

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ET D'ELECTROTECHNIQUE

2ed

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTRONIQUE

C . E . N

LABORATOIRES D'ETUDES SPATIALES  
DE RAYONNEMENT



**PROJET DE FIN D'ETUDES**

SUJET : TELECOMMANDE ET TELEMESURE  
NUMER IQUES

PROPOSE PAR :  
A ABDELEAOUI

REALISE PAR :  
B . HOCINI  
A . GUENDEZ

JANVIER 1983

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ET D'ELECTROTECHNIQUE

2ed

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTRONIQUE

C . E . N

LABORATOIRES D'ETUDES SPATIALES  
DE RAYONNEMENT



**PROJET DE FIN D'ETUDES**

SUJET :

TELECOMMANDE ET TELEMESURE  
NUMERIQUES

PROPOSE PAR :

A ABDELAOUI

REALISE PAR :

B . HOCINI

A . GUENDEZ

JANVIER 1983

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE D'ALGER

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ET D'ELECTROTECHNIQUE

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTRONIQUE

C . E . N

LABORATOIRES D'ETUDES SPATIALES  
DE RAYONNEMENT

## PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET :

TELECOMMANDE ET TELEMESURE  
NUMERIQUES

PROPOSE PAR :

A ABDELAOUI

REALISE PAR :

B . HOCINI

A . GUENDEZ

JANVIER 1983

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE D'ALGER

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ET D'ELECTROTECHNIQUE

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTRONIQUE

C . E . N

LABORATOIRES D'ETUDES SPATIALES  
DE RAYONNEMENT

**PROJET DE FIN D'ETUDES**

SUJET :

TELECOMMANDE ET TELEMESURE  
NUMERIQUES

PROPOSE PAR :

A ABDELAOUI

REALISE PAR :

B . HOCINI

A . GUENDEZ

JANVIER 1983

-DEDICACES+

A mes parents  
A tous les montagnards  
A tous mes amis

HOCINI BRAHIM

A toute ma famille  
A tous mes amis

AZOUAOU GUENDEZ

-DEDICACES-

A mes parents  
A tous les montagnards  
A tous mes amis

HOCINI BRAHIM

A toute ma famille  
A tous mes amis

AZOUAOU GUENDEZ

## Remerciements

Nous tenons tout d'abord à remercier chaleureusement notre promoteur Mr ABDELLAOUI qui nous a beaucoup aidé dans notre recherche de documentation et de matériel , et qui n'a pas hésité à nous donner de ses propres composants.

Nous remercions aussi Mr HALIMI ainsi que le personnel du centre de tirage du C.E.N et tous ceux qui , de près ou de loin , ont participé à la réalisation de notre projet.

## Remerciements

Nous tenons tout d'abord à remercier chaleureusement notre promoteur Mr ABDELLAOUI qui nous a beaucoup aidé dans notre recherche de documentation et de matériel , et qui n'a pas hésité à nous donner de ses propres composants.

Nous remercions aussi Mr HALIMI ainsi que le personnel du centre de tirage du C.E.N et tous ceux qui , de près ou de loin , ont participé à la réalisation de notre projet.

§§§§ SOMMAIRE §§§§  
-----§§§§-----

I/ INTRODUCTION

II/ GENERALITES

Première partie : LA TELECOMMANDE NUMERIQUE

Definition-----1-

I/ L'EMETTEUR DE TELECOMMANDE

- synoptique
- la table de telecommande
- les procédés de modulation
- amplification HF
- antenne d'emission
- realisation pratique

II/ LE RECEPTEUR DE TELECOMMANDE -----22-

- synoptique
- ensemble de reception-demodulation AM
- organisation du decodage
- les appareils de mesure et autres commandes
- **realisation** pratique

Deuxième partie : LA TELEMEASURE NUMERIQUE

Definition-----43-

I/ COLLECTE ET EMISSION DES MESURES

- synoptique
- les capteurs
- conversion tension-nombre binaire
- multiplexage et organisation de l'envoi
- organisation de la mémoire
- mémoire et autonomie du système
- realisation pratique

1

§§§§ SOMMAIRE §§§§  
-----§§§§-----

I/ INTRODUCTION

II/ GENERALITES

Première partie : LA TELECOMMANDE NUMERIQUE

Definition-----1-

I/ L'EMETTEUR DE TELECOMMANDE

- synoptique
- la table de telecommande
- les procédés de modulation
- amplification HF
- antenne d'emission
- realisation pratique

II/ LE RECEPTEUR DE TELECOMMANDE ----- 22-

- synoptique
- ensemble de reception-demodulation AM
- organisation du decodage
- les appareils de mesure et autres commandes
- realisation pratique

Deuxième partie : LA TELEMEASURE NUMERIQUE

Definition-----43-

I/ COLLECTE ET EMISSION DES MESURES

- synoptique
- les capteurs
- conversion tension-nombre binaire
- multiplexage et organisation de l'envoi
- organisation de la mémoire
- mémoire et autonomie du système
- realisation pratique

II/ LA RECEPTION DES MESURES ET LE TRAITEMENT — — — — — .70-

- synoptique
- organisation de la reception
- decodage binaire-decimal et affichage à segments
- stockage des resultats et autres traitements
- realisation pratique

Troisième partie : LES ETUDES AUXILIAIRES

- les antennes; caractéristiques et critères de choix — — -83-
- etude du milieu de propagation - choix des frequences HF
- les bruits et les parasites
- les differentes sources d'energie
- les dispositifs desecurité et de contrôle

C O N C L U S I O N

Bibliographie

ANNEXE

II/ LA RECEPTION DES MESURES ET LE TRAITEMENT — — — — — 30-

- synoptique
- organisation de la reception
- decodage binaire-decimal et affichage à segments
- stockage des resultats et autres traitements
- realisation pratique

Troisième partie : LES ETUDES AUXILIAIRES

- les antennes; caractéristiques et critères de choix — — — 83-
- etude du milieu de propagation - choix des frequences HF
- les bruits et les parasites
- les differentes sources d'energie
- les dispositifs desecurité et de contrôle

C O N C L U S I O N

Bibliographie

ANNEXE

## I N T R O D U C T I O N

L'homme dans la recherche de la connaissance de son environnement et de l'espace, la surveillance ou l'exploration de certaines régions ; la réalisation de certains travaux, est confronté à deux problèmes essentiels ;

1/ Sites éloignés, d'accès difficile ou impossible

2/ Les résultats de ses mesures et travaux devront être transportés à grande distance du site pour être traités et utilisés.

Cela a favorisé le développement d'un ensemble de techniques qui sous le nom de TELECOMMANDE et TELEMESURE connaissent aujourd'hui, un essor gigantesque, une modernisation et une technologie de plus en plus poussées pour devenir une nécessité, un outil de travail.

En effet, il est devenu commun de voir un seul homme à une table dans une salle climatisée prendre des mesures de lieux situés à des milliers de kilomètres de là, commander des travaux en appuyant sur les touches de sa telecommande.

La terre et l'espace sont sans cesse surveillés et chaque jour, des milliers de mesures sont envoyées vers les laboratoires de traitement où des spécialistes décortiquent ces informations.

Notre étude portera donc, sur la telecommande qui est l'ensemble des techniques mises en oeuvre pour transmettre d'un lieu A des ordres ( mise ou arrêt par exemple ) à un ensemble d'appareils situés sur un autre lieu B, sans qu'il y'ait de liaison matérielle entre les deux points, et sur la telemesure en numérique.

## I N T R O D U C T I O N

L'homme dans la recherche de la connaissance de son environnement et de l'espace, la surveillance ou l'exploration de certaines régions ; la réalisation de certains travaux, est confronté à deux problèmes essentiels ;

1/ Sites éloignés, d'accès difficile ou impossible

2/ Les résultats de ses mesures et travaux devront être transportés à grande distance du site pour être traités et utilisés.

Cela a favorisé le développement d'un ensemble de techniques qui sous le nom de TELECOMMANDE et TELEMESURE connaissent aujourd'hui, un essor gigantesque, une modernisation et une technologie de plus en plus poussées pour devenir une nécessité, un outil de travail.

En effet, il est devenu commun de voir un seul homme à une table dans une salle climatisée prendre des mesures de lieux situés à des milliers de kilomètres de là, commander des travaux en appuyant sur les touches de sa télécommande.

La terre et l'espace sont sans cesse surveillés et chaque jour, des milliers de mesures sont envoyées vers les laboratoires de traitement où des spécialistes décortiquent ces informations.

Notre étude portera donc, sur la télécommande qui est l'ensemble des techniques mises en œuvre pour transmettre d'un lieu A des ordres ( mise ou arrêt par exemple ) à un ensemble d'appareils situés sur un autre lieu B, sans qu'il y'ait de liaison matérielle entre les deux points, et sur la télémessure en numérique.

## GENERALITES

La transmission à distance est en general basée sur l'émission d'au moins une fréquence HF modulée ou non sous forme de champ électromagnétique.

Un système de télécommande et télémesure comprend :

- Une plate-forme de commande
- Un milieu de propagation
- Un système de réception et sélection des commandes
- Les appareils de mesure
- Un système de codage et d'émission
- Un centre de réception et de traitement!

L'exemple de réalisation pratique sera conforme au synoptique qui suivra; nous devons:

- Télécommander :
  - . 4 appareils de mesures
  - . Radiometre
  - . Le fonctionnement et l'arrêt de la memoire
  - . La reception directe ou la reception du contenu de la memoire.
  - . La mise sous tension de l'appareillage de telemesure ou sa mise en veille.
  - . La protection mecanique des appareils.
  - . L'effacement de la memoire.

En plus des mesures, nous recevrons des signaux de controle et de synchronisation.

Remarque:

En reception directe, on a 3 alternatives

- . Mesures seules
- . Radiometre seul
- . Envoi combiné

Nous aurons donc:

$8+2+2+2+2+3+2+1=22$  commandes différentes

Si nous utilisons tous les nombres binaires, un code à 5 bits suffit ( $2^5 = 32$ ), mais pour éviter tout problème de synchronisation en modulation AM que nous utilisons, nous ajoutons un sixième bit qui sera toujours "1" et qui sera ignoré à la réception (cf organisation du decodage)

Il nous reste donc dix codes de commande inutilisés.

Nous utilisons des CI de la famille SN 54/74 dont les schémas logiques sont donnés en annexe.

Le niveau haut "1" est représenté par une tension allant de 2V à 5V, le niveau bas "0" par une tension allant de (-0,5V) à (0,8V).

La tension d'alimentation est 5V  $\pm$  5%.

A la fin de chaque chapitre, la réalisation pratique sera présentée comme suit:

- Schémas électroniques
- Schémas d'implantation
- Caractéristiques.

## GENERALITES

La transmission à distance est en general basée sur l'émission d'au moins une fréquence HF modulée ou non sous forme de champ électromagnétique.

Un système de télécommande et télémesure comprend :

- Une plate-forme de commande
- Un milieu de propagation
- Un système de réception et sélection des commandes
- Les appareils de mesure
- Un système de codage et d'émission
- Un centre de réception et de traitement!

L'exemple de réalisation pratique sera conforme au synoptique qui suivra; nous devons:

- Télécommander :
  - . 4 appareils de mesures
  - . Radiometre
  - . Le fonctionnement et l'arrêt de la memoire
  - . La reception directe ou la reception du contenu de la memoire.
  - . La mise sous tension de l'appareillage de telemesure ou sa mise en veille.
  - . La protection mecanique des appareils.
  - . L'effacement de la memoire.

En plus des mesures, nous recevrons des signaux de controle et de synchronisation.

Remarque:

En reception directe, on a 3 alternatives

- . Mesures seules
- . Radiometre seul
- . Envoi combiné

Nous aurons donc:

$8+2+2+2+2+3+2+1=22$  commandes différentes

Si nous utilisons tous les nombres binaires, un code à 5 bits suffit ( $2^5 = 32$ ), mais pour éviter tout problème de synchronisation en modulation AM que nous utilisons, nous ajoutons un sixième bit qui sera toujours "1" et qui sera ignoré à la réception (cf organisation du decodage)

Il nous reste donc dix codes de commande inutilisés.

Nous utilisons des CI de la famille SN 54/74 dont les schémas logiques sont donnés en annexe.

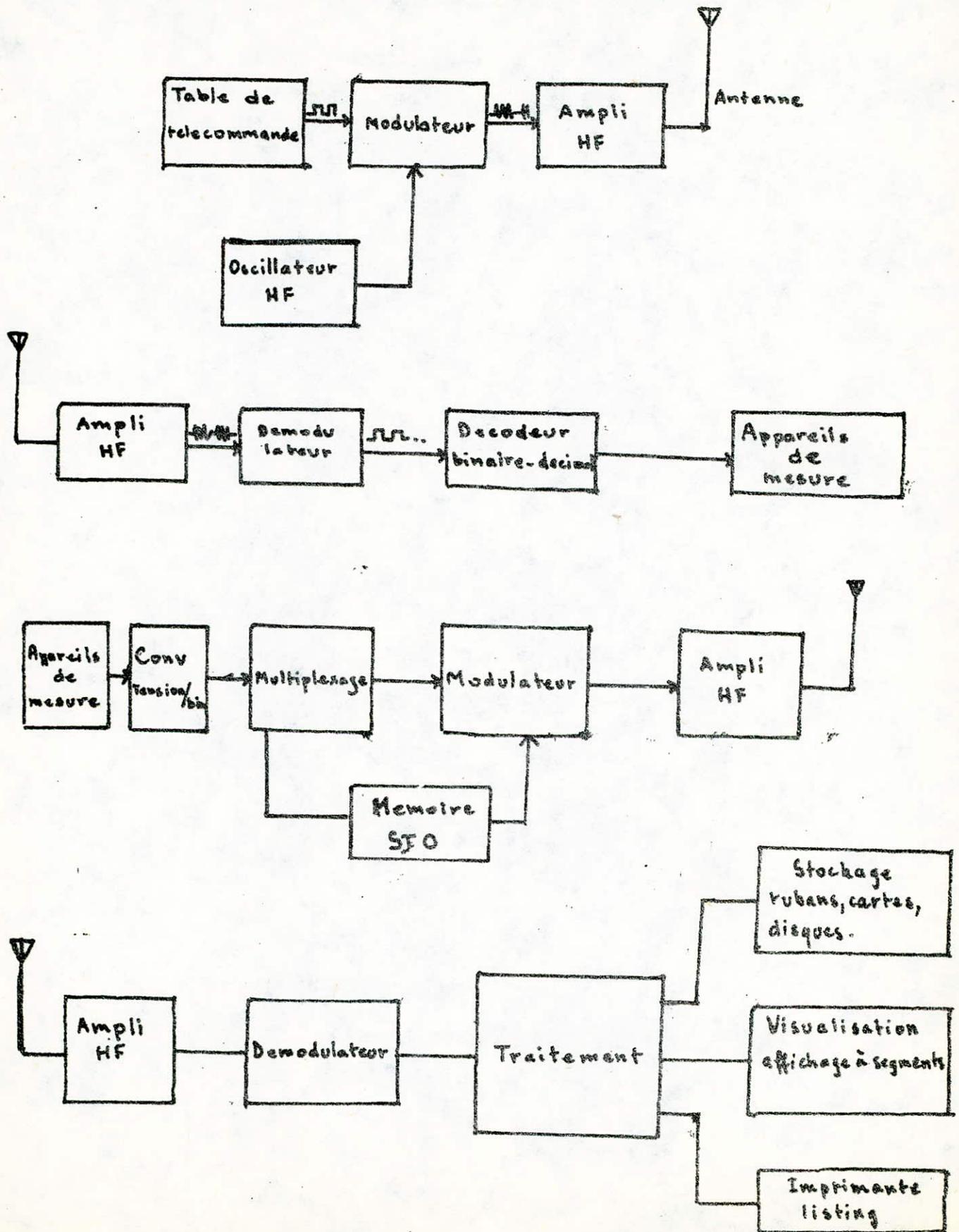
Le niveau haut "1" est représenté par une tension allant de 2V à 5V, le niveau bas "0" par une tension allant de (-0,5V) à (0,8V).

La tension d'alimentation est  $5V \pm 5\%$ .

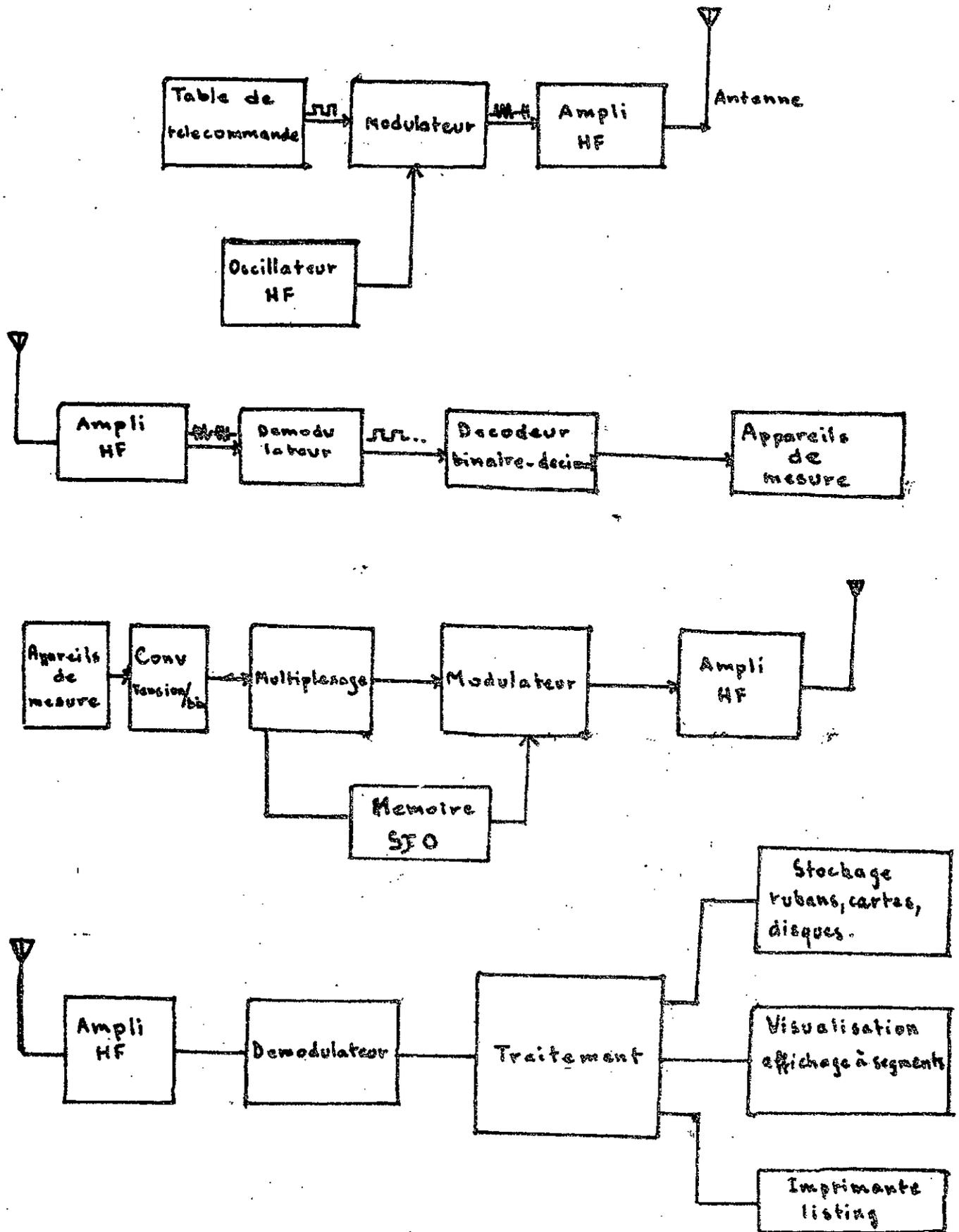
A la fin de chaque chapitre, la réalisation pratique sera présentée comme suit:

- Schémas électroniques
- Schémas d'implantation
- Caractéristiques.

# SYNOPTIQUE GENERAL D'UN SYSTEME DE TELECOMMANDE ET DE TELEMESURES NUMERIQUES



# SYNOPTIQUE GENERAL D'UN SYSTEME DE TELECOMMANDE ET DE TELEMESURES NUMERIQUES



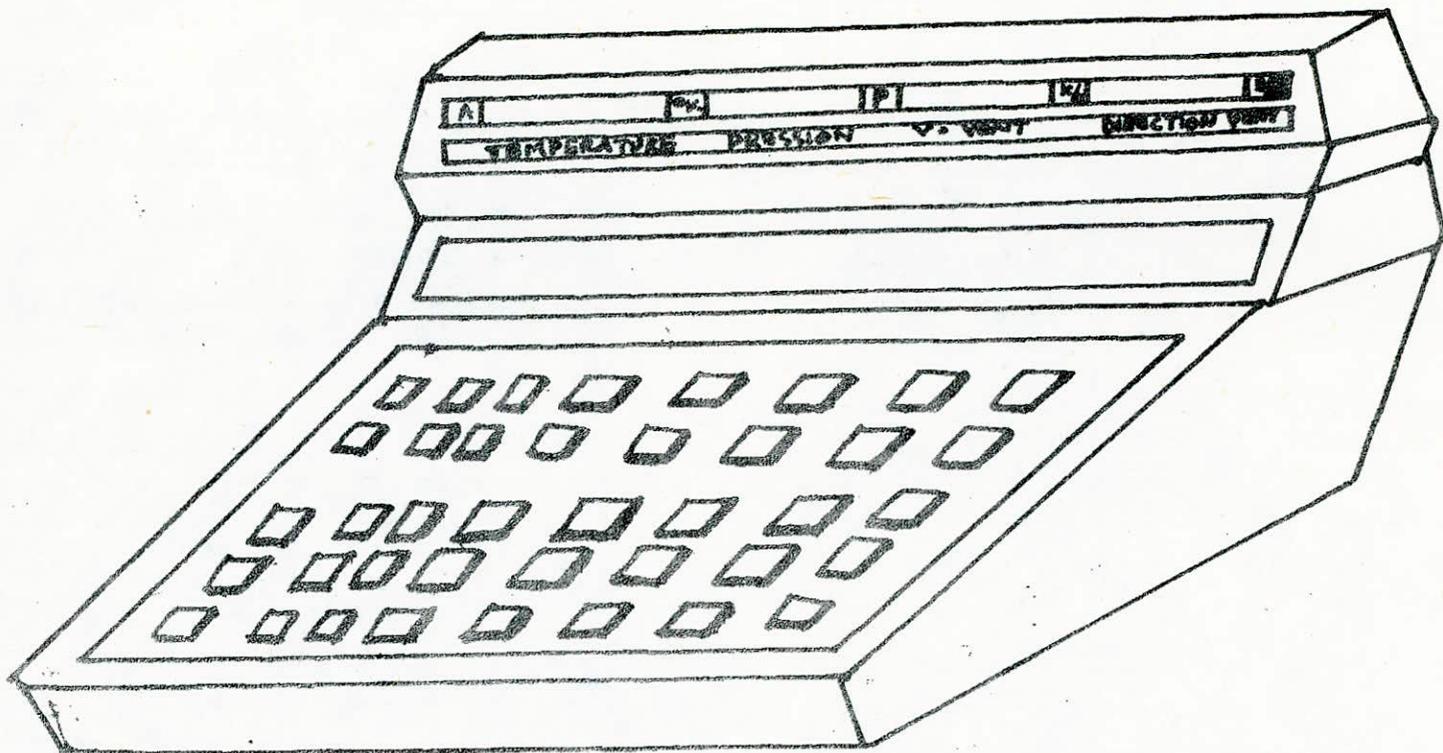


Table de telecommande - Recepteur de telemesures

Dimensions:

- largeur : 36 cm
- Profondeur : 23 cm
- hauteur : 13 cm

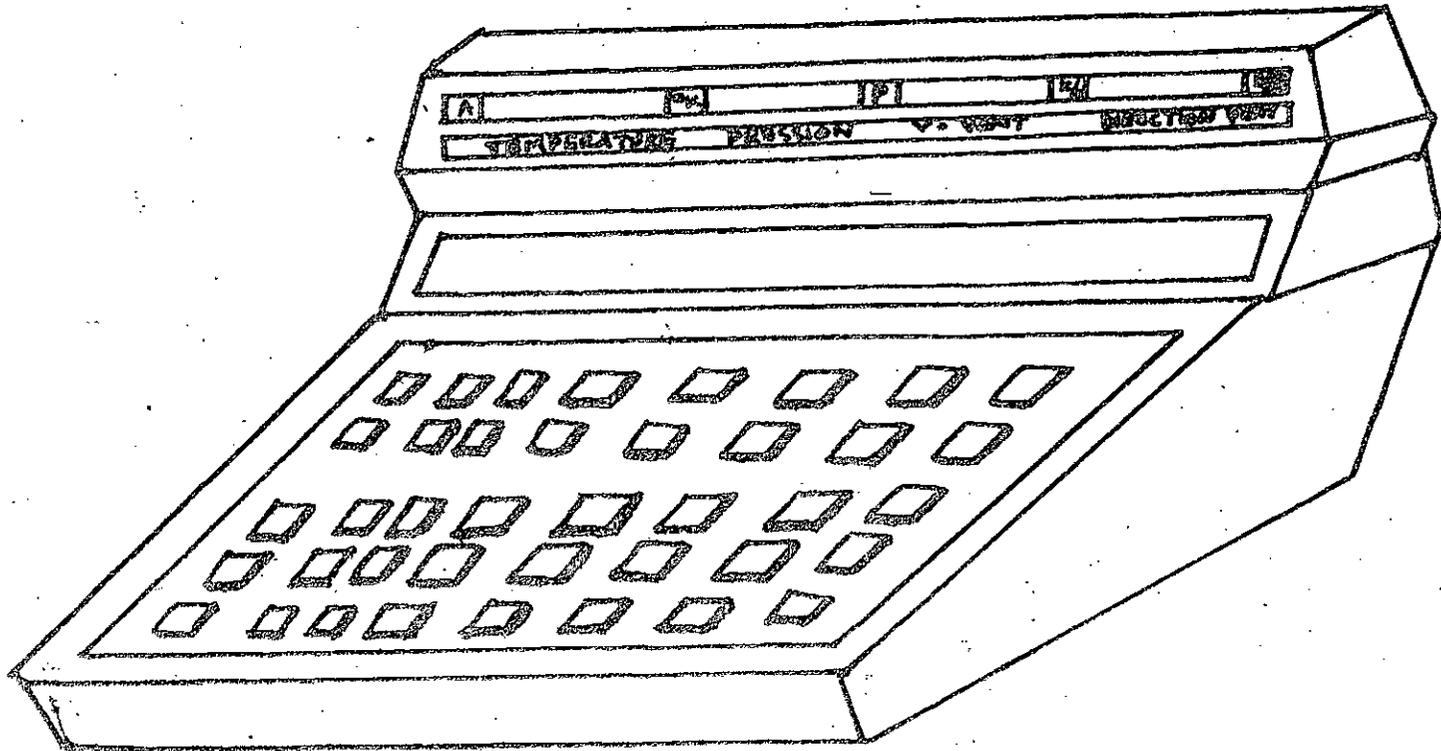
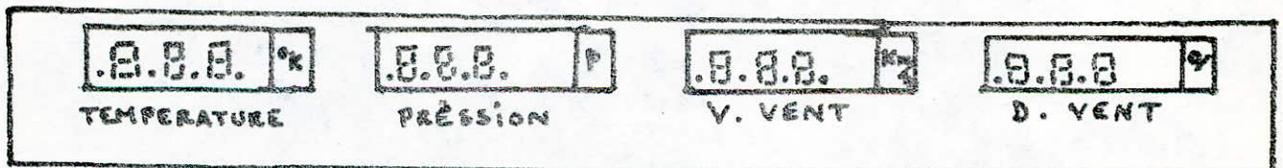
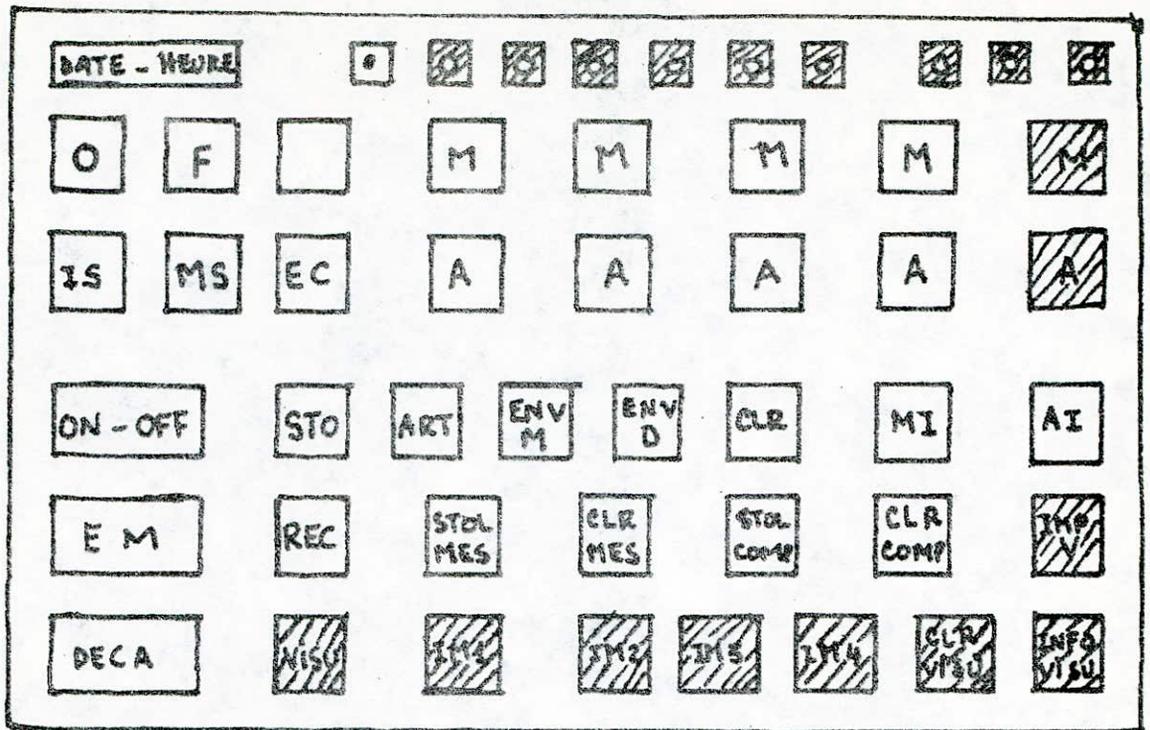


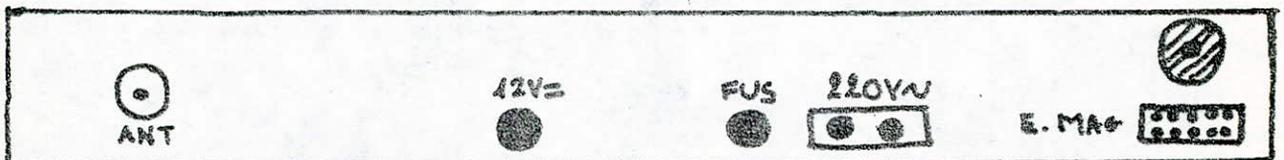
Table de telecommande - Recepteur de telemesures

Dimensions:

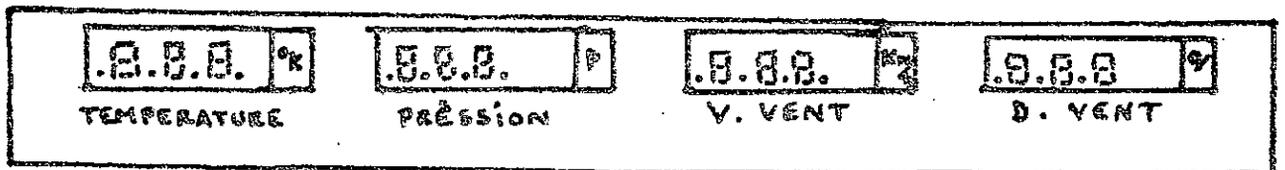
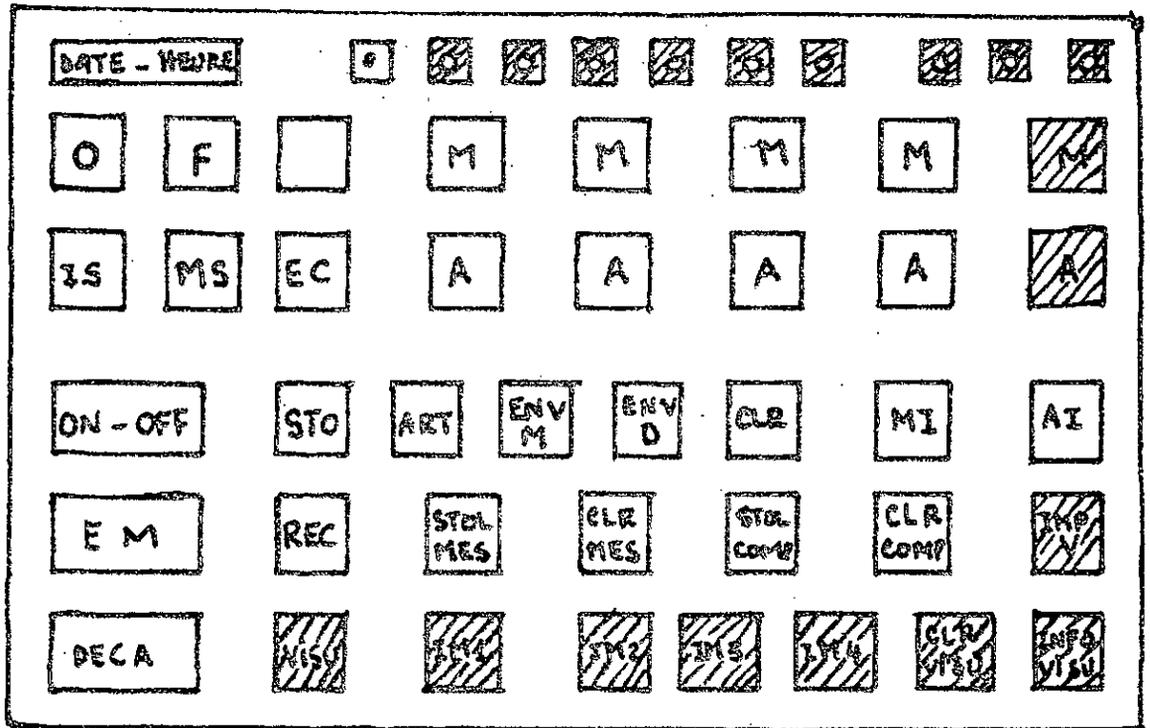
- largeur : 36 cm
- Profondeur : 25 cm
- hauteur : 13 cm



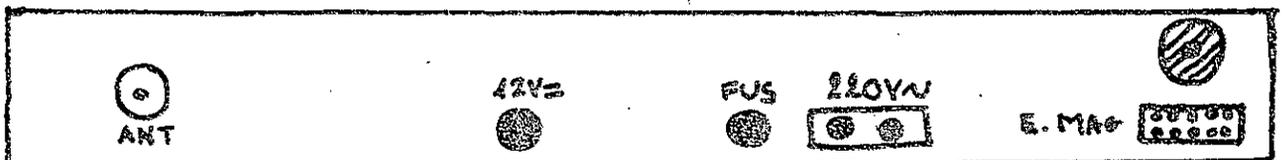
Détail des afficheurs à segments; derrière, une led s'allume dès la mise en fonctionnement de l'appareil.



- Vue de derriere partielle montrant
- l'alimentation et le fusible de protection
  - la sortie antenne
  - la sortie pour enregistrement bande magnetique
  - alimentation extérieure 12V =



Détail des afficheurs à segments; derrière, une led s'allume dès la mise en fonctionnement de l'appareil.



- Vue de derrière partielle montrant
- l'alimentation et le fusible de protection
  - la sortie antenne
  - la sortie pour enregistrement bande magnétique
  - alimentation extérieure 12V =

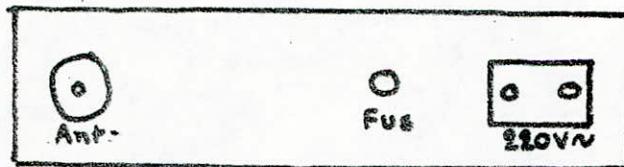
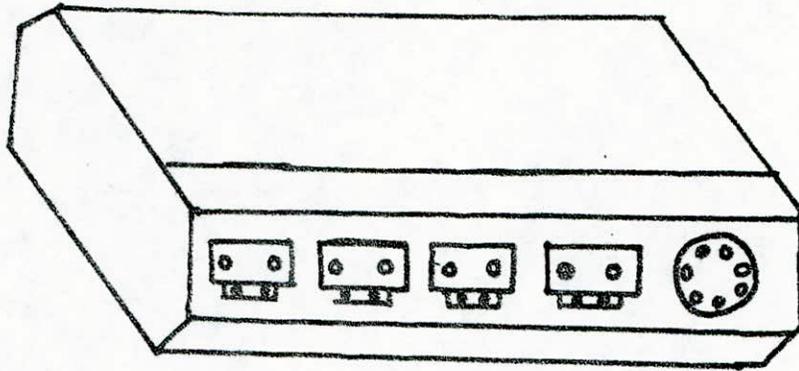
## F O N C T I O N S   D E S   T O U C H E S

M :	Mise en fonctionnement des appareils
A :	Arrêt des appareils
O :	Ouverture du couvercle de protection
F :	Fermeture du couvercle de protection
STO :	Mise en mémoire des mesures
ART :	Arrêt de stockage
CLR :	Effacement mémoire
ENVM :	Envoi mémoire
ENVD :	Envoi direct
IS :	Envoi mesures du radiomètre
MS :	Envoi mesures unitaires
EC :	Envoi combiné
MI :	Mise en marche du radiomètre
AI :	Arrêt du radiomètre
EM :	Mode emission
REC :	Mode reception
STOLMES :	Stockage local des mesures
CLRMES :	Effacement mémoire locale
STOLCOMP :	Stockage complet de toutes les telemesures reçues sur bande magnétique.
DEC :	Decalage

## F O N C T I O N S   D E S   T O U C H E S

M :	Mise en fonctionnement des appareils
A :	Arrêt des appareils
O :	Ouverture du couvercle de protection
F :	Fermeture du couvercle de protection
STO :	Mise en mémoire des mesures
ART :	Arrêt de stockage
CLR :	Effacement mémoire
ENVM :	Envoi mémoire
ENVD :	Envoi direct
IS :	Envoi mesures du radiomètre
MS :	Envoi mesures unitaires
EC :	Envoi combiné
MI :	Mise en marche du radiomètre
AI :	Arrêt du radiomètre
EM :	Mode emission
REC :	Mode reception
STOLMES :	Stockage local des mesures
CLRMES :	Effacement mémoire locale
STOLCOMP :	Stockage complet de toutes les telemesures reçues sur bande magnétique.
DEC :	Decalage

## LE RECEPTEUR

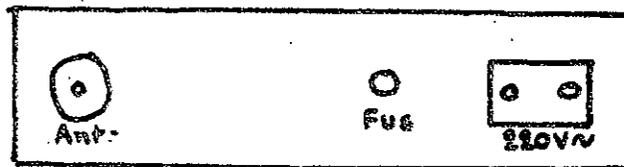
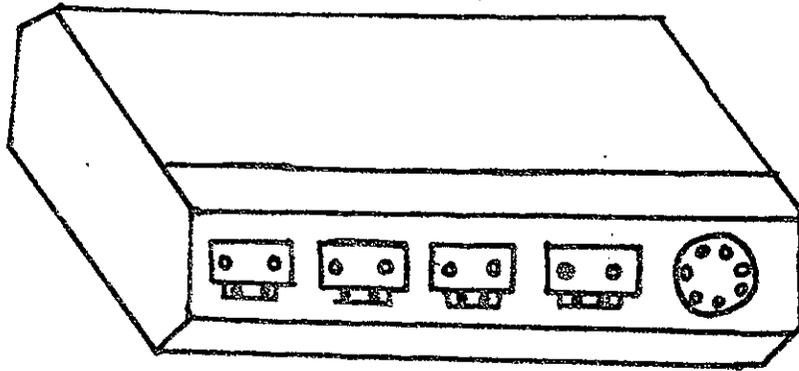


Vue de derriere

Le boîtier situé sur site est hermétique, bien protégé.  
Les contacts sont concentrés en deux blocs

- Le premier vers les 4 appareils de mesure
  - 4 contacts d'alimentation 220V + 1 masse
  - 4 retours de mesure + 1 masse commune
- Le deuxième, circulaire vers le radiomètre
  - 1 contact d'alimentation + 1 masse
  - 4 retours mesure + 1 masse commune

## LE RECEPTEUR



Vue de derriere

Le boîtier situé sur site est hermétique, bien protégé.  
Les contacts sont concentrés en deux blocs

- Le premier vers les 4 appareils de mesure
  - 4 contacts d'alimentation 220V + 1 masse
  - 4 retours de mesure + 1 masse commune
- Le deuxième, circulaire vers le radiomètre
  - 1 contact d'alimentation + 1 masse
  - 4 retours mesure + 1 masse commune

PREMIERE PARTIE  
LA TELECOMMANDE NUMERIQUE

PREMIERE PARTIE

LA TELECOMMANDE NUMERIQUE

## DEFINITION :

La telecommande consiste en l'envoi d'un signal sous forme de champ electromagnetique qui, detecté par un organe recepteur servira à provoquer une ~~quelconque~~ action, en general mise en marche ou arret d'appareils de mesure ou de moteurs. Ce signal, en telecommande numerique se presente sous la forme d'une succession de "0" et de "1" modulant une porteuse HF. On choisit la largeur des bits, les frequences HF et la puissance de l'emetteur pour avoir une reception correcte et sans erreurs.

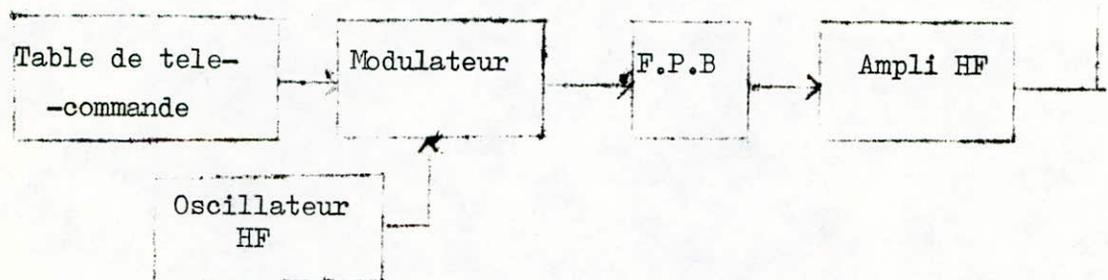
Le signal reçu, demodulé sera envoyé vers un decodeur qui transmettra l'ordre à l'appareil correspondant par la fermeture d'un relais, deblocage d'un thyristor etc ...

### L'EMETTEUR DE TELECOMMANDE

Un emetteur de telecommande numerique devra comprendre :

- Une table de telecommande portant les touches (ou boutons) de commande. Une pression sur un de ces boutons genere le code à 6 bits lui correspondant (le premier bit etant "1") qui se presente en serie vers le modulateur
- Un modulateur
- Un oscillateur HF
- Un amplificateur HF et une antenne d'emission

### Synoptique



La methode la plus simple pour l'organisation de la table de telecommande est de disposer de circuits integrés transcodeurs decimal-binaire; par exemple avec 5 CI SN74148 on transforme 32 nombres decimaux en code BCD à 5 bits (cf realisation pratique). Nous utiliserons les 22 premieres entrées. Pour generer le premier bit ("1"), nous portons à "1" l'entrée du registre à decalage (entrée parallele-sortie serie) à 6 bits. (schema D)

Chaque touche de commande doit :

- Porter au niveau bas (OV) l'entrée du codeur lui correspondant ce qui genere le code à 5 bits permettant de charger le registre à decalage (SN7474).
- Le sixieme bit ("1") est assuré par la fermeture du contact A (position stable de la touche CHD).
- En appuyant sur la touche CHT, le contact A est ouvert alors que l'horloge est mise en fonctionnement, ce qui permet le decalage serie vers le modulateur.

Dans le cas d'un grand nombre de commandes, on peut combiner plusieurs blocs codeurs.

## DEFINITION :

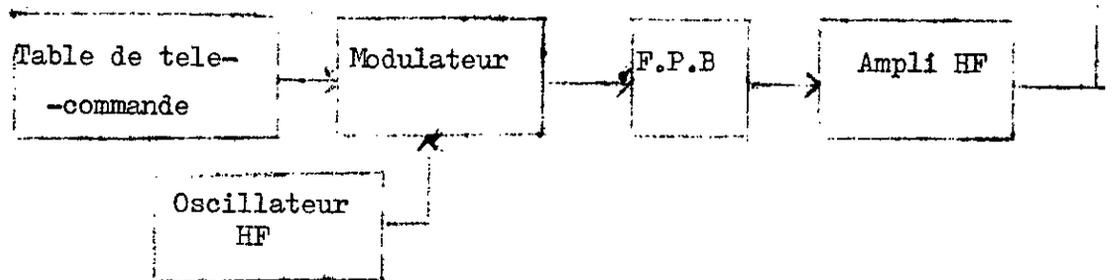
La telecommande consiste en l'envoi d'un signal sous forme de champ electromagnetique qui, detecte par un organe recepteur servira a provoquer une quelconque action, en general mise en marche ou arret d'appareils de mesure ou de moteurs. ce signal, en telecommande numerique se presente sous la forme d'une succession de "0" et de "1" modulant une porteuse HF. On choisit la largeur des bits, les frequences HF et la puissance de l'emetteur pour avoir une reception correcte et sans erreurs. Le signal recu, demodule sera envoye vers un decodeur qui transmettra l'ordre a l'appareil correspondant par la fermeture d'un relais, deblocage d'un thyristor etc ...

### L'EMETTEUR DE TELECOMMANDE

Un emetteur de telecommande numerique devra comprendre :

- Une table de telecommande portant les touches (ou boutons) de commande. Une pression sur un de ces boutons genere le code a 6 bits lui correspondant (le premier bit etant "1") qui se presente en serie vers le modulateur
- Un modulateur
- Un oscillateur HF
- Un amplificateur HF et une antenne d'emission

### Synoptique



La methode la plus simple pour l'organisation de la table de telecommande est de disposer de circuits integres transcodeurs decimal-binaire; par exemple avec 5 CI SN74148 on transforme 32 nombres decimaux en code BCD a 5 bits (cf realisation pratique). Nous utiliserons les 22 premieres entrees. Pour generer le premier bit ("1"), nous portons a "1" l'entree du registre a decalage (entree parallele-sortie serie) a 6 bits. (schema D)

Chaque touche de commande doit :

- Porter au niveau bas (OV) l'entree du codeur lui correspondant ce qui genere le code a 5 bits permettant de charger le registre a decalage (SN7474).
- Le sixieme bit ("1") est assure par la fermeture du contact A (position stable de la touche CHD).
- En appuyant sur la touche CHT, le contact A est ouvert alors que l'horloge est mise en fonctionnement, ce qui permet le decalage serie vers le modulateur.

Dans le cas d'un grand nombre de commandes, on peut combiner plusieurs blocs codeurs.

Cependant, ce circuit intégré n'est pas toujours disponible nous exposons 3 autres possibilités, plus encombrantes mais facilement réalisables avec des composants peu coûteux. Elles peuvent s'avérer intéressantes dans le cas où le nombre de commandes n'est pas très élevé.

#### SCHEMA A :

Les codes correspondants à chaque commande sont stockés dans des registres morts. Ces registres devront contenir chacun  $n$  bits pour  $2^n$  commandes; ils devront permettre le chargement des registres à entrée parallèle et décalage circulaire. Ce chargement est effectué après la mise en marche de la table de télécommande grâce à la touche CHT. Dans ce cas les registres morts ont pour seule utilité l'économie d'une perte inutile de puissance en laissant les registres à décalage chargés.

Si on veut éviter de les recharger; une touche de commande devra alors:

- Déclencher l'horloge (réalisée telle qu'elle ne délivre que 6 impulsions après une impulsion sur son entrée START)
- Adresser les impulsions de l'horloge vers le registre correspondant à la touche (facultatif mais évite le décalage inutile des autres registres)
- Lier la sortie du registre au modulateur.

#### SCHEMA B

La méthode précédente, dans notre cas, nécessite 22 EPROM et 22 registres à décalage circulaire alors que cette seconde méthode nécessite seulement un seul registre à décalage (entrée parallèle - sortie série); les codes étant toujours stockés dans des registres morts.

L'horloge n'est plus limitée en impulsions mais le chargement devra se faire à chaque commande. Chaque touche de commande devra alors:

- Charger le registre à décalage par le code lui correspondant, stocké dans une EPROM.
- Déclencher l'horloge ou la lier au registre après le chargement donc, en retour de touche ou par une LAR.

#### SCHEMA C

Le principe est le même que celui de la précédente méthode mais, au lieu de stocker les codes dans des mémoires EPROM, on les stocke dans une mémoire de  $2^n$  mots de  $n$  bits.

Pour chaque commande, on devra alors:

- Former l'adresse du code lui correspondant et le transférer vers le registre.
- Transférer le contenu du registre vers le modulateur.

Cette méthode limite beaucoup l'encombrement quand on dispose d'une mémoire.

Remarques:

- Les horloges de décalage pour les schémas B et C pourront être actionnées manuellement par pression sur une touche marquée DEC (décalage) durant un temps suffisant pour vider le registre
- Les portes AND de chargement sont remplacées par l'entrée V (validation) quand elle existe dans les CI.

Cependant, ce circuit intégré n'est pas toujours disponible nous exposons 3 autres possibilités, plus encombrantes mais facilement réalisables avec des composants peu coûteux. Elles peuvent s'avérer intéressantes dans le cas où le nombre de commandes n'est pas très élevé.

#### SCHEMA A :

Les codes correspondants à chaque commande sont stockés dans des registres morts. Ces registres devront contenir chacun  $n$  bits pour  $2^n$  commandes; ils devront permettre le chargement des registres à entrée parallèle et décalage circulaire. Ce chargement est effectué après la mise en marche de la table de télécommande grâce à la touche CHT. Dans ce cas les registres morts ont pour seule utilité l'économie d'une perte inutile de puissance en laissant les registres à décalage chargés.

Si on veut éviter de les recharger; une touche de commande devra alors:

- Déclencher l'horloge (réalisée telle qu'elle ne délivre que 6 impulsions après une impulsion sur son entrée START)
- Adresser les impulsions de l'horloge vers le registre correspondant à la touche (facultatif mais évite le décalage inutile des autres registres)
- Lier la sortie du registre au modulateur.

#### SCHEMA B

La méthode précédente, dans notre cas, nécessite 22 EPROM et 22 registres à décalage circulaire alors que cette seconde méthode nécessite seulement un seul registre à décalage (entrée parallèle - sortie série); les codes étant toujours stockés dans des registres morts.

L'horloge n'est plus limitée en impulsions mais le chargement devra se faire à chaque commande. Chaque touche de commande devra alors:

- Charger le registre à décalage par le code lui correspondant, stocké dans une EPROM.
- Déclencher l'horloge ou la lier au registre après le chargement donc, en retour de touche ou par une LAR.

#### SCHEMA C

Le principe est le même que celui de la précédente méthode mais, au lieu de stocker les codes dans des mémoires EPROM, on les stocke dans une mémoire de  $2^n$  mots de  $n$  bits.

Pour chaque commande, on devra alors:

- Former l'adresse du code lui correspondant et le transférer vers le registre.
- Transférer le contenu du registre vers le modulateur.

Cette méthode limite beaucoup l'encombrement quand on dispose d'une mémoire.

Remarques:

- Les horloges de décalage pour les schémas B et C pourront être actionnées manuellement par pression sur une touche marquée DEC (décalage) durant un temps suffisant pour vider le registre
- Les portes AND de chargement sont remplacées par l'entrée V (validation) quand elle existe dans les CI.

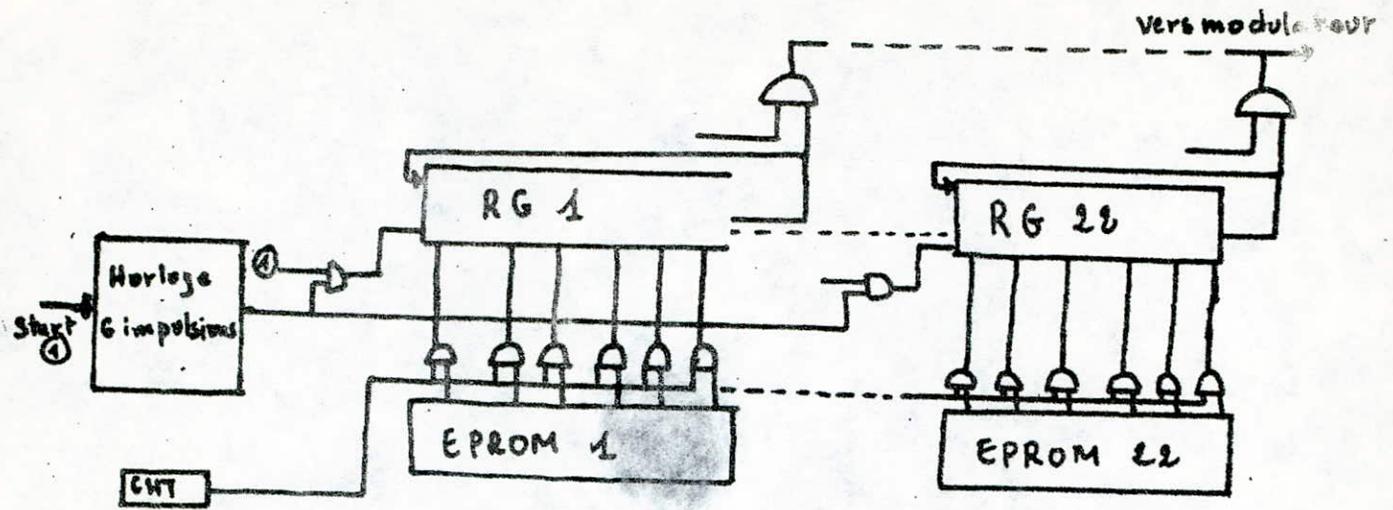


Schéma A

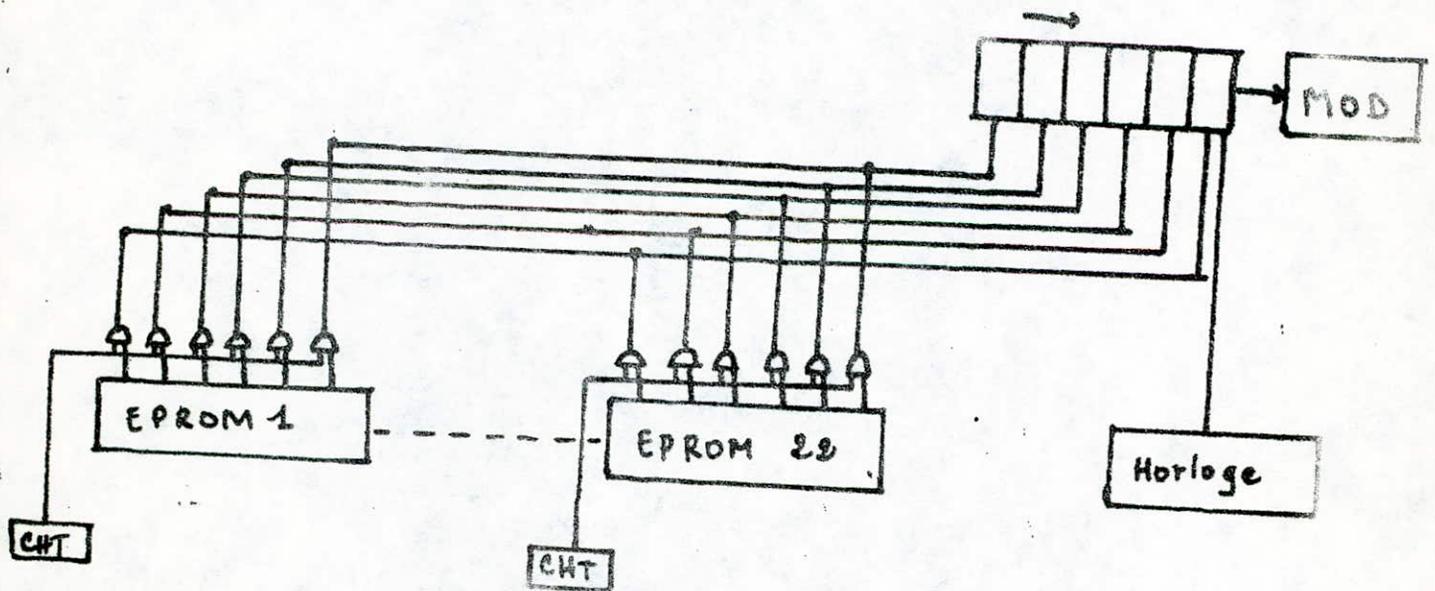


Schéma B

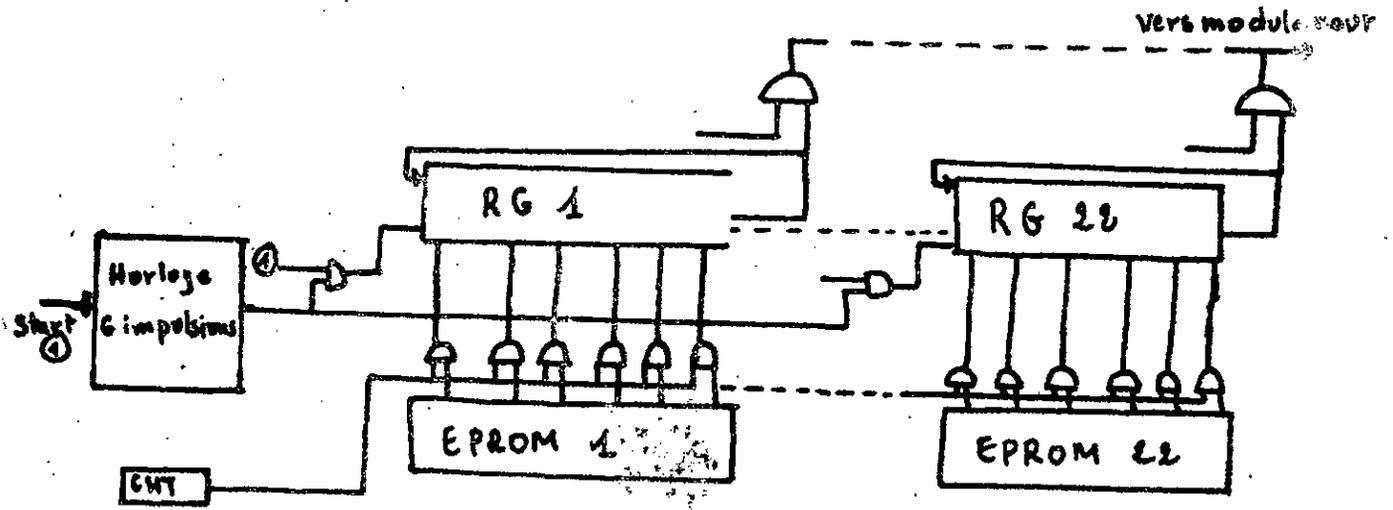


Schéma A

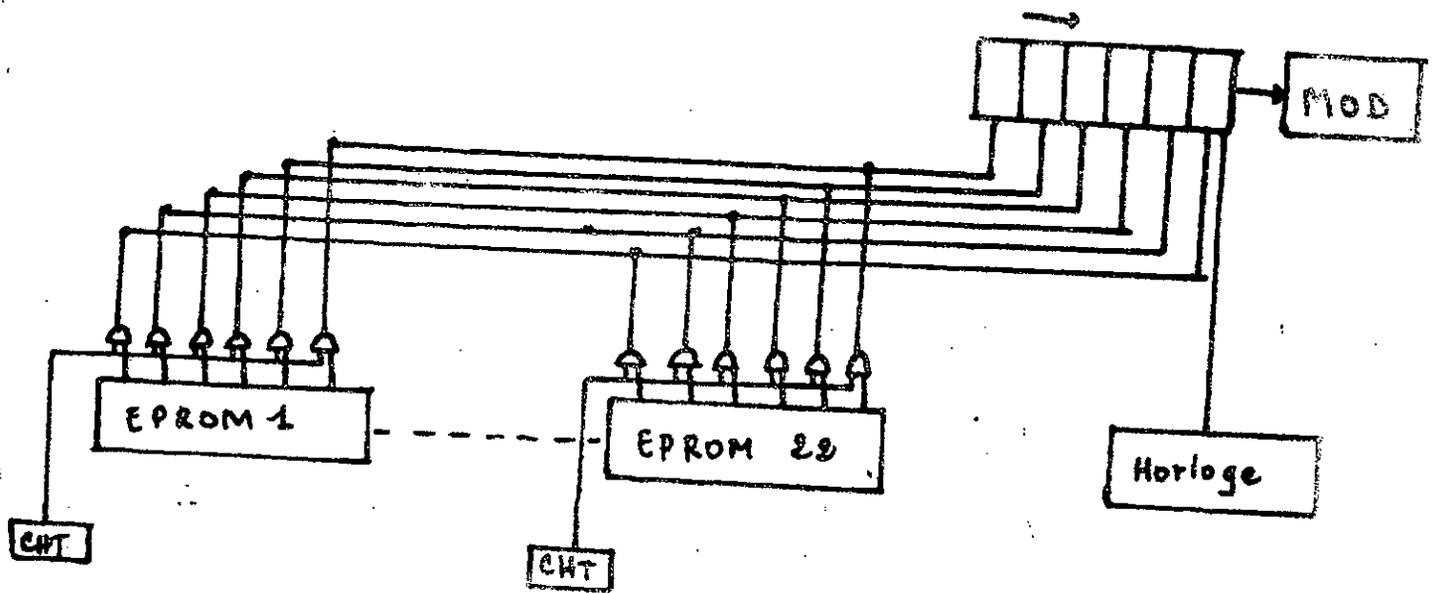


Schéma B

Schéma C

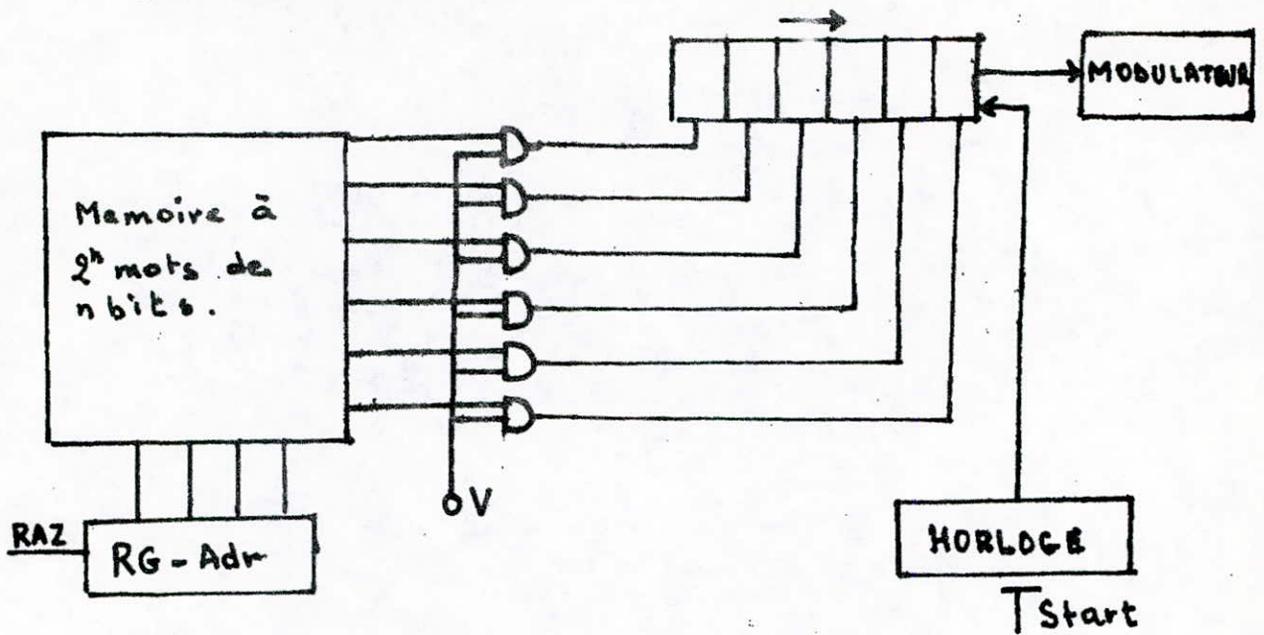
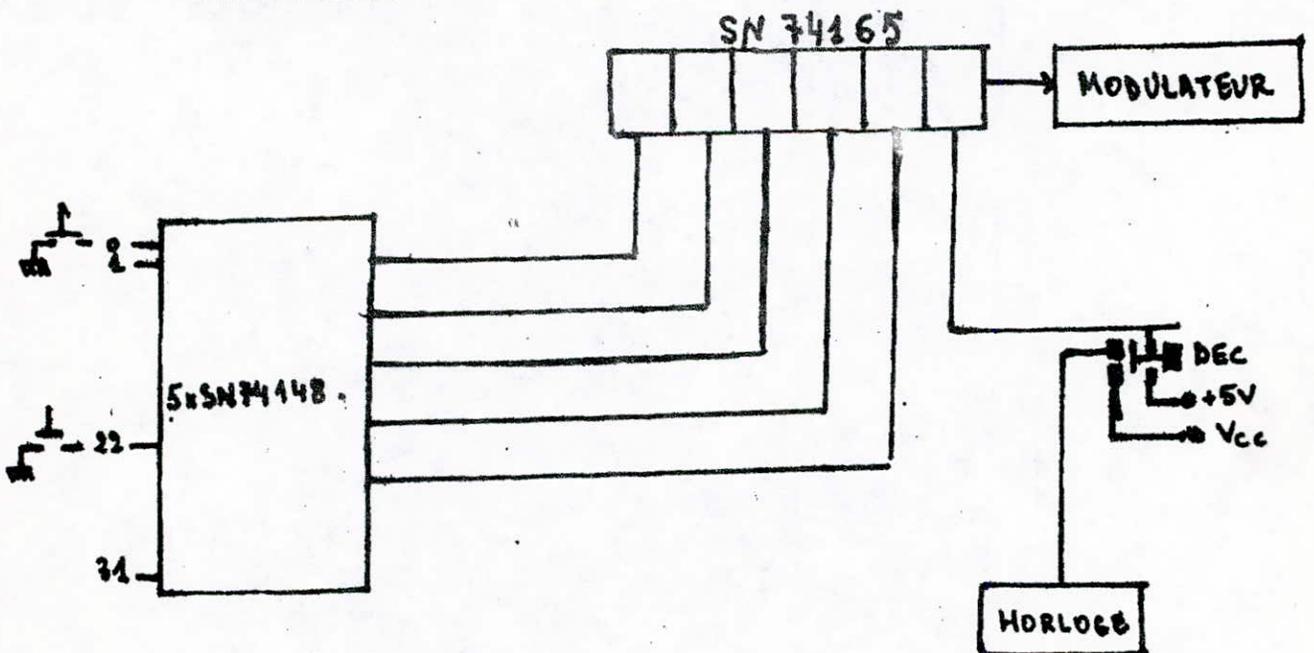
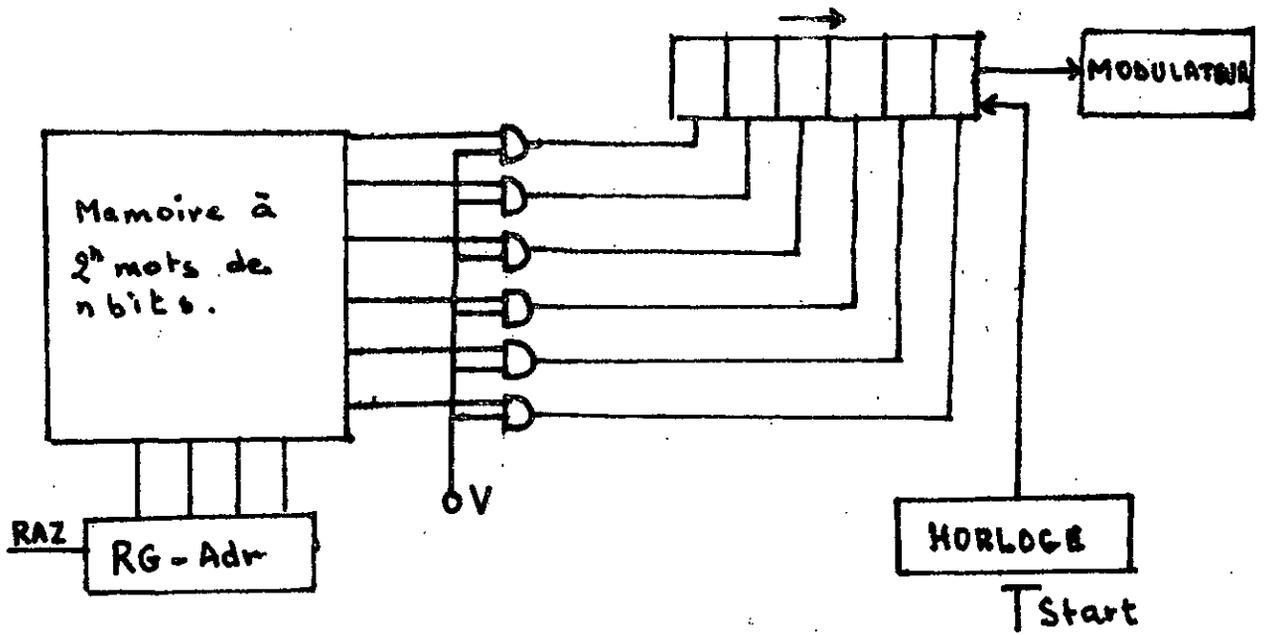


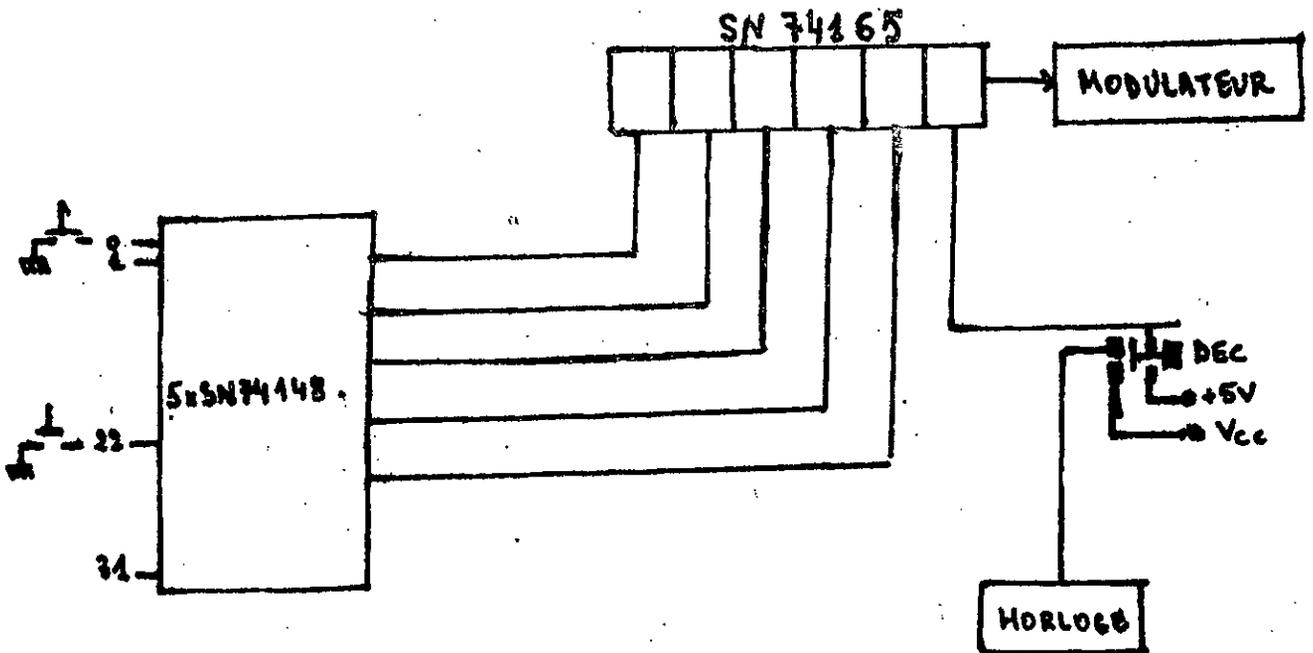
Schéma D



### Schéma C



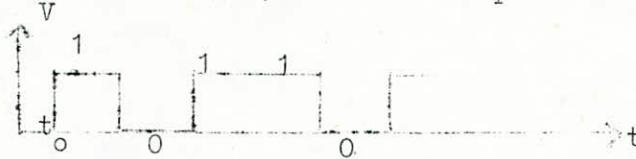
### Schéma D



# LES PROCÉDES DE MODULATION

## a/ CODES

Nous avons codé nos nombres binaires de commande suivant le code NRZ (non retour à zéro) qui nécessite une technologie simple. En logique positive, un "1" est représenté par un niveau haut de tension (5v) et un "0" par un niveau bas (0v)



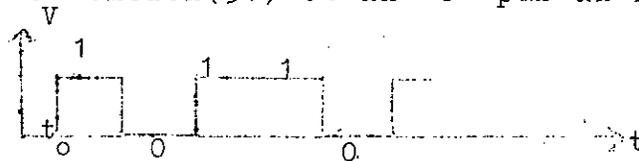
Cependant, il existe un grand nombre de codes possibles; le tableau suivant réunit les plus utilisés:

	1	0	1	1	0	1	0	
NRZ-L								"1" : un niveau "0" : un niveau différent
NRZ-M								"1" : changement de niveau "0" : maintien du niveau précédent
NRZ-S								"1" : maintien du niveau précédent "0" : changement de niveau
RZ								"1" : impulsion de durée égale à 1/2 digit "0" : absence d'impulsion
BIØ-L								"1" : représenté par 10 en NRZ "0" : représenté par 01 en NRZ
BIØ-M								Une 1 <sup>ère</sup> transition au début de chaque digit. "1" : une 2 <sup>ème</sup> transition au milieu du digit "0" : pas de 2 <sup>ème</sup> transition
BIØ-S								Une 1 <sup>ère</sup> transition au début de chaque digit. "1" : pas de 2 <sup>ème</sup> transition "0" : une 2 <sup>ème</sup> transition au milieu du digit.

# LES PROCÉDES DE MODULATION

## a/ CODES

Nous avons codé nos nombres binaires de commande suivant le code NRZ (non retour à zero) qui necessite une technologie simple. En logique positive, un "1" est représenté par un niveau haut de tension (5v) et un "0" par un niveau bas (0V)



Cependant, il existe un grand nombre de codes possibles; le tableau suivant reunit les plus utilisés:

	1	0	1	1	0	1	0	
NRZ-L								"1" : un niveau "0" : un niveau different
NRZ-M								"1" : changement de niveau "0" : maintien du niveau precedent
NRZ-S								"1" : maintien du niveau precedent "0" : changement de niveau
RZ								"1" : impulsion de durée égale à 1/2 digit "0" : absence d'impulsion
BI0-L								"1" : représenté par 10 en NRZ "0" : représenté par 01 en NRZ
BI0-M								Une 1 <sup>ere</sup> transition au debut de chaque digit. "1" : une 2 <sup>eme</sup> transition au milieu du digit "0" : pas de 2 <sup>eme</sup> transition
BI0-S								Une 1 <sup>ere</sup> transition au debut de de chaque digit. "1" : pas de 2 <sup>eme</sup> transition "0" : une 2 <sup>eme</sup> transition au milieu du digit.

b/ Les signaux ainsi, codés seront modulés par au moins une porteuse HF. Le choix de cette HF dépendra du milieu de propagation de la puissance disponible et de la distance émetteur-recepteur. La puissance transportée par le champ électromagnétique d'une onde HF dépend de la fréquence et de la distance suivant la loi:

$$P_r = A \frac{f^2}{d^2}$$

Nous devons donc calculer, connaissant la distance maximale entre nos deux sites et la ou les fréquences utilisées, la puissance nécessaire à l'émetteur pour que le message soit reçu avec un maximum de chances de détection correcte. Compte tenu aussi essentiellement de:

- Gain et rendement des deux antennes (émission et réception)
- Bruits de différents étages
- Affaiblissement du milieu de propagation (réfraction, fading)

La porteuse HF sera modulée par le signal BF à transmettre nous résumons dans un tableau les différents types de modulation possibles. Suivant les cas d'utilisation, chaque type présente des avantages et des inconvénients

MODULATION D'AMPLITUDE	Systeme simple, peu couteux, à usage facile si le circuit n'apporte pas beaucoup de bruit et si ses caracteristiques d'attenuation sont constantes
SAUT D'AMPLITUDE	L'information à transmettre peut etre constituée par des impulsions non rectangulaires
MODULATION DE PHASE	La frequence porteuse et celle de manipulation sont les memes, ce qui prrmet de transmettre un cycle de données pour un cycle de la frequence porteuse
SAUT DE PHASE	Grande vitesse de transmission mais son utiltsation necessite la connaissance à la reception de la phase initiale emise
MODULATION DE FREQUENCE	Insensible aux variations d'amplitude et ai bruit on lui prefere le saut de frequence beaucoup plus insensible au bruit
SAUT DE FREQUENCE	Capable de travailler dans les plus mauvaises conditions de rapport signal sur bruit

b/ Les signaux ainsi, codés seront modulés par au moins une porteuse HF. Le choix de cette HF dépendra du milieu de propagation de la puissance disponible et de la distance émetteur-recepteur. La puissance transportée par le champ électromagnétique d'une onde HF dépend de la fréquence et de la distance suivant la loi:

$$P_r = A \frac{f^2}{d^2}$$

Nous devons donc calculer, connaissant la distance maximale entre nos deux sites et la ou les fréquences utilisées, la puissance nécessaire à l'émetteur pour que le message soit reçu avec un maximum de chances de détection correcte. Compte tenu aussi essentiellement de:

- Gain et rendement des deux antennes (émission et réception)
- Bruits de différents étages
- Affaiblissement du milieu de propagation (réfraction, fading)

La porteuse HF sera modulée par le signal BF à transmettre nous résumons dans un tableau les différents types de modulation possibles. Suivant les cas d'utilisation, chaque type présente des avantages et des inconvénients

MODULATION D'AMPLITUDE	Système simple, peu coûteux, à usage facile si le circuit n'apporte pas beaucoup de bruit et si ses caractéristiques d'atténuation sont constantes
SAUT D'AMPLITUDE	L'information à transmettre peut être constituée par des impulsions non rectangulaires
MODULATION DE PHASE	La fréquence porteuse et celle de manipulation sont les mêmes, ce qui permet de transmettre un cycle de données pour un cycle de la fréquence porteuse
SAUT DE PHASE	Grande vitesse de transmission mais son utilisation nécessite la connaissance à la réception de la phase initiale émise
MODULATION DE FREQUENCE	Insensible aux variations d'amplitude et au bruit on lui préfère le saut de fréquence beaucoup plus insensible au bruit
SAUT DE FREQUENCE	Capable de travailler dans les plus mauvaises conditions de rapport signal sur bruit

Nous utiliserons la modulation d'amplitude; soit donc la porteuse HF :  $F(t) = A \cos(2\pi Ft)$  avec  $F = 27,12$  Mhz

Si le signal modulant est sinusoidal;  $f(t) = a \cos(2\pi ft)$

On negligera les phases à l'origine, d'où le signal résultant  $S(t) = A (1 + m \cos(2\pi ft)) \cos(2\pi Ft)$   $m = \frac{a}{A}$  : Taux de modulation  
 Pour  $m = 100\%$   $S(t) = A (1 + \cos(2\pi ft)) \cos(2\pi Ft)$

d'où  $S(t) = A \cos(2\pi Ft) + \frac{A}{2} \cos 2\pi(F-f)t + \frac{A}{2} \cos(2\pi(F+f)t)$

On a donc 3 raies aux fréquences  $F, F-f, F+f$  avec les amplitudes respectives  $A, A/2, A/2$ .

Il existe 3 techniques d'émission en AM

- Modulation d'amplitude à porteuse conservée
- Modulation d'amplitude à porteuse supprimée qui nécessite la régénération de la porteuse à la démodulation
- La BLU (bande latérale unique)

Soit maintenant un signal modulant non sinusoidal, on décompose en série de FOURIER :

$$f(t) = a_0/2 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(2\pi n f t) + b_n \sin(2\pi n f t))$$

On considère que  $a_n$  et  $b_n$  sont négligeables au-delà du cinquième harmonique.

Notre signal binaire a pour fréquence maximum  $f_0 = 10$  KHz donc quelque soit le code envoyé, la fréquence maximale à transmettre en comptant seulement 5 harmoniques sera

$5f_0 = 50$  KHz ; le signal modulé aura donc des raies comprises dans la bande de :  $F - 5f_0$  ———  $F + 5f_0$

Une étude plus détaillée montre que dans cette bande, il y a 60 possibilités de fréquences différentes.

Elles sont données par :  $27,12$  Mhz  $\pm \alpha 10/n$  KHz avec  $\alpha = 1, \dots, 5$   
 $n = 1, \dots, 6$

Nous mettrons donc en sortie du modulateur un filtre passe-bande de 100 KHz autour de 27,12 Mhz.



La fréquence porteuse 27,12 Mhz qui doit être aussi stable que possible est fournie par un oscillateur à quartz dont la dérive est très faible en fonction de la température.

Nous utiliserons la modulation d'amplitude; soit donc la porteuse HF :  $F(t) = A \cos(2\pi Ft)$  avec  $F = 27,12$  Mhz

Si le signal modulant est sinusoidal;  $f(t) = a \cos(2\pi ft)$ .

On negligera les phases à l'origine, d'où le signal résultant  $S(t) = A (1 + m \cos(2\pi ft)) \cos(2\pi Ft)$   $m = \frac{a}{A}$  : Taux de modulation  
 Four  $m = 100\%$   $S(t) = A (1 + \cos(2\pi ft)) \cos(2\pi Ft)$

d'où  $S(t) = A \cos(2\pi Ft) + A/2 \cos 2\pi(F-f)t + A/2 \cos(2\pi(F+f)t)$

On a donc 3raies aux frequences  $F, F-f, F+f$  avec les amplitudes respectives  $A, A/2, A/2$ .

Il existe 3 techniques d'emission en AM

- Modulation d'amplitude à porteuse conservée
- Modulation d'amplitude à porteuse supprimée qui necessite la regeneration de la porteuse à la demodulation
- La BLU (bande laterale unique)

Soit maintenant un signal modulant non sinusoidal, on decompose en series de FOURIER :

$$f(t) = a_0/2 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(2\pi nft) + b_n \sin(2\pi nft))$$

On considere que  $a_n$  et  $b_n$  sont negligeeables 'au-delà du cinquieme harmonique.

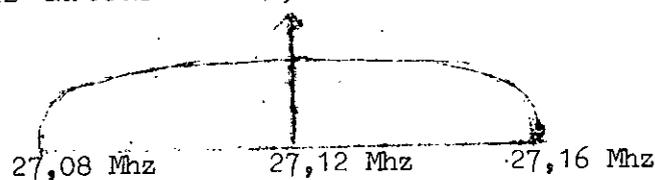
Notre signal binaire a pour frequence maximum  $f_0 = 10$  KHz donc quelque soit le code envoyé, la frequence maximale à transmettre en comptant seulement 5 harmoniques sera

$5f_0 = 50$  KHz ; le signal modulé aura donc des raies comprises dans la bande de :  $F - 5f_0$  ———  $F + 5f_0$

Une etude plus detaillée montre que dans cette bande, il y a 60 possibilités de frequences differentes.

Elles sont données par:  $27,12$  Mhz  $\pm \alpha 10/n$  KHz avec  $\alpha = 1, \dots, 5$   
 $n = 1, \dots, 6$

Nous mettrons donc en sortie du modulateur un filtre passe-bande de 100 KHz autour de 27,12 Mhz .



La frequence porteuse 27,12 Mhz qui doit etre aussi stable que possible est fournie par un oscillateur à quartz dont la derive est tres faible en fonction de la temperature .

## L'AMPLIFICATION HF

En modulation d'amplitude, deux types de réalisations sont en général utilisés : Dans la première, la fréquence du pilote est multipliée par 2 ou 3 dans chaque étage de la chaîne d'amplification, cette multiplication est réalisée à partir d'éléments non linéaires ( varicap, diodes à avalanches, etc ) et de circuits accordés à grand Q.

### Avantages :

Les circuits n'étant pas accordés sur la même fréquence, les réactions entre étages ont peu d'importance.

Utilisation en VHF-UHF et hyperfréquences.

### Inconvénients :

Difficultés d'obtention en HF ( 75 Mhz ) de coefficients de surtension suffisants.

Dans la seconde, la fréquence est la même pour tous les étages de la chaîne d'amplification; c'est ce principe qui a été retenu dans notre cas.

### Avantages :

Simplicité de réalisation (circuits LC à faible Q )

### Inconvénients :

Reaction entrée-sortie possible entre chaque étage, l'étage final et le pilote; donc nécessité d'une étude très soignée de l'implantation. La fréquence HF que nous utilisons est de 27,12 Mhz; elle est relativement basse et son amplification est possible à l'aide de transistors. En réalisation pratique, nous proposons un exemple d'amplificateur de 10W à l'aide de 2 transistors 2N2905 et 2N2219.

## L'ANTENNE D'EMISSION

Une brève étude des antennes est insérée en annexe; pour notre réalisation, le récepteur étant supposé fixe par rapport à l'émetteur; nous avons intérêt à utiliser une antenne très directionnelle ( par exemple parabolique ) présentant un bon gain, un bon rendement et une grande sensibilité.

## L'AMPLIFICATION HF

En modulation d'amplitude, deux types de réalisations sont en général utilisés : Dans la première, la fréquence du pilote est multipliée par 2 ou 3 dans chaque étage de la chaîne d'amplification, cette multiplication est réalisée à partir d'éléments non linéaires ( varicap, diodes à avalanches, etc ) et de circuits accordés à grand Q.

### Avantages :

Les circuits n'étant pas accordés sur la même fréquence, les réactions entre étages ont peu d'importance.

Utilisation en VHF-UHF et hyperfréquences.

### Inconvénients :

Difficultés d'obtention en HF ( 75 Mhz ) de coefficients de surtension suffisants.

Dans la seconde, la fréquence est la même pour tous les étages de la chaîne d'amplification; c'est ce principe qui a été retenu dans notre cas.

### Avantages :

Simplicité de réalisation (circuits IC à faible Q )

### Inconvénients :

Reaction entrée-sortie possible entre chaque étage, l'étage final et le pilote; donc nécessité d'une étude très soignée de l'implantation. La fréquence HF que nous utilisons est de 27,12 Mhz; elle est relativement basse et son amplification est possible à l'aide de transistors. En réalisation pratique, nous proposons un exemple d'amplificateur de 10W à l'aide de 2 transistors 2N2905 et 2N2219.

## L'ANTENNE D'EMISSION

Une brève étude des antennes est insérée en annexe; pour notre réalisation, le récepteur étant supposé fixe par rapport à l'émetteur; nous avons intérêt à utiliser une antenne très directionnelle ( par exemple parabolique ) présentant un bon gain, un bon rendement et une grande sensibilité.

## Realisation Pratique:

1) La partie numérique de notre télécommande FIG 1A assure la génération des codes à 5 bits et leur transfert série vers le modulateur, précédés d'un 6<sup>ème</sup> bit (+1) servant de présignal.

La table de vérité du codeur prioritaire SN 74148 montre que le code généré à ses sorties est celui correspondant à l'entrée qui est au niveau bas (0V), toutes les autres étant au niveau haut. Donc, les 22 touches de commande doivent, en position repos porter les entrées correspondantes au niveau haut ("1") et en position enfoncée au niveau bas (0)

Fig 213.

Les 10 autres entrées inutilisées du bloc codeur sont câblées au niveau haut.

Le fonctionnement se fait en deux étapes:

a) une pression sur une touche de commande ⇒ génération du code et son transfert vers les 5 premières entrées du registre à décalage à entrées parallèles et sortie série

SN 74165

b) une pression sur la touche DSC déclenche l'horloge 10KHz qui assure le décalage série vers le modulateur.

## Realisation Pratique:

1) La partie numérique de notre télécommande FIG 14 assure la génération des codes à 5 bits et leur transfert série vers le modulateur, précédés d'un 6<sup>ème</sup> bit (+1) servant de présignal.

La table de vérité du codeur prioritaire SN 74148 montre que le code généré à ses sorties est celui correspondant à l'entrée qui est au niveau bas (0V), toutes les autres étant au niveau haut. Donc, les 28 touches de commande doivent, en position repos porter les entrées correspondantes au niveau haut ("1") et en position enfoncée au niveau bas ("0")

FIG 111.

Les 10 autres entrées inutilisées du bloc codeur sont câblées au niveau haut.

Le fonctionnement se fait en deux étapes:

a) une pression sur une touche de commande ⇒ génération du code et son transfert vers les 5 premières entrées du registre à décalage à entrées parallèles et sortie série

SN 74165

b) une pression sur la touche DEC déclenche l'horloge 10kHz qui assure le décalage série vers le modulateur.

Le SN 76105 est un registre à 8 bits. La touche  
DEC au repos porte à "1" le 6<sup>ème</sup> bit et à "0" le 7<sup>ème</sup>  
et le 8<sup>ème</sup> bit (grâce à deux inverseurs)

Le niveau bas pour ces deux entrées qui lors du décalage  
se présentent les premières au modulateur, est imposé pour  
deux raisons : a) éviter l'émission de la portuse HF au  
repos

b) un niveau haut d'une de ces entrées  
peut coincider comme présignal, ce qui faussera le décodage  
à la réception.

Remarque: La tension nominale représentant le niveau haut (H)  
est de 3,8V

Le courant d'entrée  $I_{IH}$  pour les codeurs et le registre est  
de l'ordre de 2mA. On génère donc le niveau "1"  
à partir de  $V_c$  (5volts) grâce à une résistance de  
valeur telle que :  $(V_c - 3,8V) = R I_{IH}$  soit :

$$R = \frac{5 - 3,8}{10^{-3}} = 1,2k\Omega.$$

Etude technique:

1- Le bloc codeur: Fig R13

Il se compose de 5 circuits intégrés SN74148  
Les 4 premiers permettent les 32 entrées. On remarque  
que la priorité se transmet de  $N_3$  à  $N_4$

Le SN 76165 est un registre à 8 bits. La touche  
DCC au repos porte à "1" le 6<sup>ème</sup> bit et à "0" le 7<sup>ème</sup>  
et le 8<sup>ème</sup> bit (grâce à deux inverseurs)

Ce niveau bas pour ces deux entrées qui lors du décalage  
se présentent les premières au modulateur, est imposé pour  
deux raisons : a) éviter l'émission de la portuse HF au  
repos

b) un niveau haut d'une de ces entrées  
para considéré comme presignal, ce qui faussera le décodage  
à la réception.

Remarque: La tension nominale représentant le niveau haut (1)  
est de 3,8V

Le courant d'entrée  $I_{IH}$  pour les codeurs et le registre est  
de l'ordre de 2mA. On génère donc le niveau "1"  
à partir de  $V_C$  (5volts) grâce à une résistance de  
valeur telle que :  $(V_C - 3,8V) = R I_{IH}$  soit :

$$R = \frac{5 - 3,8}{10^{-3}} = 1,2k\Omega.$$

### Etude technique: ✓

#### 1- Le bloc codeur: FIG R13

Il se compose de de 5 circuits intégrés SN74148  
Les 4 premiers permettent les 32 entrées. On remarque  
que la priorité se transmet de  $N_3$  à  $N_4$

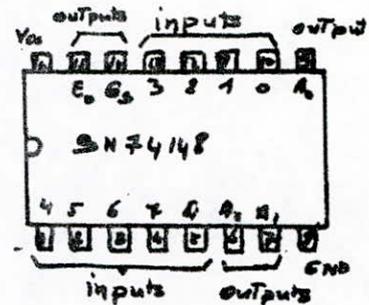
en portant une entrée au niveau bas, elle rend son codeur Prioritaire (voir table de vérité du 74148)  $E_0 = 1 \Rightarrow E_i$  des suivants  $E_i = 1 \Rightarrow O_i$  inactif et quelle que soient les entrées, toutes les sorties sont à l'état "1".

Les sorties  $A_0, A_1, A_2$  se retrouvent après les NAND et les inverseurs ont  $B'_0, B'_1, B'_2$ . On remarque que lorsque le  $E_i$  est actif, sa sortie  $B_i$  est à l'état bas donc en sortie de NS on a 11 pour tous les entrées de  $N_1$ ; 10 pour celle de  $N_2$ , et pour  $N_3$  et 00 pour  $N_4$  (Sortie  $B'_3$  et  $B'_4$ )

### Le codeur prioritaire SN 74148

Valeurs d'entrée :  $V_{IH\max} = 98V$   
 $V_{IL\min} = 2V$

Valeurs de sortie :  $V_{OL} \approx 0,2V$   
 $V_{OH} = 3,2V$



Ce circuit est actif pour  $E_i = 0$

et quand les 8 entrées sont au niveau haut;

$E_0$  est au niveau bas ce qui permet le transfert de priorité lors d'un montage en cascade de plusieurs SN 74148.

### Table de vérité:

On remarque que les sorties sont inversées c'est à dire que 7 correspond à 000 et 0 à 111.

inputs								outputs						
E7	E6	E5	E4	E3	E2	E1	E0	A2	A1	A0	B3	B2	B1	B0
1	X	X	X	X	X	X	X	1	1	1	1	1	1	1
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	X	X	X	X	X	X	0	0	0	0	0	0	0	0
0	X	X	X	X	X	0	1	0	1	0	1	0	1	0
0	X	X	X	0	1	1	1	0	1	1	0	1	0	1
0	X	X	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1
0	X	0	1	1	1	1	1	1	0	1	0	0	1	1
0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1

on retrouve le binaire pur en inversant les sorties mais cela ne pose pas de problèmes car il suffit d'établir les correspondances à la réception. A-3

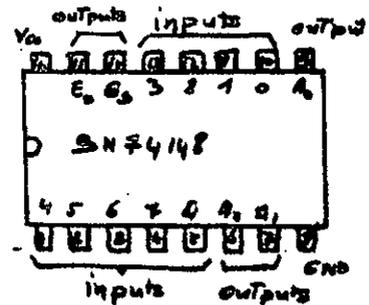
en portant une entrée au niveau bas, elle rend son codeur Prioritaire (voir table de vérité du 74148)  $E_0 = 1 \Rightarrow E_i$  des suivants  $E_i = 1 \Rightarrow E_i$  inactif et quelle que soient les entrées, toutes les sorties sont à l'état "1".

Les sorties  $A_0, A_1, A_2$  se retrouvent après les NAND et les inverseurs ont  $B'_0, B'_1, B'_2$ . On remarque que lorsque le  $E_i$  est actif, sa sortie  $B_3$  est à l'état bas donc en sortie de NS on a 11 pour toute les entrées de  $N_1$ ; 10 pour celles de  $N_2$ , et pour  $N_3$  et 00 pour  $N_4$  (Sortie  $B'_3$  et  $B'_4$ )

Le codeur prioritaire SN 74148

Valeurs d'entrée :  $V_{ILmax} = 0,8V$   
 $V_{IHmin} = 2V$

Valeurs de sortie :  $V_{OL} = 0,2V$   
 $V_{OH} = 3,2V$



Ce circuit est actif pour  $E_i = 0$

et quand les 8 entrées sont au niveau haut;

$E_0$  est au niveau bas ce qui permet le transfert de priorité lors d'un montage en cascade de plusieurs SN 74148.

Table de vérité:

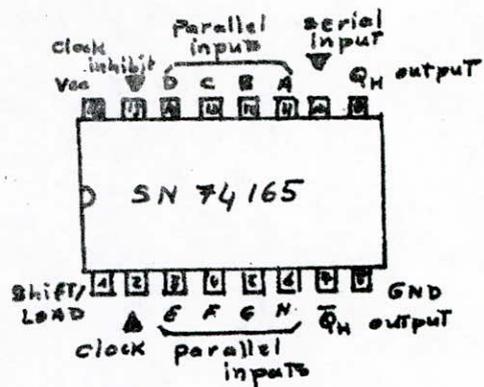
On remarque que les sorties sont inversées c'est à dire que 7 correspond à 000 et 0 à 111.

Ei	inputs							output								
	0	1	2	3	4	5	6	7	A0	A1	A2	A3	A4	A5	A6	A7
1	X	X	X	X	X	X	X	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	X	X	X	X	X	X	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	X	X	X	X	X	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	X	X	X	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
0	X	X	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
0	X	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1

on retrouve le binaire pur en inversant les sorties mais cela ne pose pas de problèmes car il suffit d'établir les correspondances à la réception. A-3

## 2 - Le registre à décalage SN 74165

Nombre de bits: 8  
 Entrée: série ou parallèle  
 Sortie: série  
 $F_{MAX}$ : 26 MHz  
 $P$ : 210 mW



Temps de transit max: 40 ns

Actif pour Shift/LOAD = 1 et

clock-inhibit = 0; serial input = 0

Le transfert s'effectue sur le front montant des impulsions de l'horloge

## 3 - L'horloge 10 KHZ: FIG R12

C'est un multi-vibrateur instable composé de deux transistors BC102 et de deux couples  $(R_1, C_1)$  et  $(R_2, C_2)$

Dès la mise sous tension, les deux transistors sont à l'état saturé car  $V_{BE1} > E_0$  et  $V_{BE2} > E_0$

$E_0$  est la tension de seuil d'une jonction N-P au silicium polarisée en direct soit  $E_0 \approx 0,6$  VOLTS.

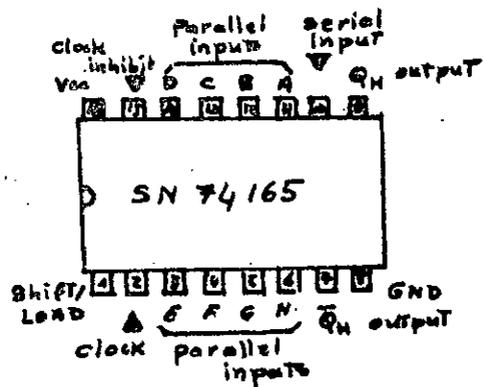
$$V_{BE1} = V_{CC} - \left[ R_i + \frac{(R_2 + R_D) Q}{(R_2 + R_D) C + Q} \right]$$

$$V_{BE2} = V_{CC} - \left[ R_i + \frac{(R_1 + R_D) Q}{(R_1 + R_D) C + Q} \right]$$

$C_1$  et  $C_2$  se chargent et ces tensions diminuent. On veut que les impulsions en Q débutent par l'état haut donc  $T_1$  doit se bloquer le premier; c'est à

## 2 - Le registre à décalage SN 74165

Nombre de bits: 8  
 Entrée: série ou parallèle  
 Sortie: série  
 $F_{MAX}$ : 26 MHz  
 $P$ : 210 mW



Temps de transit max: 40 ns

Actif pour Shift/LOAD = 1 et

clock-inhibit = 0 ; serial input = 0

Le transfert s'effectue sur le front montant des impulsions de l'horloge

## 3 - L'horloge 10 MHz: FIG R12

C'est un multi-vibrateur instable composé de deux transistors BC102 et de deux couples  $(R_1, C_1)$  et  $(R_2, C_2)$

À la mise sous tension, les deux transistors sont à l'état saturé car  $V_{BE1} > E_0$  et  $V_{BE2} > E_0$

$E_0$  est la tension de seuil d'une jonction N-P au silicium polarisée en direct soit  $E_0 \approx 0,6$  VOLTS.

$$V_{BE1} = V_{CC} - \left[ R_i + \frac{(R_1 + R_D) Q}{(R_2 + R_D) C + Q} \right]$$

$$V_{BE2} = V_{CC} - \left[ R_i + \frac{(R_1 + R_D) Q}{(R_2 + R_D) C + Q} \right]$$

$C_1$  et  $C_2$  se chargent et ces tensions diminuent. On veut que les impulsions en Q débutent par l'état haut donc  $T_1$  doit se bloquer le premier; c'est à

dire que  $V_{BE2}$  doit diminuer vers  $E_0$  plus vite que  $V_{BE1}$ .  
 En supposant les transistors identiques de même que les diodes, on doit choisir  $R_2 C_2 < R_1 C_1$ . Quand  $T_1$  est bloqué et  $T_2$  saturé,  $C_2$  se charge entre 0,6V et 5V et  $C_2$  se décharge à travers  $R_2$  et  $D_2$ . puis quand  $C_2$  est déchargé tel que  $V_{BE2} < 0,6V$   $T_2$  se bloque alors que  $V_{BE2}$  devient supérieur à 0,6V ( $C_2$  se charge) et Sature  $T_2$  on a ainsi en  $Q$  un signal ayant la forme ci-dessous:



$T_1$  est donné par:  $V_{CC} = V_0 e^{T_1/R_2 C_2}$  -  $V_{CC} = 5V$  -  $V_0 = 0,6V$   
 - on néglige  $R_D$  devant  $R_2$

soit:  $T_1 = R_2 C_2 \ln \frac{V_{CC}}{V_0} = R_2 C_2 \ln \frac{5}{0,6} = R_2 C_2 \cdot 2,12$

De même  $T_2 = R_1 C_1 \cdot 2,12$ .

inversement, si on connaît  $T_1$  et  $T_2$ , les couples (R-C) sont

donnés par:  $R_1 C_1 = T_2 / 2,12 \approx 0,47 T_2$

$R_2 C_2 = 0,47 T_1$

Pour une fréquence de 10KHz,  $T_1 + T_2 = T = \frac{1}{F} = 100 \mu s$

en Prenant un montage symétrique  $T_1 = T_2 = 50 \mu s$ :

$R_1 C_1 = R_2 C_2 = 0,47 \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 23,5 \cdot 10^{-6}$

on prend le couple  $R_1 = R_2 = 270 \Omega$

$C_1 = C_2 = 87 nF$

dire que  $V_{BE2}$  doit diminuer vers  $E_0$  plus vite que  $V_{BE1}$ .  
 En supposant les transistors identiques de même que les diodes, on doit choisir  $R_2 C_2 < R_1 C_1$ . Quand  $T_1$  est bloqué et  $T_2$  saturé,  $C_2$  se charge entre 0,6V et 5V et  $C_2$  se décharge à travers  $R_2$  et  $D_2$ . puis quand  $C_2$  est déchargé tel que  $V_{BE2} < 0,6V$   $T_2$  se bloque alors que  $V_{BE2}$  devient supérieur à 0,6V ( $C_2$  se charge) et Sature  $T_2$  on a ainsi en  $Q$  un signal ayant la forme ci-dessous:



$T_1$  est donné par:  $V_{CC} = V_0 e^{T_1/R_1 C_1}$  -  $V_{CC} = 5V$  -  $V_0 = 0,6V$   
 - on néglige  $R_D$  devant  $R_1$

soit:  $T_1 = R_1 C_1 \ln \frac{V_{CC}}{V_0} = R_1 C_1 \ln \frac{5}{0,6} = R_1 C_1 \cdot 2,12$

De même  $T_2 = R_2 C_2 \cdot 2,12$ .

inversement, si on connaît  $T_1$  et  $T_2$ , les couples (R-C) sont

donnés par:  $R_1 C_1 = T_1 / 2,12 \approx 0,47 T_1$

$R_2 C_2 = 0,47 T_2$

Pour une fréquence de 10KHz,  $T_1 + T_2 = T = \frac{1}{F} = 100 \mu s$

en Prenant un montage symétrique  $T_1 = T_2 = 50 \mu s$ :

$R_1 C_1 = R_2 C_2 = 0,47 \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 23,5 \cdot 10^{-6}$

on prend le couple  $R_1 = R_2 = 270 \Omega$

$C_1 = C_2 = 87 nF$

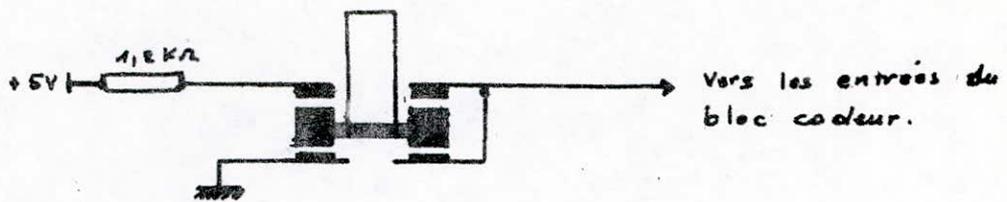


FIG R11

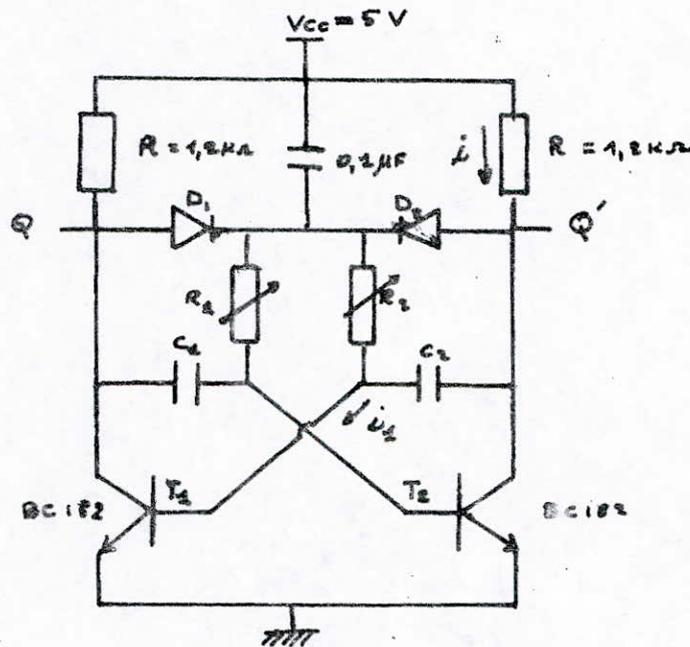


FIG R12

$R_1$  et  $R_2$  sont ajustables . pour réaliser  $R_1 C_1 > R_2 C_2$   
 légèrement ; comme  $C_1 = C_2$  , on ajuste  $R_1$  et  $R_2$  tel que  
 $R_1 = R_0 + E$  et  $R_2 = R_0 - E$  on garde ainsi  $T_1 + T_2 = 100 \mu s$   
 $R_0 = 270 \Omega$  mais  $T_2$  est légèrement supérieur à  $T_1$

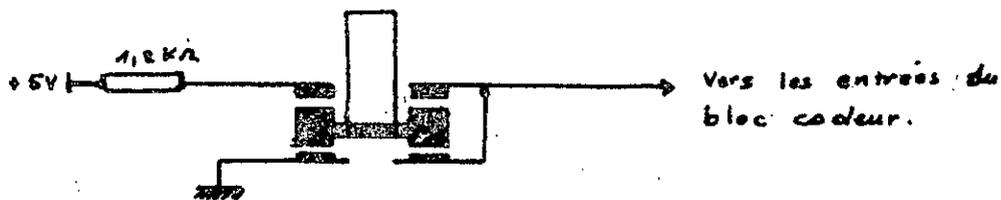


FIG R11

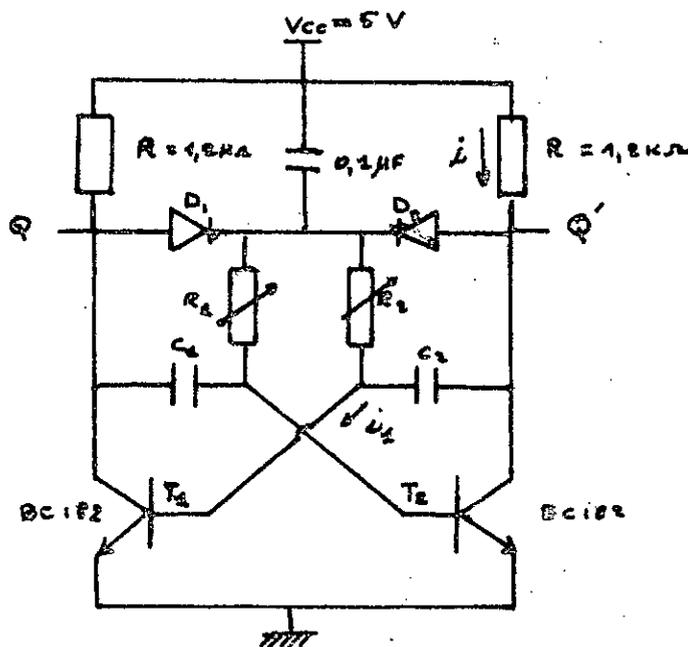


FIG R12

$R_1$  et  $R_2$  sont ajustables . pour réaliser  $R_1 C_1 > R_2 C_2$   
 légèrement ; comme  $C_1, C_2$  , on ajuste  $R_1$  et  $R_2$  tel que  
 $R_1 = R_0 + \epsilon$  et  $R_2 = R_0 - \epsilon$  on garde ainsi  $T_1 + T_2 = 100 \mu s$   
 $R_0 = 270 \Omega$  mais  $T_1$  est légèrement supérieur à  $T_2$

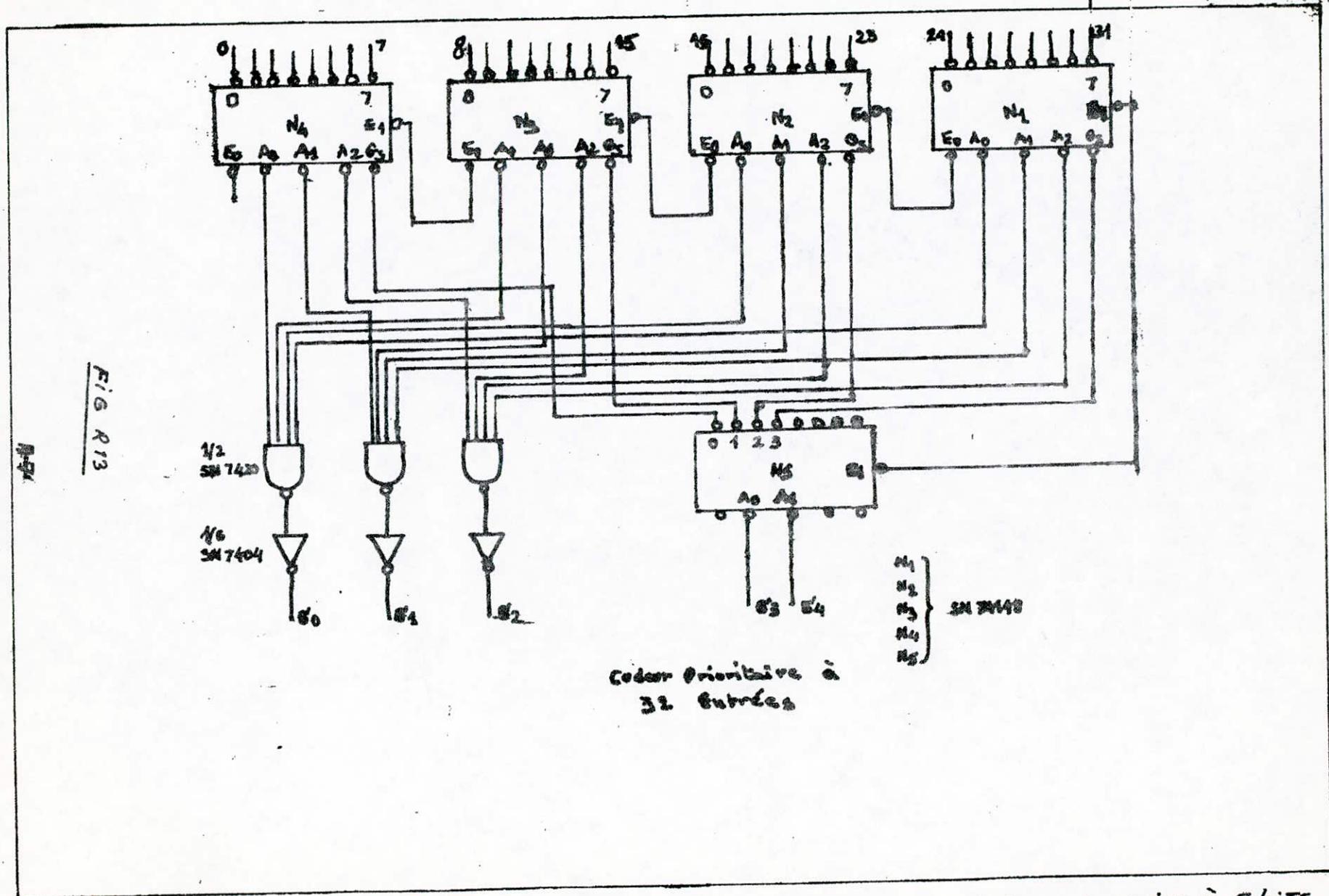


FIG R13

Codage Prioritaire à 32 Entrées

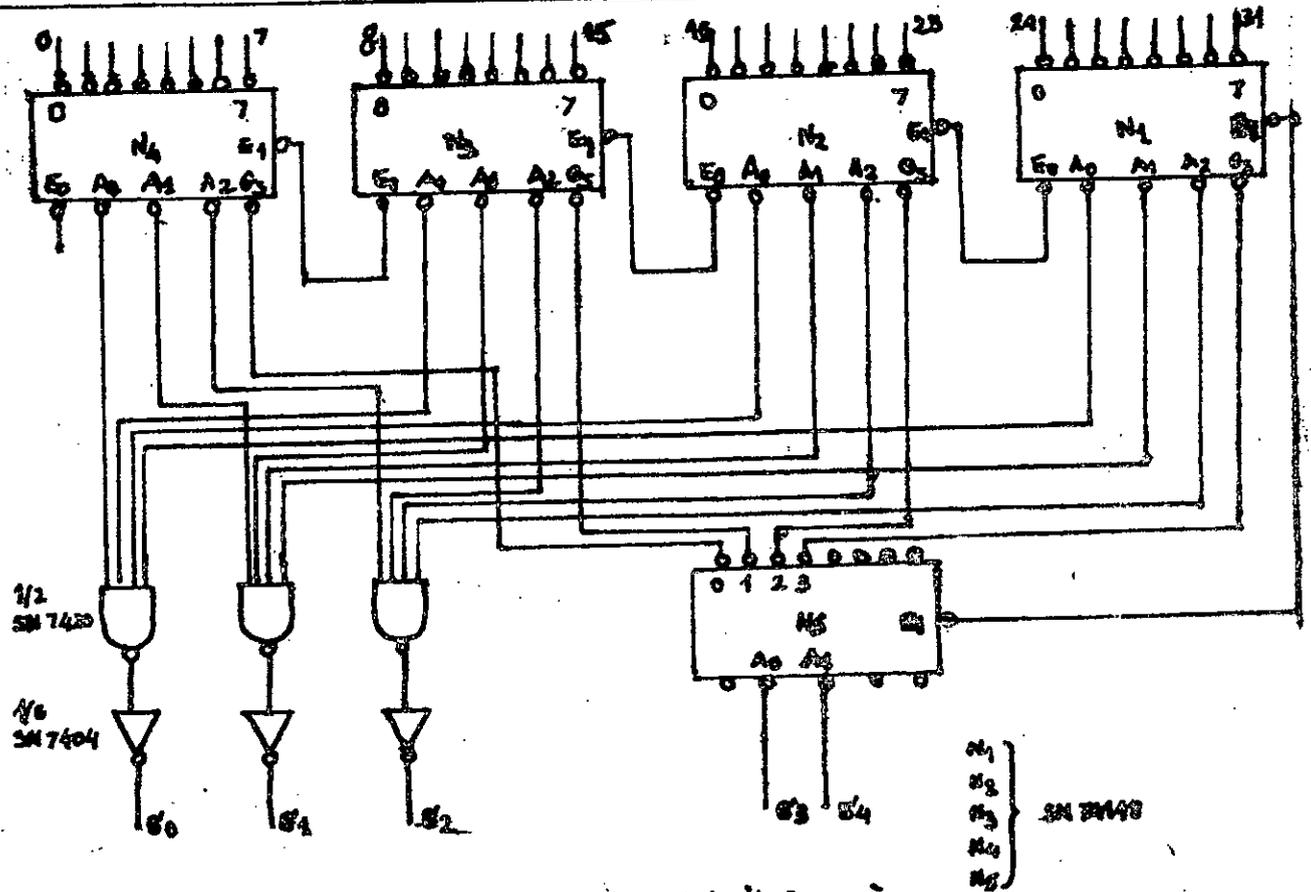
Bloc codeur de 32 Nombres décimaux en binaire à 5 bits

-15-

-15-

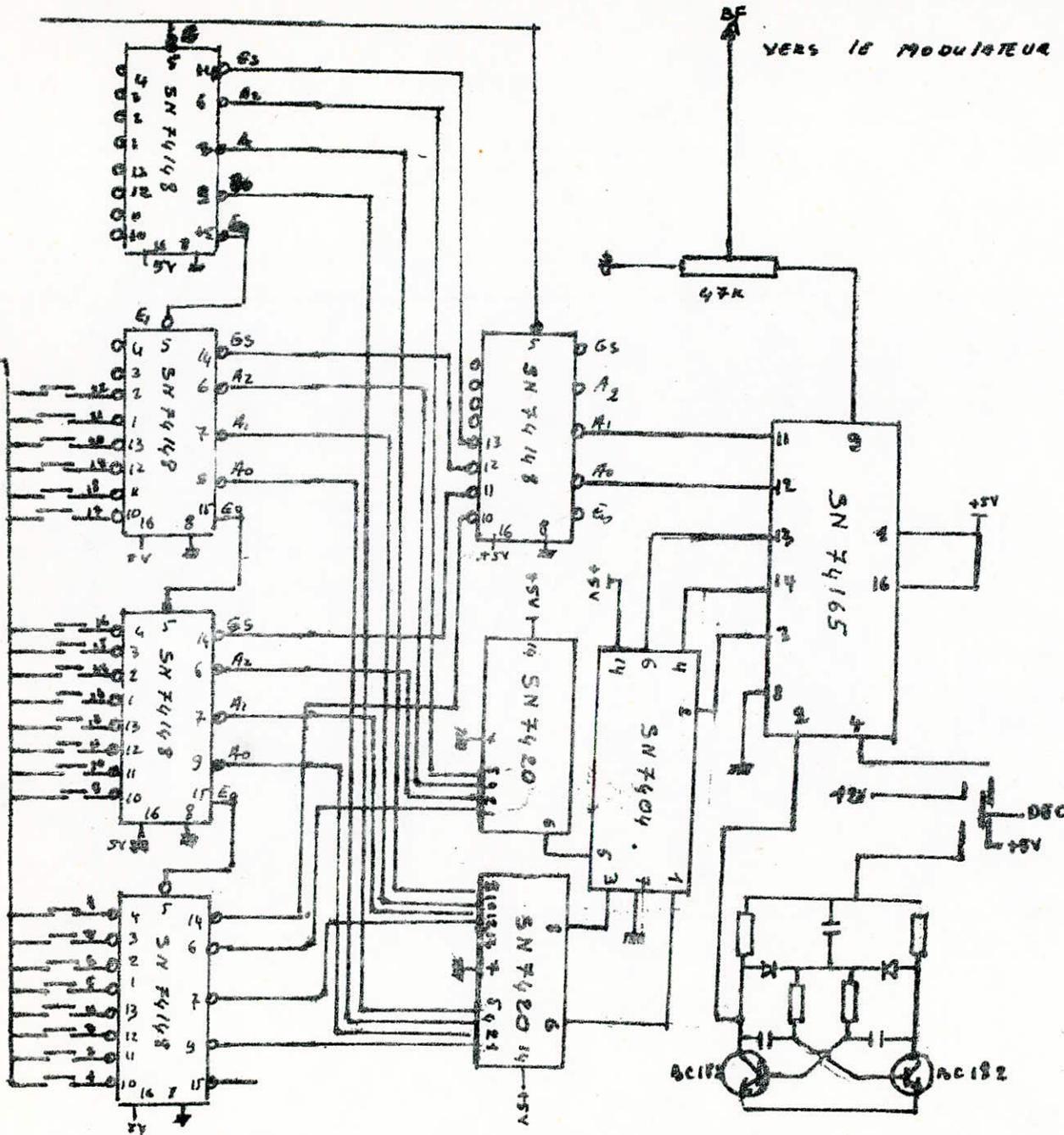
BRX

FIG R13

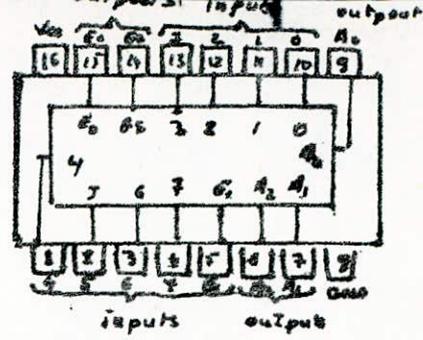


Codeur Prioritaire à 32 Entrées

Bloc codeur de 32 Nombres décimaux en binaire à 5 bits



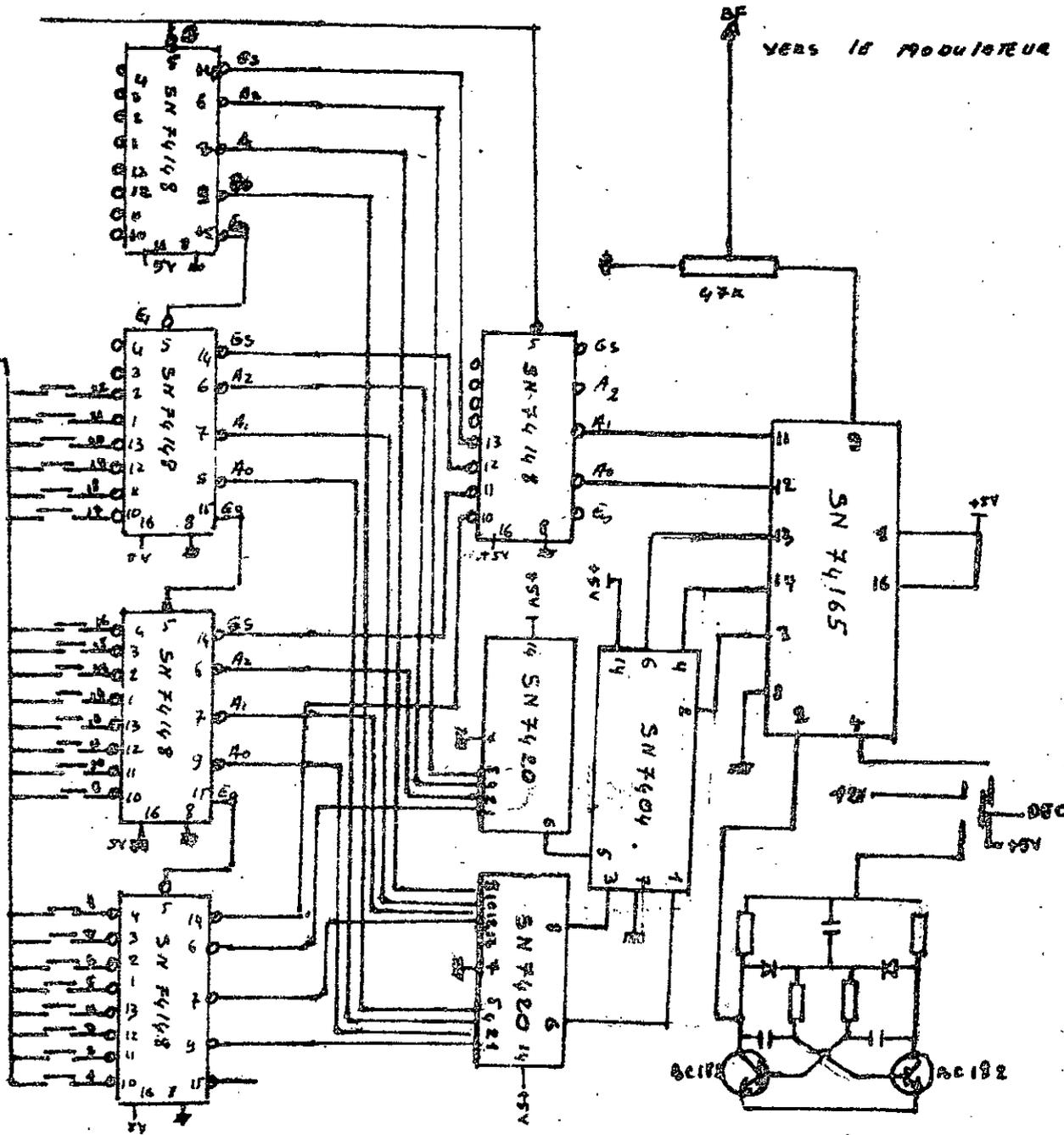
VERS LE MODULATEUR



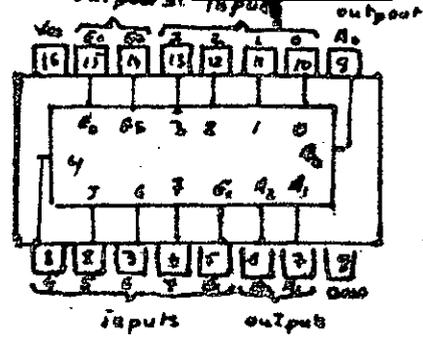
SN 74148

EMETTEUR DE TRICOMMANDE  
(PARTIE GENERATION DE CODES)

FIG R1



VERS LE MODULATEUR



SN 74148

EMETTEUR DE FM A COMMANDE  
(PARTIE GENERATION DE CODES)

FIG R1

II) La partie analogique de notre télécommande est une chaîne d'émission Fig 13 composée d'un oscillateur HF 27,12 MHz, d'un modulateur et d'un amplificateur HF de 10 Watts.

Cette chaîne fonctionne en modulation d'Amplitude (A.M)

Ses caractéristiques sont les suivantes :

- Niveau MAX d'entrée : 2V
- niveau min d'entrée : 50 mV
- Taux de modulation : 0 à 100%
- impédance d'entrée : 600  $\Omega$
- impédance de sortie : 50  $\Omega$
- Fréquence porteuse : 27,12 MHz
- puissance de sortie : 10 Watts efficaces

Alimentations: - Pour le modulateur : 20V stabilisée

par un filtre LM 783 et 2 transistors en darlington 2N1211 et 2N3055 - ajustable par  $P_6$  (4k $\Omega$ ).

- Pour l'oscillateur : 12 volts prise des 20V du modulateur. stabilisée par le filtre LM 7805. ajustable ( $P_6$  10k $\Omega$ )

- La basse impédance de sortie (50 $\Omega$ ) permet l'utilisation d'une antenne VHF. L'accès est assuré par un câble coaxial d'impédance caractéristique  $Z_c = 75 \Omega$ .

- impédance de l'antenne:  $Z_A = R_A + jX_A$ . à l'accès:  $X_A = 0$

Pour une bonne antenne:  $R_A \approx 200 \Omega$  donc, l'impédance à l'entrée du coaxial est  $R_A \parallel Z_c = \frac{200 \cdot 75}{200 + 75} = 56 \Omega$  (de l'ordre de 50 $\Omega$ )

II) La partie analogique de notre télécommande est une chaîne d'émission Fig 13 composée d'un oscillateur HF 27,12 MHz, d'un modulateur et d'un amplificateur HF de 10 Watts.

Cette chaîne fonctionne en modulation d'Amplitude (A.M)

Ses caractéristiques sont les suivantes :

- Niveau MAX d'entrée : 2V
- niveau min d'entrée : 50 mV
- TAUX de modulation : 0 à 100%
- impédance d'entrée : 600  $\Omega$
- impédance de sortie : 50  $\Omega$
- Fréquence porteuse : 27,12 MHz
- puissance de sortie : 10 Watts efficace

Alimentations: - Pour le modulateur : 80V stabilisée

par un filtre LK 323 et 2 transistors en darlington EN12H et EN 3055 - ajustable par  $P_6$  (4k $\Omega$ ).

- Pour l'oscillateur : 12 volts prise des 80V du modulateur. stabilisée par le filtre LK 7505. ajustable ( $P_6$  10k $\Omega$ )

- La basse impédance de sortie (50 $\Omega$ ) permet l'utilisation d'une antenne VHF. L'accord est assuré par un câble coaxial d'impédance caractéristique  $Z_c = 75\Omega$ .

- impédance de l'antenne:  $Z_A = R_A + jX_A$ . à l'accord:  $X_A = 0$

Pour une bonne antenne:  $R_A \approx 200 \Omega$  donc, l'impédance à l'entrée du coaxial est  $R_A \parallel Z_c = \frac{200 \cdot 75}{200 + 75} = 56 \Omega$  (de l'ordre de 50 $\Omega$ )

A-8

## Etude technique:

### 1- L'oscillateur HF Fig 2

Il doit fournir un signal de fréquence rigoureusement constante. On a donc placé le quartz de 27,12 MHz en réaction entre le collecteur et la base du transistor EN918 (montage Pierce). Le collecteur de ce transistor est chargé par un circuit accordé ( $C_{15} + C_{v2}, L_2$ ).  $L_2$  couplé magnétiquement à  $L_1$  prélève une fraction du signal - pour attaquer en basse impédance l'étage tampon à transistor EN2219 - afin de ne pas perturber l'oscillateur. La liaison avec l'ampli HF est réalisée par une seconde self  $L_2$  couplée magnétiquement au circuit accordé ( $L_2, C_{16} + C_{v2}$ ). L'étage tampon fonctionne en classe B et permet de fournir la puissance nécessaire au "Driver" de l'ampli HF sans surcharger l'oscillateur.

### 2- Le Modulateur Fig 4

Il comprend: un étage adaptateur d'impédance à l'entrée ( $T_3$ : EN2222) ; un atténuateur  $P_2$  (4,7 k $\Omega$ ) ; un ampli BF de moyenne puissance ( $T_4$ : EN2222) ; un circuit de commande ( $R_{10}, R_{11}, P_3$ ) modulant le courant d'alimentation des transistors  $T_5$  et  $T_6$  (EN290 et BDX 18). Il assure un taux de modulation variant de 0 à 100%.

## Etude technique:

### 1- L'oscillateur HF Fig 2

Il doit fournir un signal de fréquence rigoureusement constante. On a donc placé le quartz de 27,12 MHz en réaction entre le collecteur et la base du transistor EN918 (montage Pierce). Le collecteur de ce transistor est chargé par un circuit accordé ( $C_{15} + C_{14}, L_1$ ).

$L_1$  couplé magnétiquement à  $L_2$  prélève une fraction du signal - pour attaquer en basse impédance l'étage tampon à transistor EN2819 - afin de ne pas perturber l'oscillateur.

La liaison avec l'ampli HF est réalisée par une seconde self  $L_2$  couplée magnétiquement au circuit accordé ( $L_2, C_{16} + C_{14}$ ). L'étage tampon fonctionne en classe B et permet de fournir la puissance nécessaire au "Driver" de l'ampli HF sans surcharger l'oscillateur.

### 2- Le Modulateur Fig 4

Il comprend: un étage adaptateur d'impédance à l'entrée ( $T_3$ : EN2822) ; un atténuateur  $P_2$  (4,7 k $\Omega$ ) ; un ampli BF de moyenne puissance ( $T_4$ : EN2822) ; un circuit de commande ( $R_{10}, R_{11}, P_3$ ) modulant le courant d'alimentation des transistors  $T_5$  et  $T_6$  (EN290 et BDX 18). Il assure un taux de modulation variant de 0 à 100%.

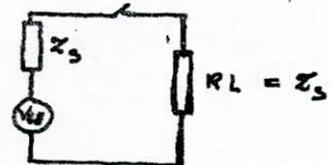
L'étage d'adaptation de ce modulateur permet une liaison directe entre l'étage numérique et la chaîne émettrice. cependant, vu que le niveau nominal de sortie du registre à décalage est de 3,8V pour les bits "1" et que le niveau maximal d'entrée de la chaîne est de 1V, nous disposerons d'un potentiomètre atténuateur de 470k $\Omega$  à l'entrée BF du modulateur.

### 3- L'amplificateur HF : FIG 3

Composé d'un étage Driver T<sub>9</sub> (2N2296) et d'un transistor HF de puissance : le 2N5071, il est alimenté par la sortie collecteur du BDX18 du modulateur. L'oscillateur 27,12MHz vient sur la base de T<sub>9</sub>.

Le V<sub>ce</sub> max du 2N5071 est 30V (tension d'alimentation) avec une charge adaptée soit 50 $\Omega$  la puissance max disponible à l'émetteur est donc  $P = \frac{V^2}{2R_L} = \frac{900}{100} = 9 \text{ Watts}$

Le chiffre 10 Watts a été donné car en réalité, l'impédance Z<sub>s</sub> n'est pas exactement 50 $\Omega$  mais se situe entre 40 et 50 $\Omega$  et la valeur prise pour les calculs est 45 $\Omega$  ce qui donne  $P = \frac{900}{2 \times 45} = 10 \text{ W}$ .



Cette puissance peut être doublée en utilisant en sortie un montage push-pull à deux 2N5071. La principale difficulté est d'obtenir une bonne symétrie d'amplification.

L'étage d'adaptation de ce modulateur permet une liaison directe entre l'étage numérique et la chaîne émettrice. cependant, vu que le niveau nominal de sortie du registre à décalage est de 3,8V pour les bits "1" et que le niveau maximal d'entrée de la chaîne est de 1V, nous disposons d'un potentiomètre atténuateur de 4,7kΩ à l'entrée BF du modulateur.

### 3- L'amplificateur HF : Fig 3

Composé d'un étage Driver T<sub>9</sub> (2N2936) et d'un transistor HF de puissance : le 2N5071, il est alimenté par la sortie collecteur du BDX18 du modulateur. L'oscillateur 27,12MHz vient sur la base de T<sub>9</sub>.

Le V<sub>ce</sub> max du 2N5071 est 30V (tension d'alimentation) avec une charge adaptée soit 50Ω la puissance max disponible à l'émetteur est donc  $P = \frac{V^2}{2R_L} = \frac{900}{100} = 9 \text{ Watts}$

Le chiffre 10 Watts a été donné car en réalité, l'impédance Z<sub>s</sub> n'est pas exactement 50Ω mais se situe

entre 40 et 50Ω et la valeur prise pour les calculs est 45Ω ce qui donne  $P = \frac{900}{2 \times 45} = 10 \text{ W}$ .



Cette puissance peut être doublée en utilisant en sortie un montage push-pull à deux 2N5071. La principale difficulté est d'obtenir une bonne symétrie d'amplification.

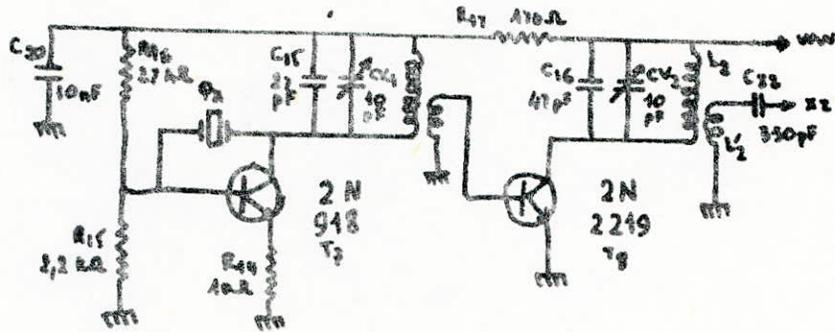


Fig 2 - Schéma de l'oscillateur

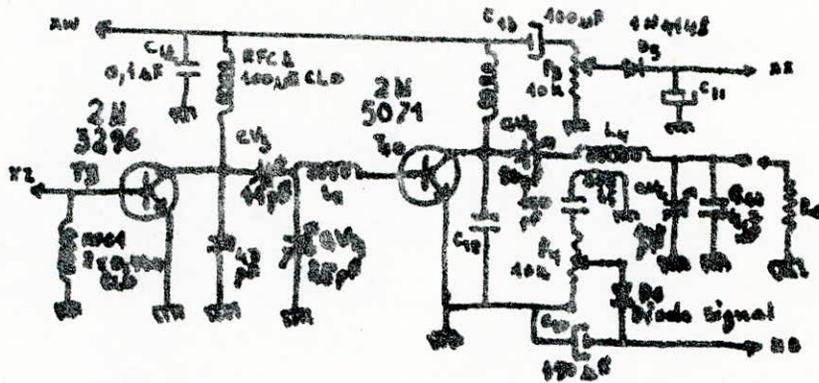


Fig 3 - Schéma de l'amplificateur de puissance HF

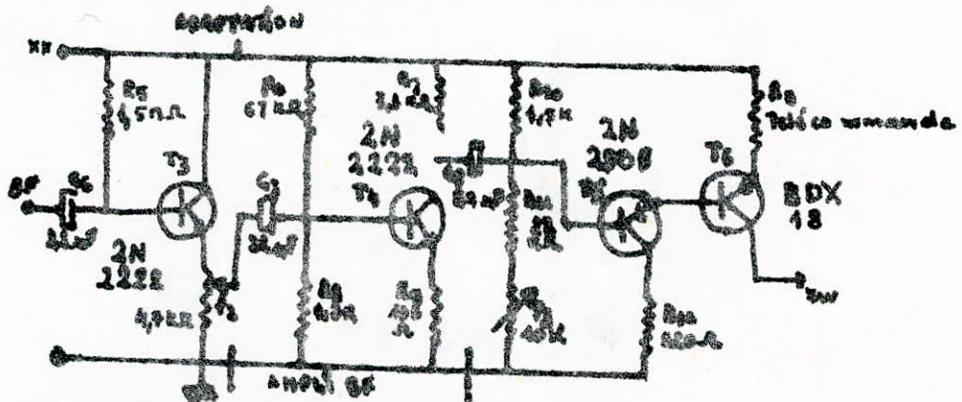


Fig 4 - Schéma du modulateur

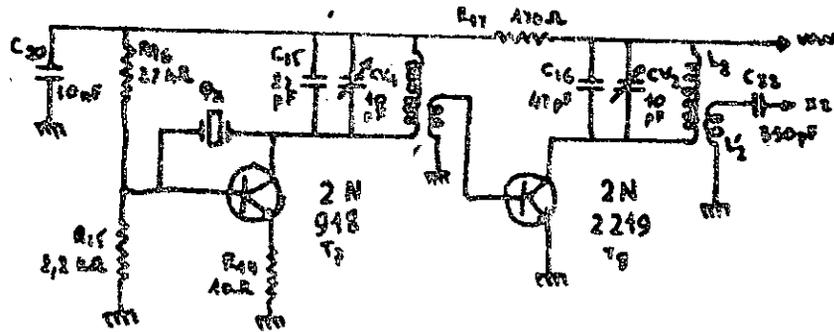


Fig 1 - Schéma de l'oscillateur

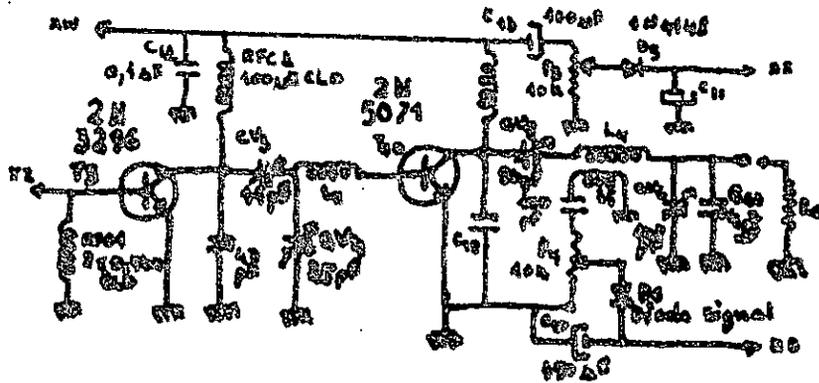


Fig 2 - Schéma de l'amplificateur de puissance HF

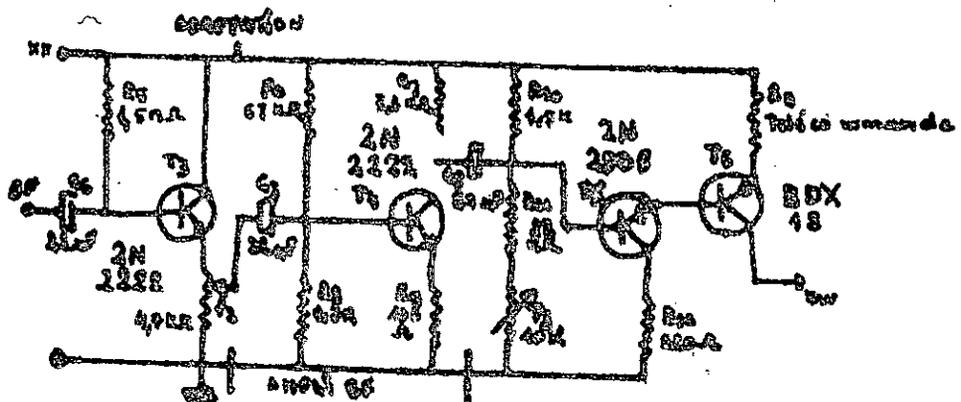
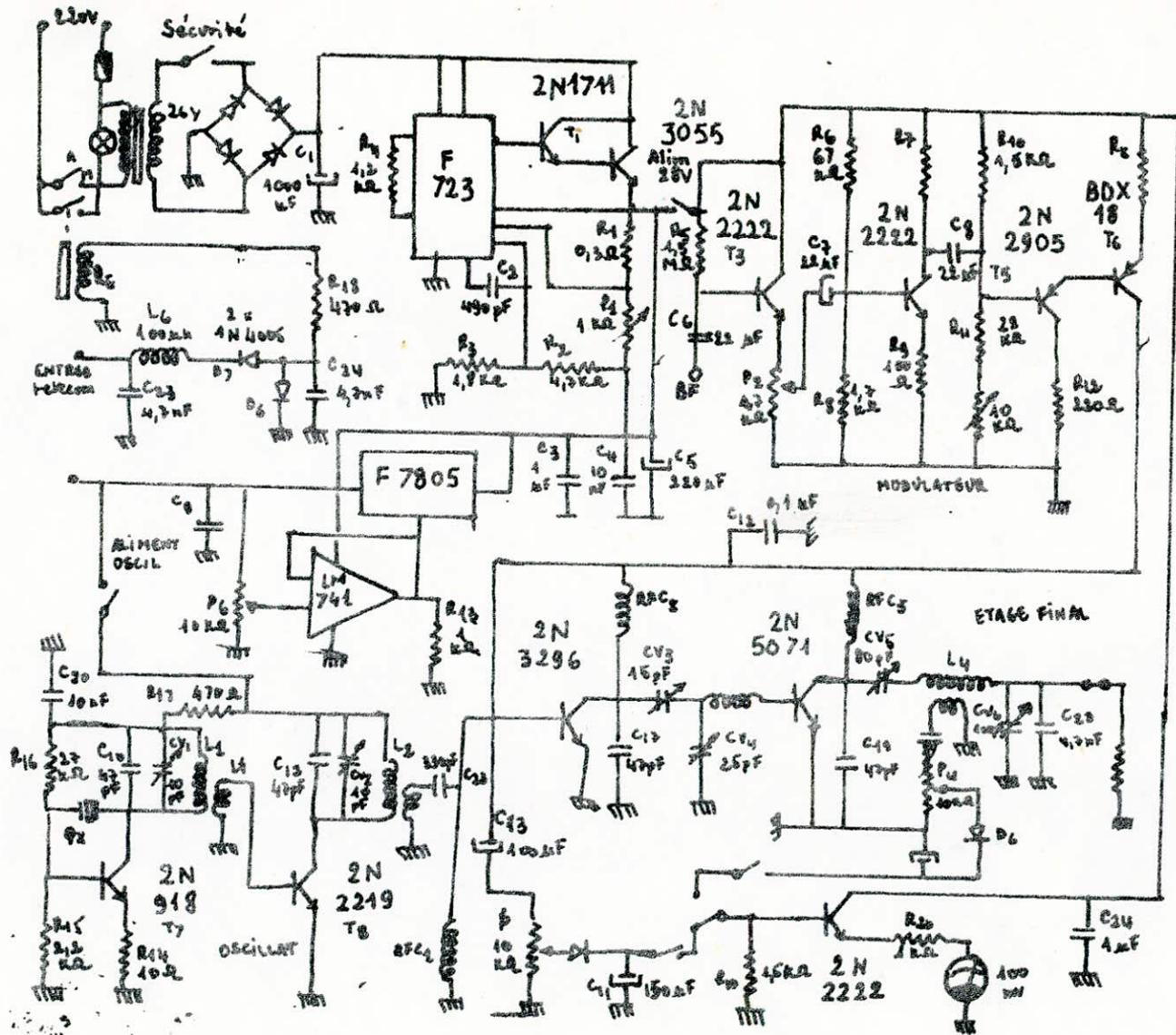
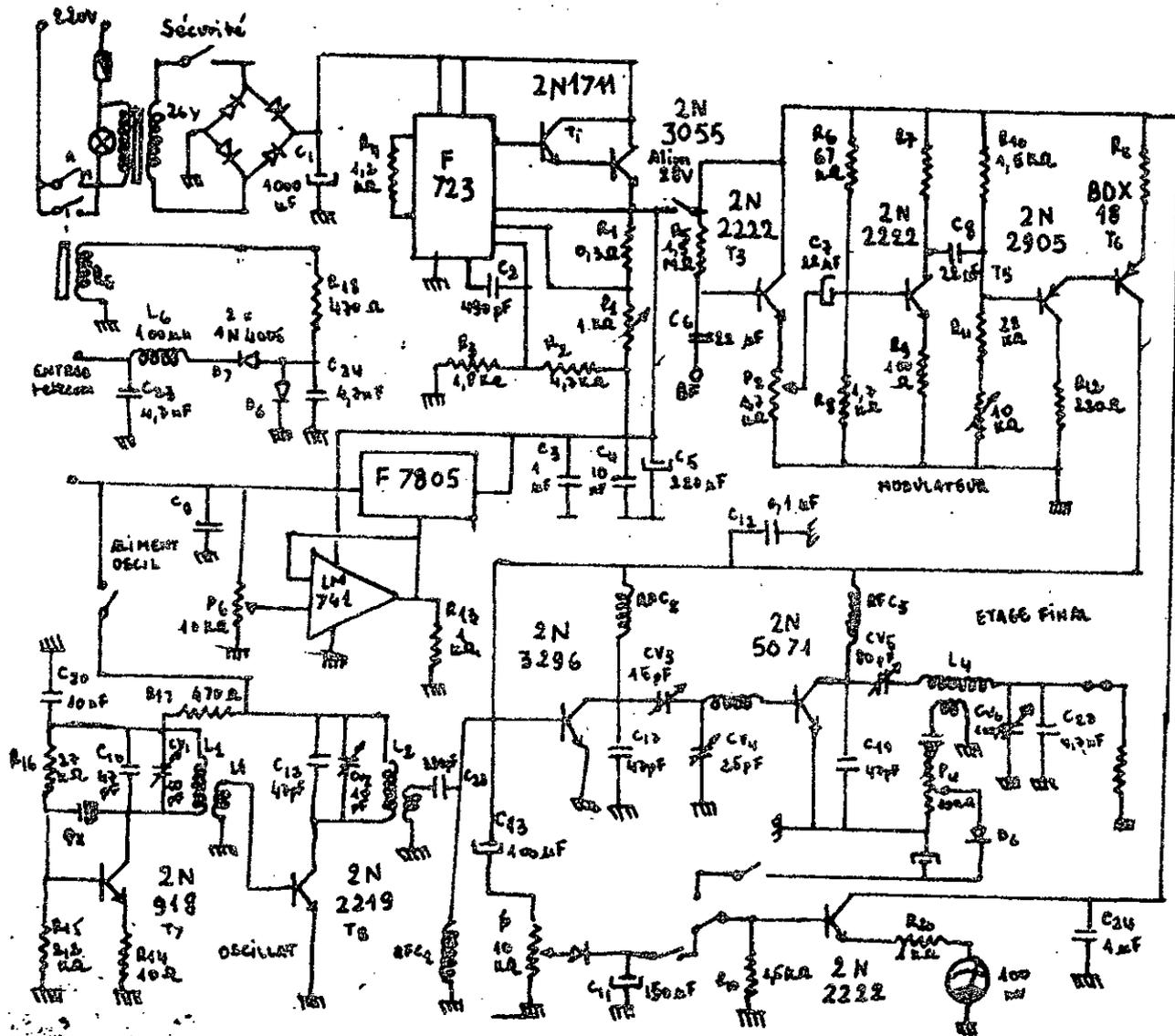


Fig 4 - Schéma du modulateur



EMETTEUR DE TELECOMMANDE (PARTIE ANALOGIQUE)



EMETTEUR DE TELECOMMANDE (PARTIE ANALOGIQUE)

## II) LE RECEPTEUR DE TELECO MANDE

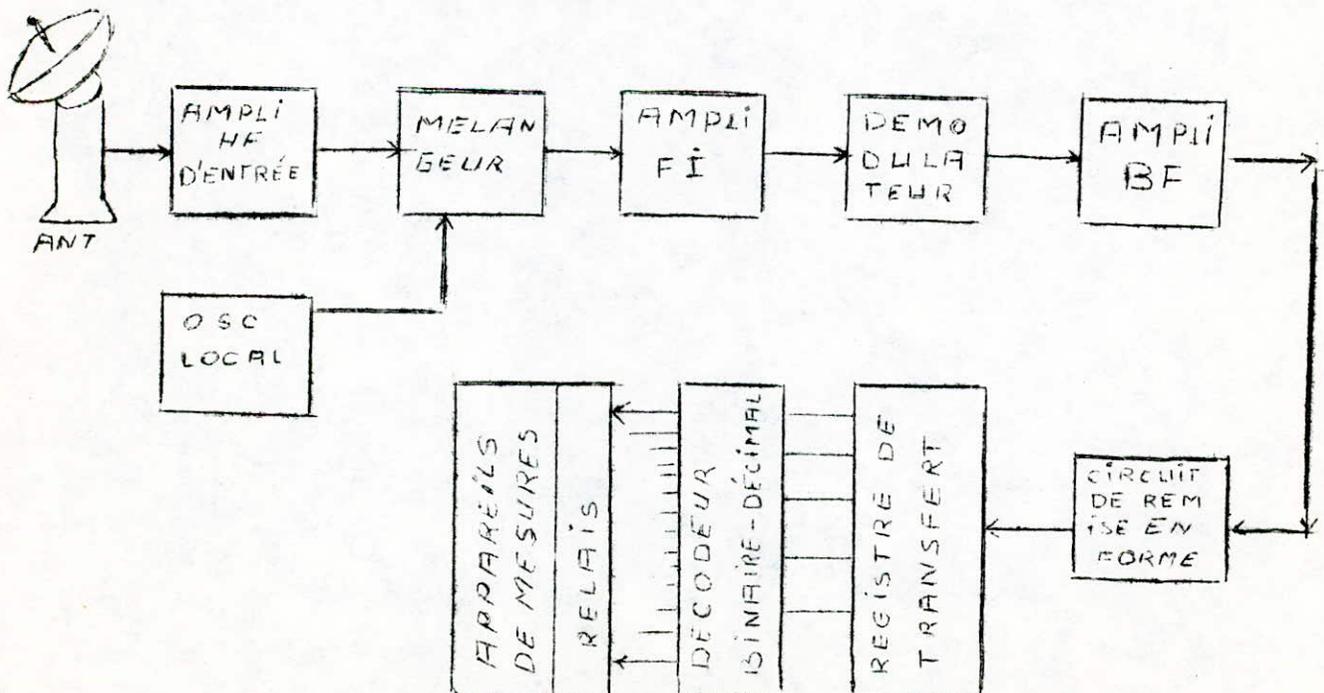
Le récepteur de télécommande numérique, situé sur site devra être étudié suivant les conditions du milieu dans lequel il devra fonctionner (fortes chaleurs, humidité, etc...) . S'il est destiné à être embarqué sur satellite ou ballon, son poids sera le minimum possible. Le récepteur est en général contenu dans le même boîtier que l'appareillage de collecte et d'émission des mesures de même que l'appareillage de réception et traitement des mesures au sol est conçu dans le même boîtier que l'émetteur de télécommande.

Le récepteur devra capter les instructions envoyées et les traduire en ordres de commande; (mise en marche ou arrêt de tel ou tel v appareil, envoi du contenu de la mémoire, etc...)

Il comprendra donc essentiellement: une partie de réception et reconnaissance des instructions et une partie adressage. Nous étudions le cas où la commande se résume à une impulsion de sortie de durée et d'amplitude suffisantes pour déclencher ou couper un relais.

SYNOPTIQUE:

SYNOPTIQUE:



## II) LE RECEPTEUR DE TELECO. MANDE

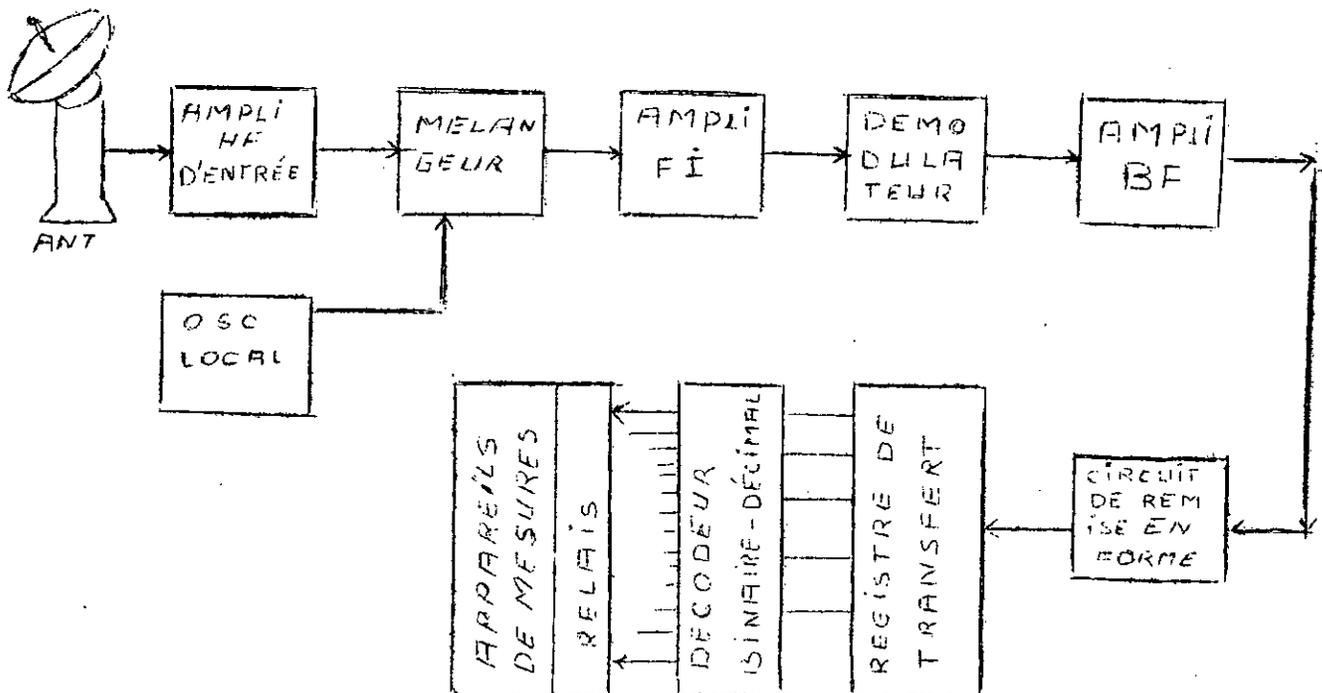
Le récepteur de télécommande numérique, situé sur site devra être étudié suivant les conditions du milieu dans lequel il devra fonctionner (fortes chaleurs, humidité, etc...) .S'il est destiné à être embarqué sur satellite ou ballon, son poids sera le minimum possible. Le recpteur est en general contenu dans le même boîtier que l'appareillage de collecte et d'émission des mesures. de même que l'appareillage de reception et traitement Des mesures au sol est conçu dans le même boîtier que l'émetteur de télécommande.

Le récepteur devra capter les instructions envoyées et les traduire en ordres de commande; (mise en marche ou arret de tel ou telv appareil, envoi du contenu de la memoire. etc...)

Il comprendra donc essentiellement: une partie de reception et reconnaissance des instructions et une partie adressage. Nous étudions le cas où la commande se résume à une impulsion de sortie de durée et d'amplitude suffisantes pour déclencher ou couper un relais.

SYNOPTIQUE:

### SYNOPTIQUE:



Le champ électro-magnétique rayonné par l'émetteur développe au niveau de l'antenne de réception des courants, de l'ordre de quelques centaines de microAmperes dans les meilleures conditions. Une grande directivité de cette antenne située sur site est à déconseiller car une variation même faible de son orientation peut diminuer considérablement le gain et oblige le déplacement de l'antenne d'émission (fig I).

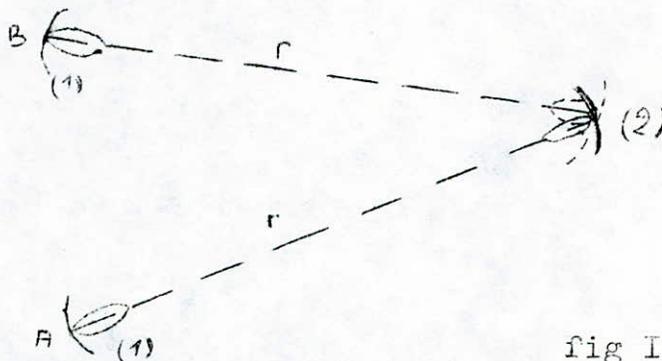


fig I

Pour une reception optimale; l'antenne (2) ayant changé d'orientation, nous devons transporter l'antenne (1) de A vers B;;  $r$  étant grand, la distance AB peut être importante.

Cependant, on peut prévoir un système mécanique telecommandé qui puisse ramener l'antenne de reception à sa position initiale à chaque fois qu'elle change d'orientation. Dans ce cas alors il est possible d'employer des antennes ayant une grande directivité du genre parabolique; elles presentent les meilleurs gains et sensibilités.

#### L'ENSEMBLE DE RECEPTION . . .

##### -Circuit HF d'entree:

Le courant developpé au niveau de l'antenne est envoyé dans un circuit oscillant RLC accordé à la fréquence d'émission (dans le cas d'une modulation à une seule fréquence); en HF, il est difficile d'obtenir des coefficients de surtension importants ; ( $R$  qui represente les pertes dans les enroulements de  $L$  et la resistance de fuite de  $C$  augmente avec la fréquence du courant.) on préfère operer à un changement de fréquence (parfois deux) Fig (2)

-Une fréquence  $F'$  voisine de la fréquence à recevoir est generée par un oscillateur local; elle est envoyée ainsi que la fréquence reçue dans un étage melangeur (Fig 3) en sortie, les signaux ont les fréquences  $F, F', F-F'$  etc...

Le champ électro-magnétique rayonné par l'émetteur développe au niveau de l'antenne de réception des courants, de l'ordre de quelques centaines de microAmperes dans les meilleures conditions. Une grande directivité de cette antenne située sur site est à déconseiller car une variation même faible de son orientation peut diminuer considérablement le gain et oblige le déplacement de l'antenne d'émission (fig I).

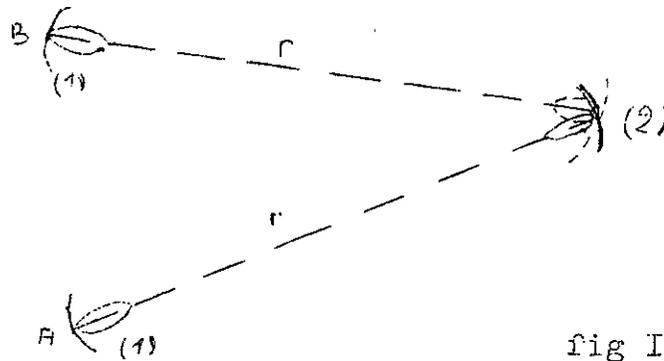


fig I

Pour une reception optimale; l'antenne (2) ayant changé d'orientation, nous devons transporter l'antenne (1) de A vers B; r étant grand, la distance AB peut être importante.

Cependant, on peut prévoir un système mécanique telecommandé qui puisse ramener l'antenne de reception à sa position initiale à chaque fois qu'elle change d'orientation. Dans ce cas alors il est possible d'employer des antennes ayant une grande directivité du genre parabolique; elles presentent les meilleurs gains et sensibilités.

#### L'ENSEMBLE DE RECEPTION ...

##### -Circuit HF d'entrée:

Le courant développé au niveau de l'antenne est envoyé dans un circuit oscillant RLC accordé à la fréquence d'émission (dans le cas d'une modulation à une seule fréquence); en HF, il est difficile d'obtenir des coefficients de surtension importants; ( $R$  qui représente les pertes dans les enroulements de  $L$  et la résistance de fuite de  $C$  augmente avec la fréquence du courant.) on préfère operer à un changement de fréquence (parfois deux) Fig (2)

-Une fréquence  $F'$  voisine de la fréquence à recevoir est générée par un oscillateur local; elle est envoyée ainsi que la fréquence reçue dans un étage mélangeur (Fig 3) en sortie, les signaux ont les fréquences  $F, F', F-F'$  etc...

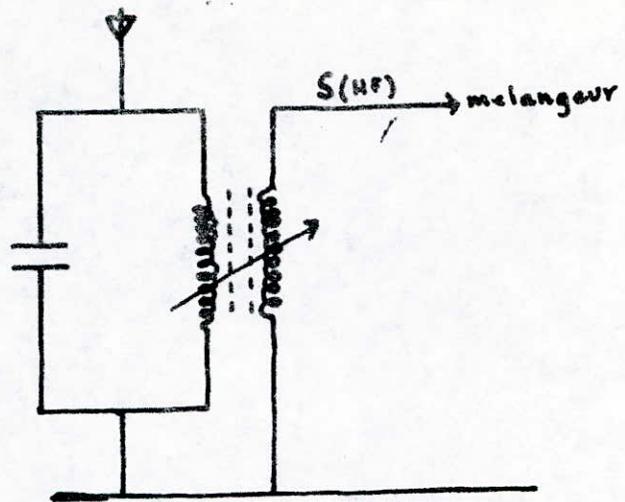


Fig 2: circuit d'entrée

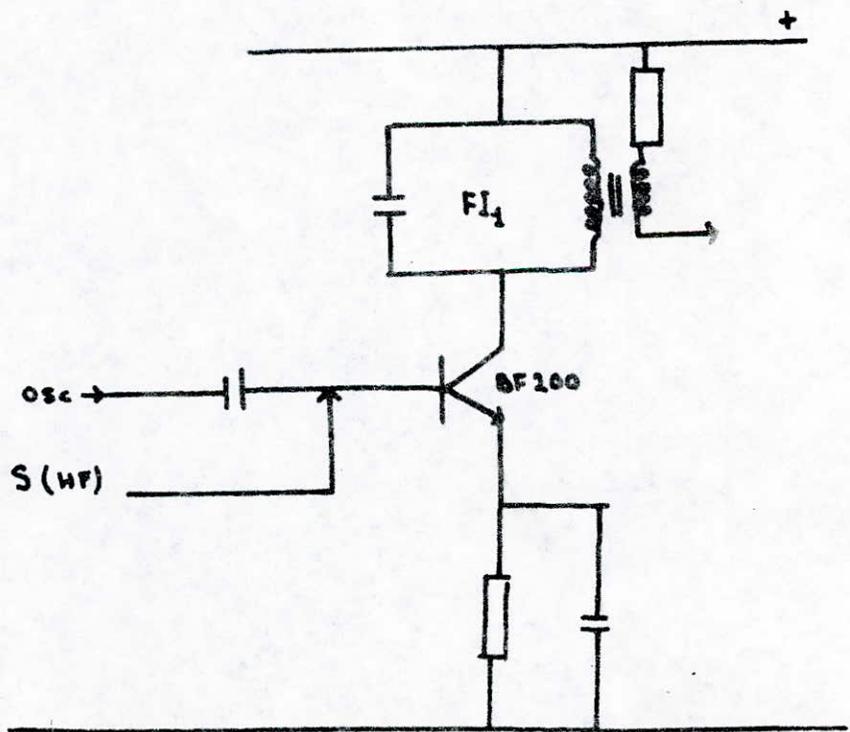


fig 3: mélangeur

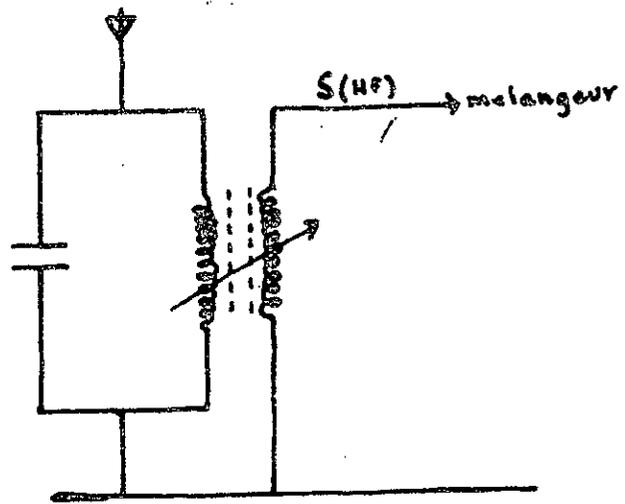


Fig 2: circuit d'entrée

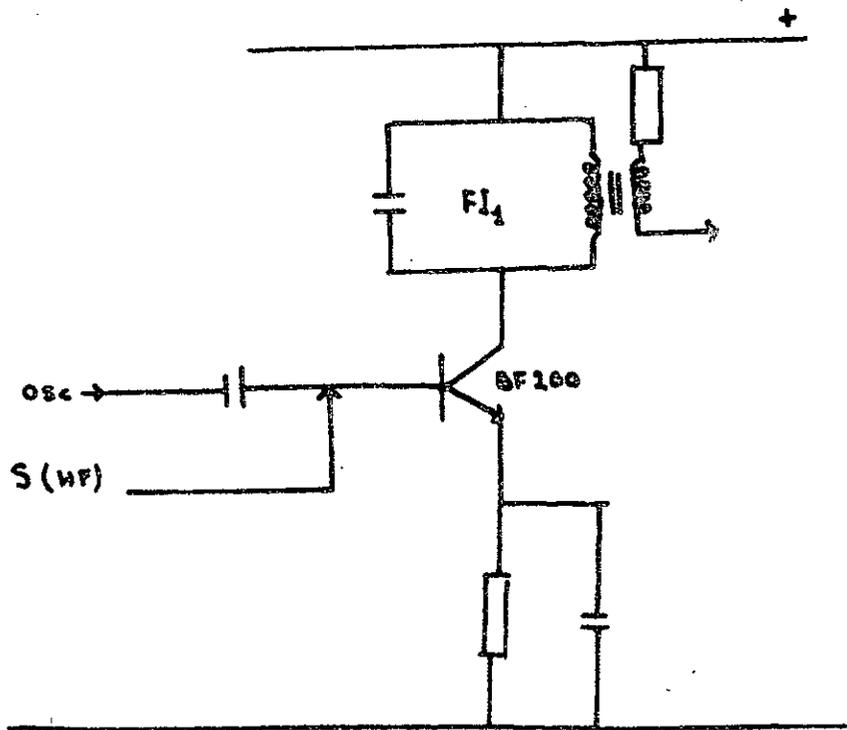


Fig 3: mélangeur



si F' est une sinusoïde, on convient que F-F' portera l'information transportée par F. On l'appelle fréquence intermédiaire (FI)

La sortie du mélangeur se fait sur un filtre accordé sur la FI

Remarque: Nous avons supposé que la fréquence locale F' est inférieure à la fréquence reçue F c'est ce qu'on appelle le battement supradyné généralement utilisé mais il est possible aussi d'avoir F' > F on dit alors que le battement est infradyne .

Pour notre réalisation, la FI sera de 455 KHz , qui est la fréquence intermédiaire utilisée pour la réception RADIO A.M. cela nous facilite la tâche car les circuits accordés à 455 KHz sont disponibles.

-Il est important de noter que la largeur des bits devra être suffisante pour que la transposition en fréquence n'affecte pas le signal utile. Le cas limite est que la FI soit le double de la fréquence maximale du message.

n'étant pas limités en temps, notre souci est d'avoir une très bonne démodulation pour minimiser les risques d'erreurs;

nous avons donc modulé nos bits par 44,5 (FI chacun (cf réalisation pratique précédente) ce qui donne  $\Delta F = 6 \times 44,5 / 455 = 10^{-3} = 600 \mu S$

Ce qui fixe la fréquence de l'horloge à l'émission à 10 KHz (200x5/2)

$F = 1 / (600 \times 26 / 2) = 100 \times 10^6 = 10^8 \text{ Hz}$   
L'information de commande est maintenant modulée par la FI de 455 KHz nous allons l'amplifier à l'aide de 3 étages à transistors accordés et montés en cascade. (Fig 4) . Cette amplification nous permet de disposer en sortie d'un signal de 1 volt environ nécessaire pour attaquer l'étage de démodulation.

Les opérations effectuées jusqu'à présent; à savoir :

amplification HF - changement de fréquence et

amplification FI - sont nécessaires et identiques pour tous les types de réception ; cependant, en modulation à saut de fréquence, nous aurons à utiliser deux circuits accordés d'entrée :

- Soit deux oscillateurs locaux et un ampli FI commun

- Soit un seul oscillateur local et deux ampli FI différents

-La première possibilité est plus recommandée car l'emploi de 2 oscillateurs est plus facile que celui de 2 amplis FI :

## La démodulation

C'est l'opération d'extraire le signal utile de sa porteuse qui est maintenant la FI. En modulation d'amplitude, c'est un détecteur d'enveloppe (Fig 5) qui est utilisé.

c'est un circuit RC

Le signal d'entrée, de l'ordre de 1 volt est suffisant pour une bonne détection; le circuit étant passif mais présentant un bon rendement on obtient en sortie un signal BF de l'ordre de 0,8 volts.

Il est possible, au lieu d'utiliser une diode de faire un montage à transistor polarisé de façon à fonctionner en classe B nous aurons ainsi, en même temps que la détection, une amplification du signal mais ce montage n'est pas très utilisé car il est souvent générateur de distorsions vu que la polarisation en classe B est délicate et nécessite beaucoup d'ajustements. Il est donc préférable de valancer un ampli BF plus sensible et puissant pour recevoir les 0,8 volts du démodulateur à diode.

Pour les autres types de modulation, les démodulateurs sont plus compliqués; en FM par exemple, on utilise une PLL (Fig 7) (Fig 7) le développement de la technologie a cependant permis l'intégration de ce montage qui, réalisé avec des composants discrets serait encombrant et peu fiable.

la PLL ( phase locked loop ) est un comparateur de phases dont l'une provient du signal reçu et l'autre d'un oscillateur commandé en tension; l'onde BF modulante est restituée en sortie du comparateur de phase.

## LA COMMANDE AUTOMATIQUE DE GAIN (cag)

Son rôle est de maintenir à la sortie du détecteur un signal aussi constant que possible malgré des variations du signal d'entrée

Un système CAG doit en outre éviter la surcharge des circuits FI en limitant les signaux provenant de postes émetteurs puissants ou proches et offrir un grand gain aux courants faibles permettant ainsi une bonne sensibilité.

la tension de contrôle est prélevée à la sortie de l'étage détecteur Elle est appliquée à l'étage HF d'entrée et le premier étage FI (voir Fig 4) on évite d'utiliser la C.A.G. sur le second étage Fi car cela provoque des distorsions importantes pour les signaux forts

## La démodulation

C'est l'opération d'extraire le signal utile de sa porteuse qui est maintenant la FI. En modulation d'amplitude, c'est un détecteur d'enveloppe (Fig 5) qui est utilisé.

c'est un circuit RC

Le signal d'entrée, de l'ordre de 1 volt est suffisant pour une bonne détection; le circuit étant passif mais présentant un bon rendement on obtient en sortie un signal BF de l'ordre de 0,8 volts.

Il est possible, au lieu d'utiliser une diode de faire un montage à transistor polarisé de façon à fonctionner en classe B nous aurons ainsi, en même temps que la détection, une amplification du signal mais ce montage n'est pas très utilisé car il est souvent générateur de distorsions vu que la polarisation en classe B est délicate et nécessite beaucoup d'ajustements. Il est donc préférable de valculer un ampli BF plus sensible et puissant pour recevoir les 0,8 volts du demodulateur à diode.

Pour les autres types de modulation, les demodulateurs sont plus compliqués; en FM par exemple, on utilise une PLL (Fig 7) (Fig 7) le développement de la technologie a cependant permis l'integration de ce montage qui, réalisé avec des composants discrets serait encombrant et peu fiable.

la PLL ( phase locked loop ) est un comparateur de phases dont l'une provient du signal reçu et l'autre d'un oscillateur commandé en tension; l'onde BF modulante est restituée en sortie du comparateur de phase.

## LA COMMANDE AUTOMATIQUE DE GAIN (cag)

Son rôle est de maintenir à la sortie du détecteur un signal aussi constant que possible malgré des variations du signal d'entrée

Un système CAG doit en outre éviter la surcharge des circuits FI en limitant les signaux provenant de postes émetteurs puissants ou proches et offrir un grand gain aux courants faibles permettant ainsi une bonne sensibilité.

la tension de contrôle est prelevée à la sortie de l'étage détecteur Elle est appliquée à l'étage HF d'entrée et le premier étage FI (voir Fig 4) on évite d'utiliser la C.A.G. sur le second étage Fi car cela provoque des distorsions importantes pour les signaux forts

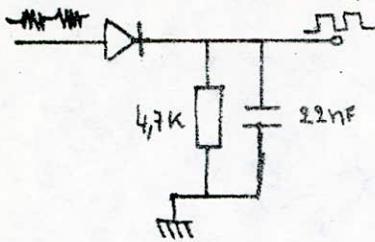


FIG 5

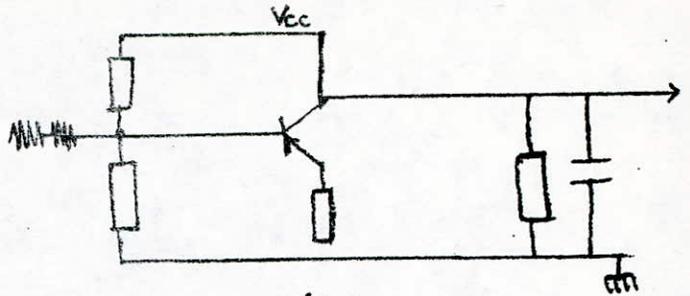


FIG 6

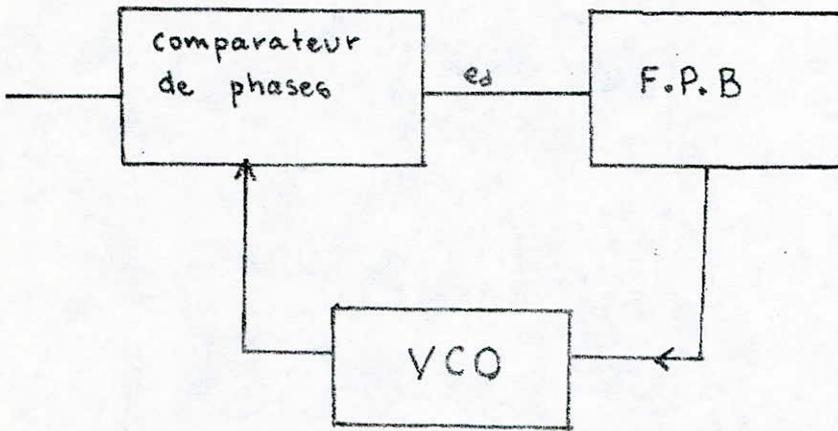


FIG 7: Le montage PLL

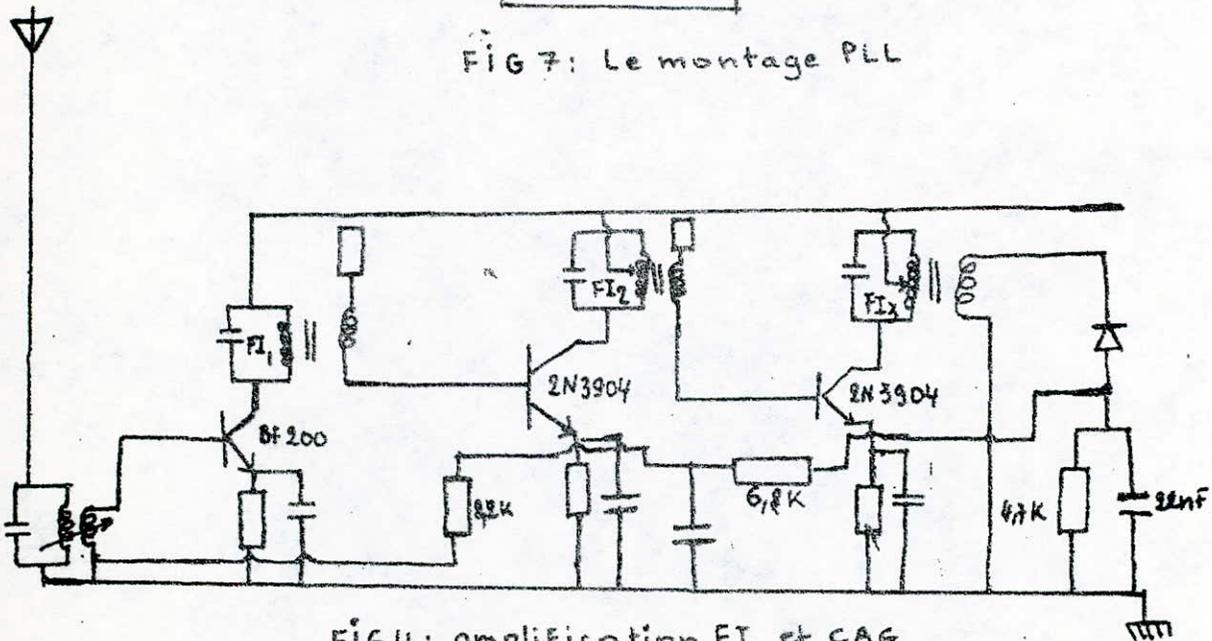


FIG 4: amplification FI et CAG

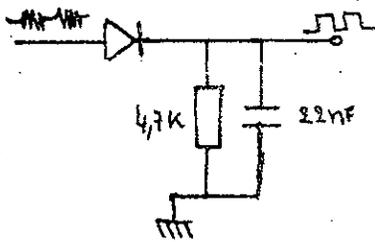


FIG 5

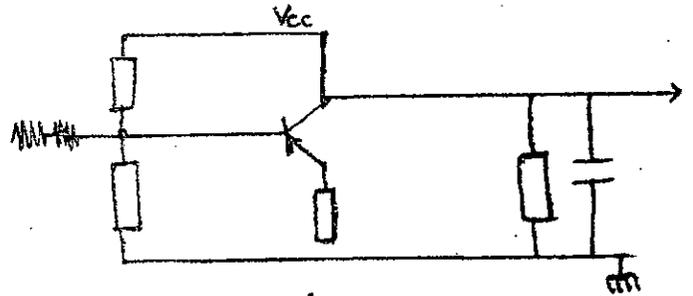


FIG 6

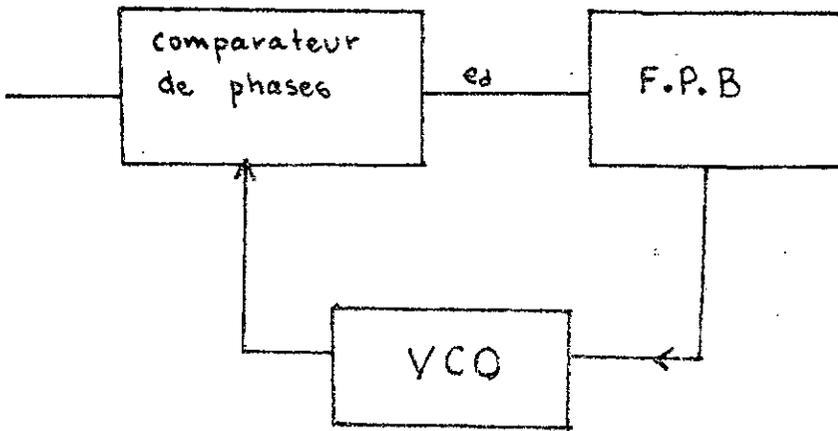


FIG 7: Le montage PLL

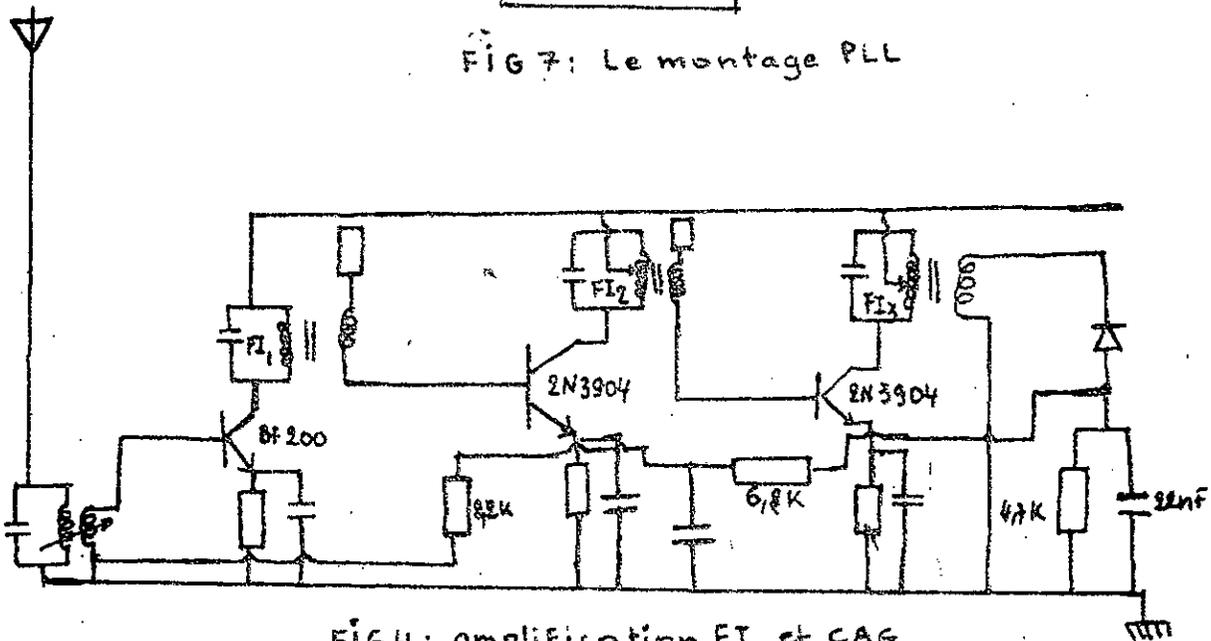


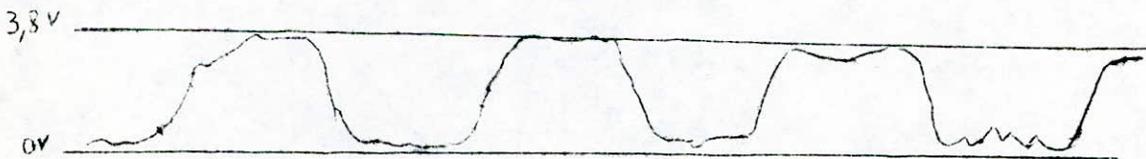
FIG 4: amplification FI et CAG

### AMPLIFICATION BF:

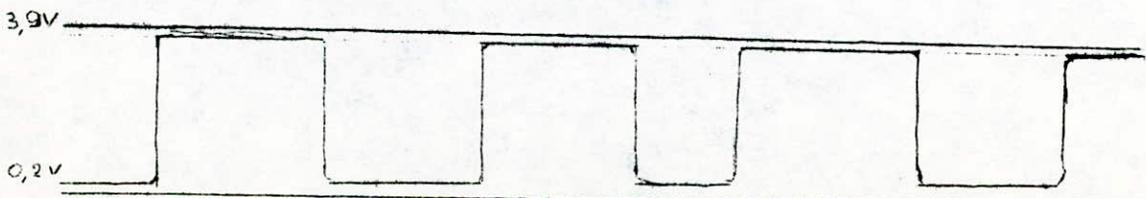
Le signal démodulé, de l'ordre de 500mv est amplifié avant son utilisation. Dans notre cas, les circuits du bloc décodeur consommant une faible puissance (250mW) avec un niveau d'entrée de 3,8 volts; un seul étage à transistor suffit ( gain en tension :  $3,8/0,25 = 15,2$ ) en réalisation pratique, nous proposons un ampli BF beaucoup plus puissant utilisant un CI: TBA 820; nous intercalerons alors entre la sortie et les étages suivants un atténuateur (potentiometre de 470 K ) .

### LES CIRCUITS DE REMISE EN FORME:

En general, le signal à la sortie de l'ampli BF n'est pas directement exploitable, durant la transmission, des parasites sont venus s'y ajouter et son amplitude est essentiellement affectée. surtout en modulation AM. Le signal a la forme ci-dessous:



Il est nécessaire de lui faire reprendre sa forme originale; Nous le faisons passer alors dans un circuit de remise en forme qui presente en sortie un niveau haut (2,9 volts) pour toute tension d'entrée supérieure à une valeur particulière (1,4 volts) et un niveau bas (0,2 volts) pour toute tension qui lui est inférieure. Si le niveau de sortie de ce circuit est insuffisant, il suffira de le faire suivre d'un amplificateur de ligne (buffer). Nous aurons donc en sortie un signal carré, peut être légèrement affecté en fréquence mais utilisable:



## AMPLIFICATION BF:

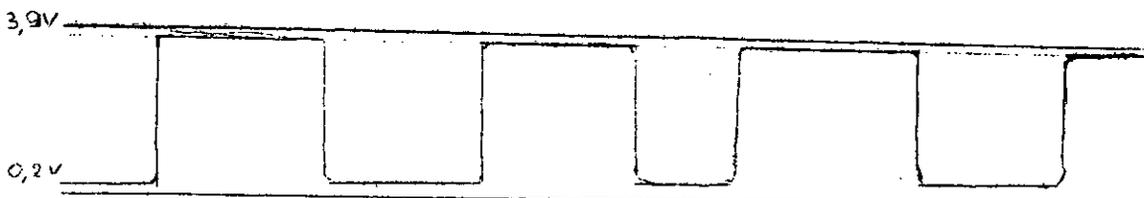
Le signal démodulé, de l'ordre de 500mv est amplifié avant son utilisation. Dans notre cas, les circuits du bloc décodeur consommant une faible puissance (250mW) avec un niveau d'entrée de 3,8 volts; un seul étage à transistor suffit ( gain en tension :  $3,8/0,25 = 15,2$ ) en réalisation pratique, nous proposons un ampli BF beaucoup plus puissant utilisant un CI: TBA 820; nous intercalerons alors entre la sortie et les étages suivants un atténuateur (potentiometre de 470 K ) .

## LES CIRCUITS DE REMISE EN FORME:

En general, le signal à la sortie de l'ampli BF n'est pas directement exploitable; durant la transmission, des parasites sont venus s'y ajouter et son amplitude est essentiellement affectée. surtout en modulation AM. Le signal a la forme ci-dessous:



Il est nécessaire de lui faire reprendre sa forme originale; Nous le faisons passer alors dans un circuit de remise en forme qui presente en sortie un niveau haut (2,9 volts) pour toute tension d'entrée supérieure à une valeur particuliere (1,4 volts) et un niveau bas (0,2 volts) pour toute tension qui lui est inférieure. Si le niveau de sortie de ce circuit est insuffisant, il suffira de le faire suivre d'un amplificateur de ligne (buffer). Nous aurons donc en sortie un signal carré, peut etre légèrement affecté en fréquence mais utilisable:



Remarquons que si le signal ou une de ses parties est trop affectée, il pourra être mal interprété par le circuit de remise en forme (un 1 peut être pris pour un 0 ou inversement) et il est souvent nécessaire de doter le système d'organes de contrôle et détecteurs d'erreurs ( voir dispositifs de sécurité et de contrôle )

#### ORGANISATION DU DECODAGE

Le code est d'abord stocké dans un registre à décalage à entrée série et sortie parallèle. Les sorties de ce registre sont présentées à un decodeur BCD-DECIMAL . Avec un code de 5 bits, (on ignore le sixième bit "I" qui sert de presignal) nous aurons:

- UN bloc decodeur à 5 entrées 32 sorties
- Un registre à décalage de 6 bits (série - parallèle)
- une horloge 10 Khz

¶

#### Fonctionnement: (FIG 3)

Les codes de nos commandes débutent tous par un bit "I" . Dès son arrivée, il est présenté à l'entrée START de l'horloge qui se déclenche. Sa fréquence étant la même que celle d'arrivée des bits, on transmet ainsi l'information arrivant vers le registre. La sortie du dernier bit du registre est reliée au STOP de l'horloge et à l'entrée VALIDATION du decodeur; car ce dernier ne devra fonctionner que lorsque le registre est chargé; puis par une ligne à retard à l'entrée de forçage RAZ du registre; cette LAR est calculée de façon à ce que l'impulsion de sortie du decodeur permette le déclenchement ou l'arrêt d'un relais.

Il serait peut être nécessaire d'amplifier la sortie du decodeur en tension ou en puissance pour faire fonctionner le relais; on disposera alors d'étages DRIVERS entre le decodeur et les relais

Remarquons que si le signal ou une de ses parties est trop affectée, il pourra être mal interprété par le circuit de remise en forme (un 1 peut être pris pour un 0, ou inversement) et il est souvent nécessaire de doter le système d'organes de contrôle et détecteurs d'erreurs ( voir dispositifs de sécurité et de contrôle )

#### ORGANISATION DU DECODAGE

Le code est d'abord stocké dans un registre à décalage à entrée série et sortie parallèle. Les sorties de ce registre sont présentées à un decodeur BCD-DECIMAL . Avec un code de 5 bits, (on ignore le sixième bit "I" qui sert de presignal) nous aurons:

- UN bloc decodeur à 5 entrées 32 sorties
- Un registre à décalage de 6 bits (série - parallèle)
- une horloge 10 Khz

¶

#### Fonctionnement: (FIG 8)

Les codes de nos commandes débutent tous par un bit "I" . Dès son arrivée, il est présenté à l'entrée START de l'horloge qui se déclenche. Sa fréquence étant la même que celle d'arrivée des bits, on transmet ainsi l'information arrivant vers le registre. La sortie du dernier bit du registre est reliée au STOP de l'horloge et à l'entrée VALIDATION du decodeur; car ce dernier ne devra fonctionner que lorsque le registre est chargé; puis par une ligne à retard à l'entrée de forçage RAZ du registre; cette LAR est calculée de façon à ce que l'impulsion de sortie du decodeur permette le déclenchement ou l'arrêt d'un relais.

Il serait peut être nécessaire d'amplifier la sortie du decodeur en tension ou en puissance pour faire fonctionner le relais; on disposera alors d'étages DRIVERS entre le decodeur et les relais

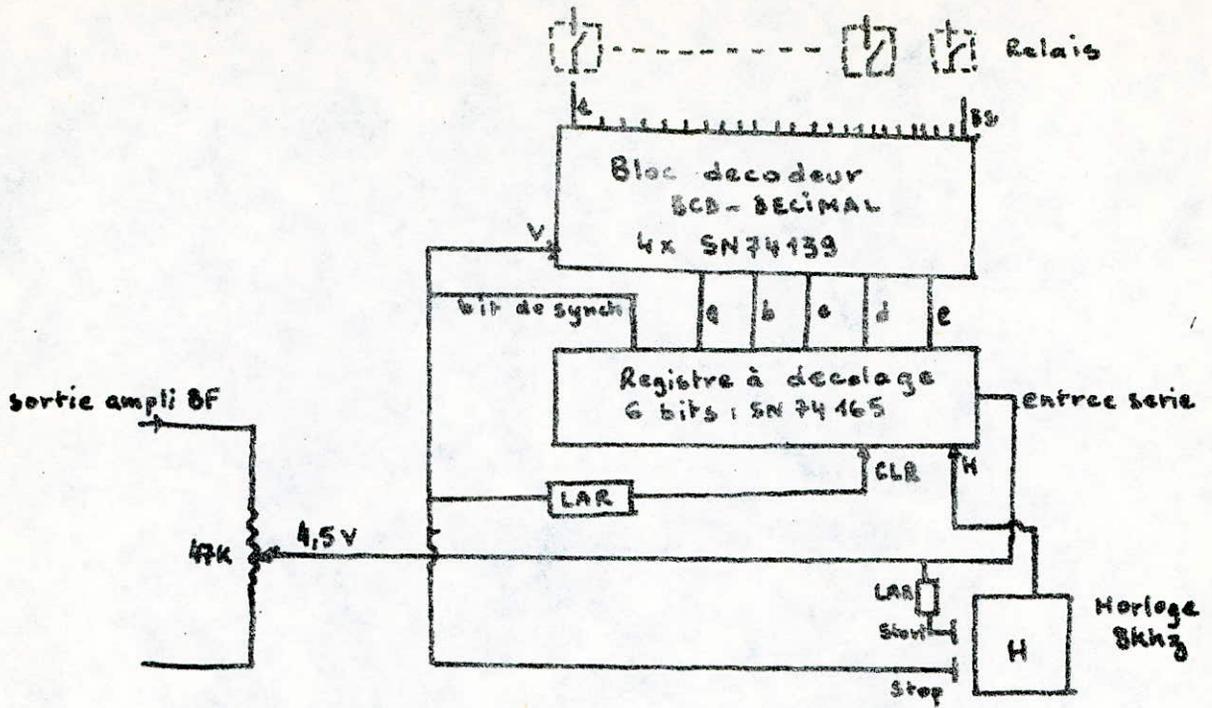


FIG. 8

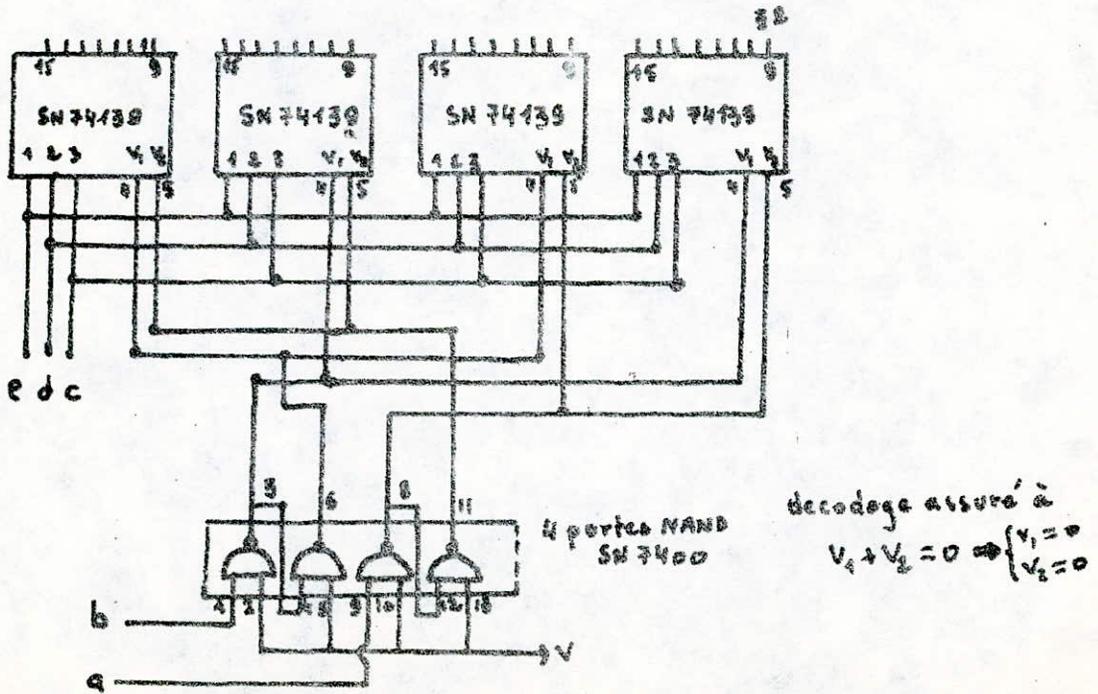


Schéma du bloc decodeur à 5 bits, 32 sorties

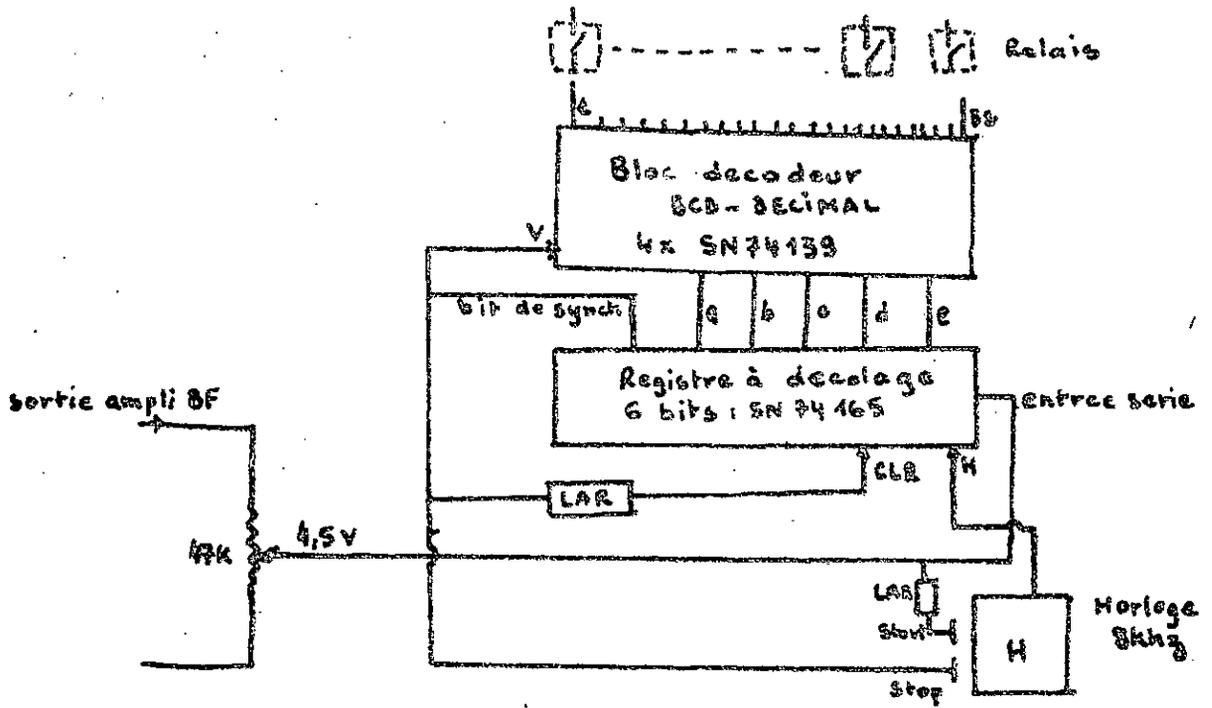
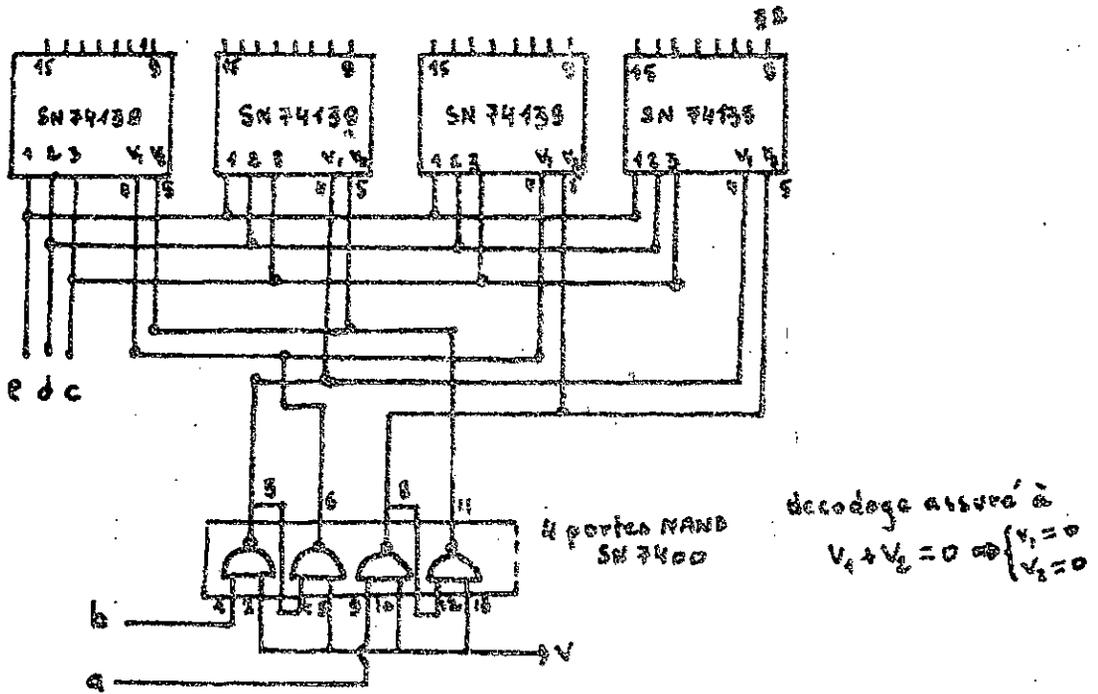


FIG. 8



Decodage assuré à  $V_1 + V_2 = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_1 = 0 \\ V_2 = 0 \end{cases}$

Schéma du bloc decodeur à 6 bits, 32 sorties

## LES APPAREILS DE MESURES ET AUTRES COMMANDES

Le fonctionnement des appareils de mesures débute dès leur mise sous tension par la fermeture du relais correspondant et l'arrêt se fait par l'ouverture de ce même relais.

- L'ordre REC met sous tension les modules d'émission des télémesures et déconnecte en même temps ceux de réception des télécommandes. Les ordres ne pouvant plus être reçus, c'est un circuit tempotisateur qui, au bout d'un temps déterminé, déconnecte les modules d'émission des télémesures et remet le récepteur en veille.

Remarque:

La touche EM ne correspond pas à une commande mais en position enfoncée, elle met sous tension l'émetteur de télécommande et déconnecte les modules de réception des télémesures que la touche REC, en même temps qu'elle sert en télécommande; met en fonctionnement et déconnecte les premiers. les touches EM et REC sont telles que si l'une est enfoncée, l'autre est remontée.

Cette organisation nous est imposée car nous travaillons avec une seule fréquence et le fonctionnement devra donc se faire dans une seule direction (soit télécommande, soit télémesures).

- la possibilité d'utiliser une seconde fréquence HF nous éviterait ces restrictions et donnerait à la chaîne une plus grande souplesse d'utilisation.

## LES APPAREILS DE MESURES ET AUTRES COMMANDES

Le fonctionnement des appareils de mesures débute dès leur mise sous tension par la fermeture du relais correspondant, et l'arrêt se fait par l'ouverture de ce même relais.

- L'ordre REC met sous tension les modules d'émission des télémesures et déconnecte en même temps ceux de réception des télécommandes. Les ordres ne pouvant plus être reçus, c'est un circuit tempotisateur qui, au bout d'un temps déterminé, déconnecte les modules d'émission des télémesures et remet le récepteur en veille.

Remarque:

La touche EM ne correspond pas à une commande mais en position enfoncée, elle met sous tension l'émetteur de télécommande et déconnecte les modules de réception des télémesures que la touche REC, en même temps qu'elle sert en télécommande; met en fonctionnement et déconnecte les premiers.

les touches EM et REC sont telles que si l'une est enfoncée, l'autre est remontée.

Cette organisation nous est imposée car nous travaillons avec une seule fréquence et le fonctionnement devra donc se faire dans une seule direction (soit télécommande, soit télémesures).

- la possibilité d'utiliser une seconde fréquence HF nous éviterait ces restrictions et donnerait à la chaîne une plus grande souplesse d'utilisation.

## Réalisation Pratique:

I) La partie analogique de notre récepteur de télécommande (Fig II B) est un ensemble de réception - Démodulation A.M. Ses caractéristiques sont les suivantes :

- Porteuse reçue: 27,12 MHz
- Bande de fréquence: 100 KHz
- Fréquence PZ: 455 KHz
- Sensibilité d'entrée: 500  $\mu$ V
- Alimentation: +9V et -9V
- Puissance de sortie: 700 mW sur 16  $\Omega$

La puissance de sortie est trop importante pour l'exploitation du signal par la partie logique. On dispose donc à la sortie d'un atténuateur  $P_n = 470 \text{ k}\Omega$  qui permet d'ajuster la tension d'entrée au circuit de remise en forme à 3,3 Volts environ.

## Etude technique:

### 1. Circuit HF d'entrée Fig (2)

En prenant comme circuit équivalent de l'antenne le circuit Fig (2) avec  $C_a = 200 \text{ pF}$  et  $R_a = 400 \Omega$  ;

(Dans la bande VHF l'impédance d'une antenne est

$$Z_a = jX_a + R_a \quad \text{avec } X_a \approx \frac{1}{j\omega C_a} \quad \text{avec pour } R_a \text{ et } C_a \text{ les valeurs}$$

ci-dessus) et en ramenant les calculs au secondaire on obtient le schéma Fig 4

## Réalisation Pratique:

I) La partie analogique de notre récepteur de télécommande (FIG 1B) est un ensemble de réception - Démodulation A.M. Ses caractéristiques sont les suivantes :

- Porteuse reçue: 27,12 MHz
- Bande de fréquence: 100 KHz
- Fréquence PZ: 455 KHz
- Sensibilité d'entrée: 500  $\mu$ V
- Alimentation: +9V et -9V
- Puissance de sortie: 700 mW sur 16  $\Omega$

La puissance de sortie est trop importante pour l'exploitation du signal par la partie logique. On dispose donc à la sortie d'un atténuateur  $P_0 = 470 \text{ K}\Omega$  qui permet d'ajuster la tension d'entrée au circuit de remise en forme à 5,6 volts environ.

## Etude technique:

### 1. Circuit HF d'entrée FIG (2)

En prenant comme circuit équivalent de l'antenne le circuit FIG (2) avec  $C_a = 200 \text{ pF}$  et  $R_a = 400 \Omega$  ;

(Dans la bande VHF l'impédance d'une antenne est

$$Z_a = jX_a + R_a \quad \text{avec} \quad X_a = \frac{1}{j\omega C_a} \quad \text{avec pour } R_a \text{ et } C_a \text{ les valeurs}$$

ci-dessus) et en ramenant les calculs au secondaire on obtient le schéma FIG 4

Pour une antenne accordée à la fréquence à recevoir,  $X_a$  est nul et la conductance ramenée au secondaire est  $g_a/m^2$   $g_a = 1/R_a$

Condition d'adaptation:

$$g_a/m^2 = g_0 + g_e + j \left( C_e \omega - \frac{1}{L_e \omega} \right)$$

$g_e$  = conductance du transistor mélangeur BF200

$C_e$  et  $L_e$  sont sa capacité et inductance d'entrée.

La réactance du BF200 est enca negligible à 27,12 MHz

donc  $g_a/m^2 \neq g_0 + g_e$

$g_0$  = Pertes dans l'enroulement  $\approx 10^{-4} \Omega$

$$g_e = \frac{1}{R_e} \approx 6,6 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$g_a = \frac{1}{R_a} = 2,5 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$\text{ce qui donne } m^2 = \frac{g_a}{g_0 + g_e} \approx 0,37 \Rightarrow m = 0,6$$

on choisit  $C = 33 \text{ PF}$  donc:  $L_1 = \frac{1}{C_1 \omega^2} = 1,04 \mu\text{H}$

$$L_2 = m^2 L_1 = 988 \mu\text{H}$$

## 2- L'oscillateur local Fig 5

Le quartz 27 MHz est placé en réaction entre collecteur et base du transistor BC109. cela assure une très bonne stabilité. La fréquence  $F$  d'oscillation est ajustée par le couple  $(L_4, C_4)$

calculé tel que  $F = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_4 C_4}} = (27,12 \cdot 10^3 - 455) \text{ KHZ}$

$$L_4 C_4 = \frac{1}{(2\pi \cdot 26,665)^2} \approx 25 \cdot 10^{-6}$$

Pour une antenne accordée à la fréquence à recevoir,  $X_a$  est nul et la conductance ramené au secondaire est  $g_a/m^2$   $g_a = 1/R_a$

Condition d'adaptation:

$$g_a/m^2 = g_0 + g_e + j \left( C_e \omega - \frac{1}{L_e \omega} \right)$$

$g_e$  = conductance du transistor mélangeur BF200  
 $C_e$  et  $L_e$  sont sa capacité et inductance d'entrée.

La réactance du BF200 est encore négligeable à 27,12 MHz

donc  $g_a/m^2 \neq g_0 + g_e$

$g_0$  = Pertes dans l'enroulement  $\approx 10^{-4} \Omega$

$$g_e = \frac{1}{R_e} \approx 6,6 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$g_a = \frac{1}{R_a} = 2,5 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$\text{ce qui donne } m^2 = \frac{g_a}{g_0 + g_e} \approx 0,37 \Rightarrow m = 0,6$$

on choisit  $C = 33 \text{ pF}$  donc:  $L_1 = \frac{1}{C \omega^2} = 1,04 \mu\text{H}$

$$L_2 = m^2 L_1 = 0,38 \mu\text{H}$$

## 2- L'oscillateur local Fig 5

Le quartz 27 MHz est placé en réaction entre collecteur et base du transistor BC109. cela assure une très bonne stabilité. La fréquence  $F$  d'oscillation est ajustée par le couple  $(L_4, C_4)$

calculé tel que  $F = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_4 C_4}} = (27,12 \cdot 10^3 - 455) \text{ KHz}$

$$L_4 C_4 = \frac{1}{(2\pi \cdot 26,665)^2} \approx 25 \cdot 10^{-6}$$

en prenant  $C_4 = 33 \text{ pF}$ , la valeur de  $L_4$  sera:  $L_4 = 0,7 \text{ H}$ .

3- Le mélangeur: Les sorties de l'étape HF d'entrée et de l'oscillateur vont vers la base du transistor BF200 monté en émetteur commun. Le collecteur de ce transistor est chargé par un circuit accordé à  $455 \text{ KHz}$  ( $F_{I2}$ ) donnée par  $F_c - F_i$ . Ce mélangeur élimine les autres fréquences résultant du mélange et assure une première amplification FI.

4- L'Ampli FI:

Le secondaire de la self du circuit accordé  $F_{I2}$  prélève une fraction du signal FI qui sera amplifié par deux étages identiques à transistors 2N3804. Ces étages sont chargés par des circuits accordés  $F_{I2}$  et  $F_{I3}$ . Le signal en sortie du secondaire de  $F_{I3}$  est de  $1 \text{ Volt}$  environ ce qui assure une bonne détection.

5- La C.A.G: elle est assurée par les résistances de  $6,8 \text{ K}\Omega$  et  $7,2 \text{ K}\Omega$ .

6- la détection: type série à diode. Les éléments

R-C doivent satisfaire à:  $\frac{1}{\omega C} < R < \frac{1}{\omega}$

$\omega = 2\pi F_s$   $F_{s \text{ max}} = 10 \text{ KHz}$  fréquence max du signal RF

$\omega_0 = 2\pi F_i$   $F_i = 455 \text{ KHz}$

$R = 4,7 \text{ K}\Omega$  } donnent:  $\frac{1}{\omega_0} = 1,56 \Omega$  et  $\frac{1}{\omega} = 0,72 \text{ K}\Omega$   
 $C = 33 \text{ nF}$

ou a bien  $1,56 \Omega < 4,7 \text{ K}\Omega < 7,2 \text{ K}\Omega$   
B3

en prenant  $C_4 = 33 \text{ pF}$ , la valeur de  $L_4$  sera  $L_4 = 0,7 \mu\text{H}$ .

3- Le mélangeur: Les sorties de l'étape HF d'entrée et de l'oscillateur vont vers la base du transistor BF200 monté en émetteur commun. Le collecteur de ce transistor est chargé par un circuit accordé à  $455 \text{ KHz}$  ( $F_{I2}$ ) donnée par  $F_c - F_i$ . Ce mélangeur élimine les autres fréquences résultant du mélange et assure une première amplification FI.

4- L'Ampli FI:

Le secondaire de la self du circuit accordé  $F_{I2}$  prélève une fraction du signal FI qui sera amplifié par deux étages identiques à transistors 2N3804. Ces étages sont chargés par des circuits accordés  $F_{I2}$  et  $F_{I3}$ . Le signal en sortie du secondaire de  $F_{I3}$  est de 1 Volt environ ce qui assure une bonne détection.

5- La C.A.G: elle est assurée par les résistances de  $6,8 \text{ k}\Omega$  et  $7,2 \text{ k}\Omega$ .

6- la détection: type série à diode. Les éléments

R-C doivent satisfaire à:  $\frac{1}{\omega C_0} < R < \frac{1}{\omega}$

$$\omega = 2\pi F_s \quad F_{s \text{ max}} = 10 \text{ KHz} \text{ fréquence max du signal HF}$$

$$\omega_0 = 2\pi F_i \quad F_i = 455 \text{ KHz}$$

$$\left. \begin{array}{l} R = 4,7 \text{ k}\Omega \\ C = 22 \text{ nF} \end{array} \right\} \text{ donnent } \frac{1}{\omega_0} = 1,56 \Omega \quad \text{et } \frac{1}{\omega} = 0,72 \text{ k}\Omega$$

$$\text{on a bien } 1,56 \Omega < 4,7 \text{ k}\Omega < 7,2 \text{ k}\Omega$$

7 - Le circuit de remise en forme:

- Après l'amplification BF (TBA 820), on ajuste  $P_A$  de façon à ce que le niveau max de sortie soit de 3,8V sur une charge  $R_o = 4k\Omega$ .  
 $R_o$  est l'impédance d'entrée du buffer utilisé en circuit de remise en forme.  $\frac{1}{8}$  (SN 745341)

La puissance à l'entrée du buffer est  $P_e = \frac{V^2}{R_e} = \frac{(3,8)^2}{4 \cdot 10^3} = 3,6 \text{ mW}$

La puissance de sortie de l'ampli BF est d'environ 1,8 W.

- Le SN 745341

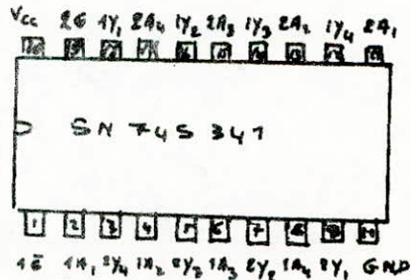
- temps de transit max : 25ns

-  $V_{iH \text{ min}} = 2 \text{ Volts}$

-  $V_{oH \text{ nom}} = 2,8 \text{ V}$

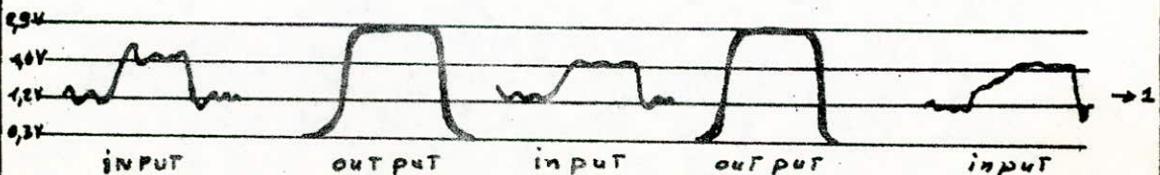
-  $V_{iL \text{ max}} = 1,5 \text{ V}$

-  $V_{oL \text{ nom}} = 0,3 \text{ V}$



Ce circuit, en même temps réalise l'adaptation avec les étages numériques suivants à logique T.T.L.

Exemples de quelques signaux typiques:



7 - Le circuit de remise en forme:

- Après l'amplification BF (TBA 820), on ajuste  $P_A$  de façon à ce que le niveau max de l'ortie soit de 3,8V sur une charge  $R_o = 4k\Omega$ .  $R_o$  est l'impédance d'entrée du buffer utilisé en circuit de remise en forme.  $\frac{1}{8}$  (SN 745341)

La puissance à l'entrée du buffer est  $P_e = \frac{V^2}{R_e} = \frac{(3,8)^2}{4 \cdot 10^3} = 3,6 \text{ mW}$

La puissance de sortie de l'ampli BF est d'environ 1,8 W.

- Le SN 745341

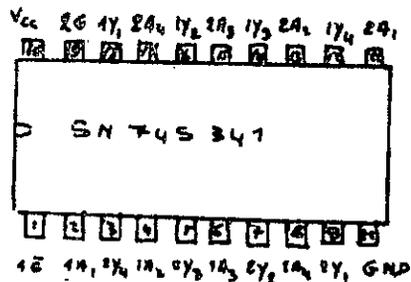
- temps de transit max : 25ns

-  $V_{IH \text{ min}} = 2 \text{ Volts}$

-  $V_{OH \text{ nom}} = 2,8 \text{ V}$

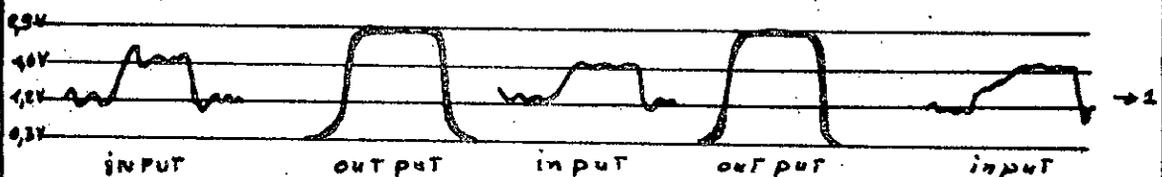
-  $V_{IL \text{ max}} = 1,5 \text{ V}$

-  $V_{OL \text{ nom}} = 0,3 \text{ V}$



Ce circuit, en même temps réalise l'adaptation avec les étages numériques suivants à logique T.T.L.

Exemples de quelques signaux typiques:



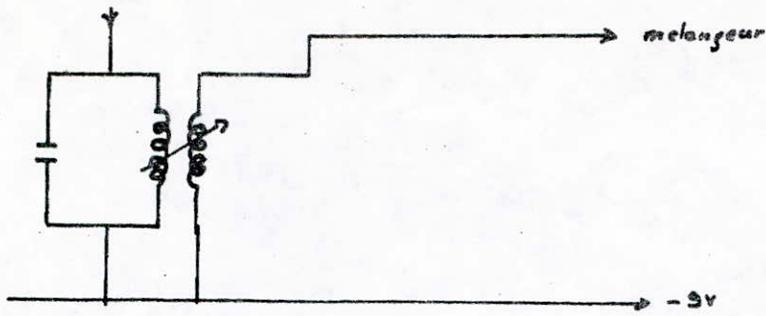


FIG 1

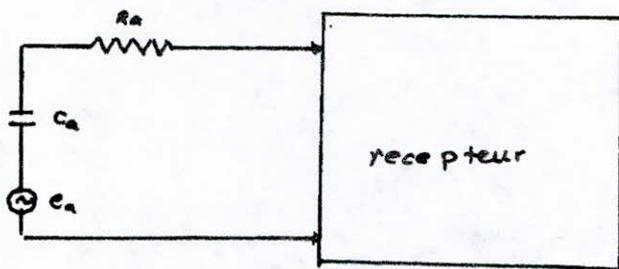


FIG 2

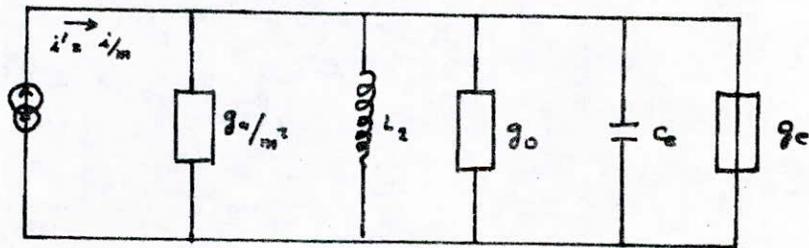


FIG 4

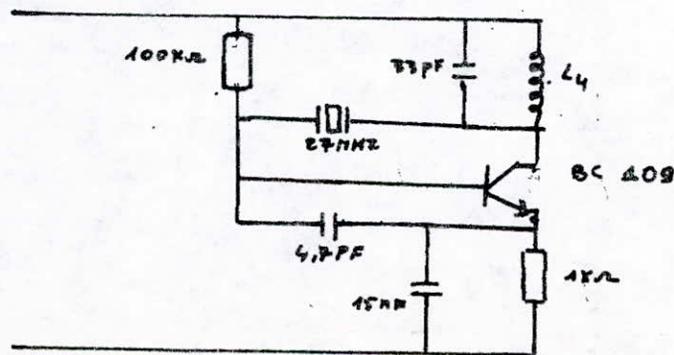


FIG 5

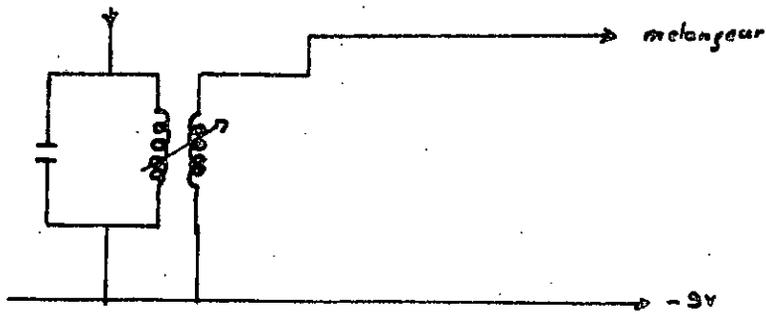


FIG 1

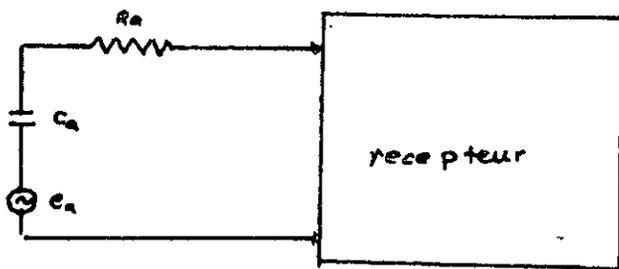


FIG 2

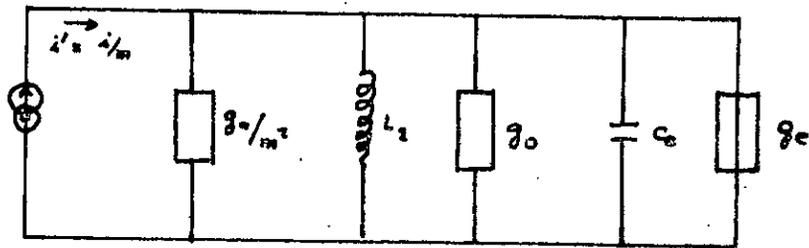


FIG 4

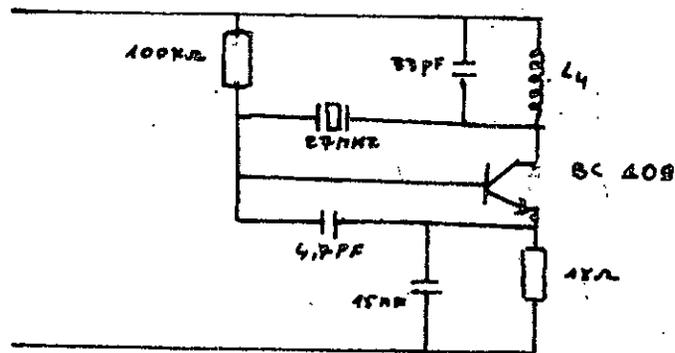
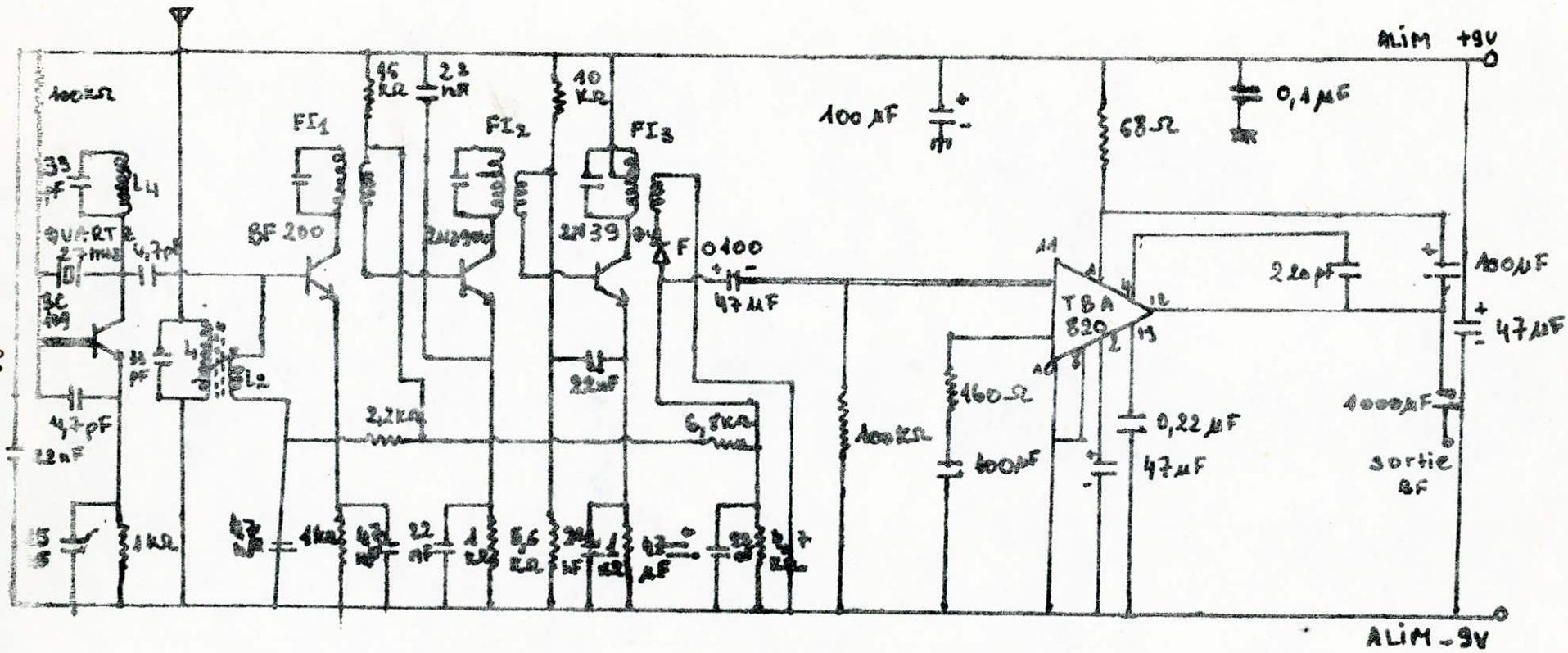
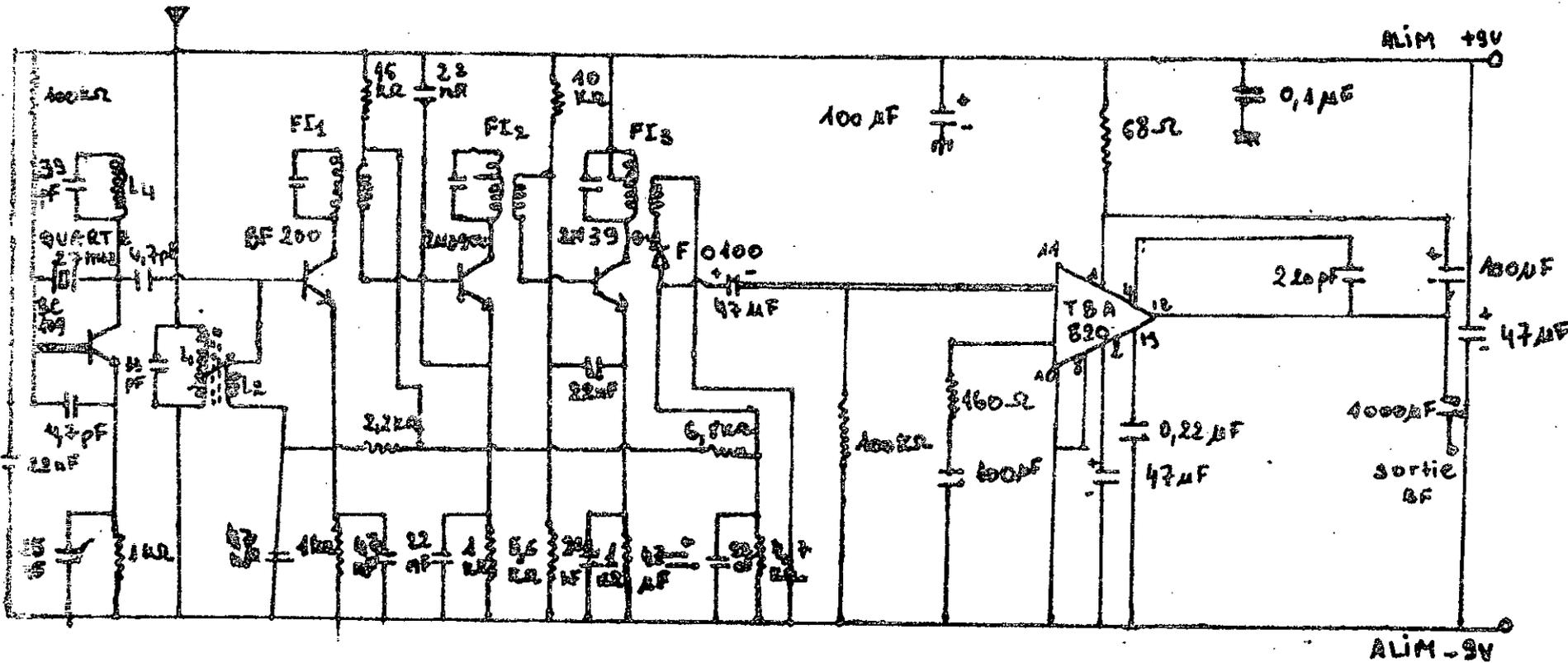


FIG 5



ETAGE DE RECEPTION ET DEMODULATION

RECEPTEUR DE TEMPS CONSTANT : PARTIE ANALOGIQUE.



ETAGE DE RECEPTION ET DEMODULATION

RECEPTEUR DE TUNES CHANGEABLES - PARTIE ELECTRONIQUE.

## Réalisation Pratique

II) La partie numérique du récepteur de télécommande Fig 1c assure le décodage et la distribution des ordres aux appareils.

Le fonctionnement se fait en 3 étapes

A) Déclenchement de l'horloge 10KHz par le bit "1" (pulsional) et transfert du signal arrivant en série à la sortie du circuit de remix en forme - vers le registre à décalage SN 74169 (entrée série, sortie parallèle)

B) Quand tout le signal est dans le registre  $Q_0=1$  arrête l'horloge et valide le décodage. La sortie adressée parmi les 32 sorties du bloc décodeur passe à l'état bas, toutes les autres restent à l'état haut.

C) Après un temps suffisant pour que cet état bas soit opérationnel (c'est à dire ouvre ou ferme un relais), remix à zéro du registre. Le système est alors prêt à une autre commande.

### Etude technique:

1 - L'horloge en start-stop: Fig R14

c'est un multivibrateur astable

identique à celui étudié pour l'émission de télécommande

## Réalisation Pratique

II) La partie numérique du récepteur de télécommande Fig 1c assure le décodage et la distribution des ordres aux appareils.

Le fonctionnement se fait en 3 étapes

a) Déclenchement de l'horloge 10KHz par le bit "1" (Prenignal) et transfert du signal arrivant en série à la sortie du circuit de remix en forme - vers le registre à décodeur SN 74168 (entrée série, sortie parallèle)

B) Quand tout le signal est dans le registre  $Q_p=1$  arrête l'horloge et valide le décodage. La sortie adressée parmi les 32 sorties du bloc décodeur passe à l'état bas, toutes les autres restant à l'état haut.

c) Après un temps suffisant pour que cet état bas soit opérationnel (c'est à dire ouvre ou ferme un relais), remix à zéro du registre. Le système est alors prêt à une autre commande.

### Etude technique:

1 - L'horloge en start-stop: Fig R14

c'est un multi-vibrateur astable

identique à celui étudié pour l'émission de télécommande

Les valeurs  $R_1, C_1, R_2, C_2$  sont  $\left\{ \begin{array}{l} C_1 = C_2 = 87nF \\ R_1 \approx R_2 = 270\Omega \end{array} \right.$

en  $Q_H$ , des impulsions débute à l'état haut.

L'alimentation de ce multiplieur est commandée par une bascule R-S de puissance. une impulsion en R porte  $Q$  à l'état (+5V) et d'horloge fonctionne. une impulsion en S ramène  $Q$  à (0V) et d'horloge s'arrête.

### 2. Le registre à décalage SN74164

Valeurs d'entrée:

$$F_{MAX} = 36 MHz$$

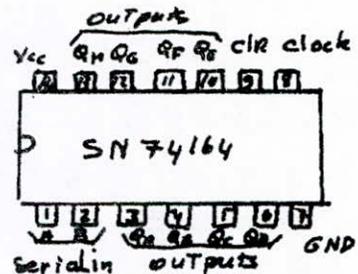
$$V_{IH_{min}} = 2V$$

$$V_{OL_{max}} = 0,8V$$

Valeurs de sortie:

$$V_{OH} = 3,2V$$

$$V_{OL} = 0,2V$$



Nombre de bits: 8 on n'utilise que les 6 premiers  $Q_1 \sim Q_6$  actif pour clear à l'état haut

Les entrées sont mesurées sur les fronts montants des impulsions de d'horloge. si l'une de entrées reçoit le signal, l'autre est nécessairement à l'état haut. Le temps de transfert max est de 4ns négligeable devant la période de d'horloge (100ns)

3. Le bloc décodeur: il est composé de 4 décodeurs à 3 bits d'entrée  $\rightarrow$  8 sorties: SN74138. et de 4 portes NAND SN7400.

Les valeurs  $R_1, C_1, R_2, C_2$  sont  $\left\{ \begin{array}{l} C_1 = C_2 = 37nF \\ R_1 \approx R_2 = 270\Omega \end{array} \right.$

en  $Q_n$ , des impulsions débute à l'état haut.

L'alimentation de ce multiplieur est commandée par une bascule R-S de puissance. une impulsion en R porte  $Q$  à l'état (+5V) et d'horloge fonctionne. une impulsion en S ramène  $Q$  à (0V) et d'horloge s'arrête.

## 2. Le registre à décalage SN74164

Valeurs d'entrée:

$$F_{MAX} = 36MHz$$

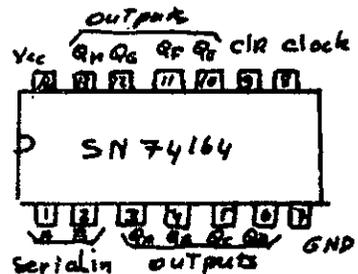
$$V_{IH_{min}} = 2V$$

$$V_{OL_{max}} = 0,8V$$

Valeurs de sortie:

$$V_{OH} = 3,2V$$

$$V_{OL} = 0,2V$$



Nombre de bits: 8 on n'utilise que les 6 premiers  $Q_n \sim Q_6$ .  
achif pour clear à l'état haut

Les entrées sont mes sur les fronts montants des impulsions de d'horloge. si l'une de entrées reçoit le signal, l'autre est nécessairement à l'état haut. Le temps de transfert max est de 4ns négligeable devant la période de d'horloge (100ns)

3. Le bloc décodeur: il est composé de 4 décodeurs à 3 bits d'entrée  $\rightarrow$  8 sorties: SN74138. et de 4 portes NAND SN7400.

Les bits  $Q_A$  et  $Q_B$  qui sont ceux de poids le plus fort servent à d'adressage d'un des 4 SN 74138 car ce circuit intégré n'est actif que si  $G_{2A} = 0$  et  $G_{2B} = 0$ . Grâce aux 4

ports NAND,  $\left. \begin{matrix} Q_A = 0 \\ Q_B = 0 \end{matrix} \right\} \Rightarrow \begin{matrix} G_{2A} = 0 \\ G_{2B} = 0 \end{matrix}$  pour le premier SN 74138

$\left. \begin{matrix} Q_A = 0 \\ Q_B = 1 \end{matrix} \right\} \Rightarrow \begin{matrix} G_{2A} = 0 \\ G_{2B} = 0 \end{matrix}$  pour le second SN 74138

$\left. \begin{matrix} Q_A = 1 \\ Q_B = 0 \end{matrix} \right\} \Rightarrow \begin{matrix} G_{2A} = 0 \\ G_{2B} = 0 \end{matrix}$  pour le troisième SN 74138

$\left. \begin{matrix} Q_A = 1 \\ Q_B = 1 \end{matrix} \right\} \Rightarrow \begin{matrix} G_{2A} = 0 \\ G_{2B} = 0 \end{matrix}$  pour le quatrième SN 74138

Les bits  $Q_C, Q_D, Q_E$  servent au décodage d'une des 8 entrées du circuit intégré validé par les bits  $Q_A$  et  $Q_B$ .

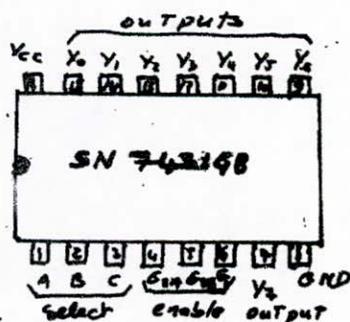
on a ainsi 32 sorties adressables par 5 bits.

#### 4- Le décodeur 5 to 8 lines SN 74148:

temps de transit : 22 ns  
puissance dissipée : 32 mW

Valeurs d'entrée :  $V_{IHmin} = 2,2V$   
 $V_{OLmax} = 0,8V$

Valeurs de sortie :  $V_{OH} = 3,6V$   
 $V_{OL} = 0,4V$



Actif pour  $G_{2A} = 0$   $G_{2B} = 0$  et  $G_1$  à l'état haut.

5- les relais: ce sont des AE 1322 de la firme japonais NATIONAL. Ils sont montés comme l'indique la figure R15

Pour avoir commutation, d'impulsion vers l'état bas en A ou B doit durer au moins 25  $\mu s$  Notre L.A.R. est donc choisie de 30  $\mu s$

Les bits  $Q_4$  et  $Q_0$  qui sont ceux de poids le plus fort servent à d'adressage d'un des 4 SN 74138 car ce circuit intégré n'est actif que si  $G_{2A} = 0$  et  $G_{2B} = 0$ . Grâce aux 4

portes NAND,  $\left. \begin{matrix} Q_4 = 0 \\ Q_0 = 0 \end{matrix} \right\} \Rightarrow \begin{matrix} G_{2A} = 0 \\ G_{2B} = 0 \end{matrix}$  pour le premier SN 74138

$\left. \begin{matrix} Q_4 = 0 \\ Q_0 = 1 \end{matrix} \right\} \Rightarrow \begin{matrix} G_{2A} = 0 \\ G_{2B} = 0 \end{matrix}$  pour le second SN 74138

$\left. \begin{matrix} Q_4 = 1 \\ Q_0 = 0 \end{matrix} \right\} \Rightarrow \begin{matrix} G_{2A} = 0 \\ G_{2B} = 0 \end{matrix}$  pour le troisième SN 74138

$\left. \begin{matrix} Q_4 = 1 \\ Q_0 = 1 \end{matrix} \right\} \Rightarrow \begin{matrix} G_{2A} = 0 \\ G_{2B} = 0 \end{matrix}$  pour le quatrième SN 74138

Les bits  $Q_6, Q_5, Q_4$  servent au décodage d'une des 8 entrées du circuit intégré validé par les bits  $Q_4$  et  $Q_0$ .

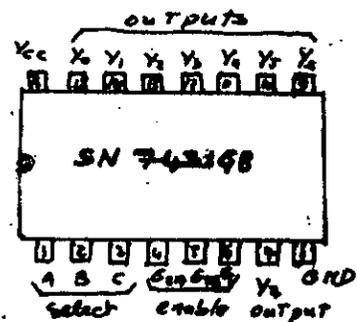
on a ainsi 32 sorties adressables par 5 bits.

#### 4- Le décodeur 3 to 8 lines SN 74148:

temps de transit : 22 ns  
puissance dissipée : 32 mW

Valeurs d'entrée :  $V_{IH\min} = 2,2V$   
 $V_{OL\max} = 0,7V$

Valeurs de sortie :  $V_{OH} = 3,6V$   
 $V_{OL} = 0,4V$



Actif pour  $G_{2A} = 0$   $G_{2B} = 0$  et  $G_1$  à l'état haut.

5- les relais: ce sont des AE 1322 de la firme japonaise NATIONAL. Ils sont montés comme l'indique la figure A15

Pour avoir commutation, d'impulsion vers l'état bas en A ou B doit durer au moins 25  $\mu s$  Notre L.A.R. est donc choisie de 30  $\mu s$

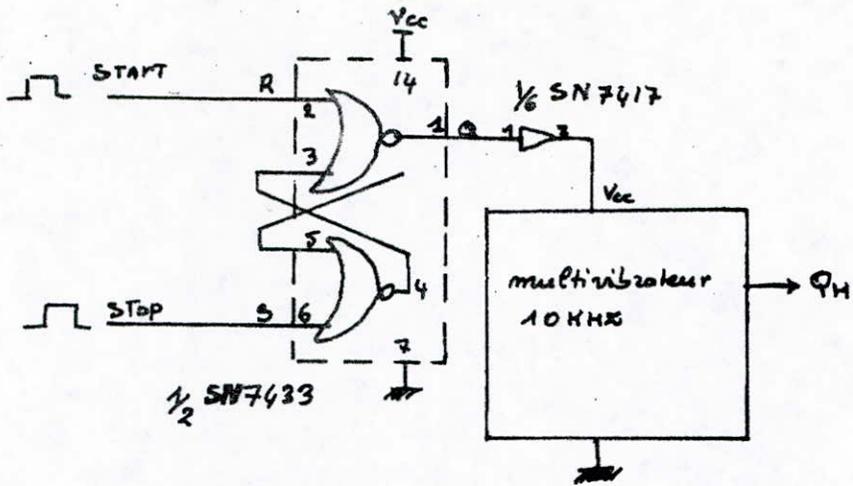


FIG R14

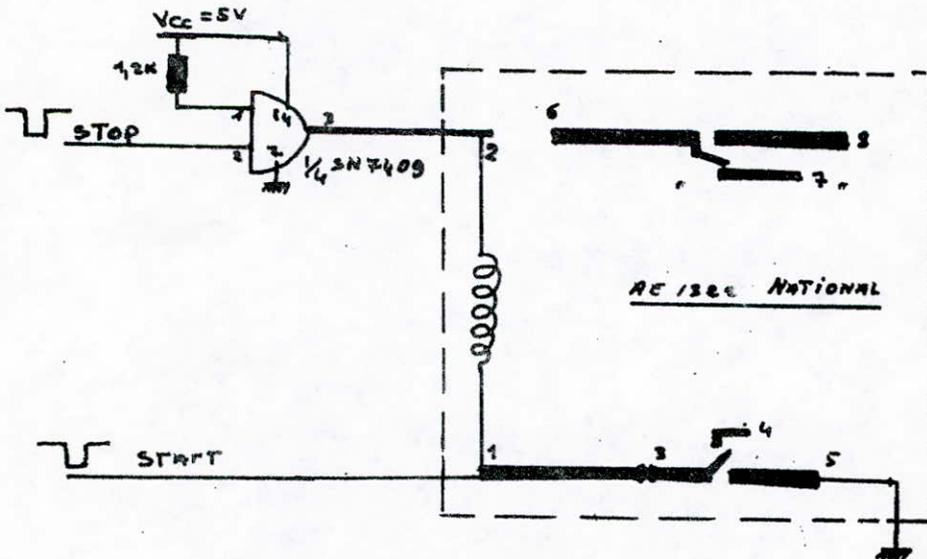


FIG R15

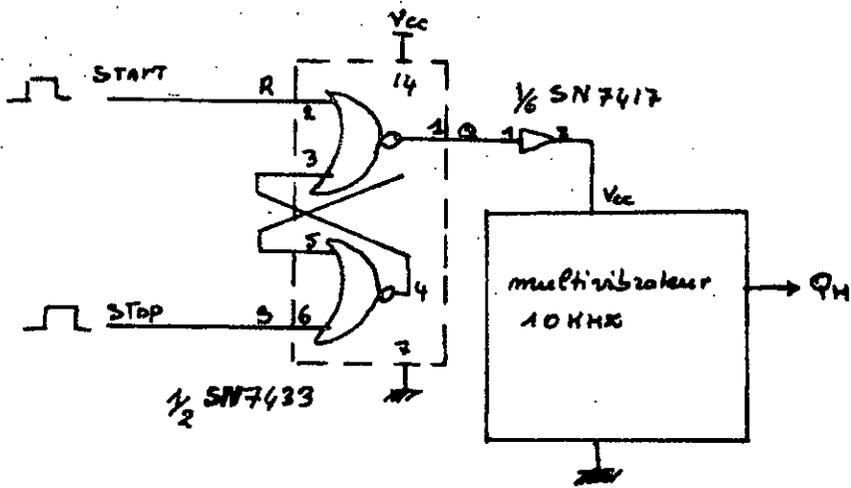


FIG R14

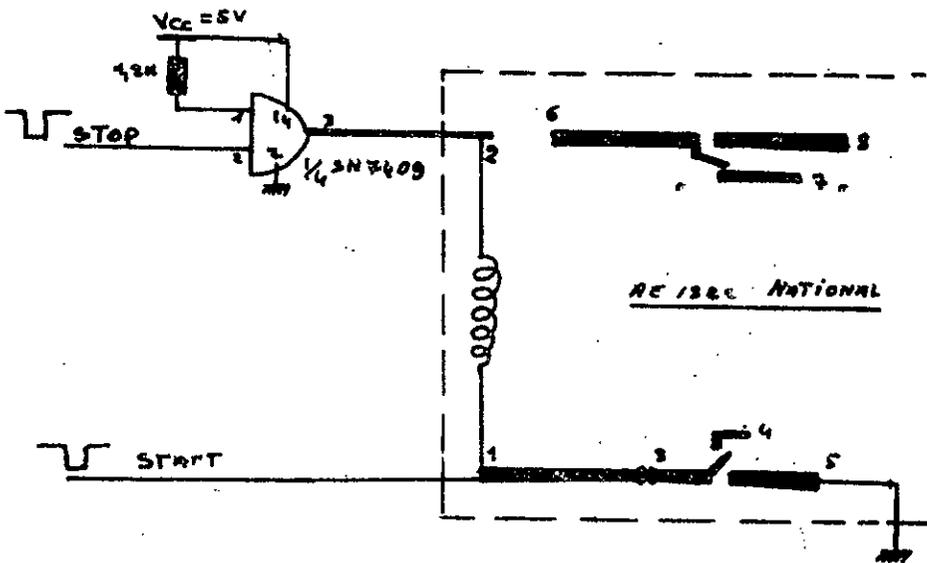
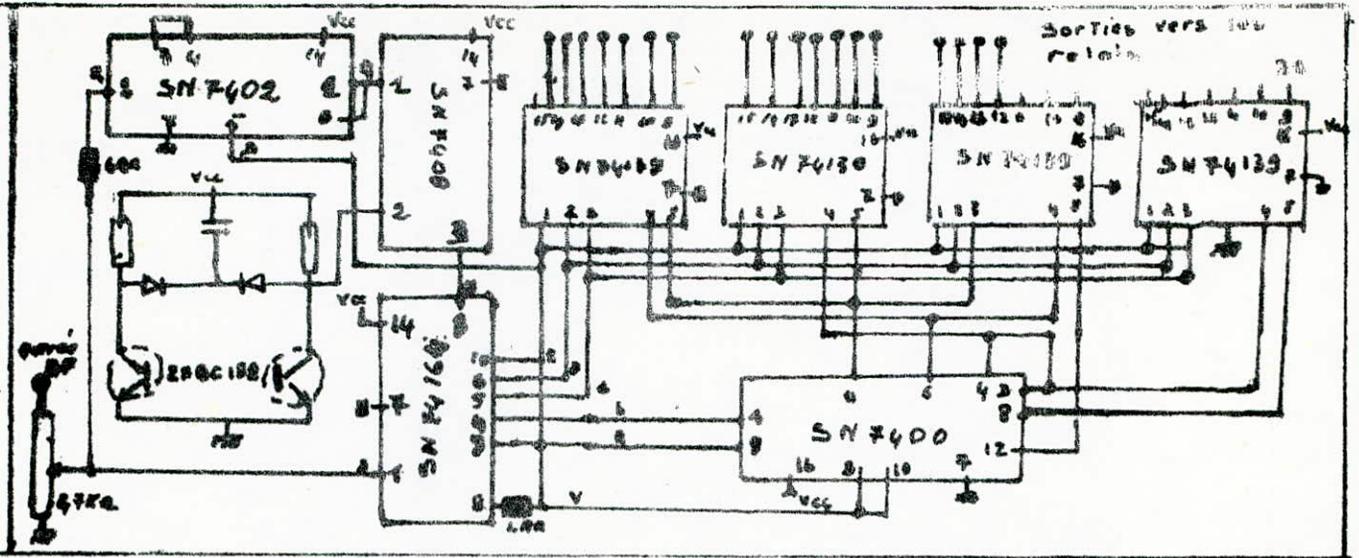


FIG R15



16 RECEPTEUR DE TSB COMMANDE - PARTIE NUMERIQUE. -

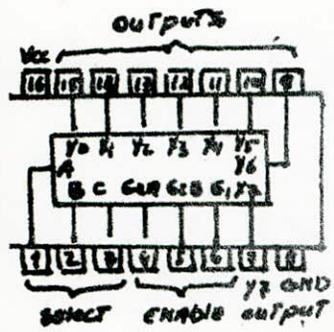
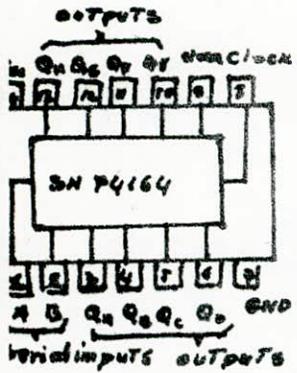
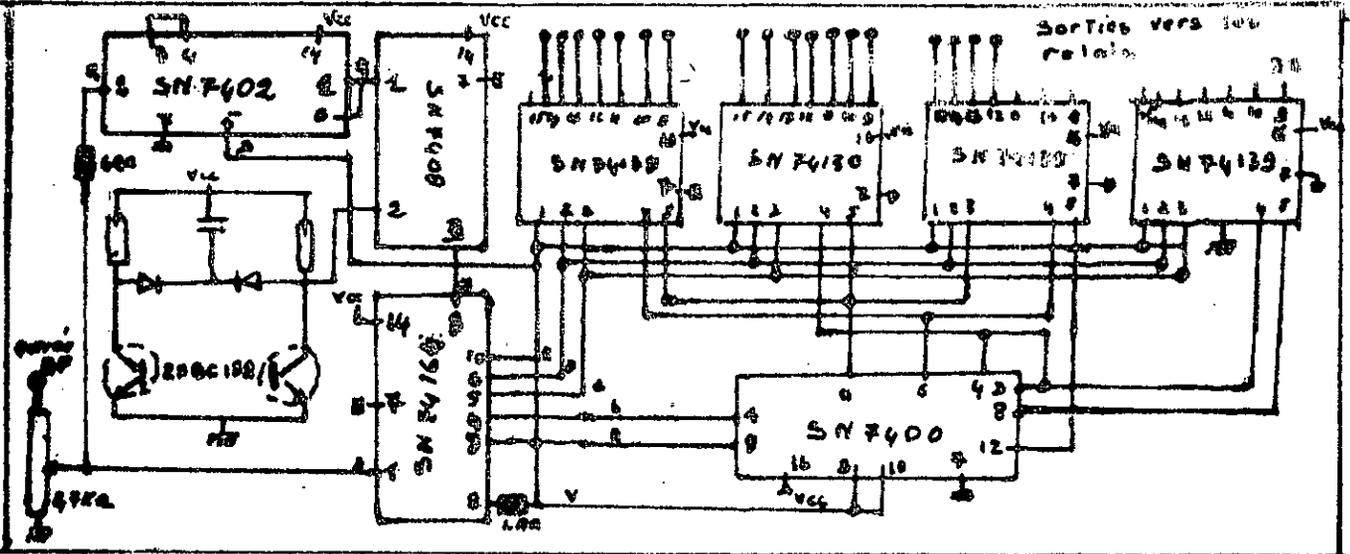


schéma de brochage du decodeur 3 bits (DEC) SN74139  
 LA VALIDATION SE FAIT POUR SELECTS = 0 ce qui permet des montages en cascade comme ci-dessus.



LE SN74164 EST UN REGISTRE A DECALAGE ENTREE SERIE (A0-6), SORTIE PARALLELE (8 bits) Nous en utilisons les 6 premiers.  
 le SN7402 : 2 NOR à 2 entrées. le SN7408 : 4 AND. entrées FORMENT UNE bascule R-S DE COMMANDE DE L'horloge.



10 RECEPTEUR DE TSB CONTINUE - PARTIE NUMERIQUE. -

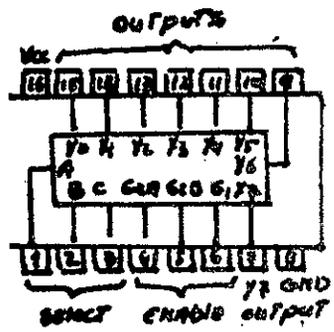
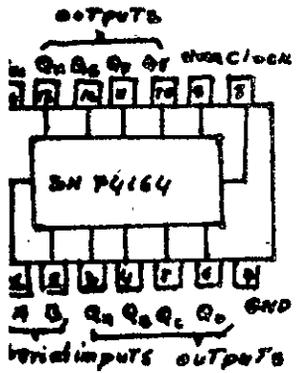


schéma de brochage du decodeur 3 bits (ABC) SN74139  
 LA VALIDATION DE PAIR POUR G1 G2 G3 = 0 ce qui permet des MONTAGES EN CASCADE comme ci-dessus.



LE SN74164 est un registre à décalage entrée série (A ou B), sortie parallèle (8 bits) nous en utilisons les 6 premiers.  
 le SN7402 : 2 NOR à 2 entrées. le SN7408 : 4 AND. entrées FORMENT une bascule R-S DE CONTINER DE L'horloge.

DEUXIEME PARTIE

TELEMESURE NUMERIQUE

DEUXIEME PARTIE

TELEMESURE NUMERIQUE

## Definition

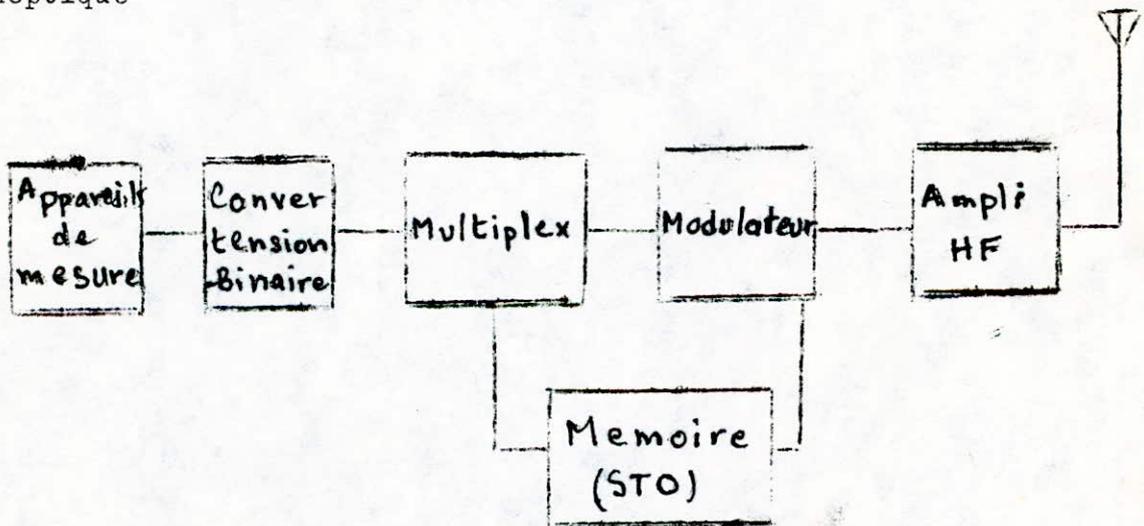
La telemesure consiste à recueillir par l'intermediaire d'une liaison radioélectrique, des mesures effectuées sur terre ou à bord d'un porteur dans lequel sont embarqués des appareils de mesure.

## Remarque:

Dans cette seconde partie, nous travaillons toujours avec une frequence de 27,12Mhz donc nous utilisons les mêmes ensembles HF demission et de reception étudiés en telecommande.

## I/ COLLECTE ET EMISSION DES MESURES

### Synoptique



## Definition

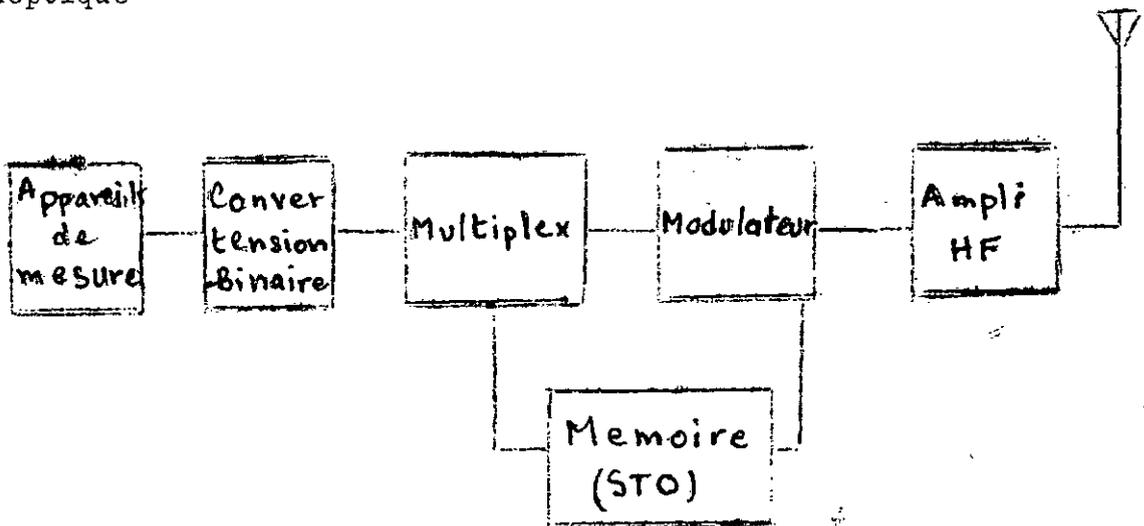
La telemesure consiste à recueillir par l'intermediaire d'une liaison radioélectrique, des mesures effectuées sur terre ou à bord d'un porteur dans lequel sont embarqués des appareils de mesure.

## Remarque:

Dans cette seconde partie, nous travaillons toujours avec une frequence de 27,12Mhz donc nous utilisons les mêmes ensembles HF demission et de reception étudiés en telecommande.

## I/ COLLECTE ET EMISSION DES MESURES

### Synoptique



Les capteurs:

Ils sont classés en deux catégories:

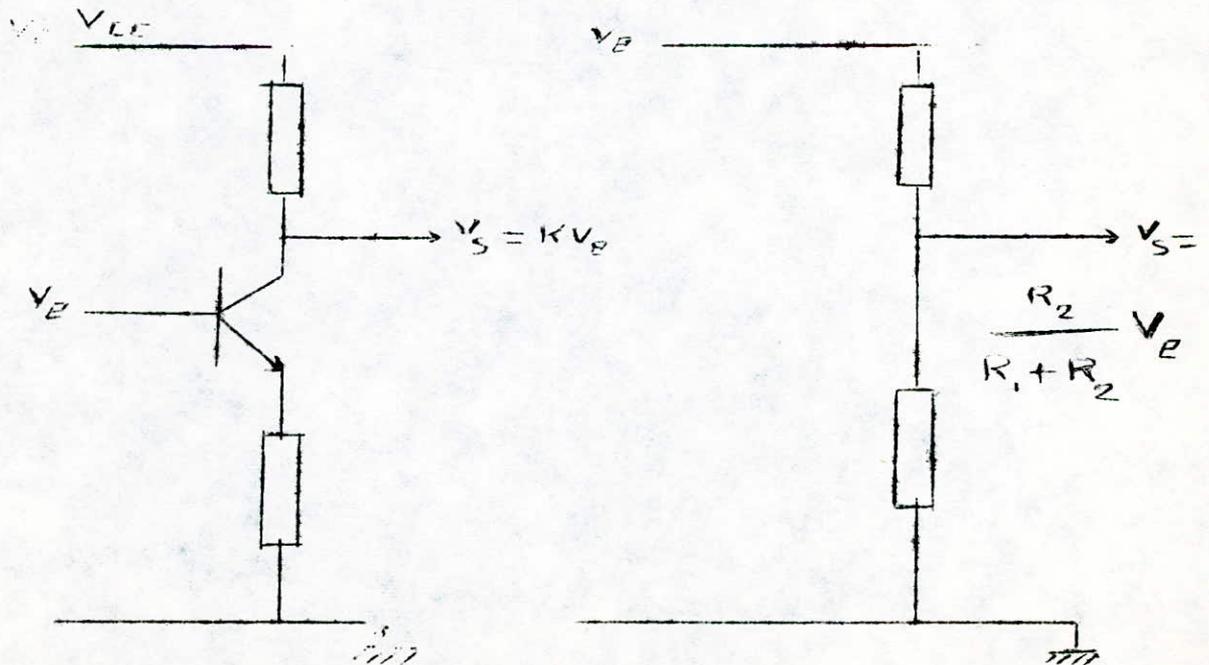
1/- les appareils qui transforment une action mécanique ou physico-chimique en tension électrique.

exemple : tachymètre; déplacement d'un curseur muni d'un potentiomètre; mesure du PH d'une solution grâce à sa **conductivité**

2/- les appareils qui analysent des rayonnements électromagnétiques qu'ils transforment en courant électrique.

exemple: avec un photo transistor ou une photo diode, on peut mesurer l'intensité d'un rayon lumineux.

Les valeurs  $V_{min}$  et  $V_{max}$  des tensions de sortie de ces appareils peuvent être très différentes. Les convertisseurs A/N travaillant dans une plage déterminée, on s'y ramène par une amplification linéaire si la tension est trop faible et par un pont diviseur si elle est trop forte (figures ci-dessous)



Les capteurs:

Ils sont classés en deux catégories:

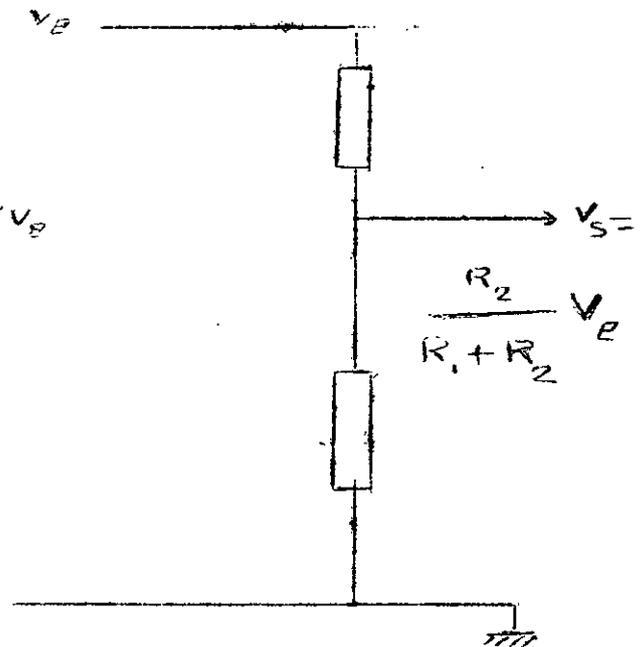
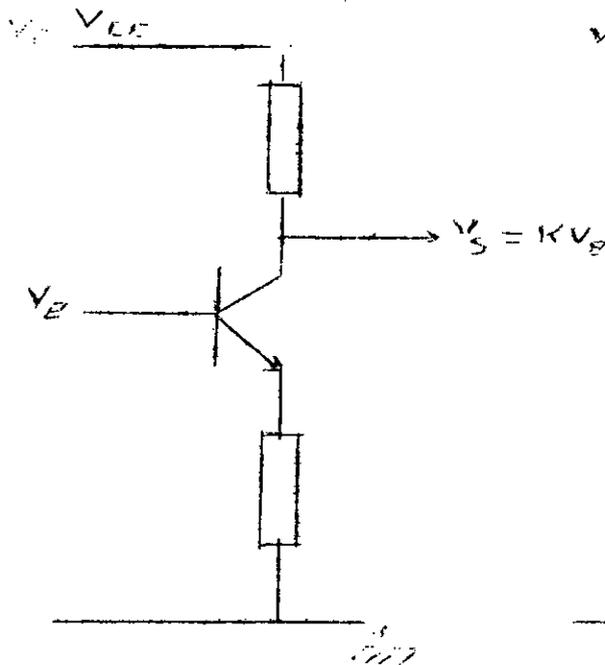
1/- les appareils qui transforment une action mécanique ou physico-chimique en tension électrique.

exemple : tachymètre; déplacement d'un curseur muni d'un potentiomètre; mesure du PH d'une solution grâce à sa conductivité

2/- les appareils qui analysent des rayonnements électromagnétiques qu'ils transforment en courant électrique.

exemple: avec un photo transistor ou une photo diode, on peut mesurer l'intensité d'un rayon lumineux.

Les valeurs  $V_{min}$  et  $V_{max}$  des tensions de sortie de ces appareils peuvent être très différentes. Les convertisseurs A/N travaillant dans une plage déterminée, on s'y ramène par une amplification linéaire si la tension est trop faible et par un pont diviseur si elle est trop forte (figures ci-dessous)



## LA CONVERSION TENSION-NOMBRE BINAIRE:

Le phénomène à mesurer pouvant évoluer dans le temps, nous n'avons pas en sortie des capteurs une tension continue. Si nous voulons prendre une mesure au temps  $T$ , il faudra le faire dans un intervalle de temps  $\Delta T$  assez court pour que la tension soit considérée constante. On peut aussi mémoriser la valeur de la tension à l'instant  $T$ .

Si le phénomène est rapide,  $\Delta T$  devra nécessairement être très court. Nous pouvons ainsi, si nous voulons suivre l'évolution du phénomène, prendre sa valeur tous les  $\Delta T$ . cependant, la rapidité de ces mesures est limitée par le temps de commutation des éléments des circuits électroniques et par le convertisseur utilisé. Exemple: si nous utilisons un convertisseur à rampe numérique (schéma 2a), le temps de commutation de la porte ET et du comparateur est de l'ordre de  $0,3 \mu s$ . si le bit d'incrementation fait  $5 mV$  et qu'on veut apprécier une différence  $V_e - V_s = 1/4$  de LSB soit  $1 mV$  environ. dans ces conditions, le temps de conversion pour une tension qui peut atteindre  $V_{max}$  est de  $T_c = 2^n \cdot 2^3 \cdot 10^{-6}$  sec. soit  $4,6 ms$  pour  $n=11$  bits. cette technique ne permet donc pas de suivre des phénomènes qui évoluent à plus de  $200 Hz$  cependant, si nous voulons diminuer le temps de conversion, nous pouvons utiliser des convertisseurs A/N à fonctionnement parallèle (schéma 2B). Au détriment d'un nombre de composants important, (progressant en  $2^n$ ) on obtient une très bonne rapidité mais cette technique n'est avantageuse que pour un nombre restreint de bits (5 par exemple); donc dans le cas où une faible résolution suffit. Le schéma 2B montre un convertisseur A/N à 3 bits fonctionnant en parallèle.

Grâce aux 7 résistances et aux 7 comparateurs, on a 7 tensions de référence auxquelles on compare la tension  $V_e$ ; on conçoit donc que cette technique est beaucoup plus rapide que celle du générateur de rampe. En effet pour ces convertisseurs le temps de conversion varie de  $50$  à  $100 ns$ .

Il existe aussi des convertisseurs intéressants car leur temps de conversion est assez court ( $10$  à  $25 \mu s$ ): Ce sont les convertisseurs à approximations successives.

Cette technique permet la conversion au bout de  $n$  comparaisons pour une résolution de  $n$  bits (FIG 2C ; FIG 2C')

## LA CONVERSION TENSION-NOMBRE BINAIRE:

Le phénomène à mesurer pouvant évoluer dans le temps, nous n'avons pas en sortie des capteurs une tension continue. Si nous voulons prendre une mesure au temps  $T$ , il faudra le faire dans un intervalle de temps  $\Delta T$  assez court pour que la tension soit considérée constante. On peut aussi mémoriser la valeur de la tension à l'instant  $T$ .

Si le phénomène est rapide,  $\Delta T$  devra nécessairement être très court. Nous pouvons ainsi, si nous voulons suivre l'évolution du phénomène, prendre sa valeur tous les  $\Delta T$ . cependant, la rapidité de ces mesures est limitée par le temps de commutation des éléments des circuits électroniques et par le convertisseur utilisé. Exemple: si nous utilisons un convertisseur à rampe numérique (schéma 2a), le temps de commutation de la porte ET et du comparateur est de l'ordre de  $0,3 \mu s$ . si le bit d'incrementation fait  $5mV$  et qu'on veut apprécier une différence  $V_e - V_s = 1/4$  de LSB soit  $1mV$  environ. dans ces conditions, le temps de conversion pour une tension qui peut atteindre  $V_{max}$  est de  $T_c = 2^n \cdot 2^3 \cdot 10^{-6}$  sec. soit  $4,6 ms$  pour  $n=11$  bits. cette technique ne permet donc pas de suivre des phénomènes qui évoluent à plus de  $200 Hz$  cependant, si nous voulons diminuer le temps de conversion, nous pouvons utiliser des convertisseurs A/N à fonctionnement parallèle (schéma 2B). Au détriment d'un nombre de composants important, (progressant en  $2^n$ ) on obtient une très bonne rapidité mais cette technique n'est avantageuse que pour un nombre restreint de bits ( 5 par exemple ); donc dans le cas où une faible résolution suffit. Le schéma 2B montre un convertisseur A/N à 3 bits fonctionnant en parallèle.

Grâce aux 7 résistances et aux 7 comparateurs, on a 7 tensions de référence auxquelles on compare la tension  $V_e$ ; on conçoit donc que cette technique est beaucoup plus rapide que celle du générateur de rampe. En effet pour ces convertisseurs le temps de conversion varie de  $50$  à  $100 ns$ .

Il existe aussi des convertisseurs intéressants car leur temps de conversion est assez court (  $10$  à  $25 \mu s$  ): Ce sont les convertisseurs à approximations successives.

Cette technique permet la conversion au bout de  $n$  comparaisons pour une résolution de  $n$  bits ( FIG 2C ; FIG 2C' )

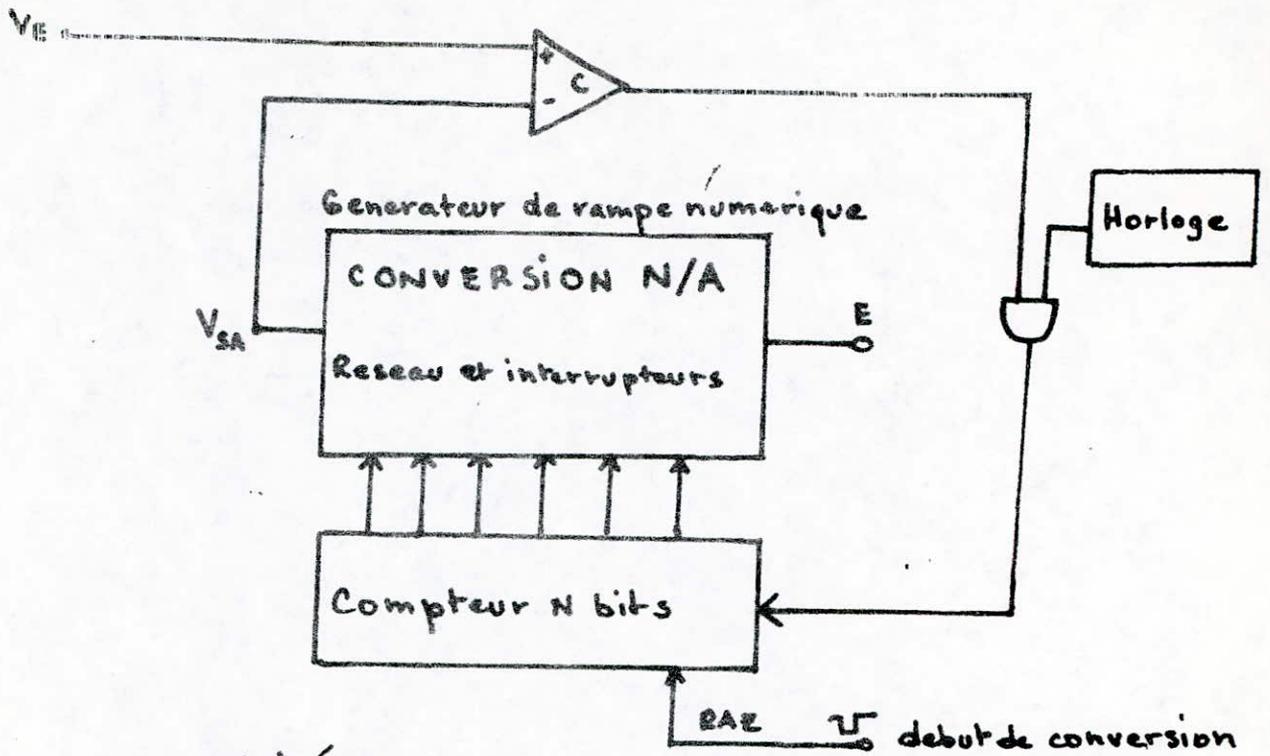


Schéma 2A

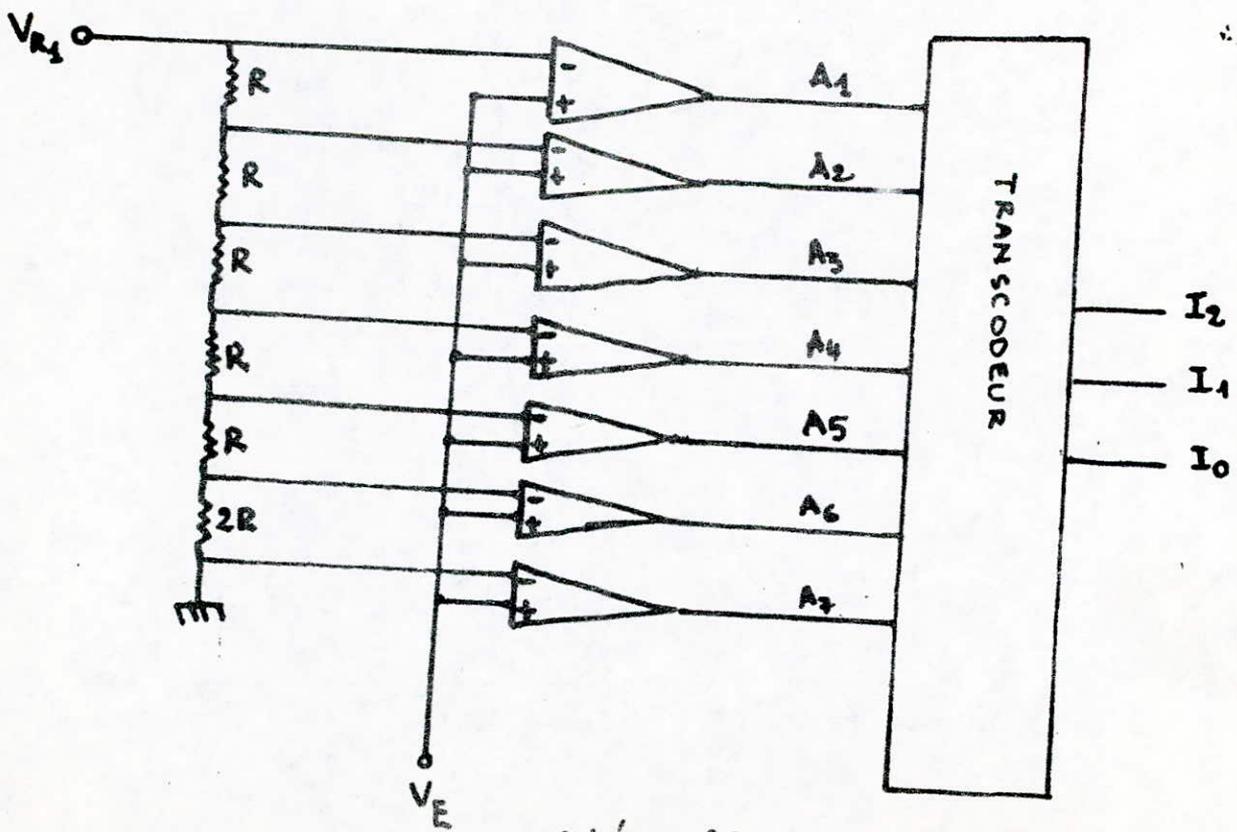


Schéma 2B

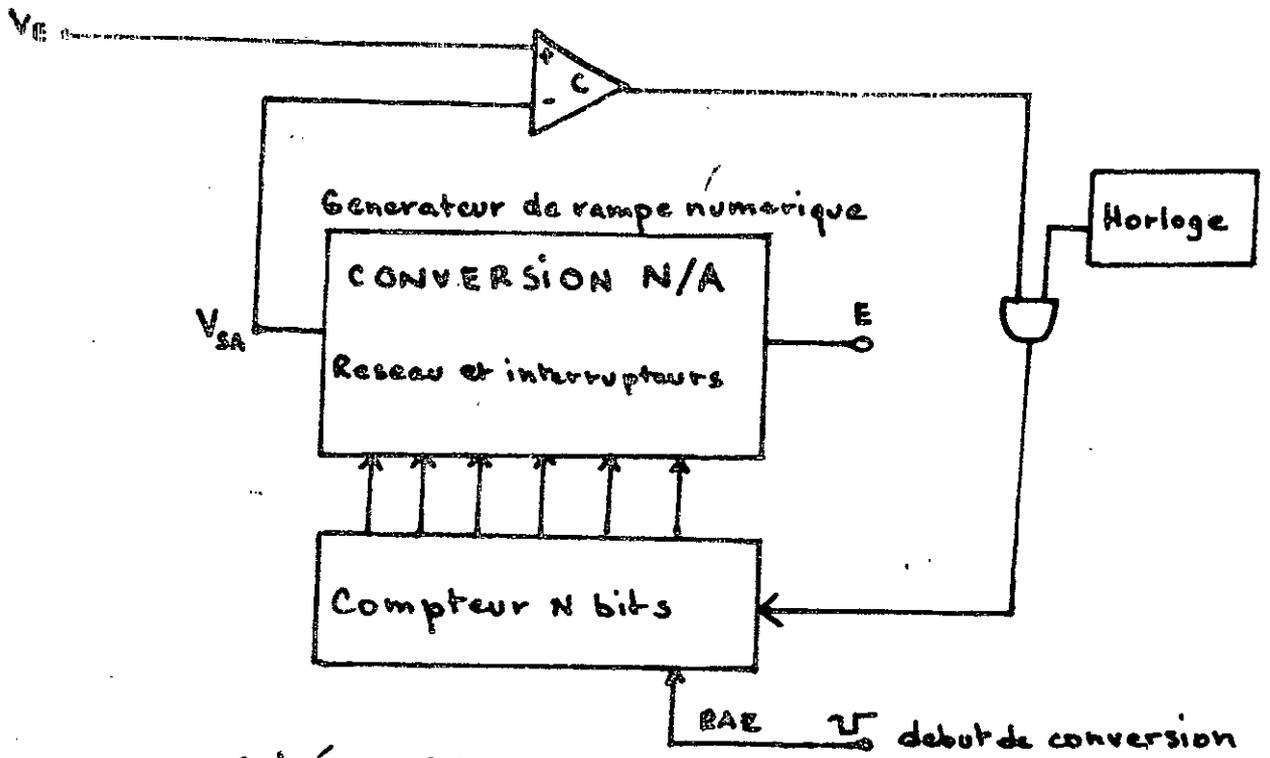


Schéma 2A

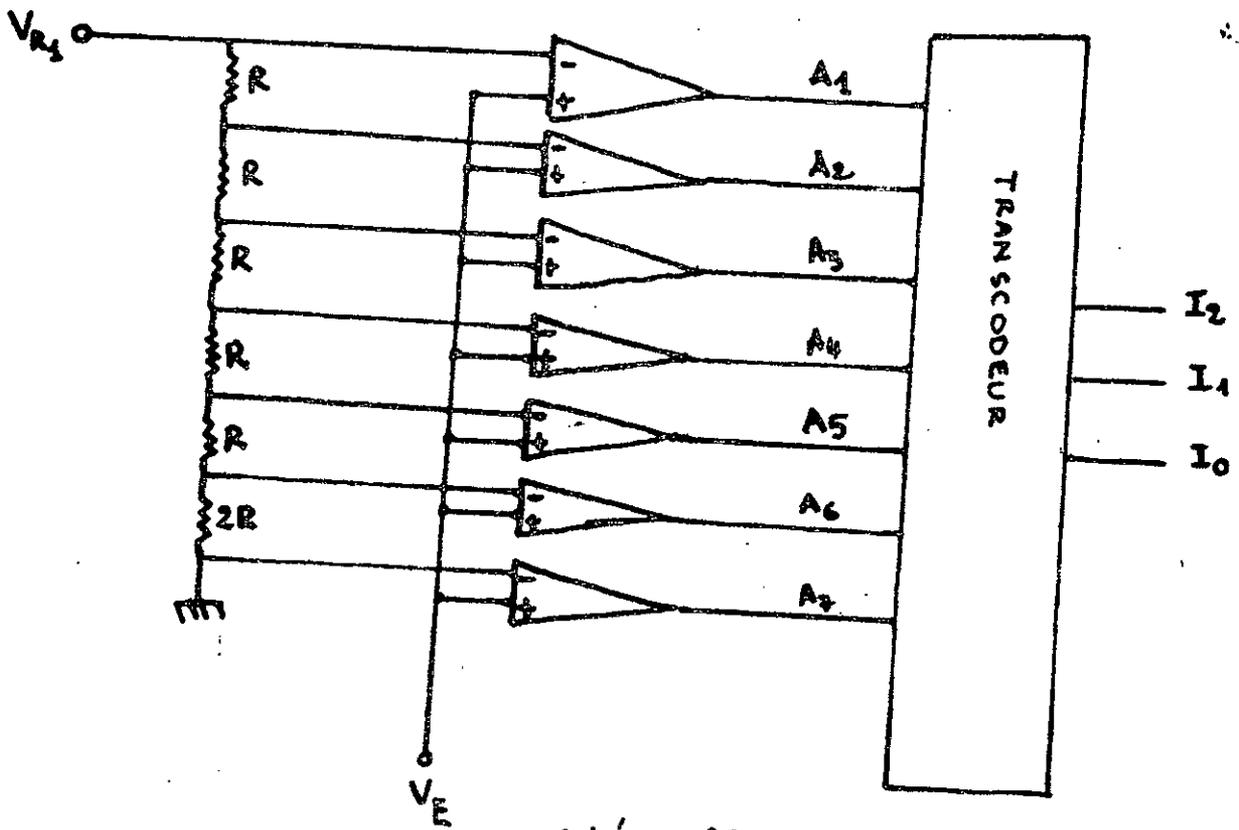


Schéma 2B

# CONVERSION A/N PAR APPROXIMATIONS SUCCESSIVES

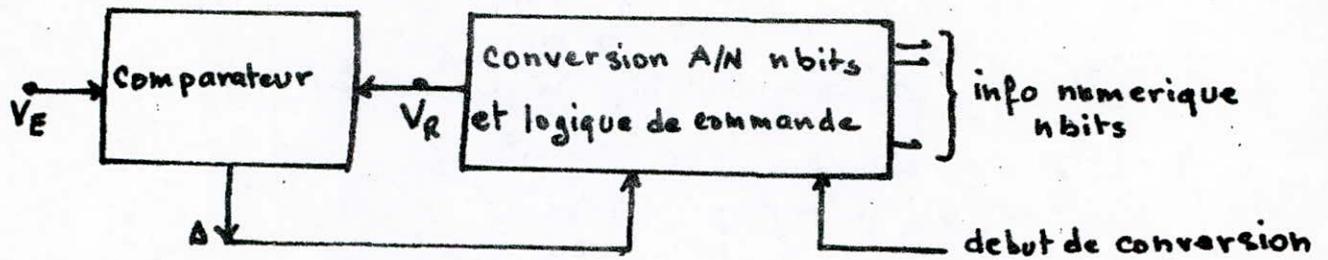


FIG 2C

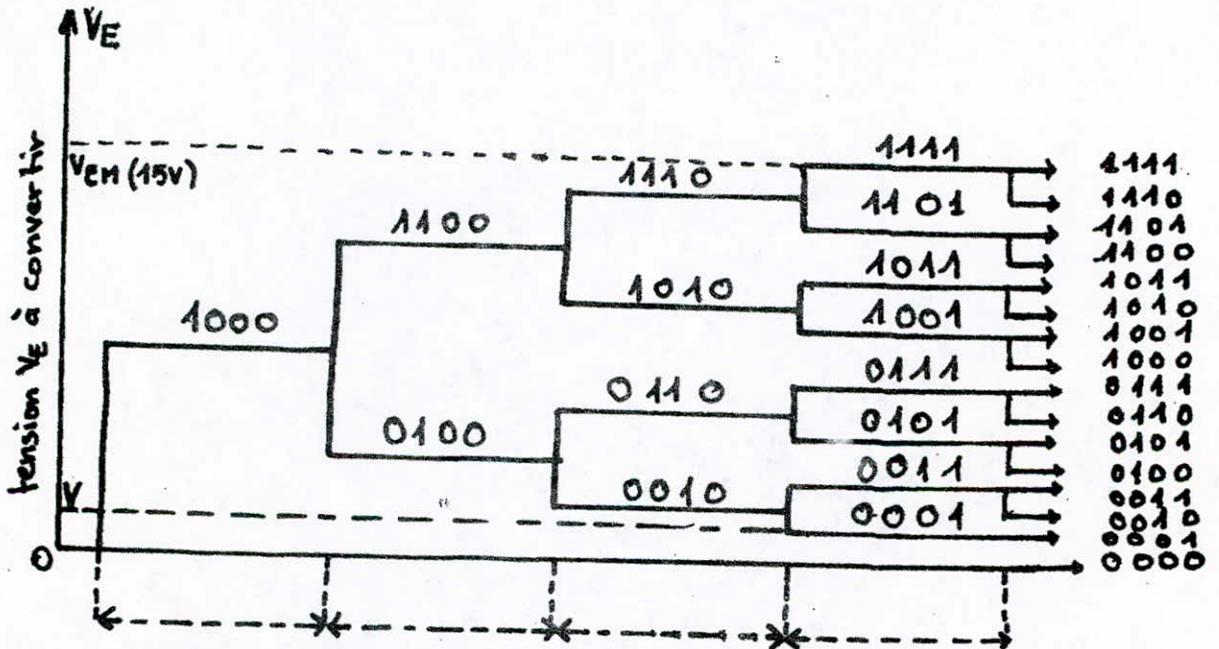


FIG 2C'

# CONVERSION A/N PAR APPROXIMATIONS SUCCESSIVES

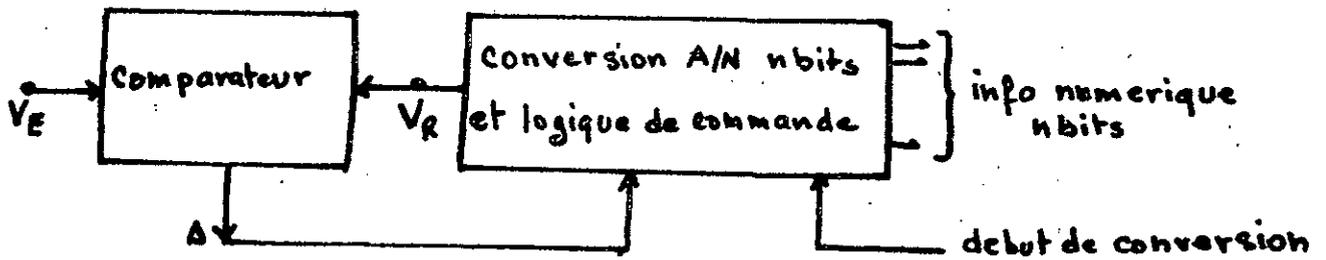


FIG 2C

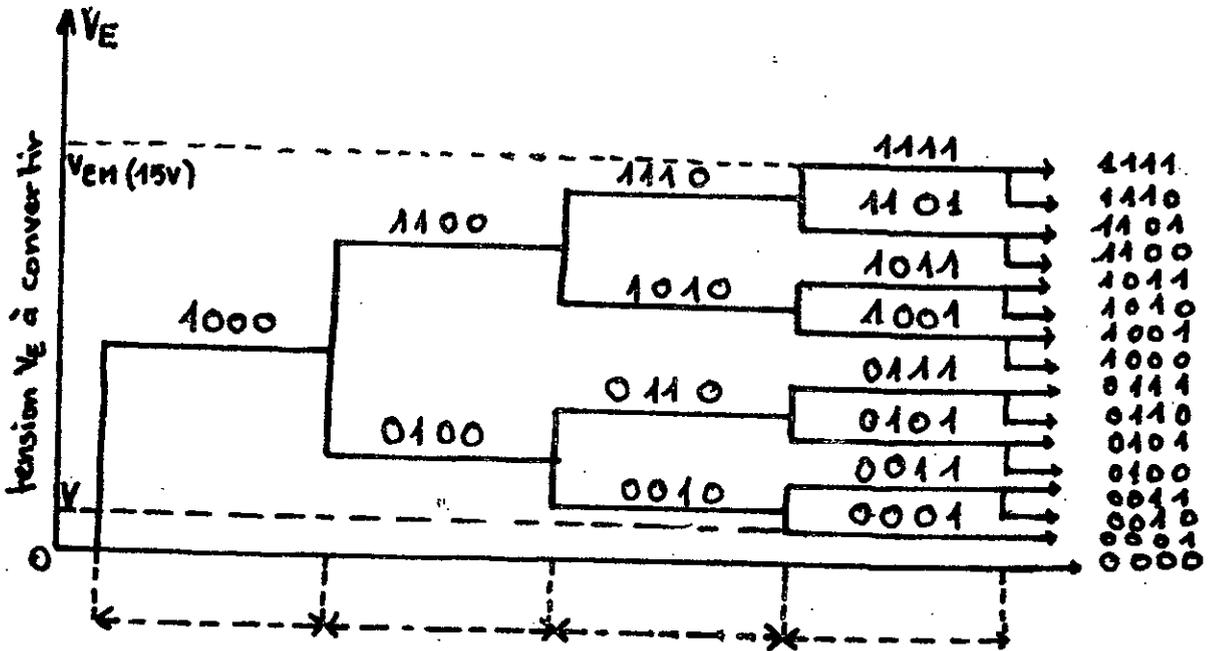
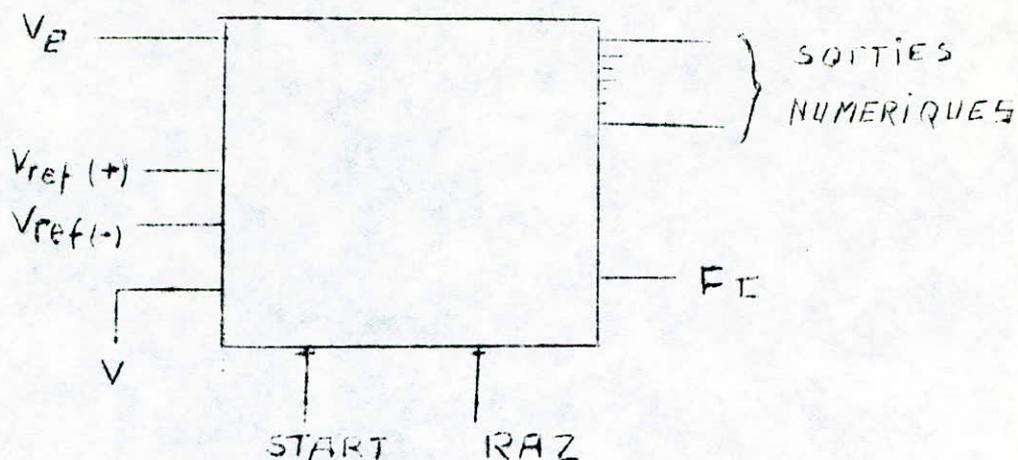


FIG 2C'

Un convertisseur A/N est présenté comme suit :



$V_e$  : tension à convertir

$V_{ref(-)}$  : tension de reference Max négative que peut atteindre  $V_e$ .

$V_{ref(+)}$  : tension de reference Max positive que peut atteindre  $V_e$ .

$F_c=0$  : fin de conversion

$RAZ$  : remise à zéro

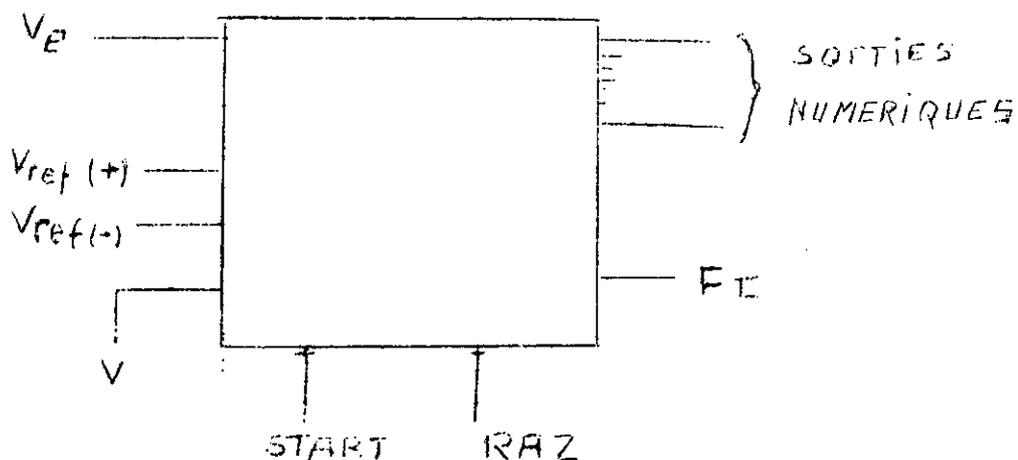
$V=I$  : autorisation de conversion qui débute après une impulsion sur l'entrée  $START$ .

Remarque :

Il existe des convertisseurs dont l'une des entrées  $RAZ, V$  ou  $START$  n'existe pas.

Pour mesurer la position et la vitesse angulaire d'un axe de rotation, on peut utiliser un codeur à disque qui donne une sortie directement numérique. Pour une résolution de  $N$  bits le disque est divisé en  $2^N$  portions égales sur lesquelles seront gravés en matériau conducteur les bits "1" et en matériau isolant les bits "0" d'un code de  $N$  bits (BCD; excédent 3; ...)

Un convertisseur A/N est présenté comme suit :



$V_e$  : tension à convertir

$V_{ref(-)}$  : tension de reference Max négative que peut atteindre  $V_e$ .

$V_{ref(+)}$  : tension de reference Max positive que peut atteindre  $V_e$ .

$F_c=0$  : fin de conversion

$RAZ$  : remise à zéro

$V=I$  : autorisation de conversion qui débute après une impulsion sur l'entrée  $START$ .

Remarque :

Il existe des convertisseurs dont l'une des entrées  $RAZ, V$  ou  $START$  n'existe pas.

Pour mesurer la position et la vitesse angulaire d'un axe de rotation, on peut utiliser un codeur à disque qui donne une sortie directement numérique. Pour une résolution de  $N$  bits le disque est divisé en  $2^N$  portions égales sur lesquelles seront gravés en matériau conducteur les bits "1" et en matériau isolant les bits "0" d'un code de  $N$  bits (BCD; excédent 3; ...)

## MULTIPLEXAGE et ORGANISATION de L'ENVOI

Les valeurs numériques de sortie des convertisseurs A/N devront être multiplexées pour se présenter en série au modulateur de la chaîne émettrice HF.

Nous allons étudier 2 ensembles de multiplexage :

-Le premier, lent, déclenchable par télécommande ou cyclique, commandé par une horloge lente ; (1 cycle toutes les 5s). Il aura à convertir en série 4 mots de 10 bits chacun.

-Le second, rapide, N fois autocyclique, aura à convertir 4N mots de 8 bits.

I/ Le cycle se fait en 3 étapes ( FIG 2E )

a/ déclenchement des convertisseurs par la première impulsion de  $H_I$  (période 5s) ou par une impulsion en M.  $H_I$  est mise en fonctionnement par la fermeture du relais  $R_I$  télécommandé par la touche MS.

b/A la fin des 4 conversions, le signal FCM en sortie du NAND passe à "I". Après l'envoi du presignal (voir organisation de l'envoi)  $AUM = "I"$  - ce qui déclenche l'horloge de multiplexage HM

c/ à la fin du multiplexage,  $FMM = "I"$  arrête le compteur puis par une LAR qui permet la modulation entière du dernier bit, remet à "0" le compteur et les convertisseurs tout est alors prêt pour le prochain cycle qui démarre dès la nouvelle impulsion de  $H_I$  (ou par une impulsion en M)

II/ Le cycle rapide (fig 2f)

Pour le montage précédent, la nouvelle conversion n'est possible qu'après la fin du multiplexage complet ( $FMM = "I" \Rightarrow$  RAZ des convertisseurs)

Nous gagnons du temps si, dès que les bits d'une mesure sont multiplexés on remet à "0" les convertisseurs A/N lui correspondant et on valide la nouvelle conversion.

le multiplexage se fait alors d'une façon continue pour N groupes de mesures.

Lorsque la sortie D du diviseur par N passe à "I", l'horloge s'arrête; compteurs et convertisseurs sont remis à "0" et la sortie Q de la bascule R-S passe à "0". Le nouveau cycle ne

## MULTIPLEXAGE et ORGANISATION de L'ENVOI

Les valeurs numériques de sortie des convertisseurs A/N devront être multiplexées pour se présenter en série au modulateur de la chaîne émettrice HF.

Nous allons étudier 2 ensembles de multiplexage :

-Le premier, lent, déclenchable par télécommande ou cyclique, commandé par une horloge lente ; (1 cycle toutes les 5s). Il aura à convertir en série 4 mots de 10 bits chacun.

-Le second, rapide, N fois autocyclique, aura à convertir 4N mots de 8 bits.

I/ Le cycle se fait en 3 étapes ( FIG 2E )

a/ déclenchement des convertisseurs par la première impulsion de  $H_I$  (période 5s) ou par une impulsion en M.  $H_I$  est mise en fonctionnement par la fermeture du relais  $R_I$  télécommandé par la touche MS.

b/A la fin des 4 conversions, le signal FCM en sortie du NAND passe à "I". Après l'envoi du presignal (voir organisation de l'envoi)  $AUM = "I"$  - ce qui déclenche l'horloge de multiplexage HM

c/ à la fin du multiplexage,  $FMM = "I"$  arrête le compteur puis par une LAR qui permet la modulation entière du dernier bit, remet à "0" le compteur et les convertisseurs tout est alors prêt pour le prochain cycle qui démarre dès la nouvelle impulsion de  $H_I$  (ou par une impulsion en M)

II/ Le cycle rapide (fig 2f)

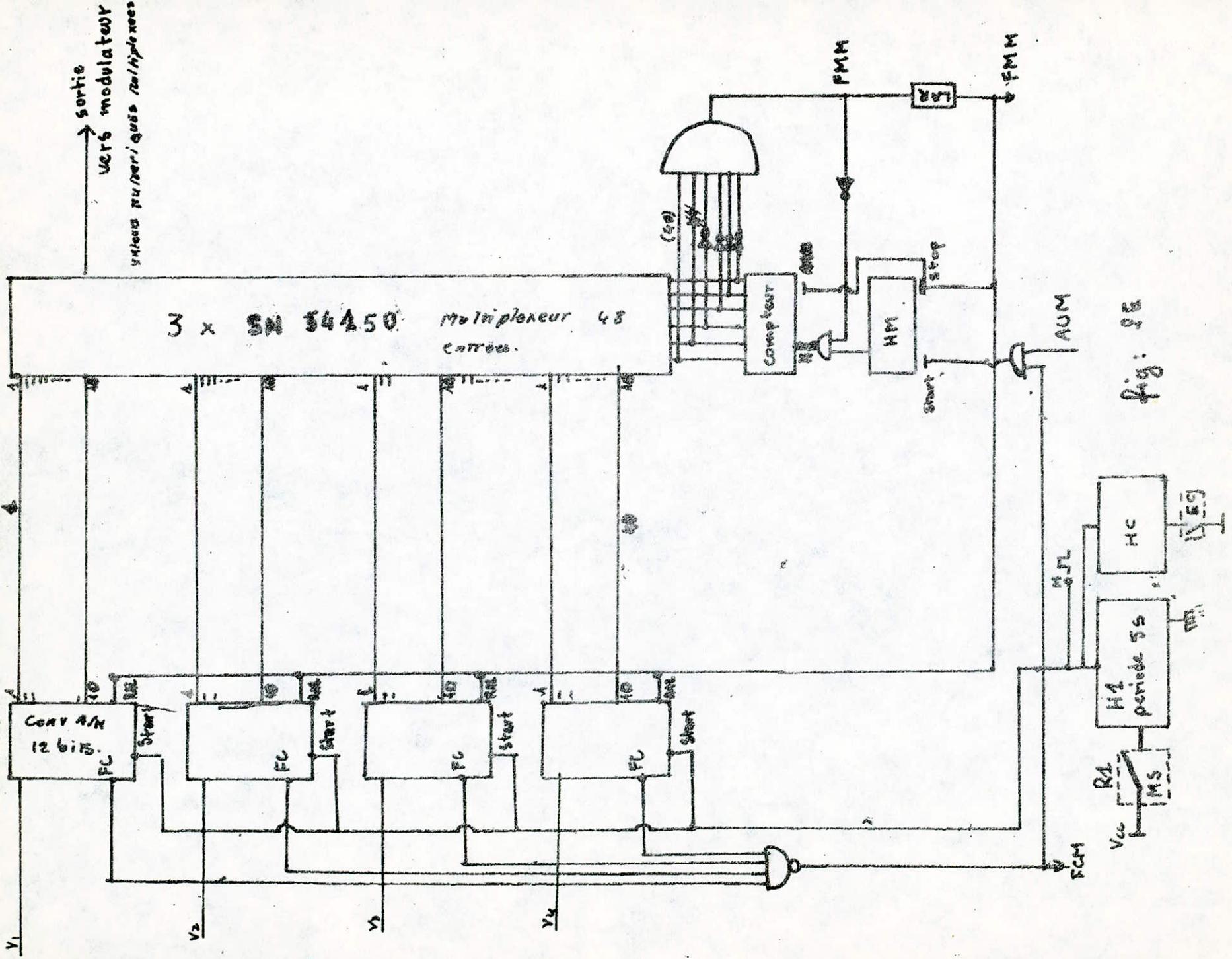
Pour le montage précédent, la nouvelle conversion n'est possible qu'après la fin du multiplexage complet ( $FMM = "I" \Leftrightarrow$  RAZ des convertisseurs)

Nous gagnons du temps si, dès que les bits d'une mesure sont multiplexés on remet à "0" le convertisseur A/N lui correspondant et on valide la nouvelle conversion.

le multiplexage se fait alors d'une façon continue pour N groupes de mesures.

Lorsque la sortie D du diviseur par N passe à "I", l'horloge s'arrête; compteurs et convertisseurs sont remis à "0" et la sortie Q de la bascule R-S passe à "0". Le nouveau cycle ne

Convertisseur A/N  
18 bits



sortie  
vers modulateur  
système numérique multiplexé

3 x SN 34450 Multiplexeur 48 canaux.

ENTRÉES ANALOGIQUES

fig: 28

Conv A/N  
18 bits

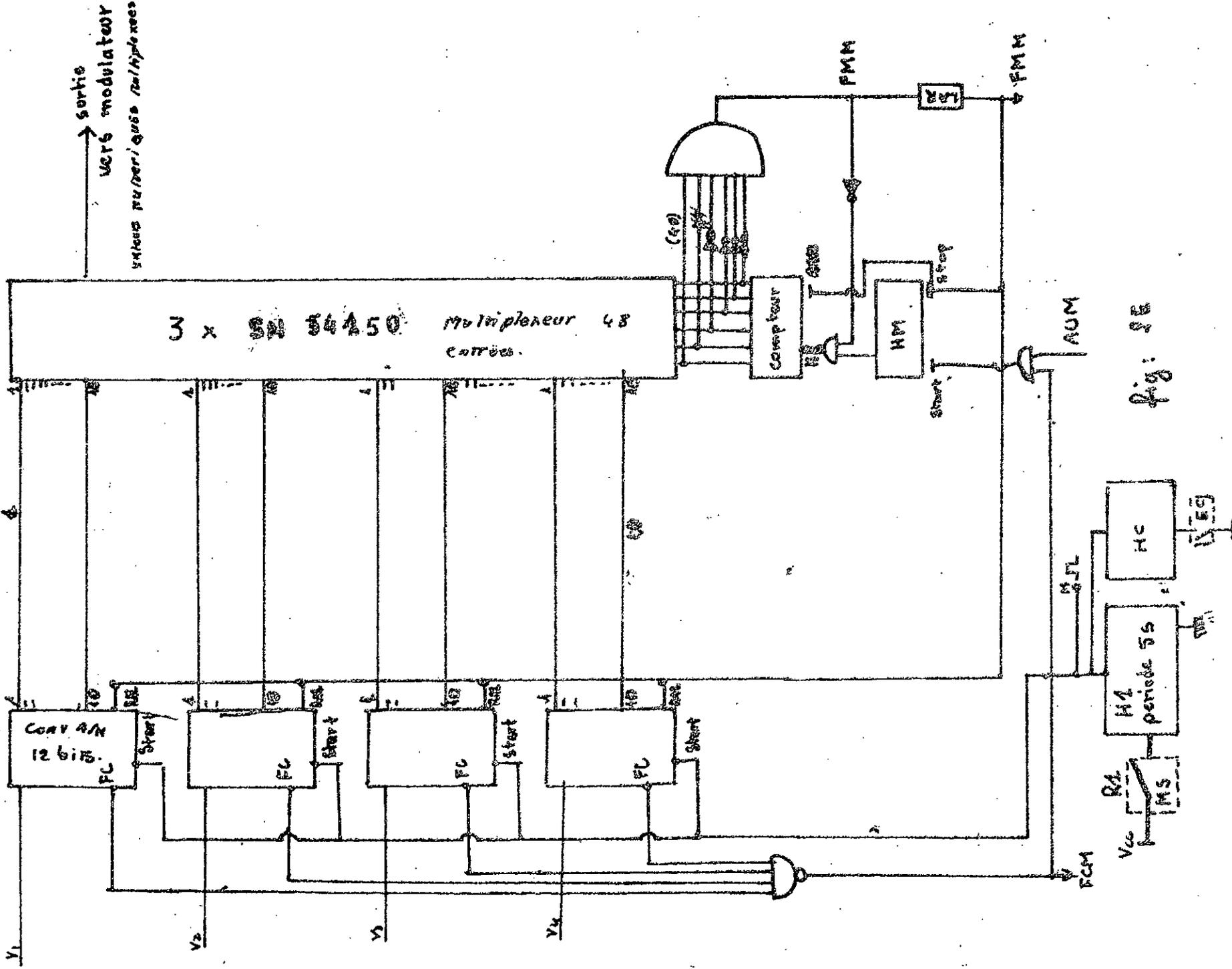


Fig: SE



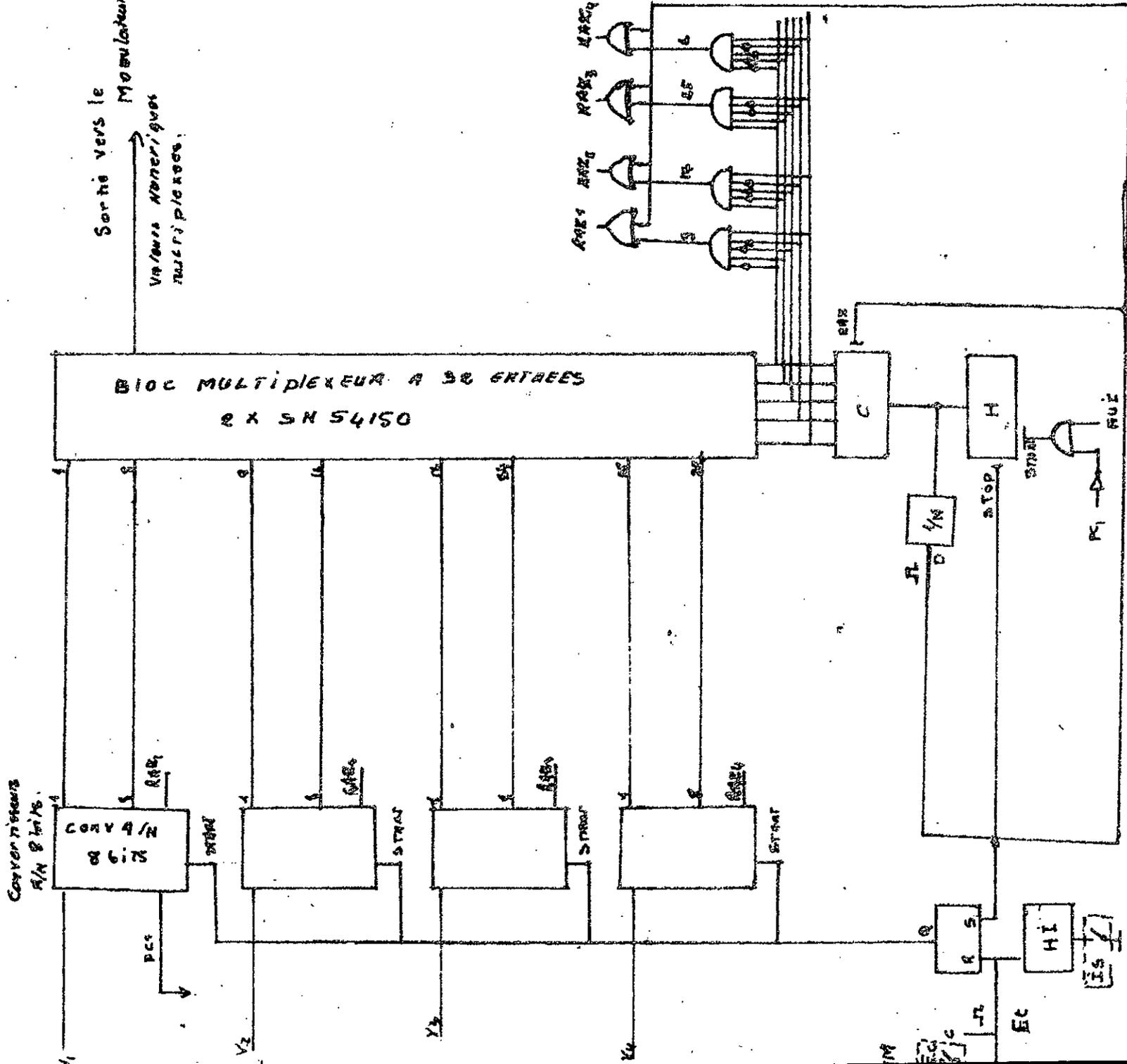


FIG 2F.

reprend qu'après une impulsion en R venue de HI, de FMM ou en C (voir organisation de l'envoi).

-Il est possible, en utilisant des registres à décalage à 8 bits (entrée parallèle, sortie série) de se contenter d'un multiplexeur à 4 entrées seulement.

Le multiplexage se fait alors ainsi:

1/ chargement de chaque registre dès qu'il est vidé et que PC="0" du convertisseur lui correspondant.

2/ Le démarrage d'un cycle se fait pour Q="I" et l'arrêt par le diviseur par N

-Cette méthode simple pose cependant des problèmes de synchronisation car la conversion et le chargement d'un registre doit se faire en un temps inférieur au temps de multiplexage des 3 autres registres; cela nécessite l'emploi de convertisseurs A/N rapides (Fig 2g)

Remarque: Il existe en circuits intégrés des multiplexeurs à 2, 4, 8 et 16 entrées. Pour réaliser des multiplexeurs à plus grand nombre d'entrées, on fait des montages en cascade avec les CI ci dessus. En réalisation pratique, nous donnons un exemple de bloc multiplexeur à 48 entrées avec 3 SN74150 (à 16 entrées chacun.)

## 2/ Organisation de l'envoi:

Nous avons trois modes possibles de réception de nos télémétries:

a) **MS**: on reçoit les bits des 4 appareils dont la sortie des convertisseurs A/N est à 10 bits (premier bloc multiplexeur schéma 2E)

Avec 10 bits, les valeurs des mesures iront de 0 à 1024. En perdant quelques valeurs pour ne compter que de 0 à 999, ces mesures pourront être traduites par 4 groupes de 3 afficheurs à 7 segments.

En faisant précéder ces bits par un presignal, l'envoi MS se fera ainsi:

presignal-40 bits-presignal-40 bits :.....

b) **IS**: on reçoit les 4N mots de 8 bits du second bloc multiplexeur;

de même, précédés d'un signal, on aura:

reprend qu'après une impulsion en R venue de HI, de FMM ou en C (voir organisation de l'envoi).

-Il est possible, en utilisant des registres à décalage à 8 bits (entrée parallèle, sortie série) de se contenter d'un multiplexeur à 4 entrées seulement.

Le multiplexage se fait alors ainsi:

1/ chargement de chaque registre dès qu'il est vidé et que PC="0" du convertisseur lui correspondant.

2/ Le démarrage d'un cycle se fait pour Q="I" et l'arrêt par le diviseur par N

-Cette méthode simple pose cependant des problèmes de synchronisation car la conversion et le chargement d'un registre doit se faire en un temps inférieur au temps de multiplexage des 3 autres registres; cela nécessite l'emploi de convertisseurs A/N rapides (Fig 2g)

Remarque: Il existe en circuits intégrés des multiplexeurs à 2, 4, 8 et 16 entrées. Pour réaliser des multiplexeurs à plus grand nombre d'entrées, on fait des montages en cascade avec les CI ci dessus. En réalisation pratique, nous donnons un exemple de bloc multiplexeur à 48 entrées avec 3 SN74150 (à 16 entrées chacun.)

2

## 2/ Organisation de l'envoi:

Nous avons trois modes possibles de réception de nos télemesures:

a) **MS**: on reçoit les bits des 4 appareils dont la sortie des convertisseurs A/N est à 10 bits (premier bloc multiplexeur schéma 2E)

Avec 40 bits, les valeurs des mesures iront de 0 à 1024. En perdant quelques valeurs pour ne compter que de 0 à 999, ces mesures pourront être traduites par 4 groupes de 3 afficheurs à 7 segments.

En faisant précéder ces bits par un presignal, l'envoi MS se fera ainsi:

presignal-40 bits-presignal-40 bits :.....

b) **IS**: on reçoit les 4N mots de 8 bits du second bloc multiplexeur;

de même, pour les 52 bits de signal, on aura:

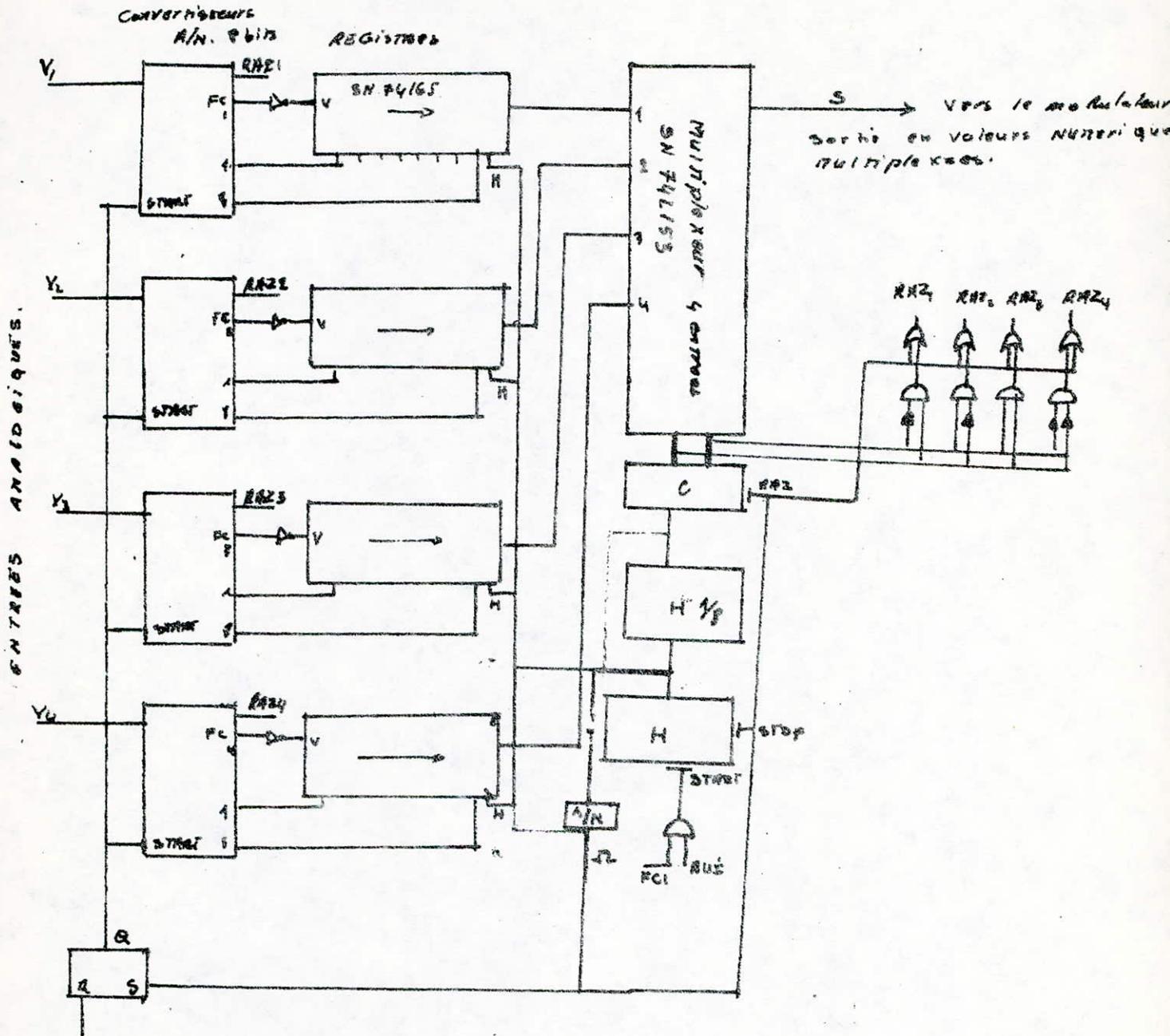


FIG 26

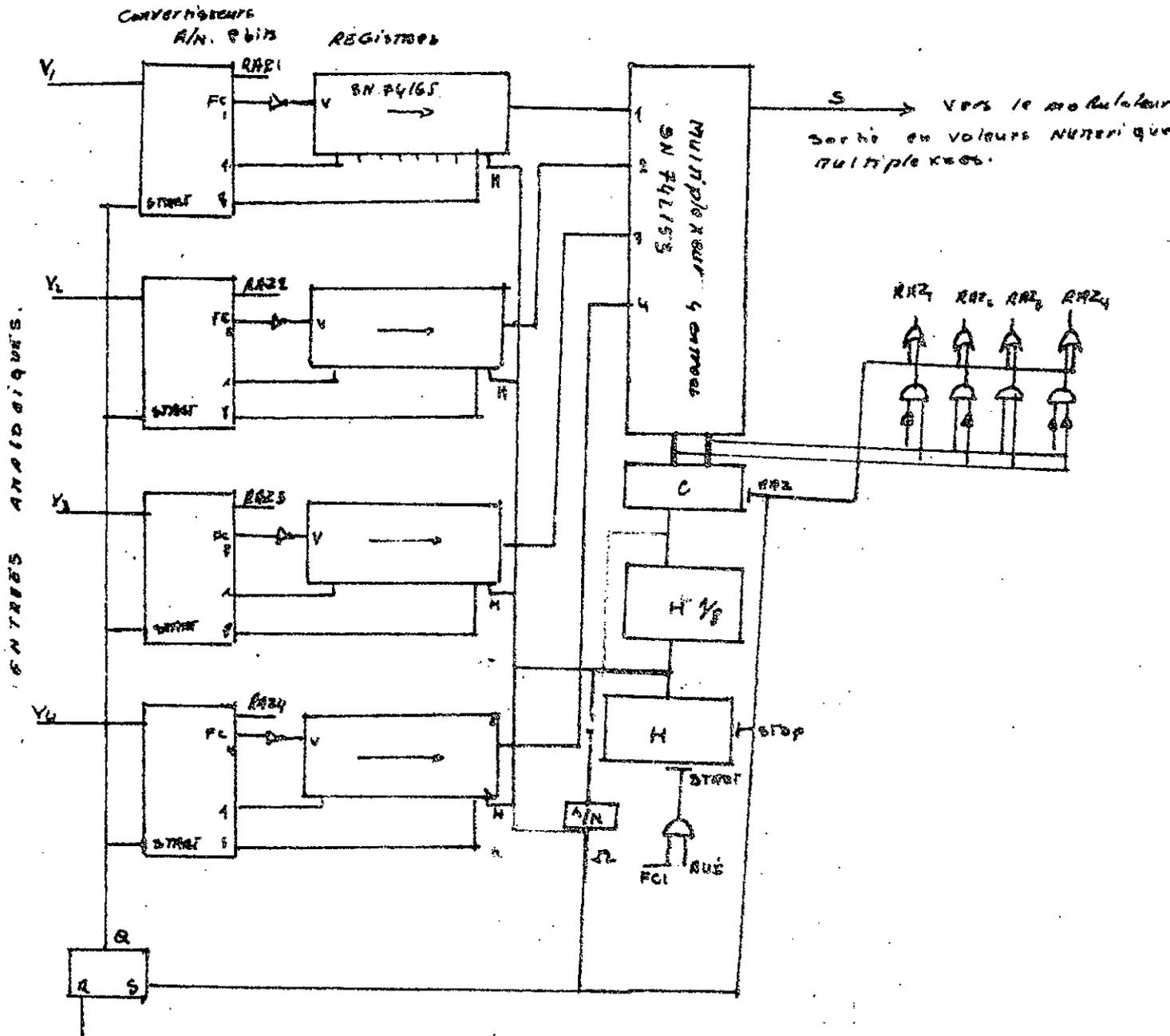


FIG 26

de même , precedes d'un presignal, on aura:

-presignal-4N.8 bits-presignal-4N.8 bits-.....

c) EC (envoi combiné):

on reçoit les deux cycles ensemble, soit:

-presignal-40 bits-presignal- 4N:8 bits-.....

#### LE PRESIGNAL:

Il est possible d' avoir recours à des bits "I" comme nous l'avons fait en télécommande; qui seront délivrés vers les premières entrées des multiplexeurs mais, en general, le presignal est fourni par un montage independant(fig2H) cela presente un avantage car, ayant une forme et une frequence differentes de celles des bits de mesures, il n'y aura aucun risque de confusion à la reception .

En envoi combiné (EC), le relais  $R_0$  etant initialement tel que  $x = I$  , la fin de conversion des premieres mesures :  $FCM = I$  declenche le presignal. La fin du presignal ( $FP = I$ ) autorise le multiplexage ( $FP = I \implies AUM = I$ )

La fin du premier multiplexage ( $FMM = I$ ) ramene le relais  $R_0$  à  $B = I$  ; remet à "0" la sortie Q de la bascule RS et declenche le second groupe de convertisseurs (START PAR FMM. fig 2F)  
-le signal  $FC_1 = 0$  du premier convertisseur A/N declenche de nouveau le presignal et la fin du presignal ( $AUI = I$ ) autorise le multiplexage des 4.N mots de 8 bits - on remarque que tant que le signal  $D = I$  de fin de multiplexage de ce second groupe de mesures n'est pas envoyé, aucun presignal n'est déclenché ( même si  $FC_1 = 0$  ) car, le compteur n'etant pas remis à "0", Q reste à "0" quelque soit  $FC_1$ .

$\bar{D} = I$  remet à "0" le compteur et ramene  $R_0$  à  $x = I$   
Tout est alors pret pour un nouveau cycle identique au precedent, déclenché par la nouvelle impulsion de  $H_c$ .

En MS et IS , les cycles commandes par  $H_I$  et  $H_i$  ont déjà été decrits.

de même , précédés d'un presignal, on aura:

-presignal-4N.8 bits-presignal-4N.8 bits-.....

c) EC (envoi combiné):

on reçoit les deux cycles ensemble, soit:

-presignal-40 bits-presignal- 4N.8 bits-.....

#### LE PRESIGNAL:

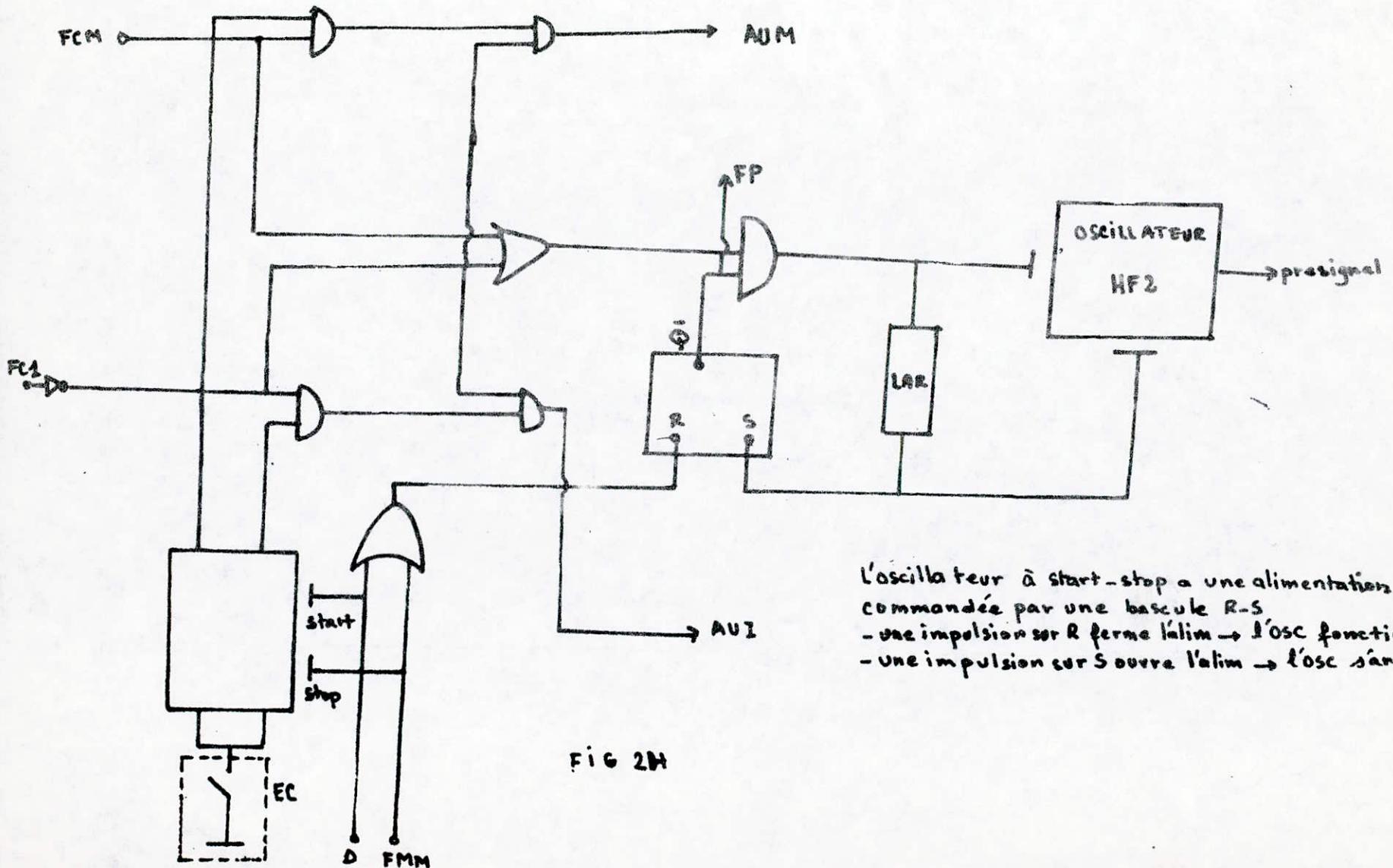
Il est possible d' avoir recours à des bits "I" comme nous l'avons fait en télécommande; qui seront délivrés vers les premières entrées des multiplexeurs mais, en general, le presignal est fourni par un montage independant (fig 2H) cela présente un avantage car, ayant une forme et une fréquence différentes de celles des bits de mesures, il n'y aura aucun risque de confusion à la reception .

En envoi combiné (EC), le relais  $R_0$  étant initialement tel que  $x = I$  , la fin de conversion des premières mesures :  $FCM = I$  déclenche le presignal. La fin du presignal ( $FP = I$ ) autorise le multiplexage ( $FP = I \implies AUM = I$ )

La fin du premier multiplexage ( $FMM = I$ ) ramène le relais  $R_0$  à  $B = I$  ; remet à "0" la sortie Q de la bascule RS et déclenche le second groupe de convertisseurs (START PAR FMM. fig 2F)  
- le signal  $FC_1 = 0$  du premier convertisseur A/N déclenche de nouveau le presignal et la fin du presignal ( $AUI = I$ ) autorise le multiplexage des 4.N mots de 8 bits - on remarque que tant que le signal  $D = I$  de fin de multiplexage de ce second groupe de mesures n'est pas envoyé, aucun presignal n'est déclenché (même si  $FC_1 = 0$ ) car, le compteur n'étant pas remis à "0", Q reste à "0" quelque soit  $FC_1$ .

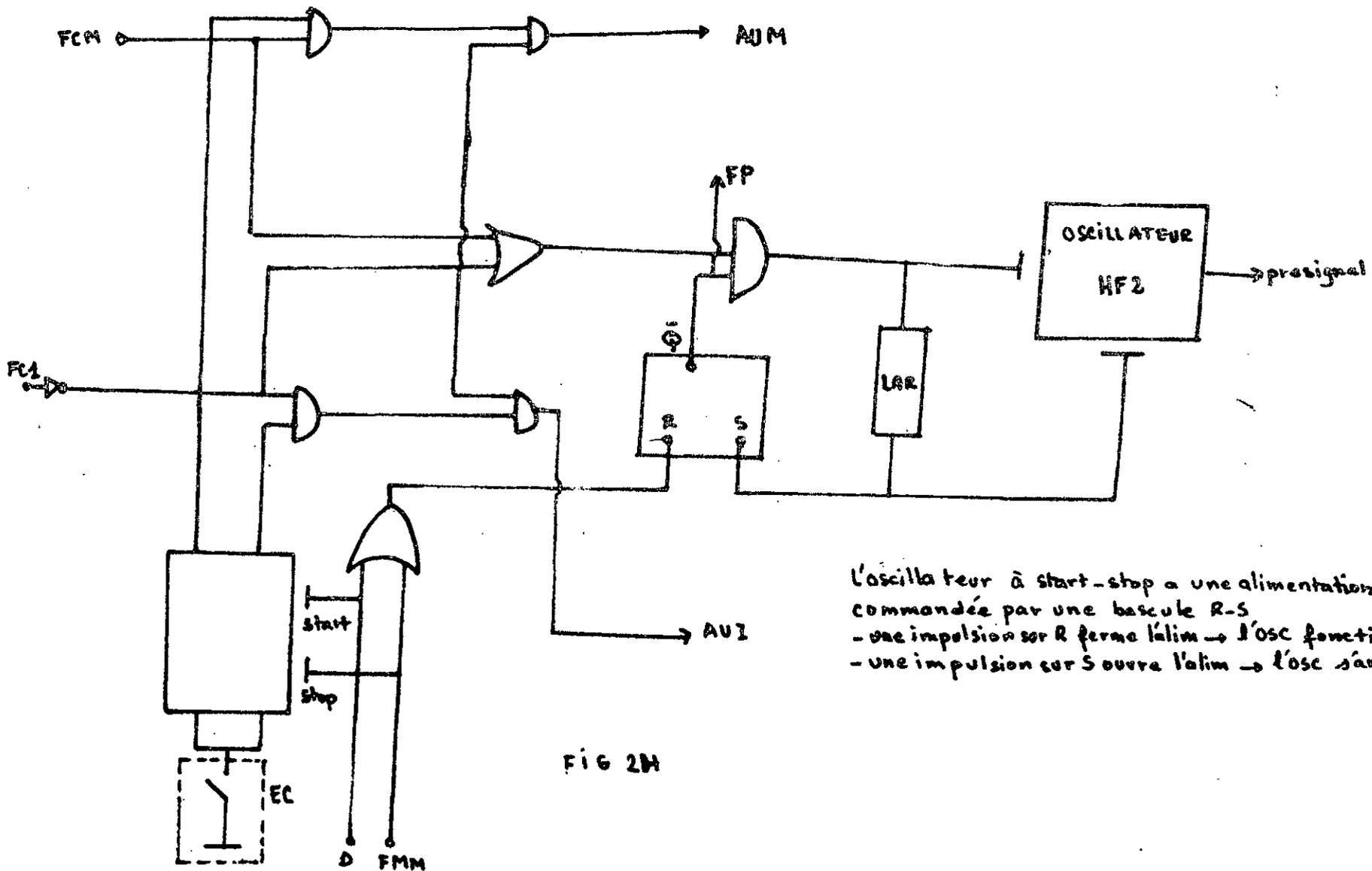
$\bar{D} = I$  remet à "0" le compteur et ramène  $R_0$  à  $x = I$   
Tout est alors prêt pour un nouveau cycle identique au précédent, déclenché par la nouvelle impulsion de  $H_c$ .

En MS et IS , les cycles commandés par  $H_I$  et  $H_i$  ont déjà été décrits.



L'oscillateur à start-stop a une alimentation commandée par une bascule R-S  
 - une impulsion sur R ferme l'alim → l'osc fonctionne  
 - une impulsion sur S ouvre l'alim → l'osc s'arrête

FIG 2M



L'oscillateur à start-stop a une alimentation commandée par une bascule R-S  
 - une impulsion sur R ferme l'alim → l'osc fonctionne  
 - une impulsion sur S ouvre l'alim → l'osc s'arrête

FIG 2M

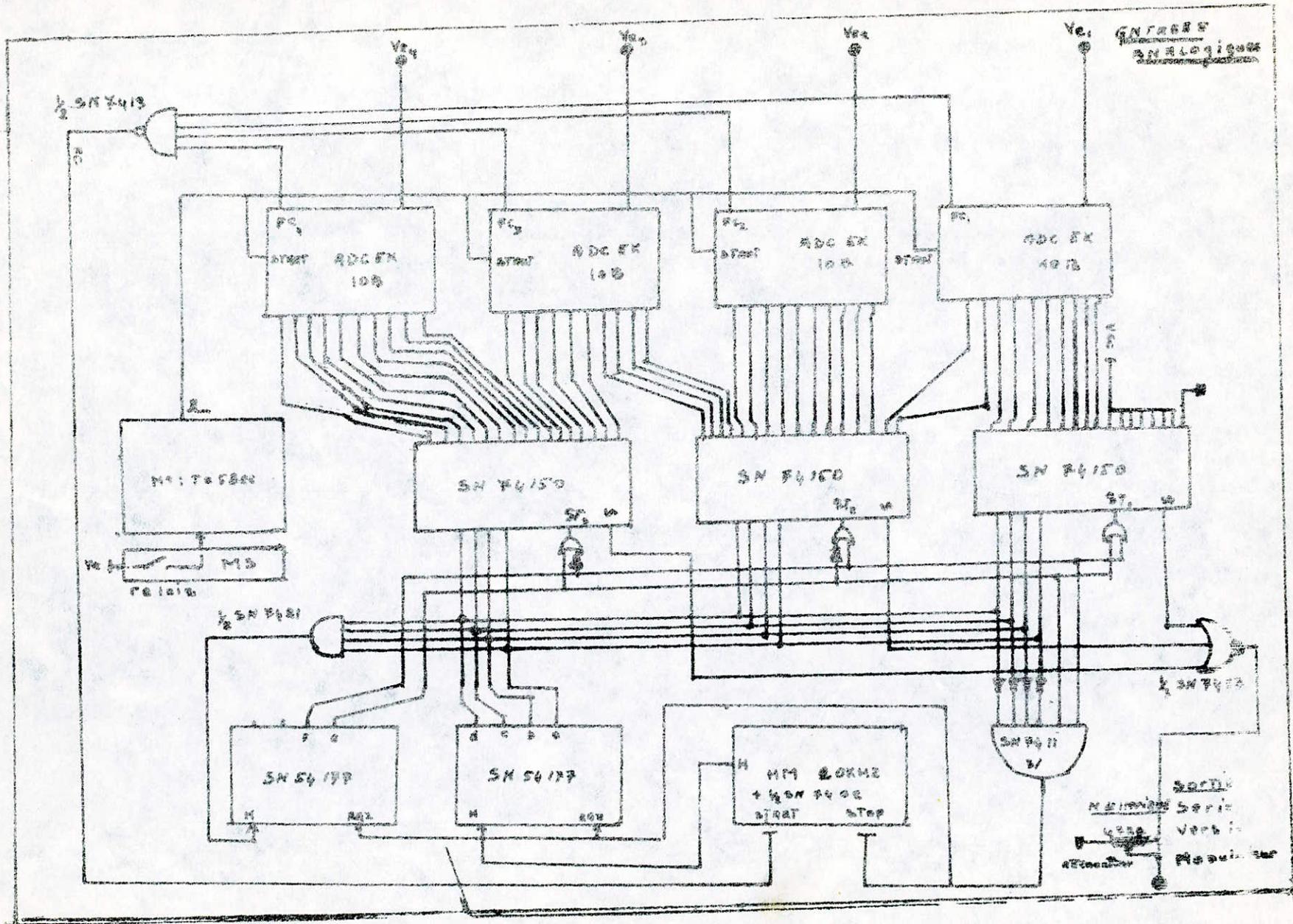
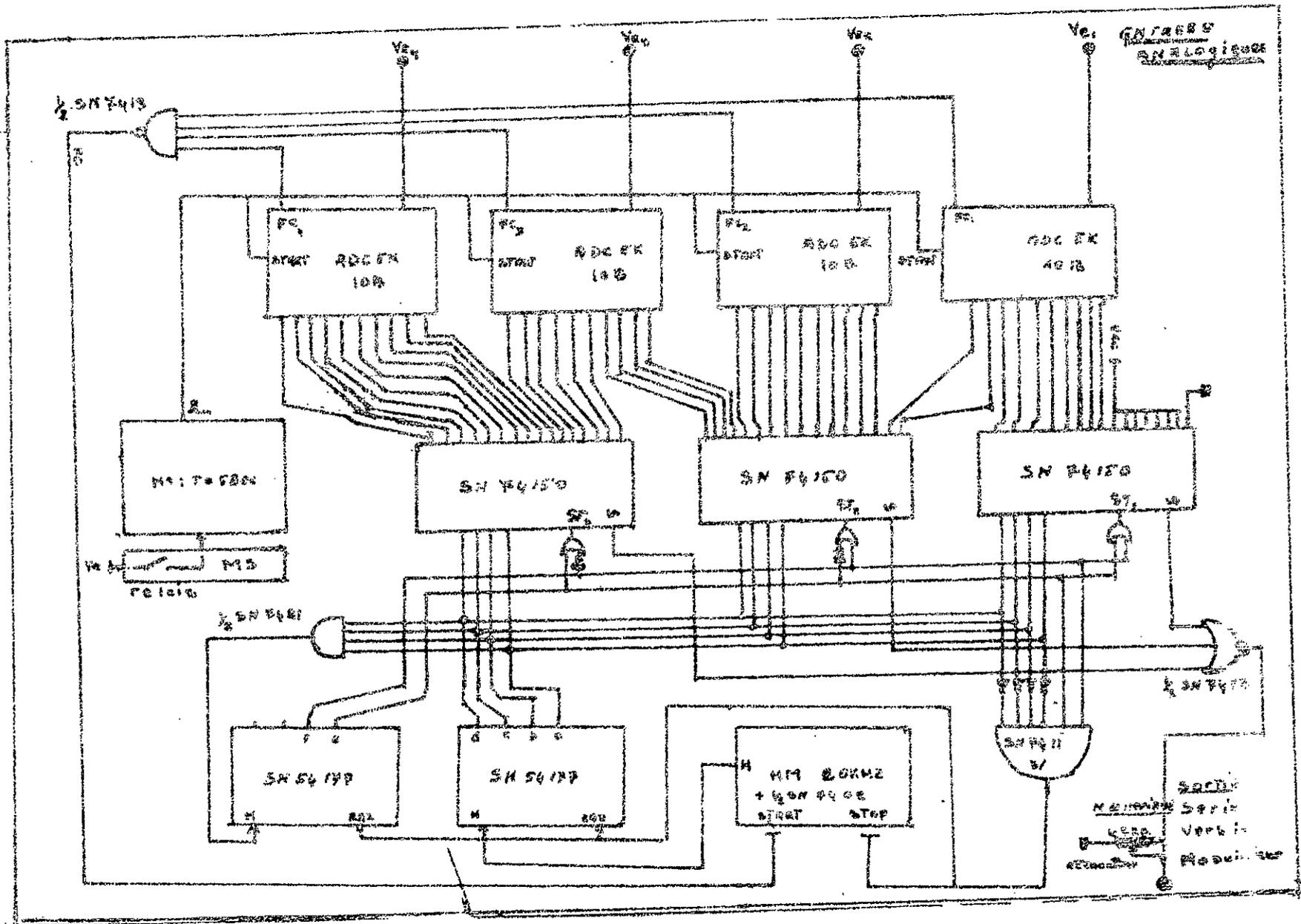


FIGURE Schéma complet.

Ne sont pas mentionnées:  
les ports d'entrées: 1xSN 7482



-56-

FIGURE Schema complet. Ne sont pas mentionnées les ports d'entrées: 1xSN 7482

## ORGANISATION DE LA MEMOIRE

Il est interessant de disposer d'une memoire sur site pouvant stocker quelques cycles de mesures particulierement interessantes dont l'etude sera plus approfondie ou qui pourront etre retrouvées dans l'appareil dont les organes emetteurs ne fonctionnent plus.

Si on ne stocke que les mesures des 4 appareils (à sortie en 10 bits;) une memoire de 4 K BITS comprendra environ 80 cycles (en comptant 7 bits de presignal)

A raison de 10 mesures par heure; on pourra stocker des mesures prises dans un intervalle de temps de 8 heures (de nuit par exemple quand le laboratoire de reception est fermé)

### MEMOIRE ET AUTONOMIE DU SYSTEME

L'avantage le plus important d'une memoire est l'autonomie qu'elle confere au systeme qui pourra, soit suivre un programme donné, soit, si nous dotons l'ensemble d'un comparateur, prendre des decisions en fonction de certains resultats de mesures ou en des temps déterminés.

La memoire est divisée alors en trois parties (fig 2I)

A/ memoire vive qui sera chargée par les mesures et lue à la frequence du cycle. (elle comprendra aussi la date et l'heure locale)

B/ données de reference du programme (temps et mesures) auxquelles seront comparées celles de la memoire A.

C/ decisions (sous forme de codes à 5 bits) correspondant aux données de B et qui seront executées dès que le comparateur détecte l'egalité. C'est une memoire de  $2^5$  mots de 5 bits dont les sorties sont liées au décodeur commandant les relais.

Avec une memoire ainsi organisée, nous pouvons programmer la mise en marche ou l'arret des appareils, de la memoire de stockage, les differents types d'envoi etc... à différentes heures de la journée durant plusieurs jours (suivant la capacité de la memoire). On peut, en fonction de valeurs critiques des mesures programmer l'envoi d'un signal d'alarme (ex. quand la temperature dépasse  $60^{\circ}\text{C}$ )

(...)

## ORGANISATION DE LA MEMOIRE

Il est interessant de disposer d'une memoire sur site pouvant stocker quelques cycles de mesures particulierement interessantes dont l'etude sera plus approfondie ou qui pourront etre retrouvées dans l'appareil dont les prgenes emetteurs ne fonctionnent plus.

Si on ne stocke que les mesures des 4 appareils (à sortie en 10 bits;) une memoire de 4 K BITS comprendra environ 80 cycles (en comptant 7 bits de presignal)

A raison de 10 mesures par heure; on pourra stocker des mesures prises dans un intervalle de temps de 8 heures (de nuit par exemple quand le laboratoire de reception est fermé)

### MEMOIRE ET AUTONOMIE DU SYSTEME

L'avantage le plus important d'une memoire est l'autonomie qu'elle confere au systeme qui pourra, soit suivre un programme donné, soit, si nous dotons l'ensemble d'un comparateur, prendre des decisions en fonction de certains resultats de mesures ou en des temps déterminés.

La memoire est divisée alors en trois parties (fig 2I)

A/ memoire vive qui sera chargée par les mesures et lue à la frequence du cycle. (elle comprendra aussi la date et l'heure locale)

B/ données de reference du programme (temps et mesures) auxquelles seront comparées celles de la memoire A.

C/ decisions (sous forme de codes à 5 bits) correspondant aux données de B et qui seront executées dès que le comparateur détecte l'egalité. C'est une memoire de  $2^5$  mots de 5 bits dont les sorties sont liées au décodeur commandant les relais.

Avec une memoire ainsi organisée, nous pouvons programmer la mise en marche ou l'arret des appareils, de la memoire de stockage, les differents types d'envoi etc... à différentes heures de la journée durant plusieurs jours (suivant la capacité de la memoire). On peut, en fonction de valeurs critiques des mesures programmer l'envoi d'un signal d'alarme (ex. quand la temperature dépasse  $60^{\circ}\text{C}$ )

0.5.1

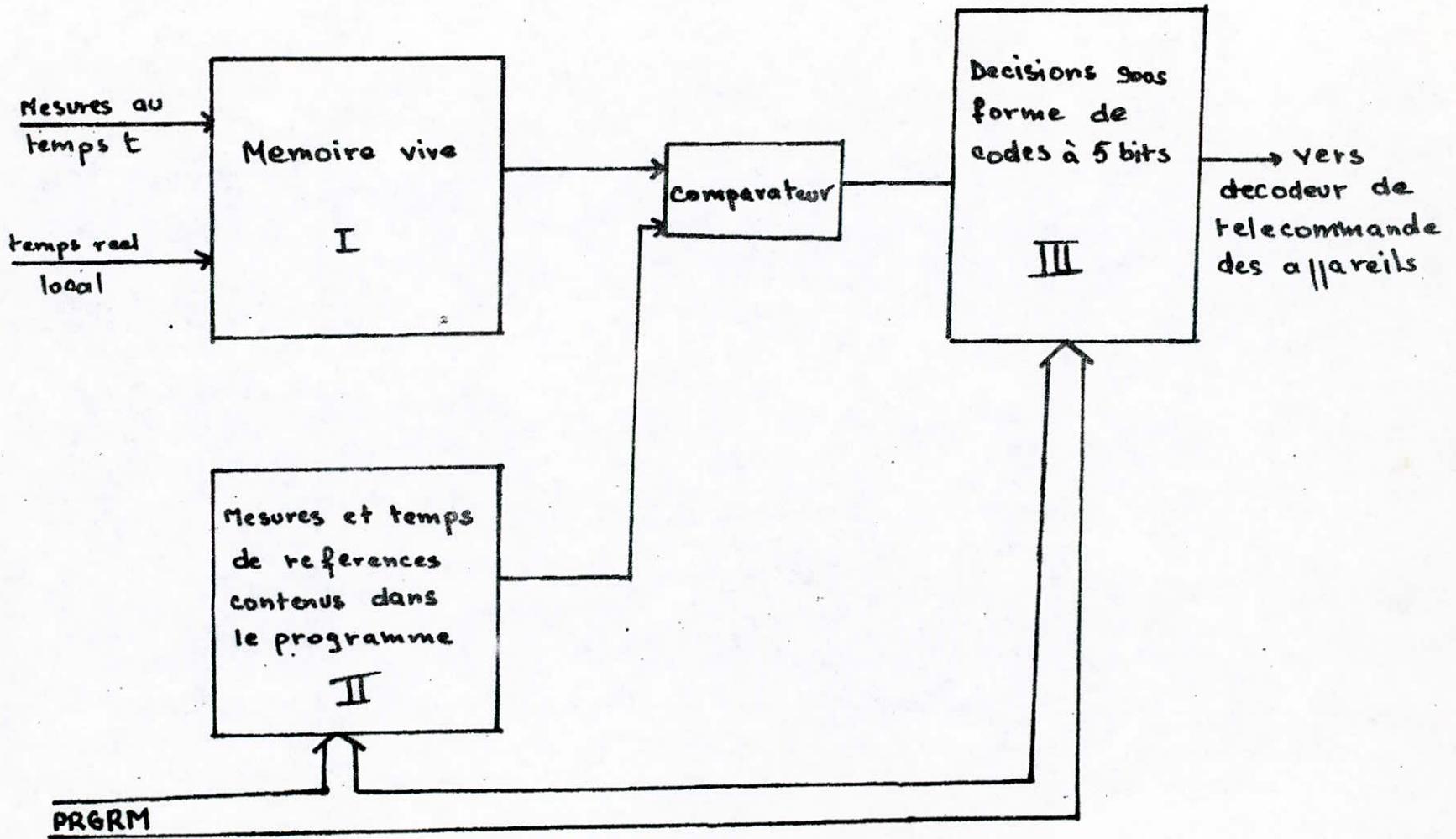


FIG 21

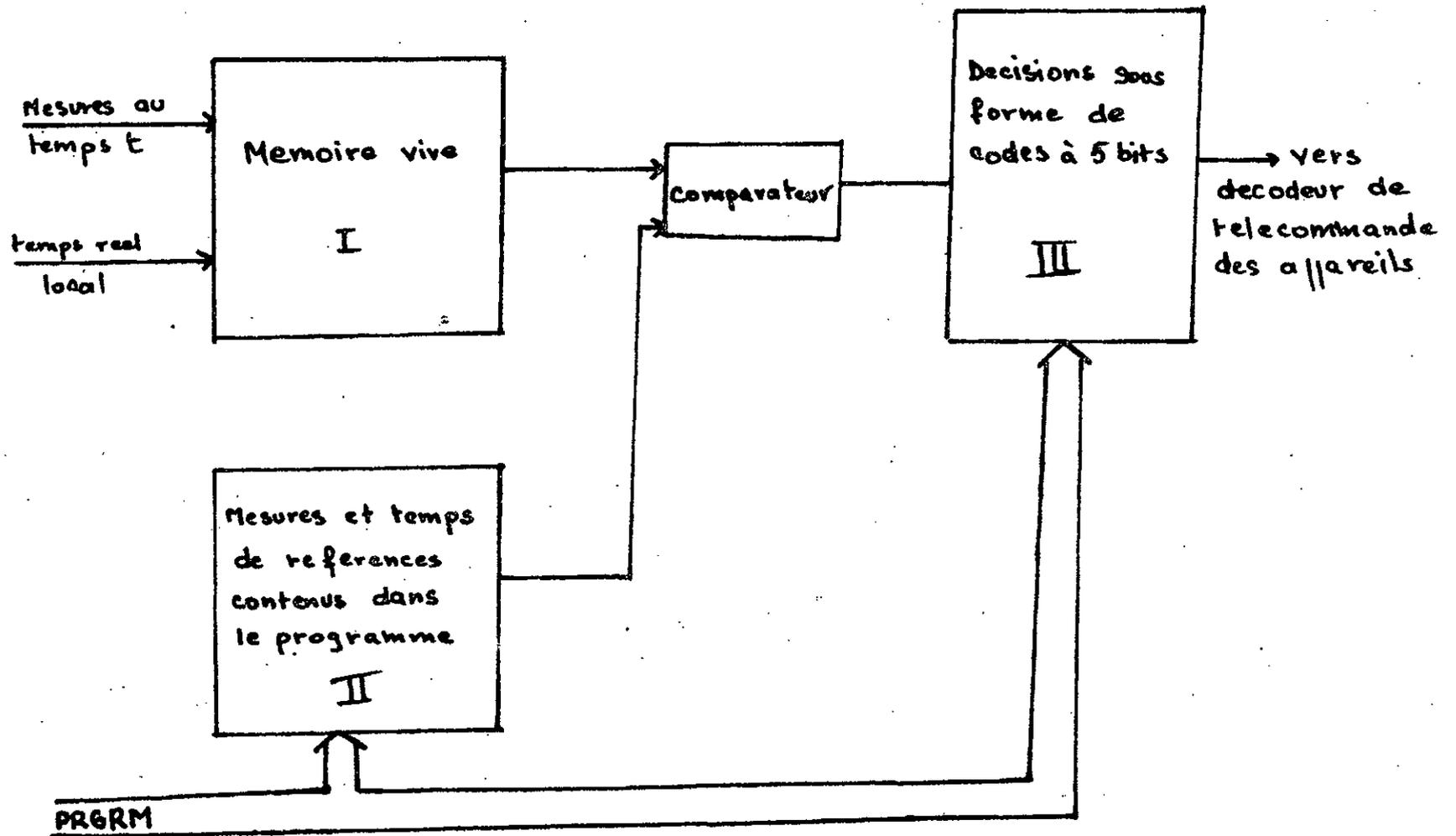


FIG 21

cette memoire est necessaire pour décharger l'operateur travaillant au centre de telecommande surtout quand de frequent changements sont necessaires en fonction des mesures et du temps.

La table de télécommande sera alors dotée de 5 touches supplementaires :

**PRGM:** (mise en programmation) prepare la memoire à recevoir le programme qui sera envoyé

**FPRGM:** fin du programme

**EXP :** execution du programme; relie la sortie du multiplexeur mesures et l'horloge locale à la memoire A; la sortie de la memoire C au decodeur des relais puis déclenche le programme.

**FEXP :** fin d'execution du programme

**CLR :** efface le contenu des blocs A,B et C et deconnecte la memoire du multiplexeur, de l'horloge et du decodeur.

Nous disposerons aussi d'une horloge pour les heures de reference du programme. Ces temps seront donnés par le même nombre de bits que ceux de l'horloge sur site et pour faciliter le programme, par le même nombre de bits que les mesures (IO bits) ce qui nous permet IO24 temps de reference differents.

cette memoire est necessaire pour décharger l'operateur travaillant au centre de telecommande surtout quand de frequent changements sont necessaires en fonction des mesures et du temps.

La table de télécommande sera alors dotée de 5 touches supplementaires :

PRGM: (mise en programmation) prepare la memoire à recevoir le programme qui sera envoyé

FPRGM: fin du programme

EXP : execution du programme; relie la sortie du multiplexeur mesures et l'horloge locale à la memoire A; la sortie de la memoire C au decodeur des relais puis déclenche le programme.

FEXP : fin d'execution du programme

CLR : efface le contenu des blocs A,B et C et deconnecte la memoire du multiplexeur, de l'horloge et du decodeur.

Nous disposerons aussi d'une horloge pour les heures de reference du programme. Ces temps seront donnés par le même nombre de bits que ceux de l'horloge sur site et pour faciliter le programme, par le même nombre de bits que les mesures (10 bits) ce qui nous permet 1024 temps de reference differents.

## Realisation Pratique

Le module FIG II A réalise la conversion en nombre binaire à 10 bits et leur multiplication de 4 tensions  $V_{e1}$  à  $V_{e4}$  venant de 4 appareils de mesures.

$V_{e1}$ ,  $V_{e2}$ ,  $V_{e3}$ ,  $V_{e4}$  sont d'abord converties en binaire par les 4 ADC EN 100. Les sorties de ces convertisseurs vont vers le bloc de multiplication formé de 2 multiplieurs SN 74150 à 16 entrées chacun. On a ainsi 48 entrées réparties

comme suit :

- l'entrée n°1 est liée à la masse (pour éviter l'émission de la puissance HF au repos.)
- les 7 suivantes sont toutes à "1" elles servent de présignal.
- les 40 autres reçoivent les sorties des convertisseurs.

L'adressage se fait à l'aide de deux compteurs à 4 bits SN 74177, incrémentés par une horloge de 10 KHz.

Le cycle est piloté par une horloge de période 52 dont la mise en marche et l'arrêt se font par télécommande (relais MS)

En sortie (S) on recueille un signal binaire composé d'un présignal de 7 bits à l'état haut et des 40 bits des mesures.

## Réalisation Pratique

Le module Fig II A réalise la conversion en nombre binaire à 10 bits et leur multiplication de 4 tensions  $V_{e1}$  à  $V_{e4}$  venant de 4 appareils de mesures.

$V_{e1}$ ,  $V_{e2}$ ,  $V_{e3}$ ,  $V_{e4}$  sont d'abord converties en binaire par les 4 ADC EN 100. La sortie de ces convertisseurs vont vers le bloc de multiplication formé de 2 multiplieurs SN 74150 à 16 entrées chacun. On a ainsi 48 entrées réparties

comme suit :

- l'entrée n°1 est liée à la masse (pour éviter l'émission de la puissance RF au repos.)
- les 7 suivantes sont toutes à "1" elles servent de prasegnal.
- les 40 autres reçoivent les sorties des convertisseurs.

L'adressage se fait à l'aide de deux compteurs à 4 bits SN 74177, incrémentés par une horloge de 10 kHz.

Le cycle est piloté par une horloge de période 53 dont la mise en marche et l'arrêt se font par télécommande (délai 1 ms)

En sortie (2) on recueille un signal binaire composé d'un prasegnal de 7 bits à l'état haut et des 40 bits des mesures.



Pour la modulation et l'émission de ce signal,  
 nous utiliserons l'ensemble HF 27,18 MHz - 10 watts  
 à modulation d'amplitude étudié en télécommande  
 (Première partie)

ETUDE TECHNIQUE:

1- LES CONVERTISSEURS A/N ADC EK 105

Ce sont des convertisseurs à

gamme numérique

- Code de sortie : Binaire pur

- Nombre de bits : 10

1 bit 10h (10e significatif bit)

1 bit 10b (10e significatif bit)

- Erreur max : 0,5%

- Gain : 40

- Temps de conversion : 6ms

- Tensions de référence :

-5V et +5V

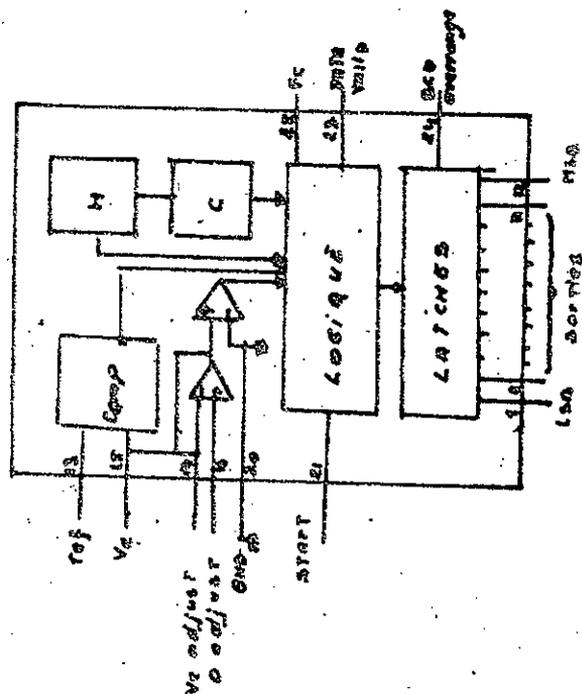
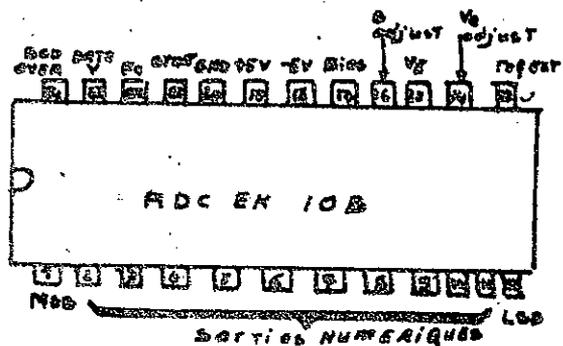
- Valeurs de sortie :

$V_{OH\ min} = 2,4V$

$V_{OL\ max} = 0,4V$

Puissance dissipée : 10<sup>3</sup> W

- AT : 0 à 30°C.



- Le début de conversion se fait par une impulsion sur START  
(Data valid étant au niveau haut.)

A la fin de la conversion ECAO

- Avec un tel convertisseur, les tensions à mesurer doivent  
se situer dans la plage (-5 à +5) volts. Le temps de  
conversion, 6ms impose une fréquence maximale de 166 Hz

$$(F_{\max} = \frac{1}{T_c} = \frac{1}{6 \cdot 10^{-3}} \approx 166 \text{ Hz})$$

Le ADC en 10 bits est un convertisseur lent cependant, la  
sortie en 10 bits permet une résolution de  $\frac{10V}{1024} \approx 10 \text{ mV}$   
très satisfaisante.

La liaison avec le multiplexeur SN74150 se fait sans  
buffers ( $V_{OH\min} = 5V$  pour l'ADC et  $V_{IH\min} = 2V$  pour le SN74150)

### 2 - le bloc Multiplexeur SN74150

Il est composé de trois circuits intégrés

SN74150 à 16 entrées chacun.

d'adressage se fait sur 6 bits :

deux pour la sélection d'un des 2 ad.

quatre pour la sélection de l'entrée du ci

#### Caractéristiques du Multiplexeur SN74150:

$$V_{cc} = 5V$$

$$\text{Temps de propagation : } T_p = 14 \text{ ns}$$

- Le début de conversion se fait par une impulsion sur START  
(Data valid étant au niveau haut.)

A la fin de la conversion FCOO

- Avec un tel convertisseur, les tensions à mesurer doivent  
se situer dans la plage (-5 à +5) volts. Le temps de  
conversion, 6ms impose une fréquence maximale de 166 Hz

$$(F_{max} = \frac{1}{T_c} = \frac{1}{6 \cdot 10^{-3}} \approx 166 \text{ Hz})$$

Le ADC en 10 bits est un convertisseur tout cependant, la  
sortie en 10 bits permet une résolution de  $\frac{10V}{1024} \approx 10 \text{ mV}$   
très satisfaisante.

Le liaison avec le multiplexeur SN 74150 se fait sans  
buffers ( $V_{OHmin} = 0,4V$  pour l'ADC et  $V_{IHmin} = 2V$  pour le SN 74150)

## 2 - le bloc Multiplexeur IC 74150

Il est composé de trois circuits intégrés

SN 74150 à 16 entrées chacun.

l'adressage se fait sur 6 bits :

deux pour la sélection d'un des 2 ad.

quatre pour la sélection de l'entrée du ci

### Caractéristiques du Multiplexeur SN 74150:

$$V_{cc} = 5V$$

$$\text{Temps de propagation : } T_p = 10 \text{ ns}$$

Valeurs de sortie :

Etat Haut :  $V_{OH} = 3,4V$

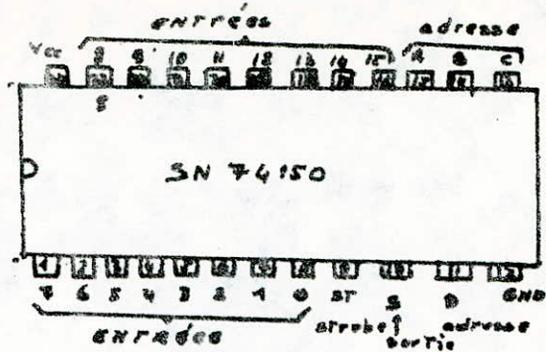
Etat Bas :  $V_{OL} = 0,2V$

Valeurs d'entrée :

Etat haut :  $V_{ih\ min} = 2V$

Etat bas :  $V_{il\ max} = 0,8V$

$ST = 0 - 70^\circ C$



L'adresse se fait par 4 bits (A, B, C, D) en binaire pur  
 Le multiplexage est autorisé lorsque l'entrée ST (strobe)  
 est à l'état bas (0V)

La sortie (S) est inversée (ce qui explique le NOR à 3  
 entrées avant le multiplexeur.)

Les Compteurs d'adresse : Fig 222

Ce sont deux SN 54177, compteurs à 4 bits  
 binaire pur et cycliques (c'est à dire que l'on a retour  
 à 0000 après 1111)

- les 4 sorties  $Q_3, Q_2, Q_1, Q_0$  du 1<sup>er</sup> ci vont vers les entrées  
 adresse des SN 74150

- les 2 sorties  $Q_3$  et  $Q_2$  du second (on remarque que ce  
 sont les bits de plus fort poids) sont liées aux entrées  
 Strobe qu'elle prendent tour à tour à l'état bas.

- La 222 des deux compteurs se fait à 45 (11 000)

$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$	$Q_0$	ST	S	ST
0	0	0	0	1	1	
1	0	0	0	1	1	
0	1	0	0	1	1	0

2-4

Valeurs de sortie :

Etat haut :  $V_{OH} = 3,4V$

Etat bas :  $V_{OL} = 0,8V$

Valeurs d'entrées :

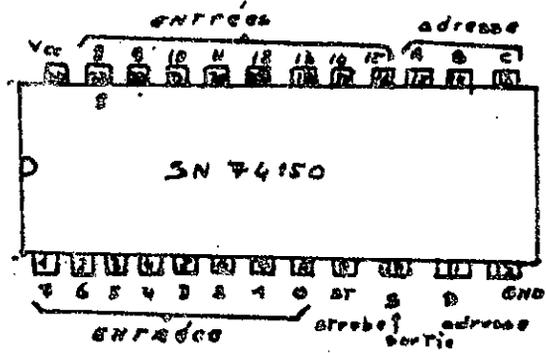
Etat haut :  $V_{ih\ min} = 2V$

Etat bas :  $V_{il\ max} = 0,8V$

ST = 0 - 70°C

L'adresse se fait par 4 bits (A, B, C, D) en binaire pur  
 Le multiplexage est autorisé lorsque l'entrée ST (strobe)  
 est à l'état bas (0V)

La sortie (S) est inversée (ce qui explique le NOR à 3  
 entrées avant le multiplexeur.)



Les Compteurs d'adresse : FIG 482

Ce sont deux SN 54177, compteurs à 4 bits  
 binaire pur et cycliques (c'est à dire que l'on a retour  
 à 0000 après 1111)

- les 4 sorties  $Q_A, Q_B, Q_C, Q_D$  du 1<sup>er</sup> ce vont vers les entrées  
 adresse des SN 74150

- les 2 sorties  $Q_A$  et  $Q_B$  du second (on remarque que ce  
 sont les bits de plus fort poids) sont liés aux entrées  
 strobe qu'elles passent tour à tour à l'état bas

- La 482 des deux compteurs se fait à 48 (11 000)

$Q_A$	$Q_B$	ST	$Q_C$	$Q_D$	S
0	0		0	0	1
1	0		1	0	1
0	1		1	1	0

8-4

## Caractéristiques du SN 54177

-  $V_{cc} = 5V$

- Nombre de bits 4 ( $Q_A, Q_B, Q_C, Q_D$ )

- Code de sortie : binaire pur

- tensions de sorties :

(valeurs typiques)  $V_{OH} = 3,4V$   
 $V_{OL} = 0,4V$

- Entrées Horloges : clock 1 0 à 30 MHz  
 clock 2 0 à 15,5 MHz

$V_{min H} = 2,8V$

$V_{max L} = 0,4V$

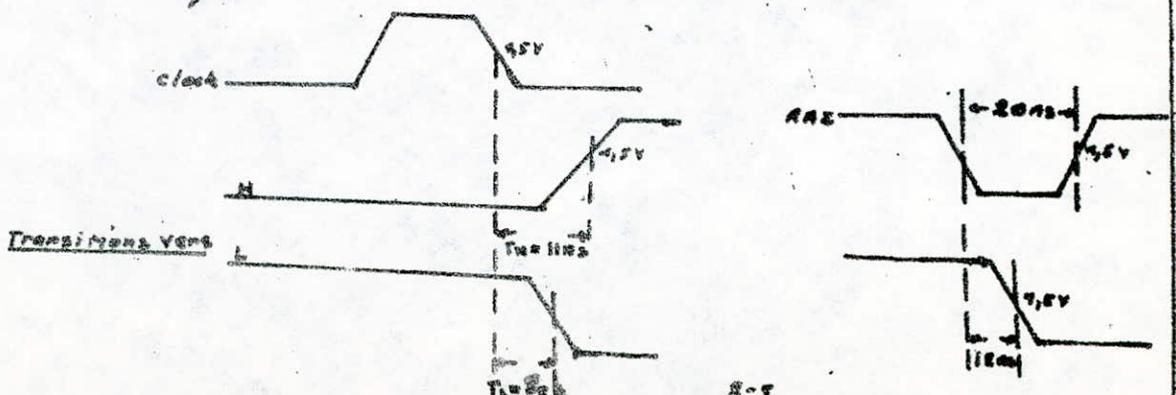
Les 4 broches inputs peuvent recevoir un nombre de référence à partir duquel débute le comptage. Nous n'en avons pas à les utiliser.

- le Fonctionnement est autorisé pour  $Q_L = 0$  (Count/Load)

- la RAZ se fait à l'état bas (RAZ = 0)

- Le comptage se fait sur le front descendant de l'impulsion de l'horloge.

temps de réponse :



## Caractéristiques du SN 54177

-  $V_{cc} = 5V$

- Nombre de bits 4 ( $Q_0, Q_1, Q_2, Q_3$ )

- Code de sortie : binaire pur

- tensions de sorties :

(valeurs typiques)  $V_{OH} = 3,4V$

$V_{OL} = 0,4V$

- Entrées horloges : clock 1 0 à 35 MHz  
clock 2 0 à 17,5 MHz

$V_{minH} = 2,8V$

$V_{maxL} = 0,4V$

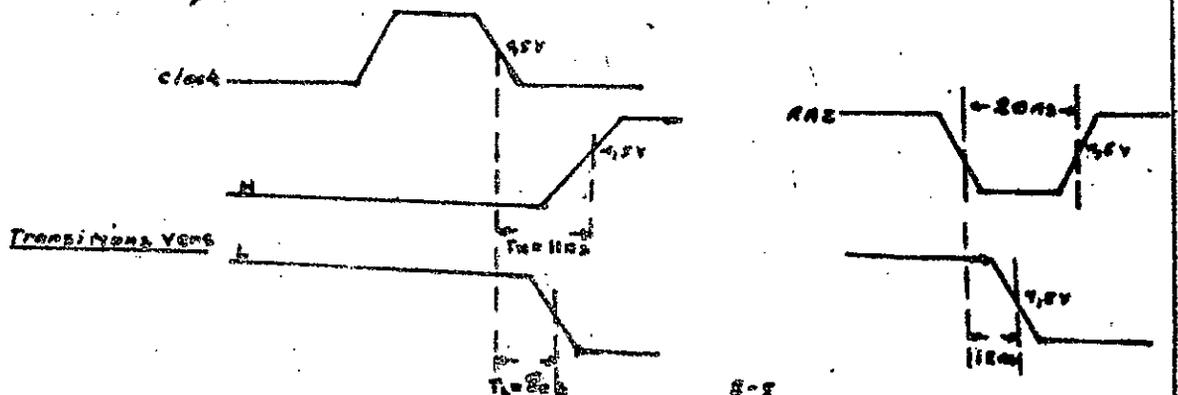
Les 4 broches inputs peuvent recevoir un nombre de références à partir duquel débute le comptage. Nous n'en avons pas à les utiliser.

- le fonctionnement est autorisé pour  $Q_2 = 0$  (count/load)

- le  $RAZ$  se fait à l'état bas ( $RAZ = 0$ )

- Le comptage se fait sur le front descendant de l'impulsion de l'horloge.

temps de réponse :



Ces temps de transit, de l'ordre de 20ns et le temps de propagation dans le multiplexeur SN74150 (1ns) sont négligeables devant la période de l'horloge (100ns) ; Nous n'en tiendrons donc pas compte car ils n'introduisent aucune influence sur le montage.

### L'Horloge en START-STOP FIG A23

elle est composée d'un astable à deux transistors BC182 dont l'alimentation est commandée par une bascule A-S de puissance.

- Une impulsion positive sur l'entrée R (START) porte la sortie Q à 15V et l'horloge fonctionne.

- Une impulsion positive sur l'entrée S (STOP) ramène Q à zéro et l'horloge s'arrête.

La fréquence 10KHz a été choisie pour assurer une bonne démodulation à la réception avec une FI de 455KHz.

$\frac{455}{10} = 45,5$  cycles FI dans une période d'horloge donc par bit ; ce qui est largement suffisant pour la démodulation.

On rappelle que le minimum en M.A. est deux fréquences modulantes pour une fréquence MF.

Ces temps de transit, de l'ordre de 20ns et le temps de propagation dans le multiplexeur SN74150 (1ns) sont négligeables devant la période de l'horloge (100ns) ; Nous n'en tiendrons donc pas compte car ils n'introduisent aucune influence sur le montage.

### L'Horloge en START-STOP FIG A23

elle est composée d'un étage à deux transistors BC182 dont l'alimentation est commandée par une bascule A-S de puissance.

- Une impulsion positive sur l'entrée R (START) porte la sortie Q à 15V et l'horloge fonctionne.

- Une impulsion positive sur l'entrée S (STOP) ramène Q à zéro et l'horloge s'arrête.

La fréquence 10KHz a été choisie pour assurer une bonne démodulation à la réception avec une FI de 455KHz.

$\frac{455}{10}$  a 45,5 cycles FI dans une période d'horloge donc par bit ; ce qui est largement suffisant pour la démodulation.

On rappelle que le minimum en M.A. est deux fréquences modulées pour une fréquence MF.

## Calcul du couple (R.C)

L'équation de charge d'un condensateur à travers une résistance est :

$$V_{max} = V_0 e^{T/RC}$$

dans notre cas :  $V_{max} = 5V$

$$V_0 = V_{sc} = 0,6V$$

$$5 = 0,6 e^{T/RC} \Rightarrow T/RC = \ln 8,33 = 2,12$$

$$RC = 0,47T = \frac{1}{2F} \cdot 0,47$$

$$\text{Pour } F = 10\text{KHz} \quad RC = 0,47 \cdot 10^{-6} = 47 \cdot 10^{-6}$$

On prend le couple :  $R = 2,70\Omega \quad C = 87\text{ nF}$ .

- L'entrée start de cette horloge est liée à la sortie du NAND à 4 entrées qui passe à 1" quand toutes les conversions tension-Nombre binaire sont faites ( $FC_1, FC_2, FC_3, FC_4$ )
- L'arrêt (stop) se fait à la fin du multiplexage lorsque les compteurs affichent 48 (110000)

Le cycle d'envoi des télémesures est commandé par une horloge Hz de période 5 secondes alimentée par un relais actionné par télécommande. (ms)

Fig R24 . La sortie de cette horloge est liée aux entrées (start) des convertisseurs.

## Calcul du couple (R.C)

L'équation de charge d'un condensateur à travers une résistance est :

$$V_{max} = V_0 e^{t/RC}$$

dans notre cas :  $V_{max} = 5V$

$$V_0 = V_{BE} = 0,6V$$

$$5 = 0,6 e^{t/RC} \Rightarrow t/RC = \ln 8,33 = 2,12$$

$$RC = 0,47T = \frac{1}{2F_{RH}} \cdot 0,47$$

$$\text{Pour } F = 10\text{KHz} \quad RC = 0,47 \cdot 10^{-6} = 47 \cdot 10^{-6}$$

On prend le couple :  $R = 2,70\Omega$      $C = 87\text{ nF}$ .

- L'entrée START de cette horloge est liée à la sortie du NAND à 4 entrées qui passe à 1" quand toutes les conversions tension - Nombre binaire sont faites ( $FC_1, FC_2, FC_3, FC_4$ )
- L'arrêt (STOP) se fait à la fin du multiplexage lorsque les compteurs affichent 48 (110000)

Le cycle d'envoi des télémesures est commandé par une horloge Hz de période 5 secondes alimentée par un relais actionné par télécommande (ms)

FIG R24. La partie de cette horloge est liée aux entrées (START) des convertisseurs.

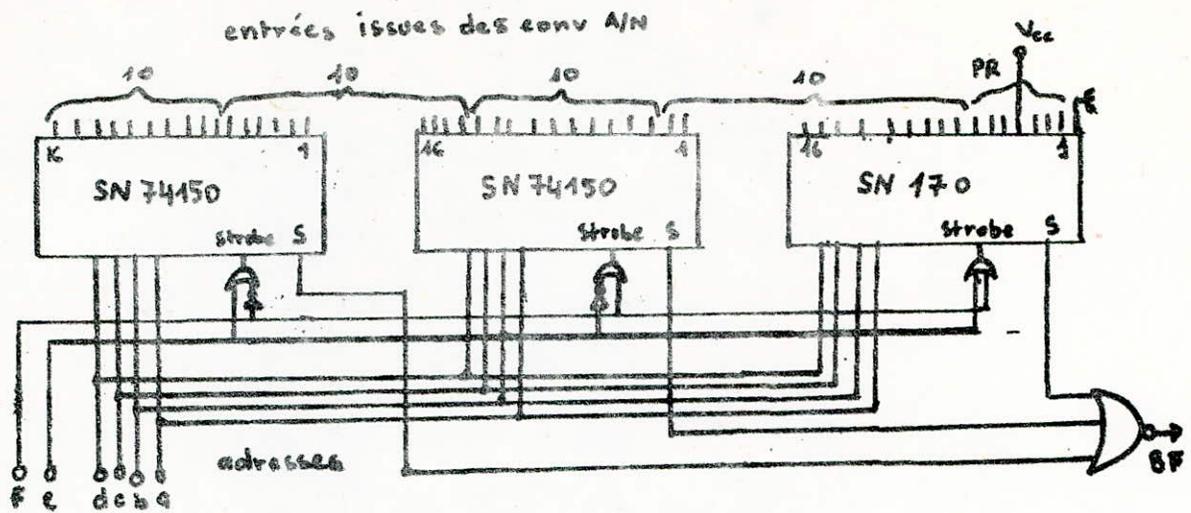


FIG R21: Bloc multiplexeur

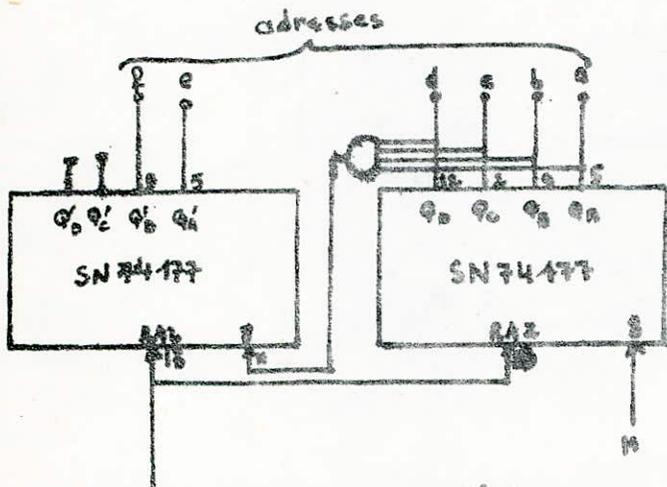


FIG R22: Compteur d'adressage

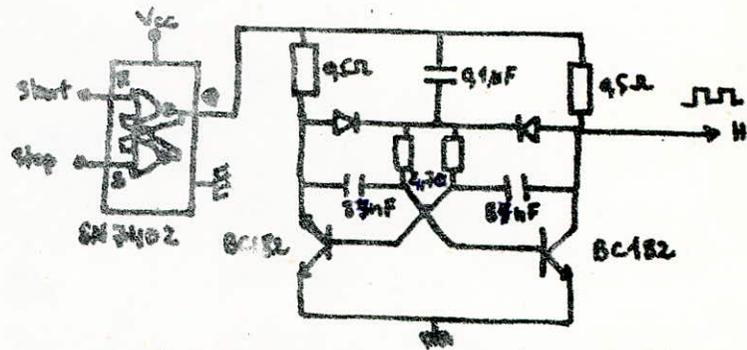
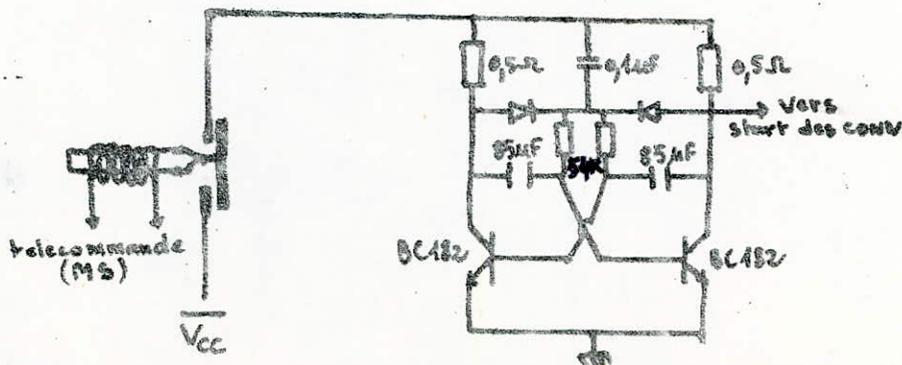


FIG R23: Horloge start-stop 10kHz



$$RC = \frac{1}{f \ln 2,73} = \frac{1}{0,2 \ln 2,73}$$

$$RC \# 2,3 \Rightarrow \begin{cases} R = 54k\Omega \\ C = 85nF \end{cases}$$

FIG R24: Horloge de commande  $f = 0,2 \text{ kHz}$

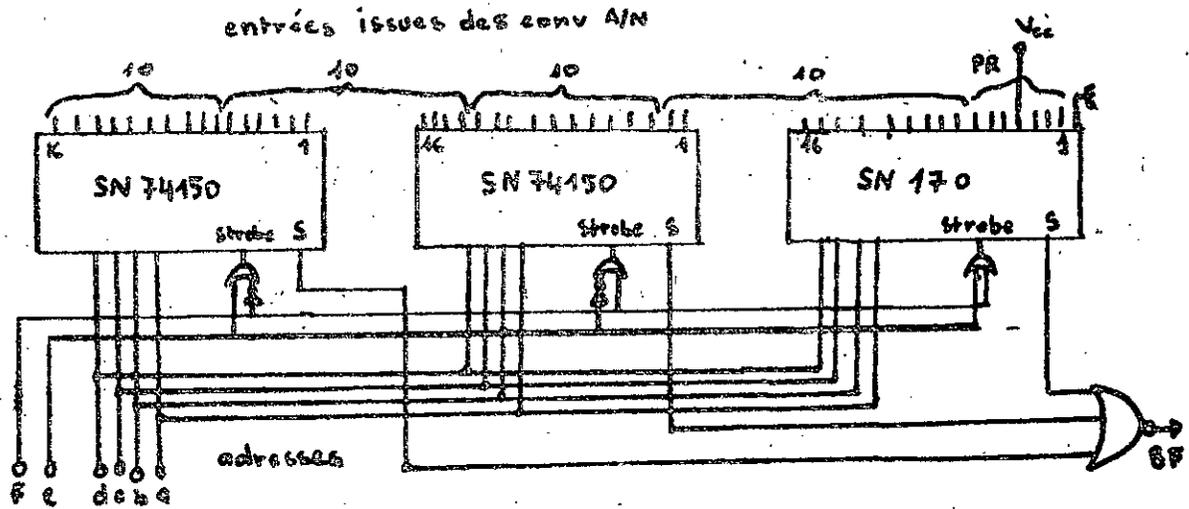


FIG R21: Bloc multiplexeur

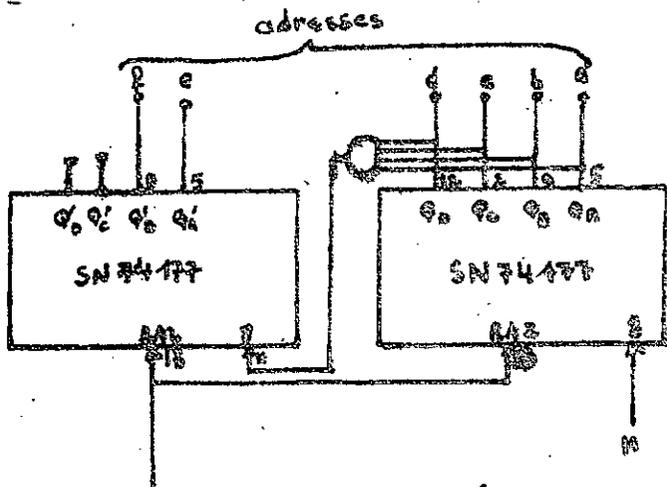


FIG R22: Compteur d'adressage

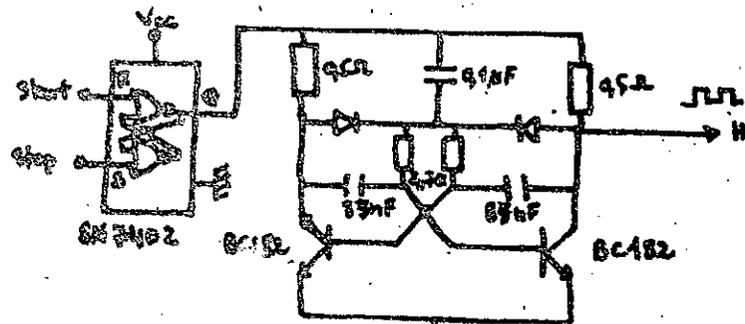
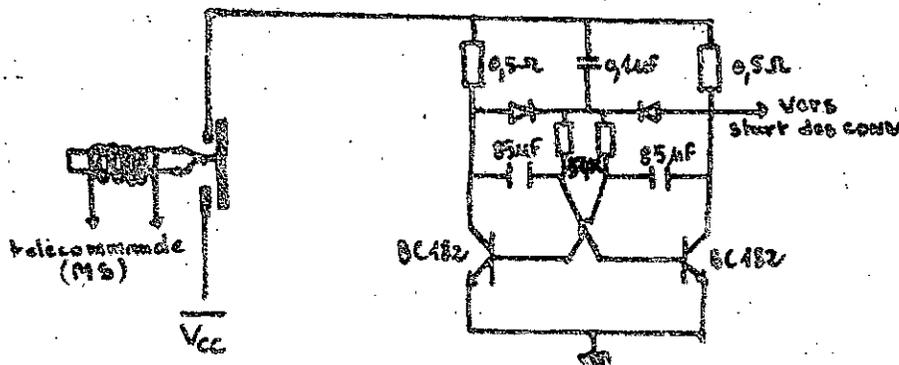


FIG R23: Horloge start-stop 10kHz



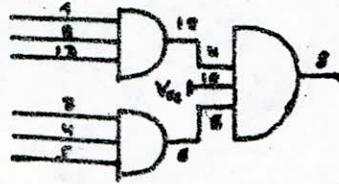
$$RC = \frac{1}{f \ln 2,73} = \frac{1}{0,2 \ln 2,73}$$

$$RC \# 2,3 \Rightarrow \begin{cases} R = 54k\Omega \\ C = 85nF \end{cases}$$

FIG R24: Horloge de commande  $f = 0,2 \text{ kHz}$

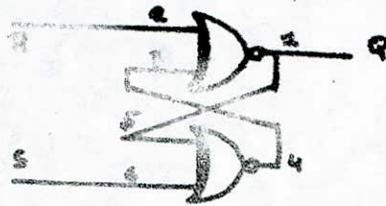
Autres circuits intégrés utilisés:

SN 7411 triple porte AND à 3 entrées  
utilisé pour faire une porte AND à 6 entrées



SN 7413 2 portes NAND à 4 entrées  
(on en utilise une seule)

SN 7408 4 Portes NOR à 2 entrées  
utilisées pour réaliser la Bascule R-S.



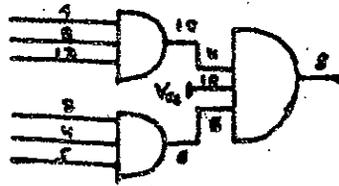
SN 7424 2 Portes AND à 4 entrées

SN 7432 4 Portes or à deux entrées

SN 7404 6 inverseurs.

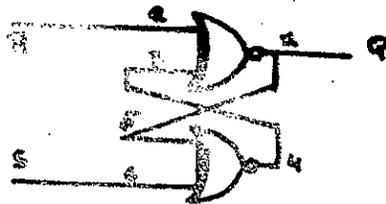
Autres circuits intégrés utilisés:

SN 7411 triple porte AND à 3 entrées  
utilisé pour faire une porte AND à 6 entrées



SN 7413 2 portes NAND à 4 entrées  
(on en utilise une seule)

SN 7408 6 Portes NOR à 2 entrées  
utilisées pour réaliser la Bascule A-S.



SN 7424 2 Portes AND à 4 entrées

SN 7432 4 Portes or à deux entrées

SN 7404 6 inverseurs.

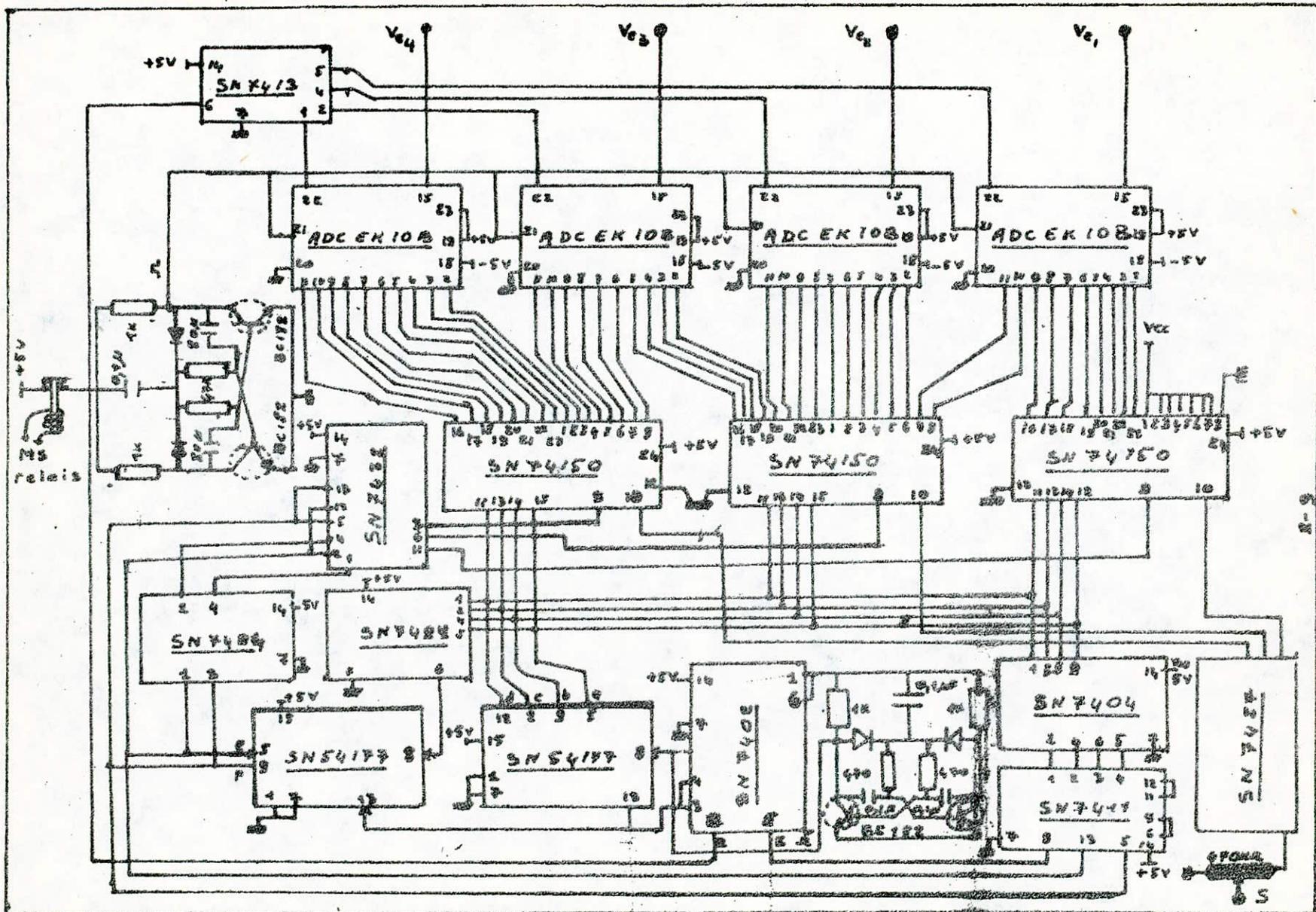


FIG II A

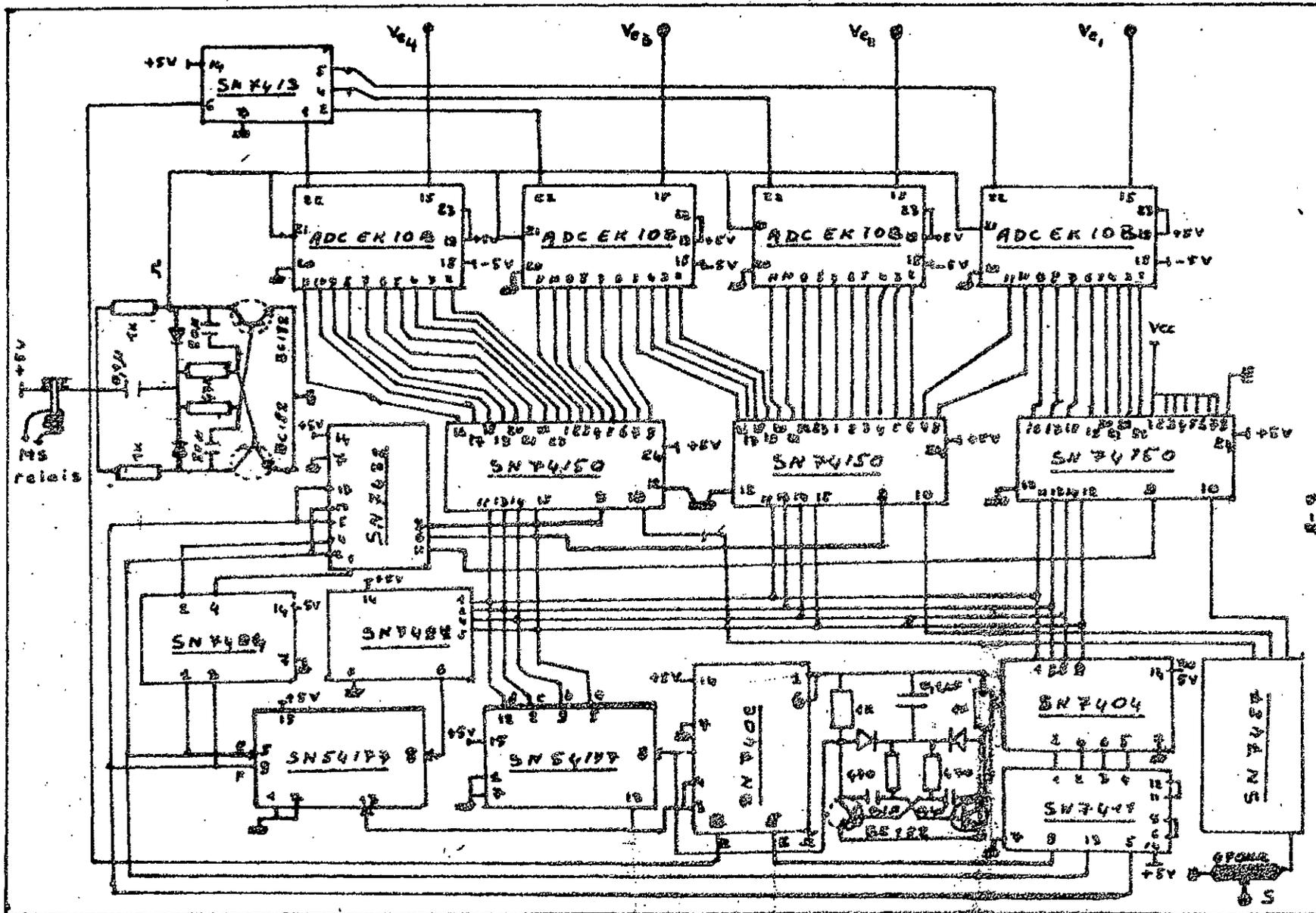
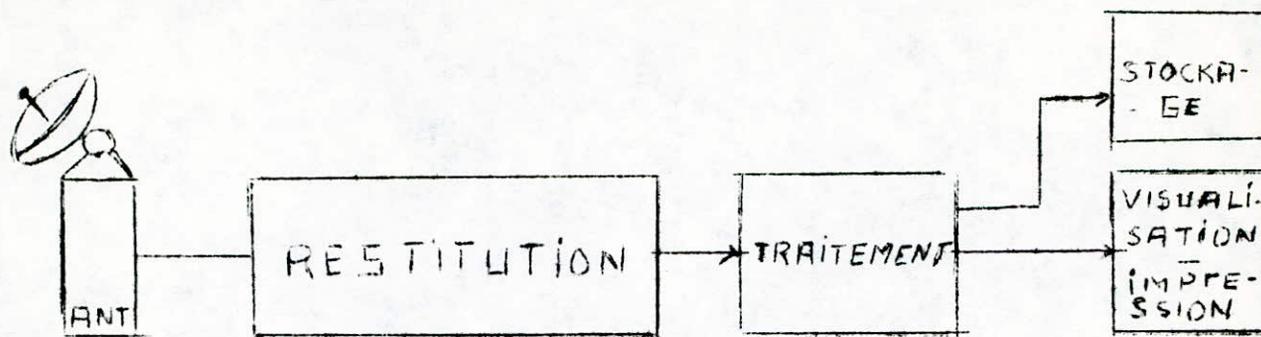


FIG II A

## II/ LA RECEPTION DES MESURES ET LE TRAITEMENT:

Synoptique:



Organisation de la reception:

Après les opérations de restitution c'est à dire amplification HF et FI, amplification BF et remise en forme déjà étudiées en telecommande, le signal transportant les télémessures se présente sous forme d'une série de bits dont la durée est celle d'une période de l'horloge de multiplexage à l'émission soit  $T = 1/F = 1/10^4 = 100 \mu S$

en sortie du circuit de remise en forme, les bits "1" ont une tension de l'ordre de 3 volts et les bits "0" environ 0,2 volts.

-Si le presignal est une autre fréquence HF<sub>2</sub>, il est traité séparément dès la réception (fig 3A)

-Si c'est un signal BF modulé lui aussi par la porteuse des télémessures, il se présente en premier au début de chaque cycle. Le rôle du presignal est de synchroniser la mise en marche des modules de traitement et de stockage avec l'arrivée des bits des télémessures.

La réception sera organisée ainsi:

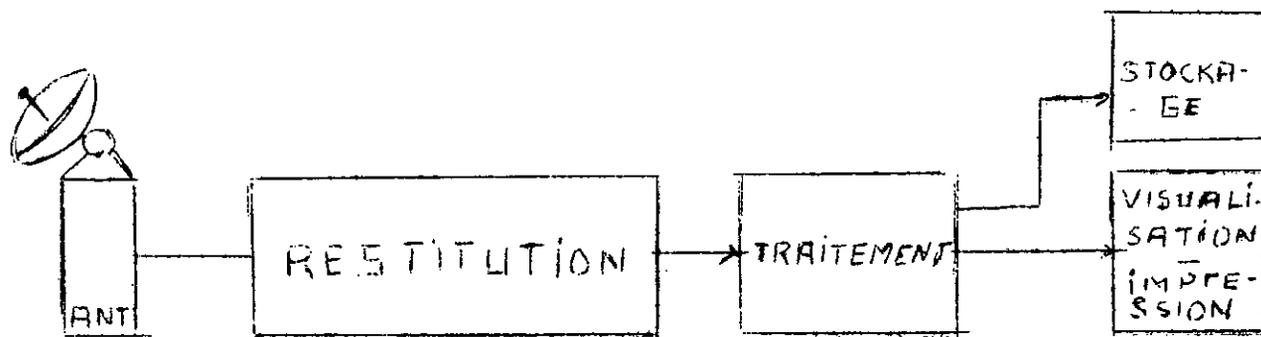
-les 40 bits du premier cycle seront visualisés à l'aide de 12 afficheurs à 7 segments. (3 par mesure)

on rappelle que cet affichage nous fait perdre les valeurs de I000 à I024 mais comme ce sont des valeurs extrêmes rarement atteintes, cela ne pose pas d'inconvénient.

ces mesures pourront aussi être stockées dans une mémoire RAM de moyenne capacité pour les besoins actifs et sur cassette ou bande magnétique.

## II/ LA RECEPTION DES MESURES ET LE TRAITEMENT:

Synoptique:



Organisation de la reception:

Après les opérations de restitution c'est à dire amplification HF et FI, amplification BF et remise en forme déjà étudiées en telecommande, le signal transportant les télémessures se présente sous forme d'une série de bits dont la durée est celle d'une période de l'horloge de multiplexage à l'émission soit  $T = 1/F = 1/10^4 = 100 \mu S$

en sortie du circuit de remise en forme, les bits "1" ont une tension de l'ordre de 3 volts et les bits "0" environ 0,2 volts.

-Si le presignal est une autre fréquence HF<sub>2</sub>, il est traité séparément dès la réception (fig 3A)

-Si c'est un signal BF modulé lui aussi par la porteuse des télémessures, il se présente en premier au début de chaque cycle. Le rôle du presignal est de synchroniser la mise en marche des modules de traitement et de stockage avec l'arrivée des bits des télémessures.

La réception sera organisée ainsi:

-les 40 bits du premier cycle seront visualisés à l'aide de 12 afficheurs à 7 segments. (3 par mesure)

on rappelle que cet affichage nous fait perdre les valeurs de I000 à I024 mais comme ce sont des valeurs extrêmes rarement atteintes, cela ne pose pas d'inconvénient.

ces mesures pourront aussi être stockées dans une mémoire RAM de moyenne capacité pour les besoins actifs et sur cassette ou bande magnétique.

Pour les 4.N.8 bits des secondes mesures, il y aura deux systèmes d'enregistrement :

- le premier serie pour magneto-cassette
- le second par mots de 8 bits pour bande magnetique .

REMARQUE:

la frequence 10 Khz max du signal convient pour un bon enregistrement sur cassette grand-public vu que les frequences audio superieures à 15 Khz y sont fidelement reproduites.

LE DECODAGE BINAIRE DECIMAL ET AFFICHAGE A SEGMENTS:

-Le premier traitement que subissent les 40 bits du premier cycle dès leur arrivée est le transcodage du binaire pur à 10 bits en 3 BCD representant les unités; les dizaines et les centaines(FIG 3B)

L'arrivée du presignal declenche l'horloge; quand le registre de presignal est complet(nous utilisons des bits "1") la sortie de la porte AND passe à "1" se qui dirige les bits suivants (qui sont ceux des mesures maintenant) vers le registre de transfert (entrée serie-sortie parallele) à 10 bits. On valide le transcodage toutes les 10 impulsions de l'horloge c'est à dire chaque fois que les bits d'une mesure sont dans le registre.

Quand les 40 bits sont passés, le compteur CR remet à "0" le registre et arrete l'horloge.

En sortie du bloc transcodeur, on dispose d'une memoire RAM à 16 mots de 4 bits (nous n'en utiliserons que 12)(fig 3C) A chaque transcodage, le resultat en 3 BCD est transmis à 3 registres tampon (entrée parallele et sortie parallele) à 4 bits. Le temps de transit par le bloc transcodeur de l'ordre de 50nS est negligable devant la periode de l'horloge (100 uS)

Dés le signal de validation du transcodage, la memoire etant en mode ECRITURE, on y transfere le contenu des trois registres-celui contenant les unités en premier (A)

Pour les 4.N.8 bits des secondes mesures, il y aura deux systèmes d'enregistrement :

- le premier serie pour magneto-cassette
- le second par mots de 8 bits pour bande magnetique .

REMARQUE:

la frequence 10 Khz max du signal convient pour un bon enregistrement sur cassette grand-public vu que les frequences audio superieures à 15 Khz y sont fidelement reproduites.

LE DECODAGE BINAIRE DECIMAL ET AFFICHAGE A SEGMENTS:

-Le premier traitement que subissent les 40 bits du premier cycle dès leur arrivée est le transcodage du binaire pur à 10 bits en 3 BCD representant les unités; les dizaines et les centaines(FIG 3B)

L'arrivée du presignal declenche l'horloge; quand le registre de presignal est complet(nous utilisons des bits "1") la sortie de la porte AND passe à "1" se qui dirige les bits suivants (qui sont ceux des mesures maintenant) vers le registre de transfert (entrée serie-sortie parallele) à 10 bits. On valide le transcodage toutes les 10 impulsions de l'horloge c'est à dire chaque fois que les bits d'une mesure sont dans le registre.

Quand les 40 bits sont passés, le compteur CR remet à "0" le registre et arrete l'horloge.

En sortie du bloc transcodeur, on dispose d'une memoire RAM à 16 mots de 4 bits (nous n'en utiliserons que 12)(fig 3C) A chaque transcodage, le resultat en 3 BCD est transmis à 3 registres tampon (entrée parallele et sortie parallele) à 4 bits. Le temps de transit par le bloc transcodeur de l'ordre de 50nS est negligecable devant la periode de l'horloge (100 uS)

Dés le signal de validation du transcodage, la memoire etant en mode ECRITURE, on y transfere le contenu des trois registres-celui contenant les unités en premier (A)

Le transfert est assuré par l'horloge  $H_2$  qui doit permettre la RAZ des registres avant le nouveau transcodage donc :

$$3T_2 \leq T_{IO} \quad \text{====} \quad F_{H2} = 3F_b / IO \quad (F_b = 10 \text{ KHz})$$

$$\text{d'ou } F_{H2} = 3 \cdot 10^4 / IO = 3 \text{ KHz.}$$

Le signal de fin de transfert (FT) ( fig 3b) ramene la memoire en mode LECTURE et declenche l'horloge de lecture à 600 Hz ( soit 50 Hz par afficheur )

La sortie du compteur d'adressage de la memoire est liée à un décodeur binaire-decimal à 4 bits (16 sorties) dont les 12 premieres servent à valider en même temps l'afficheur correspondant au chiffre lu dans la memoire.

Remarque : Nous pouvons, si nous ne disposons pas de memoire RAM utiliser 12 registres (entrée série sortie parallele) à 4 bits disposés comme le montre la figure 3D et d'un registre à 12 bits (entrée parallele - sortie serie) en sortie du transcodeur.

Le décalage est assuré par une horloge dont la frequence est telle que le transfert serie des 12 bits se fait en un temps inferieur(ou egal) à celui de remplissage du registre d'arrivée

$$\text{soit : } F_{HR} = (12/IO) F_H = 12 \text{ KHz}$$

- le signal FST arrete le transfert en même temps qu'il remet à zero le registre de presignal et arrete l'horloge d'arrivée et declenche l'horloge de lecture à 600 hz

Dans ce cas, chaque registre et l'afficheur lui correspondant sont validés simultanement.

Pour ce montage; comme pour le precedent à memoire, on remarque que l'arrivée d'un nouveau cycle de télémessures efface automatiquement le precedent.

Le transfert est assuré par l'horloge  $H_2$  qui doit permettre la RAZ des registres avant le nouveau transcodage donc :

$$3T_2 \ll 10T_1 \quad \text{====} \quad F_{H2} = 3F_b / 10 \quad (F_b = 10 \text{ Khz})$$

$$\text{d'ou } F_{H2} = 3 \cdot 10^4 / 10 = 3 \text{ Khz.}$$

Le signal de fin de transfert (FT) ( fig 3b) ramene la memoire en mode LECTURE et declenche l'horloge de lecture à 600 Hz ( soit 50 Hz par afficheur)

La sortie du compteur d'adressage de la memoire est liée à un décodeur binaire-decimal à 4 bits (16 sorties) dont les 12 premieres servent à valider en même temps l'afficheur correspondant au chiffre lu dans la memoire.

Remarque : Nous pouvons, si nous ne disposons pas de memoire RAM utiliser 12 registres (entrée série sortie parallele) à 4 bits disposés comme le montre la figure 3D et d'un registre à 12 bits (entrée parallele - sortie serie) en sortie du transcodeur.

Le décalage est assuré par une horloge dont la frequence est telle que le transfert serie des 12 bits se fait en un temps inferieur(ou egal) à celui de remplissage du registre d'arrivée

$$\text{soit : } F_{HR} = (12/10) F_H = 12 \text{ Khz}$$

-le signal FST arrete le transfert en même temps qu'il remet à zero le registre de presignal et arrete l'horloge d'arrivée et declenche l'horloge de lecture à 600 hz

Dans ce cas, chaque registre et l'afficheur lui correspondant sont validés simultanément.

Pour ce montage; comme pour le precedent à memoire, on remarque que l'arrivée d'un nouveau cycle de télémessures efface automatiquement le precedent.

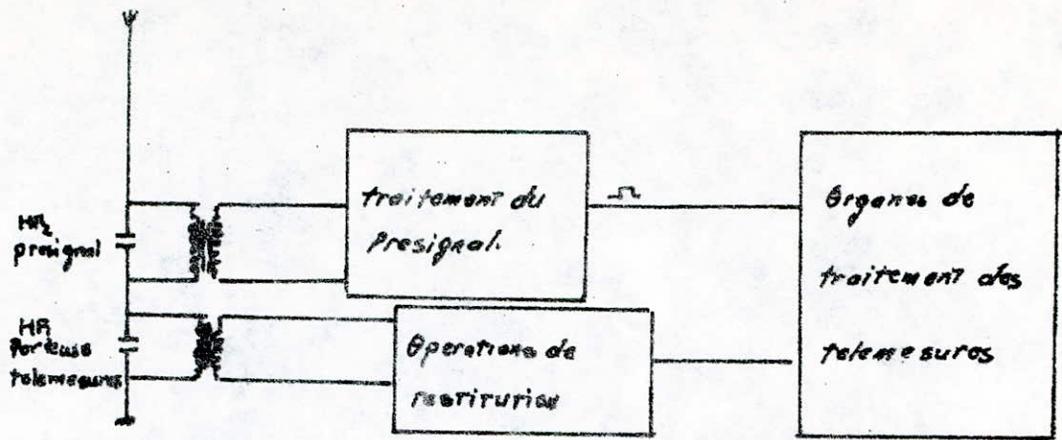


FIG 3A

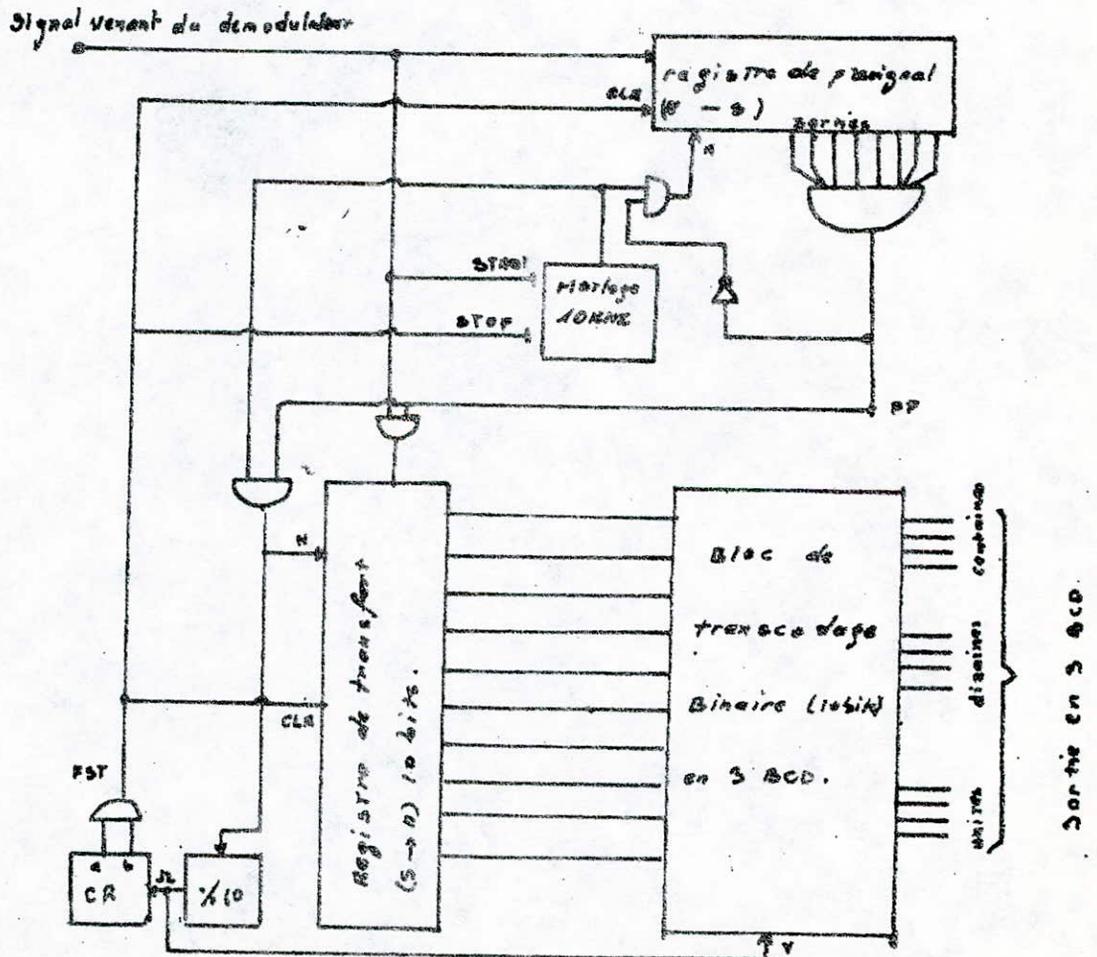


FIG 3B

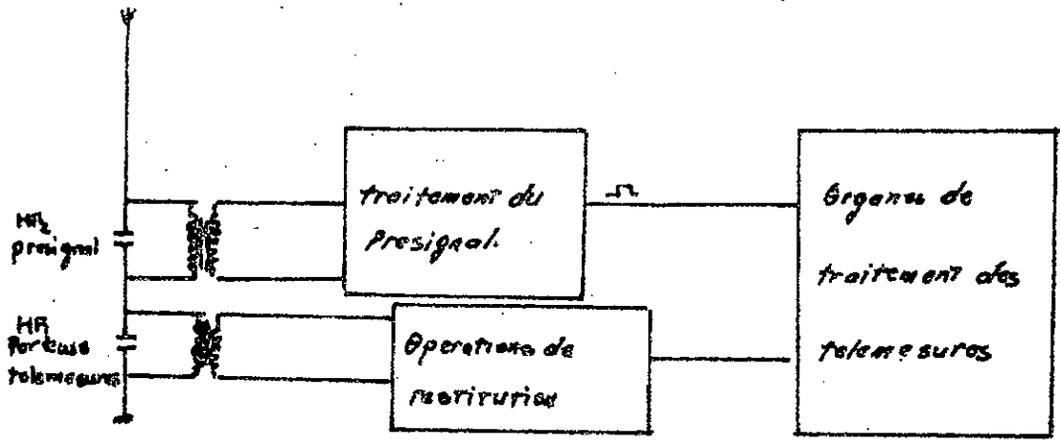


FIG 3A

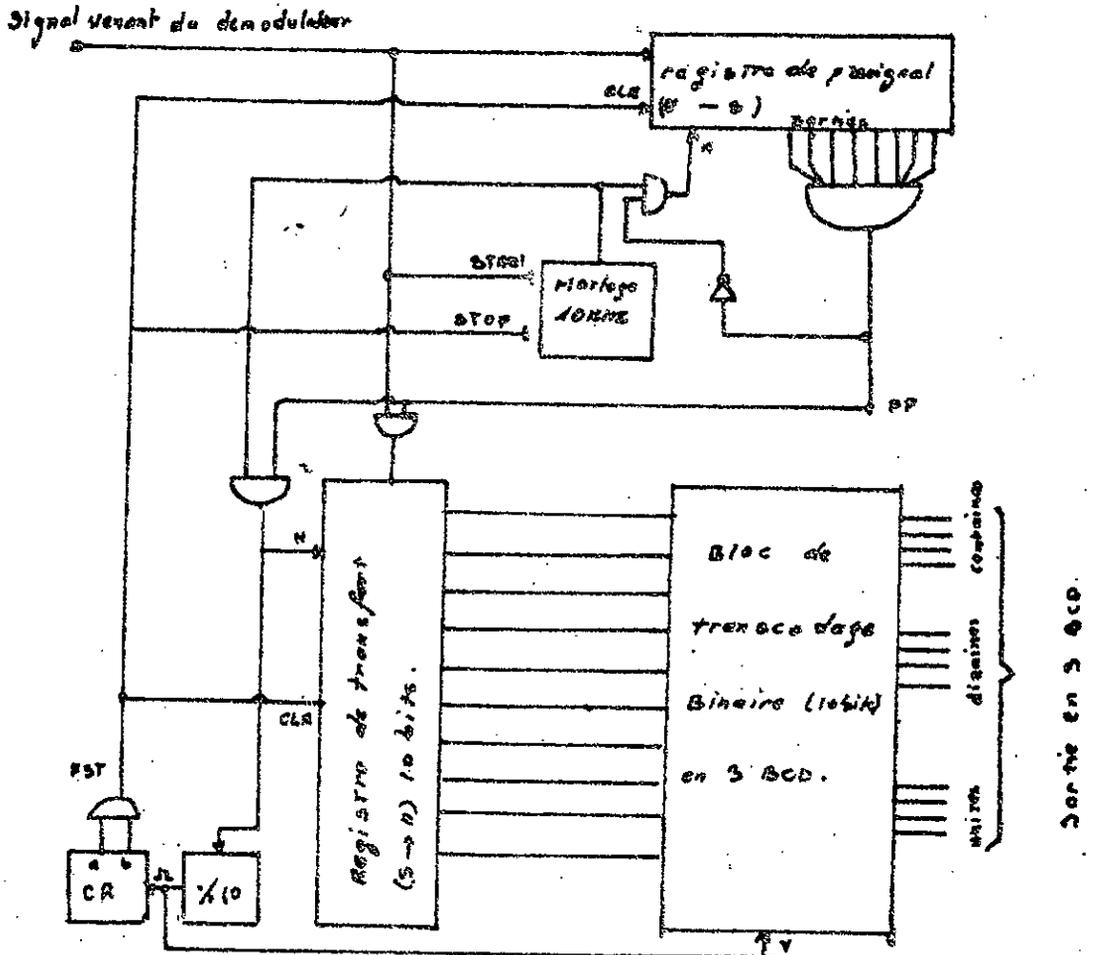


FIG 3B

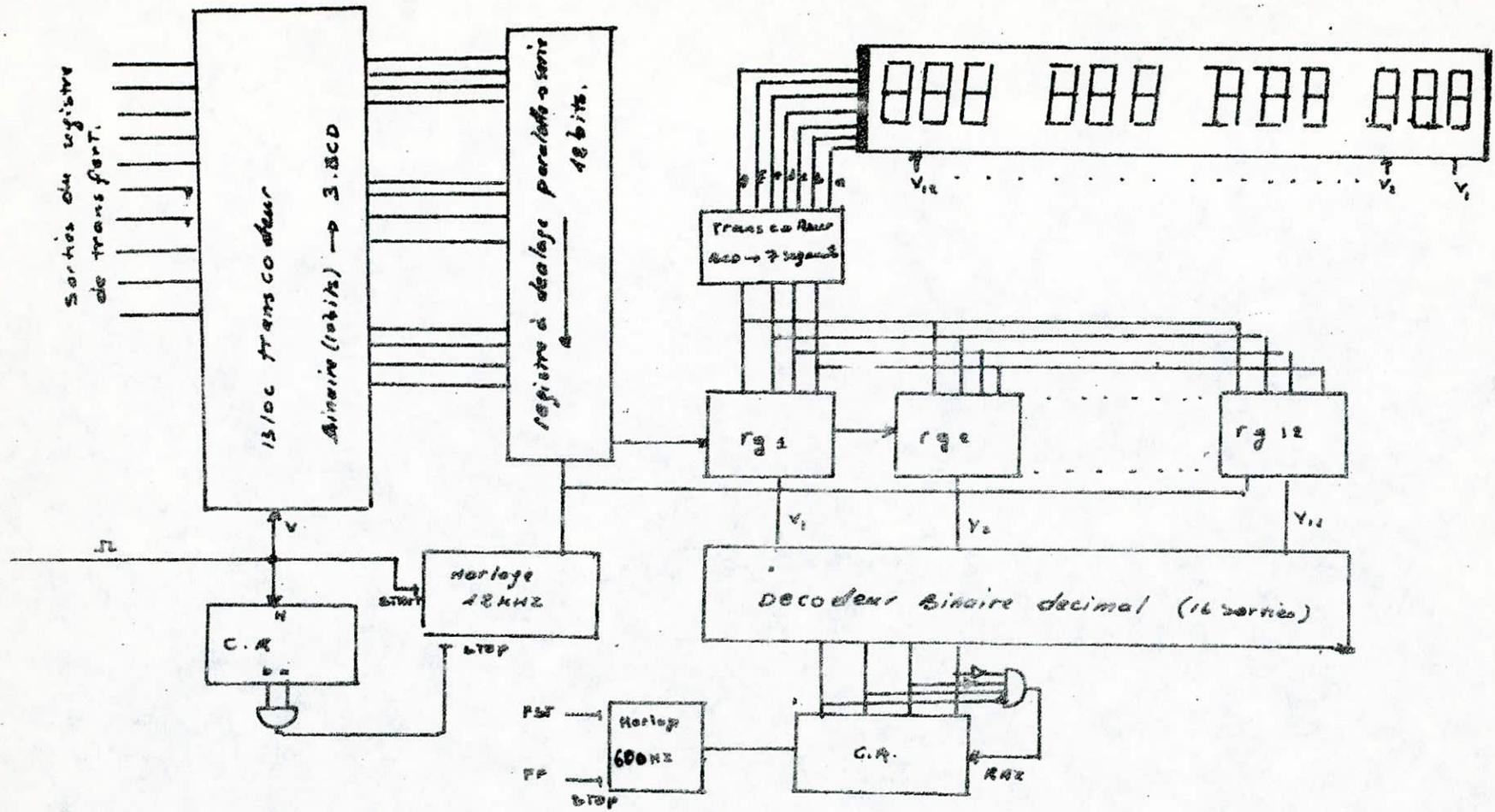


FIG 30

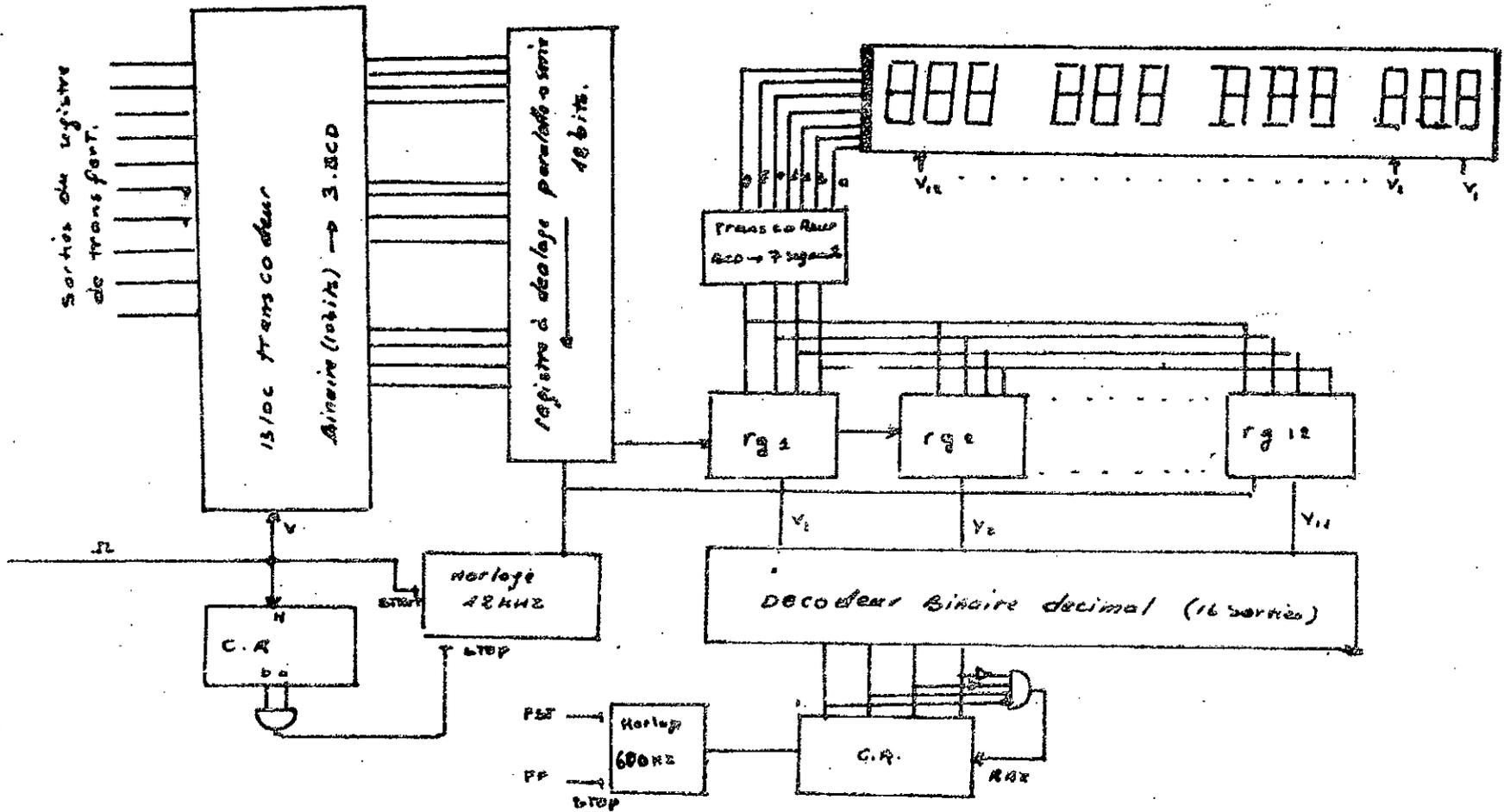


FIG 30

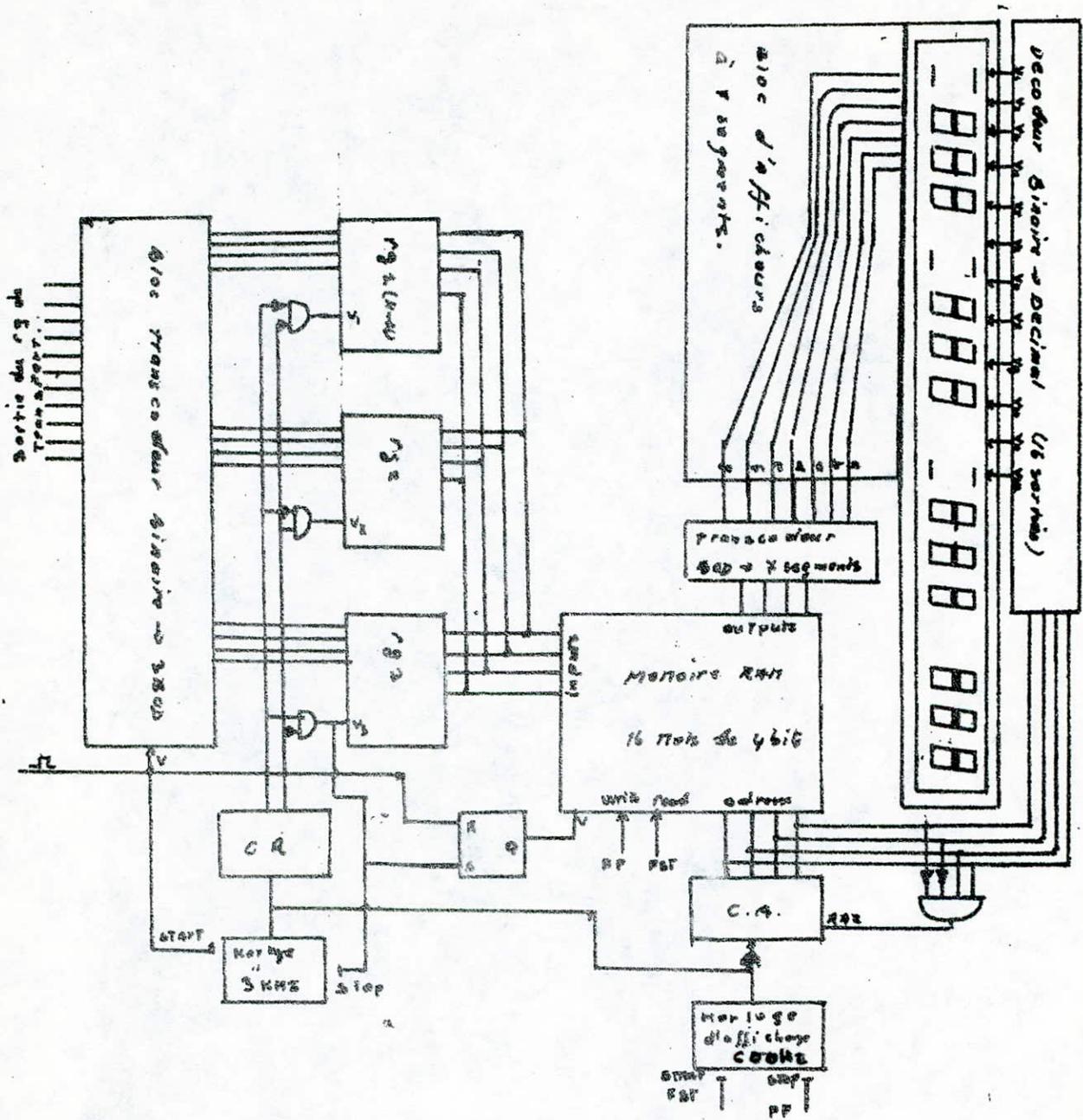


FIG 3 C

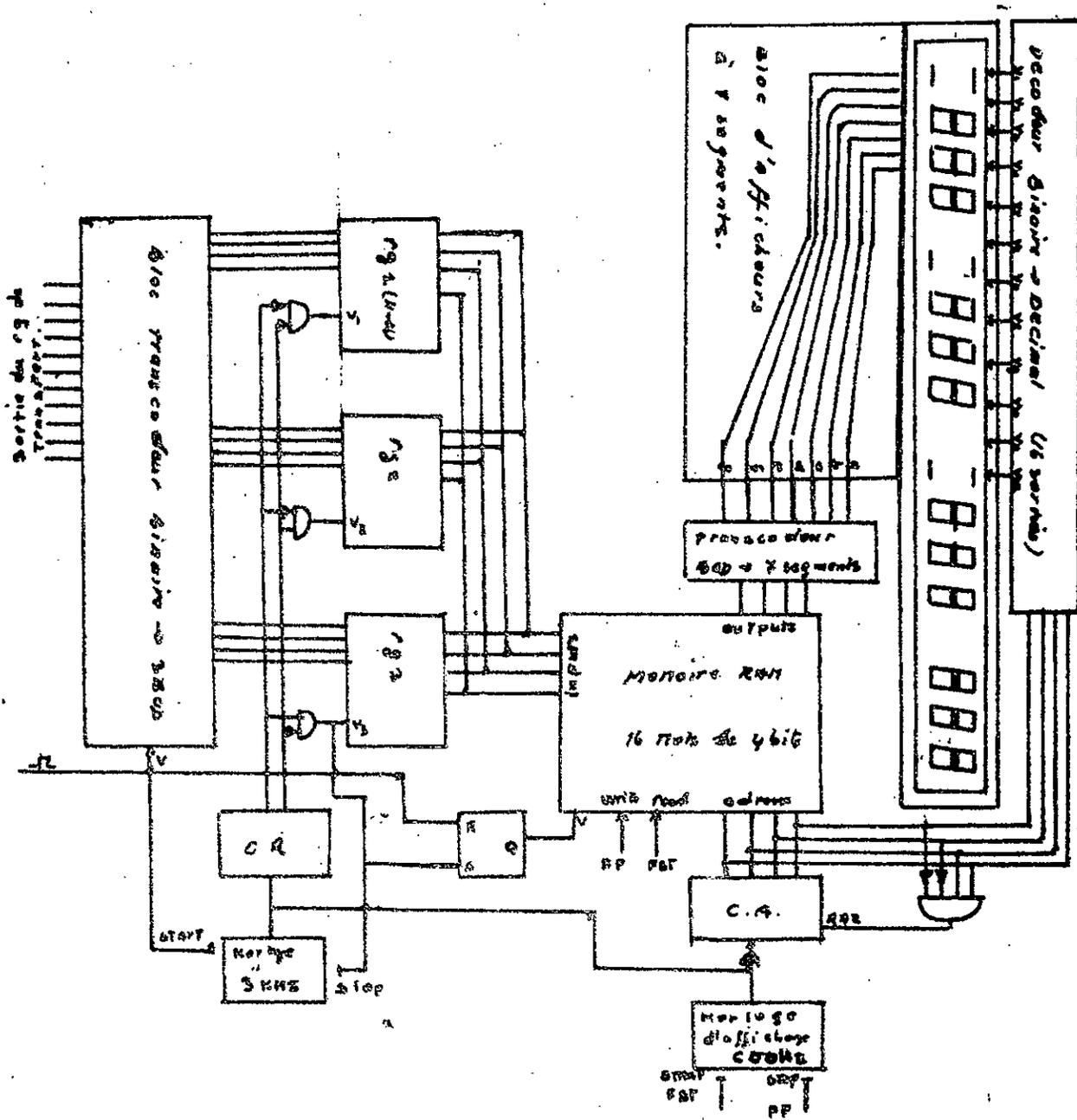


FIG 3C

## STOCKAGE DES RESULTATS ET AUTRES TRAITEMENTS:

-Les sorties pour le stockage exterieur sont indiquées sur le schema complet (FIG2E)

-pour le stockage sur RAM dynamique locale:

pour le montage à memoire ce sera un bloc de 4 RAM de 256 bits chacune montées en parallele.

et pour le montage à registres, une RAM de 1024 bits.

-pour les 4.N.8 bits de la seconde serie de télémé-  
ures, on n'aura pour tout traitement que les deux possibilites  
de stockage déjà énoncées soit:

- Serie pour magneto-cassette

- en mots de 8 bits pour bande magnetique

N étant supposé grand, on ne prévoit pas de stockage sur  
memoire vive..

## STOCKAGE DES RESULTATS ET AUTRES TRAITEMENTS:

-Les sorties pour le stockage exterieur sont indiquées sur le schema complet (FIG2E)

-pour le stockage sur RAM dynamique locale:

pour le montage à memoire ce sera un bloc de 4 RAM de 256 bits chacune montées en parallele.

et pour le montage à registres, une RAM de 1024 bits.

-pour les 4.N.8 bits de la seconde serie de télémé-  
ures, on n'aura pour tout traitement que les deux possibilites de  
de stockage déjà énoncées soit:

- Serie pour magneto-cassette

- en mots de 8 bits pour bande magnetique

N étant supposé grand, on ne prévoit pas de stockage sur  
memoire vive..





## Realisation Pratique

- Le module FIC II B realise le demultiplexage et la visualisation à l'aide de quatre groupes de trois afficheurs à 7 segments de quatre valeurs en 10 bits binaire par présentées en serie et precedees d'un presignal de 7 bits, tous à "1".

La restitution de ces telemesures est assuree par l'ensemble de reception - demodulation AM de 27,12 MHz étudie en telecommande (premiere partie).

Notre signal est donc recueilli en sortie de d'Ampli. BF (T08220), apres le circuit de remise en forme (buffer à logique TTL) qui assure en même temps l'adaptation entre les deux modules.

- Les bits se presentent à la frequence moyenne de 10 KHZ ayant un niveau haut de 3,8 V environ et un niveau bas de l'ordre de 0,4 V.

Le fonctionnement du module II B se divise en 4 etapes:

a) Declenchement de l'horloge 10 KHZ par l'arrivee du premier bit en 5.

Fin du presignal, F032 dirige les bits de mesure vers le registre de transfert et met la memoire en position ecriture. 3-2

## Realisation Pratique

- Le module FIC II B realise le demultiplexage et la visualisation à l'aide de quatre groupes de trois afficheurs à 7 segments de quatre valeurs en 10 bits binaire par présentée en serie et precedees d'un presignal de 7 bits, tous à "1".

La restitution de ces telemesures est assuree par l'ensemble de reception - demodulation AM de 27,12 MHz étudie en telecommande (premiere partie).

Notre signal est donc recueilli en sortie de l'ampl. BF (T8820), apres le circuit de remise en forme (buffer à logique TTL) qui assure en même temps l'adaptation entre les deux modules.

- Les bits se presentent à la frequence moyenne de 10 KHZ ayant un niveau haut de 3,8V environ et un niveau bas de l'ordre de 0,4V.

Le fonctionnement du module II B se divise en 4 etapes:

a) Declenchement de l'horloge 10KHZ par l'arrivee du premier bit en 5.

Fin du presignal : F052 dirige les bits de mesure vers le registre de transfert et met la memoire en position ecriture.

b) grâce au diviseur par 10, les mesures sont transférées vers le bloc transcodeur (formé de 6. SN74185) et chaque transfert déclenche l'horloge 3KHZ qui écrit le résultat du transcodage (en BCD) contenu dans les trois registres temporaires SN74189 dans la mémoire RAM de 16 mots de 4 bits SN7489 (le registre des unités étant écrit en premier).

c) Quand les quatre mesures sont transcodées et stockées,  $FST=1$  en sortie du compteur C.A (SN74177) arrête l'horloge 10KHZ, met la mémoire en position lecture et déclenche l'horloge d'affichage à 50KHZ.

On remarque que  $FST=1$  efface aussi le registre de présignal ; ce qui permet à un nouveau cycle de mesures d'être pris en compte dès son arrivée car il n'y a rien de préexistant au précédent.

- L'adressage de la mémoire se fait par le compteur C.A (SN74177) à 4 bits cyclique. Il sert aussi d'adresse au décodeur binaire-décimal SN74154 dont 12 sorties servent à valider les afficheurs. La sortie de la mémoire est liée au transcodeur

b) grâce au diviseur par 10, les mesures sont transférées vers le bloc transcodeur (formé de 6 SN74185) et chaque transfert déclenché par l'horloge 3 KHZ qui écrit le résultat du transcodage (en BCD) contenu dans les trois registres temporaires SN74189 dans la mémoire RAM de 16 mots de 4 bits SN7489 (le registre des unités étant écrit en premier).

c) Quand les quatre mesures sont transcodées et stockées,  $FS1=1$  en sortie du compteur C.A (SN74177) arrête l'horloge 10 KHZ, met la mémoire en position lecture et déclenche l'horloge d'affichage à 50 KHZ.

On remarque que  $FS1$  efface aussi le registre de préchargement ; ce qui permet à un nouveau cycle de mesures d'être pris en compte dès son arrivée car il n'a pas de préchargement au précédent.

- L'adressage de la mémoire se fait par le compteur C.A (SN74177) à 4 bits cyclique. Il sert aussi d'adresse au décodeur binaire-décimal SN74154 dont 12 sorties servent à valider les afficheurs. La sortie de la mémoire est liée au transcodeur

BCD  $\rightarrow$  7 segments SN7449 qui gère les afficheurs:

### Etude technique:

#### 1- le registre de pipeline

typ: SN74164

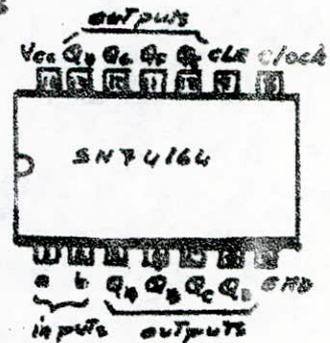
- C'est un registre à décalage à 8 bits

Entrée série (en a ou en b)

Sortie parallèle ( $Q_0 \dots Q_7$ )

Nous utiliserons les 7 premiers

( $Q_0 \dots Q_6$ )



Caractéristiques:

$F_{max} = 18 \text{ MHz}$   
 $V_{cc} = 5 \text{ V}$   
 $T_{max} = 50 \text{ ns}$  (temps de transit)  
 $P = 18 \text{ mW}$

Valeurs limites:  $V_{clock} = 2 \text{ V}$

Valeurs de sortie:  $V_{OH} = 3,2 \text{ V}$   
 $V_{OL} = 0,2 \text{ V}$

- Le transfert se fait au front montant de l'impulsion de l'horloge.

- Les entrées a et b sont telles que si l'une reçoit l'information, l'autre doit être constamment à l'état haut.

#### 2- le registre de transfert (40 bits S $\rightarrow$ N)

Nous utiliserons les 10 premiers bits de deux

BCD  $\rightarrow$  7 segments SN7449 qui gère les afficheurs.

## Etude technique:

### 1- le registre de pipeline

typ: SN74166

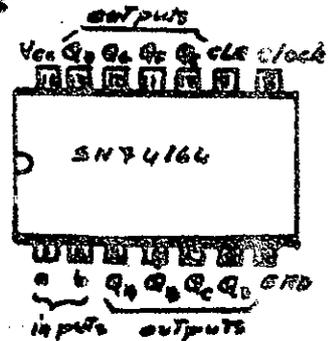
- C'est un registre à décalage à 8 bits

Entrée série (en a ou en b)

Sortie parallèle ( $Q_0 \dots Q_7$ )

Nous utiliserons les 7 premiers

( $Q_0 \dots Q_6$ )



#### Caractéristiques:

$F_{max}$	= 18 MHz
$V_{cc}$	= 5V
$T_{max}$	= 50°C (temp de transit)
$P$	= 180 mW

Valeurs limites :  $V_{clock} = 2V$

Valeurs de sortie :  $V_{OH} = 3,2V$   
 $V_{OL} = 0,2V$

- Le transfert se fait par le front montant d'une impulsion de l'horloge.

- Les entrées a et b sont telles que si l'une reçoit l'information, l'autre doit être contrairement à l'état haut.

### 2 - le registre de transfert (10 bits 5-9)

Nous utiliserons les 10 premières sorties de deux

SN 74164 montés comme le montre la Figure R31.

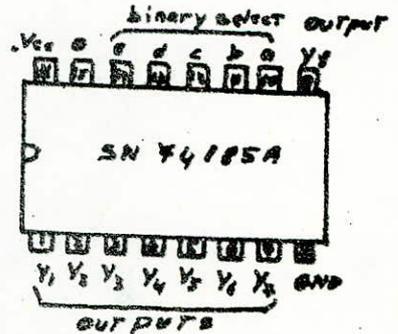
3 - le bloc transcodeur 10 bits binaire → 12 bits BCD

FIG R32. Il est composé de 6 transcodeurs  
5 bits binaire → 8 BCD (8 bits)

SN 74185A.

caractéristiques:

- Temps de transfert: 25 ns
- P = 150 mW
- Valeurs d'entrée -  $V_{IH_{min}} = 2V$
- $V_{IL_{max}} = 0,8V$
- Valeurs de sortie -  $V_{OH} = 3,8V$
- $V_{OL} = 0,3V$



- Ce c.i. est actif pour l'entrée G (enable) à l'état haut.
- Le temps de transfert maximal par le bloc transcodeur est celui par 4 SN 74185A (voir fig R32) soit:

$$T_{max} = 4 \times 25 \text{ ns} = 100 \text{ ns.}$$

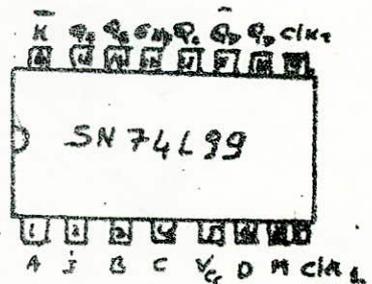
Ce temps reste négligeable devant la largeur des bits (100 μs).

4 - Les registres tampon

Ce sont des SN 74L99 à 4 bits  
entrée parallèle - sortie parallèle

- temps de transit: 125 ns (max)
- P = 15 mW

Actif pour M (mode contrôle) à l'état haut.



(5 des entrées série inutilisées)

SN 74164 montés comme le montre la Figure R31.

3 - le bloc transcodeur 10 bits binaire → 12 bits BCD

FIG R32. IC est composé de 6 transcodeurs

5 bits binaire → 3 BCD (3 bits)

SN 74185A. caractéristiques:

- Temps de transfert: 25ns

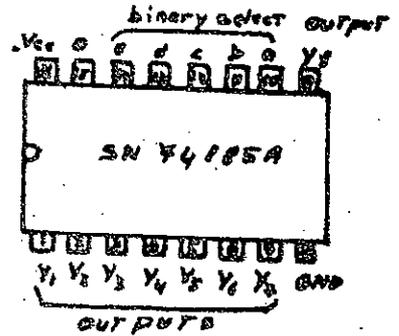
- P = 180 mW

Volts d'entrée -  $V_{IH} = 2V$

-  $V_{IL} = 0,5V$

Volts de sortie -  $V_{OH} = 3,8V$

-  $V_{OL} = 0,3V$



- Ce c.i. est actif. Pour l'entrée G (enable) à l'état haut.
- Le temps de transfert maximal par le bloc transcodeur est celui par 4 SN 74185A (voir fig R32) soit:

$$T_{max} = 4 \times 25 ns = 100 ns.$$

Ce temps reste négligeable devant la largeur des bits (100 μs).

4 - Les registres tampon

Ce sont des SN 74199 à 4 bits

entrée parallèle - sortie parallèle

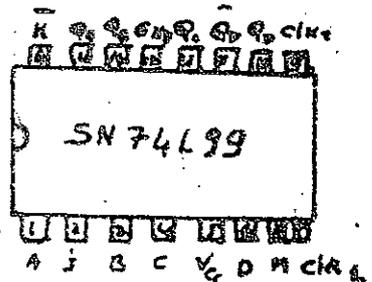
- temps de transit: 125 ns (max)

- P = 12 mW

actif pour 10 (mode contrôle) à

l'état haut.

(5 des entrées série inutilisées)



5- La mémoire RAM SN7489

Organisation 16x4 bits

temps d'adressage: 28ns

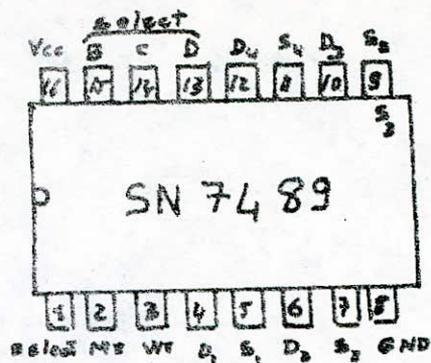
temps de transfert: 30ns

dissipation: 5,9mW

entrées ( $D_1, D_2, D_3, D_4$ ) et sorties ( $S_1, S_2, S_3, S_4$ )

en mots de 4 bits.

adresse ( $A, B, C, D$ ) en binaire pur.



ACTIVITÉ:

ME WE

L L write

L H read

H L clear

H H inactive

6- Le décodeur BCD-7 segments:

SN7449

- Dissipation: 6,4mW

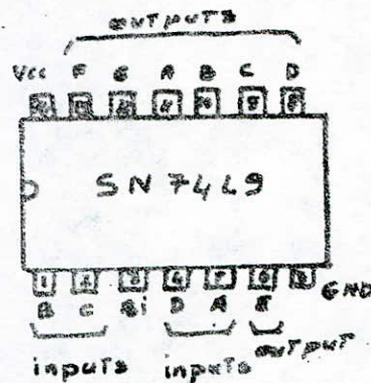
- temps de transfert: 10ns

Valeurs d'entrée:  $V_{IHmin} = 2V$

$V_{ILmax} = 0,8V$

Valeurs de sortie:  $V_{OH} = 3,8V$

$V_{OL} = 0,3V$



Ce c.i est actif pour 8s à l'état haut (8s = '1')

- Les entrées a, b, c et d reçoivent les sorties de la mémoire. Pour valider l'afficheur correspondant à la valeur lue sur la mémoire, au même moment, on dispose d'un décodeur d'adresse à 46 sorties (le SN74154) piloté par le même compteur (c.a) que la mémoire.

5- La mémoire RAM SN7489

Organisation 16x4 bits

temps d'adressage: 20ns

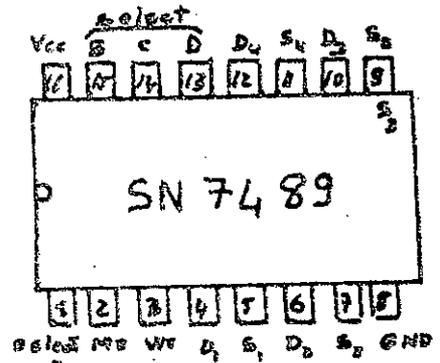
temps de transfert: 30ns

dissipation: 5,9 mW

Entrées ( $D_1, D_2, D_3, D_4$ ) et sorties ( $S_1, S_2, S_3, S_4$ )

en mots de 4 bits.

adresse (A, B, C, D) en binaire pur.



ACTIVITÉ:

ME WE

L L WRITE

L H read

H L clear

H H INACTIVE

6- Le décodeur BCD-7 segments:

SN7449

- Dissipation: 6,4 mW

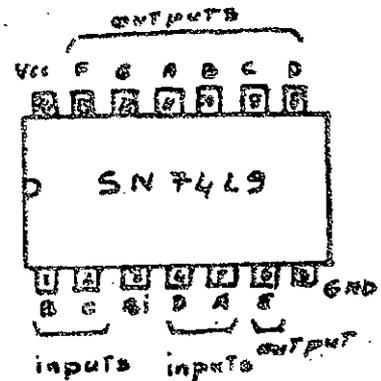
- temps de transfert: 100ns

Valeurs d'entrée:  $V_{iHmin} = 2V$

$V_{iLmax} = 0,8V$

Valeurs de sortie:  $V_{oH} = 3,8V$

$V_{oL} = 0,2V$



Ce c.i est actif pour 8i à l'état haut (8i = '1')

- Les entrées a, b, c et d reçoivent les sorties de la mémoire. Pour valider l'afficheur correspondant à la valeur lue sur la mémoire, au même moment, on dispose d'un décodeur d'adresse à 46 sorties (le SN74154) piloté par le même compteur (c.a) que la mémoire.

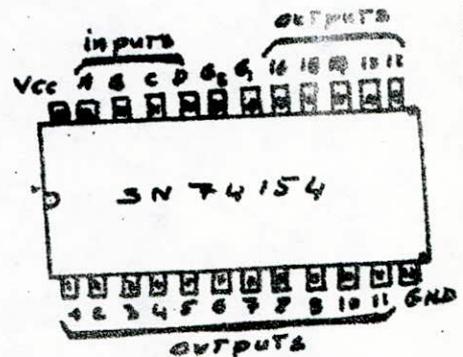
Ce décodeur présente à l'état Low (0V) la sortie correspondant au nombre binaire affiché à ses entrées a, b, c, d. Les autres sorties restent à l'état haut.

Le cycle de lecture a été choisi à 50Hz ce qui permet une très bonne impression de continuité pour l'œil.

7 - Le décodeur Binaire - décimal à

4 entrées - 16 sorties SN 74154

- temps de transit: 40ns
- temps de validation: 38ns
- consommation: 85 mW



actif Pour  $G_1=0$  et  $G_2=0$

La sortie adressée est à l'état Low (0V)

Code d'adresse: binaire pur à 4 bits (a, b, c, d)

Les 12 premières premières sorties seront liées au 12 sorties masse des afficheurs.

8 - Le Bloc d'affichage FIS R33

Il se compose de 12 afficheurs M80.484 dont les sorties a, b, c, d, e, f sont respectivement liées entre elles et vers les parties correspondantes du décodeur BCO - 7 segments SN 7449.

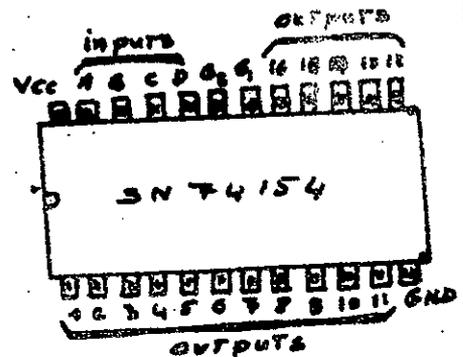
Ce décodeur présente à l'état bas (0V) la sortie correspondant au nombre binaire affiché à ses entrées a, b, c, d. Les autres sorties restent à l'état haut.

Le cycle de lecture a été choisi à 50Hz ce qui permet une très bonne impression de continuité pour l'œil.

7 - Le décodeur Binaire - décimal

4 entrées - 16 sorties SN 74154

- temps de transit: 40ns
- temps de validation: 38ns
- consommation: 85 mW



actif Pour  $B_1=0$  et  $B_0=0$

La sortie adressée est à l'état Low (0V).

Code d'adresse: binaire pur à 4 bits (a, b, c, d)

Les 12 premières premières sorties seront liées au 12 sorties masse des afficheurs.

8 - Le Bloc d'affichage 7449

Il se compose de 12 afficheurs M80.484 dont les parties a, b, c, d, e, f sont respectivement liées entre elles et vers les parties correspondantes des décodeurs.

130 - 7 segments SN 7449

Ces afficheurs ont une 8<sup>ème</sup> partie pour le point que nous n'utiliserons pas et la partie masse qui, liée au décodeur binaire décimal (SN 74154) servira pour la validation.

Remarque : La liaison entre ce décodeur et les afficheurs est telle que la partie N° 1 valide d'afficheur le plus à droite (unités de la 1<sup>ère</sup> mesure) et ainsi de suite. La sortie N° 18 valide d'afficheur le plus à gauche (centaines de la 4<sup>ème</sup> mesure).



Code des

segments

9 - Les Horloges: Elles sont constituées par le multi-vibrateur à deux transistors BC 182 déjà étudié. Le couple R-C est donné en fonction de la fréquence par l'équation suivante :

Pour une tension d'alimentation

$$R.C = 2 \times 0,47 / f$$

de 5 VOLTS

- ce qui donne pour l'horloge à 3 KHZ :

$$RC = 2 \times 0,47 / 3 \times 10^3 = 0,312 \times 10^{-3}$$

on prend le couple  $R = 150 \Omega$   $C = 2 \mu F$ .

- Pour l'horloge 600 KHz :

$$RC = 2 \times 0,47 / 600 \times 10^3 = 1,56 \times 10^{-6}$$

On prend  $R = 10 K \Omega$   $C = 0,15 \mu F$ .

Ces afficheurs une seule partie pour le point que nous utiliserons pas et la partie masse qui, liée au décodeur binaire decimal (SN 74154) servira pour la validation.

Remarque : La liaison entre ce décodeur et les afficheurs est telle que la partie n° 1 valide d'afficheur le plus à droite (unités de la 1<sup>ère</sup> mesure) et ainsi de suite. La sortie n° 10 valide d'afficheur le plus à gauche (centaines de la 4<sup>ème</sup> mesure).



Code des

SEGMENTS

9 - Le Horloge: Elle peut constituer par le multi-vibrateur à deux transistors BC182 déjà étudié. Le couple R-C est donné en fonction de la fréquence par l'équation suivante :

$$R \cdot C = 2 \times 0,47 / f$$

Pour une tension d'alimentation

de 5 VOLTS

- ce qui donne pour l'horloge à 3 KHZ :

$$RC = 2 \times 0,47 / 3 \times 10^3 = 0,312 \times 10^{-3}$$

on prend le couple  $R = 150 \Omega$   $C = 2 \mu F$ .

- Pour l'horloge 600 KHz :

$$RC = 2 \times 0,47 / 600 \times 10^3 \times 10^{-2}$$

on prend  $R = 10 K \Omega$   $C = 0,2 \mu F$ .

## Les Autres Composants du montage:

- la puce AND à 8 entrées : on la réalise avec une puce NAND à 8 entrées 10 SN 7430 (dont nous portons à l'état Haut une entrée) suivie d'un inverseur ( $\frac{1}{2}$  SN 7416)

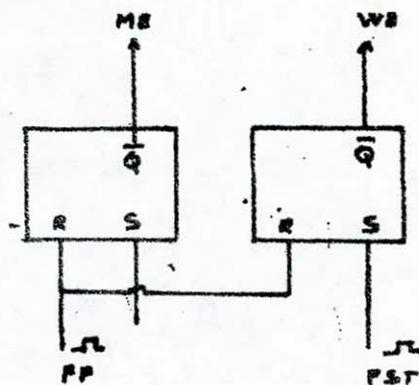
- Les AND à deux entrées : SN 7402

- le compteur 4 bits cyclique SN 74177 (déjà étudié) (C.A. & C.A. sur la figure 2-8)

- le diviseur par 10 est un compteur SN 74177 dont la sortie se fait à (1010) après une LAA de 250ns temps suffisant pour valider le transcodage (26ns) et le transfert vers les registres tampon (125 ns)

## Détail sur les commandes read-write de la

### mémoire:



grâce à ces deux bascules R-S, l'impulsion PP porte ME et WE à l'état bas (écriture). l'impulsion PST ramène WE à l'état Haut (lecture).

## Les Autres Composants du montage:

- la puce AND à 7 entrées : on la réalise avec une puce NAND à 8 entrées 10 SN7430 (dont nous parlons à l'état Haut une entrée) suivie d'un inverseur ( $\frac{1}{2}$  SN7416)

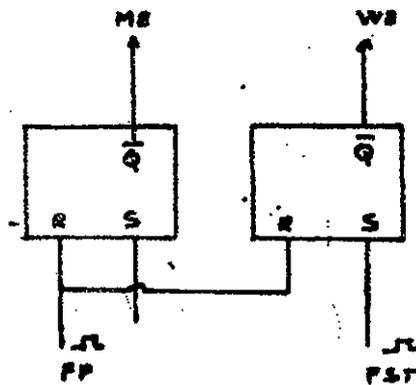
- Les AND à deux entrées: SN7408

- le compteur 4 bits cyclique SN74177 (déjà étudié) (c.a. & c.a. sur la figure 2-8)

- le diviseur par 10 est un compteur SN74177 dont la sortie se fait à (1010) après une LAA de 250ns temps suffisant pour valider le transcodage (25ns) et le transfert vers les registres tampon (125 ns)

## Détail sur les commandes read-write de la

### mémoire:



grâce à ces deux bascules R-S, l'impulsion PP porte les états de WR à l'état bas (écriture). l'impulsion PST ramène WR à l'état Haut (lecture).

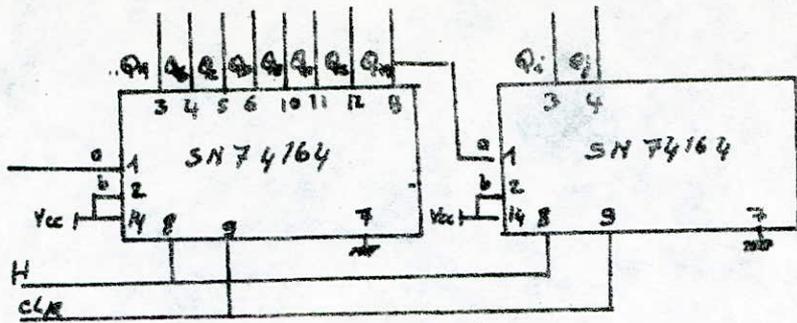


FIG R 32

Registre à décalage à 10 bits entrée série, sortie parallèle  
avec 2 SN74164

binaires

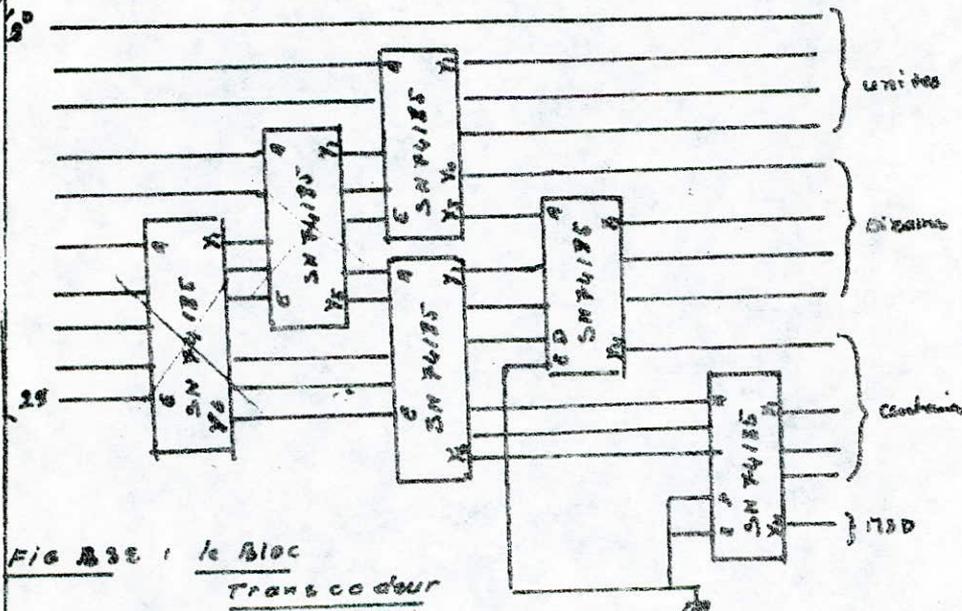


FIG R 33 : le Bloc  
Transcodeur

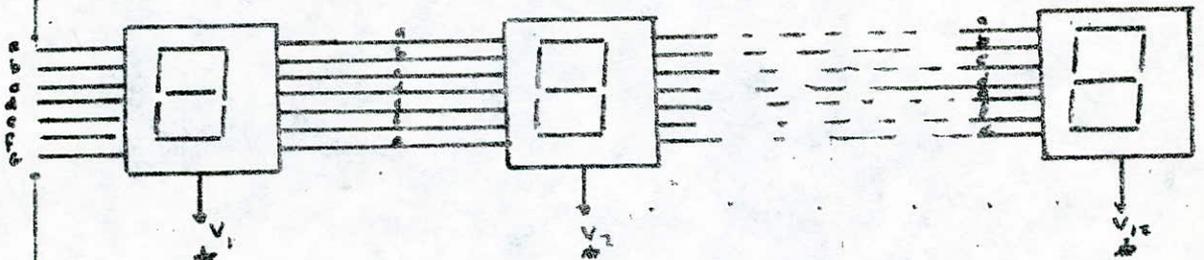


FIG R 35 les Afficheurs à 7 segments.

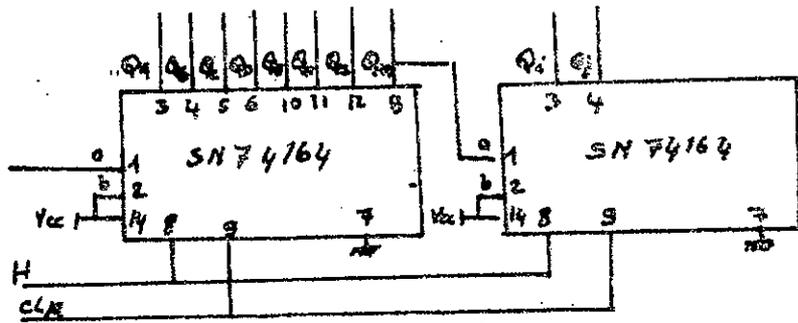


FIG A 32

Registre à décalage à 10 bits entrée série, sortie parallèle  
avec 2 SN74164

binaires

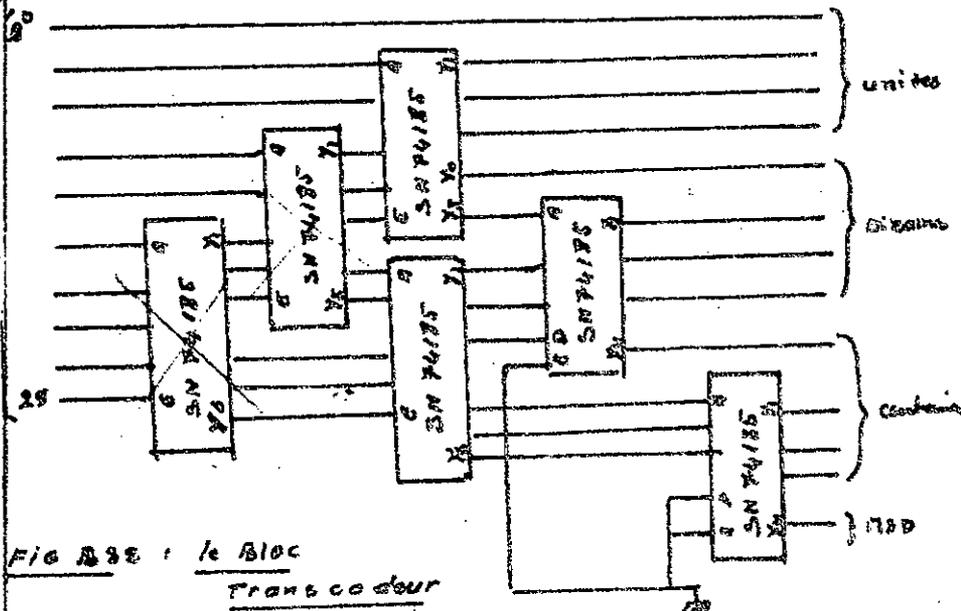


FIG A 33 : le Bloc  
Transcodeur

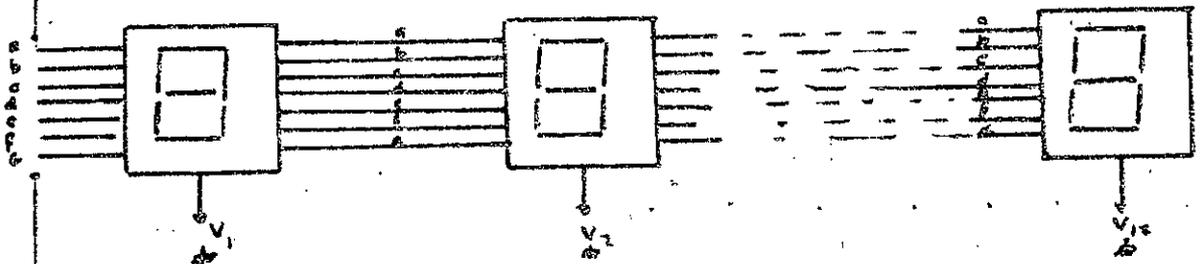


FIG A 35 les Afficheurs à 7 segments.

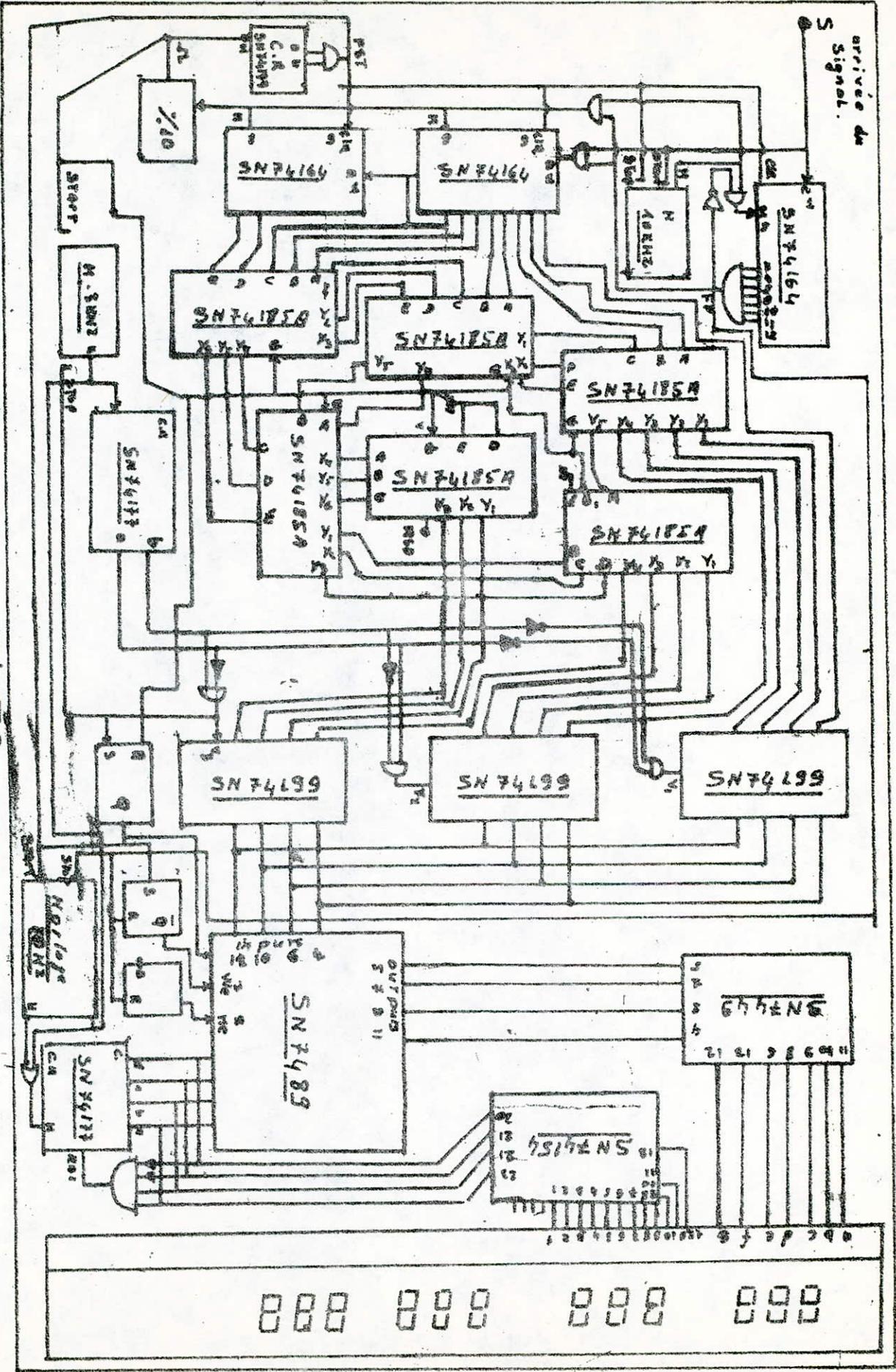


FIG 10

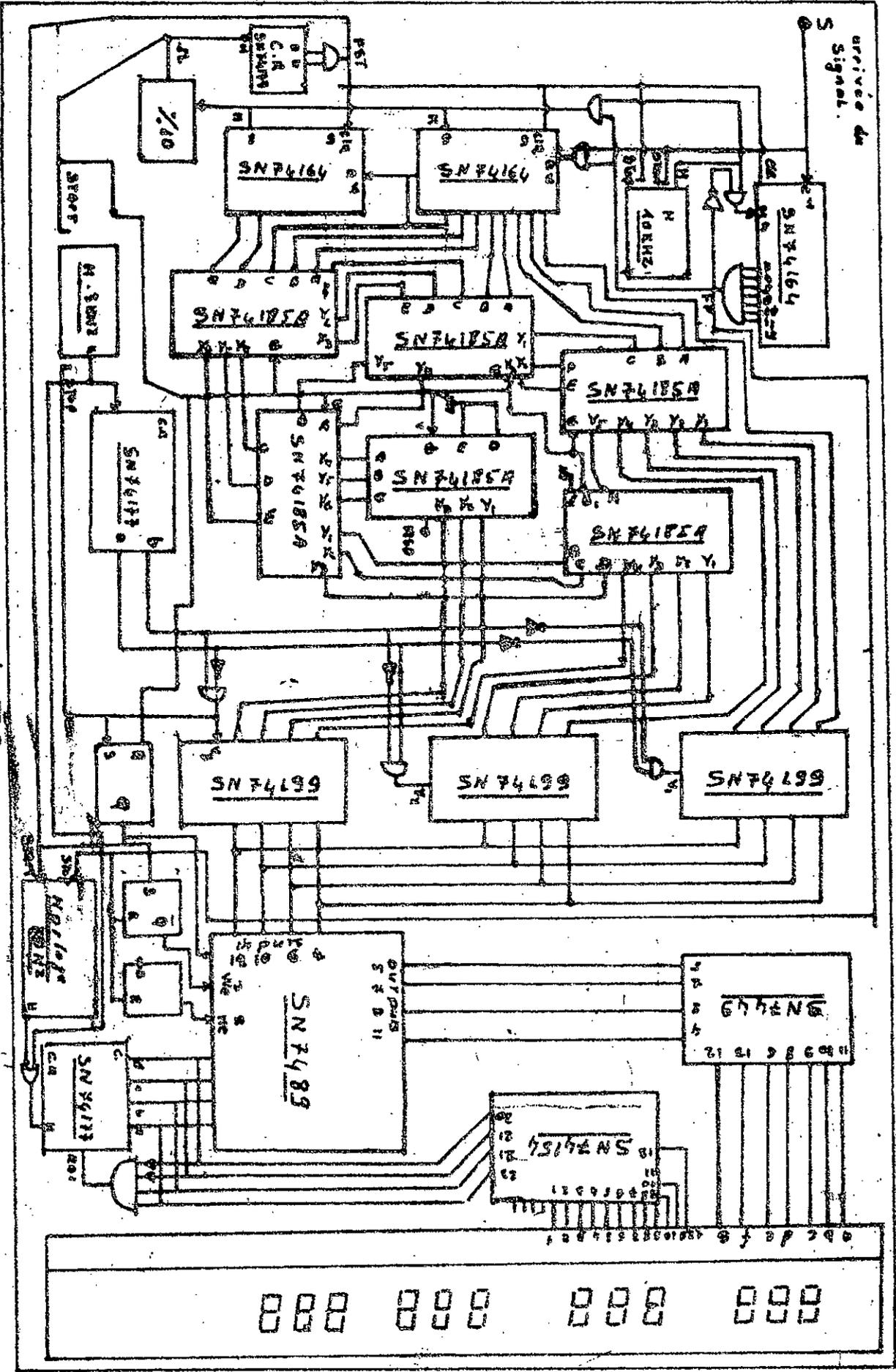


FIG 10

TROISIEME PARTIE

ETUDES AUXILIAIRES

TROISIEME PARTIE

ETUDES AUXILIAIRES

## GENERALITES SUR LES ANTENNES

Le type d'antenne est directement lié à l'utilisation désirée, par conséquent au diagramme de directivité.

Si le site où est située l'antenne n'est pas fixe, par exemple un ballon, il nous faut adopter un diagramme omnidirectionnel ; sinon l'emploi d'une antenne très directive est indiquée .

Les critères électriques qui définissent parfaitement l'utilisation de l'antenne sont les suivants :

- 1/ Le diagramme de rayonnement
- 2/ L'impédance
- 3/ Le gain maximum.

Il y'a naturellement d'autres caractéristiques de l'antenne telles que :

- Surface de rayonnement
- Surface de directivité
- Polarisation
- directivité
- Aire équivalente .

On n'oubliera pas de mentionner un paramètre important de l'antenne utilisée surtout en réception qui est la température de bruit.

Ce paramètre entre en ligne de compte plus particulièrement dans le cas d'une antenne de réception au sol (télemesure).

$$T_a = P/K \cdot \Delta f$$

- P: puissance de bruit disponible à l'entrée du récepteur
- K: constante de BOLTZMANN
- $\Delta f$  largeur de bande du récepteur.

Il y'a lieu aussi de tenir compte de la tenue en puissance pour une antenne d'émission, étudier l'isolement aux ventres de tension et les pertes ohmiques aux ventres d'intensité, et selon le milieu dans lequel travaille l'antenne, étudier ses performances mécaniques.

Dans notre cas, on utilise des antennes directives qui peuvent être classées en deux catégories :

- 1/ Les antennes ayant une grande dimension dans les directions perpendiculaires à celle du lobe principal dites à rayonnement transversal.

## GENERALITES SUR LES ANTIENNES

Le type d'antenne est directement lié à l'utilisation désirée, par conséquent au diagramme de directivité.

Si le site où est située l'antenne n'est pas fixe, par exemple un ballon, il nous faut adopter un diagramme omnidirectionnel ; sinon l'emploi d'une antenne très directive est indiquée .

Les critères électriques qui définissent parfaitement l'utilisation de l'antenne sont les suivants :

- 1/ Le diagramme de rayonnement
- 2/ L'impédance
- 3/ Le gain maximum.

Il y'a naturellement d'autres caractéristiques de l'antenne telles que :

- Surface de rayonnement
- Surface de directivité
- Polarisation
- directivité
- Aire équivalente .

On n'oubliera pas de mentionner un paramètre important de l'antenne utilisée surtout en réception qui est la température de bruit.

Ce paramètre entre en ligne de compte plus particulièrement dans le cas d'une antenne de réception au sol (télemesure).

$$T_a = P/K \cdot \Delta f$$

- P: puissance de bruit disponible à l'entrée du récepteur
- K: constante de BOLTZMANN
- $\Delta f$  largeur de bande du récepteur.

Il y'a lieu aussi de tenir compte de la tenue en puissance pour une antenne d'émission, étudier l'isolement aux ventres de tension et les pertes ohmiques aux ventres d'intensité, et selon le milieu dans lequel travaille l'antenne, étudier ses performances mécaniques.

Dans notre cas, on utilise des antennes directives qui peuvent être classées en deux catégories :

- 1/ Les antennes ayant une grande dimension dans les directions perpendiculaires à celle du lobe principal dites à rayonnement transversal.

2/Les antennes ayant une grande dimension dans la direction du lobe principal, dites à rayonnement longitudinal.

Les deux réalisations les plus courantes sont le cornet et le paraboloïde; on préfère utiliser ce dernier du fait de l'encombrement du cornet.

#### ETUDE DU MILIEU DE PROPAGATION-CHOIX DE FREQUENCES HF

Dans le vide, une onde électromagnétique se propage en ligne droite et subit seulement l'atténuation d'espace libre.

#### Effets de l'atmosphère

L'atmosphère présente un certain nombre de fenêtres spectrales dans lesquelles l'atténuation subie par une onde électromagnétique est très faible.

Parmi les effets de l'atmosphère ; on distingue :

- Absorption par les gaz atmosphériques
- Diffraction atmosphérique
- Emission atmosphérique relative à la température de bruit
- Réfraction atmosphérique

#### Effets de l'ionosphère

L'ionosphère est une zone de forte densité électronique qui s'étend de 80 à 1000 Kms d'altitude.

Un signal électromagnétique qui se propage dans l'ionosphère subit un certain nombre de perturbations dues à l'anisotropie et aux turbulences du milieu.

Ces différentes dégradations sont:

- L'atténuation
- La réfraction
- La rotation du plan de polarisation

En résumé, le milieu de propagation apporte une atténuation négligeable ou faible pour des fréquences comprises entre 300 Mhz et 15 Ghz.

2/ Les antennes ayant une grande dimension dans la direction du lobe principal, dites à rayonnement longitudinal.

Les deux réalisations les plus courantes sont le cornet et le paraboloïde; on préfère utiliser ce dernier du fait de l'encombrement du cornet.

#### ETUDE DU MILIEU DE PROPAGATION-CHOIX DE FREQUENCES HF

Dans le vide, une onde électromagnétique se propage en ligne droite et subit seulement l'atténuation d'espace libre.

#### Effets de l'atmosphère

L'atmosphère présente un certain nombre de fenêtres spectrales dans lesquelles l'atténuation subie par une onde électromagnétique est très faible.

Parmi les effets de l'atmosphère ; on distingue :

- Absorption par les gaz atmosphériques
- Diffraction atmosphérique
- Emission atmosphérique relative à la température de bruit
- Réfraction atmosphérique

#### Effets de l'ionosphère

L'ionosphère est une zone de forte densité électronique qui s'étend de 80 à 1000 Kms d'altitude.

Un signal électromagnétique qui se propage dans l'ionosphère subit un certain nombre de perturbations dues à l'anisotropie et aux turbulences du milieu.

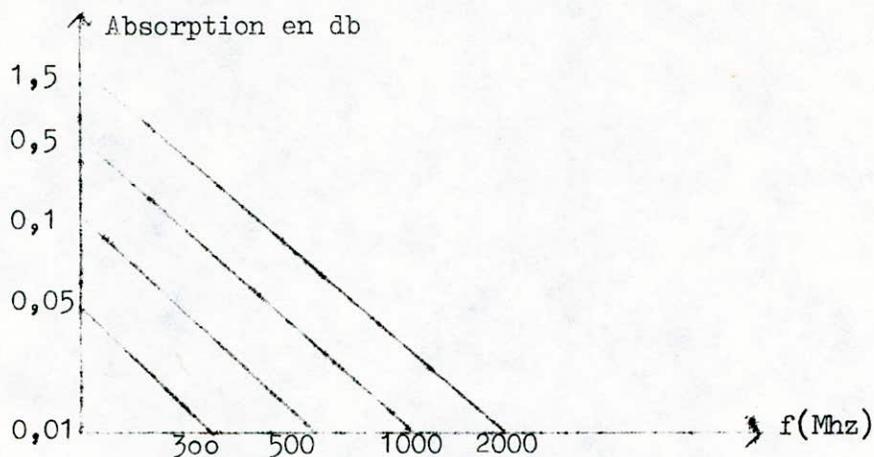
Ces différentes dégradations sont:

- L'atténuation
- La réfraction
- La rotation du plan de polarisation

En résumé, le milieu de propagation apporte une atténuation négligeable ou faible pour des fréquences comprises entre 300 Mhz et 15 Ghz.

Pour les frequences inférieures à 300 Mhz; il y'a lieu de tenir compte de l'atténuation ionosphérique.

Dans tous les cas, les rayons electromagnetiques devront être inclinés à plus de (5) degrés sur l'horizon.



Atténuation ionosphérique pour une source  
à 1000 Kms d'altitude

#### CHOIX DES FREQUENCES HF

Le choix des frequences dépend de 3 considérations :

- contraintes opérationnelles
- conditions de propagation
- reglements sur la repartition des frequences

La frequence choisie devra être obligatoirement comprises dans les bandes allouées par les services des postes et telecommunications.

Dans notre cas, la frequence est de 27,12 Mhz; elle est utilisée en radio-amateur mais on peut aussi bien travailler avec  $f=(72,25; 144,5; 436,5)$  Mhz.

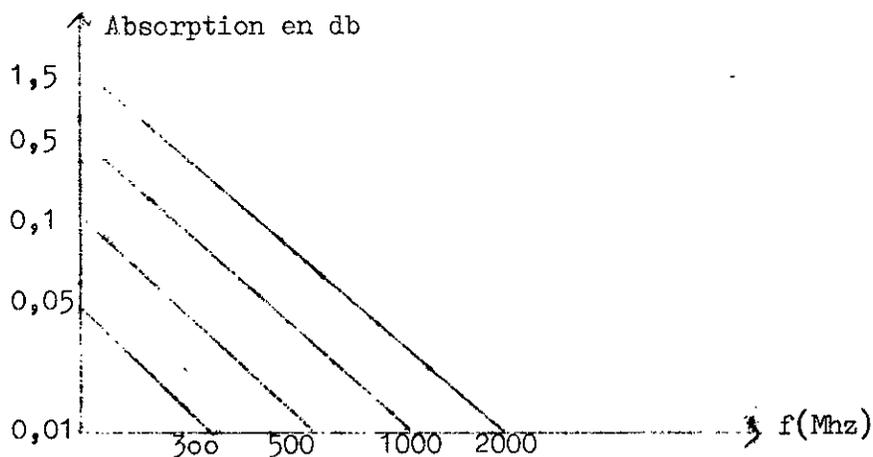
Pour les telecommunications par satellites, les bandes allouées sont :

En Mega-Hertz :

( 3400-4200 ) ; ( 4400-4700 ) ; ( 5750-6425 ) ; ( 7250-7300 ) ;  
( 7300-7750 ) ; ( 7900-7975 ) ; ( 7975-8025 ) ; ( 8025-8400 ) .

Pour les frequences inférieures à 300 Mhz; il y'a lieu de tenir compte de l'atténuation ionosphérique.

Dans tous les cas, les rayons electromagnetiques devront être inclinés à plus de (5) degrés sur l'horizon.



Atténuation ionosphérique pour une source  
à 1000 Kms d'altitude

#### CHOIX DES FREQUENCES HF

Le choix des frequences dépend de 3 considérations :

- contraintes opérationnelles
- conditions de propagation
- reglements sur la repartition des frequences

La frequence choisie devra être obligatoirement comprises dans les bandes allouées par les services des postes et telecommunications.

Dans notre cas, la frequence est de 27,12 Mhz; elle est utilisée en radio-amateur mais on peut aussi bien travailler avec  $f=(72,25; 144,5; 436,5)$  Mhz.

Pour les telecommunications par satellites, les bandes allouées sont :

En Mega-Hertz :

( 3400-4200 ) ; ( 4400-4700 ) ; ( 5750-6425 ) ; ( 7250-7300 ) ;  
( 7300-7750 ) ; ( 7900-7975 ) ; ( 7975-8025 ) ; ( 8025-8400 ) .

## LES BRUITS

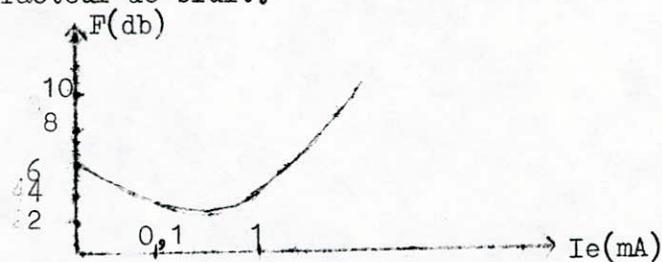
Nous allons donner un aperçu des perturbations qui existent dans toute transmission.

Le bruit est considéré comme un signal parasite indépendant du signal utile auquel il se superpose. Il y'a des bruits inhérents au matériel utilisé tels que:

- L'effet JOHNSON
- L'effet de grenaille
- Le bruit des semi-conducteurs

Il y'a aussi comme cela est relaté précédemment les bruits atmosphériques qui affectent la propagation des ondes radioélectriques dans l'atmosphère.

Le meilleur moyen de réperer dans quelle mesure un ampli produit du bruit est de définir son facteur de bruit.



Variation du facteur de bruit d'un transistor  
en fonction du courant emetteur

Rapport signal/bruit en modulation AM

$$(S/B)_{AM} = (m^2/4) \cdot \frac{\text{Puissance de crête}}{2KB}$$

- m : indice de modulation
- K : caractérise la sensibilité du receptrur
- B : largeur de bande

Il faut tenir compte des phénomènes d'interférences et de brouillage qui peuvent être le fait d'émission parasite dont la fréquence est voisine de celle de l'onde utile. Il faudra envisager aussi les erreurs provoquées par l'effet de température relatif à l'endroit où est entreposé le matériel.

D'une manière générale, pour avoir un bon cycle d'émission-réception, il faut étudier minutieusement le matériel adéquat, engendrant le moins de bruit surtout pour une transmission à longue distance ou où on n'a pas accès au matériel de réception de commandes.

## LES DIFFÉRENTES SOURCES D'ÉNERGIE

Compte tenu des limitations en masse et en volume pour le matériel

## LES BRUITS

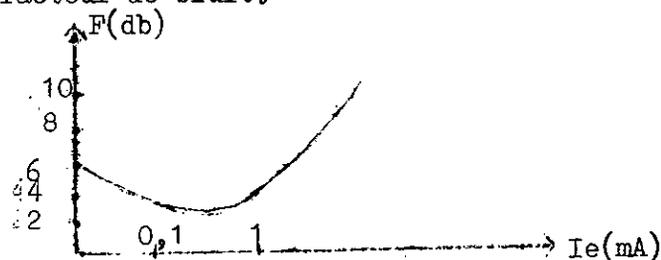
Nous allons donner un aperçu des perturbations qui existent dans toute transmission.

Le bruit est considéré comme un signal parasite indépendant du signal utile auquel il se superpose. Il y'a des bruits inhérents au matériel utilisé tels que:

- L'effet JOHNSON
- L'effet de grenaille
- Le bruit des semi-conducteurs

Il y'a aussi comme cela est relaté précédemment les bruits atmosphériques qui affectent la propagation des ondes radioélectriques dans l'atmosphère.

Le meilleur moyen de réperer dans quelle mesure un ampli produit du bruit est de définir son facteur de bruit.



Variation du facteur de bruit d'un transistor  
en fonction du courant emetteur

Rapport signal/bruit en modulation AM

$$(S/B)_{AM} = (m^2/4) \cdot \frac{\text{Puissance de crête}}{2KB}$$

- m : indice de modulation
- K : caractérise la sensibilité du recepneur
- B : largeur de bande

Il faut tenir compte des phénomènes d'interférences et de brouillage qui peuvent être le fait d'émission parasite dont la fréquence est voisine de celle de l'onde utile. Il faudra envisager aussi les erreurs provoquées par l'effet de température relatif à l'endroit où est entreposé le matériel.

D'une manière générale, pour avoir un bon cycle d'émission-réception, il faut étudier minutieusement le matériel adéquat, engendrant le moins de bruit surtout pour une transmission à longue distance ou où on n'a pas accès au matériel de réception de commandes.

## LES DIFFERENTES SOURCES D'ENERGIE

Compte tenu des limitations en masse et en volume pour le matériel



destiné à être embarqué sur ballon, avion, satellite etc, l'alimentation pose des problèmes. Les sources d'énergie envisageables sont présentées dans le tableau suivant :

SOURCES D'ENERGIE	RENDEMENT ( convertisseurs d'énergie )
<p><u>Extérieures</u> :</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- photons d'origine solaire</li> </ul> <p><u>intérieures</u> :</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- chaleur de transmutation des radio-isotopes.</li> <li>- chaleur des réacteurs nucléaires</li> <li>- énergie chimique de recombinaison</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- cellules solaires ( 8 à 12 % )</li> <li>- éléments thermo-électriques ( 2 à 10 % )</li> <li>- convertisseur thermo-ionique ( jusqu'à 30 % )</li> <li>- accumulateurs électrochimiques</li> <li>- piles à combustibles ( jusqu'à 90 % )</li> <li>- turbo-générateur</li> </ul>
<p>↓ Energie électrique</p>	<p>↓ Pertes</p>

Les pertes sont thermiques dans l'engin et rayonnées dans l'espace.

### 1/ Energie nucléaire

L'énergie d'origine nucléaire fait appel à la conversion thermo-électrique ou thermo-ionique. Le rendement peut atteindre 30 % et la puissance 50 Kw pour la conversion thermo-ionique. Le problème avec ce type d'énergie est qu'il utilise des éléments radioactifs, ce qui nécessite une protection des composants électroniques qui serait lourde et encombrante.

### 2/ Energie chimique

Actuellement, l'intérêt pour ce type d'énergie diminue à cause de la durée de vie trop faible et de l'encombrement.

### 3/ Energie solaire

La recherche scientifique se tourne, aujourd'hui, vers cette énergie nouvelle qu'est l'énergie solaire dans le but de la développer et ce à moindre coût.

#### a/ Cellules solaires

Les cellules solaires fonctionnent selon le principe de l

l'effet photo-voltaïque/: apparition d'une tension aux bornes d'une jonction n-p soumises à un flux de photons. Le matériau le plus utilisé est le silicium.

Les avantages attendus de ces cellules sont :

- diminution importante des coûts
- surface de cellules unitaires pouvant atteindre  $100 \text{ cm}^2$
- poids moindre
- moindre sensibilité aux radiations

b/ Panneaux solaires

Les cellules sont associées en série et en parallèle pour délivrer une tension de quelques dizaines de volts.

Elles sont collées sur les panneaux qui assurent la rigidité nécessaire et la régulation thermique.

Les panneaux solaires nécessitent :

- des senseurs solaires
- une électronique de mesure et de commande
- un moteur d'entraînement
- un joint tournant

Il existe naturellement des sous systèmes d'alimentation, qui effectuent le contrôle de charge et le conditionnement de l'énergie tels que, les régulateurs, convertisseurs, etc.....

l'effet photo-voltaïque/: apparition d'une tension aux bornes d'une jonction n-p soumises à un flux de photons. Le matériau le plus utilisé est le silicium.

Les avantages attendus de ces cellules sont :

- diminution importante des coûts
- surface de cellules unitaires pouvant atteindre  $100 \text{ cm}^2$
- poids moindre
- moindre sensibilité aux radiations

#### b/ Panneaux solaires

Les cellules sont associées en série et en parallèle pour délivrer une tension de quelques dizaines de volts.

Elles sont collées sur les panneaux qui assurent la rigidité nécessaire et la régulation thermique.

Les panneaux solaires nécessitent :

- des senseurs solaires
- une électronique de mesure et de commande
- un moteur d'entraînement
- un joint tournant

Il existe naturellement des sous systèmes d'alimentation, qui effectuent le contrôle de charge et le conditionnement de l'énergie tels que, les régulateurs, convertisseurs, etc.....

## LES DISPOSITIFS DE SECURITE ET DE CONTROLE:

Le recepteur de télécommande ainsi que les appareils de collecte et d'émission des télémessures, situés sur site, ne sont pas toujours accessibles. Il est alors nécessaire de prévoir des dispositifs de sécurité si les ordres de télécommande ne sont plus reçus: (défectuosité d'un ou plusieurs des étages de réception)...

Le dispositif le plus simple et le plus efficace est un système temporisateur qui met tous les appareils de télémessures en fonctionnement ainsi que la mémoire si; au bout d'un intervalle de temps donné, aucune commande n'est reçue.

Un exemple de réalisation est de stocker les codes correspondant à la mise en marche des 4 appareils de mesures, du radiomètre, de la mémoire, le mode EC et ENVD (soit 8 mots de 5 bits) dans une mémoire ROM de 32 mots de 5 bits. L'adressage se fait sur 5 fils mais, vu que nous n'utilisons que les 8 premières positions mémoire, on se contentera d'un adressage par 3 fils les deux autres de poids le plus fort seront reliés à la masse "0".

La sortie de cette ROM est liée au bloc decodeur des relais et son contenu est lu par un compteur à 3 bits alimenté par le circuit de temporisation

REMARQUE: le circuit de temporisation est réinitialisé par chaque arrivée d'un signal de télécommande afin qu'il ne soit pas effectif pendant un fonctionnement normal.

- Les dispositifs de contrôle:

Ils sont de deux sortes:

I/ signaux avertissant que l'ordre est bien reçu; leur effet se traduit par l'allumage de LÉDS propres à chaque commande (celles des appareils de mesures sont situées derrière les unités à droite des afficheurs)

## LES DISPOSITIFS DE SECURITE ET DE CONTROLE:

Le recepteur de télécommande ainsi que les appareils de collecte et d'émission des télémessures, situés sur site, ne sont pas toujours accessibles. Il est alors nécessaire de prévoir des dispositifs de sécurité si les ordres de télécommande ne sont plus reçus: (défectuosité d'un ou plusieurs des étages de réception)...

Le dispositif le plus simple et le plus efficace est un système temporisateur qui met tous les appareils de télémessures en fonctionnement ainsi que la mémoire si; au bout d'un intervalle de temps donné, aucune commande n'est reçue.

Un exemple de réalisation est de stocker les codes correspondant à la mise en marche des 4 appareils de mesures, du radiomètre, de la mémoire, le mode EC et ENVD (soit 8 mots de 5 bits) dans une mémoire ROM de 32 mots de 5 bits. L'adressage se fait sur 5 fils mais, vu que nous n'utilisons que les 8 premières positions mémoire, on se contentera d'un adressage par 3 fils. Les deux autres de poids le plus fort seront reliés à la masse "0".

La sortie de cette ROM est liée au bloc decodeur des relais et son contenu est lu par un compteur à 3 bits alimenté par le circuit de temporisation

REMARQUE: le circuit de temporisation est réinitialisé par chaque arrivée d'un signal de télécommande afin qu'il ne soit pas effectif pendant un fonctionnement normal.

- Les dispositifs de contrôle:

Ils sont de deux sortes:

I/ signaux avertissant que l'ordre est bien reçu; leur effet se traduit par l'allumage de LEDS propres à chaque commande (celles des appareils de mesures sont situées derrière les unités à droite des afficheurs)

## II/ CODES DETECTEURS D'ERREURS:

Ils sont nombreux et plus ou moins élaborés. En général, leur complexité augmente avec le nombre d'informations à transmettre.

Ils se traduisent par l'émission de bits supplémentaires renseignant sur la structure du message utile. Leur efficacité est cependant limitée car tout code, quel qu'il soit ne peut détecter absolument toutes les erreurs; remarquons aussi que ces codes, transmis dans les mêmes conditions que le signal utile sont eux aussi sujets à des erreurs!

Voici deux vieux codes simples mais efficaces et encore très utilisés :

-Pour une transmission ligne de  $N$  bits, on ajoute un bit dit de parité;

ce bit prend la valeur "0" si le nombre de "1" de la ligne est pair et la valeur "1" s'il est impair. Ce code permet de détecter les erreurs affectant un nombre impair de bits (1, 3, 5, ...); on voit bien que si le nombre d'erreurs est pair, le bit de parité est inchangé.

-Pour une transmission matricielle, de  $N \times M$  bits, on ajoute  $N+M$  bits de parité ligne et colonne. Ce code est plus efficace car si une erreur n'est pas détectée par le bit ligne, elle peut l'être par celui colonne. Les erreurs non reconnues sont celles qui affectent tous les bits d'un ou plusieurs carrés (dans la matrice) dont les cotés ont un nombre pair de bits.

## II/ CODES DETECTEURS D'ERREURS:

Ils sont nombreux et plus ou moins élaborés. En général, leur complexité augmente avec le nombre d'informations à transmettre.

Ils se traduisent par l'émission de bits supplémentaires renseignant sur la structure du message utile. Leur efficacité est cependant limitée car tout code, quel qu'il soit ne peut détecter absolument toutes les erreurs; remarquons aussi que ces codes, transmis dans les mêmes conditions que le signal utile sont eux aussi sujets à des erreurs!

Voici deux vieux codes simples mais efficaces et encore très utilisés :

-Pour une transmission ligne de  $N$  bits, on ajoute un bit dit de parité;

ce bit prend la valeur "0" si le nombre de "1" de la ligne est pair et la valeur "1" s'il est impair. Ce code permet de détecter les erreurs affectant un nombre impair de bits (1,3,5,...) ; on voit bien que si le nombre d'erreurs est pair, le bit de parité est inchangé.

-Pour une transmission matricielle, de  $N \times M$  bits, on ajoute  $N+M$  bits de parité ligne et colonne. Ce code est plus efficace car si une erreur n'est pas détectée par le bit ligne, elle peut l'être par celui colonne. Les erreurs non reconnues sont celles qui affectent tous les bits d'un ou plusieurs carrés (dans la matrice) dont les cotés ont un nombre pair de bits.

-CONCLUSION-

Le manque de materiel nous a empechés de realiser, ne serait-ce qu'une partie de notre etude; en effet, malgres tous nos efforts, nous n'avons pu reunir que quelques composants discrets la plupart offert par monsieur ABDELLAOUI et pratiquement tous les circuits integres logiques ne sont pas disponibles. Nous avons cependant fait tout notre possible pour offrir une etude complete, tant pratique que theorique d'un sujet qui nous a enormement interessés et dont nous aurions tant aimé voir l'application. Mis à part les parties analogiques ; c'est à dire l'emetteur HF de 10 watts et le recepteur demodulateur AM, tous les autres schemas sont le resultat de notre propre travail; nous ne desesperons pas de les voir realiser un jour et meme les ameliorer et nous esperons avoir contribué, tant soit peu d'une maniere utile aux etudes en telecommande et telemesures numeriques en Algerie.

-----

-CONCLUSION-

Le manque de materiel nous a empechés de realiser, ne serait-ce qu'une partie de notre etude; en effet, malgres tous nos efforts, nous n'avons pu reunir que quelques composants discrets la plupart offert par monsieur ABDELLAOUI et pratiquement tous les circuits integres logiques ne sont pas disponibles. Nous avons cependant fait tout notre possible pour offrir une etude complete, tant pratique que theorique d'un sujet qui nous a enormement interessés et dont nous aurions tant aimé voir l'application. Mis à part les parties analogiques ; c'est à dire l'emetteur HF de 10 watts et le recepteur demodulateur AM, tous les autres schemas sont le resultat de notre propre travail; nous ne desesperons pas de les voir realiser un jour et meme les ameliorer et nous esperons avoir contribué, tant soit peu d'une maniere utile aux etudes en telecommande et telemesures numeriques en Algerie.

-----

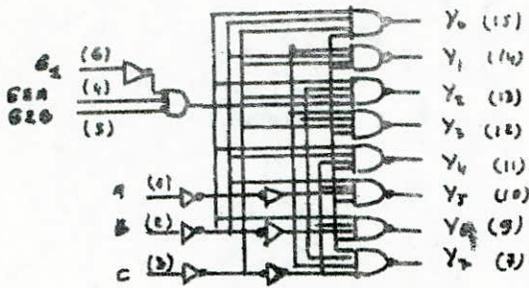
§§ BIBLIOGRAPHIE §§

- |   |   |
|---|---|
| * Circuits intégrés et techniques numériques                      | R.DELSOL                                  |
| * Theorie de la communication                                     | J.DUPRAZ                                  |
| * Theorie et technique de la transmission des données.            | J.CLAVIER-G.COFFINET-<br>-M.NIQUIL-F.BEHR |
| *Les systèmes de telecommunications par satellites.               | J.PARES-V.TOSCHER                         |
| * Notions de base pour la teledetection                           | A.ABDELLAOUI                              |
| * Telecommande et telemesure radio appliqués aux engins spéciaux. | J.MARCUS                                  |
| * Pratique de la telecommande des modèles réduits.                | CH.PEPIN                                  |
| * Elements de telemesure industrielle                             | JC.CAMPBELL                               |
| * Introduction à la teledetection                                 | R.LABGAA-A.ABDELLAOUI                     |
| * Les antennes  | THOUREL                                   |

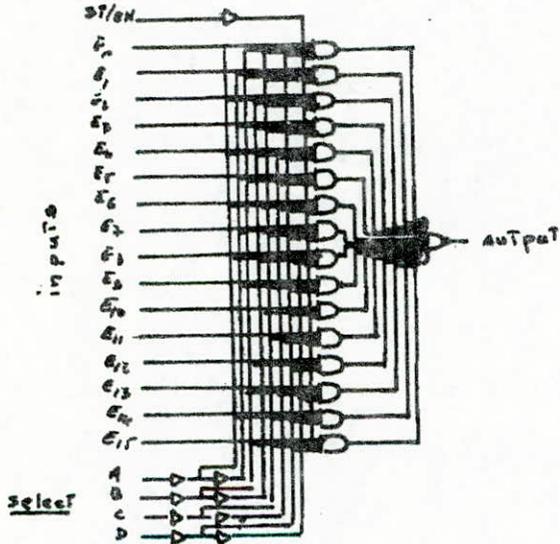
§§ BIBLIOGRAPHIE §§

- \* Circuits intégrés et techniques numériques R.DELSOL
- \* Theorie de la communication J.DUPRAZ
- \* Theorie et technique de la transmission des données. J.CLAVIER-G.COFFINET-  
-M.NIQUIL-F.BEHR
- \* Les systèmes de telecommunications par satellites. J.PARES-V.TOSCHER
- \* Notions de base pour la teledetection A.ABDELLAOUI
- \* Telecommande et telemesure radio appliqués aux engins spéciaux. J.MARCUS
- \* Pratique de la telecommande des modèles réduits. CH.PEPIN
- \* Elements de telemesure industrielle JC.CAMPBELL
- \* Introduction à la teledetection R.LABGAA-A.ABDELLAOUI
- \* Les antennes THOUREL

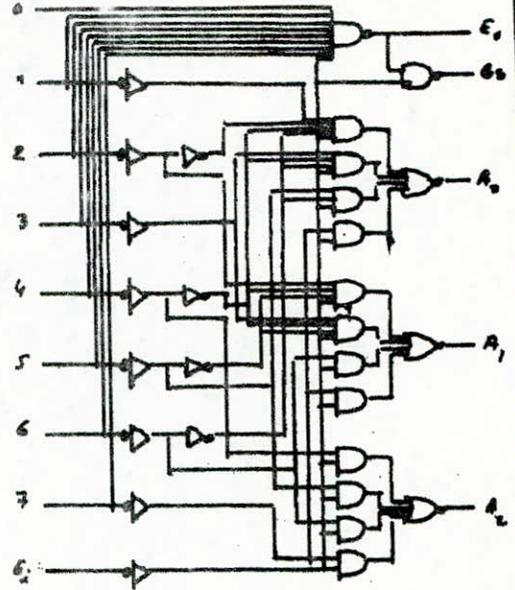
ANNEXE



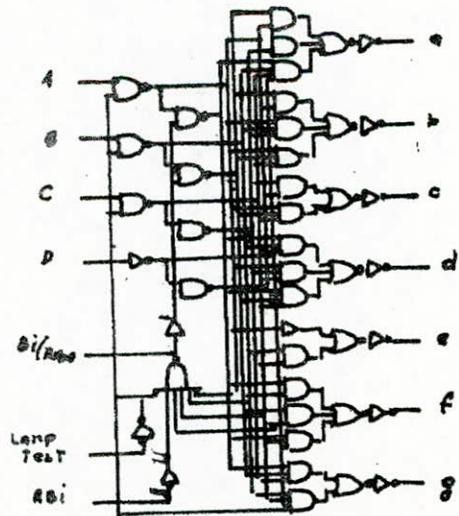
SN 74138



SN 74150

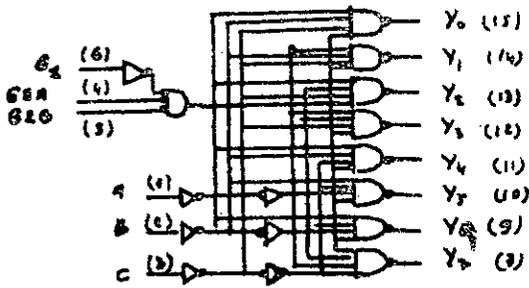


SN 74148

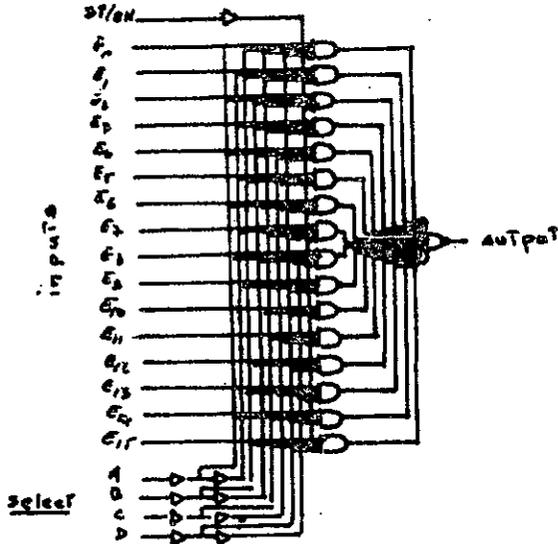


SN 7448

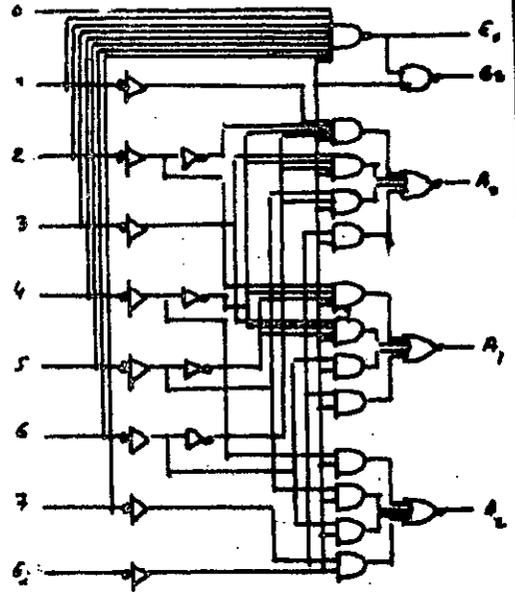
ANNEXE



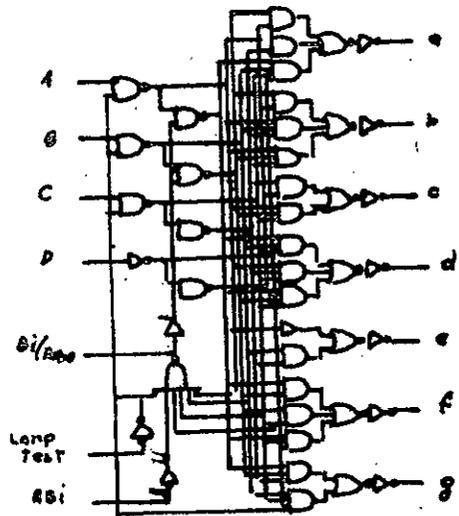
SN 74158



SN 74159



SN 74148



SN 7468