée par le fait que la source et les circuits d'alimentation se placent à l'arrière du paraboloïde.

-La température de bruit d'antenne peut-être très faible et ceci pour deux raisons:

\*La plus grande partie du "Spill-over" est tournée vers le ciel.

\*La diffraction sur les bords du réflecteur hyperbolique peut-être très faible, grâce à la grande valeur de la distance focale équivalente permettant l'emploi de sources primaires très directives.

Un inconvénient est l'effet de masque du réflecteur auxiliaire; cet effet est rendu négligeable grâce à deux types d'antennes Cassegrain:



5/-Autres types d'antenne:

\*\*\*\*\*

Alors que chez nous les antennes traditionnelles à réflecteur parabolique, dont le diamètre oscille entre 1.2 m et 3 m et le gain entre 40 et 50 dB, sont très répandues et font même l'objet d'une production de masse. Ailleurs on pense déjà à la réception des futurs satellites de télévision directe, où un gain de l'ordre de 35 dB est suffisant, ces performances sont obtenues grâce à des antennes de conception différente, dites structure plane, actuellement en cours de développement.

Les antennes à structures plane possèdent une surface de réception de dimensions relativement importantes, caractérisée par la mise en parallèle d'un grand nombre d'éléments associés en réseaux (doublets ou guides d'ondes ouverts) dont les gains unitaires -diminués des pertes inhérentes aux interconnexions- s'ajoutent les uns aux autres, permettant de parvenir à des résultats très intéressants.

# TECHNOLOGIE ET INSTALLATION D'UNE STATION DE RECEPTION TVDS

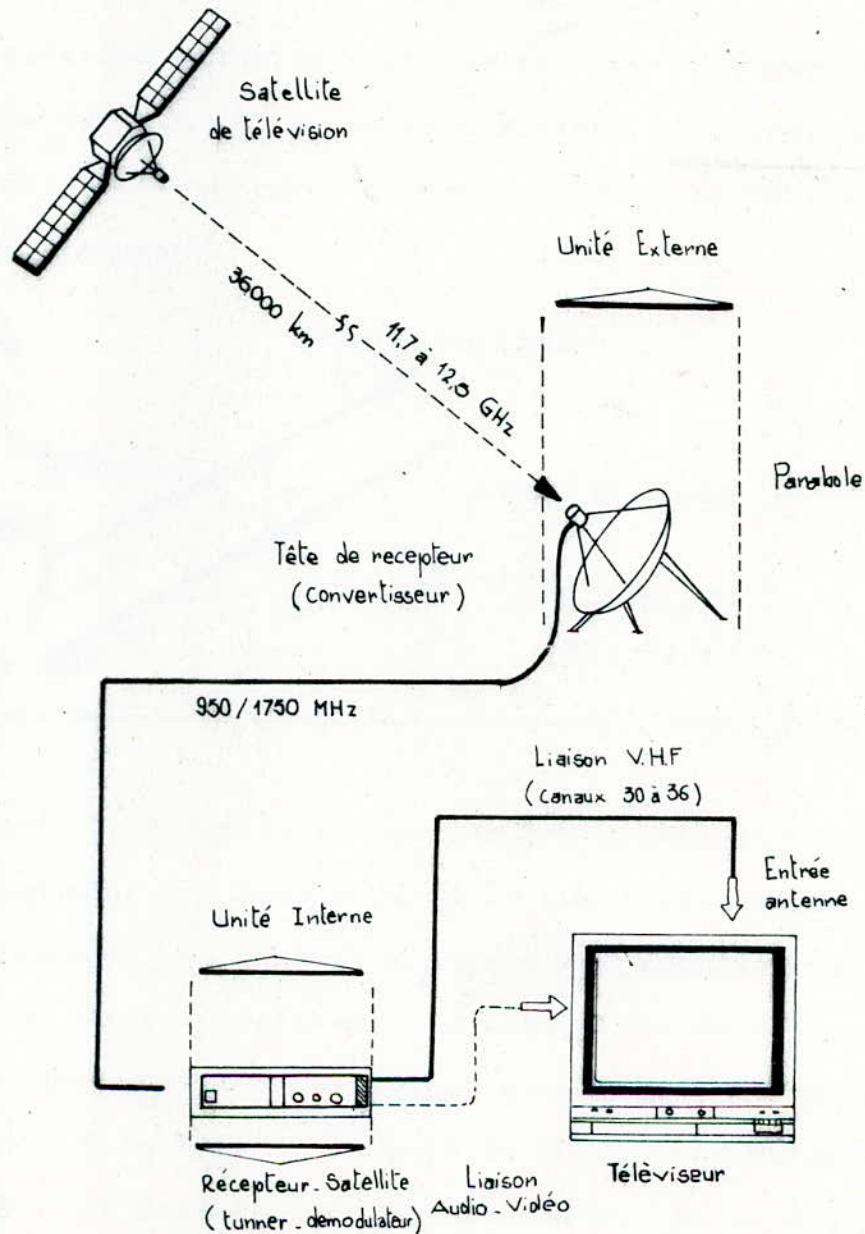


Fig:III.1

## 1/-PROCEDES DE FABRICATION DU REFLECTEUR: [6]

L'antenne, est en fait un réflecteur parabolique qui doit répondre à des considérations tant mécaniques, électriques qu'économiques.

Une première qualité de l'antenne est de collecter le maximum d'énergie. La sensibilité de l'antenne est donnée par son gain  $G$  qui dépend évidemment de la taille du réflecteur qui intercepte un débit d'énergie électromagnétique proportionnel à sa surface, mais aussi du rendement de l'antenne. (L'expression numérique du gain est donnée par le formulaire en annexe).

Ce rendement dépend du pouvoir réfléchissant de l'antenne, donc de ses qualités géométriques. Une deuxième qualité essentielle de l'antenne est de collecter le minimum de flux parasites dûs au rayonnement naturel du sol et du soleil. La sensibilité de l'antenne à ces rayonnements s'exprime par la température de bruit de l'antenne" notée  $T_a$ .

Comme il a été décrit dans le chapitre II.54, ce paramètre dépend du diagramme de rayonnement, mais aussi de la direction de visée, et des conditions météorologiques. Il faut donc s'assurer un diamètre confortable, afin d'obtenir un gain suffisant. Mais il est illusoire de vouloir compenser un défaut de rigidité par une augmentation de diamètre de l'antenne.

Il existe plusieurs méthodes pour fabriquer un réflecteur parabolique:

-Utilisation de la technique repoussée, nécessitant un tour capable de supporter une feuille d'aluminium de 60 à 150 cm de diamètre et d'épaisseur 1 à 2 mm. Ce procédé peut donner une surface de réflecteur très précise, les tolérances de profondeur dues à l'outil sont comprises entre  $1/16$  et  $1/25$  de la longueur d'ondes.

vation. L'Azimut s'ajuste par rotation de toute l'antenne autour du tube vertical de fixation dans un plan parallèle à la surface

de la terre. La rotation autour de l'axe d'Élévation est souvent contrôlée par le frottement d'un boulon ou par une tige filetée.

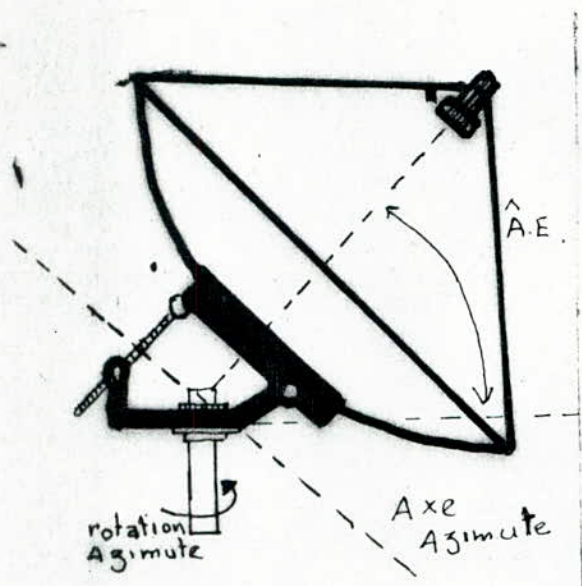


Fig: III.3/a- Représentation des axes de rotation d'un support AZ/EL

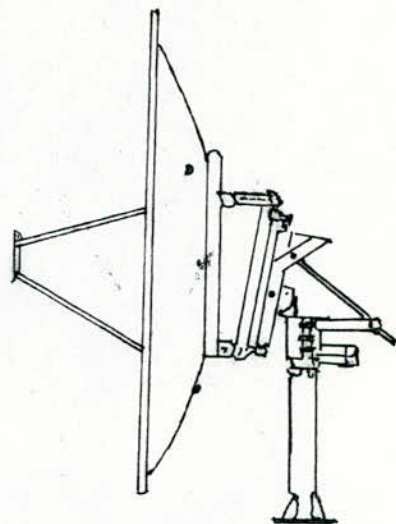


Fig: III.3/b- vue d'un support AZ/EL avec réflecteur parabolique

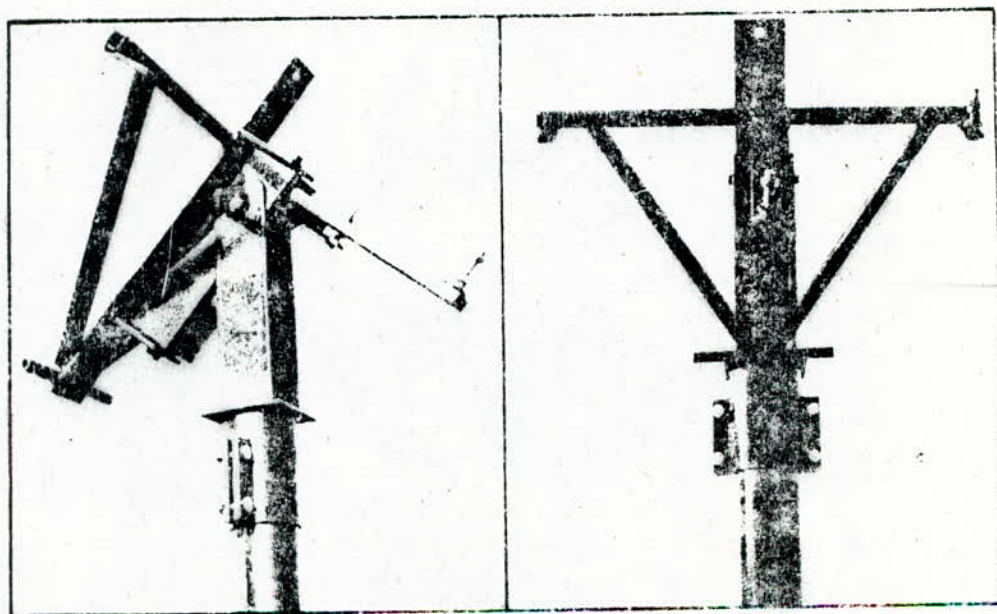


Fig: III.3/c- vues de côté et de face d'un support AZ/EL sans réflecteur.



2/ Support équatorial ou monture polaire:

\*\*\*\*\*

L'intérêt du support équatorial est la possibilité de suivre de l'arc des satellites moyennant, bien sûr, une motorisation.

- Cela impose un dispositif de pointage plus complexe comportant quatre axes de rotation (Voir Fig:III/4).

Deux de ces axes, l'axe d'azimut et l'axe d'élévation permettent de fixer l'installation dans la bonne orientation et la bonne inclinaison de l'axe polaire autour duquel l'antenne va tourner grâce à un moteur. L'axe polaire n'étant pas toute à fait perpendiculaire à l'axe de l'antenne, un réglage angulaire supplémentaire est nécessaire : c'est la "déclinaison".

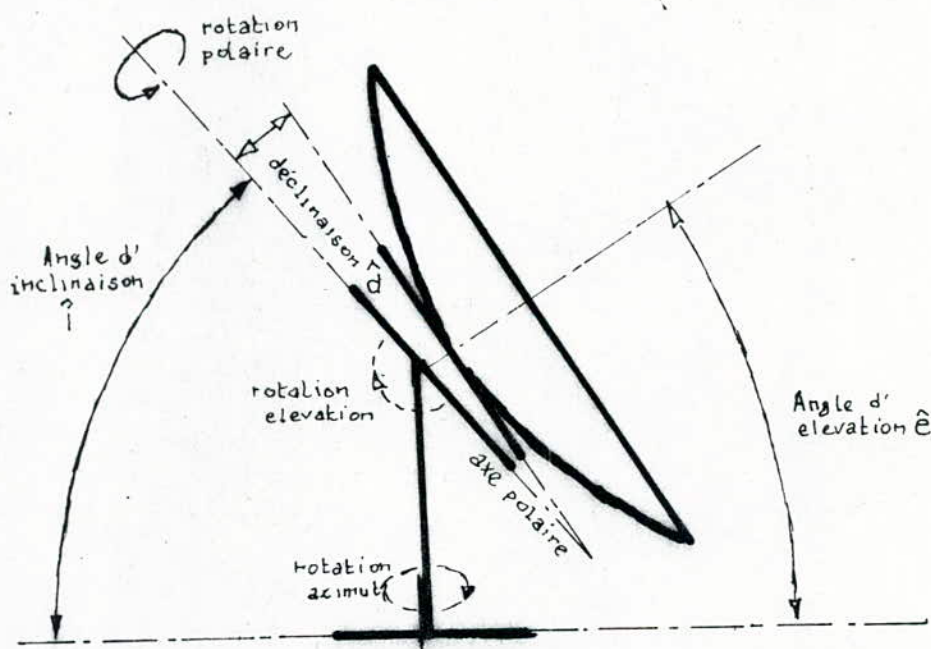


Fig:III.4/-Représentation d'une parabole à monture polaire.

3/-Definition des angles de visée:

\*\*\*\*\*

3.1/-Angles site et azimut

Les signaux radioélectriques émis depuis un satellite nous parviennent par deux axes différents:

-Dans le plan horizontal:"azimut",c'est la direction d'Est en Ouest. Le relevé s'effectue par la lecture de la boussole, cette direction est comprise entre 0° et 180°.

-Dans le plan vertical : "ÉLEVATION", c'est la direction par laquelle les signaux parviennent au-dessus de l'horizon (plan théoriquement 0°) et le zénith qui se situe exactement à 90°, à la vertical du lieu.Pour définir ces angles,on s'aidera du schéma représenté par la figure:III/5

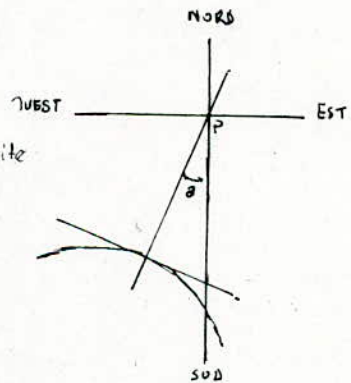
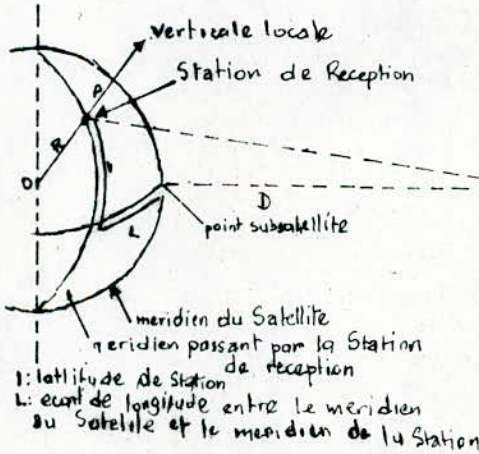
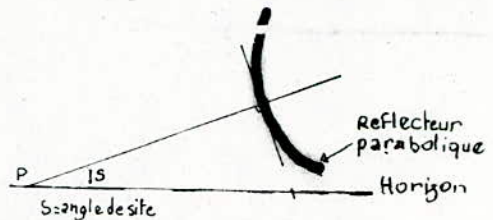


Fig: III.5/4

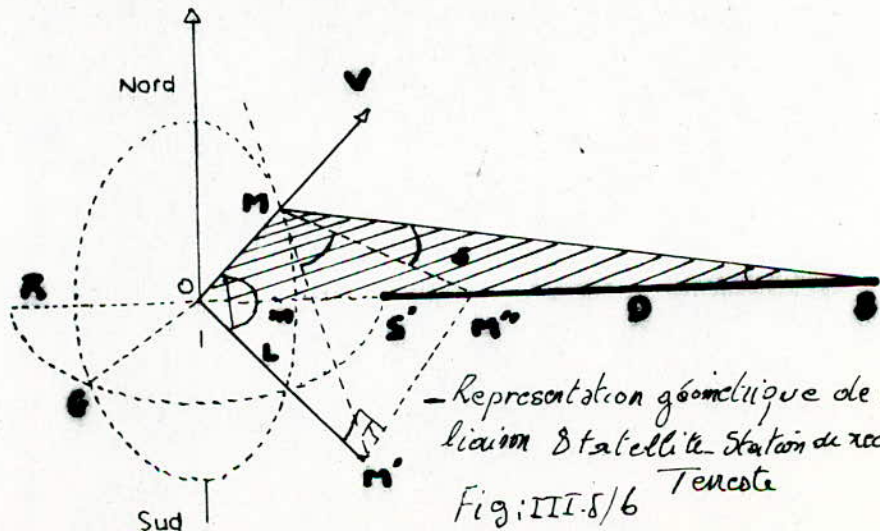


Fig: III.5/6

Sur l'orbite équatoriale la position d'un satellite est définie par l'écart longitudinal entre le méridien du satellite et le méridien de référence : - Méridien de Greenwich: Imaginons que l'on veuille pointer une antenne sur Intelsat V 27,5° ouest et que la station soit située sur le méridien de référence. L'antenne sera tournée d'un angle  $\alpha_a$  vers l'ouest; le même mouvement peut être appliqué à l'angle de site  $\alpha_s$  : élévation de l'antenne au-dessus de l'horizon à la station de réception .

Les 2 angles, nécessaires pour le pointage de l'antenne de réception sont donc les angles  $\alpha_a$  et  $\alpha_s$  qui dépendront de la position géographique de la station.

$$\alpha_a = \text{Arctg}(\text{tg}dL/\sin l) \quad (81.1)$$

$$\alpha_s = \text{Arctg} \left[ \frac{(\cos l \cdot \cos dL - R/(R+D))}{\sqrt{1 - (\cos^2 l \cdot \cos^2 dL)}} \right] \quad (81.3)$$

avec

l: latitude de la station

dL: écart de longitude entre la station et le méridien du satellite

D: distance satellite-terre

R: rayon de la terre.

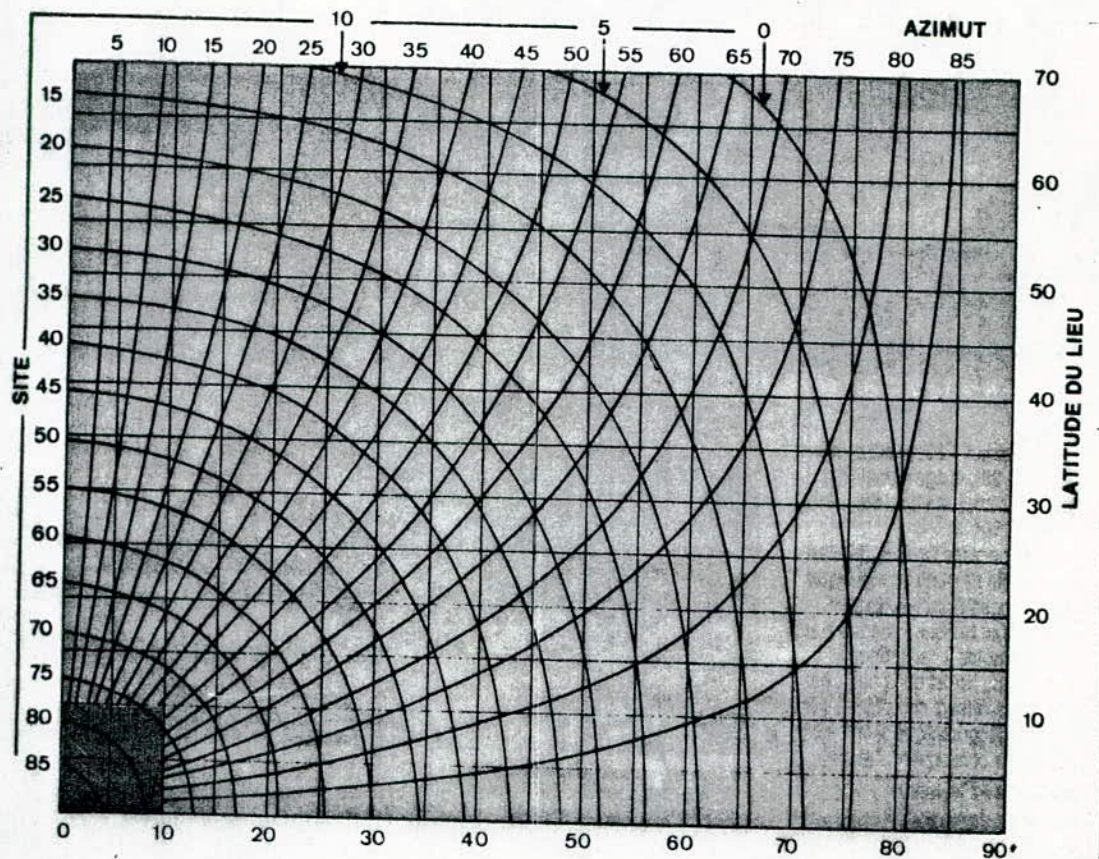
Pour R et D on adopte les valeurs suivantes: R=6378 Km et D=35786 Km Un graphe de correspondance est généralement employé pour obtenir azimut et site à partir de la latitude l et l'écart de longitude dL (Voir Fig: III/6)

L'abaque que nous présentons est issue de "l'université d'Atlanta". Elle est valable pour la détermination universelle des angles de visée , en azimut et en élévation.

Le mode d'exploitation de cette abaque est le suivant:

- 1) Ajouter ou soustraire (éventuellement) la longitude du lieu.

Fig. 9  
Passage des coordonnées géographiques aux coordonnées horizontales (Harris).



Différence entre la longitude du satellite et celle du lieu.

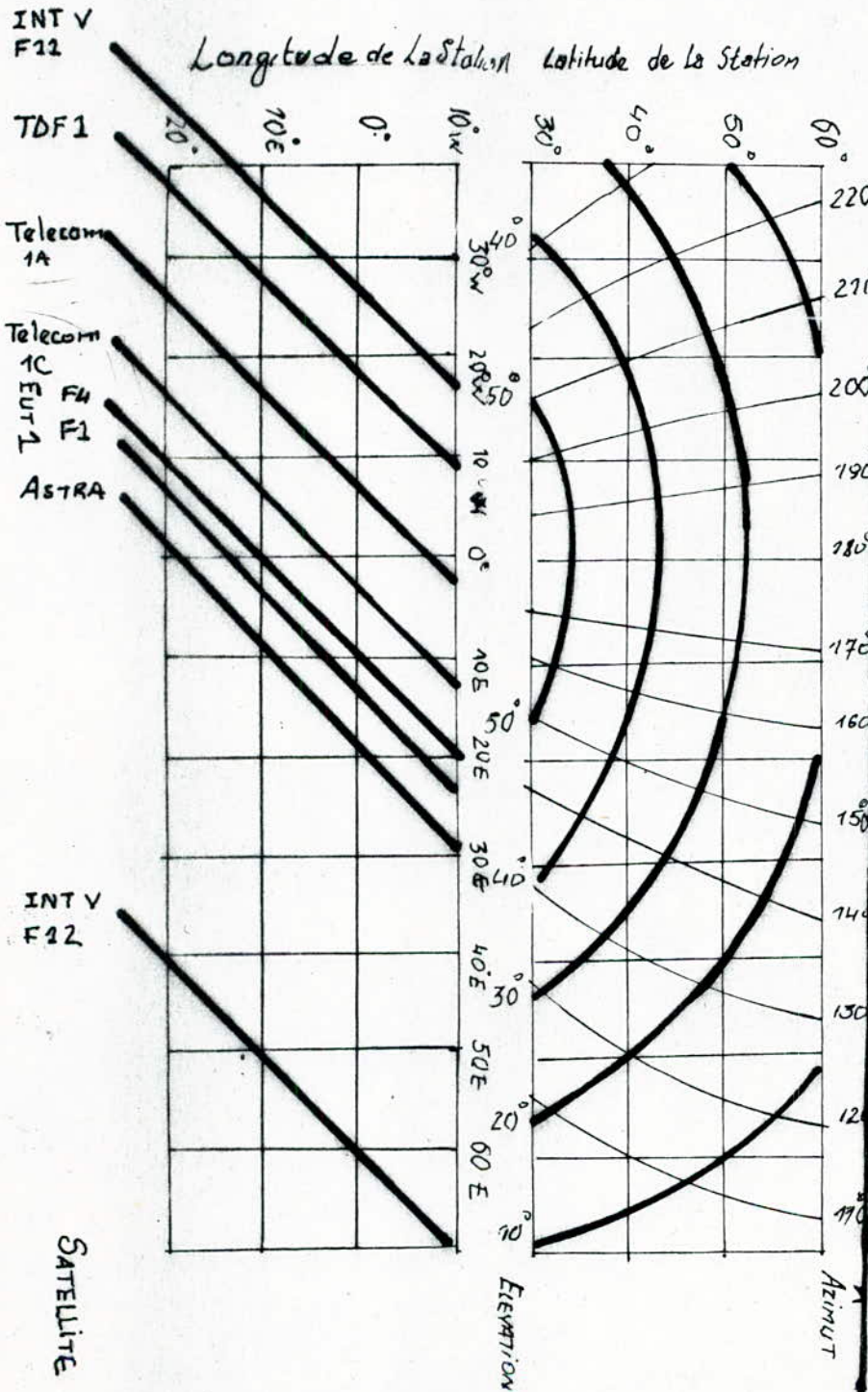
Fig:III.6/-Passage des coordonnées géométriques aux coordonnées horizontales.

de celle du satellite et repérer cette valeur comprise entre  $0^\circ$  et  $90^\circ$  au bas de l'abaque. dL: "différence de longitude".

2) Repérer sur le côté droit de l'abaque la latitude du lieu de la station de réception "l:latitude"

3) A l'intersection des 2 courbes se trouve,  $\alpha$ : "angle d'élevation" et "aa:différence azimutale".

Fig:III.7  
 Détermination de l'élévation et de l'azimut d'un satellite en fonction des coordonnées de la sta. de réception:



La fig:III.7 représente une deuxième abaque dont le mode d'utilisation est illustré par l'exemple suivant: - Nous sommes à Alger et nous voulons viser le satellite Telecom 1A - la longitude d'Alger est 3.5°W et le satellite montre un décalage de 10°W environ sur le graphe (1), ce décalage et la latitude d'Alger 36°N permettent de déterminer "azimut et "élévation" à l'aide du moyen des réseaux de courbes du graphe (2). On trouve environ une élévation de 46° et un azimut de 190° (les formules exactes indiquent et ). Muni d'un instrument de visée, d'une boussole et d'un inclinomètre on peut vérifier alors si l'on dispose du dégagement suffisant pour viser le satellite.

A notre avis l'emploi d'abaque dans la détermination de ces angles, est assez peu pratique car elle ne donne pas la valeur exacte. Nous avons donc opté pour un programme basic simple qui donne l'angle de site et l'angle d'azimut pour toutes les positions orbitales de 65° Est à 65° Ouest, et énumère les satellites présents et futurs. Ce programme ne demande que l'introduction des coordonnées géographiques du lieu de réception.

(Le listing de ce programme est donné en annexe:II).

### 3.2/-Angle de déclinaison de l'axe polaire

L'inclinaison  $\hat{a}_i$  de l'axe polaire, la déclinaison  $\hat{a}_d$  et l'élévation maximale  $\hat{a}_e$  de l'antenne, quand elle regarde plein sud, sont liées par la relation:

$$\hat{a}_i + \hat{a}_e + \hat{a}_d = 90^\circ \quad (S1.4)$$

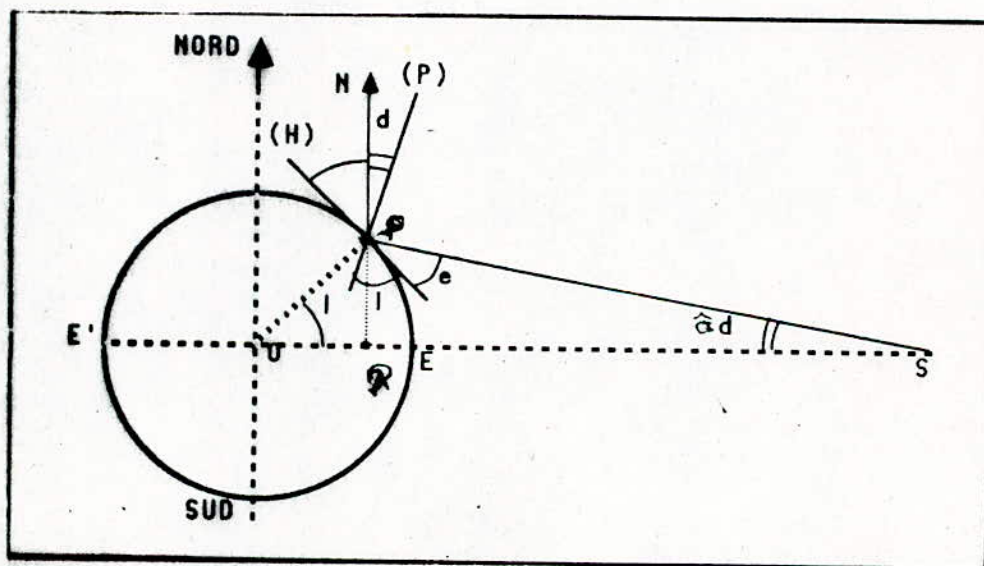


Fig:III.8:-Représentation schématique de la terre et de l'antenne.  
 . Le plan N.S. passant par P coupe l'équateur en E et  
 - l'orbite équatoriale au point S. L'angle polaire  $\hat{a}_i$  est  
 égale à la latitude l. La déclinaison est l'angle  $\hat{a}_d$ .

La déclinaison dépend de la latitude du point de réception, d'après la figure III.8 on a

$$\text{tg} \delta = \text{PQ}/\text{QS} = R \sin i / (R + D - R \cos i)$$

Soit encore

$$\delta = \arctg[\sin i / (1 - \cos i + D/R)] \quad (1.5)$$

Pour un déplacement du satellite de S à S' vers l'Est ou l'Ouest sur l'arc géostationnaire, entrainera un accroissement de la distance PS entre la station et le satellite. Donc une variation de l'angle d'inclinaison, sa nouvelle expression étant:

$$\delta' = \text{Arctg} \left[ \sin \alpha \cdot \left[ (1 + D/R)^2 - \cos^2 \alpha \right]^{-1/2} \right] \quad (1.6)$$

En comparant les deux expressions de  $\delta$  (1.5 et 6), on voit que la déclinaison va diminuer légèrement quand on se déplace de S à S' vers l'est (ou l'ouest). Donc un réglage très précis de l'angle de déclinaison garantit un bon suivi de l'arc des satellite, ce réglage se fait à l'inclinomètre par la mesure de  $\alpha_i$  et de  $\alpha_i + \delta$  qui dépendent de la latitude de la station (Fig: III.9).

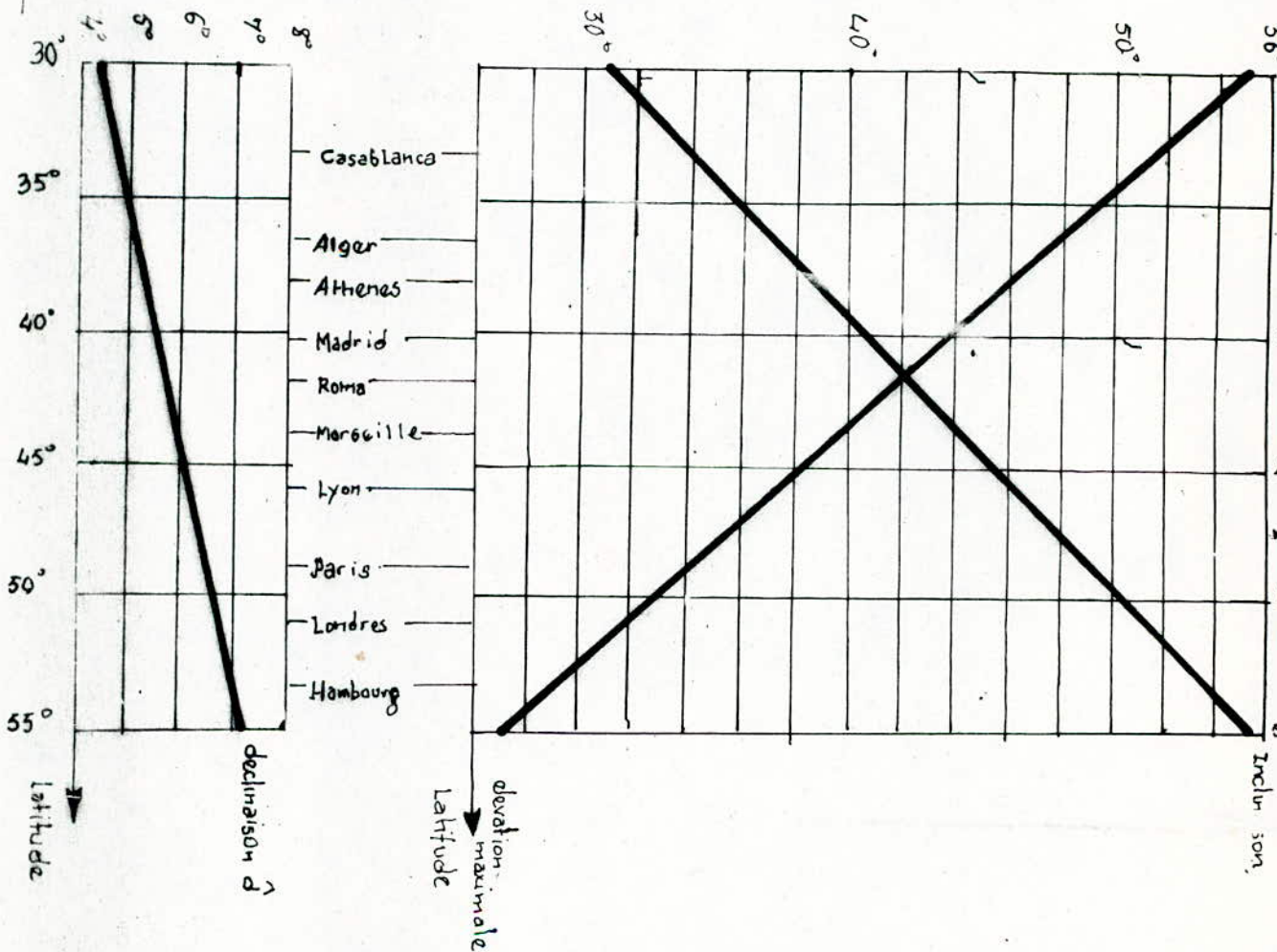


Fig: III.9/-Inclinaison, déclinaison et élévation maximale des antennes à monture polaire en fonction de la latitude du lieu de réception

#### 4/-Réglage des supports:[14],[15]

\*\*\*\*\*

##### 4.1/-Pointage d'une antenne AZ/EL:

Le réglage se décompose en deux phases principales: le montage et préréglage mécanique d'abord, le réglage fin ensuite.

Après le choix de l'emplacement en fonction de l'accessibilité de l'antenne, de son orientation, du cheminement du câble coaxial vers le récepteur, et la préparation de la fixation, on monte l'antenne en suivant les instructions du constructeur. On procède à un préréglage grossier des axes azimut à la boussole, l'axe d'élévation à l'inclinomètre.

La précision de ce préréglage étant insuffisante, on procède à un réglage fin des deux axes en cherchant le maximum du signal du satellite de visé.

Ceci est fait en alimentant le convertisseur microonde via le coaxial et en appréciant le maximum, soit avec un champ-mètre soit à défaut en observant la qualité de l'image sur l'écran.

Lorsque le système de réception est bien dimensionné, l'image reste nette dans une zone angulaire de plusieurs degrés autour du pointage idéal. Il est donc indispensable lors de l'installation de se placer à l'optimum. On y parvient en diminuant artificiellement les performances en masquant partiellement le cornet, ce qui rétrécit la zone angulaire de bonne réception autour de l'axe idéal.

##### 4.2/-Pointage et réglage d'une antenne polaire

Les phases de préparation et de montage obéissent aux mêmes règles que pour une antenne AZ/EL mais le réglage est délicat. Le réglage de l'angle de déclinaison se fait de la manière suivante:

-Prendre un soin tout particulier dans l'ajustage de la verticalité de l'axe d'azimut avec l'inclinomètre.



-En faisant pivoter le réflecteur autour de l'axe polaire, on l'amène dans la position correspondant à l'élévation maximale au-dessus de l'horizon, et on prérègle alors à l'inclinomètre l'angle d'inclinaison de l'axe polaire.

-On calcule l'angle de déclinaison après la mesure de l'angle d'élévation maximale.

-Puis à l'aide de la boussole, on oriente le réflecteur plein sud en n'agissant que sur l'axe azimut. L'antenne se trouve préréglée sur un satellite à la même longitude.

Le réglage fin se fait en cherchant le signal maximal, mais cette fois pour trois positions de la monture polaire: 2 pour les satellites extrêmes Est et Ouest (E et W) et une pour le satellite le plus proche du sud(S).

-Tout d'abord, on prérègle le récepteur sur un canal et une polarisation correspondant à S. On cherche le champ maximal ou l'image en agissant sur l'axe azimut afin de trouver le satellite S.

-En pivotant autour de l'axe polaire, on amène l'antenne en position E. Grâce à l'abaque donnant l'azimut de E et de la boussole, on fait le positionnement. Lorsque le satellite est trouvé et que l'on a optimisé le réglage, on repasse sur S avec l'axe polaire et l'axe azimut.

-On passe sur W: on doit trouver le satellite en ne jouant que sur l'axe polaire. Si tel n'est pas le cas, on retouche légèrement l'axe d'azimut. Enfin à titre de vérification, on reprend les positions S, E et W.

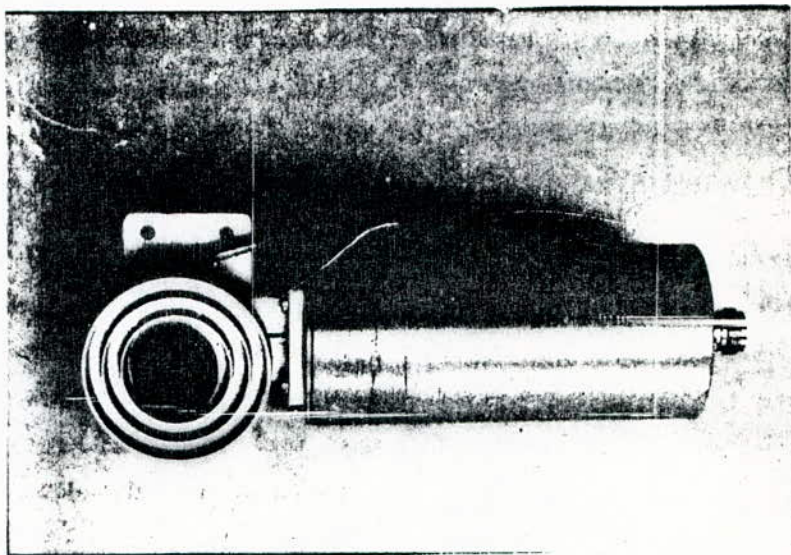
Si l'on ne prend pas en compte la durée de montage mécanique et les conditions d'installation, les phases de prérèglage et de réglage fin peuvent être menées à bien par un professionnel expérimenté travaillant dans de bonnes conditions en moins d'une heure.

### III/-AMPLIFICATEUR CONVERTISSEUR FAIBLE BRUIT (LNB): [16]

Le convertisseur microonde est généralement associé au cornet et au sélecteur de polarisation. (Fig:III/12)

Il fait partie de l'équipement extérieur d'une installation de réception de satellite RDS.

Fig:III.12/-Vue de face d'une source reliée à un LNB par un guide d'onde coudé.



1/-Le cornet et le sélecteur de polarisation:

\*\*\*\*\*

#### 1.1/-Le cornet

Le cornet destiné à être fixé au foyer du réflecteur parabolique doit être parfaitement adapté au rapport distance focale sur diamètre  $D/F$  du réflecteur. Pour les antennes Off-set avec un  $F/D$  compris entre 0.45 et 0.65, les constructeurs fournissent en même temps le réflecteur et le cornet adapté. Autrement dit le cornet doit éclairer uniquement toute la surface du réflecteur et rejeter au maximum celles émises par d'autres sources (Figure III.13).

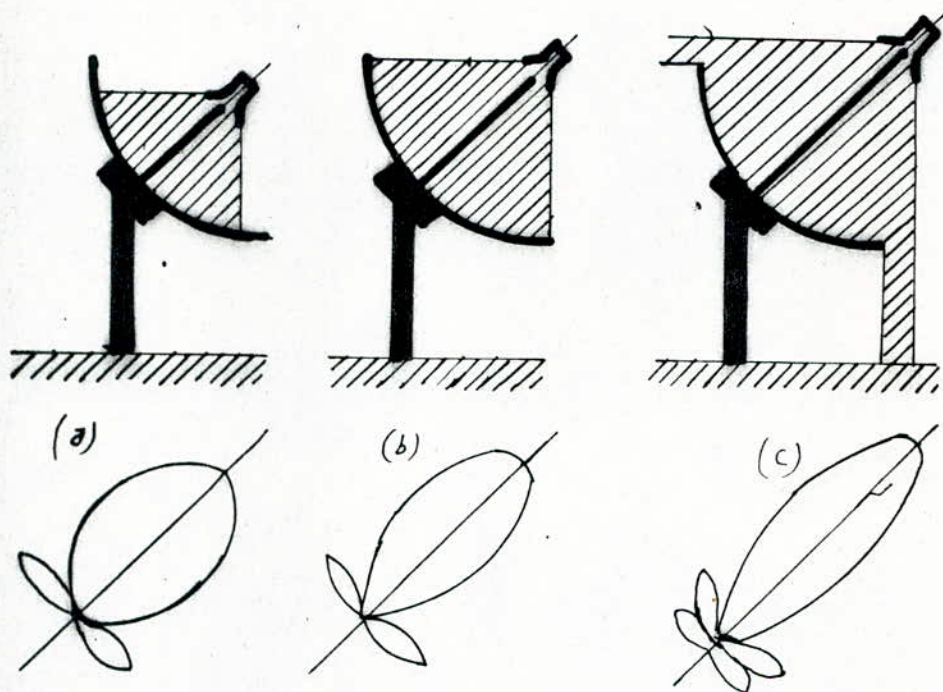


Fig:III.13/-Trois cas d'éclairagements d'une parabole par un même cornet - (a) sous-éclairage-(b) éclairage correct-(c) sur-éclairage.

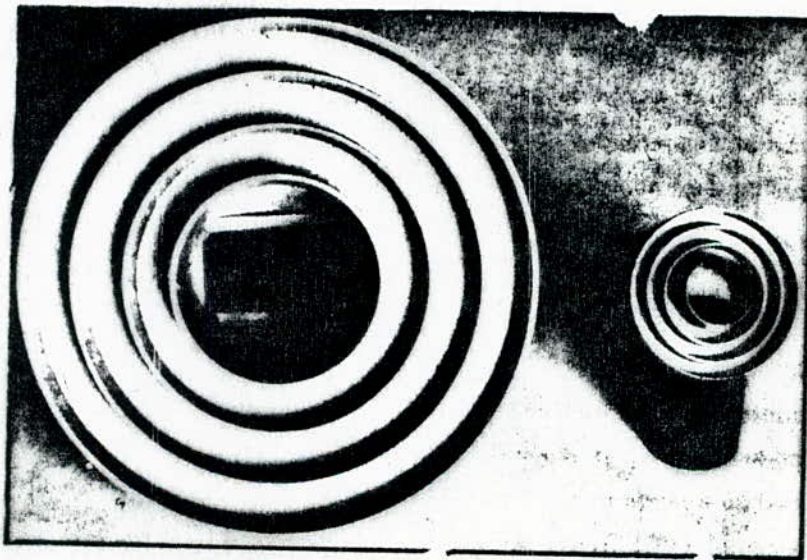
Dans la pratique un cornet réalisé pour être adapté à un réflecteur donné, c'est-à-dire avec un certain  $F/D$ , peut donner des résultats non satisfaisants avec d'autres réflecteurs ayant des  $F/D$  différents. Cependant, à l'heure actuelle, les cornets sont construits de manière à donner une adaptation moyenne à des réflecteurs ayant des  $F/D$  différents, par exemple de 0.3 à 0.6.

La théorie des guides d'ondes et cornets (Ch.III/§IV) permet de calculer les dimensions optimales d'un cornet suivant la bande de fréquences à recevoir.

Le cornet est adapté au réflecteur et au guide d'ondes qui, terminé par une sonde, capte et transmet le maximum de signal au LNB, permettant d'avoir un taux d'ondes stationnaires minimum. Le T.O.S =1 est le cas idéal. Dans la pratique, un très bon cornet devra avoir un taux d'ondes stationnaire S de l'ordre de 1.2; pour une moyenne, la valeur S=1.5 sera acceptable.

Un type de cornet très utilisé à l'heure actuelle est le "Cornet scalaire" représenté sur les figures:(III.15)

Fig:III.15/-Vues de cornets  
scalaires 12 et 4 GHz.



#### 1.2/-Selecteur de polarisation:

Le sélecteur de polarisation souvent fourni avec le cornet, permet de détecter les vibrations électromagnétiques transmises par satellite. Ces vibrations peuvent être parallèles à une direction fixe; la polarisation est verticale ou horizontale, ou alors elle tourne en se déplaçant. Dans ce cas, la polarisation est circulaire droite ou gauche suivant le sens de rotation. Pour

détecter chacun de ces types d'ondes, il faut que la sonde soit verticale, horizontale, ou alors précédée d'un dispositif: (lame de Téflon, constante diélectrique 10, orientée à  $45^\circ$  par rapport à la sonde) qui transforme les ondes polarisées circulairement en ondes polarisées verticalement ou horizontalement (Figure: III.16).

La sélection entre la polarisation V. et H. peut se faire pratiquement par les quatre dispositifs suivants:

-dispositif à rotation mécanique, à l'heure actuelle le plus employé, la rotation de la sonde,  $90^\circ$  et plus est commandée par un micromoteur placé au voisinage du cornet (Figure: III/16), alimenté directement en continu =5 volts par le sélecteur démodulateur.

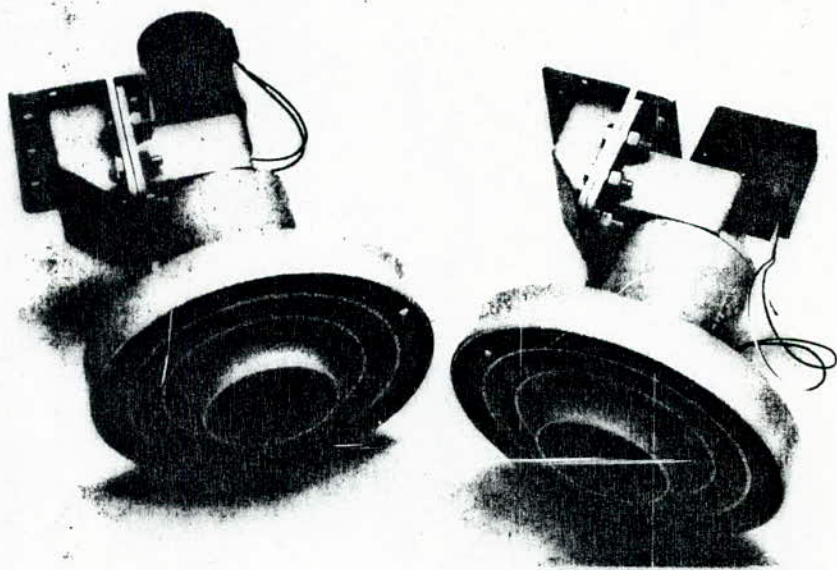


Fig: III.16/-Cornets avec leurs moteurs commandant les sondes du polariseur.

-dispositif orthomode dispose d'un aiguillage vers deux guides rectangulaires de polarisation différente: un pour la polarisation

H, l'autre pour la polarisation V. Chacun de ces guides alimente respectivement un amplificateur convertisseur faible bruit - les autres dispositifs à ferrite et à diodes de PIN sont moins utilisés.

- Enfin il est important que le cornet soit correctement positionné. Le support de cornet utilisé, qu'il soit tripode ou col de cygne doit donc être stable, résistant aux intempéries. En outre, il doit aussi permettre un réglage aisé de celui-ci.

2/-Amplificateur\_convertisseur faible bruit  
 \*\*\*\*\*

Le convertisseur microonde LNB est généralement le dispositif situé derrière le système cornet-guide d'ondes. Fig:III.17

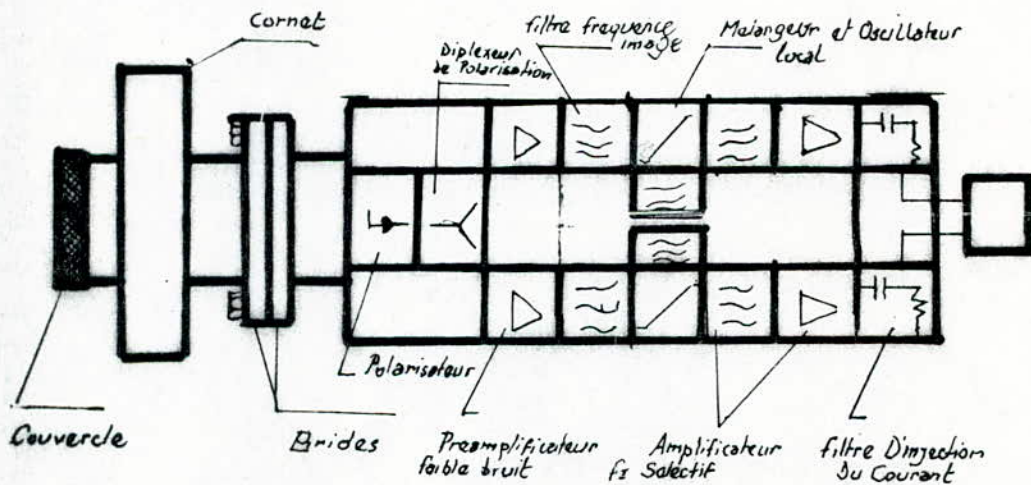


Fig:III.17/-Schéma synoptique d'un LNB fixé au système cornet par une bride.

Le LNB a deux tâches principales:

- Amplifier fortement les porteuses issues du satellite visé afin que les bruits engendrés en aval par la chaîne de traitement restent négligeables et ne dégradent pas davantage les programmes.
- Abaisser la fréquence de l'ensemble des porteuses pour qu'elles soient facilement transportables sur câble coaxial ordinaire.

A l'origine, le convertisseur faible bruit comprenait deux modules séparés: un module amplificateur faible bruit (LOW Noise Amplifier LNA) et un module convertisseur faible bruit (Low Noise Converter LNC). A l'heure actuelle, en bande Ku, les deux modules sont confondus en un seul: appelé Bloc à faible bruit (Low Noise Bloc LNB).

### 2.1/-Section amplificatrice du LNB

A l'entrée de la section amplificatrice du LNB, le signal microonde est extrêmement faible. L'amplificateur a donc un gain de 40 à 60 db soit 10.000 à 100.000, et doit engendrer un minimum de bruit interne dû aux semi-conducteurs qui le composent.

A l'origine ce type d'amplificateur était un amplificateur paramétrique refroidi à l'hélium ou à l'azote liquide. Les progrès réalisés au niveau de la technologie des conducteurs et semi-conducteurs permettent de réaliser des amplificateurs microondes avec des transistors à effet de champ à l'Arséne de Gallium: GaAsFET.

On associe à un amplificateur un paramètre appelé "facteur de bruit" exprimé en décibels, dont la valeur est d'autant plus faible que la contribution de l'amplificateur au bruit de transmission est plus faible. Ce facteur de bruit est le critère de choix du convertisseur et doit être choisi le plus faible possible.

A l'heure actuelle avec la technologie HEMT (High Electron Mobility Transistor), on construit déjà des LNB avec des facteurs de bruit de 1.3 dB. (l'abaissement de F fait hélas monter le prix en flèche !).

L'amplificateur d'un LNB comprend en général 2 ou 3 étages à GaAsFET ou à HEMT comme représenté sur la figure: III/17

Le signal microonde venant du guide d'onde du cornet scalaire se propage dans le guide d'onde du LNB qui est fixé au précédent par une bride. Puis la sonde du LNB capte le signal qui est amplifié par les trois étages successifs. On note que le bruit du premier étage doit être le plus faible car nous rappelons que dans un amplificateur c'est le bruit du premier étage qui détermine principalement le bruit de l'amplificateur.

### 2.2/-Section convertisseur:

A la suite des étapes amplificateurs, on trouve un filtre dont les pertes sont de l'ordre de quelques dB. Ce filtre est suivi par le convertisseur proprement dit constitué par un mélangeur (dont les pertes sont d'environ 10 dB), un oscillateur local, et un amplificateur à plusieurs étages (Figure:III/18).

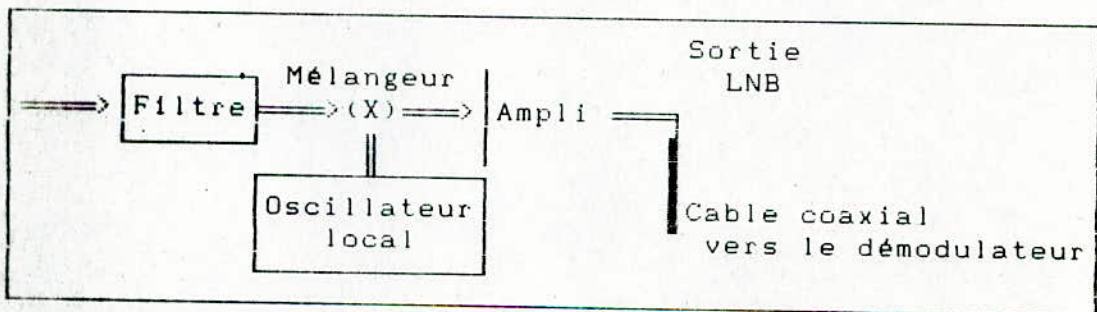


Fig:III.18.

La bande de fréquence translatée en sortie du convertisseur est strictement comprise entre 950 et 1750 MHz. Elle est appelée "première fréquence intermédiaire". La voie baisse donc d'un facteur 10. Cette conversion de fréquence permet de transporter le signal sur un câble coaxial à faibles pertes (figure:III.1) jusqu'au tuner HF qui se trouve à l'intérieur du récepteur.

Cette technique permet l'utilisation des longueurs maximales de câbles de 30 à 40 m sans amplification.



Conclusion:

\*\*\*\*\*

Le LNB constitue "l'oeil de la station de réception, il doit être de très bonne qualité. Sa caractéristique la plus importante est le facteur de bruit F, viennent ensuite le gain G et les autres caractéristiques: bande passante, alimentation, mécanique étanchéité.

Du fait du très fort gain du convertisseur, les bruits dus à la chaîne de traitement en aval de celui-ci et qui se rajoutent à l'ensemble (porteuses + bruit de transmission + bruit interne du convertisseur) fortement amplifié, sont négligeables. La fonction du tuner-démodulateur est d'exploiter au mieux cet ensemble, compte tenu des paramètres de modulation.

Le comportement de la station vis à vis du bruit dans les conditions normales de réception est donc déterminé presque exclusivement par le sous-système (Antenne + Convertisseur).

La qualité globale de ce sous-système est exprimé par le "Facteur de mérite" de la station, noté G/T ( Voir chapitre II/§3.2.4).

Son expression est donnée dans le formulaire en annexe. Il fait intervenir les paramètres vraiment déterminants: gain température de bruit de l'antenne et le facteur de bruit du convertisseur.

#### V/-LE SELECTEUR DEMODULATEUR

\*\*\*\*\*

Une fois le signal converti par le LNB à la première fréquence intermédiaire FI=950 à 1750 Mhz, il est transmis au récepteur situé dans l'environnement immédiat du téléviseur par câble coaxial à faibles pertes.

Le fonctionnement du tuner démodulateur est analogue à celui d'un tuner radio FM. La première fonction est la sélection d'un

programme; le programme choisi est converti en deuxième fréquence intermédiaire: 480 MHz en Europe et 612 MHz en général dans les récepteurs de conception américaine.

C'est en deuxième fréquence intermédiaire que l'on démodule l'ensemble des porteuses. Avant cette opération le signal FI passe par un filtrage où on ne garde que la bande de fréquence utile occupée par la porteuse modulée et on rejette au mieux les bruits qui se situent hors de cette bande. Dans les récepteurs actuels, la largeur du filtre est en général de 27 MHz. C'est évidemment un compromis: un peu trop large un peu trop étroit, suivant les satellites.

A l'entrée du démodulateur de fréquence on trouve donc la puissance de la porteuse filtrée plus une puissance de bruit qui, malheureusement traverse le filtre. Le rapport de ces deux puissances ou rapport "porteuse/bruit" est noté C/N (Voir Ch. II/§3.2).

Ce rapport va donc dépendre du facteur de mérite G/T de la station de réception (qui caractérise on le rappelle, la faculté qu'a le sous-système antenne+convertisseur d'extraire la porteuse du bruit), de la largeur du filtre FI et bien sûr, de la puissance d'émission du satellite. (Voir le formulaire en annexe).

Comme nous l'avons vu dans le chapitre II/§3.2.3 un rapport C/N élevé va se traduire sur l'écran après démodulation de fréquence de la porteuse par une image nette, sans bruit de fond. Alors que pour des valeurs décroissantes de C/N on voit apparaître un bruit de fond qui se traduit par un fourmillement de l'image.

La qualité du signal vidéo après démodulation s'exprime par le rapport "Signal/Bruit" noté S/B.

Pour de fortes valeurs du rapport C/N une diminution de celui-ci de 1 dB se traduit par une diminution du rapport S/B de 1 dB

également. Mais en-dessous d'une certaine valeur critique de C/N appelée "Seuil de démodulation", S/B se dégrade beaucoup plus vite que C/N.

Ce phénomène, propre à la modulation de fréquence est particulièrement problématique en télévision par satellite.

1/-Seuil de fonctionnement-phénomène de capture:  
 \*\*\*\*\*

Le seuil de fonctionnement définit une limite du fonctionnement normal  $(S/N) \ll 1$ . Voir fig: III.19

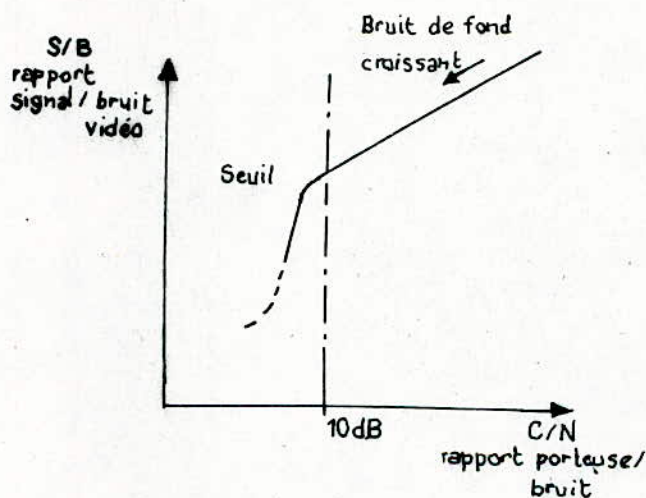


Fig:III.19.

En effet au dessus du seuil, compte tenu des normes de modulation pratiquées, le rapport S/B assure des images acceptables; mais lorsqu'on traverse le seuil, l'image se brouille en quelques décibels seulement.

La valeur de C/N correspondant au seuil ne dépend presque uniquement que du type de démodulateur utilisé. On trouve en

concurrence des démodulateurs basés sur le discriminateur de déphasage SL1452 Plessey et le TDA5505 RTC pour les démodulateurs à quadrature (seuil C/N=8 à 10 dB). SL1455 pour un discriminateur à oscillateur synchronisé (seuil C/N= 7 à 8 dB), et d'autres sur le principe, plus complexe, dit de "boucle à verrouillage de phase" ou PLL (seuil C/N= 6 à 7 dB) appelés parfois démodulateurs à seuil amélioré, exemple le SL1451 de Plessey.

Donc, un démodulateur classique a un seuil de 10 dB. Avec un démodulateur à seuil amélioré, on gagne 3 à 4 dB sur ce seuil.

Au-dessus de ce seuil on peut adopter la relation suivante sans commettre une trop grosse erreur:

$$(S/N) = (C/N) + 30 \text{ en dB}$$

On trouvera dans le formulaire en annexe les expressions mathématiques donnant la valeur de C/N et de S/N.

#### VI/-CONCLUSION:

\*\*\*\*\*

Dans ce chapitre nous avons analysé le comportement vis-à-vis du bruit de fond d'une installation directe par satellite et dégagé des critères de choix du matériel que nous rappelons brièvement ici:

-L'antenne: le gain confortable, mais sans sacrifier la rigidité du réflecteur et de son support;

-Le convertisseur: son gain est en général suffisant. Le paramètre critique est le facteur de bruit;

-Le tuner-démodulateur: il ne contribue au bilan de bruit que par la largeur de son filtre et de la position de son seuil. Il est relativement peu déterminant pour le bruit. La qualité vidéo du récepteur dépend du seuil limite acceptable (rapport C/N), une valeur standard pour ce seuil est de 8 dB.

D'autres critères de choix, qui à notre avis sont secondaires, mais peuvent être pris en considération: les possibilités de motorisation de l'antenne, les commodités du matériel avec les différentes normes vidéo et audio, les commodités du tuner-démodulateur (préréglage, mémorisation, télécommande). Il est aussi intéressant de disposer d'une sortie décodeur à l'arrière du récepteur pour le décodage de certaines émissions actuelles ou futur (les émissions RDS qui seront transmises en MAC:CMAC, D2MAC).

CHAPITRE 4:  
=====

RECEPTION

EN

ALGERIE

Chapitre:IV/- RECEPTION EN ALGERIE

Une large frange de la population algérienne représente une proportion, non négligeable, de téléspectateurs potentiels des chaînes de télévisions en langue française et anglaise transmises par satellites. Cependant, les faisceaux de ceux-ci n'étant pas centrés sur le pays, des antennes de plus grand diamètre que celles utilisées dans les pays de l'Europe de l'Ouest peuvent néanmoins permettre la réception de ces émissions.

Pour la transmission TV en bande "C", les fréquences s'étendent de 3.7 à 4.2 GHz avec une bande de  $Df=500$  MHz.

Pour la transmission Tv en bande Ku, on utilise trois fractions de la bande [10.95 à 12.75 GHz].

Sur le tableau:IV.1 sont données les coordonnées des satellites qui sont sur une orbite géostationnaire visible depuis l'Afrique du Nord. Sur la figure:IV.1 les coordonnées et positions de ces satellites sont représentées.

BANDE ku					
10.9 GHz		11.75 GHz		12.5GHz	12.75 GHz
	K1		K2		K3
Sat. TELECOM		Sat. RDS		Sat. TELECOM	
Eutelsat - Intelsat		Polar.Circulaire		Polar.V	
Polar. H/V					
PANAMSAT.....45°W		TDF1.....19°W		TELECOM 1A...08°W	
INTELSAT VAF11...27.5°W				TELECOM 1C...05°W	
GORIZONT 7.....11°W					
INTELSAT VF2....01°W					
ASTRA 1A.....19.2°E					
EUTELSAT 1F4....13°E					
EUTELSAT 1F5....10°E					
EUTELSAT 1F2....07°E					

Tableau:VI.1/-Satellites en orbite "visibles" depuis l'Afrique du Nord

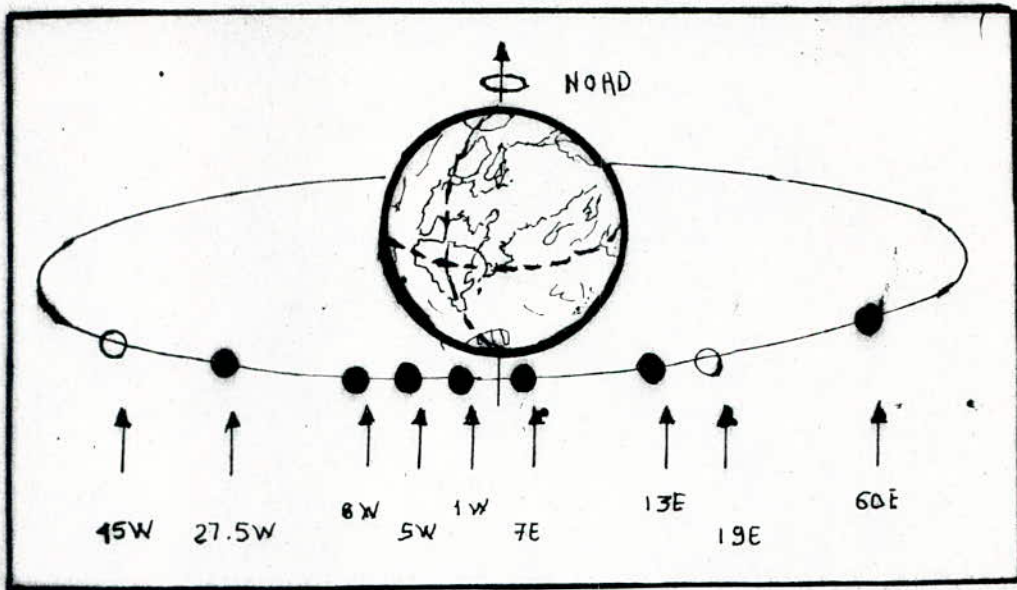


Figure IV/1: Positions et Coordonnées des Satellites sur l'orbite équatoriale .

1°/-Réception de Eutelsat 1 :

L'Organisation Eutelsat dispose de quatre satellites travaillant principalement en 11 GHz et caractérisés par des TOP de 20 Watts. La figure A1.1 de l'annexe 1) représente les zones de couverture de ces satellites.

La Décroissance des signaux est limitée par l'emploi d'une parabole d'émission ayant un angle d'ouverture de 3.7 dB et un gain de 33 dB.

Cette Configuration à l'émission, entraîne une perte de 3.5 dB à Alger, située à 1700 Km du point de visée se trouvant en Mer du Nord, recevant ainsi une PIRE de 43 dBW.



La figure IV/2 donne les diamètres préconisés par la Société C.I.E.L avec l'emploi d'un convertisseur ayant un facteur de bruit de 1.3 dB et démodulateur dont le seuil est de 5.5 dB.

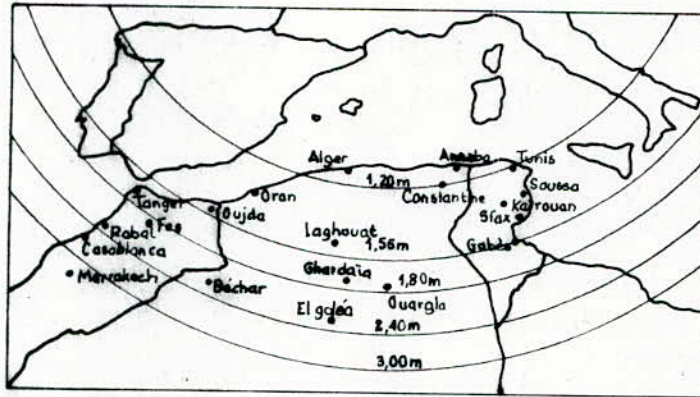


Figure IV/2.

A Constantine, (-4 dB), l'installation se compose d'une antenne de 1.20 m de Diamètre et d'une Tête de 1.3 dB.

A Laghouat, une antenne de 1.55 m de diamètre apporte une qualité d'image exempte de bruit.

#### 2°/-Réception de TELECOM 1C:

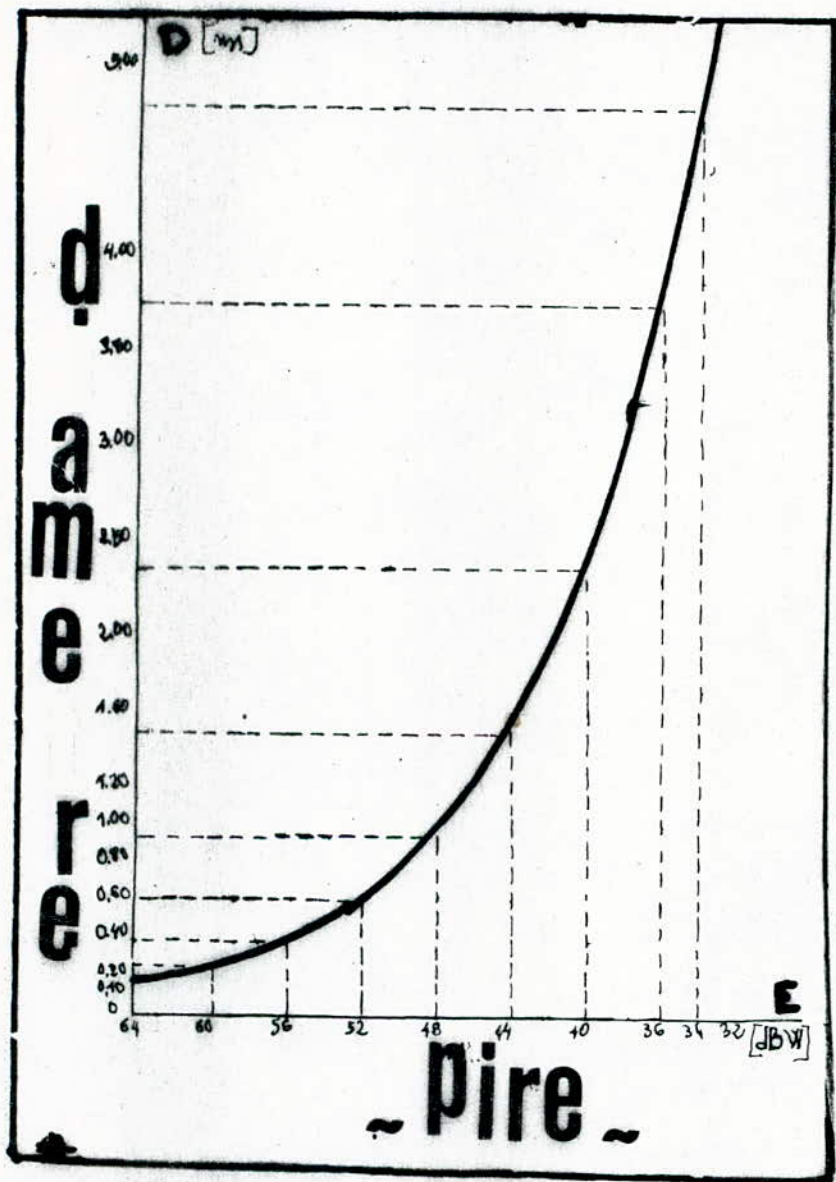
Le satellite TELECOM 1C présente une PIRE moyenne supérieure à 52 dBW, soit un signal nettement supérieur à celui d'EUTELSAT.

Le confort du signal dû à un gain d'antenne élevé égale à 40 dB, produisant un faisceau pincé [2.6°\_ 1.5°] , permettrait théoriquement l'emploi d'une parabole ayant un diamètre réduit de moitié par rapport aux satellites d'EUTELSAT I, si la différence est de 6 dB.

Avec ces paramètres d'émission, les signaux de TELECOM 1C s'affaiblissent plus rapidement que ceux d'EUTELSAT soit -8 dB en ouverture ou -10 dB en couverture, au littoral proche de la Kabylie, entre -3.5 dB en ouverture ou -4.2 dB en couverture dans le cas de l'EUTELSAT, (Voir Figures A1.1 et A1.2 de l'annexe:1).

Quant à la PIRE, elle est proche de 42 dBW dans cette partie extrême Nord du Maghreb, le contour 41 dBW est tangent à Alger.

L'abaque de la figure IV-3, fournit une courbe, qui est fonction de la PIRE -abscisse- et qui précise -ordonnée- le diamètre typique du réflecteur pour un C/N constant d'environ 11 dB, et un convertisseur de facteur de bruit égal à 1.6 dB.



En Pratique, nous constatons, que pour une pire locale par exemple de 40 dBW, une parabole de 1m80 de diamètre semble être suffisante au lieu de 2m40 stipulés par l'abaque.

La figure A1.3 donne les diamètres pratiques utilisés actuellement dans les principales villes d'algerie et certaines villes des pays voisins.

Fig:IV.5.

3) /-Réception des autres Satellites en service ou prochainement service

a-/Réception de l'INTELSAT VAF 11:

Avec la panne survenue au satellite INTELSAT VAF 11 -27.5° Ouest, due au dépointage du faisceau ouest diffusant MTV, CHILDREN'S CHANNEL, SCREEN SPORT etc..., la réception était possible à l'extrême Nord Ouest de l'Algérie et cela jusqu'à Alger, au moyen d'une parabole de 3m.

Il est regrettable que ce fait ait été découvert, puisqu'il met hors service des installations définies, en partie, pour ce service. Quant au faisceau Est, diffusant CNN, sa réception est plus aisée puisqu'il ne faut plus que la moitié du diamètre soit environ 1m 50 par exemple à Alger.

b/Réception de TDF 1:

Le lancement du satellite Français TDF 1 (64 dBW au P.V.) sur la position orbitale de 19° de longitude ouest, permettra au téléspectateur à Alger de recevoir ses programmes à l'aide d'antennes de l'ordre de 1m20.

Certains estiment qu'avec une PIRE 52 dBW annoncée à Alger (voir la figure: A1.4 en annexe:1), et avec les performances actuelles de l'Electronique de surcroît employées en D2MAC PAQUET, qu'une parabole de 75 cm devrait être suffisante, se justifiant par la réception effective de TELECOM 1C dans le Nord de la France avec une parabole de 60 cm pour une PIRE comparable.

4) /-Quels types de têtes employer au foyer des antennes.

La zone de couverture en Algérie étant éloignée des points de visée, la qualité de la tête et son installation correcte au foyer de la parabole sont déterminantes, pour bénéficier d'une bonne réception.

Les têtes bibandes K1 et K2 et tribandes K1, K2 et K3 présentant un facteur de bruit assez élevé ne permettent pas une bonne réception en Algérie.

Pour la couverture des deux spectres actuellement utilisées l'emploi de deux têtes monobande est cependant préférable. Pour cela on dispose de deux solutions: l'une dite de la tête désaxée et l'autre dite en couplage.

La première possibilité consiste, dans les sites du nord algériens où les signaux de TELECOM et INTELSAT sont sensiblement de même intensité, d'installer la source et le convertisseur TELECOM de manière désaxée dans le plan de l'orbite équatoriale.

Mais au fur et à mesure que l'on se dirige vers le sud, l'ouest ou le sud ouest, les signaux du satellite Français s'affaiblissent plus rapidement que ceux produits par la série des EUTELSAT 1 faisceau ouest.

Afin de remédier à la perte du signal due au déport de l'ensemble source-convertisseur, on permute les têtes et c'est donc le convertisseur 11 GHz précédé de son polarisateur, qui est placé au déport.

La seconde solution consiste à monter les 2 convertisseurs 11 et 12 GHz sur une seule source située au foyer de la parabole, au moyen d'un accessoire se présentant souvent en aspect "Y" ou en "T" (Orthomode) communément appelé démultiplexeur, qui couple les convertisseurs, et découple les signaux en direction des têtes.

Pour la sélection des polarisations linéaires H/V, il existe deux possibilités: la première consiste à insérer le polariseur entre la sortie de la source et l'entrée du coupleur.

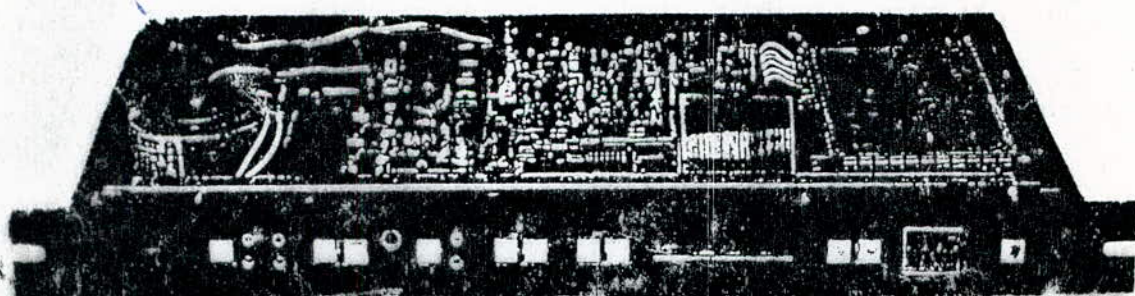
La seconde solution consiste à placer le dépolariseur entre une sortie du coupleur et le convertisseur 11 GHz alors que la deuxième sortie du coupleur est reliée directement à la tête 12 GHz.

CHAPITRE 5:  
=====

ETUDE ET REALISATION

D'UN

DEMODULATEUR TV-SAT



## Chapitre:V/-ETUDE ET REALISATION PRATIQUE

\*\*\*\*\*

L'étude et la réalisation du sélecteur-démodulateur TV satellite que nous proposons dans notre projet, est un équipement très performant, simple et agréable d'emploi du fait que toute la fonction réception est assurée par un seul module le RTC/512.

Cette caractéristique est intéressante car elle permet de bien isoler le sous-ensemble UHF, facilitant ainsi la tâche au réalisateur en n'exigeant pas de lui des connaissances approfondies sur les techniques UHF.

Avec ce module, la réalisation du récepteur satellite ne nécessite pas un matériel de mesure sophistiqué et coûteux, et elle est menée à terme avec un équipement de contrôle minimum.

Cette caractéristique constitue l'une des raisons de notre choix. La seconde est d'ordre purement didactique:Ce récepteur a fait l'objet d'une publication dans un numéro de radio-plan (septembre 1988).

En fait, pour l'analyse détaillée de ce récepteur démodulateur, on s'est référé à cet article ainsi qu'à la documentation descriptive recueillie auprès des constructeurs des principaux éléments constituant notre prototype .

Du point de vue réalisation, les circuits imprimés utilisés sont des circuits de qualité professionnelle, étamés et à des trous métallisés. La densité des composants à implanter et la complexité de la circuiterie font que la fabrication de ces circuits ne puisse être confiée à l'amateur: plaque présensibilisée, révélation et bain de perchlorure de fer. Pour ces raisons, nous avons opté pour la solution suivante:L'achat des circuits imprimés réalisés par une entreprise professionnelle et commercialisés par CAPELEC sous forme de KIT. Du point de vue du coût,

commandes en provenance soit du clavier local soit d'une télécommande infrarouge.

-L'alimentation qui fournit les tensions nécessaires pour alimenter les différents étages constituant le récepteur, le LNB et éventuellement les micromoteurs des polariseurs.

### 1/-SYNOPTIQUE DU RECEPTEUR TV 39 CANAUX

Le synoptique de notre récepteur est représenté par la figure:V.2 .

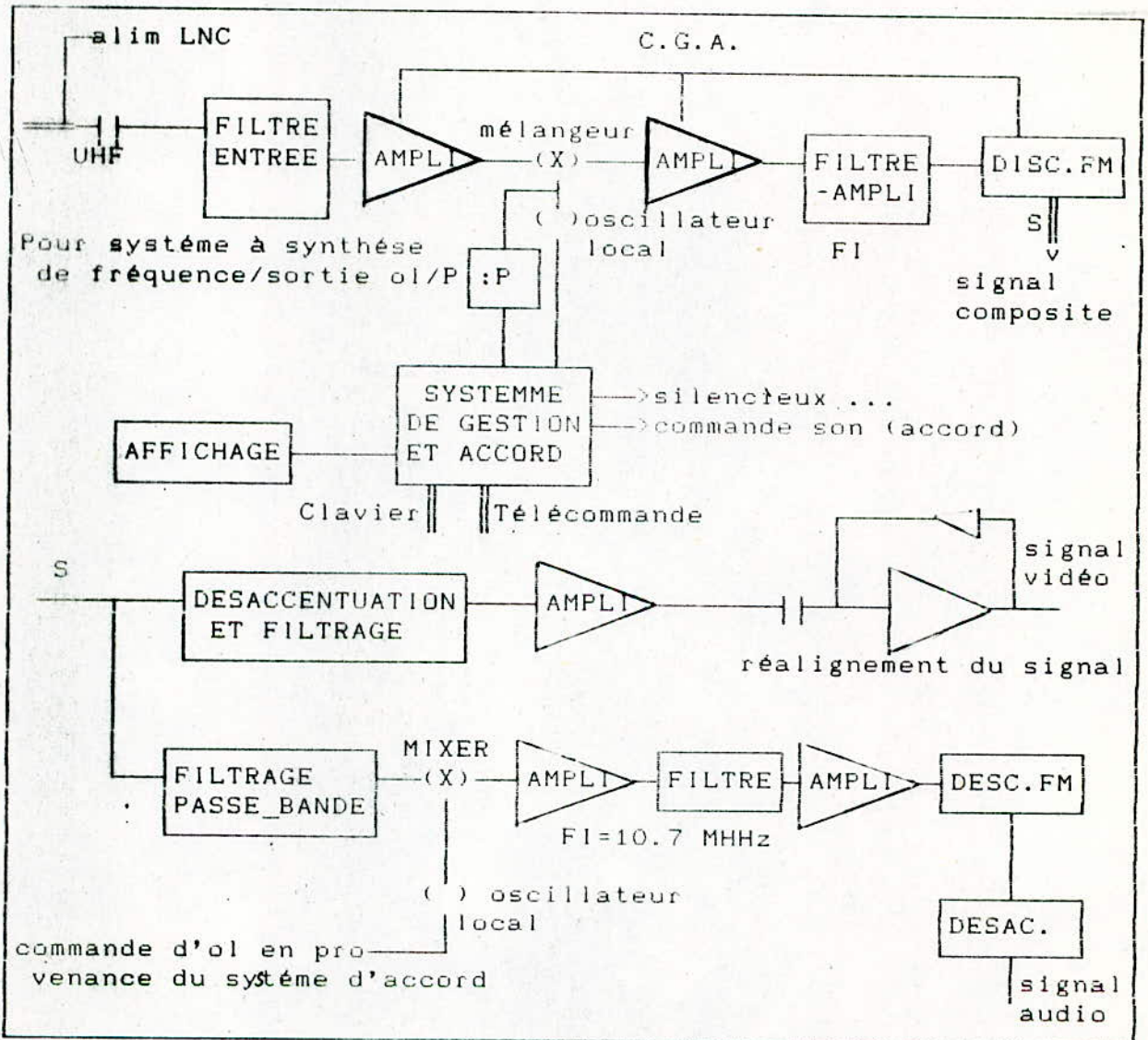


Figure:V.2/-Schéma synoptique du récepteur tv.sat.

Ce synoptique est un modèle simple puisqu' il s'agit d'un récepteur FM superhétérodyne avec quelques particularités .

A l'entrée, on trouve un filtre passe bande sélectionnant les fréquences à recevoir, suivi d'une première amplification suffisante pour que le signal soit mélangé avec le signal de l'oscillateur local. Le signal FI est amplifié et filtré par un filtre à ondes de surface F.O.S. centré sur la fréquence intermédiaire. Le signal est finalement appliqué après amplification au démodulateur FM qui nous donne à la sortie le signal vidéo-composite.

La carte vidéo est composée d'un circuit de désaccentuation , de filtrage, d'amplification, et d'un étage de sortie tampon associé au circuit de réalignement.

Le traitement audio est effectué par un circuit similaire à un récepteur FM dont les principales fonctions sont: le filtrage passe-bande [5.5 MHz - 8 MHz], mélangeur-oscillateur délivrant la fréquence intermédiaire FI= 10 MHz .Finalement, après filtrage et amplification FI on a la discrimination et la désaccentuation FM.

Le système d'accord est un bloc de gestion jouant le rôle d'interface entre l'utilisateur et les commandes internes.

#### 1/-Description du module RTC CB112/512:

Ce module reçoit par l'une des deux entrées de type E, les signaux issus du LNC compris dans la bande 950 et 1750 MHz.

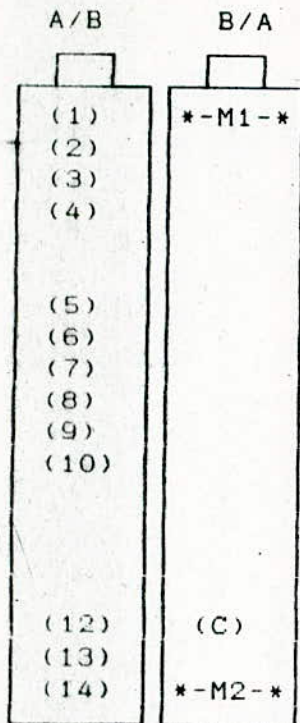
C'est en fait un tuner UHF qui réalise le changement de fréquence, accomplit le filtrage à la fréquence intermédiaire et démodule le signal composite audio et vidéo modulé en fréquence.

Parmi les particularités de ce module on retient: sa compatibilité avec le nouveau système D2MAC PAQUET; et la possibilité d'utiliser deux têtes commutables.



La représentation schématique du brochage est donnée par la figure:V.3.

\*-Designation:



A:entrée RF pour la polarisation gauche

B:Entrée RF pour la polarisation droite

C:Sortie FI 479.5 MHz (prise phono)

1:Alimentation LNB via entrée B

2:Alimentation LNB via entrée A

3:comutation A/B

4:la terre (GND)

5:Alimentation +12 volts

6:Tension d'accord (VCO) 0.8 à 28 volts

7:Sortie en bande de base désaccentuée

8:Sortie C.A.F. (-)

9:Sortie C.A.F. (+)

10:Auxillaire non désaccentuée

12:Alimentation du prédiviseur de fréquence =5 V.

13, 14:Sortie du prédiviseur

M1, M2: Masses (GND).

FIG:V.3.

Le synoptique de ce module est donnée par la figure:V.4. Il comprend sept principaux blocs réalisant le changement de fréquence, le filtrage FI et la démodulation du signal vidéo composite audio et vidéo modulé en fréquence. Sortie FI (C)

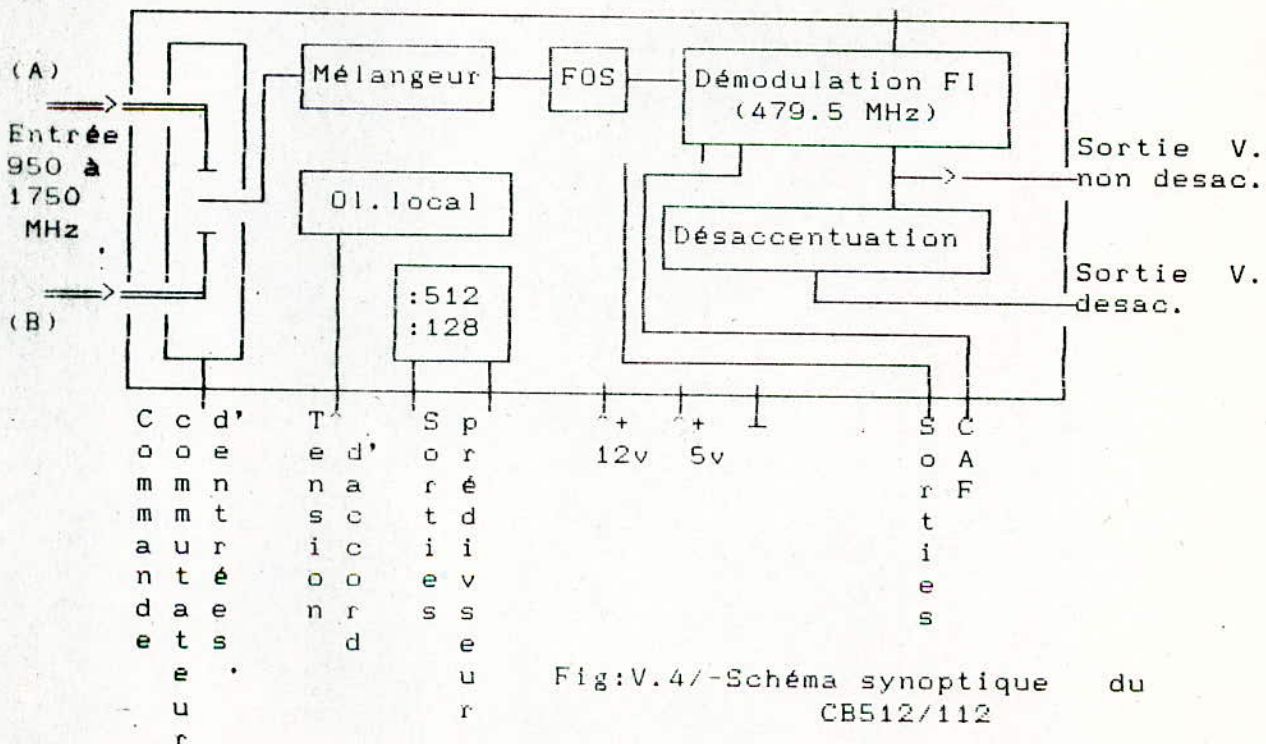


Fig:V.4/-Schéma synoptique du CB512/112

La figure:V.4 n'est autre qu' une reprise détaillée du synoptique où les différents semi-conducteurs et circuits intégrés y sont représentés. Une première particularité de ce module est:

\*)-La commutation des deux entrées:

\*\*\*\*\*

La présence des deux entrées permet, sans adjonction d'autres systèmes comme les relais coaxiaux, de disposer simultanément de:

-soit de deux entrées pour utiliser deux polarisations différentes dans une même bande.

-soit pour utiliser deux têtes complémentaires couvrant des bandes différentes (ex K1 pour INTELSAT et K2 pour TELECOM).

La broche 3 est un interrupteur qui sélectionne l'une des deux entrées A/B; il est équipé pour chaque trajectoire d'un transistor à large bande [BFR92] et d'une diode PIN [BA679], suivi par un MOSFET [BFR92AR] permettant le contrôle du gain, l'isolation et la stabilité.

-Caractéristiques électriques des entrées RF:

-----  
Valeur typique de l'impédance ( entrée non activée):

à 950 MHz .....Z= 6.6 - j22 ( $\Omega$ )

à 1300 MHz .....Z= 16 + j70 ( $\Omega$ )

Niveau d'entrées:

Min 44 dB $\mu$ V ..... Max 79 dB $\mu$ V

Isolation entre les deux entrées:

Min 35 dB

Commutation de la polarisation:

sélection C."A", polarisation droite...C.Circuit à la branche(3)

sélection C."B", polarisation gauche...C.Ouvert à la branche(3)

\*)-Filtrage et amplification d'entrée

\*\*\*\*\*

Le filtre d'entrée est un filtre passe bande [950 1750] MHz à deux résonateurs sélectionnant les fréquences à recevoir. Puis à la sortie du filtre d'entrée, on a un amplificateur RF [3SK121].

\*)-Le mélangeur-oscillateur.

\*\*\*\*\*

Le mélangeur est en fait un transistor bipolaire [BFR92A] qui reçoit le signal RF filtré, amplifié et le signal de l'oscillateur [BFR93A].

La fréquence intermédiaire est fixée à 479.5 MHz. Une fréquence aussi haute est nécessaire pour assurer une bonne rejection de la fréquence image et aussi la disponibilité du filtre FOS à cette fréquence.

Dans ces conditions, l'oscillateur local balaye la bande de fréquences déterminées par la relation suivante:

$$F_i = F_{osl} - F_{rec}$$

avec

$F_i$ : la fréquence intermédiaire 479.5 MHz

$F_{rec}$ : la fréquence à recevoir [950- 1750] MHz

$F_{osl}$ : la fréquence de l'oscillateur local qui varie entre:

$$950 + 479.5 = 1429.5 \text{ MHz} \quad \text{et} \quad 1750 + 479.5 = 1229.5 \text{ MHz} .$$

Pour faire varier la fréquence de l'oscillateur local, le CB512/112 dispose de deux solutions:

-soit l'utilisation d'un prédiviseur de fréquence par 128 ou par 512 (SP451, B581C), permettant l'utilisation d'un système à synthèse de fréquence (entrées à la broche 13 et 14).

-soit la commande par l'injection d'une tension d'accord à la broche (6), générée par un synthétiseur de tension, (cas de notre prototype). La fréquence du VCO varie donc de 1430 à 2230 MHz lorsque la tension de commande du VCO passe de 0.8 à 28 volts.

\*)-Filtrage et amplification  $F_i$

\*\*\*\*\*

Le signal de sortie du mélangeur est amplifié et filtré. Le filtrage est assuré par un filtre à ondes de surface [QFS Y6990],

alors que l'amplification FI est confiée aux transistors [BF996, BFR92A]. Les autres fonctions du traitement FI sont confiées à des circuits spécifiques.

\*-Limitation, détection et démodulation  
 \*\*\*\*\*

Ces fonctions sont confiées à deux circuits intégrés [TDA5005T] qui complètent la fonction réception: amplificateur, limiteur, discriminateur. Ce circuit permet aussi le contrôle du gain total (CGA). Les signaux après filtrage et amplification FI, sont injectés dans le TDA 5005T; ce circuit est équipé d'un discriminateur à quadrature dont le principe est illustré par la fig:V.5

Ce discriminateur a un seuil de démodulation relativement élevé: très probablement supérieur à 10 dB .

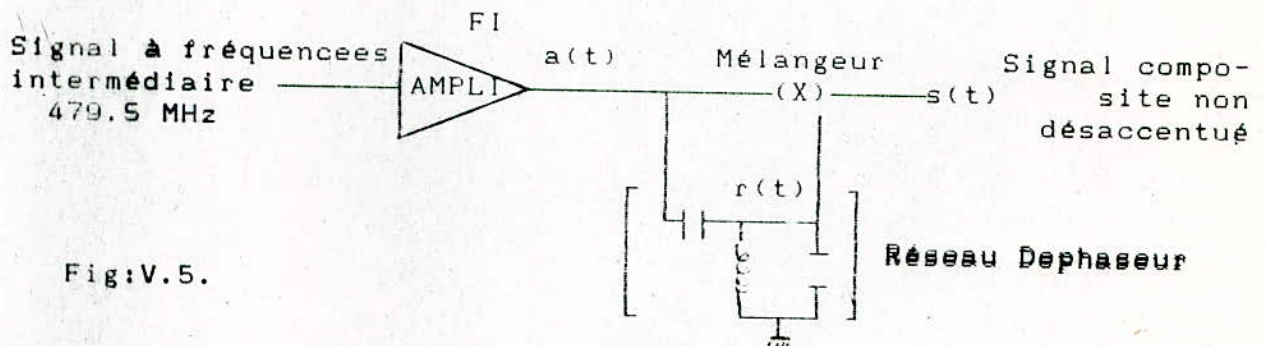


Fig:V.5.

Le réseau déphaseur est un circuit linéaire dont l'argument  $\theta$  de son gain  $G$  est fonction affine de  $\omega$  dans l'intervalle  $[\omega_0 - d\omega, \omega_0 + d\omega]$  .

Pour ce dispositif le signal d'entrée est de la forme:

$$a(t) = A \cos[\omega_0 t + \theta(t)],$$

où  $\omega_0$  est la pulsation "porteuse", et le signal de sortie de la forme:

$$r(t) = R \cos[\omega_0 t + \theta_r].$$

Le gain  $G$  à considérer est ici :  $G = V_d / V_a$

$$G = \frac{jC_1 \omega}{Y(p)}$$

où  $Y(p)$  est l'admittance du dipôle formé de  $C_1$ ,  $C$ ,  $R$  et  $L$  en

parallèle . Ce dipole est accordé à la pulsation porteuse  $\omega_0$ . Si son facteur de qualité  $Q$  est assez grand , on peut écrire: On utilisera l'expression approchée de l'admittance:

$$Y(p) \approx (1/R) | 1 + j2(\omega - \omega_0)/D\omega |$$

où  $\omega_0$  est la pulsation de résonance et  $D\omega$  "la largeur à mi-puissance" reliée au facteur de qualité  $Q$  par:

$$Q = \frac{\omega_0}{D\omega}$$

$$\frac{\omega}{Y(p)} = \frac{\omega_0 \cdot R}{1 + 2jQ \left[ \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right]} = \frac{1}{C_1 + C_2} * \frac{Q}{1 + 2jQ(\omega - \omega_0)/\omega_0}$$

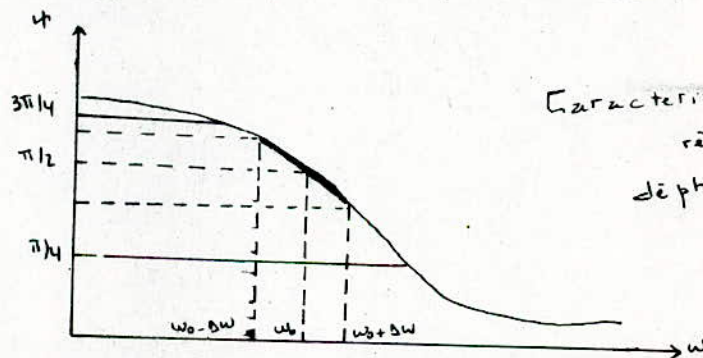
alors,

$$G(\omega) = \frac{C_1}{C_1 + C_2} * \frac{jQ}{1 + 2jQ(\omega - \omega_0)/\omega_0}$$

D'où,

$$\theta(\omega) = (\pi/2) - \arctg \left[ 2Q \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right]$$

Le graphe de cette fonction est donné par la figure: V.7. Il est symétrique par rapport au point de coordonnées  $\omega = \omega_0$  et  $\theta = \pi/2$ .



$Q$  sera choisi par application d'un critère de type :  $D\omega = k' (Q/\omega_0)$ ,  $k'$  étant d'autant plus faible que l'on est plus exigeant sur la linéarité des variations  $\theta$  en fonction de  $\omega$ .

Enfin  $a(t)$  et  $r(t)$  sont deux signaux sinusoidaux appliqués aux entrées du mélangeur qui est en fait un démodulateur d'amplitude.

On obtient en sortie le signal  $S(t)$ :

$$S(t) = (AR/2) \cos(\theta - \theta_r)$$

La sortie  $S(t)$  est donc fonction de  $\theta(t)$ . Cette fonction est approximativement linéaire si les deux conditions suivantes sont réalisées :

- a/-  $\theta_r = \pi/2$  (signal de référence en quadrature de phase par rapport au signal d'entrée).
- b/- L'amplitude des variations de  $\theta$  est très inférieure à un radian.

Les conditions a) et b) conduisent à :

$$S(t) = (AR/2) \cdot \sin \theta \approx (AR/2) \cdot \theta(t)$$

On note que le signal de sortie est proportionnel à  $A$ . Une régulation d'amplitude préalable est donc indispensable, si l'on veut éliminer les modulations d'amplitude parasites.

Théoriquement le seuil  $S_0$  en modulation est donné par la relation suivante :

$$S_0 = [250(B/2f - 1)]^{1/2}$$

En combinant cette relation à la formule de Carson :  $B = 2(m+1)f$ , on obtient en dB :

$$S_0 = 8 + 3.33 \log(m).$$

avec,  $m$  : l'indice de modulation en télévision par satellite on a l'habitude de prendre  $f = 5.6$  MHz et  $B = 27$  MHz ce qui donne finalement un seuil  $S_0$  de 8.5 dB. En pratique, on prend 10 dB comme valeur moyenne.

\*) - Sorties de Bande de base et du CAF  
\*\*\*\*\*

Un interface vidéo fournit les signaux CAF broches (8) et (9) et le signal vidéo composite en bande de base désaccentué à la broche (7) et non désaccentué à la broche (10).

-Caractéristiques électriques:

Les conditions de mesures sont : entrée RF.....60 dB $\mu$ V

S/N.....>30 dB

Caractéristiques de la modulation:

déviatiOn de la fréquence crête à crête....13.5 MHz/V

Sortie CAF broche (8) et (9):

impédance de sortie non désaccantuee.....1 k $\Omega$

CAF en ON

impédance pour chaque sortie b8 et b9 .....10 k $\Omega$

tension pour chaque sortie avec signal

RF à l'entrée.....4.5 V

Sortie bande de base broche (7):

tension crête à crête .....1 V.  $\pm$ 0.2

impédance de sortie non désaccentué.....7  $\Omega$

avec une préaccentuation CCIR 405.....75 mV (P-P)

Conclusion

D'un strict point de vue technique et économique le CB512/112 n'est pas la meilleure solution pour notre prototype.

Ses points faibles étant:

- la présence d'un discriminateur à quadrature dont le seuil n'est pas amélioré, ce qui implique une taille d'antenne légèrement supérieure à celle qu'elle pourrait avoir avec un discriminateur à seuil amélioré.

- la présence d'un prédiviseur par 128 et par 512, inutile dans le cas d'une synthèse de tension.

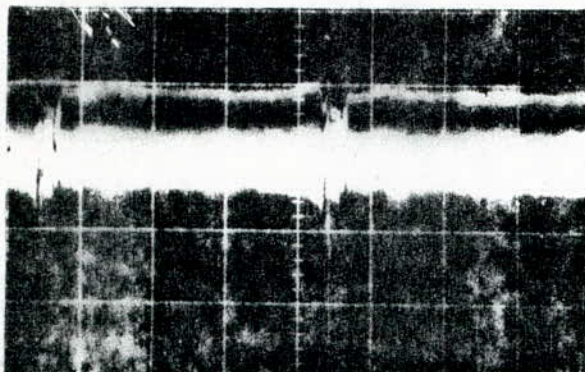
- la présence de tension relativement élevée (30 Volts tension de commande VCO) sur la carte mère augmente la consommation totale du module.

En contre partie l'avantage du CB512/112 réside dans la réalisation pratique qui, comme nous l'avons vue, ne nécessite pas des connaissances et un équipement HF. Ce module possède aussi l'avantage des deux entrées permettant soit de disposer de têtes complémentaires couvrant des bandes différentes : K1 (INTELSAT-ECS), K2 (TDF1), K3 (TELECOM), soit de deux entrées pour deux polarisations différentes H/V dans une même bande.

## 2/-CARTE VIDEO:

Le signal vidéo composite contient à la fois l'information vidéo et le ou les informations audio. Il est obtenu à partir de la broche 10 du CB112/512 correspondant à la sortie vidéo en bande de base, non désaccentuée et non filtrée du démodulateur.

Une photo de ce signal a été prise à l'aide d'un oscilloscope à mémoire de la famille TEKTRONIX et d'une CAMERA.



Le signal est celui d'une émission du satellite Français TELECOM 1C.

L'amplitude de ce signal est de l'ordre de 10 mV.

Le synoptique de la carte vidéo est donné à la figure:V.8

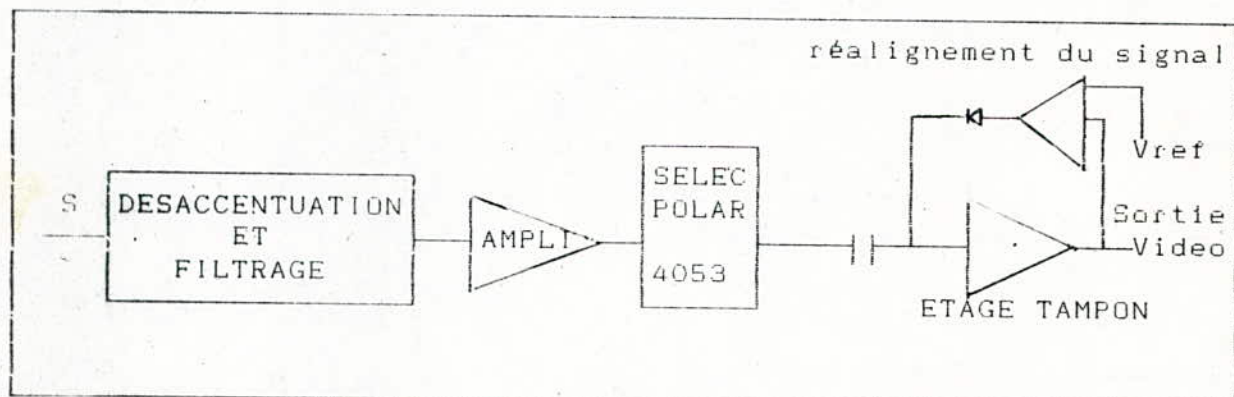


Fig:V.8

Pour un bon fonctionnement du circuit, il est impératif que le signal d'entrée soit un signal non clampé.

Certains démodulateurs possèdent une sortie vidéo en bande de base, désaccentuée et filtrée. Le filtrage inclus dans ces démodulateurs consiste à éliminer les sous-porteuses son, placées au delà de 5.5 MHz, et à ne laisser passer que le signal vidéo utile; certains autres appareils possèdent une sortie vidéo non désaccentuée et non filtrée.



Pour être utilisés indifféremment avec les démodulateurs ayant les deux types de sorties non clampée précédemment citées, la carte de traitement vidéo comporte en entrée, comme le montre la figure:V.9, un circuit de désaccentuation et un filtre associant un passe-bas et un rejecteur.

L'impédance de sortie du module HF (CB112/512), étant de  $75\ \Omega$ , la résistance de charge du circuit prend donc la même valeur.

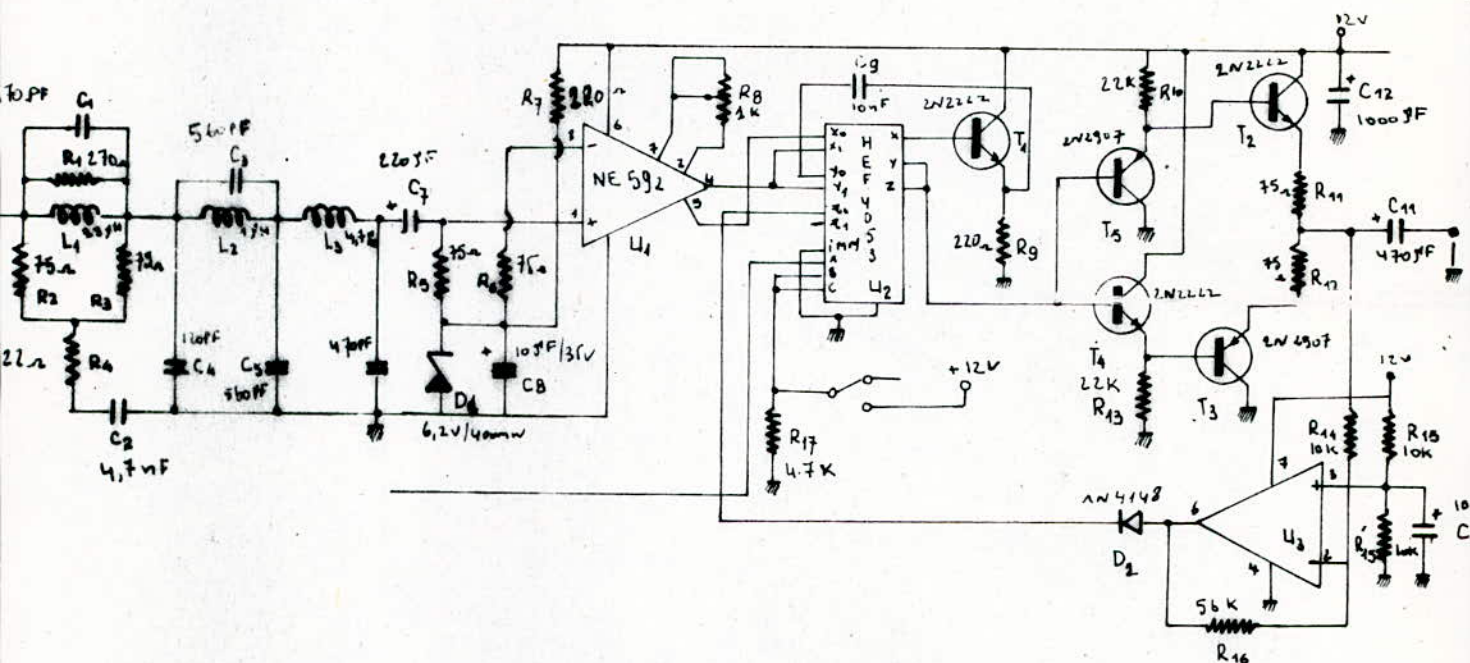


Fig:V.9:Schéma électrique de la carte vidéo.

### 2.1/-Filtrage et Désaccentuation:

\*\*\*\*\*

Le circuit de désaccentuation est représenté par L1, R1, R2, C1 et C2 .Voir figure:V.9.

Le filtre d'entrée est en fait l'association d'un filtre passe-bas et d'un filtre rejecteur.

La fréquence de coupure de 5,5 MHz tient compte de la valeur la plus élevée des composantes de chrominance et de la valeur minimale rencontrée pour la sous-porteuse son: 5.8 MHz pour la 5 et la M6 Sur TELECOM.

La fréquence rejetée est la fréquence de sous-porteuse audio la plus courante dans le système INTELSAT. Sa valeur est fixée par L14 et C56. On a alors:

$$f = 1/2\pi \sqrt{1\mu\text{H} \cdot 560\text{pF}} = 6.65 \text{ MHz}$$

La courbe de la figure V.10 représente l'allure de la réponse du filtre constitué par l'ensemble désaccentuation, passe-bas et rejeteur.

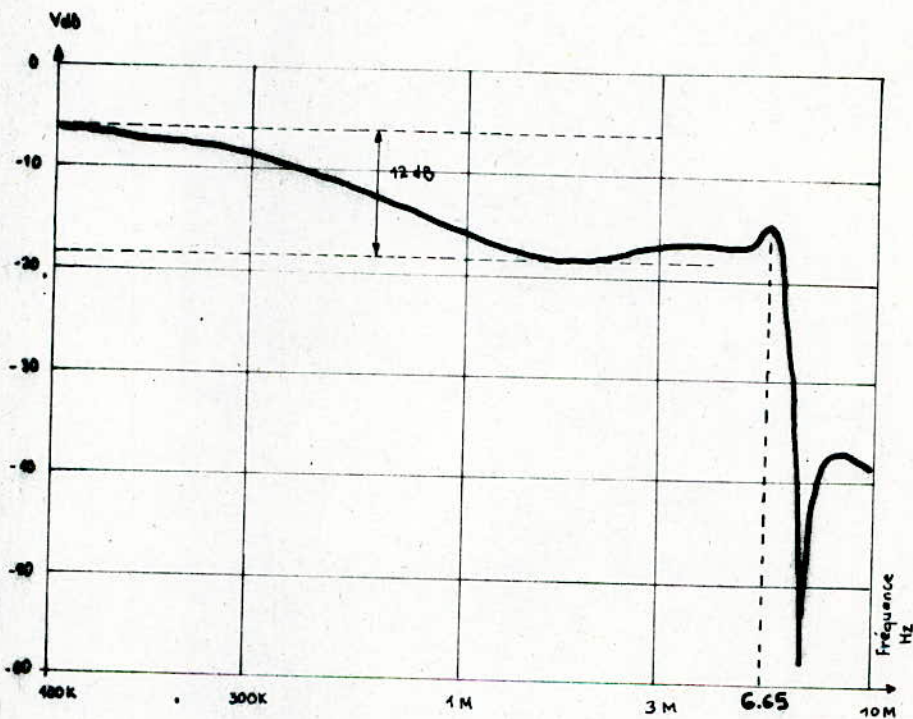


Fig:V.10/-Courbe de réponse du filtre d'entrée de la C-V.

L'allure de cette courbe montre la conformité à 1 dB près de la préaccentuation selon l'avis 405 du CCIR qui se traduit par une atténuation de 12 dB du niveau à 5 MHz par rapport au niveau aux fréquences basses. La fréquence de transition se situe à 1.512 MHz.

## 2.2/-Circuit d'amplification:

\*\*\*\*\*

Après le filtrage, le signal vidéo utile est appliqué à l'amplificateur U1:NE592: entrée non inverseuse (broche 1).

Il ne s'agit pas d'un amplificateur opérationnel, mais d'un amplificateur vidéo dont le gain est en fonction de la résistance ajustable R8. Celle-ci ne doit jamais être placée entre la sortie et l'entrée de signes opposés mais entre les broches 2 et 7 du dit circuit. Le schéma global de l'amplification est donné à la Fig:V.12.

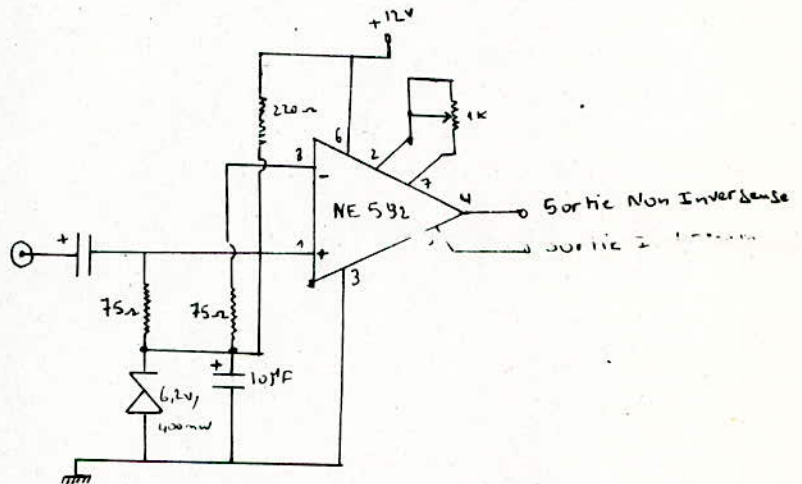


Fig: V.12.

Circuit d'amplification.

La diode D3 décale les signaux d'entrées de l'amplificateur de 6 volts et ceci pour assurer son bon fonctionnement et éliminer les distorsions qui peuvent se produire.

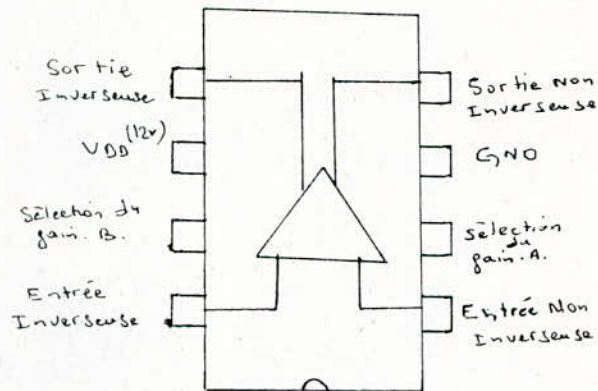
Le NE592 est le successeur du U2:μA733 bien connu. C'est un amplificateur vidéo à large bande, permettant d'avoir des gains fixes de 100 et 400 sans composants extérieurs et un gain ajustable avec une résistance externe. Il peut être utilisé aussi comme filtre passe-bas, passe-haut ou passe bande.

Ses principales caractéristiques sont:

- largeur de bande 120 MHz
- gain ajustable de 0 à 400
- bande passante ajustable qui ne nécessite pas de compensation de fréquence.

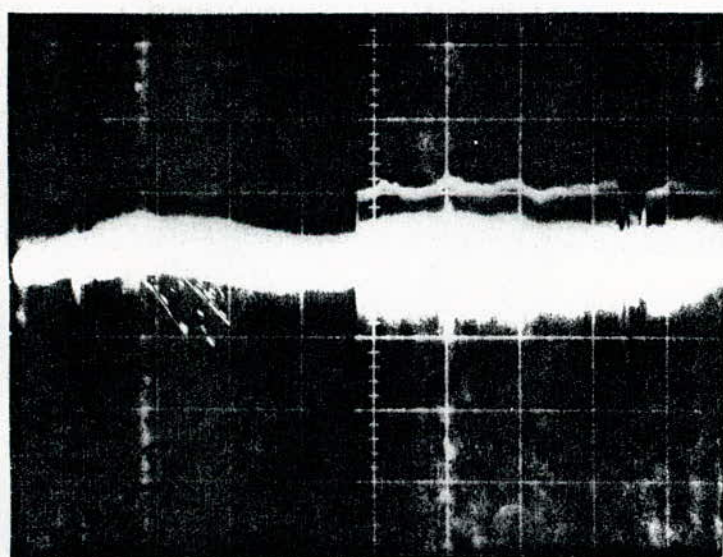
- délivre simultanément le signal de sortie positif ou non.

\*)- Son brochage est représenté par la figure:V.13



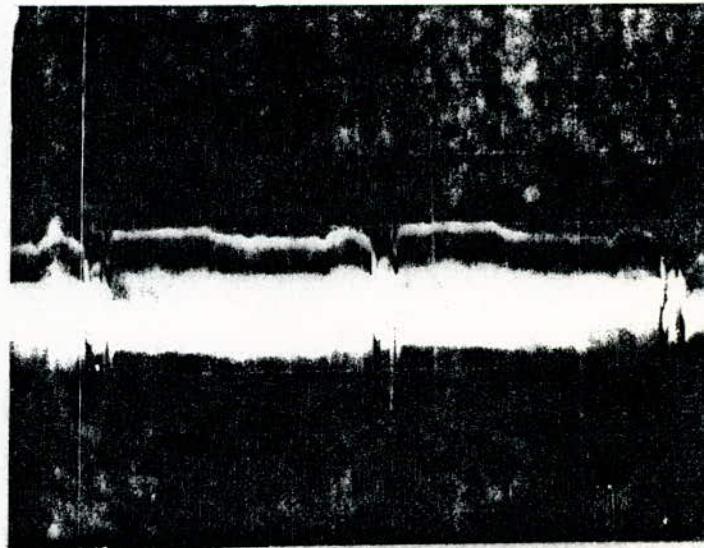
La sortie inverseuse permet de réceptionner des émissions en polarité négative.

Les photos ci-dessous donnent un ordre de grandeur des amplitudes des signaux à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur NE592.



(Echelle: 5mv)

signal d'entrée (pin1): 8 Mv



(Echelle: 0.1v)

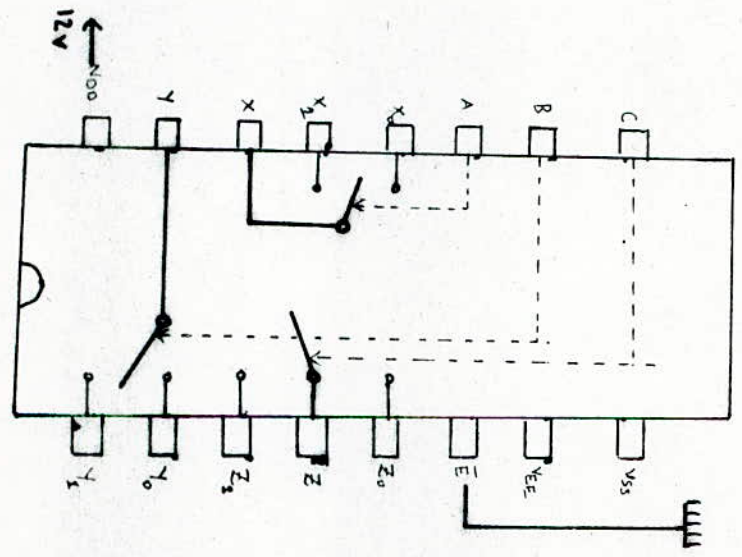
signal de sortie (pin4): 200 Mv

Avec un gain seulement de 25, on est arrivé à obtenir une image exempte de bruit.

2.3/-Rôle du HEF 4053  
 \*\*\*\*\*

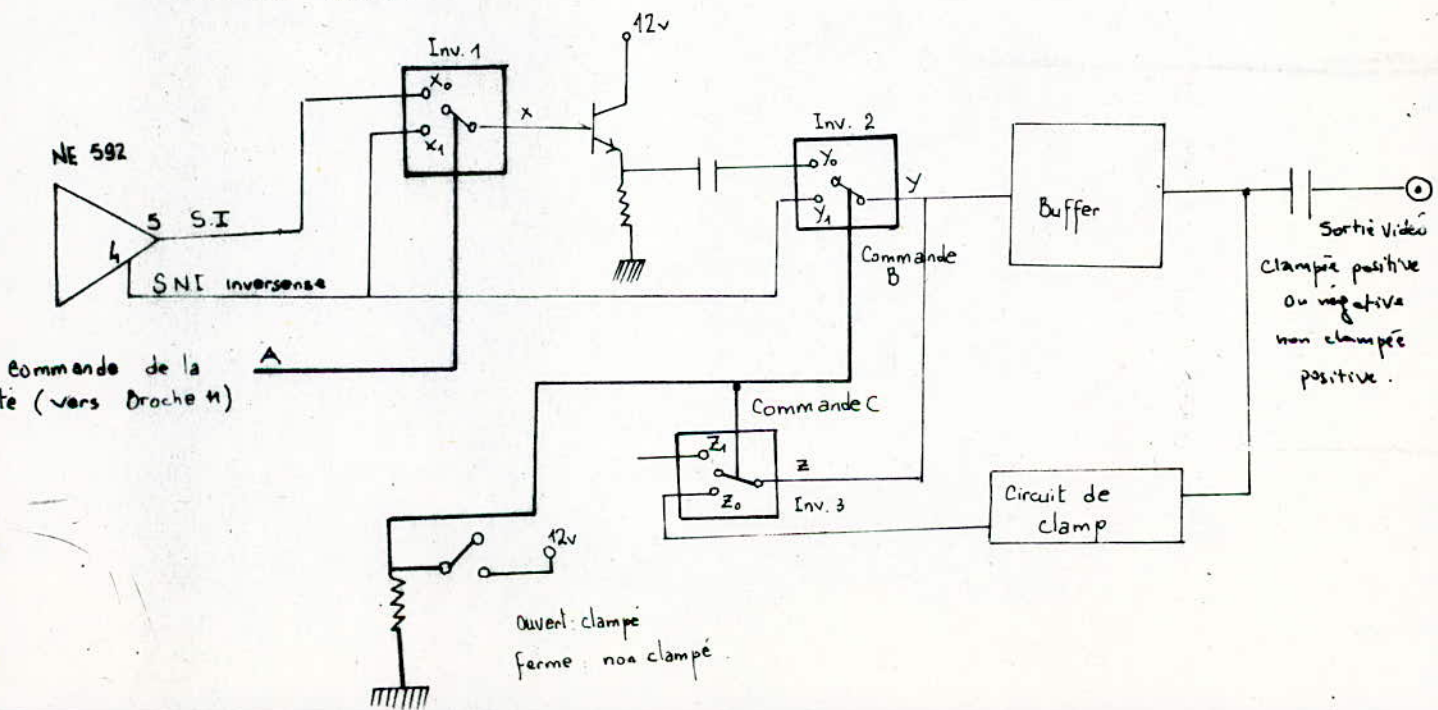
La sélection de la polarité s'effectue par le niveau appliqué à la broche 11 du C.I HEF 4053:TRIPLE INVERSEUR ANALOGIQUE.

Ce circuit nous permet d'avoir à sa sortie, combiné à la sélection de la polarité, un signal vidéo clampé positif ou négatif ou un signal non clampé positif. Son brochage est le suivant:



- Premier inverseur:  
entrées: X0, X1  
sortie : X  
commande: A
- Deuxième inverseur:  
entrées: Y0, Y1  
sortie : Y  
commande: B
- Troisième inverseur:  
entrées: Z0, Z1  
sortie : Z  
commande: C

Sa fonction dans notre circuit s'explique aisément à travers le schéma qui suit:



Lorsque l'interrupteur de clamp est ouvert, les commandes B et C sont mises à la masse et les inverseurs 2 et 3 sont positionnés respectivement sur les entrées Y<sub>0</sub> et Y<sub>1</sub>, la sortie est donc clampée avec l'une ou l'autre des deux polarités. (Fig:V.14/a)

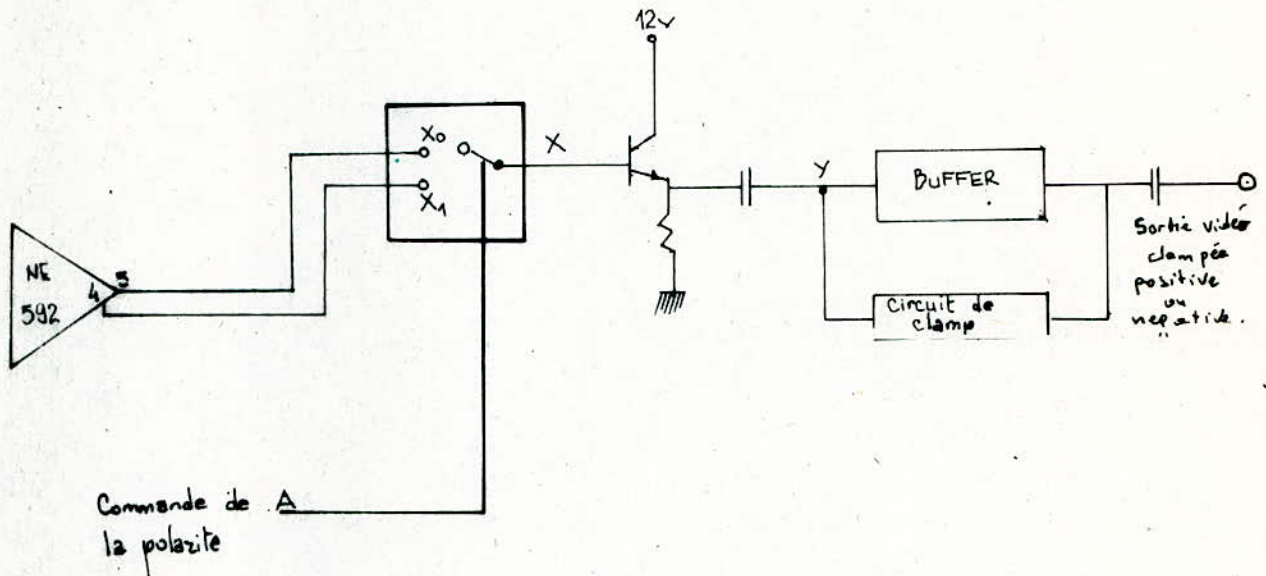


Fig:V.14/a. Interrupteur de clamp Ouvert



Fig:V.14/b. Interrupteur de clamp fermé.

Par contre, la fermeture de l'interrupteur de clamp ramène les signaux de commandes B et C à 12V et positionne les inverseurs correspondants sur les entrées Y<sub>1</sub> et Z<sub>1</sub>.

L'entrée Y<sub>1</sub> provenant de la sortie non inverseuse du NE 592 (broche 4) et l'entrée Z<sub>1</sub> étant à l'air, la sortie sera cette fois-ci non clampée positive. (Fig:V.14/b).

Le signal vidéo à la sortie du 4053 est injecté à la base de T<sub>1</sub>, Buffer à haute impédance d'entrée.

On a,

$$e = h_{11}.i_b + R_{20}(\beta + 1).i_b$$

et

$$s = R_{20}(\beta + 1).i_b$$

d'où

$$A_v = \left[ 1 + h_{11} / ((\beta + 1) \cdot R_{20}) \right]^{-1} \approx 1$$

#### 2.4/-Etage de sortie:

\*\*\*\*\*

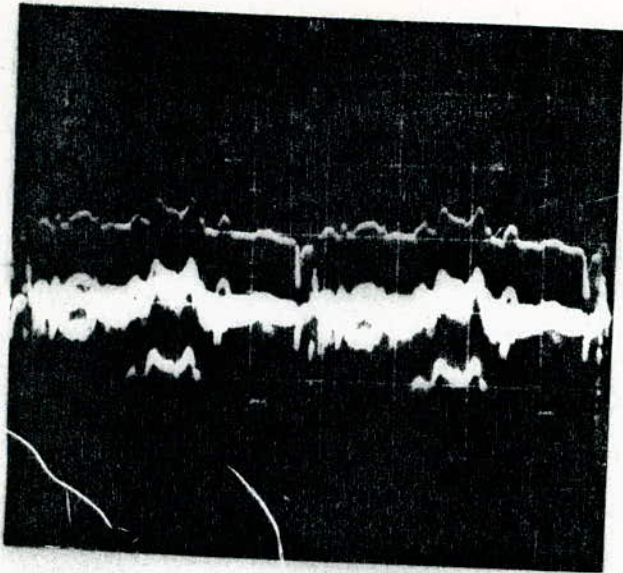
L'étage de sortie est constitué par un Buffer vidéo qui n'est autre qu'un montage symétrique de quatre transistors [T2, T3, T4, T5] associé au circuit de réalignement.

Certains téléviseurs synchronisent parfaitement sur un signal non clampé mais dans la plupart des cas, la synchronisation trame est défectueuse. Ceci est dû au fait qu'en appliquant le signal vidéo-fréquence complet aux entrées appropriées des générateurs de balayage risquerait de perturber le bon fonctionnement.

Après amplification, le signal vidéo doit donc être clampé. Pour cela, différents circuits de clamp dits aussi stabilisateurs de ligne de base, ont-ils été mis au point pour réaliser une séparation convenable des signaux.

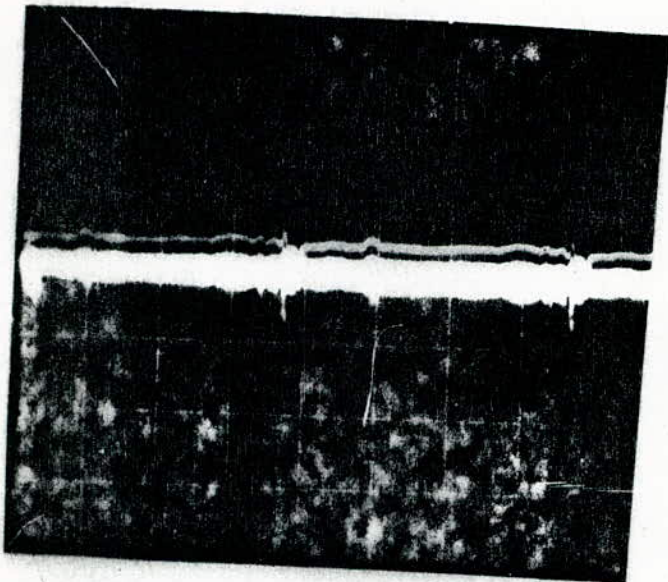
Le circuit de réalignement est constitué d'un amplificateur opérationnel U3:LF356NNS dont l'entrée inverseuse est attaquée par le signal vidéo, et de la diode D2. Il impose un alignement des signaux de synchronisation sur un même potentiel de référence (6 volts) injecté dans l'entrée non inverseuse de l'amplificateur.

Les signaux avant et après la diode de réalignement [D2] visualisés sur les photos ci-dessous montrent le phénomène du réalignement des tops de synchronisation sur le niveau de référence.



Signal vidéo avant la diode de réalignement (D<sub>1</sub>). [Sortie 6 de l'ampli-opérationnel LF 356 N].

Cette photo montre les variations du signal de luminance présents dans le signal vidéo.



Signal vidéo après la diode de Réalignement.

Élimination des variations du signal de luminance, et récupération des tops de synchronisation sur le niveau de référence.

#### Conclusion:

L'amplificateur NE592 présente un gain maximal de 400, dépassant de loin l'amplification nécessaire. Donc, son utilisation se justifie uniquement par sa disponibilité.

Quand à l'intérêt de l'utilisation du 4053, elle réside dans le fait qu'il nous fournit une sortie vidéo non clampée, celle-ci étant nécessaire pour décoder des émissions codées telles que: BBC, FILMNET, PREMIÈRE ou CANAL 10.

Le décodeur s'intercallera entre une sortie désaccentuée non clampée et le téléviseur.



### 3/-Démodulation des sous-porteuses audio:

Un rapide coup d'oeil au tableau:A1 en annexe:1 suffit pour se rendre compte que la plupart des émissions sont accompagnées d'un signal audio en Anglais ou en Américain, constituant ainsi une barrière due au langage .

Donc la seule issue pour la TV par satellite réside dans la diffusion de programmes accompagnés par de multiples voies qui sont dédiées d'une part aux trois langues dominantes:l'Anglais, l'Allemand et le Français (ex:Europa affectée de quatre sous-porteuses accompagnant le message dans quatre langues différentes (traduction simultanée), d'autre part au son stéréophonique de bonne qualité accompagnant MUSIC-BOX, SKY-CHILEDREN et PREMIERE.

En fait,notre, prototype est équipé de deux voies audio, la première utilisée d'une manière classique, la seconde n'est quasiment jamais utilisée du fait qu'en Europe le signal vidéo n'est pas accompagné de sous-porteuses véhiculant le son stéréophonique. Néanmoins dans un cas très particulier,la seconde voie peut s'avérer extrêmement utile: décodage de FILMNET.

#### 3.1/-Schéma synoptique de la carte audio:

Le schéma synoptique d'une voie audio est représenté à la figure:V.15.

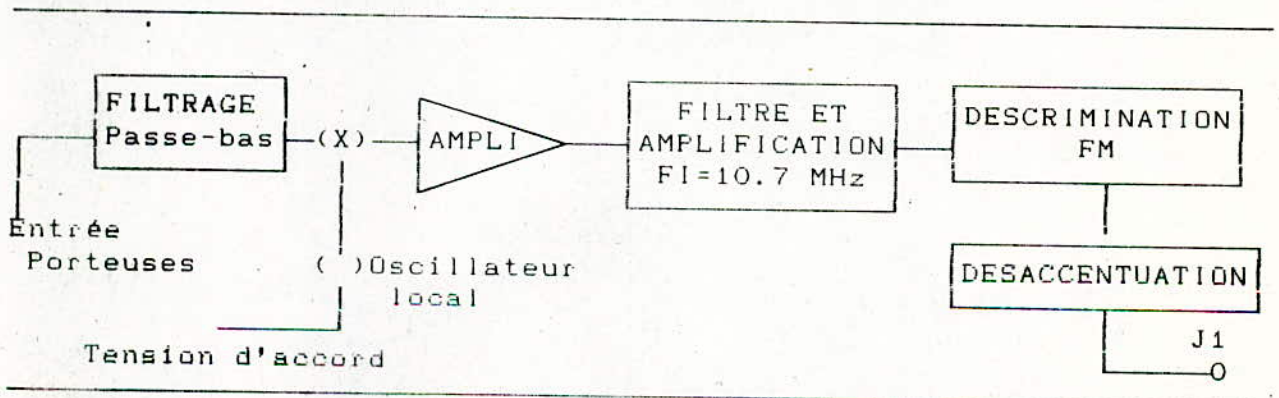


Fig:V.15

Il s'agit du schéma classique de tout récepteur à un mélangeur de fréquence .

Le signal composite en bande de base, constitué par le signal vidéo, la sous-porteuse mono et les sous-porteuses à bande étroite, est injecté à l'entrée du circuit.

Le prélèvement des sous-porteuses est assuré par le circuit d'entrée: le filtre et l'amplificateur. La largeur du filtre est telle que les sous-porteuses entre 5.5 et 8 MHz ne sont pas, ou très peu, atténuées.

La sélection de la fréquence à recevoir se fait grâce au changeur de fréquence, recevant les signaux d'entrée, qui délivre, après mélange, un signal à la fréquence intermédiaire.

Le choix de la fréquence de réception est dû au choix de la fréquence de l'oscillateur local, celui-ci étant asservi par un synthétiseur de fréquence.

Pour utiliser des filtres céramiques standard, la fréquence intermédiaire a été choisie à 10.7 MHz .

Après amplification et filtrage , le signal à fréquence intermédiaire est appliqué à un discriminateur à PLL qui restitue le signal BF .

### 3.2/-Traitement des voies audio:

\*\*\*\*\*

Le schéma de la figure:V.16 est une reprise détaillée du synoptique.

Ce circuit diffère des autres par l'intégration dans un même boîtier de toutes les fonctions de la réception FM, à l'exception du filtrage.

Signal Audio sortie BF non  
desaccentuée [Sortie de la broche 8  
du NE605]

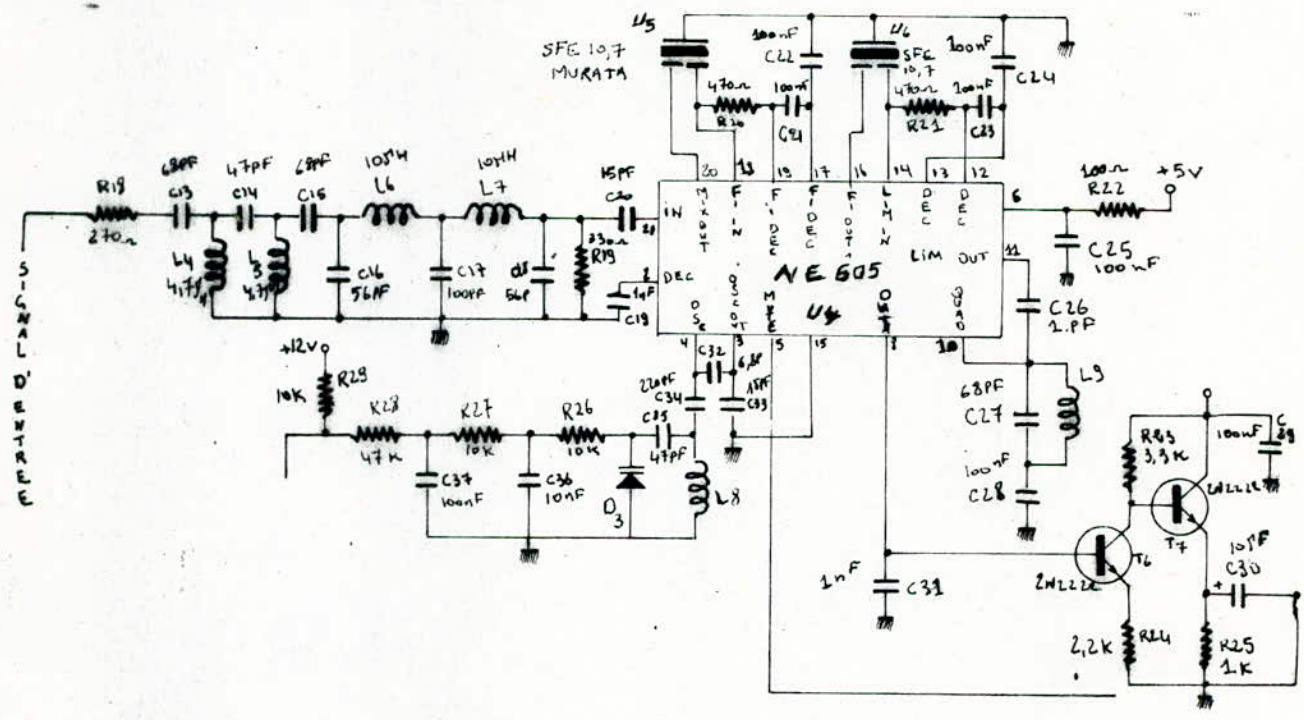


Fig:V.16:Schéma électrique de la voie audio

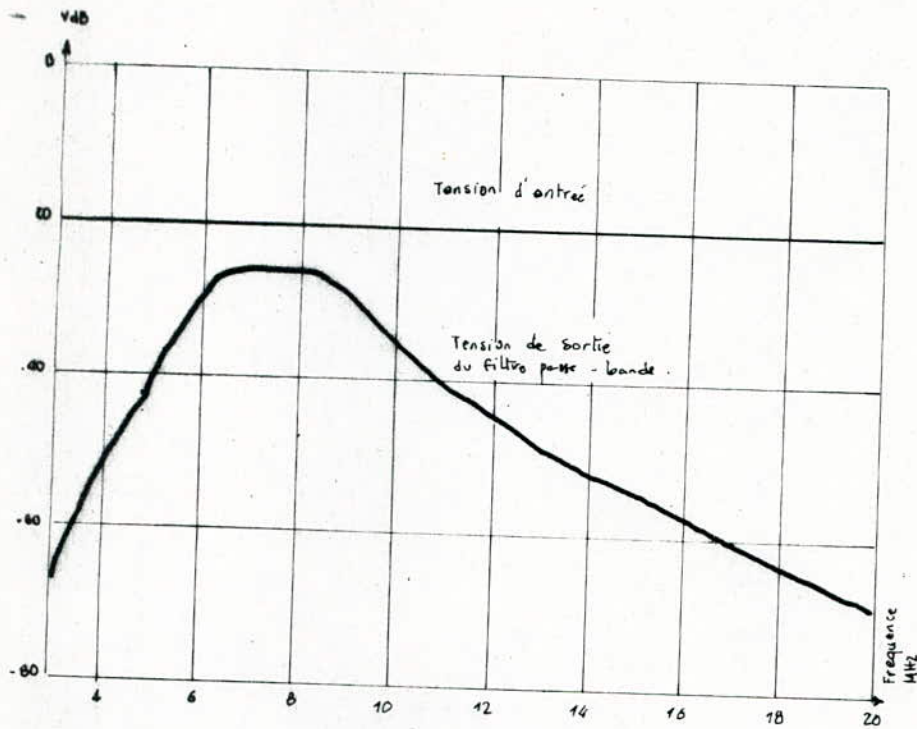
a)-Le filtre d'entrée:

Le filtre d'entée est un réseau LC passif (fig:V.15) conçu de manière à éliminer tous les problèmes de réglage; sa bande passante s'étend de 5,5 MHz à 8 MHz.

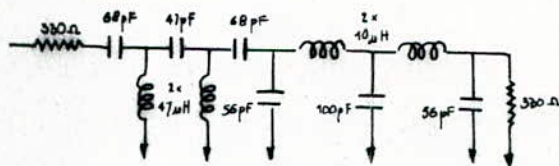
La coupure doit être suffisamment raide pour qu'il ne reste qu'une très faible quantité d'informations de chrominance (bande centrée sur 4.43 MHz).

L'allure de la réponse de ce filtre est donnée par la figure:V.17

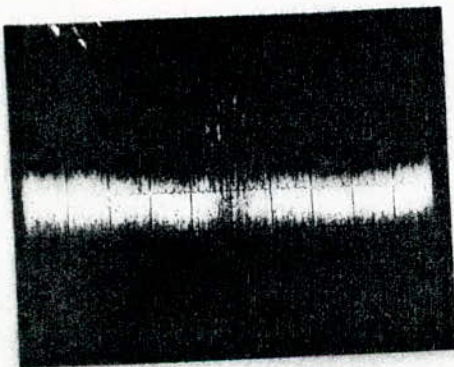
Fig:V.17/-Courbe de réponse du filtre audio:



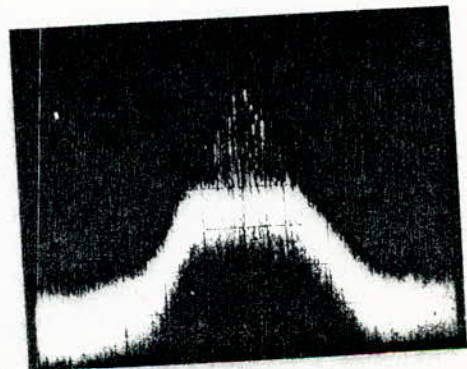
le Circuit:



l'analyse Spectrale donne:



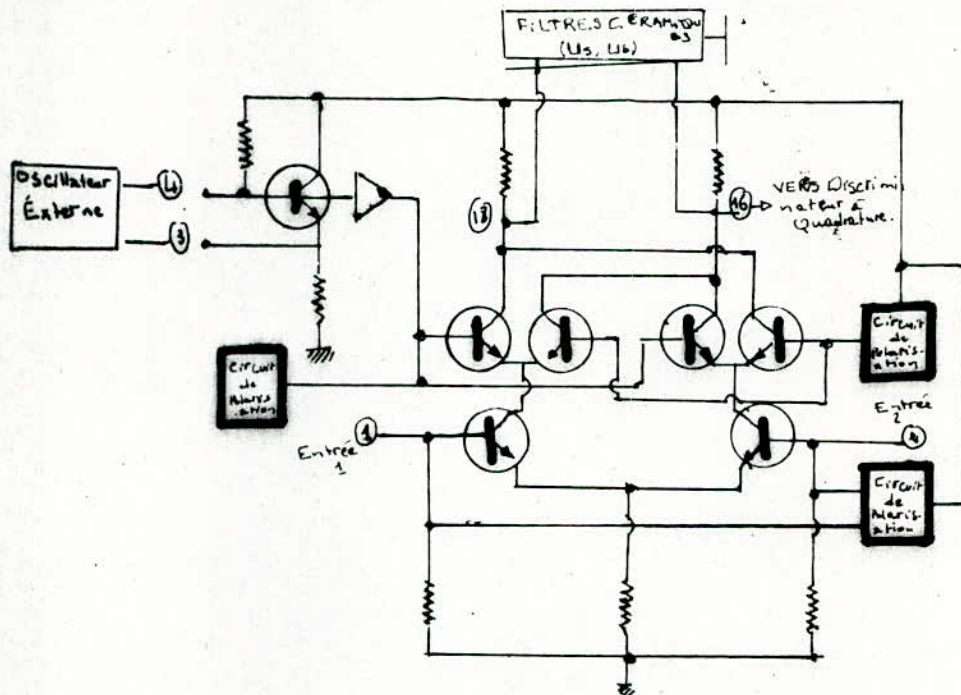
Avant Filtrage



Après le Filtrage.

b)-Description du CI. U4:NE605 RTC:

Le NE605 est un circuit intégré à 20 broches, associant dans le même boîtier le NE602 et le NE604. Le premier est constitué d'un amplificateur d'entrée et d'un mélangeur-oscillateur de fréquence (figure:V.18). Le second complète la fonction de réception:amplificateur FI, limiteur, discriminateur.



-L'impédance d'entrée se comporte comme la mise en parallèle d'un condensateur 3 PF sur une résistance de 1,5 K $\Omega$ .

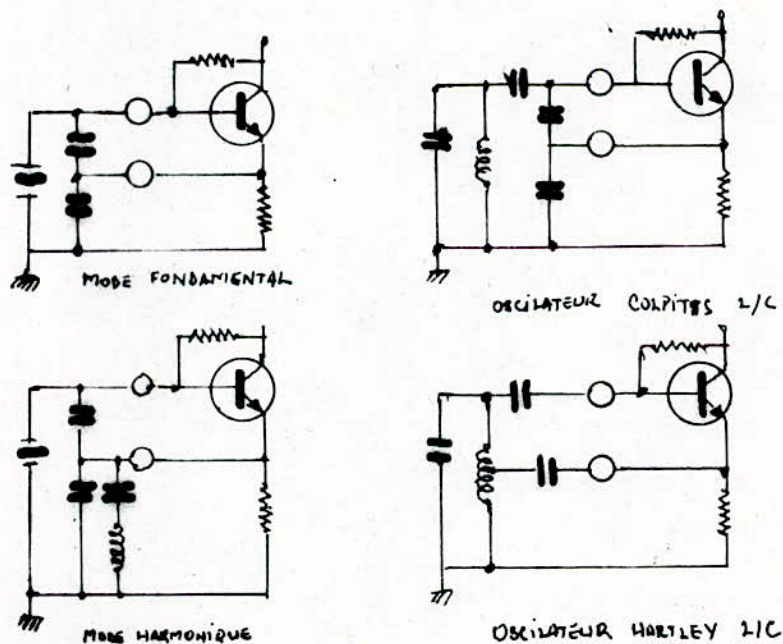
-L'amplificateur d'entrée fixe le gain et le facteur de bruit, déterminant ainsi le comportement du reste du circuit. Les entrées de l'étage amplificateur différentiel d'entrée: broche 1 et 2 du CI sont polarisées par des réseaux internes.

-Le mélangeur est un multiplicateur dit de Gilbert constitué d'un amplificateur différentiel qui reçoit le signal d'entrée à la broche 1 et 2, et pilote un commutateur.

-L'oscillateur interne fonctionne jusqu'à 200 MHz, il est constitué d'un simple transistor monté en émetteur commun.

Pour ce transistor, la base est accessible à la broche 4 du circuit et l'émetteur à la broche 3.

Sans composants périphériques le système ne peut évidemment pas osciller. Un signal d'un oscillateur externe dont l'amplitude peut être injecté, via un condensateur de liaison à la borne 4 du circuit (base du transistor). Celui-ci présente une amplitude supérieure ou égale à 200 mv crête à crête et une fréquence est inférieure à 500 MHz. Dans ce cas le transistor ne joue aucun rôle. Pour une fréquence inférieure à 200 MHz le transistor est utilisé comme élément actif de l'oscillateur. La fréquence maximale d'oscillation est en fonction du coefficient de surtension du circuit oscillant. Ce dernier est soit un quartz soit un circuit LC. La figure:V.18 montre quatre types d'oscillateurs appropriés à notre transistor.



Le schéma de la figure:V.20 représente l'association du NE605 aux composants périphériques constitutifs d'un oscillateur de LEE utilisé dans notre carte audio.

L'oscillateur de LEE est un oscillateur à varicap (diode à capacité variable). Lorsque cette diode est polarisée en inverse par une tension  $V_p$ , sa capacité est liée à celle-ci par la relation:

$$C(V_p) = K/[V_p]^{1/2} \quad \text{avec} \quad V_p = V_0 + dV$$

$V_0$ : Tension de polarisation de repos .

Dans ces conditions pour  $dV \ll V_0$  on a :

$$C(v_p) \approx K/[V_0]^{1/2} * (1 - dV/2V_0) = C_0 + dC_v$$

- Calcul de la fréquence d'oscillation:

$$f = \frac{1}{2\pi} [LC_{eq}]^{-1/2} \quad \text{avec} \quad C_{eq} = \frac{C(V_p) \cdot C_{o1}}{C(V_p) + C_{o1}}$$

En prenant  $dC_v \ll C_{o1} + C_0$  dans l'expression ..... on trouve:

$$f = f_0 (1 - dC_v/2C_0) \quad \text{avec} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi} \left[ L \frac{C_{o1} \cdot C_0}{C_{o1} + C_0} \right]^{-1/2}$$

- L'excursion en fréquence est donc:  $df = f_0 \cdot (C_v/2C_0)$ , elle est linéaire pour de faibles valeurs de  $dC_v$ .
- La résistance  $R_{53}$  est de forte valeur afin de ne pas affecter le coefficient de surtension du circuit oscillant .
- $C_{61}$  permet de bloquer la composante continue de polarisation .
- L'oscillateur de LEE fonctionne parfaitement dans la bande qui nous intéresse .
- Les condensateurs  $C_{18}$  et  $C_{17}$  déterminent le taux de réaction,  $C_{19}$  couple le circuit oscillant ( $L_6, C_{61}$ ) au transistor.
- La tension  $V_p$  est la tension du contrôle venant du synthétiseur. Elle constitue donc la commande d'accord de l'oscillateur local fourni par le CI US: SAA 1293 la commande varie de 0 à 12 volts.
- Le filtrage est assuré par deux réseaux RC, permettant ainsi d'assurer la stabilité.

En conclusion, le mélangeur-oscillateur est un convertisseur de fréquence pour lequel les domaines spectraux des signaux d'entrées et de sorties sont des intervalles de fréquences de même largeur, mais centrées autour de deux fréquences différentes: la fréquence de la porteuse à l'entrée et la fréquence intermédiaire.

La FI est fixée à 10.7 MHz pour des raisons de rejection de la fréquence image et la disponibilité du filtre céramique.

L'oscillateur local devra délivrer une fréquence comprise entre

$$5.5 + 10.7 = 16.2 \text{ MHz}$$

et  $8 + 10.7 = 18.7 \text{ MHz}$

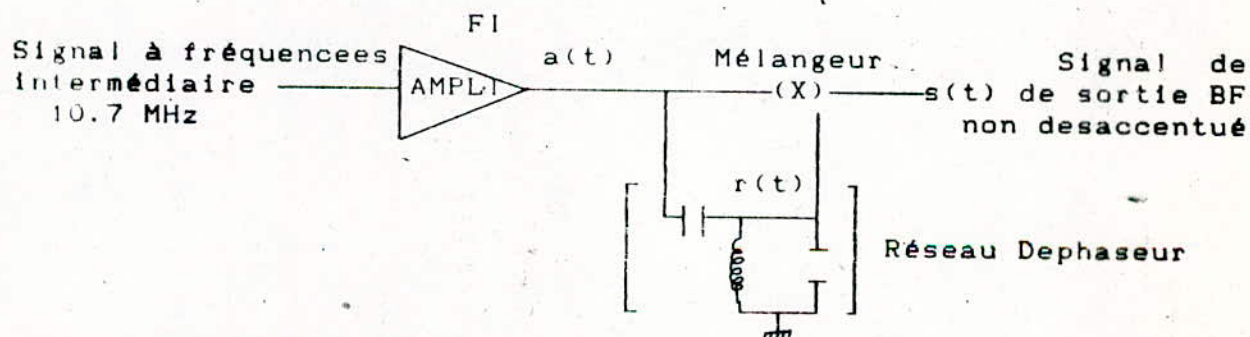
Le signal à la fréquence intermédiaire est disponible à la broche 20 (MIX OUT), ce signal est filtré et amplifié avant d'attaquer le discriminateur à quadrature.

Les deux filtres céramiques sont des modèles standards de largeur 180 à 280 KHz.

### 3/ Le discriminateur:

Les éléments du discriminateur sont calculés pour une largeur de bande de 300 KHz environ.

Le discriminateur à quadrature dont le principe est représenté par la figure:VI...



Le coefficient de surtension  $Q$  du circuit LC du discriminateur à quadrature est choisi tel qu'il vérifie la relation suivante:

$$Dw = K' (\omega_0 / Q),$$



Finalement le signal BF est disponible à la broche 8, desaccentué par un condensateur de 1 nF et légèrement amplifié.

#### 4/- SYSTEME D'ACCORD:

\*\*\*\*\*

##### 4.1/-Description générale du CI U5:SAA 1293 02

Le système de gestion d'accord, rappelons le, joue un rôle d'interface entre l'utilisateur et les commandes internes. Le système utilisé dans notre cas est bâti autour du couple ITT SAA 1293\_02 et la mémoire MDA 2062.

Les caractéristiques générales de ce systèmes sont:

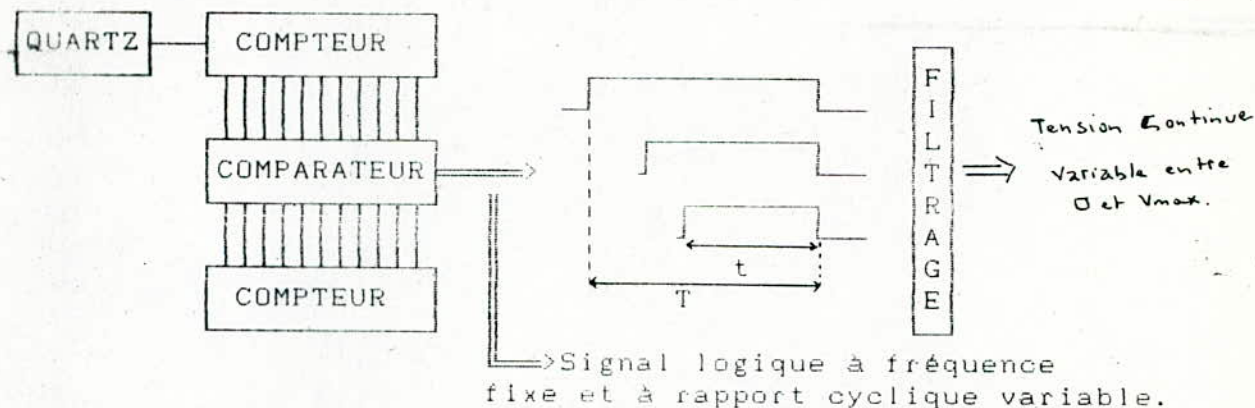
- Mémorisation de 39 programmes différents.
- Génération d'un signal à rapport cyclique variable pour l'élaboration de la tension d'accord.
- 4 sorties analogiques supplémentaires à l'origine pour volume, contraste lumière, détournées dans ce cas pour le son.
- Sorties de commutation standard.
- Connexions directes avec deux afficheurs sept segments
- Connexions directes avec un clavier local 32 touches
- Sortie de commutation de bande.
- Commutation possible de la CAF pendant la recherche ou le changement de programme.
- Accepte et interprète le signal de sortie d'un préamplificateur infrarouge.

Le circuit SAA 1293\_02 est un microcontrôleur en technologie NMOS, possédant 40 broches.

Son schéma interne est donné par la figure:V.21.

- Les broches 14 à 19, 21,22 et de 36 à 39 sont connectées au clavier suivant la matrice donnée à la figure:V.22 afin de recevoir les commandes en provenance de celui-ci.
- Les broches 29 et 30 sont affectées à la commutation de bande. Les deux bits permettent la gestion de quatre bandes.
- La broche 28 est une sortie auxillaire. En régime normal le niveau présent sur cette sortie est un niveau bas. Ce dernier passe à l'état haut et y reste tand que le contacte 39 reste fermé.
- La broche 32 correspondant à la sortie VCR, peut être associée à un et un seul programme particulier. L'association s'effectue par deux fermetures successives, clé VCR -contact 11- puis clé mémorisation -contact 23-. En général ce bit est utilisé pour la commutation de la prise péritel.
- La broche 35: Cette sortie est normalemnt à l'état haut. Pendant la recherche ou le changement de bande, celle-ci passe à l'état bas. Cette caractéristique peut être utilisée pour que la tension d'accord ne soit pas affectée par les circuits CAF pendant la recherche; d'ailleurs c'est pour cela que cette sortie est appelée sortie CAF.
- Les broches 25 et 26 sont relatives à deux bits permettant la sélection d'un standard parmi quatre.
- Les broches 10,11,33,34 sont les sorties des quatre convertisseurs D/A auxillaires qui génèrent un signal à rapport cyclique variable permettant l'élaboration, après filtrage, d'une tension continue. Ces signaux sont utilisés pour le réglage de la lumière, contraste et du volume.
- La broche 13 délivre la tension d'accord. Celle-ci est un signal logique à fréquence fixe et à rapport cyclique ajustable.

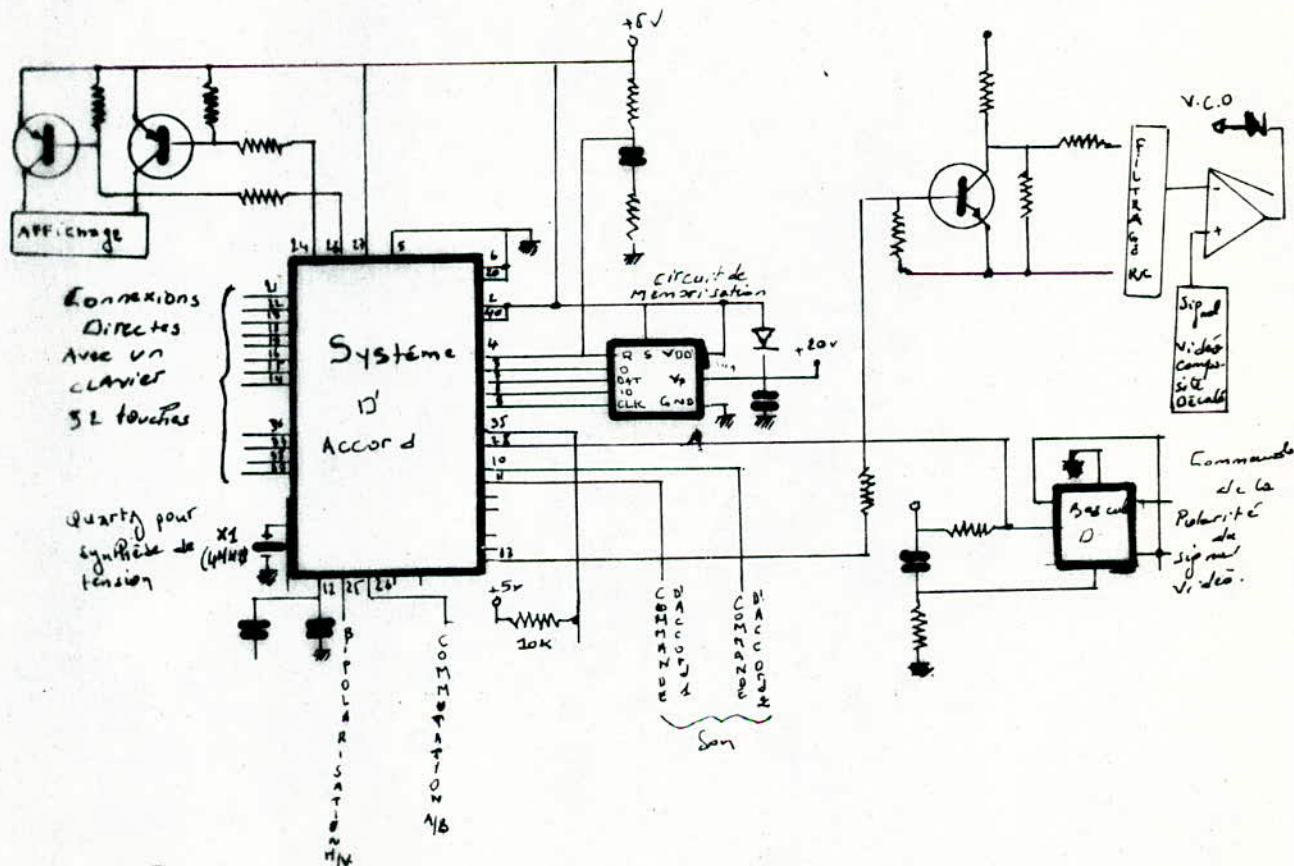
Les commandes d'accord (Turning + et turning -) contacts 12 et 13 agissent sur le rapport oscillateur local. Le principe de cette synthèse est illustré par la figure V.23.



Le rapport cyclique définit par  $(t \cdot 100) / T \%$  varie de 0 à 100 %

#### 4.2/-Montage du CI U5: SAA 1293 02 dans le système d'accord

Dans notre application, nous détournons certaines fonctions du SAA 1293\_02. pour d'autres de brochage et devient alors:



a)-Sélection de stations:

\*\*\*\*\*

Les stations préalablement mémorisées peuvent être directement appelées en appuyant sur la broche correspondante: 1 à 9 pour les stations de 10 à 39. On affiche d'abord le chiffre des dizaines à partir des contacts 26 et 28 (sélection décades) puis on termine par le chiffre des unités.

La sélection d'une station mémorisée peut s'effectuer également par le brochage des touches P+ et P- ( contacts 25 et 27 ).

b)-Commandes d'accord son:

\*\*\*\*\*

Pour chaque voie audio, on utilise la sortie d'un convertisseur N/A auxillaire (broches 10 et 11). Celle-ci nous délivre une tension qui varie de 0 à 120 v.

c)-Commutation vidéo:

\*\*\*\*\*

La commande de commutation vidéo, vidéo normale ou vidéo inversée transite par le circuit ITT SAA 1293. C'est la sortie auxillaire qui se charge de cette commutation. Niveau présent à la broche 28 état fugitif: stable en bas et en haut tant que la touche est enfoncée, celui-ci sera transformé en deux états stables par une bascule D.

d)-Commande de bipolarisation:

\*\*\*\*\*

L'information de commande de standard (broche 20) est détournée de sa fonction originale. Elle devient sélection de la polarisation V/H dans le récepteur TV.SAT.

d)-Commutation des entrées A/B:

\*\*\*\*\*

Le module RTC CB512/112 possède deux entrées. Le deuxième bit d'information du standard (broche 25) est affecté à la commutation de ces entrées.

La séquence d'utilisation est donc la suivante:

- Mise en marche de l'appareil.....Entrée B polar.H
- Pression sur l'interrupteur SW11.....Entrée A polar.H
- Pression sur l'interrupteur SW11.....Entrée B polar.V
- Pression sur l'interrupteur SW11.....Entrée A polar.V

e)-La Mémorisation:

\*\*\*\*\*

Après l'accord sur une station, les paramètres d'accord peuvent être mémorisés dans le circuit MDA 2062. Les informations mémorisées sont les suivantes:

- tension d'accord,
- bande,
- standard,
- VCR
- la tension des quatre convertisseurs D/A auxiliaires.

Ces informations transitent vers la mémoire par les broches 4, 3, 7, 8 et 9 du circuit ITT SAA 1293\_02.

f)-Autres fonctions:

\*\*\*\*\*

La broche 12 reçoit le signal IR amplifié et détecté en provenance d'une télécommande

Les broches 23 et 24 sont reliées aux circuits d'affichage.

La broche 1 est reliée à un quartz de 4 MHz qui détermine la période du signal de commande soit  $T=0.5$  ms

## II/-RÉALISATION PRATIQUE:

Nous proposons dans cette partie un montage et une réalisation simplifiés basés sur l'étude antérieure.

Notre travail consiste en:

- la réalisation des circuits imprimés des cartes audio et vidéo déjà étudiées.

déjà étudiées.

- l'étude et réalisation d'un circuit de synthèse de tension avec recherche rapide ou pas à pas, pour l'accord vidéo.

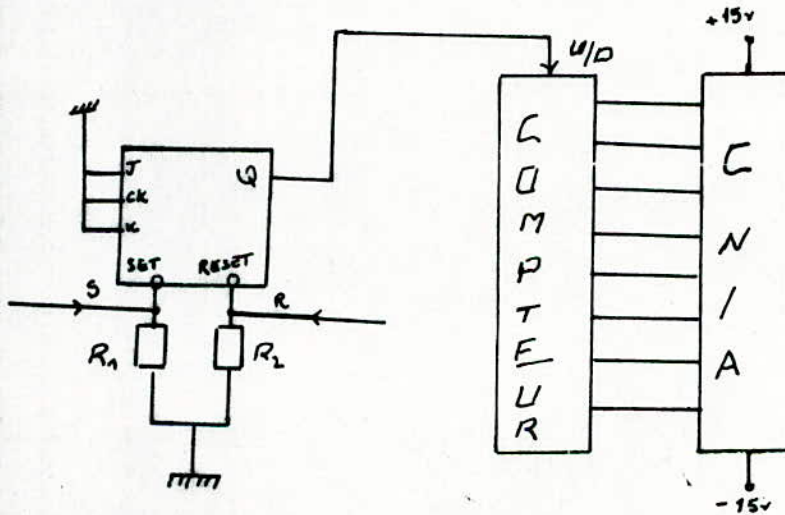
- l'étude et la réalisation d'une synthèse de tension variant de 0 à 12 volts pour l'accord du son.

Notons aussi que nous nous servons du tuner CB112/512 utilisé dans notre prototype.

#### 5.1/-Synthèse de tension [0-30] volts pour la vidéo:

\*\*\*\*\*

Le principe général de cette synthèse est simple à comprendre. Il est basé sur la conversion numérique /analogique d'un défilement de 256 nombres binaires issus d'un compteur 8 bits. Le schéma ci-dessous illustre le principe de cette synthèse:



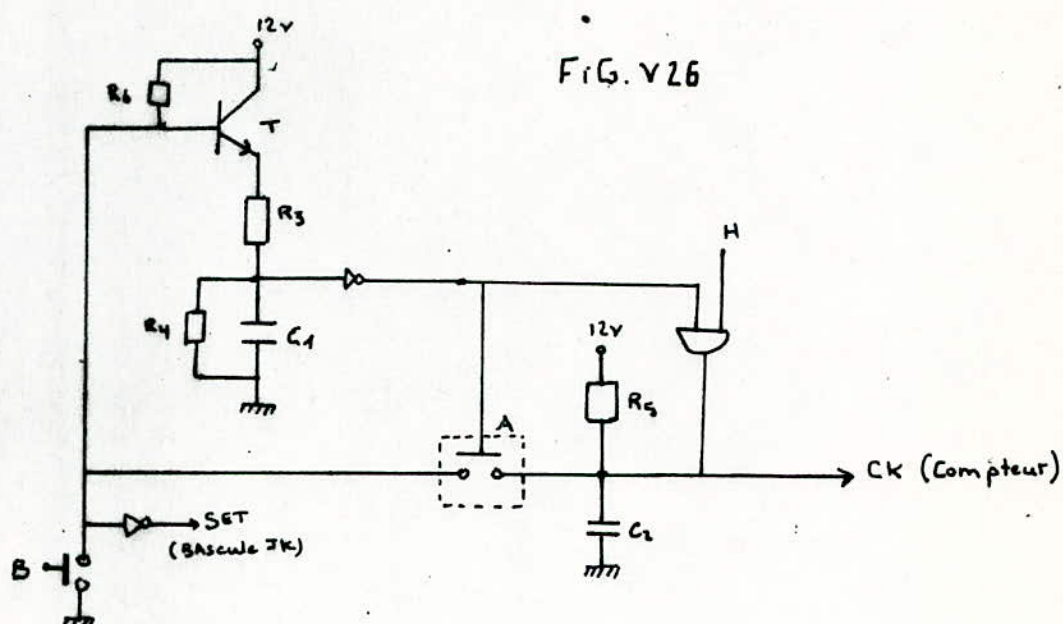
La sélection entre un balayage positif ou négatif de la tension d'accord dépend de l'état Q de la bascule JK présent à l'entrée U/D du compteur.

- Mise à 0 de la bascule..... Sélection de Down (décrémentement).

- Mise à 1 de la bascule..... Sélection de UP (incrémentement).

Le circuit de la figure: V.26 générant le signal de validation

du compteur permet une recherche rapide ou pas à pas .



Les résistances de polarisation R5 et R3 sont calculées de telle façon que T1 travaille en commutation.

A l'instant initial, C1 se charge à travers R3 jusqu'à la tension 12 V; il en est de même pour C2 à travers R6. "A" prend alors la valeur 0 et l'interrupteur est ouvert.

En actionnant l'interrupteur de commande "B", C1 se décharge rapidement à travers la masse ce qui induit à un état haut fugitif à l'entrée Ck du compteur qui s'incrémente d'un pas.

Lorsqu' on appui sur l'interrupteur "B" sans le relaché, l'état haut après l'inverseur 1 active la porte AND faisant ainsi passer la train d'impulsions de l'horloge H.

On obtient à la sortie une tension qui varie linéairement avec l'incrémentation du compteur jusqu'à la relache de l'interrrupteur "B" (recherche rapide).

Un circuit analogue est utilisé pour la décrémentation de la tension d'accord . Dans ce cas on a recours au forçage de l'entrée RESET de la bascule JK.

5.2/-Tension d'accord [0-12] V. pour l' audio:

\*\*\*\*\*

Celle-ci peut être obtenu par un simple montage à transistor fonctionnant en régime de commutation.

Une autre solution plus pratique consiste à faire varier la tension à l'aide de potentiomètres.

5.3/-Circuits imprimés :

\*\*\*\*\*

-La carte vidéo nécessite un circuit imprimé double face , réalisé une plaque en Bakelite de dimensions 8X20 cm (figureV.27)

-La carte audio est réalisé sur un circuit imprimé simple face en bakelite de dimensions 8X20 cm ( figure:V.28).

-La synthèse de tension n'étant pas encore au point, elle sera présenté sur plaques d'essai.



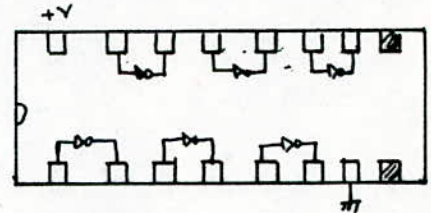
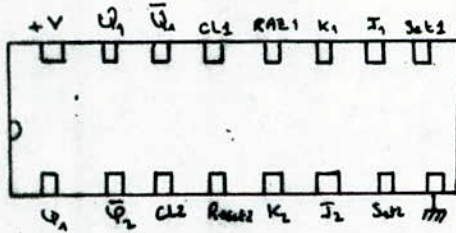
**\*)-NOMENCLATURE:**

- $R1=R2=R5=R8=10\text{ k}\Omega$        $R3=470\ \Omega$        $R4=15\text{ k}\Omega$
- $C1=47\ \mu\text{F}$        $C2=0.1\ \mu\text{F}$  ( ou  $1\ \mu\text{F}$ )

**-Circuits intégrés:**

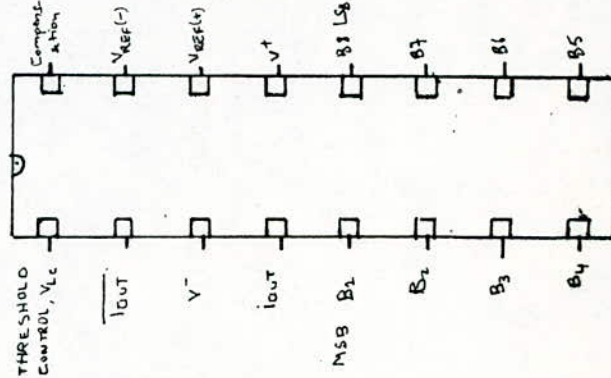
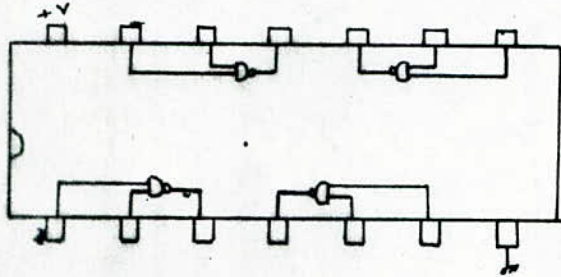
**\*)-MC 14027: DOUBLE BASCULE JK**

**\*)-MC 14069: SEXTRULE INVERSEUR**

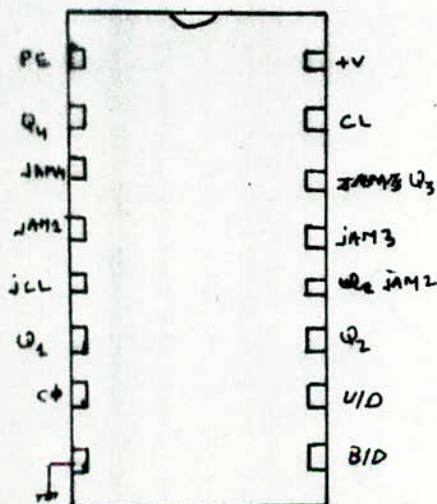


**\*)-CD 4011: QUADRUPLE PORTE NAND:**

**\*)-DAC 0800: CONVERTISSEUR N/A**



**\*)- MC 14029: COMPTEUR.**



ENTRÉE	ETAT	ACTION
BINARY	1	Comptage binaire
DECADE	0	Comptage BCD
UP	1	Comptage
DOWN	0	Decomptage
PRESET	1	Prépositionnement
ENABLE	0	Non prépositionnement
CARRY IN	1	Compteur bloqué
	0	Compteur Avancé (front I)

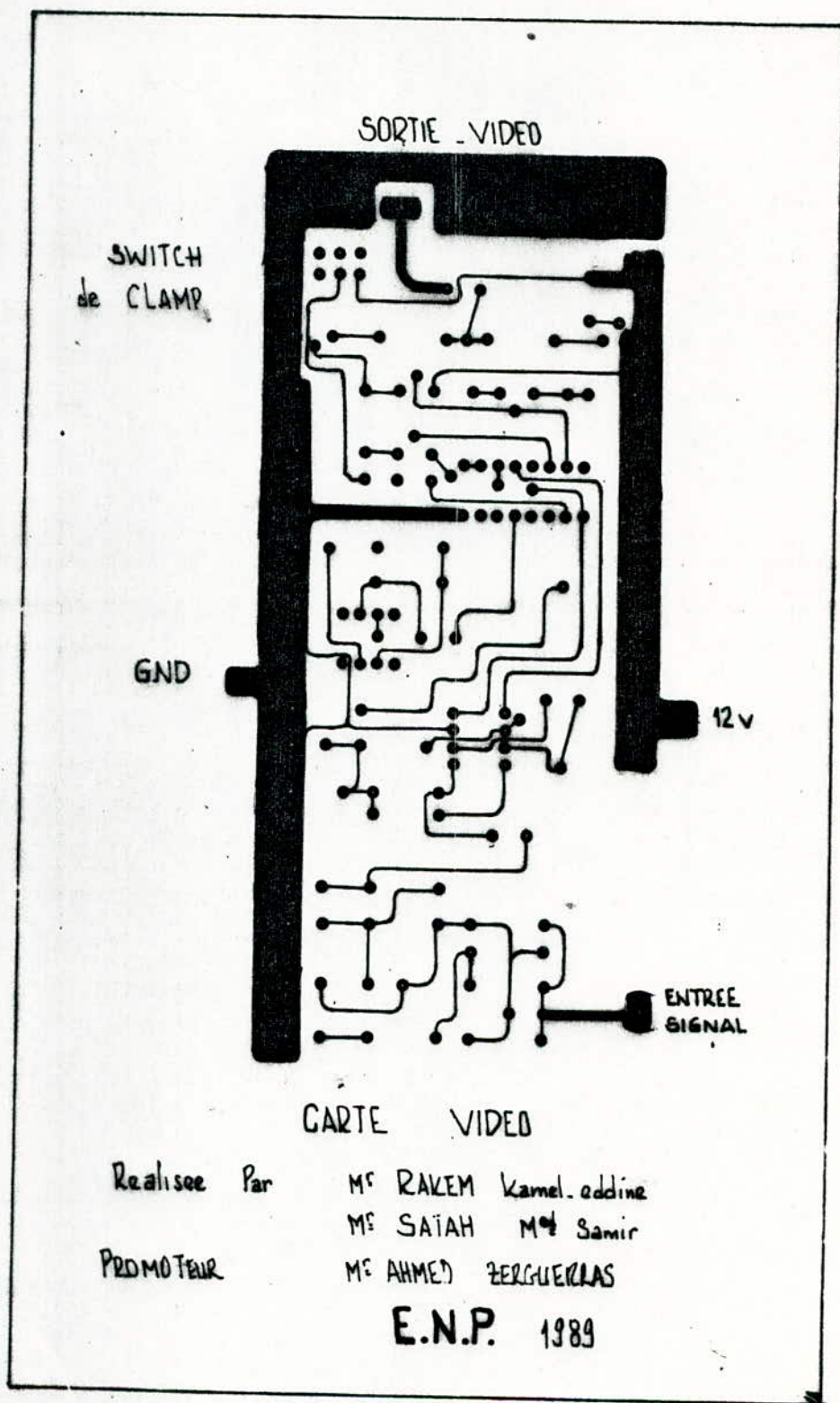


Fig:V.27/a-Circuit imprimé de la carte vidéo (face A)

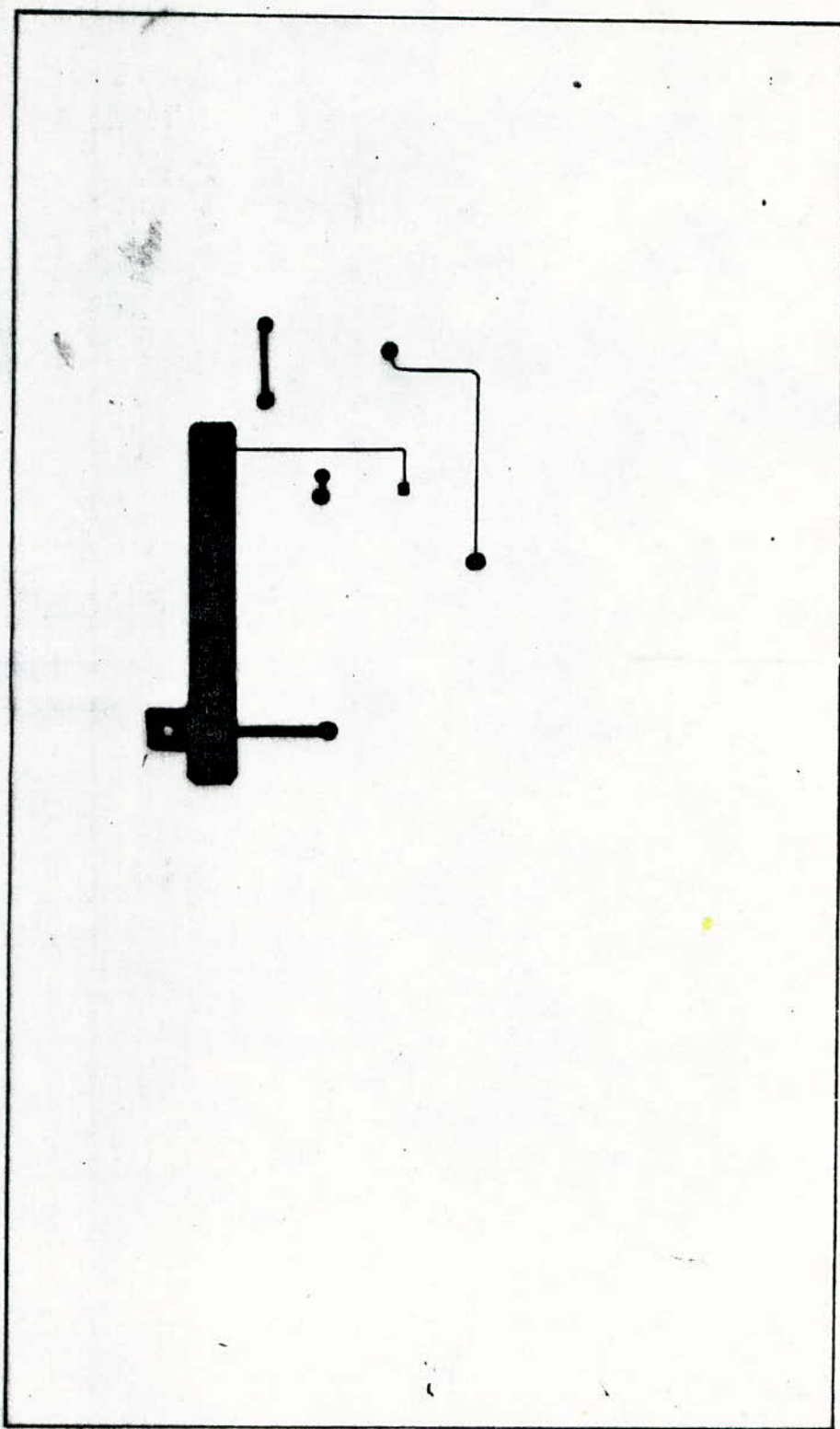


Fig:V.27/b-Circuit imprimé de la carte vidéo (face B).

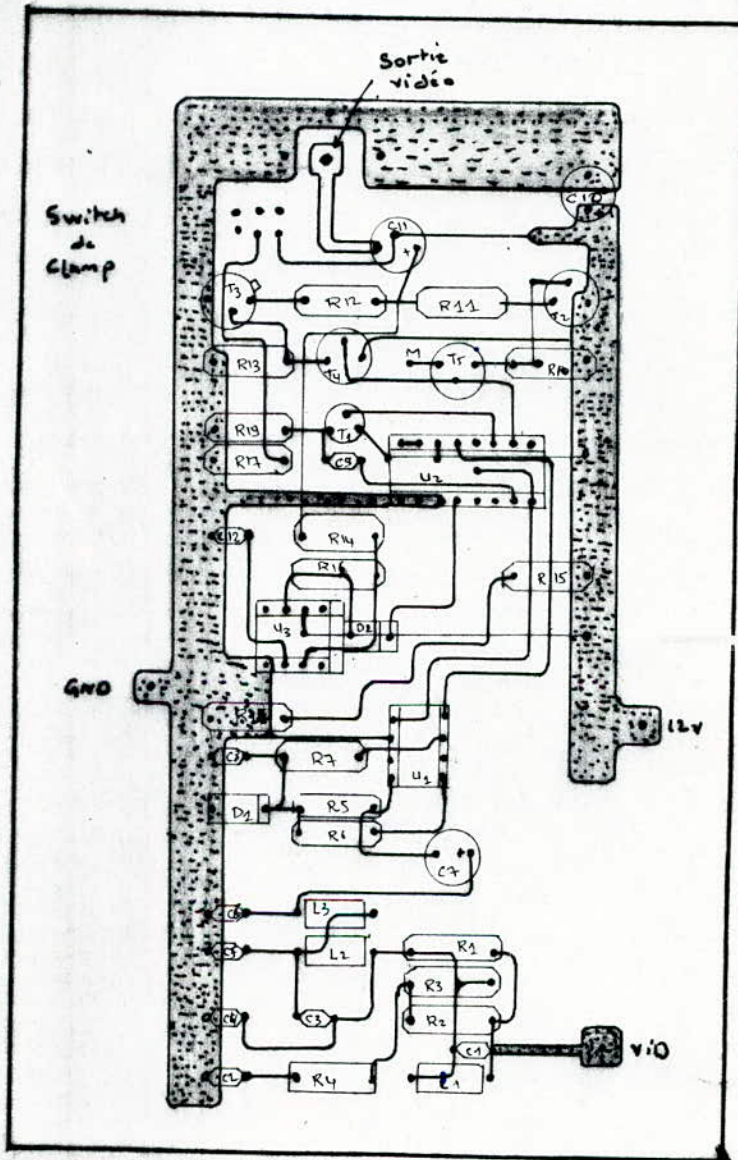


Fig:V.27/C-Schéma d'implantation de la carte vidéo.

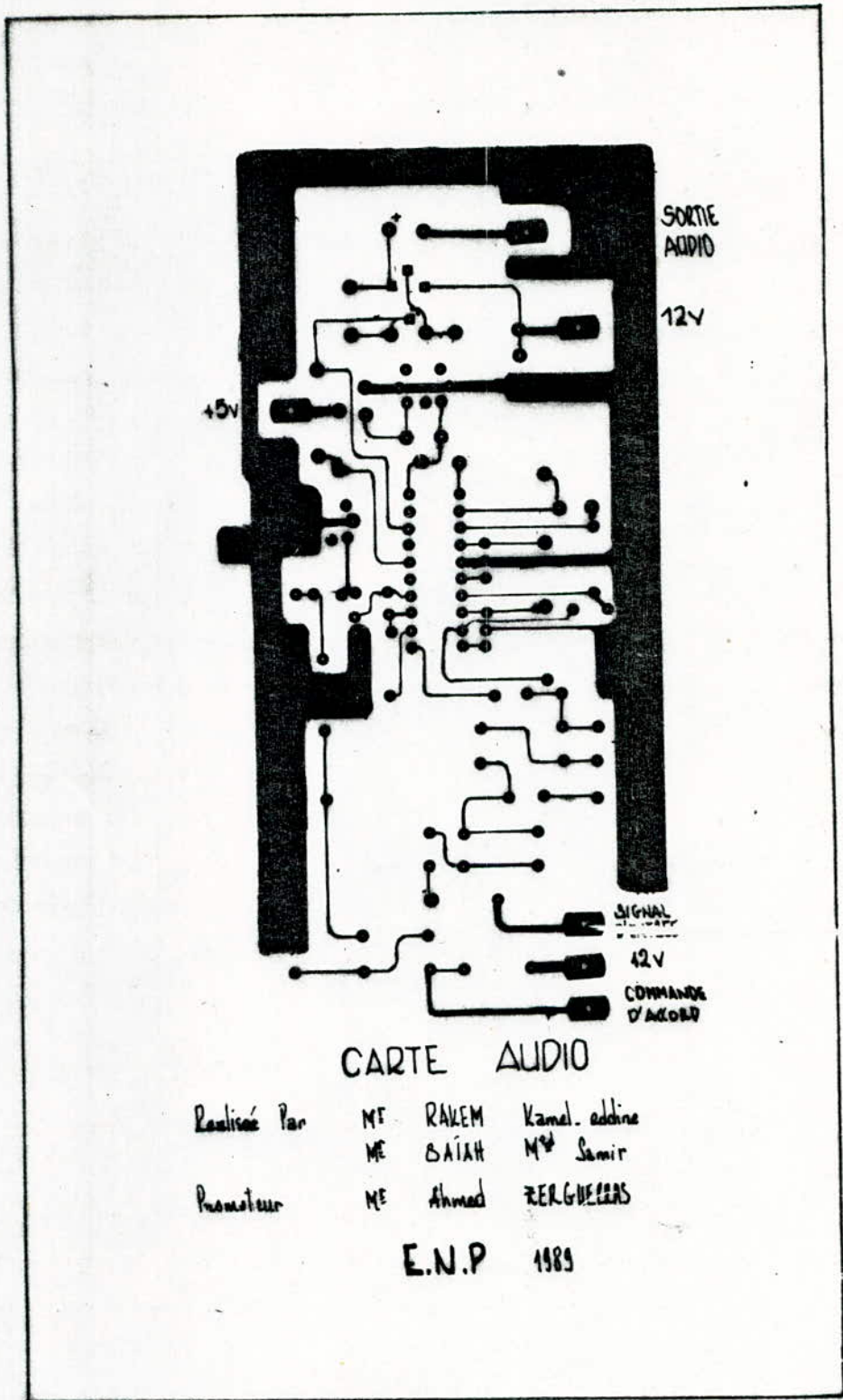


Fig:V.28/a-Circuit imprimé de la carte audio.

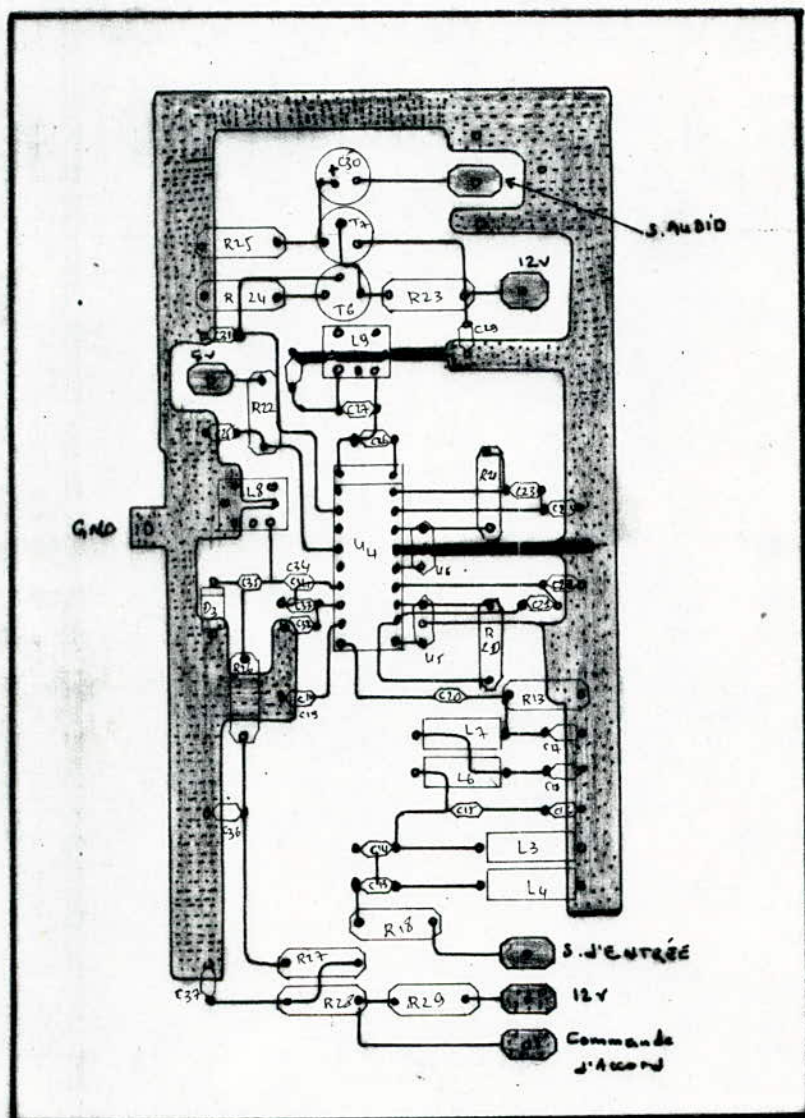


Fig:V.28/b-Schéma d'implantation de la carte audio.

\*\*\*\*\*

\*\*\*\*\*

\*\*\*\*\* CONCLUSION \*\*\*\*\*

\*\*\*\*\*

\*\*\*\*\*

\*\*\*\*\*CONCLUSION\*\*\*\*\*  
\*\*\*\*\*

L'élaboration du présent mémoire nous a permis de couvrir une frange non négligeable du domaine électronique à savoir: les télécommunications spatiales, la théorie des antennes microonde et l'électronique générale à travers l'étude du récepteur.

Nous espérons, par la partie traitant de la réception en TVDS, avoir répondu à la curiosité des usagers amateurs ou professionnels, leur ouvrant ainsi de larges perspectives de ce domaine passionnant .

Le prototype analysé et monté dans le cadre de cette étude, possède des options qui présentent peu d'intérêt pour le but que nous nous sommes fixé, c'est-à-dire le traitement du signal vidéo composite. De ce fait, nous nous sommes penchés vers une réalisation simplifiée basée sur l'analyse antérieure.

Cependant, celle-ci peut être soumise à plusieurs améliorations et nous recommandons particulièrement :

- le remplacement du module RTC CB112/512 par un tuner HF dont le discriminateur est à seuil amélioré .

- l'étude et la réalisation d'un circuit de synthèse de fréquence.

- éventuellement l'étude et la réalisation d'un modulateur UHF permettant l'attaque d'une entrée antenne.

Nous avons clôturé notre présent mémoire par des annexes regroupant des abaques et des programmes informatiques qui donnent une première approche à l'utilisateur lui permettant ainsi de trouver rapidement le renseignement dont il a besoin.

Nous regrettons que le département ne dispose pas d'une station de réception, qui à notre avis est le meilleur moyen d'exploiter



au mieux les équipements présents dans les laboratoires de télécommunication, microondes et en particulier le laboratoire de télévision lui redonnant ainsi vie.

\*\*\*\*\* B I B L I O G R A P H I E \*\*\*\*\*

- [1] -Système de télécommunication par satellites  
.....G.Moral - M.Bousquet
- [2] -Les microondes T. II.....R.Badoual
- [3] -Théorie et pratique des antennes...Vuibert
- [4] -Antennes microondes.....NHU.BUI-HAI
- [5] -Antennes et réception TV.....CH.DARTEVELLE
- [6] -Théorie et pratique de la télévision par  
satellite.....M.REMOISENET
- [7] -Electronique appliquée à la transmission de  
l'information.....J.HERVE
- [8] -Encyclopidie Industrielle (E2) .....QUILLET

THÈSE:

- [9] -Antenna design personnel computer....D.POZAR

MÉMOIRE:

- [10] -Antenne parabolique pour la TVDS.....A.KADI

REVUES:

- [11] -Radio Plan N°=490
- [12] -Radio Plan N°=488
- [13] -Radio Plan N°=489
- [14] -Radio Plan N°=492
- [15] -Radio Plan N°=485