

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT: **D'ÉLECTRONIQUE**

BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

RÉALISATION D'UN SYSTÈME
ÉMÉTEUR ET RÉCÉPTEUR
R.M.N À 10 MHz.

Proposé par :

M^E PUVVADA.R
M^E ZERGUI.R

Etudié par :

KENDOUCI.A
MOUZALI.D

Dirigé par :

M^E PUVVADA.R
M^E ZERGUI.R

PROMOTION: JUIN 1988

SOMMAIRE

CHAPITRE I : INTRODUCTION A LA RMN.	PAGES
a) : Introduction.	I
b) : Généralités.	I
I.1 : Le magnétisme nucléaire	I
I.2 : Moment cinétique , Moment magnétique	2
I.3 : Le rapport gyromagnétique	"
I.4 : L'effet Zeeman	3
I.5 : Spin de l'électron	4
I.6 : L'atome de Bohr	6
I.7 : Niveau d'énergie de l'atome	"
I.8 : Energie d'interaction entre le moment magnétique et le champ extérieur.	9
I.9 : Action d'un champ magnétique sur un noyau	"
I.10: Interpretation physique des temps de relaxa. tion.	12
I.11: Condition d'observation de la resonance	14
 CHAPITRE 2 : LE SPECTROMETRE RMN A IMPULSIONS	
a) : Synoptique	15
b) : Description	"
2.1 : Le programmeur d'impulsion	"
2.2 : Le systeme emetteur	19
2.3 : L'electre-aimant	"
2.4 : La bobine d'excitation	"
2.5 : Le systeme recepteur	20
2.6 : Le systeme de visualisation	"
c) : Methodes de mesure des temps de relaxation	"
T1 et T2 .	
. 1 : Mesure du temps T1	"
2 : " " " T2	23
 CHAPITRE 3 : REALISATION DU SYSTEME EMETTEUR A 10 MHZ.	
a) : Introduction	24
b) : Synoptique	"
c) : Fonctionnement électronique	
3.1 : L'étage oscillateur	25
3.2 : Le circuit de commande de l'oscillateur	28
3.3 : Le filtre	30
3.4 : L'étage ampli. de puissance	31
3.5 : L'étage de liaison	39

	PAGES
d) : Realisation pratique	40
1 : schéma final	41
2 : Realisation du C.I	42
3 : Nomenclature des composants	44
CHPITRE 4 : REALISATION DU SYSTEME RECEPTEUR A 10 MHZ	
a) : Synoptique	45
b) : Fonctionnement électronique	
4.1 : L'étage preampli.	"
4.2 : " suiEUR	49
4.3 : " ampli.	50
4.4 : " de detection et Filtrage	51
4.5 : " suiEUR	52
c) : Realisation pratique	53
1 : Schéma final	54
2 : Realisation du C.I	55
3 : Nomenclature des composants	57

CONCLUSION.

DEDICACES.

- A mon père et à ma mère .
- A mes frères et mes sœurs .
- A mon ami KENDOUCI abdelkrim .
- A tout mes amis .

MOUZALI djamel eddine .

- A mon père et ma mère .
- A mes frères et mes sœurs .
- A mon ami MOUZALI djamel eddine .
- A tout mes amis .

KENDOUCI abdelkrim .

REMERCIEMENT

Nous tenons à remercier M^R R. PUWADA , et M^R R. ZERGUI ;
pour l'aide et les conseils qu'ils nous ont prodigués le long de
notre travail.

Nous remercions aussi tout nos amis qui nous ont aidé de près
ou de loin dans notre travail et à tout les professeurs qui ont
contribué à notre formation.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

CHAPITRE /I.

INTRODUCTION A LA RESONANCE MAGNETIQUE NUCLEAIRE (RMN).

CHAPITRE/ I

INTRODUCTION A LA RESONANCE MAGNETIQUE NUCLEAIRE (RMN).

a) Introduction :

- Qu'est-ce que la résonance magnétique nucléaire ?.

La résonance magnétique nucléaire est actuellement un puissant moyen d'identification et de connaissance des structures moléculaires et un bon outil d'étude de structures cristallines.

Ainsi, à cause du degré de développement rapide de la technologie et du niveau actuel de la recherche scientifique ; les besoins en information sur un corps donné ne font que s'accroître , ainsi en est amené à utiliser des méthodes d'analyse de plus en plus précises est surtout rapides .

- Quelles sont ces différentes applications ?.

La résonance magnétique nucléaire est appliquée dans plusieurs domaines, tel que en médecine , la RMN dans ce domaine est une autre façon de voir l'intérieur du corps humain , elle a pour avantage de ne pas introduire dans l'organisme de produits de contraste et de ne pas soumettre le corps humain à des radiations, seule l'application d'un champ magnétique autour du corps est une contrainte , donc les risques sont négligeables.

Ainsi la RMN trouve son application en physique agriculture, chimie et industrie , ainsi , elle a permis de donner beaucoup de résultats dans le domaine de l'analyse de la structure des noyaux contenant dans l'échantillon à étudier.

b) Généralités :

Le phénomène RMN repose sur la notion de moment cinétique de spin nucléaire.

1.1. Le magnétisme nucléaire:

C'est une méthode d'analyse spectroscopique fondée sur les transitions induites entre les niveaux d'énergie magnétique d'un atome , d'un ion et d'une molécule.

On désigne par spin , l'ensemble des propriétés qui résultent de la rotation des électrons ou nucléons autour d'eux mêmes ; certains noyaux d'atomes

dont le spin est différent de zéro sont doués de propriétés magnétiques.

On appelle mouvement de spin nucléaire la rotation d'un noyau autour de lui même.

4.2. Moment cinétique, Moment magnétique:

Soit un système de point matériels en mouvement, on définit le vecteur moment cinétique par la relation suivante :

$$\vec{G} = \sum_n \vec{R}_n \wedge m_n \vec{V}_n.$$

- m_n : masse de chaque point matériel.
 \vec{R}_n : rayon vecteur de chaque point matériel.
 \vec{V}_n : vecteur vitesse de " " " .

Pour un système de charges électriques en mouvement, on définit le vecteur moment magnétique $\vec{\mu}$.

Le vecteur $\vec{\mu}$ est t.q:

- sa direction est perpendiculaire au plan du circuit.
- son sens est tel que le courant s'enroule autour de lui, dans le sens trigonométrique.

- son module est : $\mu = \frac{S I}{K}$.

K : constante qui dépend des paramètres du circuit.

S : section du circuit.

I : intensité du courant qui circule dans le circuit.

un ensemble de charges électriques va émettre dans l'espace un champ électrique E, et un champ magnétique H, t.q : $\vec{H} = \frac{\vec{\mu}}{\chi_m}$; avec χ_m étant la susceptibilité magnétique du milieu

4.3. Le rapport gyromagnétique:

on définit le rapport gyromagnétique comme étant le rapport du moment magnétique $\vec{\mu}$ sur le moment cinétique \vec{G} ; t.q :

$$\gamma = \frac{\vec{\mu}}{\vec{G}} .$$

le spin nucléaire entraîne un moment cinétique de spin G ; t.q :

$$G = \hbar (I(I+1))^{1/2} . \quad \text{avec: } \hbar = \frac{h}{2\pi} .$$

h : étant la constante de planck.

I : " le nombre quantique de spin.

le rapport γ ne dépend pas de l'atome ; et le rapport gyromagnétique peut être mis sous la forme :

$$\gamma = g \cdot \frac{I}{K} \cdot \frac{e}{2m} \cdot$$

m : masse du noyau.

g : facteur de l'ordre dépendant du noyau.

K : une constante.

e : charge d'un proton.

ainsi on calcul le rapport gyromagnétique de :

^1H	:	$\gamma = 42, 577 \text{ MHz}/10^4 \text{ GAUSS.}$	
^2H	:	= 6, 53	" .
^{13}C	:	= 10, 705	" .
^{14}N	:	= 3, 076	" .
^{19}P	:	= 40, 055	" .
$^{23}\text{H}_e$:	= 11, 262	" .

A.4 . L'effet Zeeman :

C'est un phénomène complexe qui ne peut être traité que par la physique quantique.

L'expérience réalisé par Zeeman (fig.I-I) ,montre que l'analyse spectros-copique des radiations émises par des atomes placés dans un champ magnétique offre des caractéristiques particulières , notamment:

- dédoublement de la radiation , la radiation de longueur d'onde λ est remplacée par deux radiations , l'une $\lambda_1 > \lambda$ et l'autre $\lambda_2 < \lambda$, les écarts $\lambda_1 - \lambda$ et $\lambda - \lambda_2$ sont égaux.

- polarisation circulaire de chacune des deux nouvelle radiations; le vec-teur représentant la vibration polarisée tourne avec une fréquence égale à celle de la vibration lumineuse.

- le sens de rotation pour un observateur qui reçoit la lumière s'effectue dans le sens des aiguilles d'une montre pour la radiation de plus grande

longueur d'onde et dans le sens inverse pour la radiation de plus courte longueur d'onde.

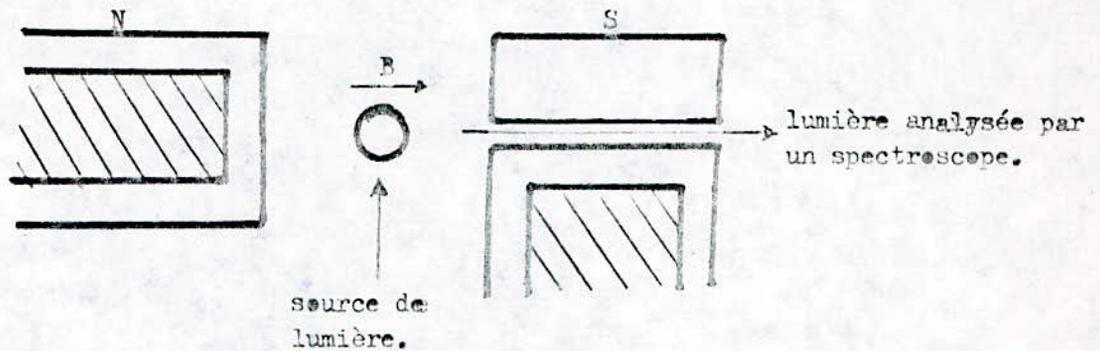


fig.I-1 : effet Zeeman .

4.5. Spin de l'électron :

Toute particule se caractérise par trois grandeurs ; la masse , la charge , et le spin.

Cette dernière a permis de fournir une explication un peu plus complète de l'effet Zeeman.

Le sodium métal alcalin à un spectre offrant une grande similitude avec celui de l'hydrogène , toutefois le noyau de sodium est plus lourd , les raies spectrales sont plus étalées que celles de l'hydrogène , cet étalement montre entre les conséquences de l'effet Zeeman , que le dedoublement de nombreuses raies (fig.I-2) , ce dedoublement d'une raie en deux autres s'appelle la structure fine du spectre.

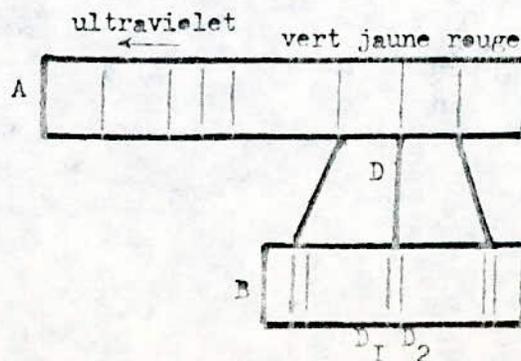


fig.I-2 : Spectre du sodium.

A : spectre photographié au spectrographe ; la raie dans le jaune est très lumineuse.

B : spectre partiel photographié au moyen d'un spectrographe dispersant, la raie jaune caractéristique du sodium est constituée en réalité de deux raies voisines D_1 et D_2 .

Cette structure fine était la conséquence de la rotation de l'électron sur lui même , voir (fig.I-3) é

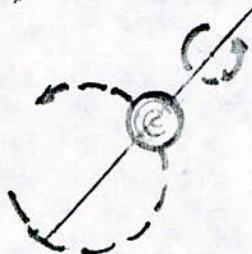


fig.I-3 : Spin d'une particule.

Chaque composante d'une raie a structure fine se divise elle même en plusieurs raies très voisines , offrant ainsi une structure hyperfine.

On peut considérer que la structure fine provient du moment magnétique de l'électron , alors que la structure hyperfine est due au moment magnétique du noyau de l'atome.

Le moment magnétique du noyau (spin nucléaire) est très faible et sa valeur est environ 1000 fois plus faible que le moment magnétique de l'électron .

Considérons un électron fixe avec le noyau qui tourne autour de lui , le noyau étant chargé positivement , son mouvement relatif constitue un courant électrique avec création d'un champ magnétique agissant sur l'électron , il y'a donc action réciproque entre l'électron et le noyau au cours de leur mouvement relatif , action qui porte le nom "d'interaction spin - orbite".

Il existe une relation entre l'inclinaison du moment angulaire de l'électron et le champ magnétique orbital et que cette relation détermine deux positions possibles de l'électron , tournant l'une des positions , correspon-

dant à la projection du moment angulaire de l'é. sur la direction du champ magnétique orbital , et à leur valeur $l/2$, l'autre position prend la valeur $- l/2$, le spin de l'é. vaut donc : $l/2$.

1.6. l'atome de Bohr:

On suppose que l'atome possède une série d'états d'équilibre , dits états ou niveaux d'énergie quantifiés , dans lesquels l'atome ne rayonne pas ; autrement dit il n'y'a qu'un certain nombre d'orbites possibles pour les électrons et lorsqu'un électron se trouve sur une orbite , il n'émet aucun rayonnement , l'émission lumineuse ne se produit que lorsqu'un é. saute d'une orbite à une autre, c'est à dire passé d'un niveau à un niveau inférieur.

Ceci explique la formation des raies spectrales . en chauffant une substance , l'é. peut absorber de l'énergie et sauter sur une orbite plus extérieure , lorsqu'un atome reviendra à son état stable , par un nouveau saut de l'é. vers une orbite inférieure il y'aura émission d'une raie .

Les raies correspondent donc à tous les sauts possibles des é , il ny en a qu'un nombre limité.

1.7. Niveau d'énergie de l'atome :

Le noyau avec son cortège électronique tournant , fait rassembler l'atome à une toupie , à ce mouvement de rotation correspond un mouvement angulaire veir (fig.1-4) .

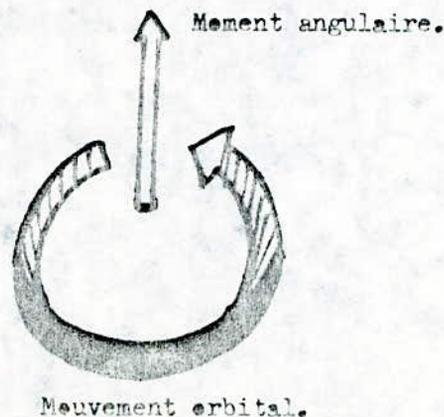


fig.1-4

qui dépend du nombre quantique définissant la forme élléptique de l'orbite.

Le mouvement de rotation peut ne pas être simple (l'axe de rotation se confond avec la verticale) ; à la manière d'une teupie oscillante , l'axe de rotation peut faire un certain angle avec cette vertical (fig.I-5) ; lorsque l'atome est placé dans un champ magnétique.

Le spin traduit la structure fine d'un spectre c'est à dire le dedoublement d'une raie , dans le cas present nous avens une multiplication des raies traduisens un phénomène de rotation celui de l'atome lui même , cette multiplication indique une multiplication des niveaux d'énergie de l'è. périphérique.

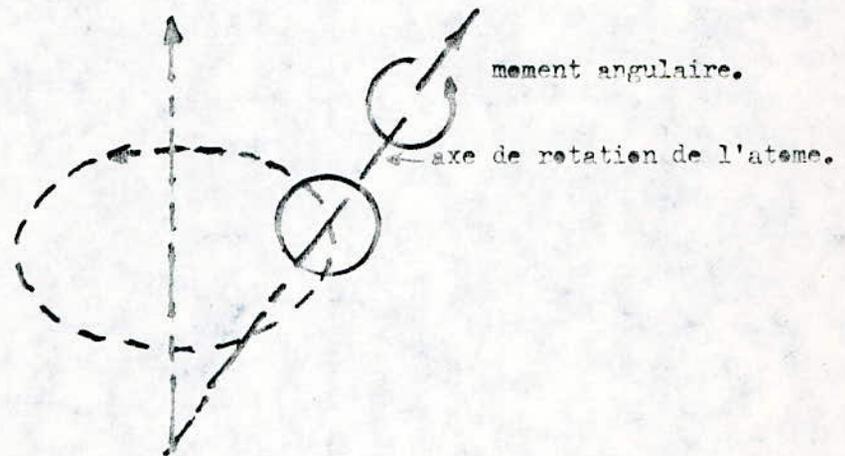


fig.I-5 : Mouvement d'oscillation d'un atome placé dans un champ magnétique.

L'étude de la structure hyperfine à permis de déterminer le spin de nombreux noyaux et à titre d'exemple :

le spin est égal à 1 pour ${}^6_3\text{Li}$ et ${}^{14}_7\text{N}$.

et ; est égal à 1/2 pour ${}^{\text{III}}_8\text{B}$.

et ; est égal à 3/2 pour ${}^9_4\text{Be}$.

puisque le spin est égal à la somme des spins des particules entrant dans la composition du noyau à laquelle on ajoute une composante de spin due aux mouvements orbitaux des particules ; l'è. comme le proton à un spin qui vaut 1/2 et que la composante du spin est toujours un nombre entier ;

En outre les spins de même sens s'additionnent et les spins de sens opposés

sé s'annulent , voir (fig.I-6) .

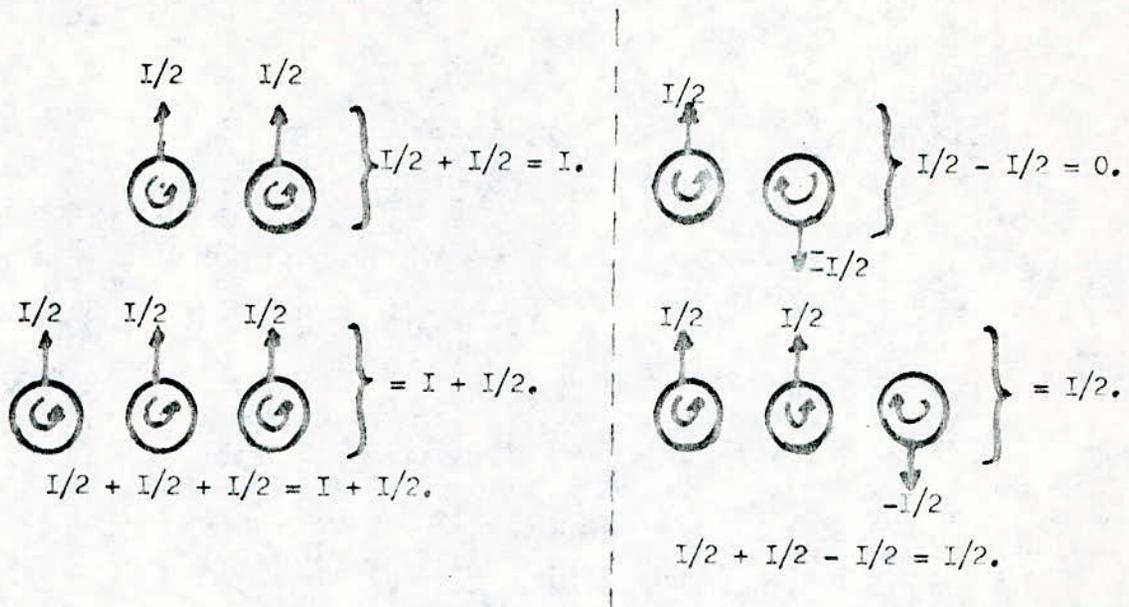


fig.I-6 : Addition de 2 et de 3 spins de valeur $I/2$.

En considérons le nombre de masse A et le nombre atomique Z , nous aurons une valeur de spin nucléaire selon les différents types de noyaux.

- Pour A et Z pairs le spin est nul.
- Pour A pair et Z impair, le spin est un nombre entier.
- Pour A impair et Z pair , le spin est un nombre demi-entier.
- Pour A " " et Z impair, le " " " " " " .

Le nucléon peut être assimilé à un dipôle magnétique d'induction B_0 , les moments magnétiques associés aux nucléons dont l'orientation primitive est quelconque s'orientent vis à vis du champ magnétique d'induction B_0 de manière parallèle ou anti-parallèle ; voir (fig.I-7).

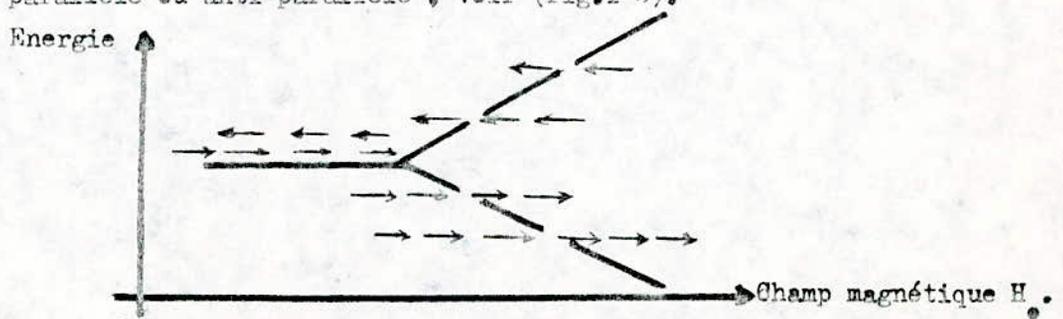


fig.I-7 : Les transitions entre les niveaux d'énergie peuvent être induites par le champ magnétique d'une oscillation RF à la fréquence de Larmor.

1.8 . Energie d'interaction entre le moment magnétique et le champ extérieur:

On définit / $W = -\vec{\mu} \cdot \vec{H}_0 + E_0$ comme étant l'énergie d'un système ayant un moment magnétique $\vec{\mu}$ dans un champ magnétique \vec{H}_0 .

E_0 : représente l'énergie que possédait le noyau en l'absence de \vec{H}_0 le moment magnétique $\vec{\mu}$ est relié au spin par:

$$\vec{\mu} = \gamma \vec{I}.$$

donc: $W = -\gamma \vec{I} \cdot \vec{H}_0 + E_0$.

Pour qu'une onde électromagnétique libère un quantum, il faut qu'elle soit polarisée de façon circulaire quand H_I tourne avec une pulsation ω_I différente de ω_0 , l'action de H_I sur μ est globalement nulle; par contre si ω_I tend vers ω_0 , le champ tournant H_I est en concordance de phase avec $\vec{\mu}$.

1.9 . Action d'un champ magnétique sur un noyau :

Pour calculer l'effet d'un champ magnétique \vec{H} sur un noyau, on utilisera la notion de moment magnétique $\vec{\mu}$.

- Precession de spin d'un proton :

considérons un proton qui à la forme d'une sphère et en rotation sur lui-même; l'axe de rotation est dirigé suivant la direction \vec{Ox} comme le montre (fig. I-8); le moment cinétique \vec{C} est dirigé suivant \vec{Ox} .

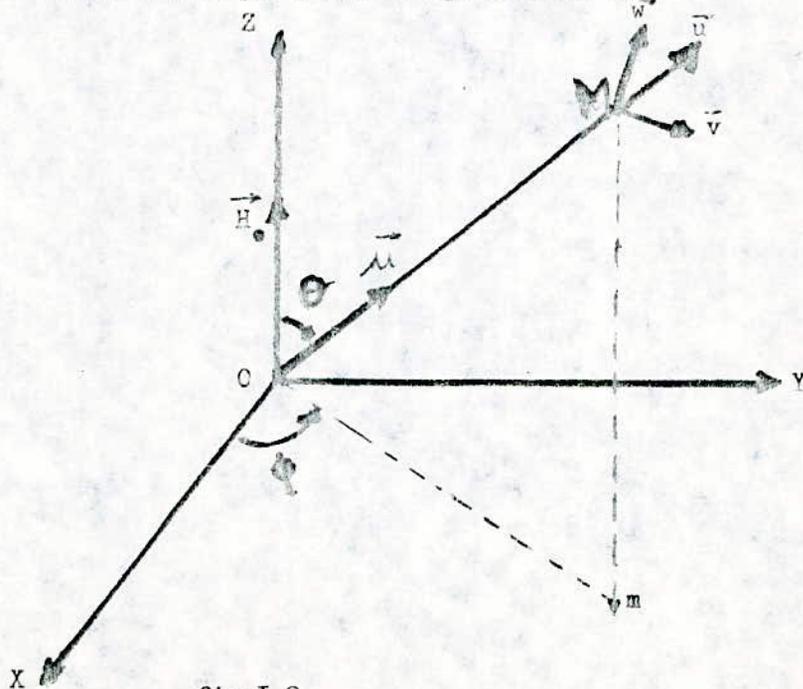


fig. I-8

Le champ magnétique exerce sur le moment $\vec{\mu}$ un couple ;

$$\vec{\Gamma} = \vec{\mu} \wedge \vec{H}_0.$$

Le théorème du moment cinétique donne :

$$\vec{\Gamma} = \frac{d\vec{G}}{dt}.$$

$$\gamma \vec{\Gamma} = \gamma \vec{\mu} \wedge \vec{H}_0 = \frac{d \gamma \vec{G}}{dt} = d \frac{\mu \vec{u}}{dt} \Rightarrow \frac{d \vec{\mu}}{dt} = -\gamma \vec{H}_0 \wedge \vec{\mu}.$$

on pose : $\vec{w}_0 = -\gamma \vec{H}_0$. en aura : $\frac{d \vec{\mu}}{dt} = \vec{w}_0 \wedge \vec{\mu}$.

considérons le système de coordonnées sphériques ayant pour origine O , et pour axes les vecteurs \vec{u} , \vec{v} , \vec{w} ; t.q :

$$\vec{\mu}(\mu, \theta, \phi)$$

$$\frac{d \vec{\mu}}{dt} = \left(\frac{d \mu}{dt}, \mu \frac{d \theta}{dt}, \mu \sin \theta \frac{d \phi}{dt} \right).$$

$$\vec{H} = (H \cos \theta, -H \sin \theta, 0).$$

On aura donc, trois (3) équations qui définissent le mouvement de $O M$:

$$-\frac{I}{b} \frac{d \mu}{dt} = 0.$$

$$\frac{I}{\gamma} \mu \frac{d \theta}{dt} = 0.$$

$$\frac{I}{\gamma} \mu \sin \theta \frac{d \phi}{dt} = -\mu H \sin \theta.$$

On obtient: $O \mu = \text{cste.}$

$$\theta = \text{cste.}$$

$$\phi = -\gamma H \cdot t + \text{cste.}$$

En définitive, l'action d'un champ magnétique \vec{H}_0 est non pas d'orienter mais de faire tourner autour de lui le noyau, c'est à dire son moment magnétique.

- Notion de relaxation:

A l'instant où le champ \vec{H}_0 est appliqué au matériau ; les angles que font

ces moments avec H_0 sont différents, les moments se mettent à tourner autour de la direction H_0 avec la même fréquence, mais ne sont pas parallèles entre eux. Ces moments sont couplés par induction mutuelle et tendent à s'aligner les uns sur les autres.

Ces sollicitations vont entraîner une dépense d'énergie qui va se traduire par un amortissement des mouvements de précession.

L'angle θ ne sera pas constant, le vecteur $\vec{O}\mu$ tend à venir s'aligner sur H_0 . Ce phénomène d'évolution progressive est appelé relaxation.

Soit un système de coordonnées cartésiennes, le vecteur aimantation \vec{M} possède trois composantes M_x, M_y, M_z .

La composante longitudinale M_z tend vers une valeur M_0 , et les composantes M_x et M_y disparaissent; ceci est dû à l'action d'un champ magnétique H_0 et au phénomène de relaxation. Ce phénomène de relaxation est le résultat

d'un très grand nombre de phénomènes microscopiques; ceux-ci seront régis par la loi du hasard.

Ainsi pour un liquide la théorie de Bloch donne:

$$\frac{dM_z}{dt} = - \left(\frac{M_z - M_0}{T_1} \right).$$

$$\frac{dM_x}{dt} = - \frac{M_x}{T_2}.$$

$$\frac{dM_y}{dt} = - \frac{M_y}{T_2}.$$

T_1 : c'est le temps de relaxation longitudinale ou (spin-réseau).

T_2 : " " " " " transversale ou (spin-spin).

Après étude il a été constaté que le temps de relaxation T_1 est considérablement élevé dans les cellules cancéreuses par rapport aux tissus sains dans une même région du corps.

1.10. Interprétation physique des temps de relaxation:

L'énergie d'interaction entre un moment magnétique $\vec{\mu}$ et un champ magnétique \vec{H} est donné par la relation suivante :

$$W = -\vec{\mu} \cdot \vec{H}_0 = -M_z H_0 .$$

Lorsque M_z varie l'énergie d'interaction entre $\vec{\mu}$ et \vec{H}_0 varie, il y aura un échange d'énergie entre le système de noyau appelé système de spin et le milieu ambiant appelé réseau ; cette échange d'énergie dépend uniquement du temps T_1 (temps de relaxation spin-réseau).

Les variations de M_x et M_y , ne font pas varier l'énergie qui reste constant et il ne subit qu'un échange d'énergie entre le noyau du système, cette échange est lié au temps de relaxation T_2 (temps de relaxation spin-spin).

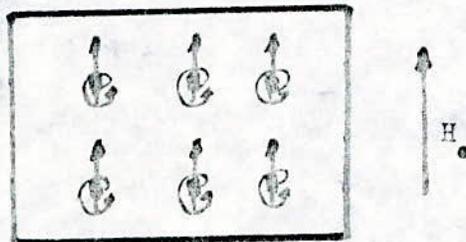
c) Les Différentes Phases De La Résonance Magnétique Nucléaire:

1-



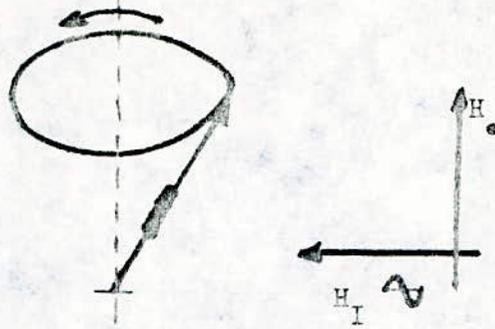
état initial de l'échantillon, les moments magnétiques sont désorganisés par l'agitation thermique.

2-



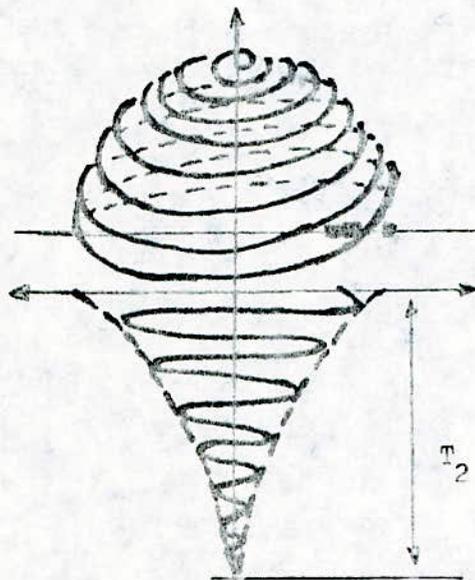
Les moments magnétiques s'alignent sous l'application d'un champ directeur H_0 .

3-



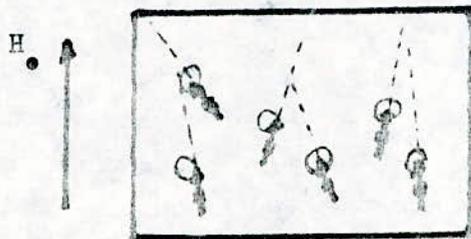
L'application d'un champ alternatif crée un mouvement de rotation des moments magnétiques.

4-



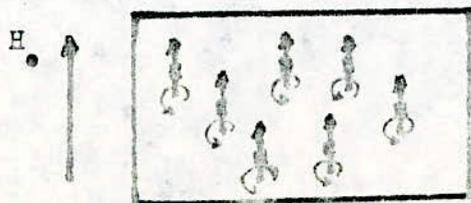
La perte de cohérence du mouvement de rotation des moments magnétiques entraîne une baisse exponentielle du signal.

5-



Au cours de cette période les moments magnétiques vont se realigner autour du champ directeur H_0 après l'impulsion RF.

6-



Les moments magnétiques sont à nouveau reorganisés autour de H_0 .

1.11. Condition d'observation de la resonance :

Le materiau soumis à la resonance doit être constitué entre autres , d'atomes dont le noyau est porteur d'un moment magnétique ; autrement dit , tout noyau dont la masse atomique ou nombre de masse impair.

L'échantillon est soumis à un champ magnétique intense H_0 , l'échantillon est ainsi magnétiquement polarisé . Il est alors soumis à un champ magnétique H_1 dans une direction perpendiculaire à H_0 (fig.I-9).

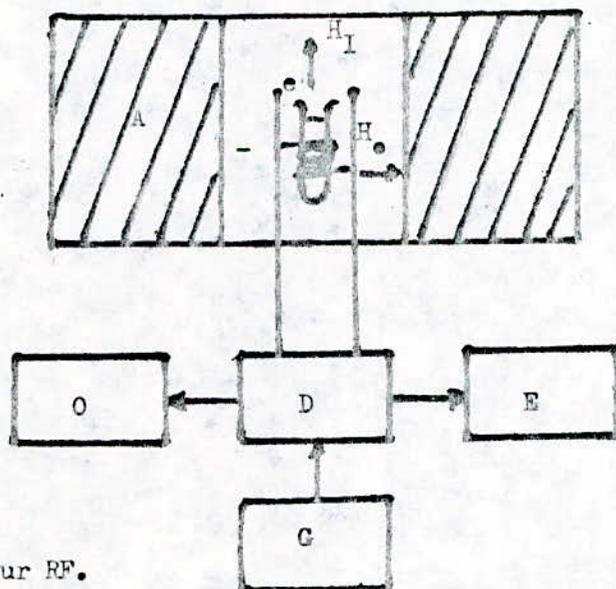
Si à une fréquence constante de H_1 , on fait varier H_0 , on constate qu'il existe une valeur de H_0 à laquelle les protons de l'échantillon absorbent une fraction de l'énergie électromagnétique de la bobine emetteuse.

La condition de resonance d'un isotope i donné, est:

$$2\pi \nu = \gamma_i H_0$$

ν : fréquence au maximum d'absorption de la courbe de resonance.

γ_i : caractéristique du noyau i .



A: Aimant.

G: Générateur RF.

D: Détecteur.

e: échantillon.

O: Oscillographe.

E: Enregistreur.

fig.I-9 : Schéma de principe d'un appareil RMN

CHAPITRE /2.

LE SPECTROMETRE RMN A IMPULSIONS.

CHAPITRE / 2

LE SPECTROMETRE RMN A IMPULSIONS.

La résonance magnétique nucléaire (RMN) a été mise en évidence par E. Purcell et F. Bloch en 1946, qui utilisent la méthode de détection radioélectrique, basée sur le principe de l'action d'un champ électromagnétique sur le moment magnétique d'un noyau.

Le spectromètre RMN permet de mettre en oeuvre les interactions d'un champ électromagnétique et d'un noyau afin de traiter le signal qui véhicule l'information.

On distingue deux sortes de spectromètre RMN:

- le spectromètre à onde continue qui permet l'observation en régime stationnaire.

- le spectromètre à impulsions, utilisés pour les expériences se basant sur les méthodes transitoires.

a) Synoptique:

Le spectromètre RMN à impulsions est constitué de; voir (fig.2-1):

- un programmeur d'impulsions.
- " système émetteur.
- " électro-aimant.
- une bobine d'excitation RF.
- un système récepteur.
- un système de visualisation.

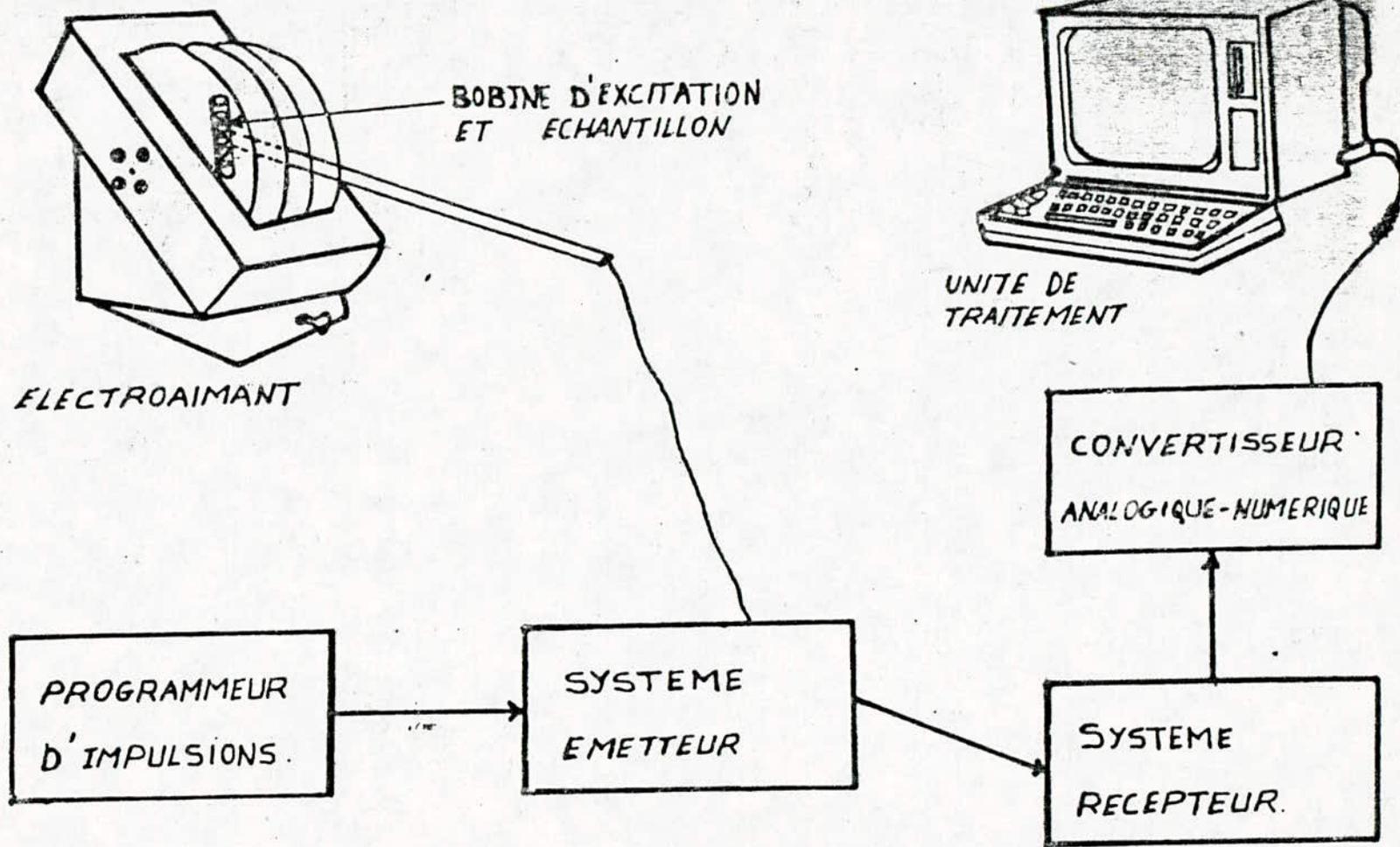
b) Description des différents blocs du spectromètre RMN à impulsions:

2.1 Le programmeur d'impulsions:

Le programmeur d'impulsions est destiné à découper le signal RF en salves au rythme de ses impulsions; et qui servent à déclencher le balayage de l'oscilloscope pour la synchronisation.

-Synoptique:

le programmeur d'impulsions est constitué de; voir (fig.2-2):



SYNOPTIQUE GENERAL DU SPECTROMETRE R.M.N.

figure 2-1

- une source de déclenchement (multivibrateur astable).
- un monostable M_I : générateur de la 1^{ère} impulsion ($\sqrt{2}$).
- un " M_I' : " du signal (ENABLE).
- un " M_2 : " de retard τ .
- un " M_3 : " de la 2^{ème} impulsion $\sqrt{2}$.
- une unité de sommation.
- deux étages de sortie adaptateurs d'impédances.

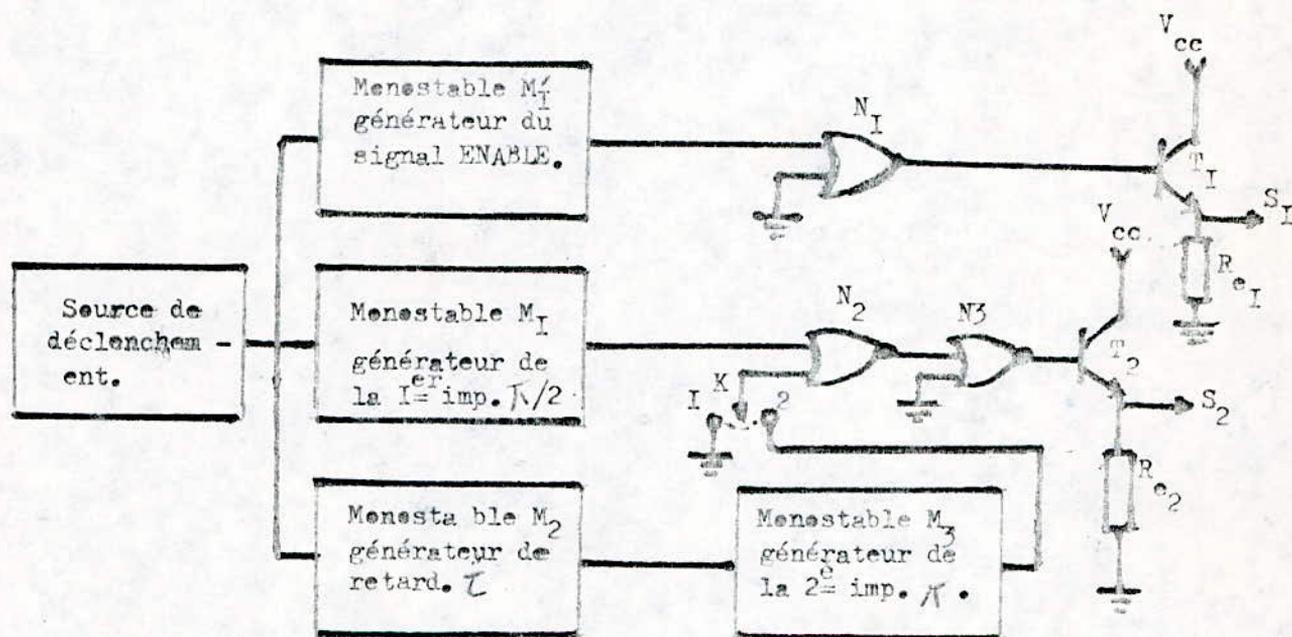


fig.2-2 : schéma synoptique du programmeur d'impulsions.

- Principe de fonctionnement:

au front montant, la source de déclenchement déclenche le monostable M_I qui génère des impulsions " $\sqrt{2}$ " de durée comprise entre 20us et 200us ; et le monostable M_I' qui génère des impulsions "ENABLE" de durée comprise entre 25 us et 250 us ; comme elle déclenche aussi le monostable M_2 qui génère des impulsions de retard " τ " de durée comprise entre 10 ms et 5 s.

au front descendant des impulsions, le monostable M_2 déclenche le monostable M_3 avec un retard $\tau - \sqrt{2}$ qui génère des impulsions " $\sqrt{2}$ " de durée comprise entre 40 us et 400 us.

le signal issu de M_I' est inversé à l'aide de la porte NOR N_I puis appliqué

à un étage suiveur adaptateur d'impédance.
 les deux impulsions issues de MI et M3 sont en suite additionnées à l'aide
 des deux portes NOR (N2 et N3), le signal ainsi obtenu est appliqué à un
 étage suiveur adaptateur d'impédance, à l'aide de l'interrupteur K; on à la
 possibilité soit de récupérer un train d'impulsions $\bar{\pi}/2$ (K en position "1"),
 soit de récupérer des séquences d'impulsions " $\bar{\pi}/2$ & $\bar{\pi}$ " (K en " 2"),
 voir (fig.2-3).

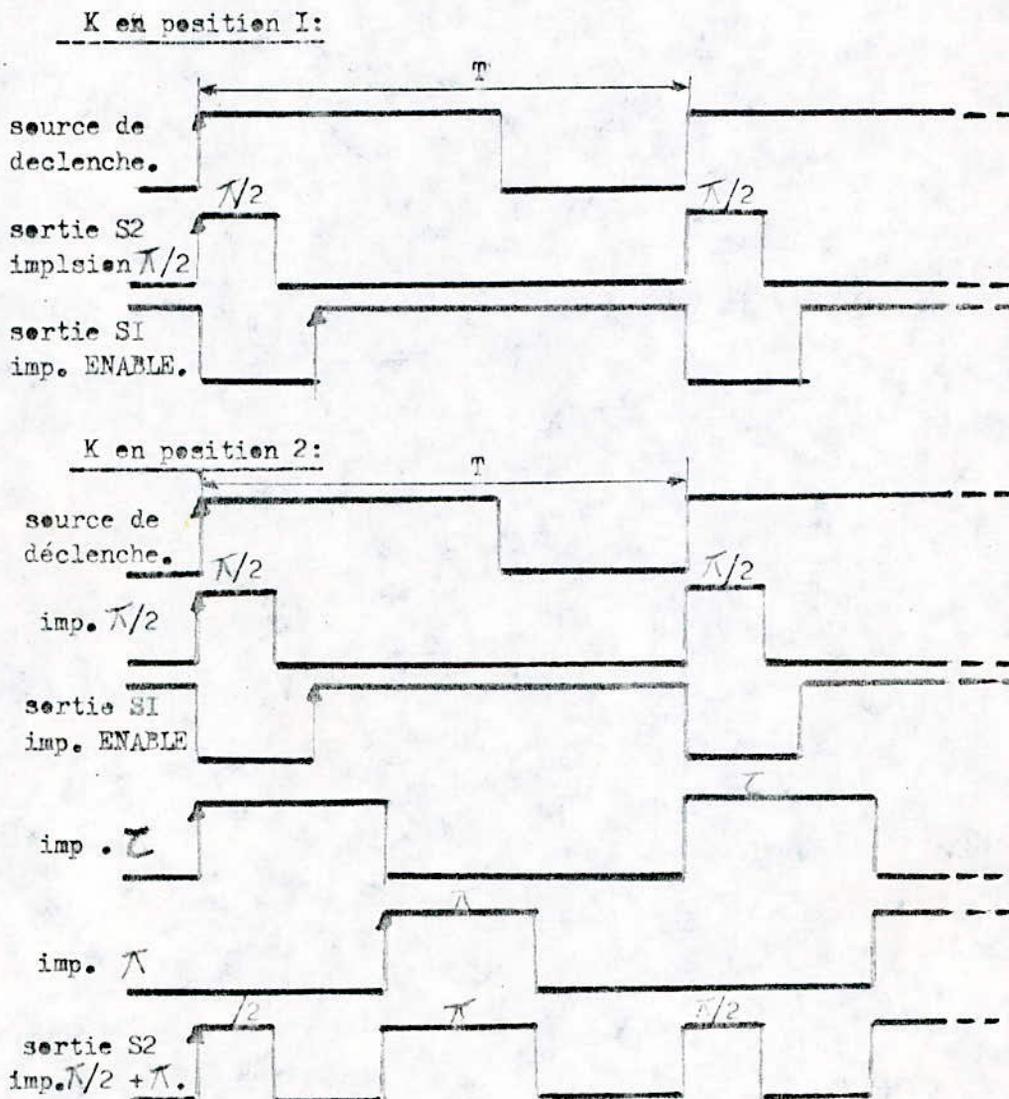


fig.2-3 : Le chronogramme des impulsions.

REMARQUE: il faut que la durée de l'impulsion du monostable M2, soit supérieure que celle du monostable M1, pour éviter d'avoir un chevauchement des impulsions ($\pi/2$ & π) lors de la sommation.

2.2. Le système émetteur:

Le système émetteur sert à délivrer à sa sortie des salves sinusoïdal RF. il est constitué d'un oscillateur radio fréquence (RF) à quartz pour la stabilité du système et d'un préamplificateur et amplificateur de puissance.

L'oscillateur est commandé par le programmeur d'impulsions, car il va générer un signal sinusoïdal lors de l'apparition d'une impulsion, sinon celui-ci sera bloqué; et on obtient ainsi des salves d'excitation.

Les salves amplifiées en puissance, vont attaquer la bobine d'excitation avec un rapport signal/bruit le plus grand que possible. voir la description détaillée dans le (chapitre/3).

2.3. L'électro-aimant:

L'électro-aimant est élément essentiel du spectromètre RMN à impulsions; il sert à produire un champ statique H_0 . le signal RMN recueilli aux bornes de la bobine d'excitation, étant proportionnel à H_0 . il est très intéressant de travailler avec un champ magnétique H_0 élevé, stable dans le temps et très homogène dans tout l'espace entourant l'échantillon.

En pratique, sont utilisés des électro-aimants dont le diamètre des pièces polaires est compris entre 150mm et 250mm, et l'entrefer compris entre 15 et 25mm pour assurer un bon parallélisme; les pièces polaires sont garnies de calettes ajustable.

pour avoir la stabilité dans le temps, l'électro-aimant est alimenté à partir d'un générateur de courant constant (délivrant des courants allant jusqu'à 14A pour des champs magnétiques de quelques K GAUSS); qui est maintenu à une température constante par un système de refroidissement.

2.4. La bobine d'excitation:

La bobine d'excitation est alimentée par des salves sinusoïdal RF venant de l'émetteur, elle crée un champ tournant H_1 ; polarisant l'échantillon qu'elle l'entour pour l'exciter; ce champ étant coupé pendant la durée "OFF", la même bobine accordée à la fréquence de résonance des noyaux sert alors à recueillir le signal.

La bobine d'excitation est accordée à la bonne fréquence de travail par un condensateur en parallèle.

2.5. Le système récepteur:

L'information délivrer par l'échantillon pendant la durée "OFF" des salves va être recueilli par le système récepteur ; ce signal étant très faible (de l'ordre de $q \cdot q$ mv) il va être amplifier en tension puis détecter et filtrer par le récepteur.

Ce récepteur doit passer le plus rapidement possible (de l'ordre de $q \cdot q$ us) de l'état saturé ; durée "ON" à l'état de fonctionnement normal ; durée "OFF", ce qui lui permet de recevoir le signal de precession libre à la fin de l'impulsion RF qu'il à sature ; voir la description détaillé dans le (chapitre/4).

2.6. Le système de visualisation:

On utilise le plus souvent un oscilloscope à balayage déclenchable par les impulsions du programmeur; on peut par une mesure de la pente de la courbe visualisée, obtenir les valeurs des temps de relaxation. Ce système de visualisation peut être remplacé par un système de conversion analogique-numérique ; afin de traiter l'information recueilli par un ordinateur, et de la stocker ; en aura pour cela une méthode de mesure systématique.

c) Méthodes De Mesure Des Temps De Relaxations T_1 et T_2 :

Après avoir décrit le dispositif expérimental servant à la mesure des temps de relaxations, nous allons exposer les méthodes suivant à ces mesures.

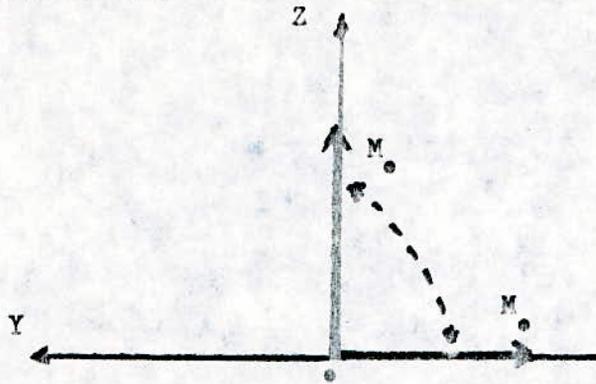
Les méthodes de mesures concernant donc, le mouvement transitoire du système de spins sous l'action des salves RF d'excitation.

2.7 & Mesure du temps de relaxation T_1 (spin-réseau):

On utilise pour cette mesure la séquence périodique d'impulsion " $\pi/2$ ", basée sur le phénomène de precession libre de l'aimantation.

Sous l'action d'un champ magnétique H_0 , le vecteur aimantation M étant à l'équilibre suivant l'axe (oz) en direction de H_0 , t.q:

$M_x = M_y = 0.$ et: $M_y = M_0.$
 voir la figure suivante:



une impulsion $\pi/2$ amène le vecteur aimantation sur l'axe (oy) ; t.q:

$$M_x = M_z = 0. \quad \text{et: } M_y = M_0.$$

à la fin de cette impulsion, le vecteur aimantation revient à sa position de départ sur l'axe (oz) avec un mouvement de precession libre amortie autour de (oz), suivant la loi:

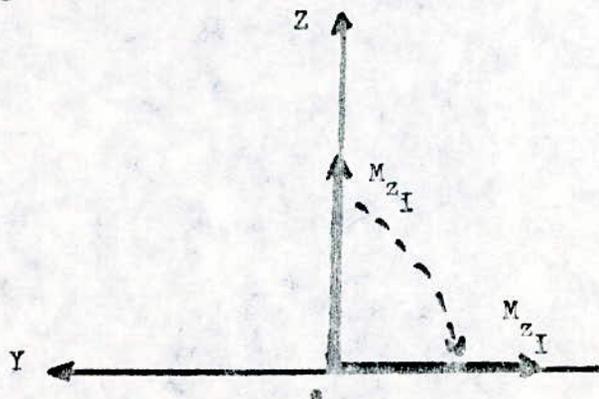
$$M_z(t) = M_0 (1 - e^{-t/T_I}).$$

après un certain temps, $t = T$; on aura une aimantation, t.q:

$$M_z(T) = M_{z_I} = M_0 (1 - e^{-T/T_I}).$$

donc: M_{z_I} est inférieur à M_0 .

voir la figure suivante:



Même chose pour les autres impulsions; à chaque nouvelle impulsion il y'aura une diminution du vecteur aimantation.

Le signal RMN obtenu après chaque impulsion " $\pi/2$ ", est donné par la (fig.2-3).

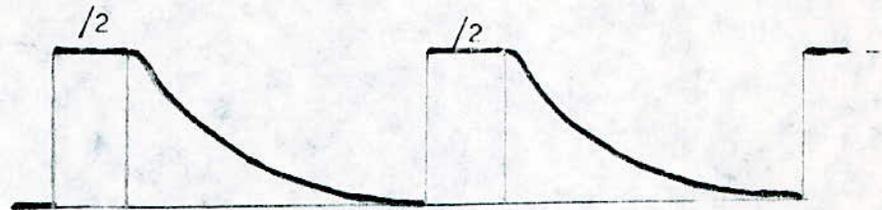


fig.2-3 : le signal RMN obtenu en appliquant les impulsions " $\pi/2$ ".

La mesure du temps de relaxation T_I , consiste à faire varier la période T et relever sur l'oscilloscope la valeur max. de l'amplitude du vecteur aimantation ; on trace ensuite la courbe des valeurs de l'amplitude M en fonction de la période T

La valeur du temps T_I est donné par le 68% de M . (voir (fig.2-4)).

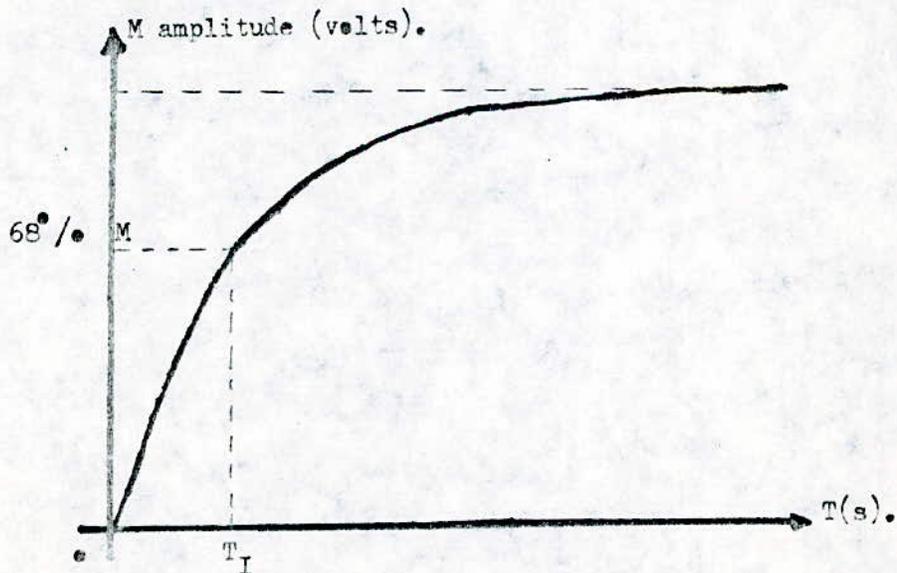


fig.2-4 : La forme du graphe $M = f(T)$ qui donne le temps T_I .

& Mesure du temps de relaxation T_2 (spin - spin):

Lorsqu'on applique une impulsion " $\pi/2$ " à l'aimantation d'équilibre ; le mouvement de precession libre induit une variation de la composante transversale de l'aimantation M_T ; t.q:

$$M_T(t) = M_0 e^{-t/T_2} \cdot \cos \omega t.$$

La décroissance de ce signal nous donnerait directement le temps T_2 , si elle n'était pas perturbée par les interactions entre les spins et la bobine de réception.

Pour surmonter cet ecueil , on utilise la technique d'éche de spins. on utilise pour cela une séquence d'impulsions " $\pi/2$ et π ", séparées par un temps de retard " τ " produirait un éche au temps 2τ et un autre éche au temps 4τ , etc..

L'amplitude de ces eches vent décroître en exponentielle, cette variation depend du temps T_2 et ne peut être due qu'aux interactions spins-spins. La mesure de la constante de temps de la courbe de réponse recueilli sur l'oscilloscope nous donne le temps de relaxation T_2 ; voir (fig.2-5).

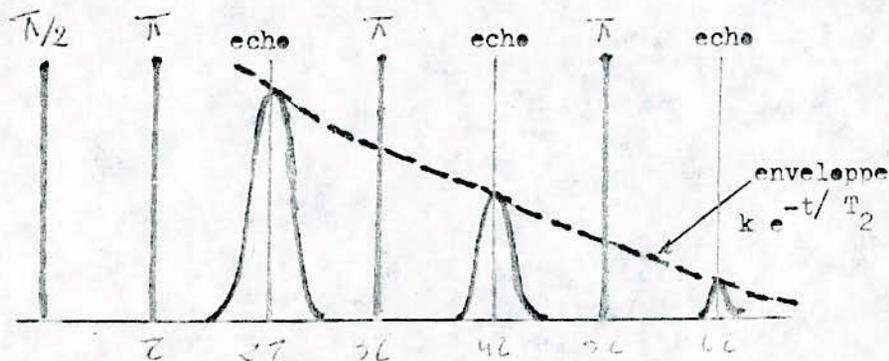


fig.2-5 : l'éches de spins données par les impulsions $\pi/2$ et π .

CHAPITRE /3.

REALISATION DU SYSTEME EMETTEUR RMN PAR IMPULSIONS

A 10 MHZ.

REALISATION DU SYSTEME EMETTEUR.

a) introduction :

Le système émetteur est l'un des éléments essentiels du spectromètre RMN à impulsions .

Il permet de délivrer des salves radio fréquences (RF) qui sont commandées par le programmeur d'impulsions .

Ce système émetteur crée donc un champ tournant qui va exciter le corps qui se trouve au sein de la bobine d'excitation.

Le système émetteur doit satisfaire à trois conditions :

- le rapport entre la tension correspondante au niveau " ON " , et la tension résiduelle lors de la durée " OFF " doit être maximum.

dans le cas contraire (la tension résiduelle est importante) , on ne pourra pas observer le signal émet par la bobine d'excitation lors de la durée " OFF " des impulsions.

- la fréquence du signal émet par l'émetteur doit être stable, dans le cas contraire on aura du mal à satisfaire la condition de résonance.

- l'amplitude du signal délivrer par l' émetteur doit être stable. dans le cas contraire l'intensité du champs tournant sera instable ce qui perturbe la mesure du temps de relaxation.

b) synoptique :

Le système émetteur se compose des blocs suivants ; voir (fig. 3-I) :

- un oscillateur à quartz contrôlé par le programmeur d'impulsions.
- un amplificateur de puissance classe C à deux étages.
- un étage de liaison adaptateur d'impédance.

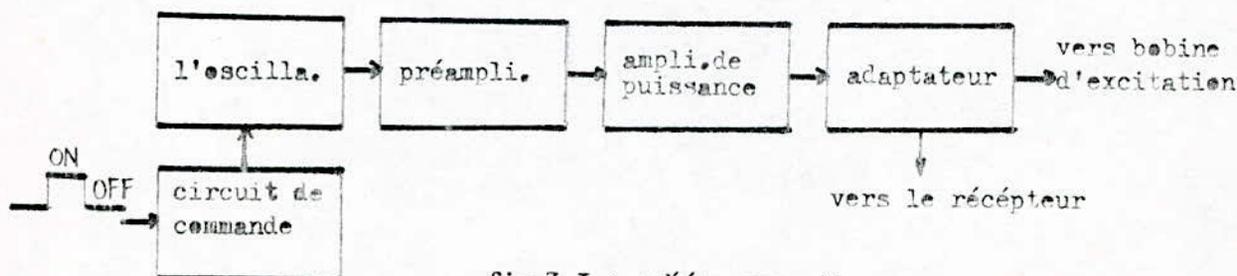


fig.3-I : schéma synoptique.

c) fonctionnement électronique :

B-I- L'étage oscilateur :

L'oscilateur est constitué d'une résistance, de deux capacités, d'un quartz de 10 MHz, et d'une porte inverseuse du circuit intégré c.Mes (MC 14011); voir (fig. 3-2).

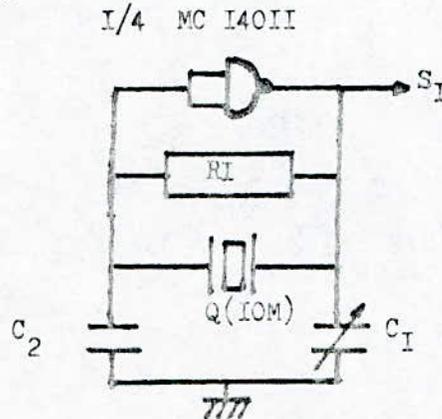


fig. 3-2 ; 1° oscilateur à quartz (10 MHz).

le condensateur C1 permet d'ajuster la fréquence de travail à celle du quartz.

• le QUARTZ :

la fréquence d'un oscilateur varie avec:

- le paramètre h du transistor.
- l'alimentation qui est utilisé pour déterminer le point de repos.
- le facteur de qualité du circuit résonant.
- les variations des éléments passifs RLC ; pour éliminer ces variations de fréquence on peut utiliser un cristal.

le schéma équivalent du quartz est donné par (fig.3-3) ; il montre que le quartz monter entre les armatures A et B ; est équivalent à un circuit résonateur serie.

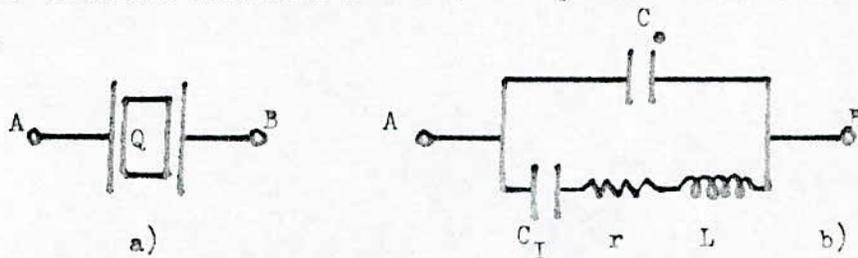


fig.3-3 : a) le quartz. b) son schéma équivalent.

la self L correspond à l'inertie mécanique ; la capacité C à l'élasticité et la résistance r à la viscosité de la lame ; C₀ n'est autre que la capacité du condensateur formé par les armatures A et B.

calcul de l'impédance du cristal :

d'après le schéma équivalent, on a :

$$\frac{I}{Z} = \frac{I}{Z_0} + \frac{I}{Z_I} \quad \text{avec:} \quad Z_I = r + j(L\omega - 1/C_I\omega) \cdot$$

$$Z_0 = 1/C_0\omega \cdot$$

d'où :

$$Z = \frac{r + j(L\omega - 1/C_I\omega) \cdot 1/jC_0\omega}{r + j(L\omega - 1/C_I\omega - 1/C_0\omega)}$$

on néglige r devant L, C₀, et C_I ; donc :

$$Z = \frac{\omega^2 - \omega_s^2}{\omega^2 - \omega_p^2} \cdot \frac{1}{j\omega C_0} \quad \text{avec:} \quad \omega_s = 1/LC_I \quad ; \quad \omega_p = \frac{1}{L} \left(\frac{1}{C_0} + \frac{1}{C_I} \right)$$

et : $\omega_p > \omega_s$.

le quartz présente deux fréquences de résonance :

- la résonance série qui correspond à l'impédance minimale ; s'effectue

à la fréquence :

$$f_s = \frac{1}{2\pi(LC_I)^{1/2}}$$

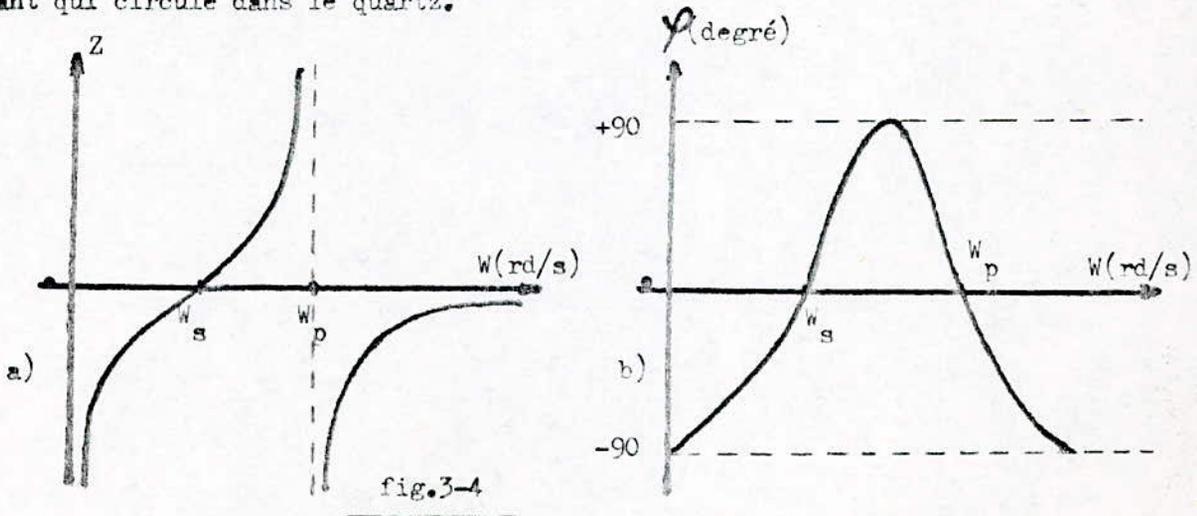
- la résonance parallèle se produit à la fréquence f_p donnée par la

relation :

$$f_p = \frac{1}{2\pi(LC)^{1/2}} \quad \text{avec:} \quad C = \frac{C_0 \cdot C_I}{C_0 + C_I}$$

l'impédance est alors maximale ; C₀ est 100 fois plus grand que C_I .

Les figures (fig.3-4 a) et b) montrent respectivement les variations de l'impédance Z et celles du déphasage entre la tension appliquée et le courant qui circule dans le quartz.



. Principe de fonctionnement de l'oscillateur à quartz :
 tous les oscillateurs peuvent être décrits par la même configuration synoptique que nous le rappelons dans la (fig: 3-5).

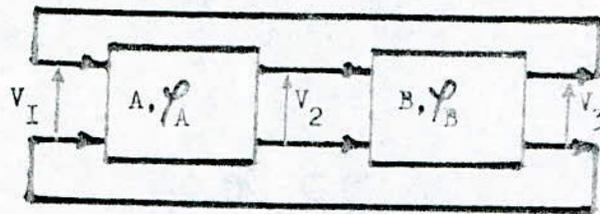


fig. 3-5

A : représente le déphasage produit par l'amplificateur de gain A.
 B : " " " " " " " " B.

$$v_2 = A v_I \quad \text{et} \quad v_3 = B v_2 \quad \text{d'où} : \quad v_3 = B A v_I .$$

pour que le système puisse être sur lui même il faut que : $v_3 = v_I$
 ce qui nous donne la première condition d'oscillation:

$$A B = 1 .$$

le déphasage total de la chaîne doit être obligatoirement nulle ce qui nous conduit à la deuxième condition d'oscillation.

$$\varphi_A + \varphi_B = 0 .$$

D'après le schéma de notre oscillateur (fig.3-2) ; on constitue la boucle de réaction par le quartz lui même , les oscillations auront lieu quand l'impédance de la chaîne de réaction est minimal donc à la résonance série le quartz se comporte comme une simple résistance r de faible valeur.

Supposons que l'entrée de l'oscillateur est au niveau I donc sa sortie au niveau 0 , le condensateur C_2 initialement chargé se décharge à travers la résistance R_I ce qui ramène l'entrée de la porte inverseuse au niveau 0 et fait démarer les oscillations.

.Etude de la stabilité en fréquence de l'oscillateur :

après une demi-heure d'étude , nous avons obtenu les résultats suivants:

à l'instant t	la fréquence $f = 10,0005$ MHz.
à $t_1 = t + 5mn.$	$f = 10,0005$ MHz.
à $t_2 = t + 5mn.$	$f = 10,0005$ MHz.
à $t_3 = t_2 + 5mn.$	$f = 10,0005$ MHz.

$$\text{à } t_4 = t_3 + 5\text{mn.}$$

$$f = 10,0006 \text{ MHz.}$$

$$\text{à } t_5 = t_4 + 5\text{mn.}$$

$$f = 10,0006 \text{ MHz.}$$

$$\text{à } t_6 = t_5 + 5\text{mn.}$$

$$f = 10,0006 \text{ MHz.}$$

si on prend : $f = 10,0005 \text{ MHz.}$ et $\Delta f = 0,0001 \text{ MHz.}$

le facteur de stabilité est alors :

$$S = \frac{\Delta f}{f} = 9 \cdot 10^{-6}$$

nous déduisons que la stabilité en fréquence est remarquable.

3.2) Le circuit de commande de l'oscillateur :

Le but de ce circuit de commande est de découper le signal RF généré par l'oscillateur afin d'obtenir des salves RF dont les durées ON et OFF sont contrôlées par le programmeur d'impulsions.

L'idée de base est de contrôler la masse de l'oscillateur par un transistor monté en émetteur commun, comme l'illustre la (fig. 3-6).

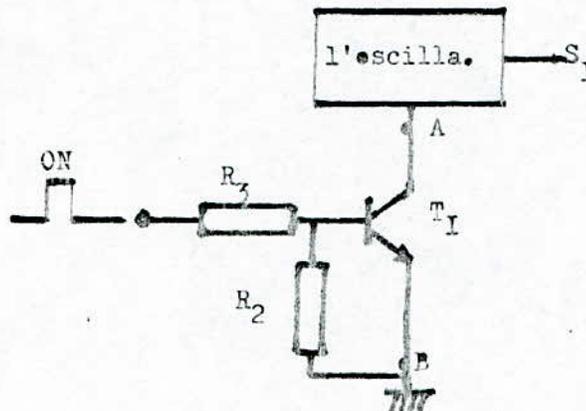


fig. 3-6 : le schéma du circuit de commande.

lorsque T est saturé $\Leftrightarrow V_{BE_s} > 0 \Rightarrow$ le point A est relié au point B
S est à l'état haut.

lorsque T est bloqué $\Leftrightarrow V_{BE_b} < 0 \Rightarrow$ le point A est en l'air \Rightarrow
S est à l'état bas.

REMARQUE /

pendant la saturation du transistor, un excès d'électrons est emmagasiné dans la base, ce qui produit un retard appelé temps de saturation, et l'accroissement de la durée OFF de l'impulsion par rapport à la durée de l'impulsion d'entrée.

Pour cela on peut utiliser la méthode du bobinage schunte, comme l'illustre

la (fig; 3-7), pendant le dé blocage du transistor, la base étant positive un courant permanent , limité par R3 circule dans le bobinage L vers la masse

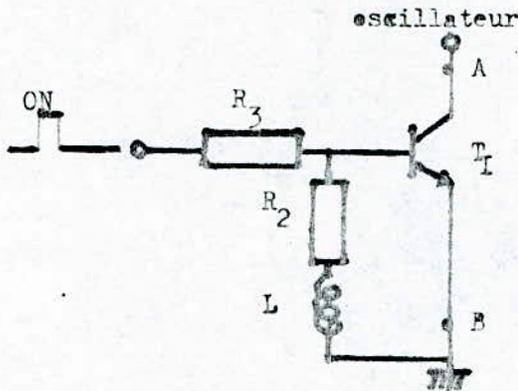
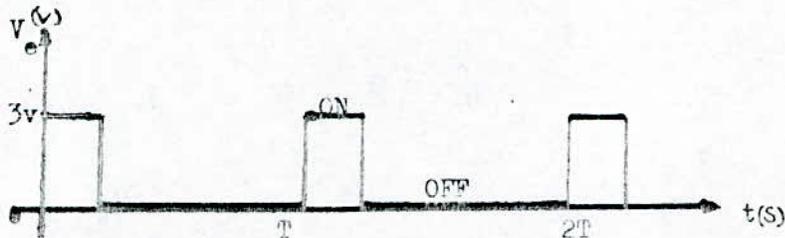


fig.3-7 : le schéma du circuit de commande avec un bobinage schunt.

quand on cesse de fournir du courant à la base , le courant dans L ne peut s'annuler instantanément , il y'a donc un courant momentané de la base vers la masse à travers L ce qui accélère beaucoup la désaturation du transistor.

.Choix des éléments R₂ et R₃ :

La tension délivrée par le programmeur d'impulsion en fonction du temps est donné la figure ci-dessous:



lorsque V_e est à l'état haut l'oscillateur doit délivrer des sinusoïdes donc le transistor T_I du circuit de commande doit être saturé.

T est en silicium donc: $V_{BE} = 0,7 \text{ v.}$

quand: $V_e = 3\text{v} \Rightarrow T_I \text{ est saturé} \Rightarrow V_{R_2} \geq 0,7\text{v.}$

or : $V_{R_2} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} \cdot V_e$

donc: $R_2 \cdot \frac{V_e}{R_2 + R_3} \geq 0,7\text{v.} \Rightarrow R_3 \leq \left(\frac{3}{0,7} - 1 \right) R_2$

on fixe : $R_2 = 1\text{K}\Omega$. $R_3 \leq 3,28\text{K}\Omega$.

on choisi : $R_3 = 470\Omega$

Le schéma électrique final de l'oscillateur commandé sera alors; voir (fig. 3-8).

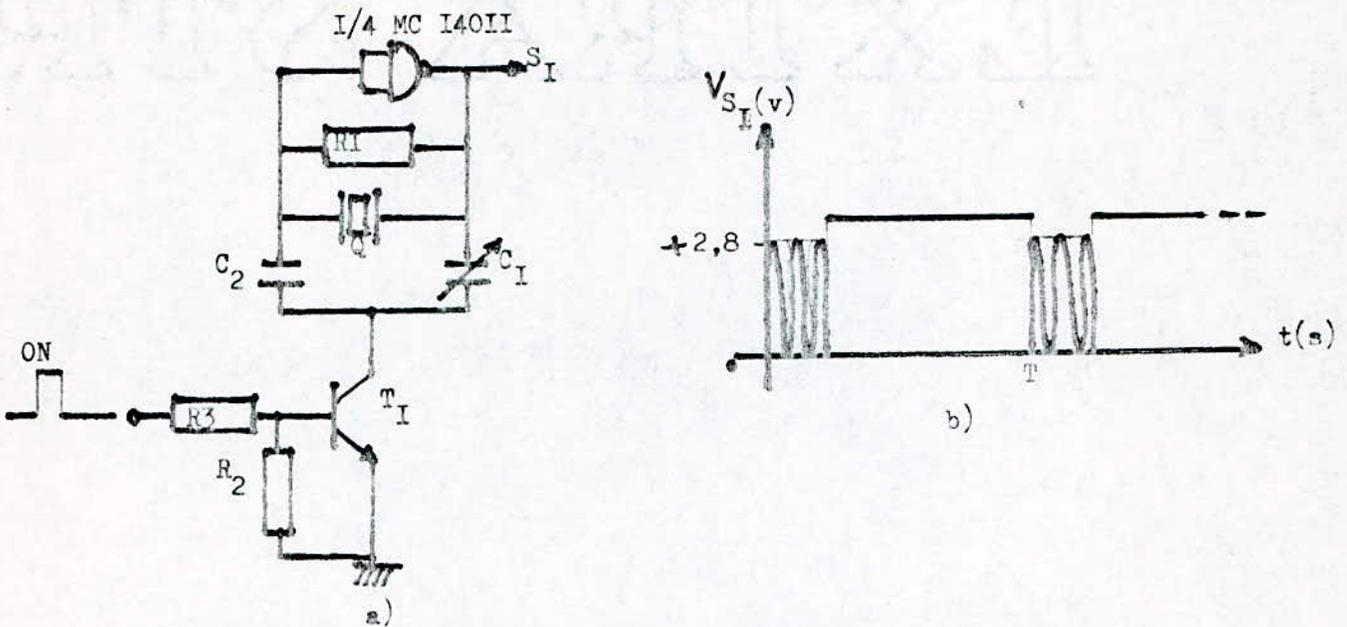


fig. 3-8 : a) schéma de l'oscillateur commandé.
b) le signal obtenu à la sortie.

3.3) Le filtre passe haut (C_3, R_4):

on réalise un filtre passe haut pour éliminer la composante continue ; et bloqué tous autres signaux que la fréquence de travail (10 MHz).

ce filtre est alimenté par une tension sinusoïdale $V_e = V_{s1}$, la sortie V_{s2} est prise au borne de R_4 . voir (fig. 3-9).

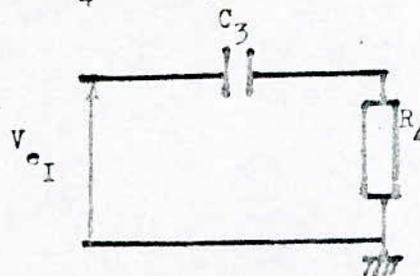


fig. 3-9 : le schéma du filtre (C_3, R_4).

on pose: $X_c = 1 / 2\pi f C_3$.

$$V_{s2} = R_4 \cdot i = R_4 \frac{V_e}{R - jX_c} \quad \text{donc: } \frac{V_{s2}}{V_e} = \frac{R_4}{R_4 - jX_c}$$

$$\text{donc: } \frac{V_{s2}}{V_e} = \frac{R_4}{(R^2 + X_c^2)^{1/2}} \quad \text{et: } \phi = \text{arc tg } \frac{X_c}{R_4}$$

à la fréquence critique en à : $X_c = R_4$.

$$f = 1 / 2\sqrt{R_4 \cdot C_3}$$

donc : $V_{s_2} = V_{e_I} \frac{(2)}{2}$.

• choix des élément du filtre :

en à : $V_{e_I} = 2,8 \text{ v (c. à c.)}$

donc à la sortie du filtre , on obtient alors :

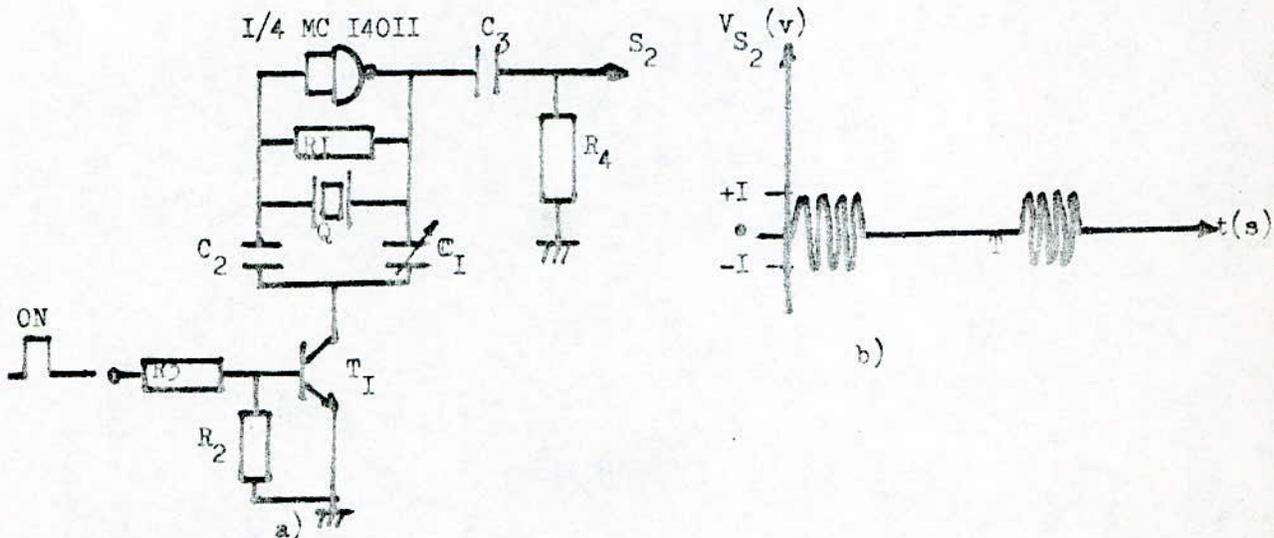
$$V_{s_2} = 2,8 \frac{(2)}{2} = 1,98 \text{ v} \approx 2 \text{ v}.$$

d'autre part, en à :

$$f = 1 / 2\sqrt{R_4 \cdot C_3}$$

$f = 10 \text{ MHz.}$ en fixe ; $R = 377 \Omega$. D'ou : $C_3 = 42 \text{ pf.}$

le schéma électrique sera alors ; (fig. 3-10).



fig; 3-10 : a) schéma de l'oscillateur commandé + filtre.
b) le signal obtenu à la sortie.

3.4) L'étage amplificateur de puissance :

Il est constitué de deux étages en cascades :

- un préamplificateur de puissance buffer.
- un amplificateur de puissance .

nous avons opter pour un amplificateur classe C parcequ'il peut fournir plus de puissance .

l'amplificateur classe C accordé est un circuit à bande étroite il ne peut amplifier que sa fréquence de résonance et les fréquences voisines.

• L' amplificateur Buffer :

c'est un étage intermédiaire entre l'oscillateur et l'ampli. de puissance; voir (fig.3-II).

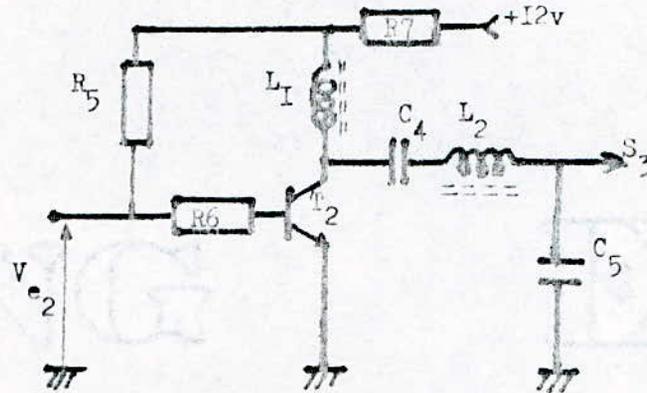


fig. 3-II : le schéma du préamplificateur buffer.

L_I constitue la bobine de choc (d'arrêt) qui a pour rôle d'empêcher le courant HF de passer à l'alimentation continue.

les résistances R_5 et R_6 polarisent la base du transistor T_2 .
la résistance R_6 est choisie de telle façon qu'elle réalise l'adaptation entre l'étage buffer et la résistance de sortie de l'étage précédent.

$$V_{be} = i_b h_{II} \quad \text{et} \quad i_c = \beta i_b$$

$$= KT/e \quad \text{avec : } KT/e = 25 \text{ mv ; à } 25^\circ \text{C.}$$

donc :

$$h_{II} = 25 \beta / i_c (\text{mA})$$

soit: R_e l'impédance d'entrée de l'étage buffer, voir (fig. 3-I2).

$$\frac{I}{R_e} = \frac{I}{R_5} + \frac{I}{R_6 + h_{II}}$$

on veut que:

$$\frac{I}{R_e} = \frac{I}{R_4} \quad \Rightarrow \quad \frac{I}{R_4} = \frac{I}{R_5} + \frac{I}{R_6 + h_{II}}$$

$\beta = 100$; en à fixé : $I_c = 150 \text{ mA.}$ avec: $V_{be} = 0,7 \text{ v.}$

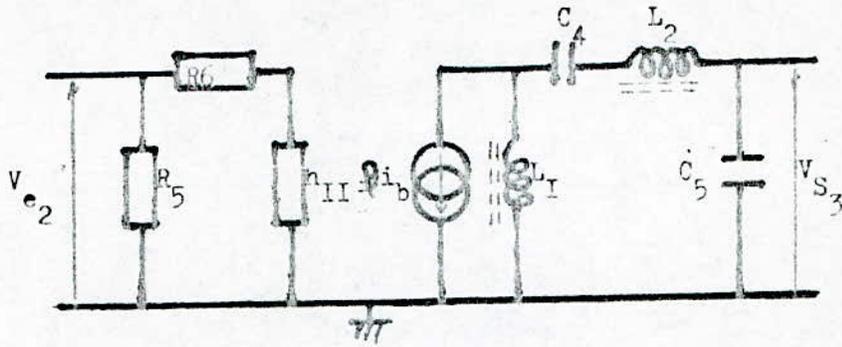
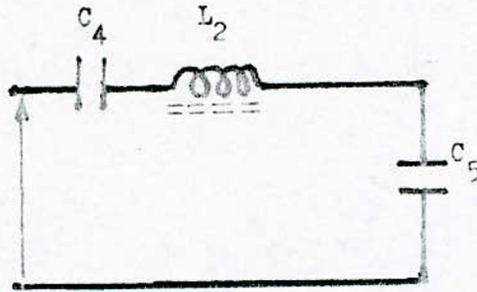


fig. 3-12 : le schéma équivalent du buffer.

$$V_{cc} = (R_5 + R_6) i_b + V_{be} \quad \Rightarrow \quad R_5 + R_6 = 8K \quad \cdot \quad (R_7 \text{ étant négligeable})$$

on a : $R_4 = 377 \Omega$ d'où on tire : $R_5 = 7,3K$; $R_6 = 390 \Omega$.

les éléments C_4 , C_5 et L_2 constituent une cellule résonante série, cette cellule reçoit le signal RF pour l'amplifier. voir figure ci-dessous.



l'impédance de cette cellule est :

$$Z = r + j \left(LW - \frac{C_4 + C_5}{C_4 \cdot C_5 \cdot W} \right) \quad \cdot \quad r \text{ étant la résistance de la bobine.}$$

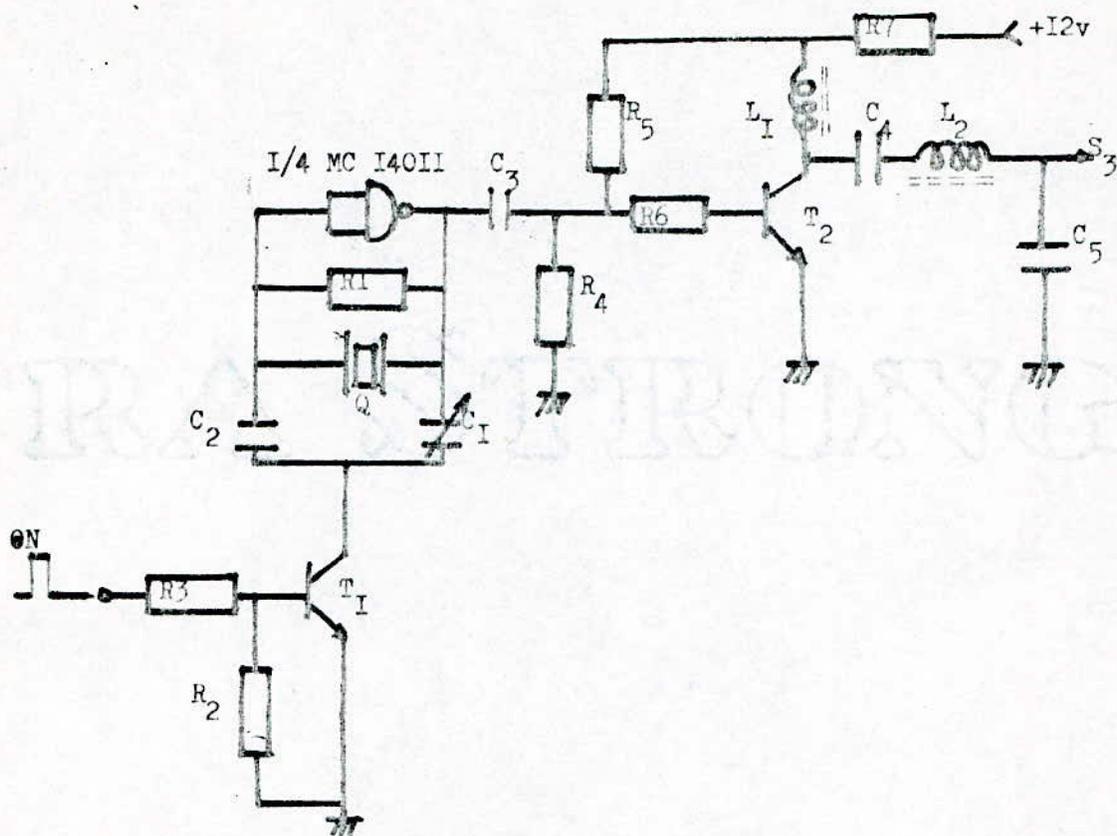
à la résonance l'impédance de cette cellule est une résistance pure ;

$$0 = LW - \frac{C_4 + C_5}{C_4 \cdot C_5 \cdot W} \quad \cdot \quad \text{donc : } L C_4 C_5 W^2 / (C_4 + C_5) = 1.$$

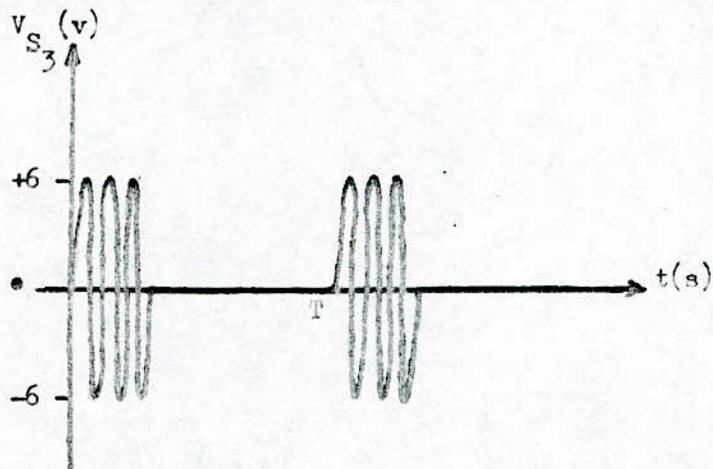
résultats obtenus est :

à $f_0 = 10 \text{ MHz}$. $L_2 = 5 \text{ à } 8 \text{ uH}$. $C_4 = 100 \text{ pf}$. et $C_5 = 50 \text{ pf}$.

le schéma électrique avec l'étage buffer sera alors la (fig. 3-13).



a)



b)

fig. 3-13 : a) l'oscillateur commandé + filtre + buffer.

b) le signal obtenu à la sortie buffer.

L'amplificateur de puissance:

Son rôle est d'amplifier le signal RF venant de l'ampli. buffer; voir (fig.3-I4).

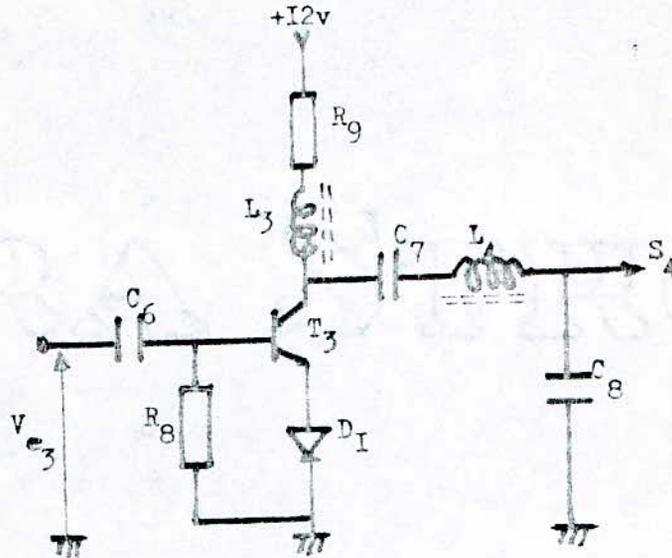
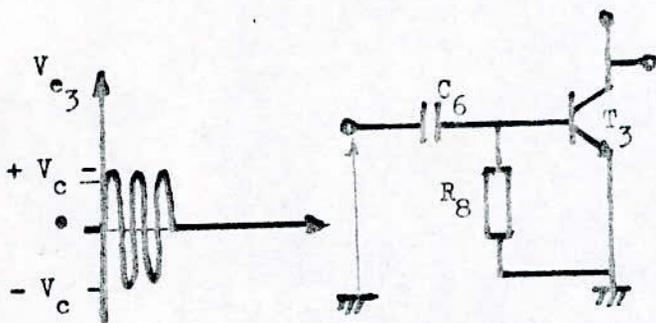


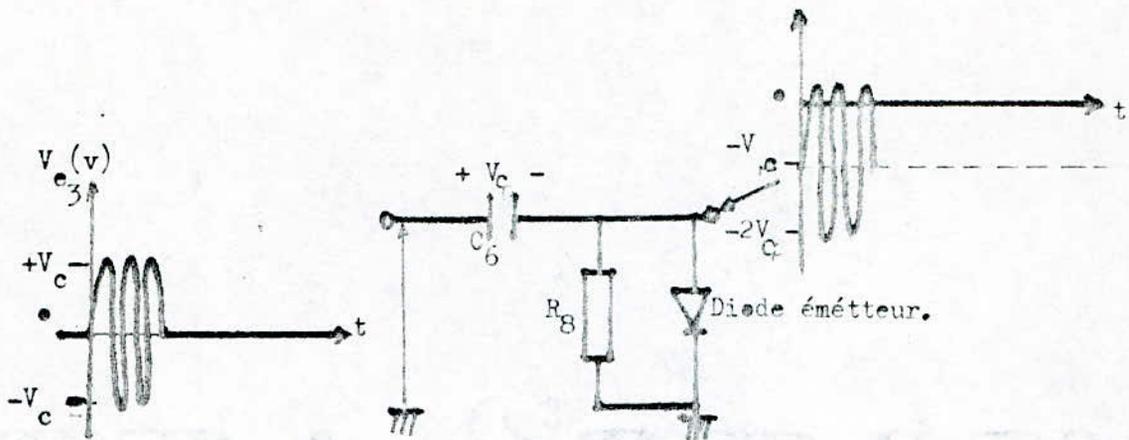
fig.3-I4 : L'amplificateur de puissance.

- circuit de réstoration :

l'objectif de ce circuit est de charger un condensateur de couplage C_6 jusqu'à peu près la tentien crête du signal d'entrée ; comme l'illustre la figure suivante:



le condensateur de couplage d'entrée C_6 ; la résistance R_8 de base ; et la diode émetteur ferment un circuit de réstoration négative; comme l'illustre la figure suivante:

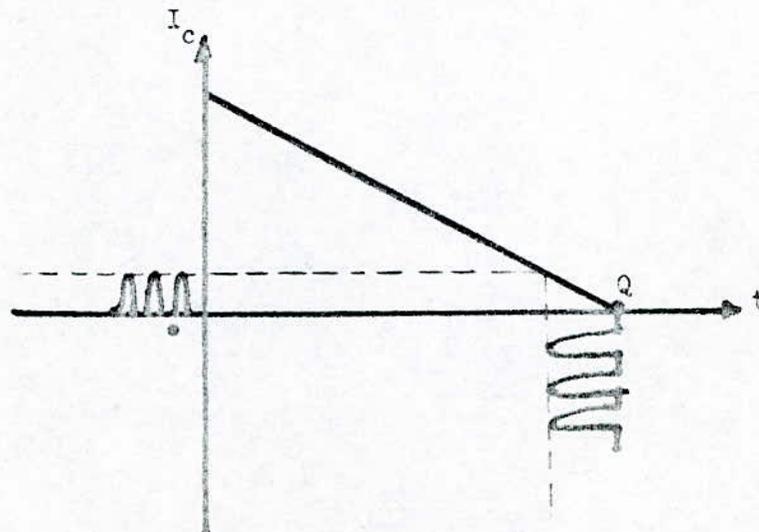


les alternance positives polarisent la diode émetteur en sens direct et chargent le condensateur .

durant les alternance négatives le condensateur se décharge à travers la résistance R_B

tant que la période T du signal d'entrée est nettement inférieure à la cste de temps de décharge $R_B C_6$; le condensateur ne perd qu'un peu de sa charge en en déduit que la tension du condensateur est égale à environ la tension de cête du signal d'entrée .

à chaque crête positive de la tension base ; la diode émetteur conduit brièvement ce qui force le point de fonctionnement instantané à ce déplacer du blocage vers la saturation, et c'est ainsi qu'en obtient les impulsions brèves de courant et de tension , voir la figure suivante :



- rupture de la diode émetteur :

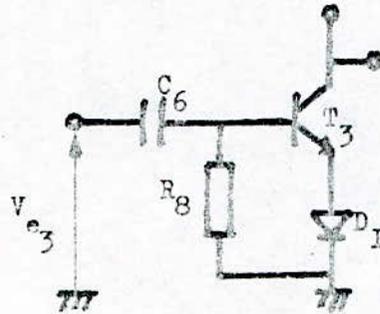
Le signal restauré atteint une crête négative de $-2V_c$; qui est donc la tension inverse maximum aux bornes de diode émetteur.

dans notre cas le transistor T_3 utilisé est un 2N 2219A ; dont sa tension $V_{be}(\text{Max}) = 5v$. or : $2V_c = 12v$; la diode émetteur ne peut supporter cette tension inverse , elle entrera donc en zone de rupture.

Il faut ajouter une diode D_I en serie avec la base ou' avec l'emetteur .

pendant l'alternance positive , les deux diodes conduisent et le condensateur se charge.

pendant l'alternance négative , la diode grace à sa tension de rupture plus élevé (je dis bien la diode redresseuse D_I) ; protège la diode émetteur du claquage; voir la figure suivante:



-cellule résonante :

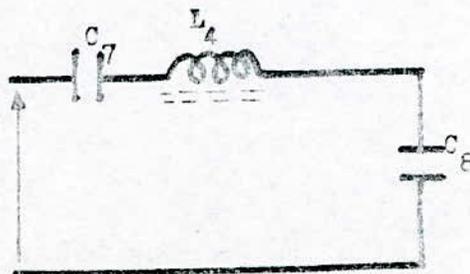
les éléments C_7, C_8, L_4 constituent la cellule résonante serie dont à la résonance l'impédance est minimal, d'ou la condition de résonance est:

$$L_4 \frac{C_7 \cdot C_8}{C_7 + C_8} \omega_0^2 = 1.$$

Résultats obtenus:

à $f_0 = 10 \text{ MHz}$. $L_4 = 8 \text{ à } 10 \text{ uH}$. $C_7 = 100 \text{ pf}$. et $C_8 = 100 \text{ pf}$.

le schéma de cette cellule résonante est donné par la figure suivante :



en ajoutant l'étage amplificateur de puissance le schéma électrique devient alors, voir (fig. 3-15).

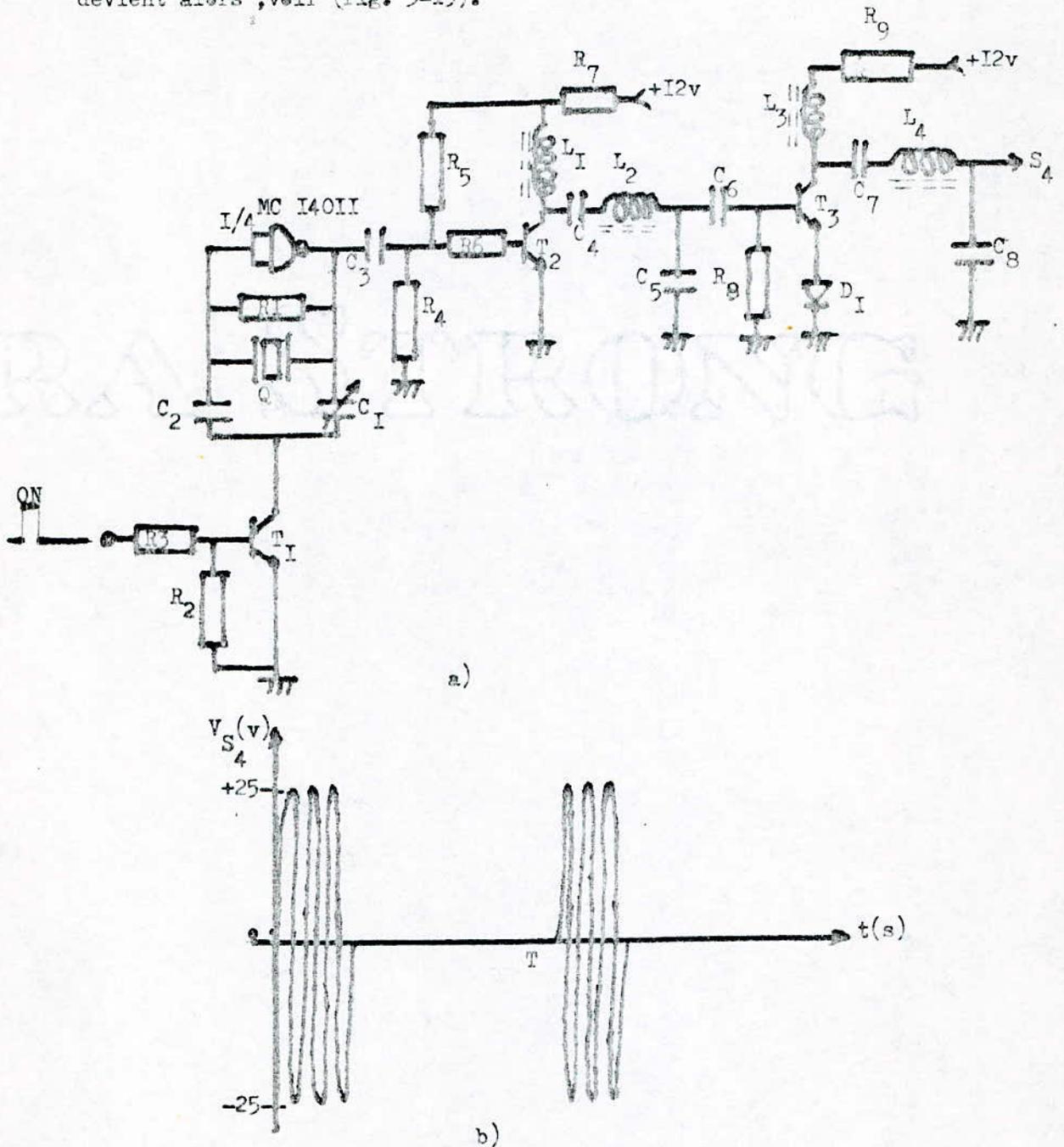


fig.3-15 : a) schéma de l'oscillateur commandé +filtre +buffer + L'ampli.de puissance.
 b) le signal obtenu à la sortie de l'ampli.de puissance.

3.5) l'étage de liaison :

son rôle est d'empêcher le signal de précession libre produit par l'échantillon lors de la durée "OFF" du signal de passer dans les étages du système émetteur; voir (fig.3-16).

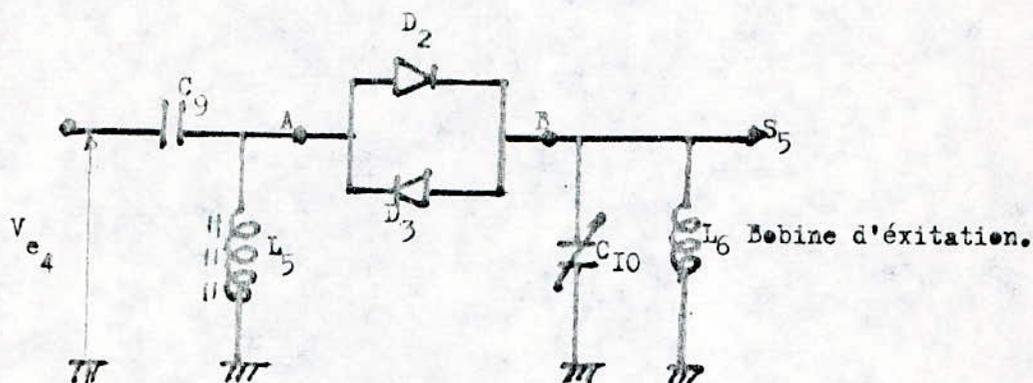
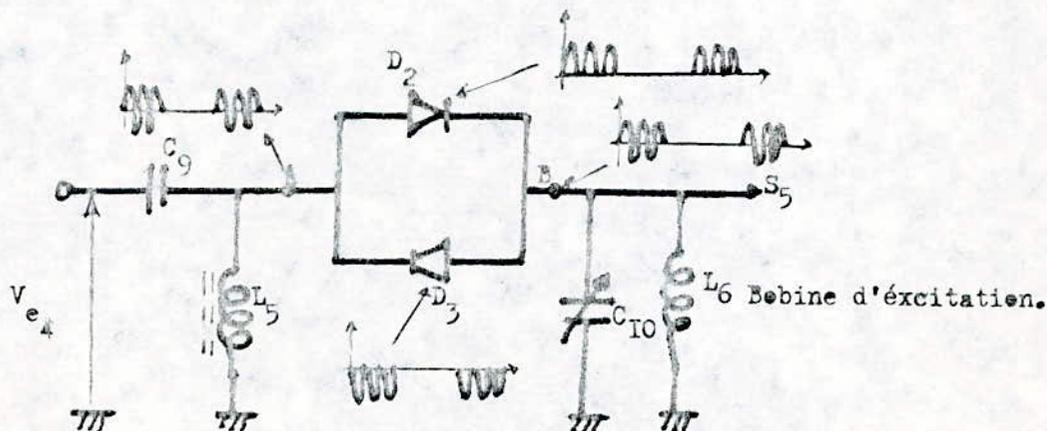


fig.3-16 : l'étage de liaison.

Les deux diodes D_2, D_3 sont montées en tête bêche; le signal RF arrive au point A ; pendant l'alternance positive $V_{AB} > 0$; d'où D_2 conduit et D_3 bloquée.

pendant l'alternance négative $V_{AB} < 0$; d'où D_3 conduit et D_2 bloquée. du point B le signal se reconstitue ; comme l'illustre la figure suivante:



CHAPITRE /A.

REALISATION DU SYSTEME RECEPTEUR RMN PAR IMPULSIONS

A 10 MHZ.

Lors de la durée "OFF" ; le signal produit par l'échantillon est de l'ordre de quelques millivolts ; ce qui est faible pour pouvoir polariser les deux diodes ; ce qui empêche ainsi ce signal de passer dans les étages de l'émetteur.

Le circuit L_5, C_9 réalise l'adaptation avec la sortie de l'étage amplificateur.

Le circuit L_6, C_{10} constitue une cellule résonante à la fréquence de travail.

. Résultats Obtenu à la sortie de l'émetteur :

L'amplitude du signal (crête à crête) = 50 volts.

L' " " " bruit = 4 mv.

donc : le rapport signal / bruit = $50/4\text{mv} = 12500$.

on remarque que le rapport est très grand, ce qui répond à la meilleure condition d'observation du signal induit par l'échantillon lors de la durée "OFF".

Le schéma final du système émetteur est donné par (fig.3-17).

d). Réalisation pratique :

Nous avons réalisé le schéma final sur un circuit imprimé double face de dimension (230×150 mm). voir (fig.3-18) et (fig.3-19).

Il faut souder étage par étage, et faire le réglage à la fréquence de travail avant de souder l'étage qui suit.

Ces différents étages sont séparés par des plaques d'isolation en cuivre pour éviter l'influence de l'un sur l'autre, qui peut se traduire par une contre réaction et entraîner des oscillations.

Le tout est enfermé dans un boîtier en cuivre de forme rectangulaire de dimension ($230 \times 150 \times 50$) mm.

pour la réalisation de la bobine d'excitation on a bobiné 9 spires sur support en papier d'un diamètre de 10 mm.

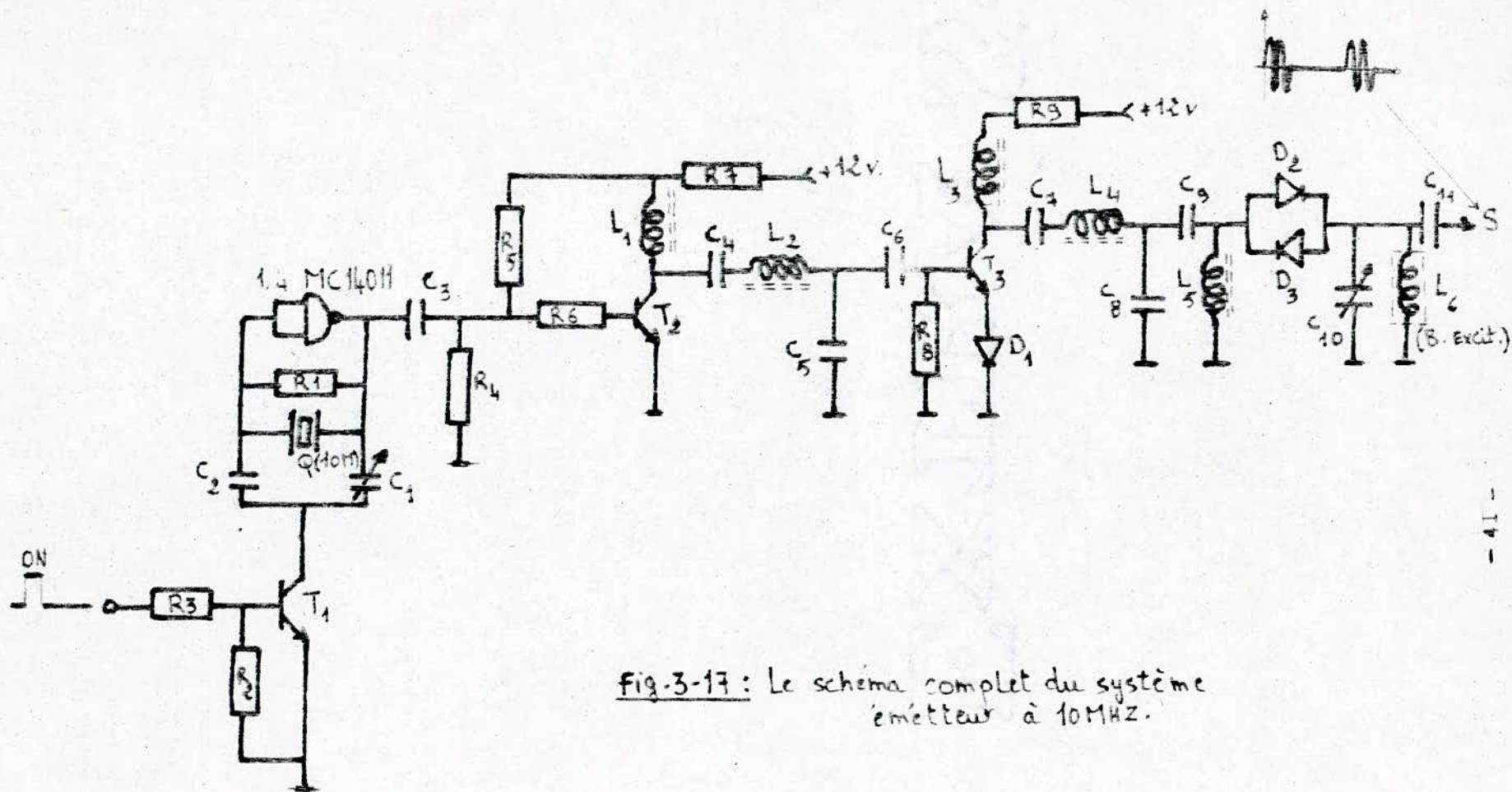


Fig-3-17: Le schéma complet du système émetteur à 10MHz.

fig-3-18 : côté cuivre.

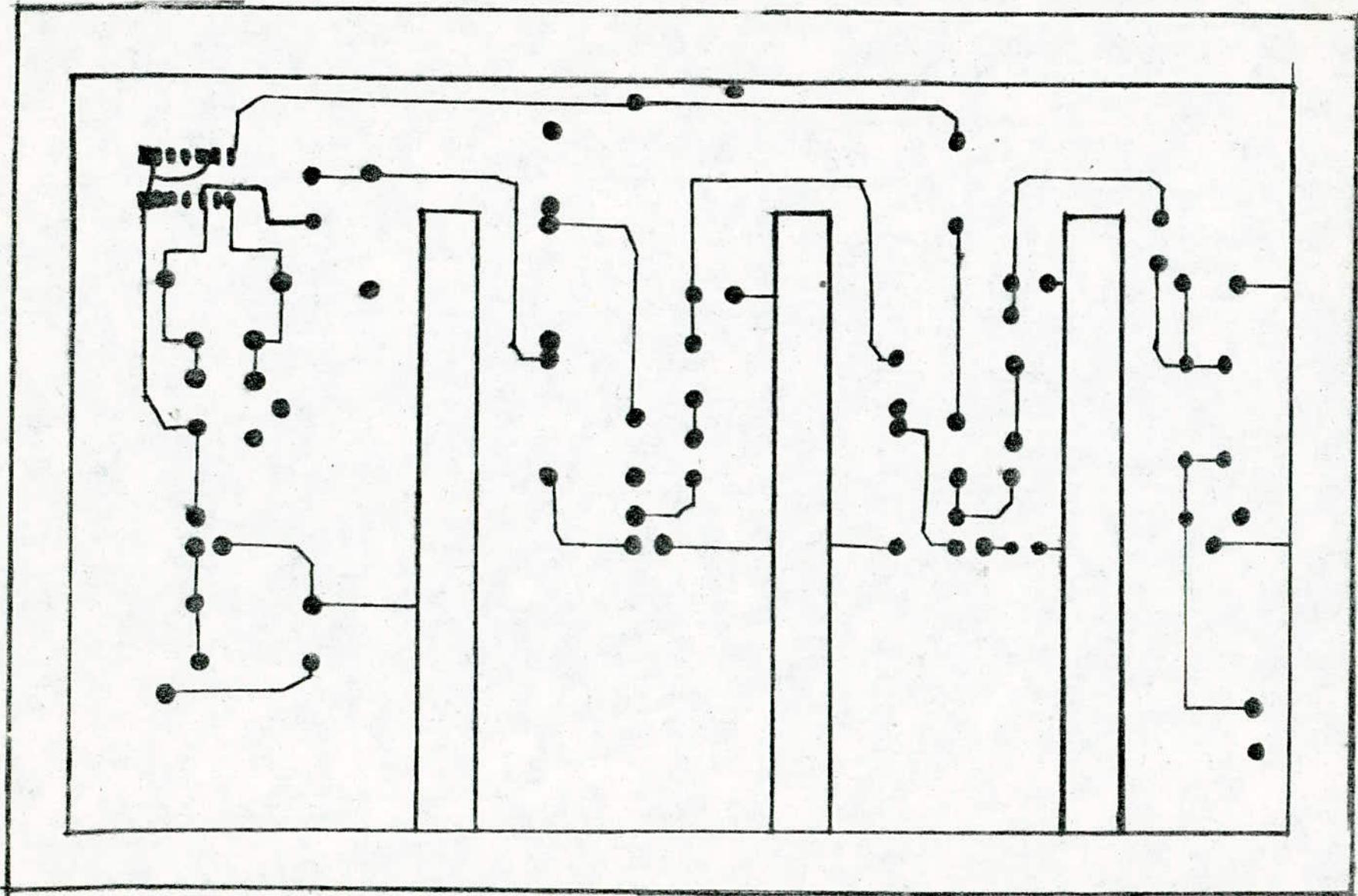
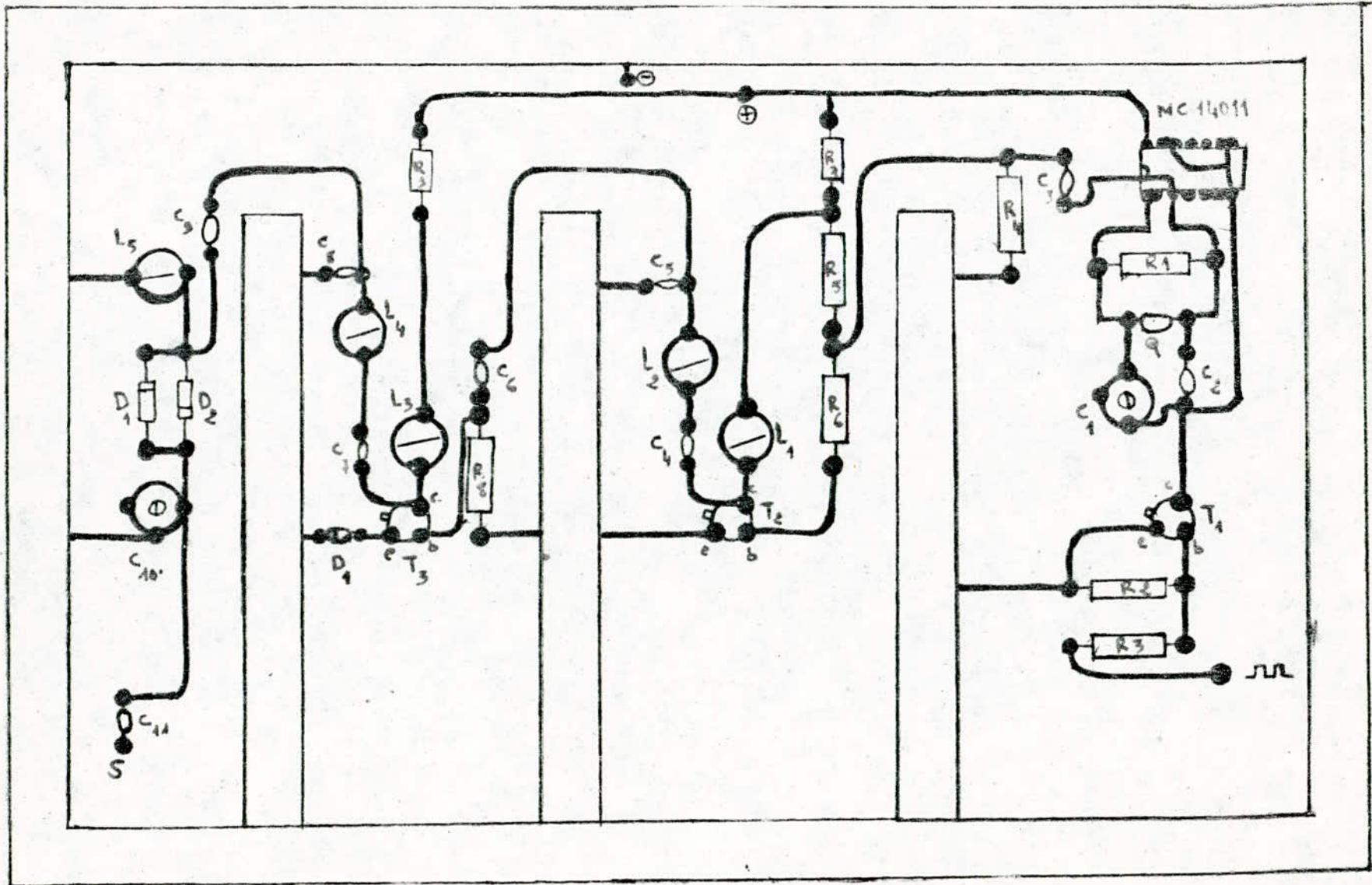


fig. 3-19: côté composants.



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS /

Résistances 1/4 ou 1/2 W.

- R1 : 680 Ω (bleu, gris, marron).
R2 : 1K (marron, noir, rouge).
R3 : 470 Ω (jaune, violet, marron).
R4 : 390 Ω (orange, gris, marron).
R5 : 7,3K (violet, orange, rouge).
R6 : 390 Ω (ORANGE, blanc, marron).
R7, R9 : 56 Ω (vert, bleu, noir).
R8 : 130 Ω (marron, orange, marron).

Condensateurs .

- C1 ajust. : 0 à 40 pf.
C10 " : 0 à 20 pf.
C2 : 33 pf.
C3 : 47 pf.
C4, C7, C8, C9, C6 : 100 pf.
C5, C11 : 50 pf.

Diodes .

D1 : IN 4004 .

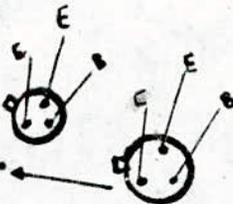


D2, D3 : IN 4148 .

Transistors .

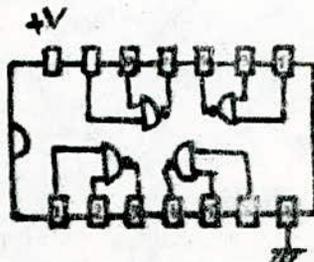
T1 : 2N 2222A .

T2, T3 : 2N 2219A .



CIRCUIT intégré .

MC 14011 (4 portes NAND). ←



Bobines .

L1, L3 : 18 à 20 μ H .

L2, L4 : 8 à 10 μ H .

REALISATION DU SYSTEME RECEPTEUR

Le signal induit par l'ec hantillon est de l'ordre de quelque millivolte ; il va être reçu par le systeme recepteur pour être amplifier et detecter pour pouvoir le visualiser et tirer les conclusion sur les information donner .

a) synoptique :

Le systeme recepteur est une chaine amplificatrice constituée de sixx etages; veir (fig. 4-1) :

- un étage preamplificateur .
- un étage suiveur .
- deux étages amplificateur .
- un étage de détectien et filtrage .
- un étage suiveur .

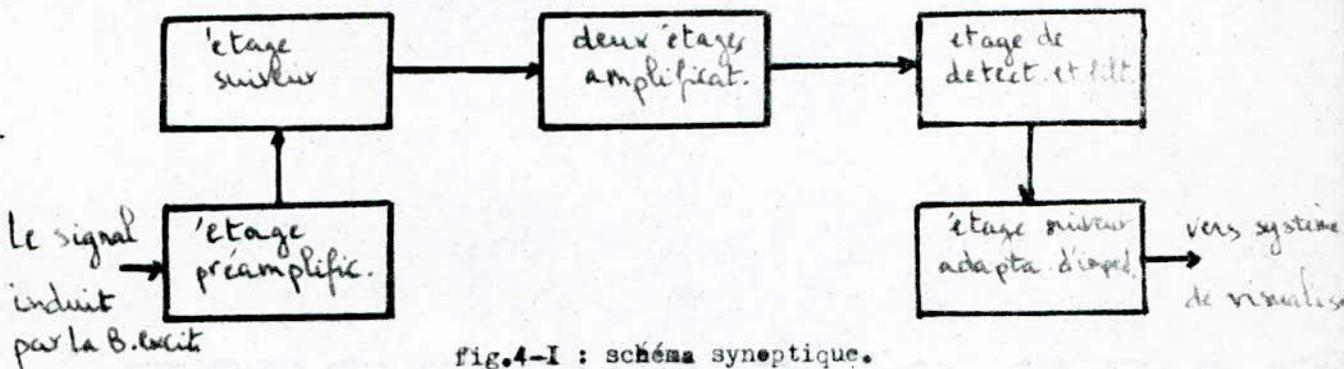


fig.4-1 : schéma synoptique.

b) fonctionnement electronique :

4-1- l'étage preamplificateur :

Cette etage est un ampli. selectif realiser autour d'un MOS FET (3N 204) monté en source commune dont l'impedance de charge est le circuit resonante LC accordee a' 10 MHZ.

neus avens utiliser un MOS FET comme preamplificateur se a' cause de sa grande impedance d'entree , et du très grand rapport signal sur bruit(S/B) .veir (fig.4-2).

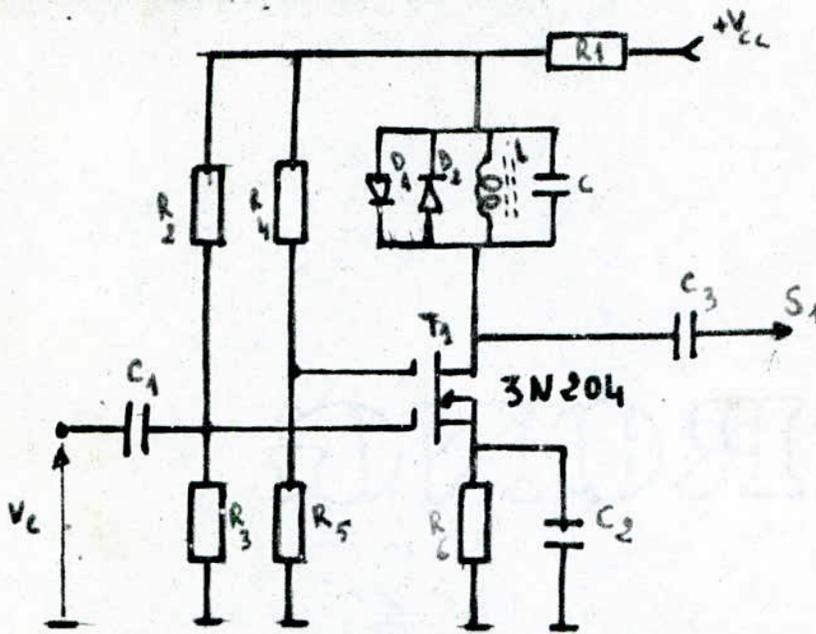


fig.4-2 : étage préamplificateur.

Le MOS FET est polarisé par les résistances: R2-R3-R4-R5-R6 ; la résistance R6 est décauplé par C2 pour avoir une amplification élevée , la résistance R1 limite le courant de l'alimentation.

Les deux diodes D1 et D2 sont du type (IN 4148) montées en tête bêche travaillent en commutation.

Lors de la durée ON le signal d'entrée est très grand et les deux diodes sont passantes et le MOS FET est saturé.

Lors de la durée OFF les deux diodes passent rapidement de l'état passant à l'état bloqué et le MOS FET est en régime de fonctionnement normal.

le temps de passage de l'état passant à l'état bloqué pour les diodes IN 4148 est de 4 ns;

Le circuit LC est un circuit beuchon dont la fréquence de résonance est de 10 MHz; t.q :

$$LC\omega^2 = 1. \quad \text{et} \quad W = 2\pi F. \quad \text{avec :} \quad F = 10 \text{ MHz} .$$

on fixe C et on tire L :

$$\text{pour } C = 400 \text{ pf.}$$

on aura :

$$L = \frac{1}{C(2\pi F)^2} = 2,5 \text{ } \mu\text{H}.$$

_ Détermination du gain d'amplification A_V :
 soit le schéma équivalent (fig. 4-3):

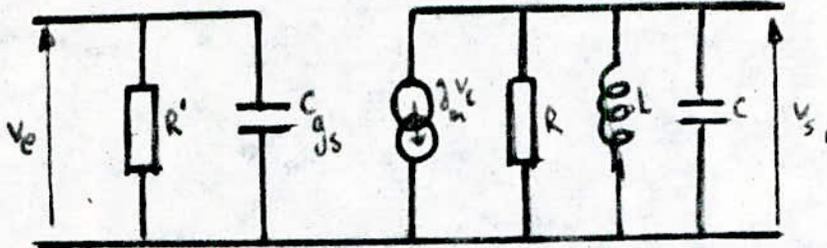


fig.4-3 :schéma équivalent du préamplificateur.

avec : $R = f // r$ t.q: $r = (r_{D1} // r_{D2}) // r_L$ avec: r_{D1} résistance de $D1$
 r_{D2} " " $D2$
 r_L " " L
 et: $C_4 = (C // C_{ds})$.

On néglige C_{gd} pour l'étage source commune et puisqu'en travaille à 10 MHz.

donc :
$$Y = \frac{I}{R} + J C^* W + \frac{I}{J L W} .$$

et :
$$V_s = -g_m V_e / Y \quad \text{d'où : } A_V = V_s / V_e = -g_m / Y .$$

en remplaçant Y par sa valeur ; le gain A_V devient :

$$A_V = -g_m / \left(\frac{I}{R} + J C^* W + \frac{I}{J L W} \right) = -g_m / \left(\frac{I}{R} + J \left(C^* W - \frac{I}{L W} \right) \right) .$$

et on a :
$$Q_0 = \frac{R}{L W_0} = R C^* W_0 .$$

Q_0 : est le coefficient de qualité du circuit exillant .

W_0 : est la pulsation propre du cicuit exillant .

d'où :
$$A_V = -g_m R / \left(1 + J Q_0 \left(W / W_0 - W_0 / W \right) \right) .$$

à la résonance le gain devient :

$$A_V = -g_m R = A_0 .$$

si on ne tient pas compte des résistances des diodes , ainsi que la résistance de la bobine , on aura :

$$R = f . \quad \text{d'où : } A_V = -g_m f = A_0 .$$

d'où le gain en tension à la résonance, s'écrit:

$$G_V = 20 \text{ Log } |A_V| = 20 \text{ Log}(g_m \rho).$$

ρ : est la résistance interne en régime variable du MOS FET.

g_m : " La pente.

- Détermination de la bande passante:

on à :

$$A_V = \frac{A_{V \text{ max}}}{(1 + Q^2 (W/W_0 - W_0/W)^2)^{1/2}} \quad \text{t.q: } A_{V \text{ max}} = A_{00} \quad (W = W_0)$$

pour :

$$A_V = \frac{A_{V \text{ max}}}{(2)^{1/2}} \quad Q^2 (W/W_0 - W_0/W)^2 = 1.$$

$$W^2 + aW - W_0^2 = 0 \quad \text{avec : } a = \pm \frac{W_0}{Q}.$$

d'où :

$$W_1 = -\frac{W_0}{2Q} + \frac{1}{2} \left(\frac{W_0^2}{Q^2} + 4W_0^2 \right)^{1/2}.$$

$$W_2 = +\frac{W_0}{2Q} + \frac{1}{2} \left(\frac{W_0^2}{Q^2} + 4W_0^2 \right)^{1/2}.$$

donc l'expression de la bande passante est:

$$B.P = W_2 - W_1 = \frac{W_0}{Q}.$$

pour déterminer la B.P graphiquement, on donne une tension d'entrée $V_e = 3\text{mv}$; et on fait varier la fréquence entre 6 et 13 MHz et on relève la tension de sortie pour chaque fréquence :

f(MHZ)	6	7	8	9	10	11	12	13
$V_S(\text{mv})$	1	2	4	12	29	14	4	1
$A = V_S/2$	0,5	1	2	6	14,5	7	2	0,5

voir le tracer du graphe A en fonction de f ; (fig.4-4).

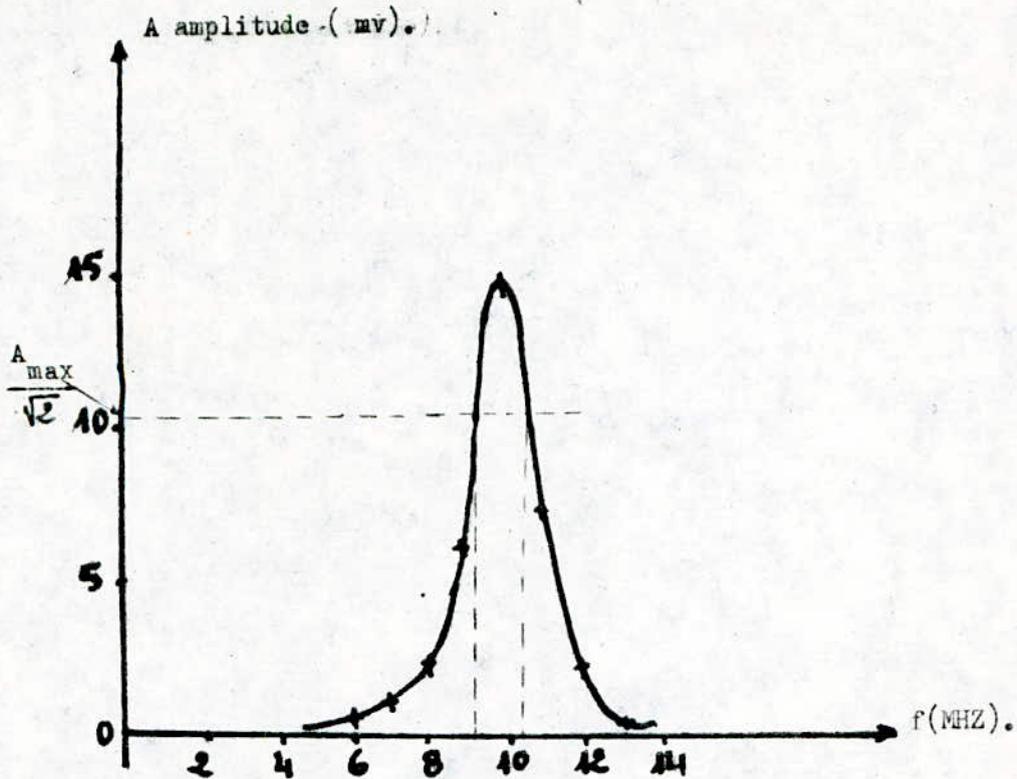


fig.4-4 : le tracer du graphe $A = F(f)$.

d'après ce graphe on a :

$$\underline{B.P = 10,4 - 9,2 = 1,2 \text{ MHz.}}$$

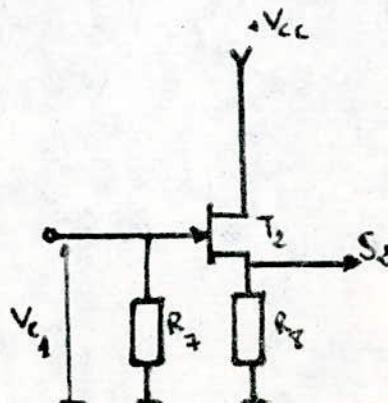
Remarque :

on remarque que la bande passante est grande , donc il n'y aura pas une perte d'information. vu qu'il faut que : $B.P \gg 1/t$; (t: durée de l'impulsion).

4.2) L'étage suiveur:

Il est réaliser à partir d'un FET 2N 3970 ,monté en drain commun son rôle est destiné à la réalisation d'un abaisseur d'impédance ,voir (fig.4-5).

fig.4-5 : L'étage suiveur.



si on néglige les capacités du FET, vu que nous travaillons à 10 MHz;
 et le gain en tension sera alors :

$$A_v = \frac{g_m}{I/R_B + I/\rho + g_m} \cdot \quad \rho \text{ très grand} \Rightarrow I/\rho \rightarrow 0$$

on choisit R_B t.q : $I/R_B \ll g_m$.

on prend : $R_B = 150 \Omega$.

donc : $A_v = I$.

4.3) L'étape amplificateur:

Il est constitué de deux amplificateurs opérationnels CA 3028A monté en cascade ; le CA 3028A est un circuit intégré : des amplificateurs RF utilisés dans les plages HF et VHF; et il offre un gain en tension élevé ; à cause de l'admittance de transfert inverse Y_{21} qui est importante.

pour pouvoir amplifier le petit signal d'entrée, il va falloir utiliser deux amplificateurs cascade identique ; voir (fig.4-6).

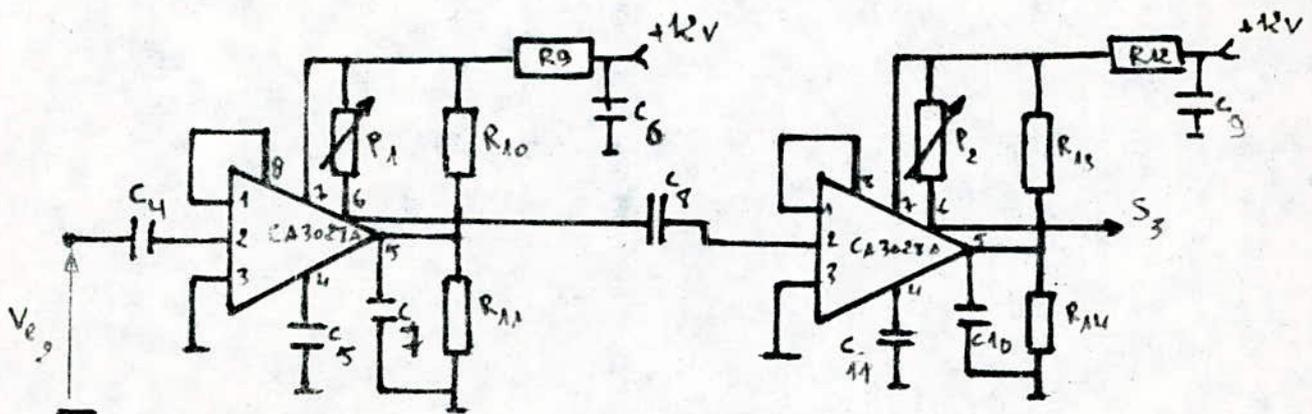


fig.4-6 : L'étape amplificateur.

les capacités C_5 et C_{11} et les filtres $R_9 C_6$ et $R_{12} C_{10}$ évitent la contre réaction et les oscillations.

Le gain est commandé par la résistance de charge R_L ; t.q :

$$V_G = \frac{-Y_{21}}{Y_{22} + Y_L} = 49 \text{ db.} \quad \begin{array}{l} Y_{21} = 100 \cdot 10^{-3} \\ Y_L = 0,33 \cdot 10^{-3} \end{array}$$

Y_{21} et Y_{22} sont les paramètres Y du CA 3028A .

4.4) Detection et filtrage :

Le role de la detection est d'extraire le signal utile porté par le signal RF ; l'onde porteuse est modulée en amplitude , il s'agit donc d'un detecteur d'enveloppe.

La détéction d'enveloppe consiste à obtenir un signal proportionnel au égal à la variation d'amplitude du signal RF.

Le détecteur est une diode qui fait redressé le signal d'entrée, et puis-que la detection etant à faible niveau on utilise une diode au germanium ;

l'elimination de la porteuse RF ; est realiser à l'aide d'un filtre $R_{13} C_{10}$, voir (fig.4-7).

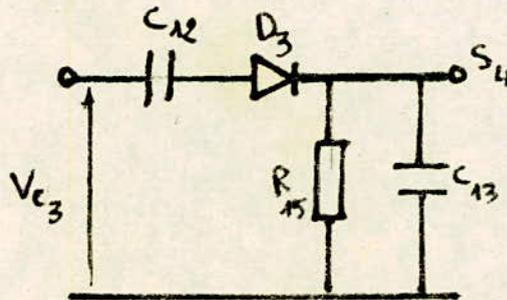


fig.4-7: Le circuit de detection et filtrage.

. choix des éléments :

à la sortie de la diode on a trois composantes ; BF , RF et continue. pour éliminer la composante RF ; il faut que la capacité C_{13} presente une tres faible impédance devant R_{15} ; t.q :

$$1 / C_{13} \omega \ll R_{15}$$

on a : $\omega = 2\pi f$ avec : $f = 10 \text{ MHz.}$

1-400:

donc : $\frac{1}{2\pi f C_{19}} < R_{15}$.

On fixe $R_{15} = 2,2 \text{ K.}$ et on tire $C_{19} = 1 \text{ nf.}$

4.5) Etage suiveur adaptateur d'impédance ;

le rôle de cet étage est de permettre l'adaptation entre la sortie du récepteur et le micro-ordinateur pour pouvoir bien traiter l'information obtenu.

Notre suiveur est réalisé avec un transistor classique, le 2N 2222A monté en collecteur commun, voir (fig.4-8).

Les résistances R_{16} , R_{17} sont des résistances de polarisation du transistor T_3 .

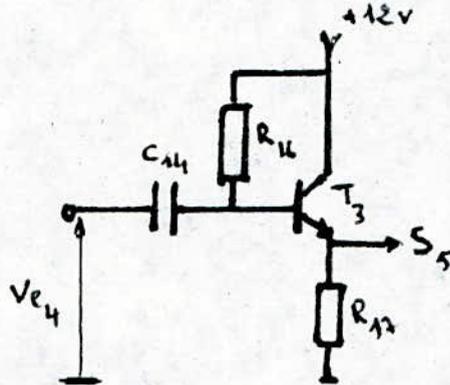


fig.4-8 : L'étage suiveur.

Les résist. R_{16} ET R_{17} sont choisis de telle façon d'avoir un gain en tension égale à 1.

donc :

$$G_v = 1 \Rightarrow R_{16} = 100 R_{17}$$

$$\text{on prend } R_{17} = 680 \Omega \Rightarrow R_{16} = 6,8 \text{ K}\Omega$$

. Résultats obtenus à la sortie du récepteur :

le signal d'entrée est égale à environ 3mv, nous avons obtenu à la sortie

$$V_s = 3 \text{ v ; donc : } G_v = V_s / V_e = 1000.$$

ce qui nous a permis de visualiser le signal RMN sur l'oscilloscope.

le schéma final du système récepteur est donné par la (fig.4-9).

c). Réalisation pratique /

Nous avons réalisé le schéma final sur un circuit imprimé D.F de dimension (230 × 150) mm ; voir (fig.4-I0) et (fig.4-II) .

Les différents étages sont séparés par des plaques d'isolation en cuivre pour éviter l'influence de l'un sur l'autre ,

Le tout est enfermé dans un boîtier en cuivre de forme rectangulaire de dimension (230 × 150 × 50) mm.

-----0-----

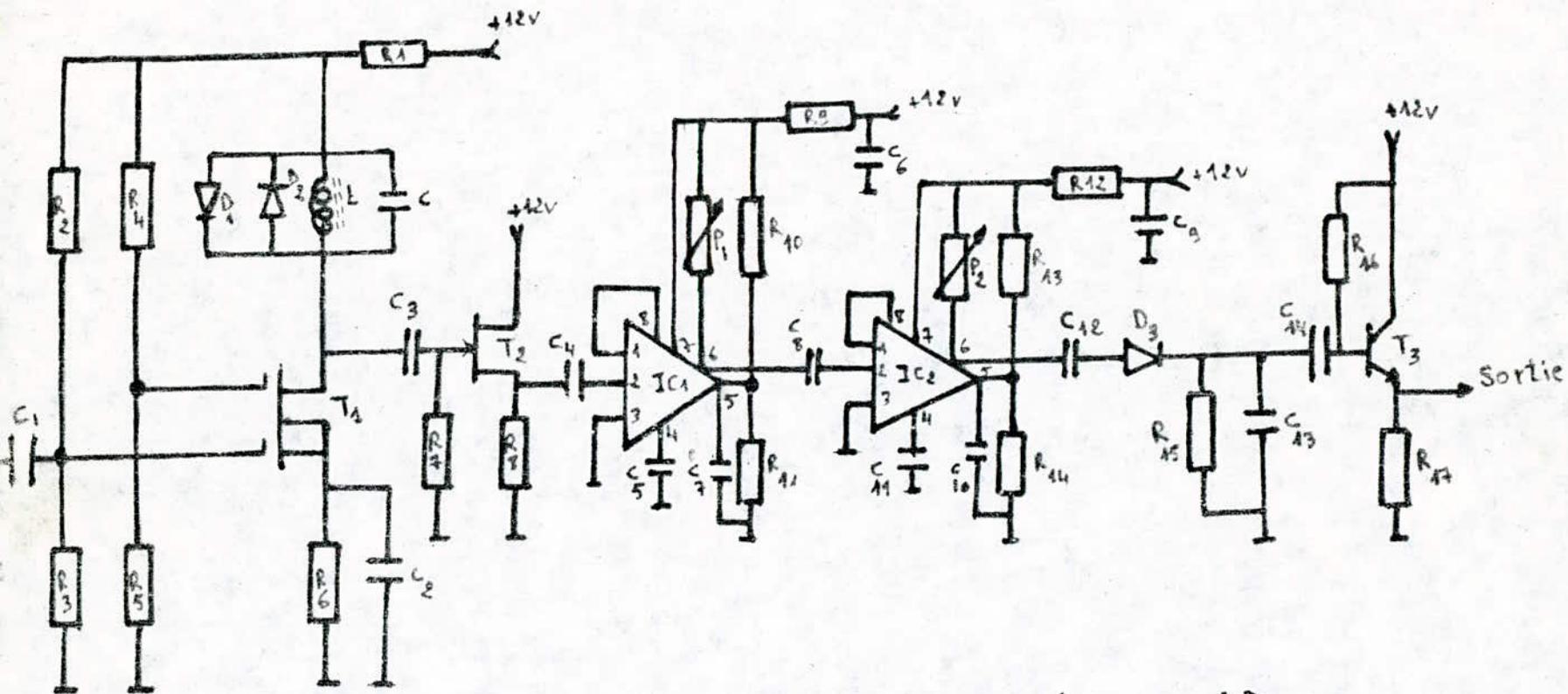


fig 4-9: schéma complet du système récepteur à 10 MHz.

fig. 4-10: cote composants.

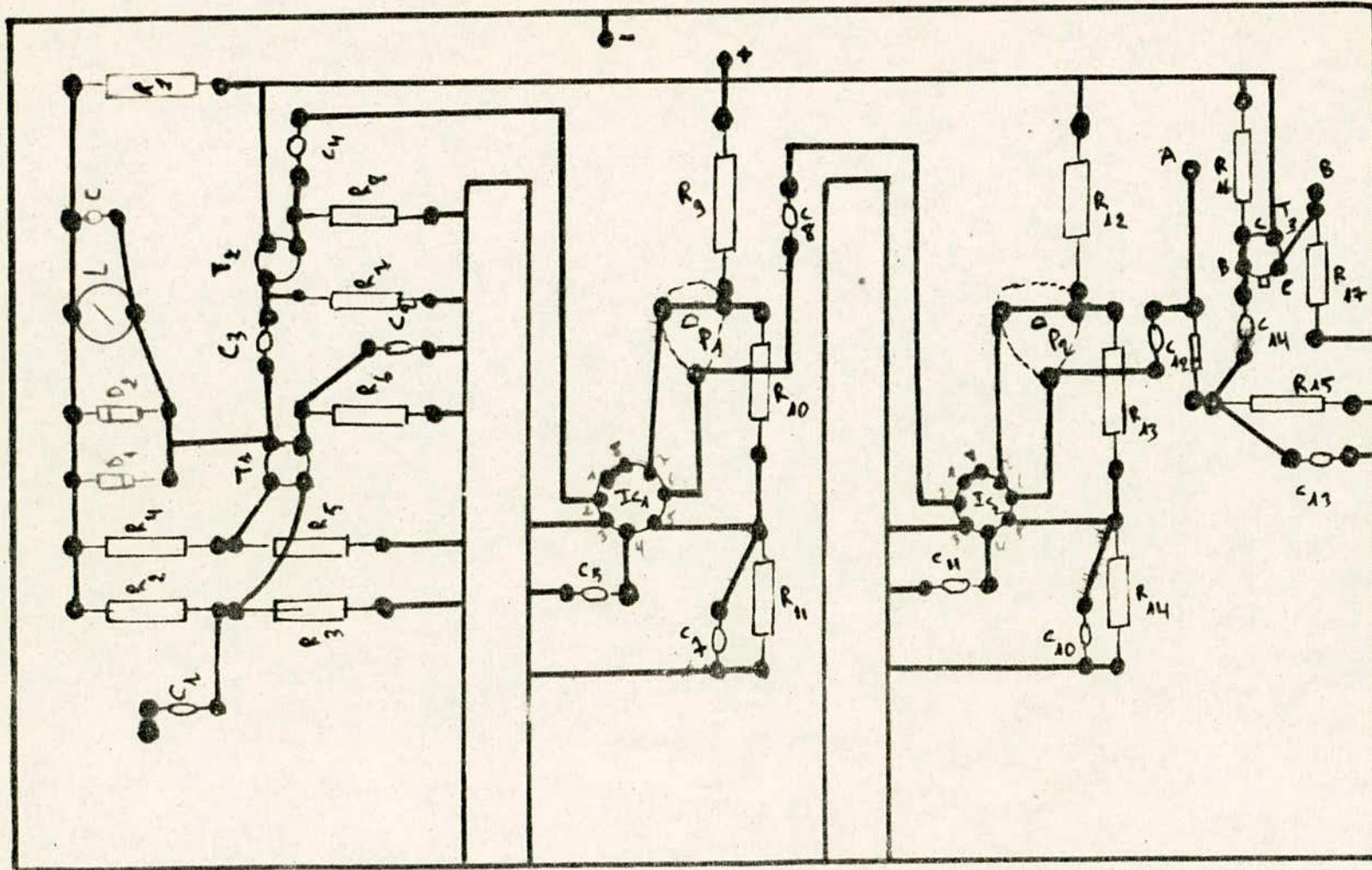
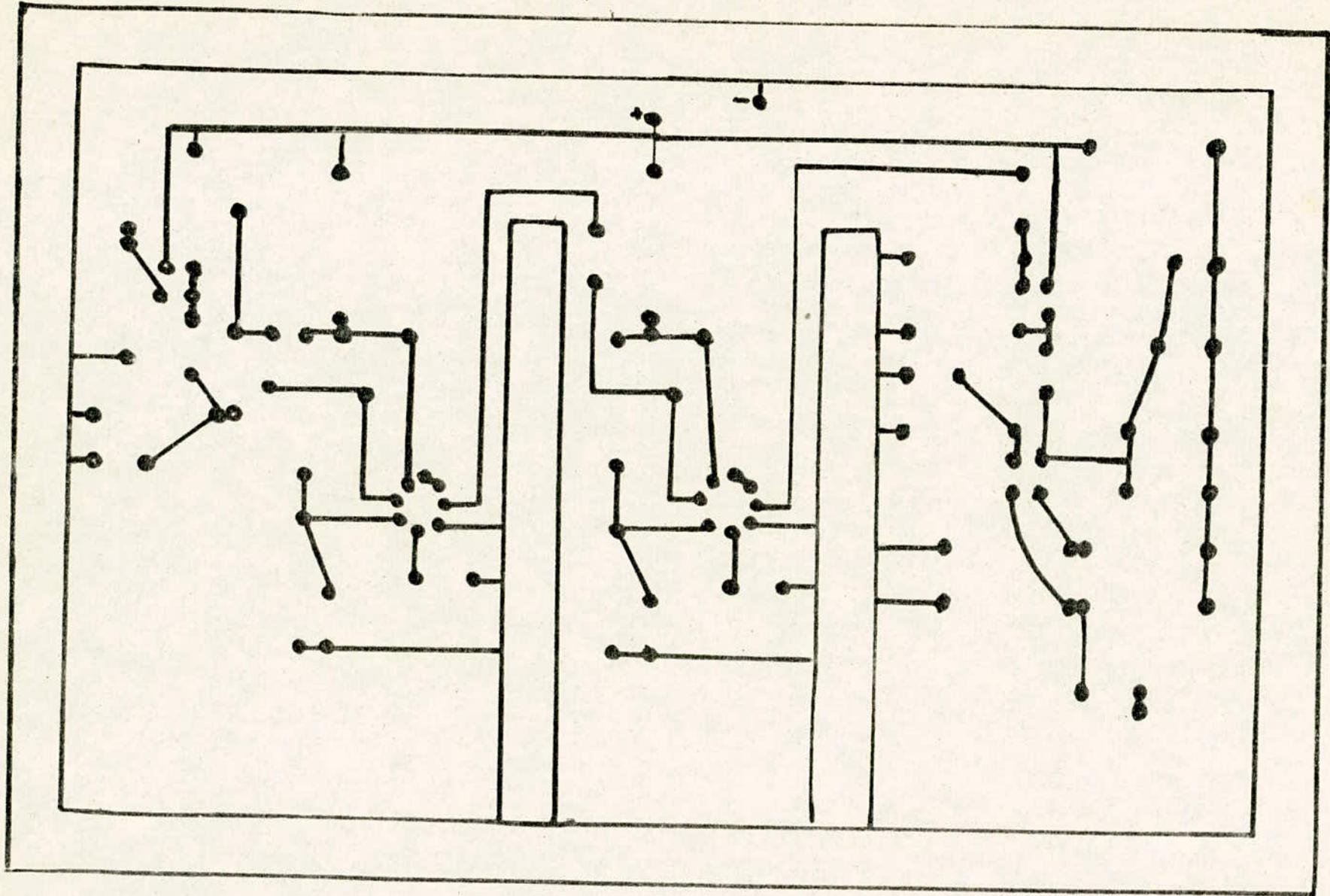


fig. 4-11 : côté 'cuivre'



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS /

Resistances 1/4 W.

RI : 56 Ω
R2 ; R4 ; R7 ; R5 : 150K.
R9 ; RI2 : 56 Ω
R8 : 150 Ω
R6 : 220 Ω
RIO ; RI3 : 1K
R3 : 33K
RII ; RI4 ; RI5 : 2,2K
PI ; P2 : 2,2K
R16 ; 6,8K ; R17 = 680 Ω .

Condensateurs

C : 100 pf
C3 , C4 , C8 , CI2 , CI4 : 100 pf
CI : 56 pf
C2 , C5 ; C7 , C6 , CIO , CII , C9 , CI3 : 0,01 uf

Transistors

T1 : MOS FET 3N 204
T2 : FET 2N 3970
T3 : 2N 2222A

Bobine

L : 2 à 4 uH

Circuit intégré

IC1 ; IC2 : CA 3028A

CONCLUSION

Nous pensons avoir réalisé un émetteur qui répond au cahier de charge qui nous a été confié et qui consiste à obtenir des salves RF dont la fréquence et l'amplitude sont très stables et dont le rapport ON sur OFF est très élevé.

Nous avons réalisé aussi un récepteur à 10 MHz, dont nous avons trouvés que le CA 3028A est un très bon ampli. en tension et en courant, et il a une large bande de fréquence d'amplification, et d'autre part on n'a pas pu disposer d'un C.I plus puissant que lui.

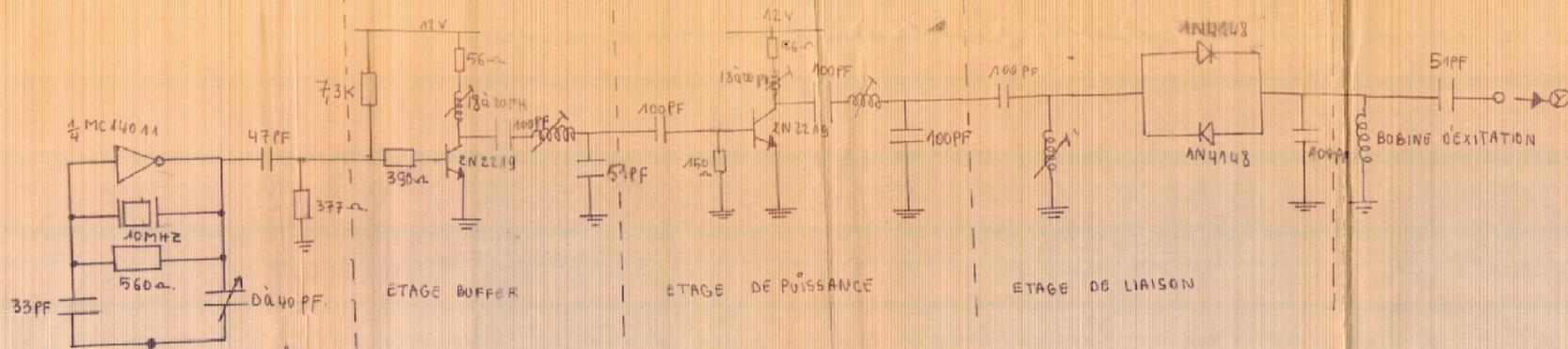
L'amélioration qu'on a apporté pour ce système est que on a ajouté un autre adaptateur qui permet d'obtenir l'adaptation entre la sortie du récepteur et le micro-ordinateur.

Il faut beaucoup de temps et de patience pour réaliser les boîtiers de l'émetteur et le récepteur; et le tube qui doit contenir l'échantillon.

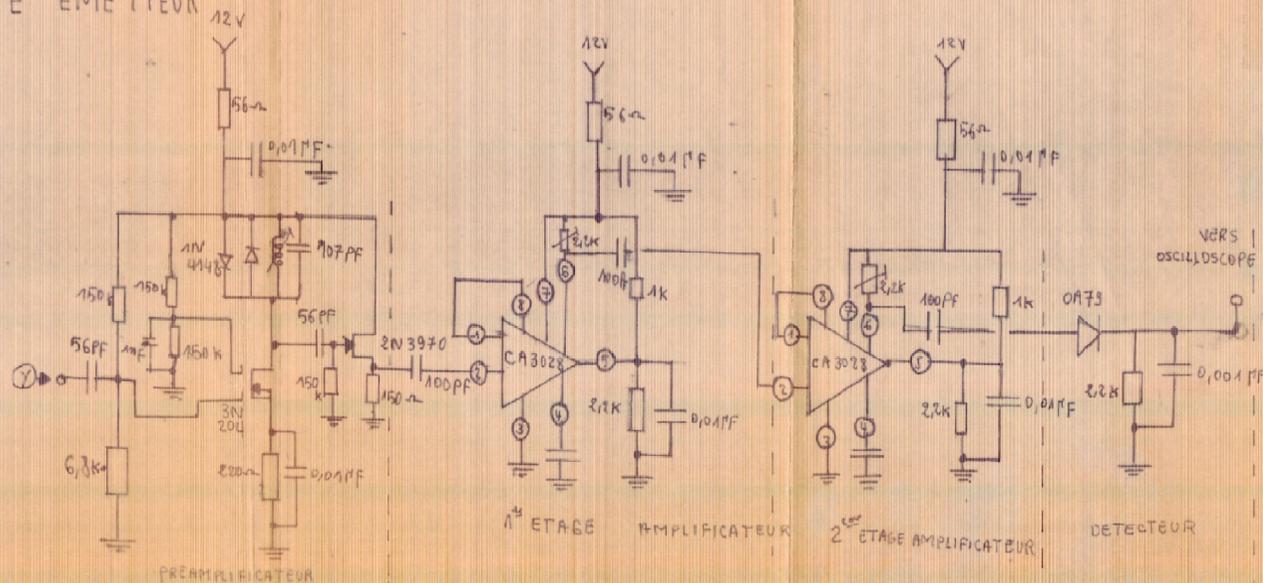
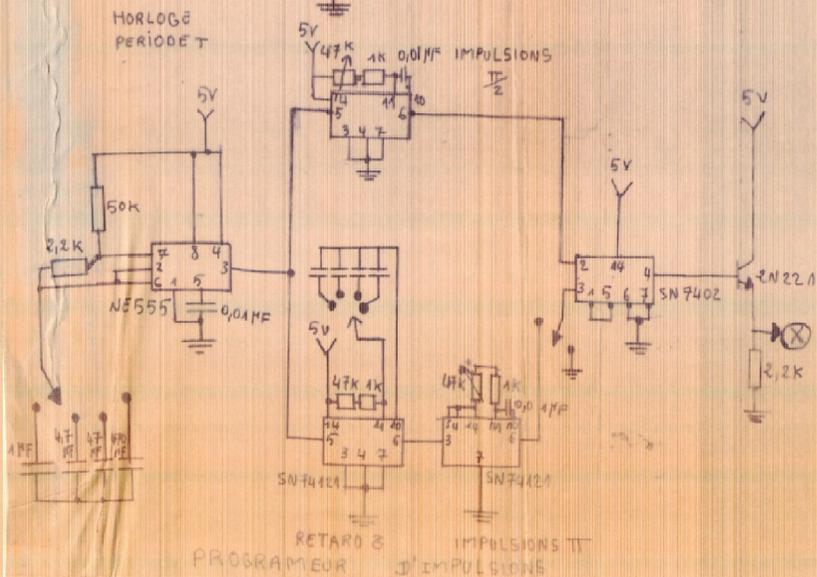
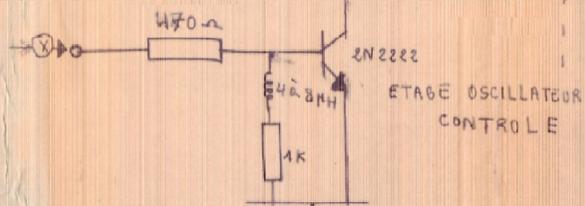
Il faut aussi beaucoup de patience pour pouvoir obtenir le signal de la RMN, car il a fallu jouer sur le réglage de 6 bobines et 2 condensats. variable et de deux potentiomètres.

Nous avons souhaité d'une part calculer le temps de relaxation à l'aide d'un programme pour obtenir une très bonne précision; et d'autre part d'utiliser un échantillon contenant des cellules humaines malades et saines pour pouvoir dire qu'on a réellement appliqué la RMN dans le domaine médical.

SPECTROMETRE RMN A IMPULSIONS



SYSTEME EMETTEUR



SYSTEME RECEPTEUR