

وزارة التعليم والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement et de la Recherche Scientifique

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
INGENIEUR D'ETAT EN ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

THEME

RESONANCE MAGNETIQUE NUCLEAIRE

*Etude et réalisation d'un système récepteur par
impulsions pour la mesure des temps
de relaxation*

Proposé par :

Mr RAMESH PUVVADA

Mr Rachid ZERGUI

Réalisé par :

Albert MANTSCUNGA

Abdelkader BOUABDELLI

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

—»O«—

وزارة التعليم والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement et de la Recherche Scientifique

—»O«—

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER

—»O«—

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

—»O«—

PROJET DE FIN D'ETUDES

—»O«—

INGENIEUR D'ETAT EN ELECTRONIQUE

THEME

RESONANCE MAGNETIQUE NUCLEAIRE

*Etude et réalisation d'un système récepteur par
impulsions pour la mesure des temps
de relaxation*

Proposé par :

Mr RAMESH PUVVADA

Mr Rachid ZERGUI

Réalisé par :

Albert MANTSOUNGA

Abdelkader BOUABDELLI

DEDICACES

A

La memoire de ma tante

Ma grande mère

Mes oncles

Ma mère et mon père

Ma future femme

Mes frères et sœurs

Tous les amis (es)



Abdelkader. B.

A

ma mère pour tous les sacrifices consentis
pour ma scolarité.

mes amis sans lesquels la vie serait certaine-
ment moins belle.

Albert TIGANTSOUNGA.

REMERCIEMENTS

Qu'il nous soit permis ici d'exprimer nos remerciements et notre profonde gratitude à tous les enseignants de l'école nationale polytechnique qui ont contribué à notre formation.

Notre profonde reconnaissance à Mr RAMESH PUVVADA et Mr Rachid Zergui promoteurs de ce sujet pour l'orientation, l'aide constante, les enseignements et les conseils qu'ils nous ont prodigué tout au long du stage.

Nos remerciements vont également à Mr BERKANI pour les conseils, ainsi Mr BELLABBES responsable du laboratoire RMN.

Nous tenons également à remercier Melle NAÏMA BENSALÉM pour sa contribution au tirage de ce document, ainsi que tous ceux qui y auront contribué de près ou de loin.

Sommaire

Pages

Chapitre I : Introduction à la Résonance Magnétique Nucléaire

I Généralités:

-1-

- 1- Spin nucléaire
- 2- Moment cinétique
- 3- Moment magnétique
- 4- Rapport gyromagnétique

II Noyau dans un champ magnétique extérieur:

- 1- Mouvement du noyau : Précession de Larmor
 - a- Conception classique
 - b- Conception quantique
- 2- Quantification du moment cinétique
- 3- Quantification du moment magnétique
- 4- Energie d'interaction entre moment magnétique et champ extérieur
- 5- Situation réelle des noyaux
 - a- Phénomène de saturation
 - b- Phénomène de relaxation
 - * relaxation spin - réseau
 - * relaxation spin - spin
 - c- Détermination des temps de relaxation:
théorie de Bloch
 - * Remarques

Chapitre II Spectrometre RMN à impulsions 17

- 1° - Description
- 2° - Principe de fonctionnement
- 3° - Electroaimant
- 4° - Programmeur d'impulsions
 - a. Rôle
 - b. Schéma synoptique
 - c. Principe de fonctionnement
- 5° - Système Emetteur
 - a. Rôle
 - b. Schéma Synoptique
 - c. Principe de fonctionnement
 - d. Stabilité du système
- 6° - Bobine d'excitation
- 7° - Système receteur
- 8° - Système de visualisation 26

Chapitre III Système receteur à impulsions 27

- I. Etude du système receteur
 - A. Introduction
 - B. Schéma synoptique
 - C. Etage préamplificateur
 - D. Etage de liaison
 - E. Amplificateur

- 1° - Description du circuit
- 2° - Principe de fonctionnement
- 3° - Modes d'opération
- 4° - L'Amplificateur différentiel
- 5° - L'Amplificateur cascode
- F - Détection et filtrage
 - 1° - Principe
 - a - Première étape
 - b - Deuxième étape
 - 2° - Choix des éléments

II Réalisation du système récepteur

- 1° - Schéma final
- 2° - Réalisation du circuit imprimé
- 3° - Mesure des gains
- 4° - Stabilité du système

Conclusion

PREMIERE

Il y a cinquante ans, Frédéric et Irène Julio-Curie découvraient la radioactivité artificielle (1934). Il y a vingt huit ans E. Purcell et F. Bloch mettaient en évidence la "Résonance Magnétique Nucléaire" RMN (1946). Depuis, les sciences nucléaires sont en passe de devenir l'un des outils les plus importants dans les investigations scientifiques modernes.

En médecine par exemple l'imagerie par résonance magnétique nucléaire est celle qui subit peut être la croissance la plus importante. L'imagerie RMN 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 constante et de ne pas soumettre le corps humain à des radiations. Seule l'application d'un champ magnétique autour du corps est une contrainte dont les risques semblent négligeables.

La RMN est aussi utilisée en spectroscopie afin de préciser la structure des grosses molécules organiques puis d'étudier le déroulement des réactions biochimiques notamment au niveau du métabolisme directement chez les êtres vivants.

La RMN permet pour les solides soit de localiser les atomes légers, soit d'évaluer les champs internes. Elle permet également d'identifier les différents groupes fonctionnels en chimie organique.

Dans notre étude nous allons utiliser la RMN pour la mesure des temps de relaxation, paramètres qui dépendent de la structure et de l'état du corps considéré. Dans les solides, les temps de relaxation sont généralement courts. Tandis que dans les liquides ils sont généralement longs.

Damadion a observé un doublement de ces temps pour le proton de l'eau tissulaire dans les tissus cancéreux par rapport aux valeurs obtenues avec les tissus sains homogènes.

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

Dans ce travail nous ne pouvons pas prétendre avoir tout dit sur la RMN et sur le spectromètre RMN mais nous pensons avoir donné une idée sur l'essentiel.

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

A LA

IRMN

INTRODUCTION A LA RMN

I Généralités :

-1°- Spin nucléaire : En 1929 Pauli démontre que comme les électrons, les protons et neutrons (nucléons) tournent sur elles-mêmes. On désigne par le terme spin (tournoiement) l'ensemble des propriétés qui résultent de cette rotation. Protons et neutrons ont donc comme les électrons des moments cinétiques de spin. Les moments élémentaires se composent en une résultante à laquelle est associé un nombre quantique de spin nucléaire total I .

Si tous les nucléons sont appariés la résultante est nulle et $I=0$. Quand il y a des nucléons non appariés la résultante n'est pas nulle ($I \neq 0$), I peut avoir des valeurs égales à un multiple entier de $1/2$. Il est à remarquer que les valeurs de I sont dépendantes du noyau étudié, plus précisément de son nombre de masse A et de son numéro atomique Z .

En règle générale :

- Quand A est impair, le spin est demi-entier ($1/2, 3/2, \dots$)

par exemple : H, Li, B_2^4

- Quand A et Z sont pairs le spin est nul (C_6^{12} , O_8^{16})

- Quand Z est impair et A pair le spin est entier (1, 2, 3, ...)

Comme N_7^4

- 2^e - Moment cinétique: Le spin nucléaire: rotation du noyau sur lui-même entraîne donc un moment cinétique de spin \vec{P} vecteur dont le module, d'après la théorie de la mécanique ondulatoire est égal à:

$$P = \frac{\hbar}{2\pi} \sqrt{I(I+1)}$$

$\hbar = \frac{h}{2\pi}$ h : constante de PLANCK

I : nombre quantique de spin ou nombre de spin.

- 3^e - Moment magnétique: Le noyau est constitué de protons de charges positives et de neutrons de charges nulles. La rotation de la charge positive du proton crée un moment magnétique de spin $\vec{\mu} = \gamma \vec{P}$ et son module est:

$$|\vec{\mu}| = \gamma \frac{\hbar}{2\pi} \sqrt{I(I+1)}$$

- 4^e - Rapport gyromagnétique: On définit le rapport gyromagnétique comme étant le rapport du moment magnétique sur le moment cinétique:

$$\gamma = \frac{\vec{\mu}}{\vec{P}}$$

II Noyau dans un champ magnétique extérieur:

- 1^e - Mouvement du noyau: Précession de Larmor

- a - Conception classique: D'après les lois de l'électromagnétisme classique, un moment magnétique $\vec{\mu}$ placé dans un champ magnétique statique \vec{H}_0 subit un couple

$$\vec{C} = \vec{\mu} \wedge \vec{H}_0$$

Le théorème du moment cinétique pour un spin indique que la dérivée du moment cinétique par rapport au temps est égale au moment des forces appliquées

$$\frac{d\vec{P}}{dt} = \vec{C} = \vec{M} \wedge \vec{H}_0$$

Nous savons que : $\vec{P} = \frac{\vec{M}}{\gamma}$

$$\text{donc } \frac{d\vec{P}}{dt} = \frac{1}{\gamma} \frac{d\vec{M}}{dt} = \vec{M} \wedge \vec{H}_0 \Rightarrow \frac{d\vec{M}}{dt} = \gamma \vec{M} \wedge \vec{H}_0 = -\gamma \vec{H}_0 \wedge \vec{M}$$

On pose $\vec{\omega}_0 = -\gamma \vec{H}_0$, ce qui donne : $\frac{d\vec{M}}{dt} = \vec{\omega}_0 \wedge \vec{M}$ (1)

Cette équation décrit le mouvement du vecteur moment magnétique. Lorsque le nucléon est soumis à l'action d'un champ magnétique statique, son comportement est assimilable à celui d'un gyroscope.

Prenons l'exemple mécanique de la toupie soumise à l'action de la pesanteur. Au départ la toupie est animée d'un mouvement de rotation autour de son axe puis, sous l'effet de la pesanteur, l'axe s'incline en décrivant un cône de plus en plus large. Ainsi la toupie est animée de deux mouvements simultanés : une rotation sur son axe et un mouvement de précession de cet axe autour de la verticale.

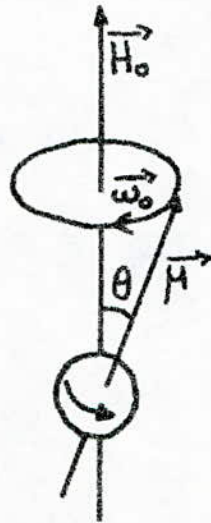
En présence du champ magnétique statique H_0 , l'axe de rotation du nucléon s'incline par rapport à la direction du champ et il oscille en décrivant un cône comme la toupie que nous avons prise comme exemple, conformément à

l'équation (1).

La vitesse angulaire de rotation du vecteur moment magnétique du nucléon autour de la direction du champ est proportionnelle au champ selon la relation : $\omega_0 = \gamma H_0$

γ rapport gyromagnétique

$\omega_0 = 2\pi f_0$ f_0 : est appelée fréquence de Larmor



"Précession de Larmor, due à l'existence du moment angulaire d'un nucléon, associé au champ magnétique d'induction."

- b. Conception quantique :

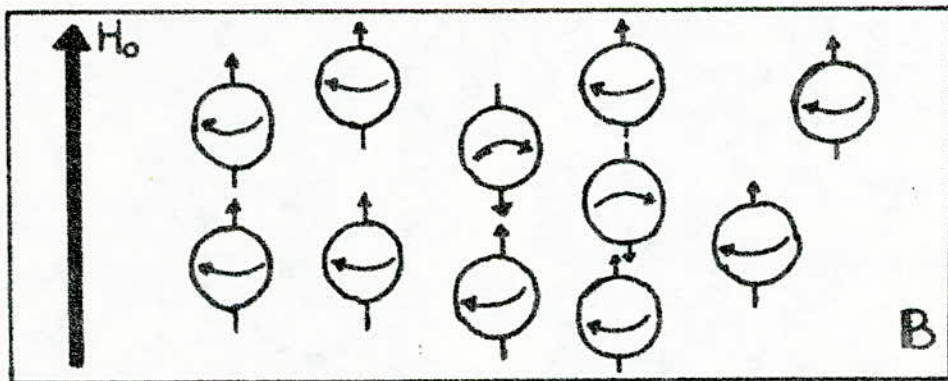
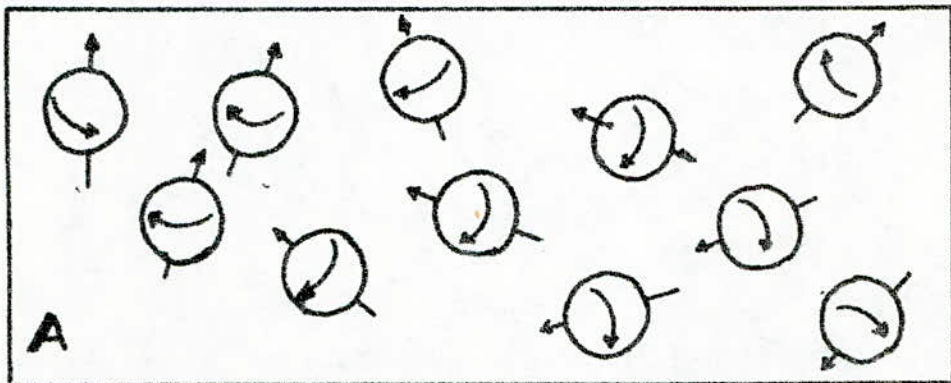
Le nucléon à cause de son spin peut être assimilé à un dipôle magnétique. Les moments magnétiques associés aux nucléons dont l'orientation primitive est quelconque s'orientent vis à vis du champ magnétique extérieur H_0 de manière parallèle ou anti-parallèle. L'orientation parallèle est plus probable que l'orientation

anti-parallèle à cause de la distribution naturelle (distribution de Boltzmann).

Les moments magnétiques ont un mouvement de précession autour de la direction du champ extérieur H_0

Remarque:

Les orientations parallèle et anti-parallèle laisse "pressager" la quantification du moment magnétique et donc celle du moment cinétique.



"Orientations des moments magnétiques des nucléons, sans (A) et avec (B) la présence d'un champ magnétique extérieur".

- 2° - Quantification du moment cinétique de spin:

Lorsqu'un noyau de nombre de spin I différent de zéro est placé dans un champ magnétique H_0 , il y a levée de dégénérescence des niveaux d'énergie, ce qui signifie que le moment cinétique de spin ne peut prendre qu'un nombre d'orientation telle que:

$$\text{Proj}_{\vec{H}_0} \vec{P}_{H_0} = m_I \hbar$$

où m_I est appelé nombre quantique magnétique et où m_I ne peut prendre que " $2I+1$ " valeurs qui sont:

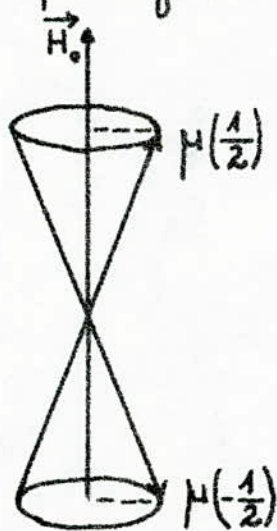
$$m_I = -I, -I+1, -I+2, \dots, I-2, I-1, I$$

- 3° - Quantification du moment magnétique:

Nous avons vu que le noyau tourne sur lui-même, les charges qu'il contient tournent aussi en créant un moment magnétique $\vec{\mu} = \gamma \vec{P}$ et de module: $|\vec{\mu}| = \gamma \hbar \sqrt{I(I+1)}$.

Comme \vec{P} est quantifié, dans un champ \vec{H}_0 , $\vec{\mu}$ sera également quantifié, sa projection sera donc:

$$\text{Proj}_{\vec{H}_0} \vec{\mu} = \mu_H = m_I \gamma \hbar$$



On aura pour la projection de $\vec{\mu}$ sur \vec{H}_0 " $2I+1$ " valeurs possibles pour un noyau de nombre de spin I .

La figure ci-contre montre les deux valeurs de μ_H pour l'hydrogène où

$$I = \frac{1}{2}$$

On va relier ces quantités magnétiques à d'autres quantités magnétiques bien connues.

$$|\vec{\mu}| = G \mu_0 \sqrt{I(I+1)} \quad \text{avec } G \mu_0 = \gamma \hbar$$

$$\mu_H = m_I G \mu_0 \quad \text{et } \gamma = \frac{G \mu_0}{\hbar}$$

$G \mu_0$: unité de moment magnétique nucléaire

G : facteur de Landé

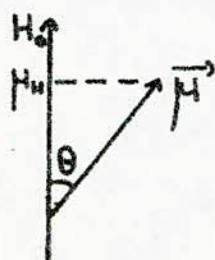
μ_0 : magnéton nucléaire

Conclusion :

Comme tout noyau qui possédera un nombre de spin différent de zéro possédera un moment magnétique, ce noyau se comportera comme un dipôle magnétique dont le moment magnétique dans un champ magnétique ne pourrait prendre qu'un certain nombre d'orientations (levée de dégénérescence des niveaux en raison de H_0) telles que sa projection sur H_0 soit égale à $m_I \gamma \hbar$. Comme tout aimant placé dans un champ magnétique, un tel système pourra être le domaine de variations d'énergie.

-4^e- Energie d'interaction entre moment magnétique et champ extérieur

L'énergie d'un système possédant un moment magnétique $\vec{\mu}$ dans un champ magnétique \vec{H}_0 est donnée par la relation



$$E(\text{scalaire}) = -\vec{\mu} \cdot \vec{H}_0$$

Soit θ l'angle entre $\vec{\mu}$ et \vec{H}_0

$$E = -\mu H_0 \cos \theta$$

or $\text{Proj}_{H_0} \vec{\mu} = \mu_H$ donc $E = -\mu_H H_0$

Remplaçons μ_H par sa valeur $\mu_H = m_I \gamma \hbar$

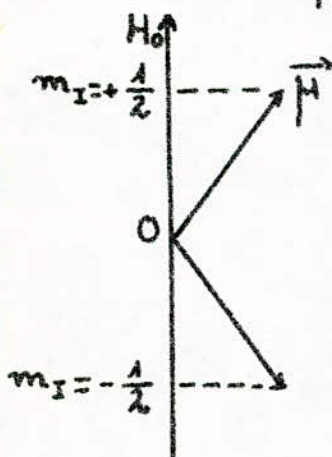
$$E = -m_I \gamma \hbar H_0$$

Dans notre étude nous nous intéressons à l'hydrogène dont le nombre de spin $I = \frac{1}{2}$ en raison de son abondance naturelle dans l'organisme et sa présence dans tous les tissus sous forme d'eau et en raison de la simplicité du système (2 niveaux d'énergie).

Pour $I = \frac{1}{2}$ il y a deux orientations possibles du vecteur moment magnétique $\vec{\mu}$

$m_I = +\frac{1}{2}$ la composante du moment magnétique suivant la direction du champ μ_H a même sens que le champ magnétique (orientation parallèle).

$m_I = -\frac{1}{2}$ la composante du moment magnétique et le champ ont des sens opposés (orientation anti-parallèle)



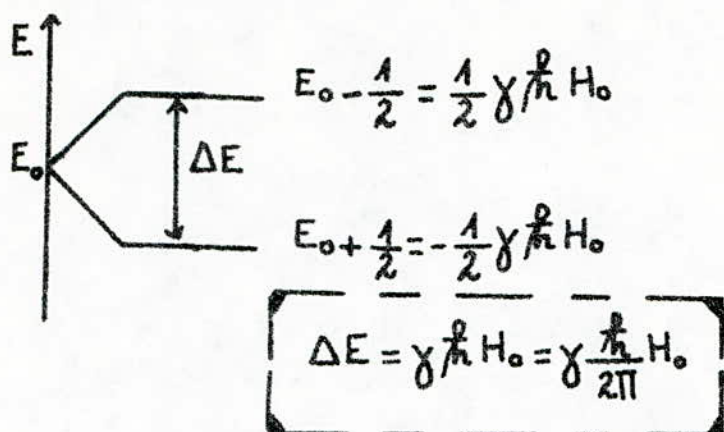
L'état $m_I = +\frac{1}{2}$ a l'énergie la plus basse donc plus stable.

L'état $m_I = -\frac{1}{2}$ a l'énergie la plus élevée donc instable.

On rapproche ce phénomène de l'effet ZEEMAN.

Pour le proton placé dans un champ magnétique, on a :

$$m_I = +\frac{1}{2} \text{ et } -\frac{1}{2}$$



La différence d'énergie (passage de $m_I = +\frac{1}{2}$ à $m_I = -\frac{1}{2}$) correspond au travail qu'il faut fournir à un proton pour le retourner dans un champ magnétique.

Si le proton absorbe un quantum d'énergie $\Delta^*E = h\nu_0$ égal à ΔE , le proton passera de l'état $m = +\frac{1}{2}$ à l'état $m = -\frac{1}{2}$. On dit alors que les conditions de résonance sont réalisées.

$$\Delta^*E = \Delta E \quad \Rightarrow \quad \gamma \frac{\hbar}{2\pi} H_0 = h\nu_0$$

D'où $\boxed{\nu_0 = \frac{H_0 \gamma}{2\pi}}$ condition de la RMN

ou $\omega_0 = 2\pi\nu_0$ vitesse angulaire.

$$\boxed{\omega_0 = \gamma H_0}$$

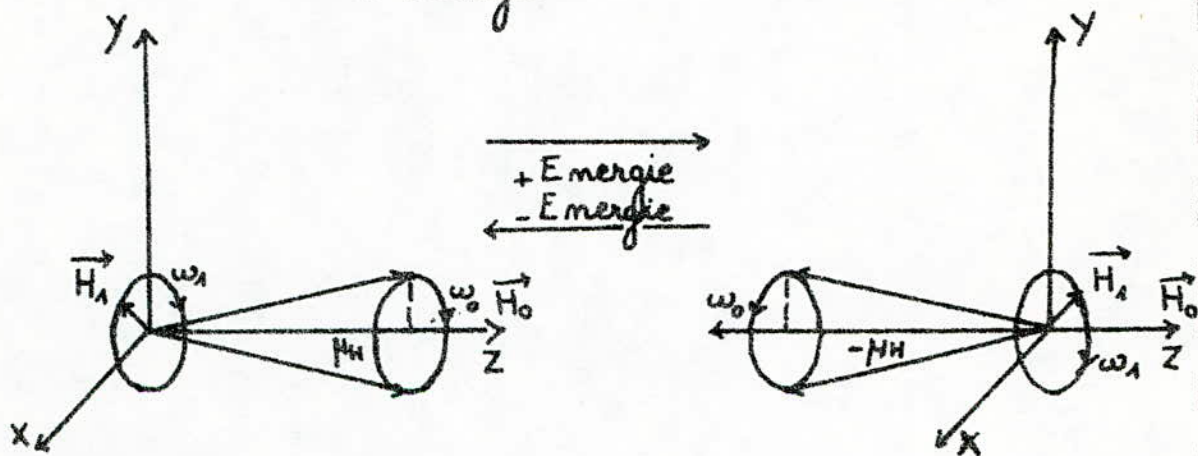
En pratique la condition de résonance est obtenue grâce à un champ magnétique \vec{H}_1 tournant de faible intensité, de fréquence ν_0 et perpendiculaire à \vec{H}_0 .

En effet pour qu'une onde électromagnétique libère un quantum d'énergie $h\nu_0$ il faut qu'il soit polarisé de façon circulaire.

Lorsque \vec{H}_1 tourne avec une pulsation ω_1 différente de ω_0 , l'action de \vec{H}_1 sur $\vec{\mu}$ est globalement nulle.

Par contre si ω_1 tend vers ω_0 , le champ tournant \vec{H}_1 est en concordance de phase avec $\vec{\mu}$ et exerce un couple de torsion tendant à renverser $\vec{\mu}$ et μ_H devient $-\mu_H$, on a donc :

$$m_I = +\frac{1}{2} \xrightleftharpoons[\text{- Energie}]{\text{+ Energie}} m_I = -\frac{1}{2}$$

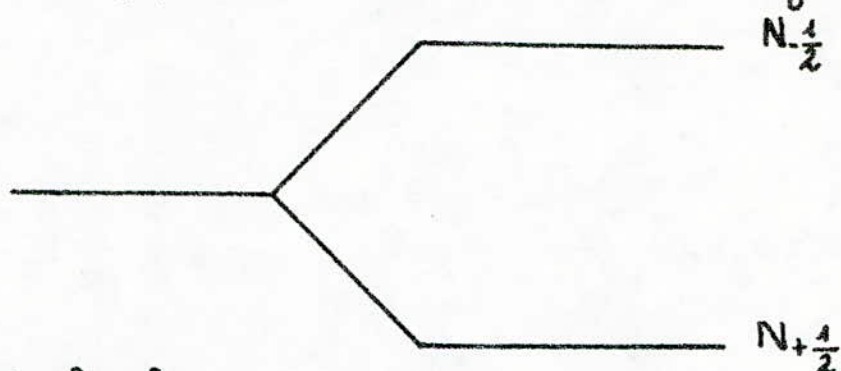


Remarque : Le nom Résonance Magnétique Nucléaire provient précisément du fait que le champ tournant \vec{H}_1 est en concordance de vitesse et de phase avec le moment magnétique.

- 5° - Situation réelle des noyaux :

- a. Phénomène de saturation : Pour un échantillon de nombre quantique magnétique $m_I = \pm \frac{1}{2}$. À l'équilibre thermique, le sous-niveau inférieur ($m_I = +\frac{1}{2}$) est plus peuplé que le sous-niveau supérieur ($m_I = -\frac{1}{2}$) d'après la loi de distribution de Boltzmann.

En appliquant un champ tournant \vec{H}_1 et lorsque sa vitesse de rotation atteindra la vitesse de précession ω_0 , il y aura transition du sous-niveau inférieur ($m_I = +\frac{1}{2}$) vers le sous-niveau supérieur ($m_I = -\frac{1}{2}$) et cette absorption d'énergie devra cesser aussitôt s'il n'y a pas autres interactions pour restaurer la population dans le sous-niveau inférieur.



C'est le phénomène de saturation.

$$N_{+\frac{1}{2}} = N_{-\frac{1}{2}}$$

Remarque: Les populations des deux sous-niveaux étant égales, il est impossible de détecter si la résonance a lieu. Aussi pour justifier la constance de l'absorption $N_{+\frac{1}{2}}$ supérieure à $N_{-\frac{1}{2}}$ sans émission de radiations électromagnétiques, il nous faut introduire les phénomènes de relaxation.

- b. Phénomène de relaxation:

* Relaxation spin-réseau (transversale):

La statistique de Boltzmann donne le rapport des populations entre les deux niveaux Zeeman à l'équilibre thermique :

$$\frac{N_+}{N_-} = e^{\frac{\gamma \hbar H_0}{kT}} = e^{\frac{\Delta E}{kT}}$$

T : température absolue du réseau, c'est à dire du milieu dans lequel se trouvent les spins.

k : constante de Boltzmann.

Si on détruit cet équilibre en appliquant un champ \vec{H}_1 , l'interaction entre le réseau et le système de spin qui se manifeste par des transitions de relaxation thermique agira pour rétablir l'état d'équilibre. Comment se fait ce retour à l'équilibre?

Soient P_- la probabilité de transition de relaxation thermique pour un spin par unité de temps de passer de l'état $m_I = -\frac{1}{2}$ à l'état $m_I = +\frac{1}{2}$ et P_+ la probabilité de transition inverse.

Au temps t , les populations sont N_- et N_+ . Écrivons les équations des vitesses de variations des populations:

$$\frac{dN_+}{dt} = P_- N_- - P_+ N_+$$

$$\frac{dN_-}{dt} = -P_- N_- + P_+ N_+$$

$$\text{à l'équilibre : } \frac{dN_+}{dt} = \frac{dN_-}{dt} = 0$$

$$P_- N_- - P_+ N_+ = -P_- N_- + P_+ N_+ \Rightarrow P_- N_- = P_+ N_+$$

$$\frac{P_-}{P_+} = \frac{N_+}{N_-} = e^{\frac{\Delta E}{kT}} \Rightarrow P_- = P_+ e^{\frac{\Delta E}{kT}}$$

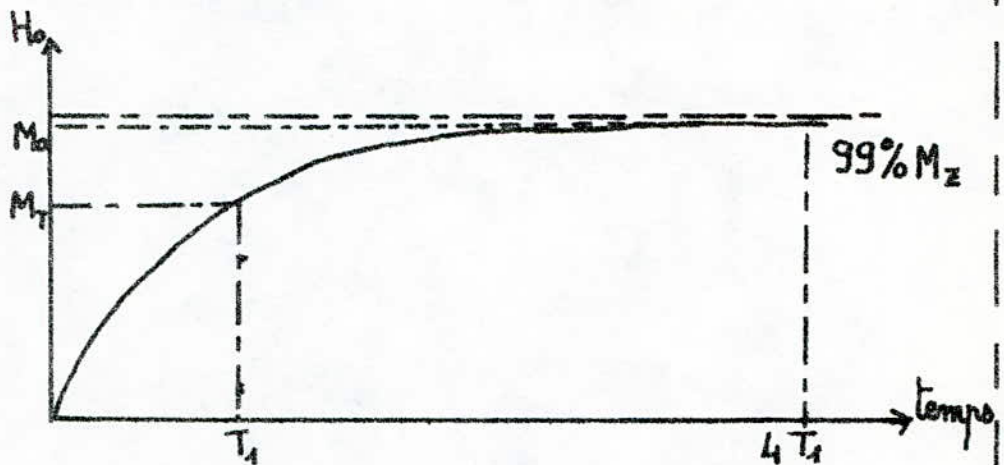
Les transitions thermiques dépeuplent plus facilement les niveaux d'énergie supérieurs qu'elles ne les peuplent. Le calcul montre que le retour à l'équilibre se fait expo

mentiellement avec une constante de temps T_1

T_1 : temps de relaxation spin-réseau ou temps de relaxation longitudinale.

$$T_1 = (P_+ + P_-)^{-1}$$

En fait lorsqu'on applique à l'échantillon macroscopique le champ H_0 la valeur d'équilibre $M_T = 68\%$ de M_0 de l'aimantation macroscopique est atteinte exponentiellement au bout du temps T_1 .



La relaxation spin-réseau assure un excès suffisant de noyaux avec $m_z = +\frac{1}{2}$: Condition nécessaire d'observation de la RMN.

* Relaxation spin-spin (longitudinale)

Chaque spin étant couplé magnétiquement à ceux qui l'entourent, il y a une interaction spin-spin.

En effet chaque noyau n'est pas seulement soumis au champ H_0 ; à celui-ci vient s'ajouter le champ des dipôles voisins.

Le champ auquel sont soumis les noyaux est donc légèrement plus grand ou plus petit que H_0 . Le couplage entre spins détruira la cohérence de précession de tous les moments indi-

viduels ; ce qui fait qu'au bout d'un temps T_2 dit temps de relaxation transversale ou spin-spin les composantes M_x et M_y de l'aimantation ne seront plus détectables.

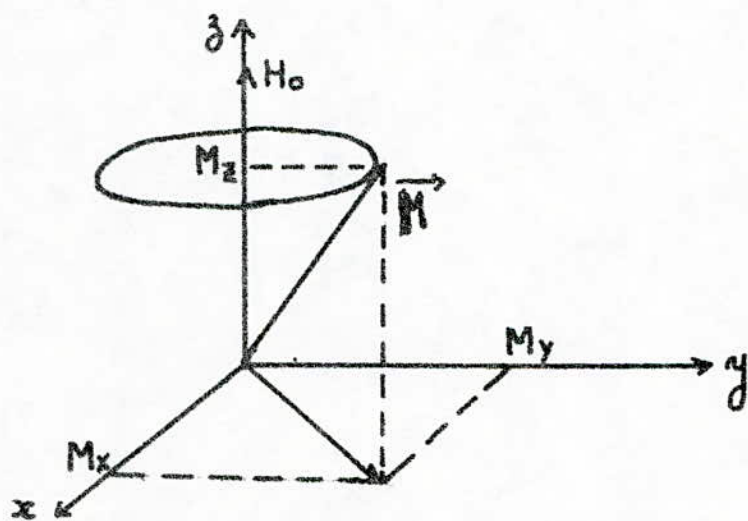
- c. Détermination des temps de relaxation: théorie de Bloch

Nous avons vu que le mouvement du vecteur moment magnétique $\vec{\mu}$ est décrit par l'équation différentielle suivante :

$$\frac{d\vec{\mu}}{dt} = \vec{\omega}_0 \wedge \vec{\mu}$$

Pour un échantillon de N spins identiques. L'évolution de l'aimantation macroscopique \vec{M} sera décrite par l'équation :

$$\frac{d\vec{M}}{dt} = \vec{\omega}_0 \wedge \vec{M}$$



Au bout d'un certain temps l'aimantation nucléaire \vec{M} prend la direction de H_0 et les composantes transversales M_x et M_y disparaissent. La composante M_z tend vers une valeur finale M_0 . La théorie de Bloch pour les liquides décrit l'évolution de M_z avec une bonne approximation par l'équation : $\frac{dM_z}{dt} = -\frac{M_z - M_0}{T_1}$ T_1 : temps de relaxation spin réseau

Les composantes transversales M_x et M_y évoluent elles aussi suivant une loi simple :

$$\frac{dM_x}{dt} = -\frac{M_x}{T_2} \quad \frac{dM_y}{dt} = -\frac{M_y}{T_2}$$

T_2 : temps de relaxation transversale ou spin-spin.

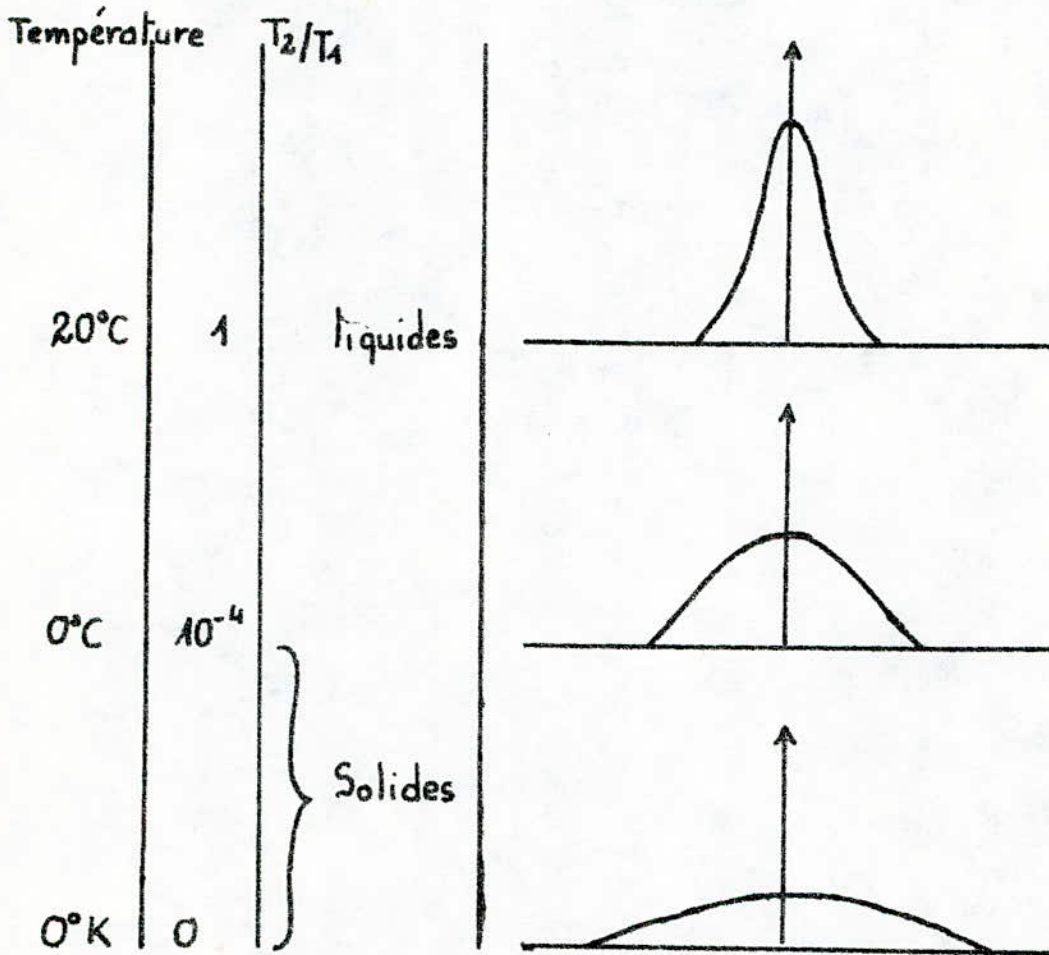
Remarques : L'analyse d'un spectre de RMN repose essentiellement sur trois paramètres : l'amplitude du signal de résonance, la largeur de la raie et le déplacement chimique. En résumant on peut dire que l'amplitude est fonction de la densité du noyau étudié et des temps de relaxation T_1 et T_2 . La largeur de la raie est inversement proportionnelle à T_2 . Les temps de relaxation dépendent de la température, du champ magnétique et de la mobilité du noyau dans la structure chimique dans laquelle il se trouve.

Dans les solides T_1 et T_2 sont généralement courts et le rapport T_2/T_1 est faible (très inférieur à 1). Le signal de RMN est donc large et peu intense et sa détection est souvent très difficile.

Dans les liquides T_1 et T_2 sont au contraire généralement longs, le rapport $T_2/T_1 = 1$. Le signal de RMN est étroit et intense donc facilement détectable.

L'influence de la viscosité du milieu sur le rapport T_2/T_1 et par suite sur la forme du signal de résonance ressort bien des valeurs indiquées pour les protons de l'eau à diverses températures. Ainsi dans les tissus vivants il existe deux

types principaux d'eau : l'eau libre désorganisée pour laquelle les temps de relaxation diminuent et le rapport T_2/T_1 est inférieur à l'unité.



Formes du signal RMN en fonction du rapport T_2/T_1

CHAPITRE 2

SPECTROMETRE

RMN H

IMPULSIONS

SPECTROMETRE RMN A IMPULSIONS

Comme nous l'avons dit dans notre préambule, la RMN avait été mise en évidence en 1946 par E. Purcell et F. Bloch. Le dispositif expérimental de la RMN est le spectromètre de résonance magnétique nucléaire.

Il permet de mettre en œuvre les interactions d'un champ électromagnétique et d'un noyau (protons), afin de recueillir un signal qui constitue une information sur l'état de l'échantillon étudié.

On distingue deux types de spectromètre RMN :

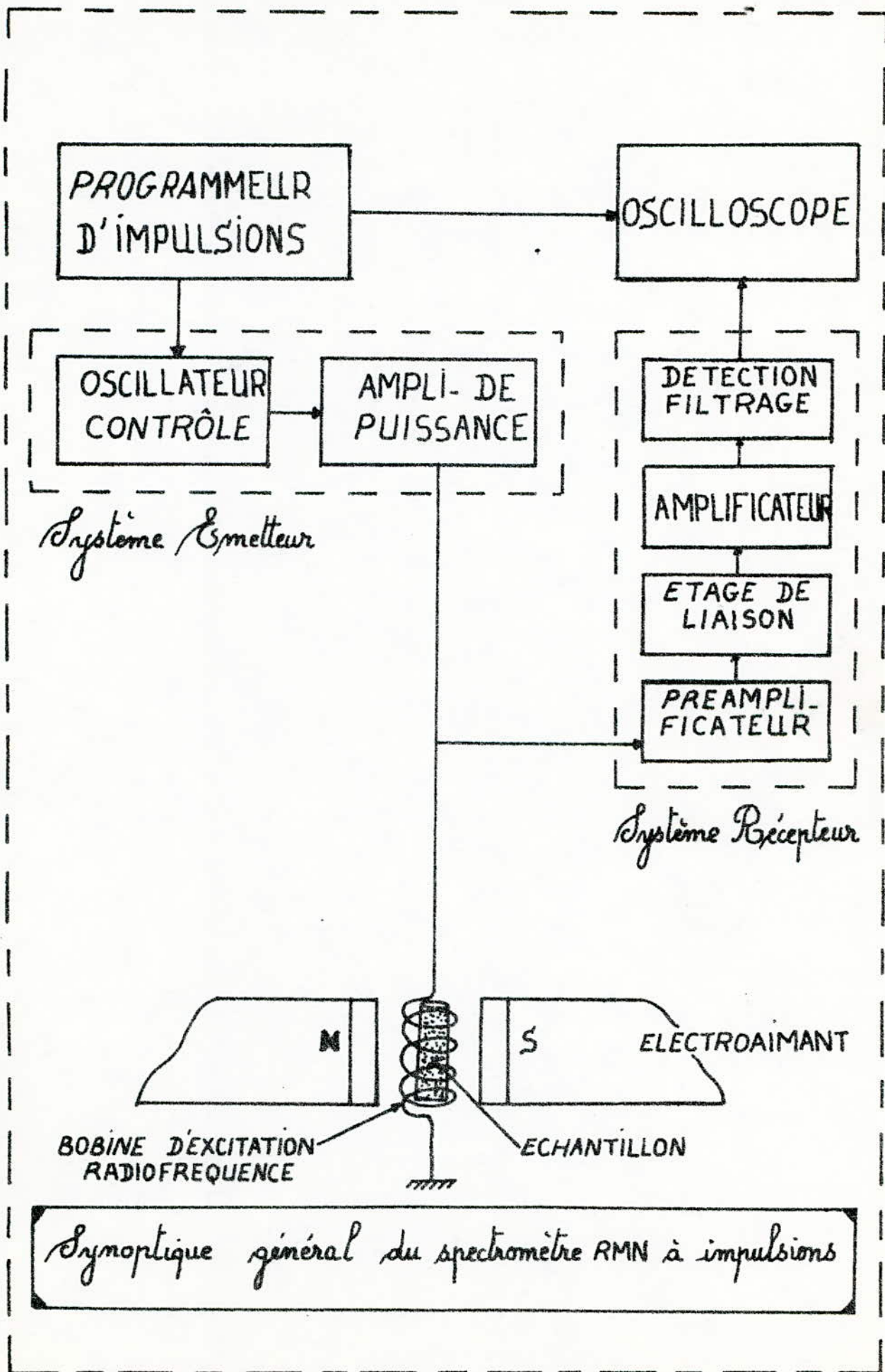
- le spectromètre à onde continue
- le spectromètre à impulsions

Notre tâche est l'étude d'un spectromètre RMN à impulsions pour la mesure des temps de relaxation.

1^{er} - Description :

Le spectromètre RMN à impulsions est constitué par :

- un programmeur d'impulsions
- un système émetteur
- un électroaimant
- une bobine d'excitation radiofréquence
- un système récepteur
- un système de visualisation.



- 2^e - Principe de fonctionnement: Le programmeur d'impulsions génère des périodes ou des séquences de périodes d'impulsions qui vont commander l'oscillateur radiofréquence. Le système émetteur constitué de l'oscillateur et d'un ampli de puissance fournit des salves d'un signal sinusoïdal radiofréquence dont la durée est commandée par le programmeur d'impulsions. La sortie du système émetteur est reliée à la bobine d'excitation.

L'échantillon est placé dans l'entrefer et il est soumis au champ de polarisation H_0 .

La bobine d'excitation qui entoure l'échantillon, est alimentée par un générateur radiofréquence. La même bobine sert à la fois à la réception et à l'émission des ondes RF, car le générateur fonctionne selon le mode impulsif. Dans ce cas, le récepteur recueille et amplifie le signal capté aux bornes de la bobine.

Enfin, ce signal est visualisé à l'oscilloscope.

Remarque: On peut maintenir l'induction H_0 constante et faire varier la fréquence ν_0 de l'oscillateur jusqu'au moment où la résonance est atteinte (balayage en fréquence)

Dans les spectromètres courants, il est d'usage d'imposer la fréquence et on fait varier l'induction (balayage en champ)

- 3^e - Electroaimant: L'électroaimant est un élément essentiel du spectromètre RMN à impulsions. Il sert à produire un champ

statique H_0 . La recherche soutenue sur les sources de champ, a bien mis en valeur les qualités qu'elles doivent présenter.

- a - Le champ doit d'abord être aussi élevé que possible, pour plusieurs raisons:

* Le signal pour une espèce donnée est proportionnel à H_0^2 parce que l'aimantation nucléaire \vec{M} est proportionnelle à \vec{H}_0 : $M_0 = \chi H_0$ et que la f.e.m induite par la composante transverse tournante de \vec{M} ($M_T(\omega)$), est proportionnelle à la vitesse de rotation ω_0 .

$$e = K \omega_0 M_0$$

Cette dernière est proportionnelle à H_0 suivant la loi fondamentale: $\omega_0 = \gamma H_0$

χ : susceptibilité nucléaire statique

K : facteur de proportionnalité

$$e = \gamma \chi K H_0^2$$

La f.e.m induite est proportionnelle à H_0^2

* La plupart des phénomènes intéressants le spectroscopiste, sont des effets de type "paramagnétique" ou "diamagnétique" au moins partiellement, et leur intensité est proportionnelle à H_0 .

- b - Le champ doit être très hautement uniforme. Cette qualité est souvent appelée l'"homogénéité" spatiale du champ et elle est tout particulièrement précieuse dans le domaine de la haute résolution.

- c - Le champ doit être très stable dans le temps. Cette qualité est primordiale en haute résolution, car la dynamique du phénomène, qui est notablement compliquée et qui ne ressort qu'incom-

plètement des équations de Bloch originales (il faut y joindre les effets de rayonnement et des données plus détaillées sur la relaxation) impose un balayage lent.

On utilise des aimants dont le diamètre des pièces polaires ne soit pas inférieur à 150 mm avec un entrefer de 20 à 25 mm. Les pièces polaires sont garnies de calottes polaires ajustables pour assurer un bon parallélisme qui est indispensable pour l'homogénéité spatiale du champ magnétique. L'homogénéité dépend aussi de la régulation du courant qui alimente les bobines. On utilise une alimentation stabilisée en courant.

Pour satisfaire ces trois conditions simultanément, les nouveaux appareils de RMN utilisent des aimants supraconducteurs, formés de filaments de niobium-titane enrobés de cuivre et refroidis à 4°K par de l'hélium liquide. Les aimants supraconducteurs sont plus onéreux que les résistifs utilisés dans les anciens appareils, mais ils produisent des champs magnétiques plus intenses, plus stables et plus uniformes. Le coût supplémentaire entraîné par l'utilisation de l'hélium liquide est compensé par une moindre consommation énergétique.

4.° - Programmeur d'impulsions

- a - Rôle :

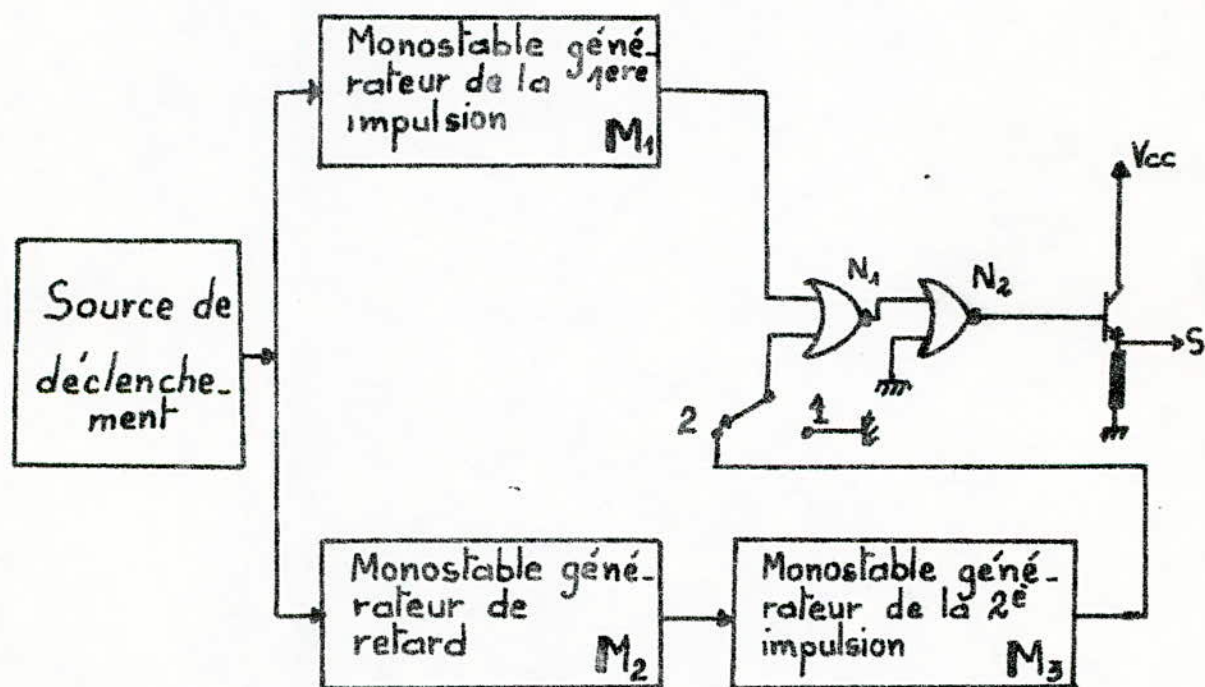
Le rôle du programmeur d'impulsions est de générer des périodes ou des séquences de périodes d'impulsions réglables qui vont commander l'oscillateur radiofréquence et qui servent à dé-

clencher le balayage de l'oscilloscope pour la synchronisation.

b. Schéma synoptique :

Le programmeur d'impulsions est constitué :

- d'une source de déclenchement : multivibrateur astable
- d'un monostable générateur de la première impulsion
- d'un monostable générateur de retard
- d'un monostable générateur de la deuxième impulsion
- d'une unité de sommation des deux impulsions.
- d'un étage de sortie adaptateur d'impédance.



c. Principe de fonctionnement :

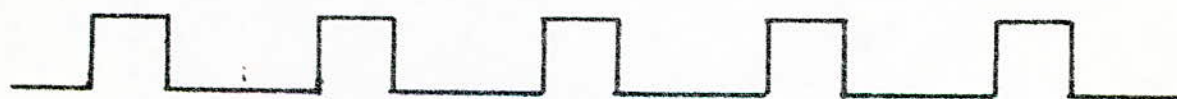
La source de déclenchement déclenche en même temps au front montant des impulsions le monostable M_1 qui génère des impulsions $\frac{\pi}{2}$ de durée comprise entre $15 \mu s$ et $300 \mu s$ et le monostable M_2 qui génère des impulsions de retard de durée τ comprise entre $1 ms$ et $5 sec$.

Le monostable M_2 déclenche au front descendant des impulsions le monostable M_3 avec un retard $\tau - \frac{\pi}{2}$. M_3 génère des impulsions π de durée comprise entre $15 \mu s$ et $300 \mu s$.

Les deux impulsions issues de M_1 et de M_3 sont additionnées à l'aide des deux portes NOR N_1 et N_2 . Le signal ainsi obtenu est appliqué à un étage suiveur adaptateur d'impédance. À l'aide de l'interrupteur K on a la possibilité soit de récupérer un train d'impulsions $\frac{\pi}{2}$ (K en position "1"), soit de récupérer des séquences d'impulsions $\frac{\pi}{2}$ et π (K en position "2").

* K en position "1"

Signal de déclenchement



Signal issu de M_1

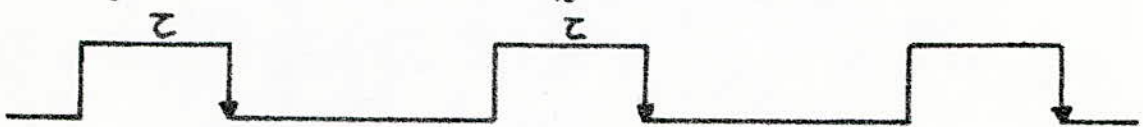
* K en position "2"



Signal de déclenchement



Signal de la 1^{ère} impulsion $\frac{\pi}{2}$ de la séquence venant de M_1



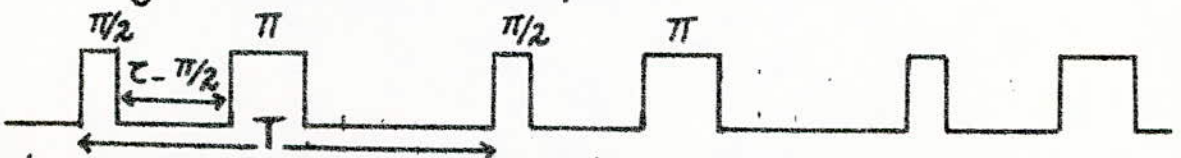
Signal de retard issu de M_2



Signal de la 2^e impulsion π de la séquence issu de M_3



Signal de sortie de la porte NOR N_1 : $\overline{A+B}$



Signal de sortie de la porte NOR N_2 et du programmeur $S = A+B$

La période du signal de sortie est celle du signal de déclenchement. Cette période varie entre 1ms et 10s.

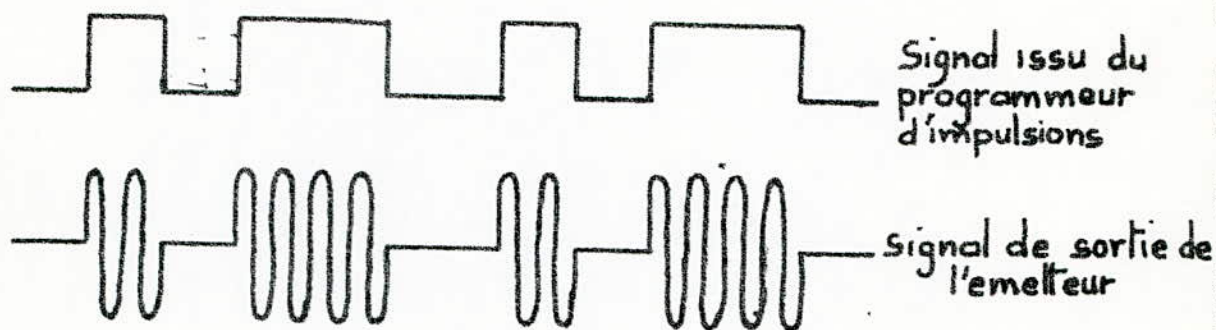
Remarque : Il faut que la durée de l'impulsion du monostable M_2 soit supérieure que celle du monostable M_1 . Sinon on

sura chevauchement des impulsions $\frac{\pi}{2}$ et π lors de la sommation.

5°: Système Emetteur

- a- Rôle: Pour observer la RMN l'échantillon doit être excité par des salves de signal sinusoïdal radiofréquence (RF) stable en amplitude et en fréquence.

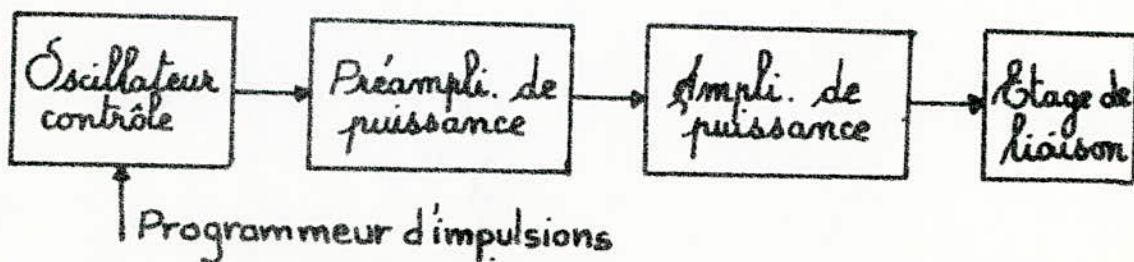
La fonction du système émetteur est donc de fournir ces salves de signal sinusoïdal radiofréquence.



- b- Schéma synoptique:

Le système émetteur est constitué par :

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



c. Principe de fonctionnement:

La commande de l'oscillateur est assurée par un transistor qui travaille en commutation.

Quand une impulsion attaque le transistor, il se sature.

L'oscillateur délivre un signal sinusoïdal (durée ON). En l'absence de toute impulsion (durée OFF) le transistor est bloqué.

Le signal de sortie de l'oscillateur est nul.

On obtient ainsi à la sortie de l'oscillateur des salves de signal sinusoïdal de faibles puissances. Ces salves vont être amplifiées en puissance par deux étages.

Le système émetteur est terminé par un étage de liaison qui réalise l'adaptation d'impédance et empêche le signal induit par l'échantillon de passer dans l'émetteur pendant la durée OFF.

d. Stabilité du système:

La stabilité du système émetteur dépend essentiellement de la stabilité de l'oscillateur.

L'oscillateur doit délivrer un signal aussi stable que possible en amplitude et en fréquence. Il serait préférable d'utiliser un oscillateur à quartz.

Pour éviter la réaction de l'étage suivant sur l'oscillateur il est indispensable d'insérer un étage d'isolation adaptateur d'impédance.

-6°- Bobine d'excitation: Cette bobine est alimentée par des salves sinusoïdales radiofréquences venant de l'émetteur. Cette bobine crée un champ tournant \vec{H}_1 , polarisant l'échantillon. Ce champ étant coupé (durée OFF) la même bobine, accordée à la fréquence de résonance des noyaux sert alors à recueillir le signal. La bobine est accordée à la bonne fréquence par un condensateur C en parallèle. Ce circuit est une source de bruit dû à l'agitation thermique des charges dans les conducteurs.

-7°- Système récepteur: Le rôle du système récepteur c'est de recueillir le signal induit par l'échantillon pendant la durée OFF. Ce signal étant très faible, il est amplifié en tension puis détecté et filtré.

Le récepteur doit passer le plus rapidement possible de l'état saturé (durée ON) à l'état de fonctionnement normal (durée OFF). Le temps de passage est de l'ordre de quelques microsecondes.

-8°- Système de visualisation: On utilise le plus souvent un oscilloscope à balayage déclenchable par les impulsions du programmeur.

CHAPITRE 3

S'YSTEME

RECEPTEUR

SYSTEME RECEPTEUR

I Etude du système récepteur:

A. Introduction:

L'importance de la RMN réside dans l'analyse du signal induit par l'échantillon car c'est ce signal qui donne des informations sur l'échantillon à étudier. Aussi la réception de ce signal est d'une importance capitale. Le signal induit par l'échantillon est assez faible (de l'ordre de quelques dizaines de microvolts). Il est nécessaire d'amplifier le signal reçu.

L'amplification d'un signal d'entrée ne se fait généralement pas en une seule fois mais elle nécessite plusieurs étages reliés entre eux par des organes de liaison.

On a intérêt à ce que le facteur de qualité de la bobine réceptrice demeure le plus élevé possible afin d'avoir un rapport signal sur bruit optimal. Pour cela il faut utiliser un pré-amplificateur à impédance d'entrée élevée.

Dans notre cas la chaîne amplificatrice comprend quatre étages de gains G_1, G_2, G_3, G_4 , de facteur de bruit F_1, F_2, F_3, F_4 .

Le facteur de bruit total est donné par la formule:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3}$$

Le facteur de bruit F_1 , du premier étage a, comme il est évident, une grande importance; les autres ont une contri-

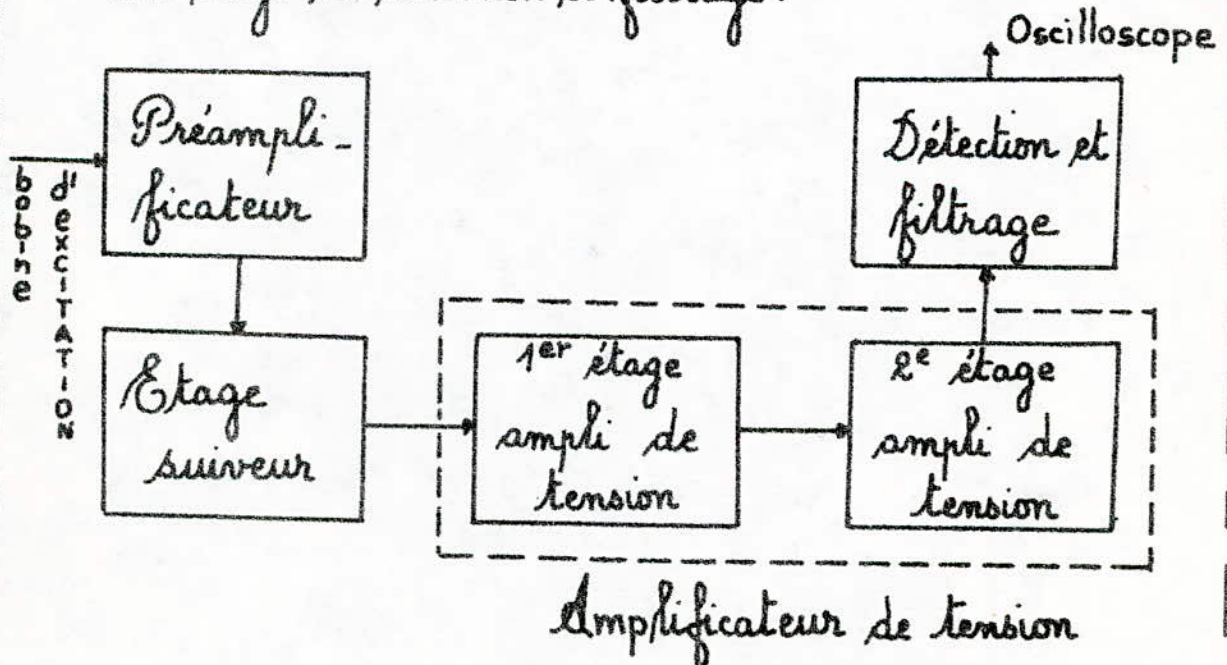
lution infiniment moindre. Il faut donc choisir son premier étage avec soin.

Le passage du récepteur de l'état de saturation correspondant à la durée ON à l'état de fonctionnement normal pendant la durée OFF doit s'effectuer le plus rapidement possible. Ce passage rapide permet la réception du signal induit à la fin de la durée ON.

- B. Schéma synoptique :

Le système récepteur est constitué de cinq étages :

- Un étage préamplificateur
- Un étage suiveur
- Un amplificateur de tension à deux étages en cascade.
- Un étage de détection et filtrage.



- C - Étage Préamplificateur C'est le premier étage du système récepteur. Il déterminera les qualités du récepteur du point de vue de son facteur de bruit et aussi de son élimination de la transmodulation.

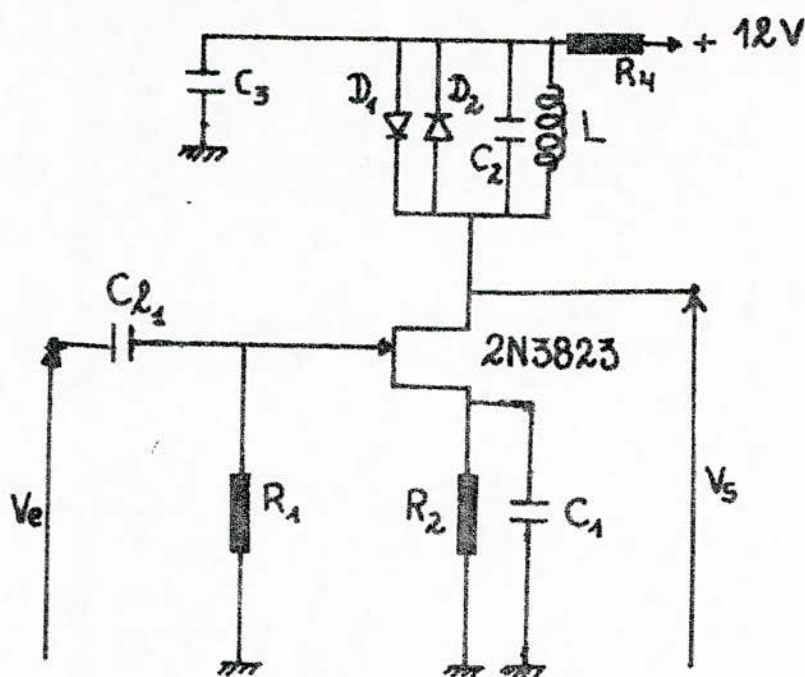
Le rapport signal sur bruit doit être optimal. L'impédance d'entrée doit être élevée. Le passage de l'état saturé à l'état de fonctionnement normal doit se faire le plus rapidement possible.

Toutes ces raisons nous imposent le choix d'un FET comme préamplificateur de tension.

Le signal d'entrée du récepteur est porté par le signal radiofréquence de fréquence élevée f_0 (10 MHz) venu de l'émetteur. Il est impossible de sélectionner des fréquences dans un intervalle b centré par la fréquence porteuse f_0 tel que b soit très faible devant f_0 .

b est appelé bande passante de l'amplificateur sélectif. Les qualités intrinsèques des FET et des MOSFET les rendent fort intéressants comme amplificateurs sélectifs haute fréquence.

L'étage préamplificateur de tension est donc un FET en source commun dont l'impédance de charge est un résonateur bou-
chon : circuit sélectif.



C'est un étage d'amplification, tel que R_1 et R_2 sont des résistances de polarisation. La tension de polarisation est produite par des résistances R_1 , R_2 . Pour obtenir une amplification élevée, la résistance R_2 doit être shuntée pour le courant alternatif. Pour des impédances de charge élevées on peut atteindre une amplification importante.

Les deux diodes D_1 et D_2 montées en tête bêche permettent le passage rapide du transistor de l'état saturé correspondant à la durée ON à l'état de fonctionnement normal pendant la durée OFF. Les deux diodes travaillent en commutation.

Lors de la durée ON le signal d'entrée est très grand. Les deux diodes (D_1 et D_2) sont passantes. Le courant de drain I_D du transistor est très grand. Le transistor est saturé par analogie au transistor bipolaire.

Lors de la durée OFF, les deux diodes passent rapidement de

l'état passant à l'état bloqué. Le transistor est en régime de fonctionnement normal.

Le temps de passage de l'état passant à l'état bloqué pour les diodes 1N4148 est de 4 ns.

* A la résonance : $LC\omega^2 = 1$

$$\omega = 2\pi f \text{ avec } f = 10 \text{ MHz}$$

$$\text{On fixe } C_2 = 18 \text{ pF}$$

$$\text{et on calcule } L = 12,5 \mu\text{H}$$

* Pour que la capacité C_1 soit un court-circuit devant R_2 à la fréquence de travail il faut $\frac{1}{2\pi f C_1} \ll 220 \Omega$

$$\text{On choisit } C_1 = 1 \text{ nF}$$

* En continu, la tension aux bornes de R_2 est de 1,5V, d'où le courant qui la parcourt est : 5,8 mA

* Le courant I_G est très faible, la tension aux bornes de R_1 est pratiquement nulle. On prend $R_1 = 150 \text{ k}\Omega$.

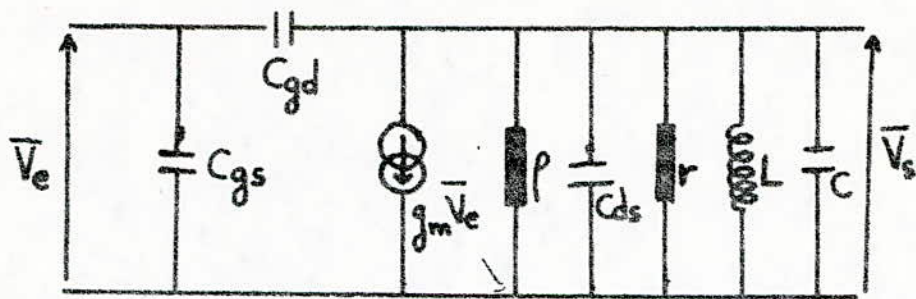
Amplification en tension :

C la capacité équivalente de l'association en parallèle

$$(C_{D_1}, C_{D_2}, C_2)$$

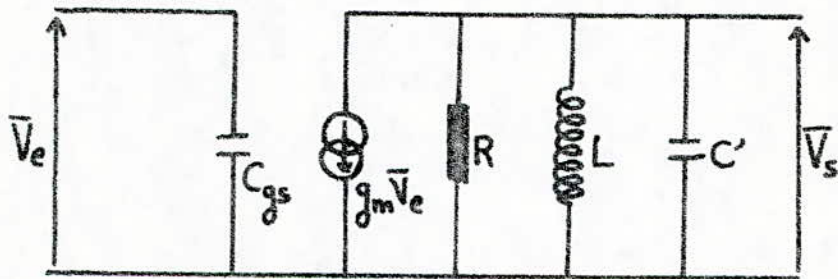
r la résistance équivalente de l'association en parallèle

$$(r_{D_1}, r_{D_2}, r_L)$$



Notons par R la résistance équivalente de l'association en parallèle (p, r) et par C' la capacité équivalente de l'association en parallèle (C, C_{ds})

Pour l'étage source commune la capacité C_{gd} est négligeable.



$$\bar{V}_s = -g_m \frac{\bar{V}_e}{\bar{Y}} \quad \text{avec} \quad \bar{Y} = \frac{1}{R} + jC'\omega + \frac{1}{jL\omega}$$

L'amplification en tension s'écrit :

$$\bar{A}_v = \frac{\bar{V}_s}{\bar{V}_e} = -\frac{g_m}{\bar{Y}} = -\frac{g_m}{\frac{1}{R} + jC'\omega + \frac{1}{jL\omega}} = -\frac{g_m R}{1 + j\left(RC'\omega - \frac{R}{L\omega}\right)}$$

$$\text{On pose } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC'}} \quad \text{et} \quad Q_0 = RC'\omega_0 = \frac{R}{L\omega_0}$$

ω_0 : pulsation propre du circuit oscillant

Q_0 : est le coefficient de qualité du circuit oscillant.

$$\bar{A}_v = \frac{\bar{V}_s}{\bar{V}_e} = -\frac{A_0}{1 + jQ_0\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \quad \text{avec} \quad A_0 = g_m R$$

Nous travaillons à la résonance, c'est à dire $\omega = \omega_0$

$$\text{donc } \bar{A}_v = -A_0 = -g_m R$$

Si nous considérons les résistances des diodes comme négligeables ainsi la résistance de la bobine d'induction L , R est pratiquement égal à ρ .

$$\bar{A}_v = -g_m \rho$$

Le gain en tension à la résonance s'écrit :

$$G_v = 20 \log |A_v| = 20 \log A_0 = 20 \log (g_m \rho)$$

Bande passante :

La bande passante d'un amplificateur est l'intervalle de fréquence dans lequel le module de l'amplification en tension est compris entre $A_{v_{\max}}$ et $\frac{A_{v_{\max}}}{\sqrt{2}}$

On a $A_{v_{\max}}$ pour $\omega = \omega_0$, c'est à dire à la résonance

$$A_{v_{\max}} = A_0$$

$$|\bar{A}_v| = \frac{A_{v_{\max}}}{\sqrt{1 + Q_0^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}$$

$$\text{Si } |\bar{A}_v| = \frac{A_{v_{\max}}}{\sqrt{2}} \quad \text{donc } Q_0^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 = 1$$

$$\omega^2 + a\omega - \omega_0^2 = 0 \quad \text{avec } a = \pm \frac{\omega_0}{Q_0}$$

Les limites de la bande sont :

$$\omega_1 = \frac{-a + \sqrt{a^2 + 4\omega_0^2}}{2} = \frac{\omega_0}{2Q_0} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_0^2}{Q_0^2} + 4\omega_0^2}$$

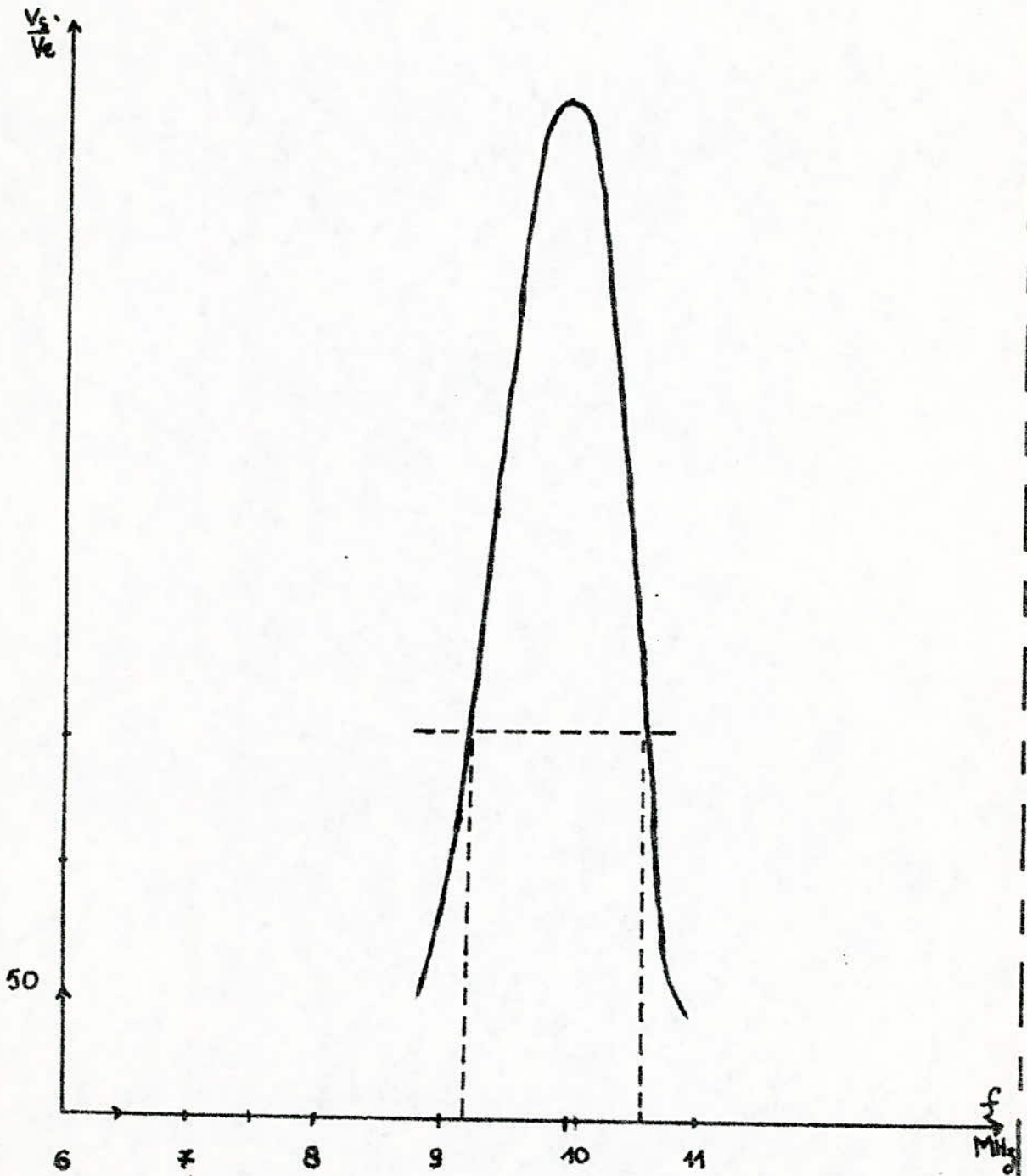
$$\omega_2 = \frac{-a - \sqrt{a^2 + 4\omega_0^2}}{2} = -\frac{\omega_0}{2Q_0} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_0^2}{Q_0^2} + 4\omega_0^2}$$

L'expression de la bande passante est la suivante:

$$b_{\omega} = \omega_1 - \omega_2 = \frac{\omega_0}{Q_0}$$

(rad/s)

$$b_{(Hz)} = \frac{f_0}{Q_0}$$



$$b_{Hz} = 1,25 \text{ MHz}$$

$$\Rightarrow Q_0 = 8,28$$

Intérêt de la grande bande passante:

Pour ne pas avoir des pertes d'information, il faut que la bande passante soit supérieure ou égale à l'inverse de la durée de l'impulsion.

$$b \geq \frac{1}{t} \quad t: \text{durée de l'impulsion.}$$

Facteur de mérite:

Le facteur de mérite est le produit de la bande passante par l'amplification en tension maximale.

$$M = b \cdot A_{v \max}$$

$$M_{\text{rad/s}} = \frac{\omega_0}{Q_0} A_0 = \frac{\omega_0}{Q_0} g_m R = \frac{\omega_0}{RC' \omega_0} g_m R = \frac{g_m}{C'}$$

$$M_{(\text{Hz})} = \frac{f_0}{2\pi f_0 RC'} g_m R = \frac{g_m}{2\pi C'}$$

Puisque nous travaillons à 10 MHz avec des transistors qui peuvent travailler jusqu'à 100 MHz, nous pouvons négliger les capacités C_d et C_g .

Si nous considérons en plus les capacités de diffusion des diodes comme négligeables, la capacité C' est pratiquement égale à C_2 .

Le facteur de mérite est donc égal à :

$$M_{(\text{Hz})} = \frac{g_m}{2\pi C_2}$$

$$g_m : (0,1 \div 10) \text{ mA/V}$$

$$C_2 = 18 \text{ pF}$$

$$M_{(\text{MHz})} = (0,88 \div 88) \text{ MHz}$$

D. Etage de liaison:

Cet étage est constitué d'un FET 2N3823 monté en suiveur. Ce type de montage est essentiellement destiné à la réalisation d'étages abaisseurs d'impédance. Le rôle d'un abaisseur d'impédance est de recopier aussi fidèlement que possible (tant en amplitude qu'en fréquence) la tension qu'on lui applique à l'entrée.

La différence entre la tension de sortie et celle de l'entrée est que cette dernière n'a pas à fournir une intensité élevée pour commander l'étage, tandis que la tension de sortie peut fournir une intensité notable diminution importante de la tension disponible.

Soit le montage suivant:

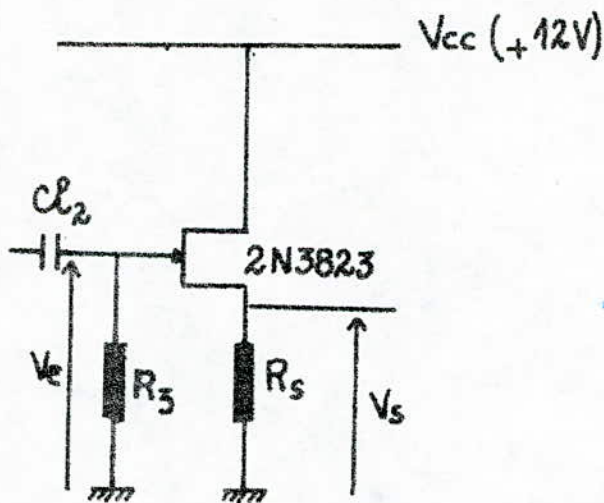
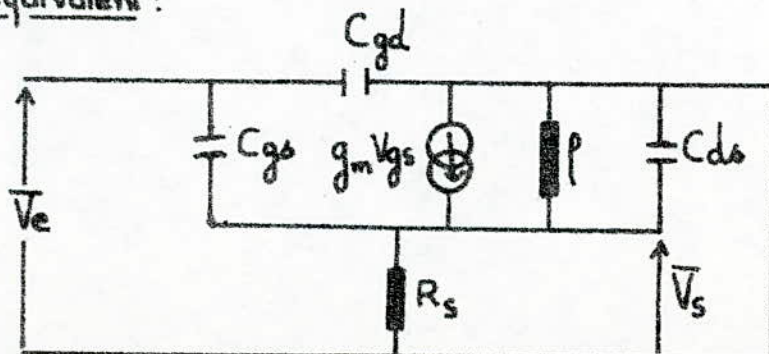


Schéma équivalent:



Amplification en tension :

Notons par Z_{ds} l'impédance équivalente de l'association en parallèle (β , C_{ds})

$$i_s = i_1 + i_2 \quad i_1 = j\omega C_{gs} V_{gs} \quad i_2 = g_m V_{gs} + \frac{\bar{V}_{Zds}}{Z_{ds}}$$

$$\text{or } \bar{V}_{Zds} = -\bar{V}_s$$

$$\text{donc } i_2 = g_m V_{gs} - \frac{\bar{V}_s}{Z_{ds}}$$

$$\text{d'où } i_s = j\omega C_{gs} V_{gs} + g_m V_{gs} - \frac{\bar{V}_s}{Z_{ds}}$$

$$\bar{V}_s = R_s i_s = R_s V_{gs} (g_m + j\omega C_{gs}) - \frac{R_s}{Z_{ds}} \bar{V}_s$$

$$\bar{V}_s = \frac{R_s V_{gs} (g_m + j\omega C_{gs})}{1 + \frac{R_s}{Z_{ds}}} = \frac{V_{gs} (g_m + j\omega C_{gs})}{\frac{1}{R_s} + \frac{1}{Z_{ds}}}$$

$$\bar{V}_e = V_{gs} + \bar{V}_s = V_{gs} \left(1 + \frac{g_m + j\omega C_{gs}}{\frac{1}{R_s} + \frac{1}{Z_{ds}}} \right)$$

L'amplification en tension s'écrit :

$$\bar{A}_v = \frac{\bar{V}_s}{\bar{V}_e} = \frac{g_m + j\omega C_{gs}}{\frac{1}{R_s} + \frac{1}{\beta} + g_m + j\omega (C_{gs} + C_{ds})}$$

Remarque: Nous travaillons à 10MHz avec un transistor qui peut travailler jusqu'à 100MHz, nous pouvons donc négliger les capacités C_{gs} , C_{ds} .

L'amplification en tension devient :

$$\bar{A}_v = \frac{g_m}{\frac{1}{R_s} + \frac{1}{\beta} + g_m}$$

Pour les FET f est compris entre 0,1 et 1M Ω , $\frac{1}{p}$ est à peu près égal à zéro.

La résistance R_s est choisie de telle sorte que $\frac{1}{R_s}$ soit négligeable devant g_m .

$$\frac{1}{R_s} \ll g_m$$

$$R_s = 150$$

L'amplification en tension est sensiblement égal à 1.

1E - Amplificateur : L'amplificateur est constitué de deux amplificateurs opérationnels CA3028A montés en cascade. Le CA3028A est un circuit intégré des amplificateurs radio-féquences utilisé dans les plages HF et VHF.

Ce circuit est aussi recommandé à être utilisé dans les applications suivantes :

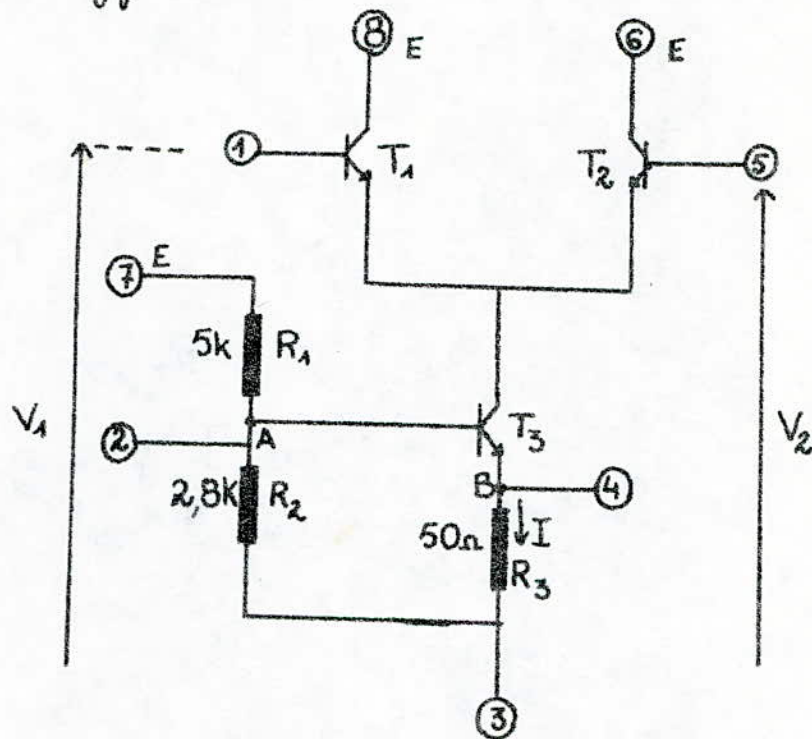
- Les convertisseurs autodynes
- Les amplificateurs IF et RF
- Les limiteurs
- Application en courant continu
- Service amplificateur d'impulsions.

Ce circuit est offert dans une boîte circulaire à 8 broches de présentation TO5 qui assure une capacité de fil minimum et par conséquent une excellente stabilité dans les circuits à haute fréquence.

1E - Description du circuit :

Le CA3028A est un circuit intégré sur une puce monolithique silicium. C'est un amplificateur

différentiel à un seul étage, composé de transistors T_1 et T_2 identiques alimentés par un générateur de courant constant T_3 . Le diagramme du circuit et les connexions terminales est donné par la figure ci dessous.



Les résistances R_1, R_2, R_3 sont des résistances de polarisation.

Si le pont R_1 et R_2 a une impédance suffisamment basse, la tension sur la base T_3 vaut $ER_1/(R_1+R_2)$ et le courant collecteur de T_3 est $I_c = ER_1/(R_1+R_2) - 0,6/R_3$

Ce courant est indépendant de la tension collecteur de T_3 sous réserve naturellement que cette dernière reste supérieure à la tension d'émetteur.

Au repos $V_1 = V_2$, le courant se répartit également entre les collecteurs de T_1 et T_2 et $V_{c1} = V_{c2} = E$ valeur indépendante de V_1 . A priori le gain en mode commun doit donc être nul. Pour

ce montage les limitations pour V_1 soit de deux ordres :

- T_3 doit pouvoir fonctionner soit $V_1 > ER_1 / (R_1 + R_2)$
- l'un des transistors doit pouvoir se bloquer sans entraîner la saturation de l'autre soit $V_1 < E$.

L'étage différentiel doit avoir des courants collecteurs imposés par l'emploi de la source de courant afin que le taux de réjection en mode commun soit important.

Afin que la bande passante de l'amplificateur soit importante, il faut nécessairement que les transistors utilisés sont :

- de fréquence de tran élevée
- de faibles capacités d'entrée et de sortie
- dont les charges collecteurs sont peu importantes.

Pour que l'amplitude maximale des tensions de sortie V_{s1} et V_{s2} reste importante jusqu'à des fréquences élevées, le courant collecteur des transistors T_1 et T_2 doit être relativement élevé.

C'est en effet ce courant qui charge et décharge les capacités parasites liées aux collecteurs. Par suite l'impédance d'entrée de l'étage est faible en alternatif et les courants d'entrée I_{b1} et I_{b2} sont importants. De même, dans ces conditions le bruit de l'étage qui est proportionnel au courant collecteur n'est pas minimum.

Ce montage représente le schéma le plus simple d'un générateur de courant, mais dans ce montage, le courant I varie avec la température.

$$I = \frac{V_B}{R_3} = (V_1 - V_{BE}) / R_3$$

un ΔV_{BE} dû à un changement de température donne une variation ΔI du courant I qui est :

$$\Delta I = - \frac{\Delta V_{BE}}{R_3}$$

2° - Principe de fonctionnement :

Le courant total à travers le circuit est relativement constant $I_T = I_{C3}$. Un courant égal à $I_T/2$ circule à travers chaque transistor (T_1 et T_2 identiques). Quand la tension de base V_{B1} est plus grande que V_{B2} , le courant collecteur I_{C1} augmente et I_{C2} diminue. La valeur de I_{C1} devient égale au courant total I_T dans les conditions suivantes :

$$V_{B1} - V_{B2} - V_{BE1} \geq V_{BE2}$$

Le transistor T_1 est saturé, T_2 est bloqué.

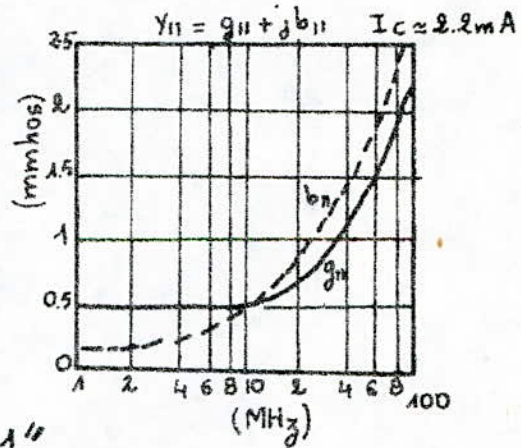
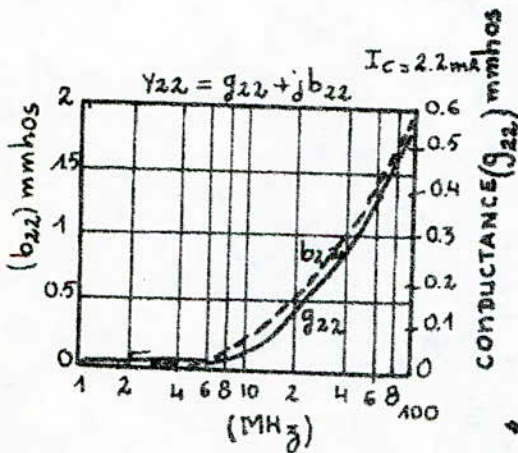
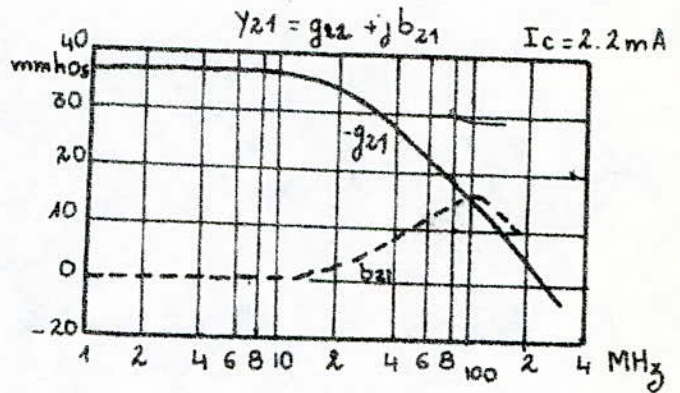
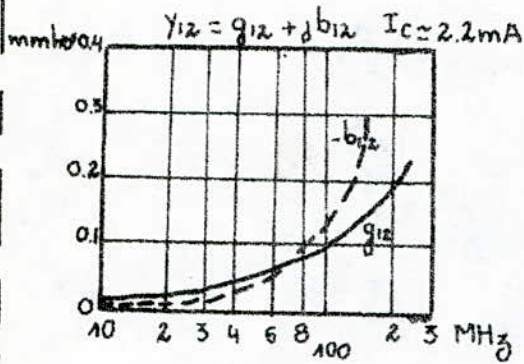
De la même manière quand V_{B1} devient plus petit que V_{B2} la valeur de I_{C2} devient égale à I_T . Le transistor T_1 est alors bloqué, T_2 est saturé.

3° - Modes d'opération :

Le circuit intégré CA3028A RF peut être utilisé soit en mode différentiel soit en mode cascode. Les applications utilisant le mode différentiel sont caractérisées par une haute impédance d'entrée et un bon gain de contrôle et une capacité de travailler avec un grand signal d'entrée.

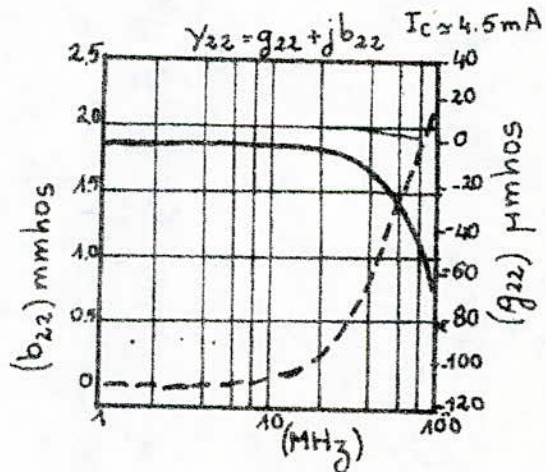
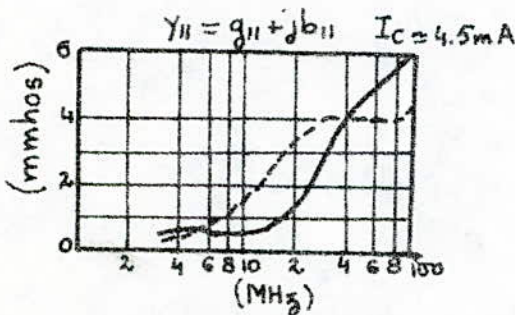
Pour bien désigner les systèmes d'utilisation du CA3028A l'admittance ou le paramètre "y" sont données en "fig 1"

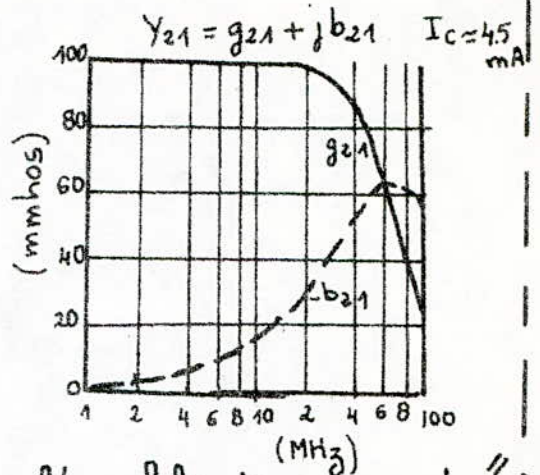
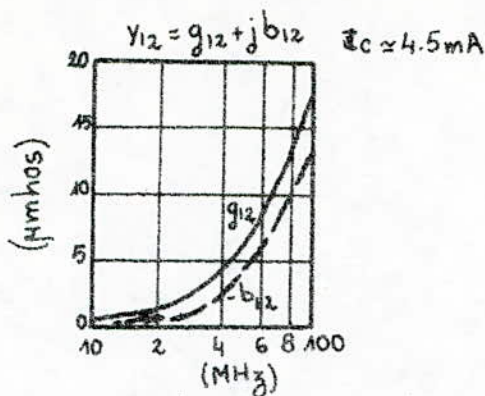
pour le mode différentiel et en "fig 2" pour le mode casco-
de



"fig 1"

Les paramètres Y du CA3028A pour l'amplificateur différentiel





- fig 2 -

"Les paramètres y du CA3028A pour l'amplificateur casode"

Il faut remarquer que les paramètres " y " des amplis cascode et différentiel plus complexes sont différents des paramètres simples de la configuration émetteur commun.

Quoique l'admittance de transfert en inverse y_{12} du CA3028A est petite aussi bien en mode différentiel qu'en mode cascode, le montage du circuit peut induire une instabilité dans les amplificateurs à grand gain.

Le montage du circuit est donc d'une importance suprême dans les deux modes lorsque les admittances de couplage indésirables peuvent être plus grande que celle du CA3028A :

4° - L'amplificateur différentiel : L'amplificateur différen-

tiel est désigné pour des applications entre 10,7 MHz et 100 MHz.

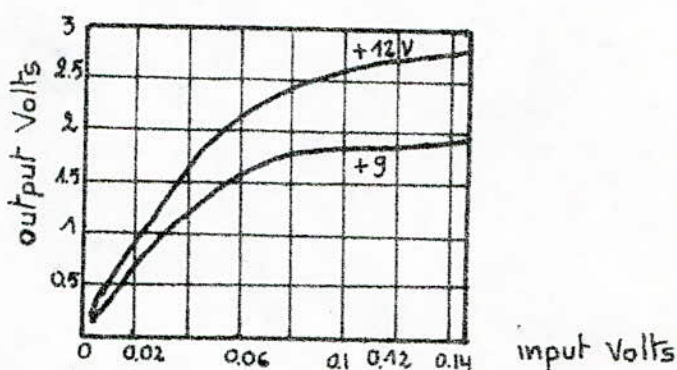
L'amplificateur consiste essentiellement en un étage collecteur commun attaquant un étage base commune.

L'admittance d'entrée y_{11} , l'admittance de sortie y_{22} , et

l'admittance de transfert directe y_{21} sont diminuées d'un facteur ou de deux.

Le CA3028A peut être aligner facilement dans des bandes IF sans nécessité de neutralisation.

La caractéristique de transfert "fig 3" montre l'excellente capacité de limitation du CA3028A tant qu'amplificateur différentiel.



"fig 3" Caractéristique de transfert du CA3028A en mode différentiel

Cette performance de limitation est atteinte grâce au transistor T_3 qui limite le courant du circuit de telle sorte que les collecteurs de T_1 et T_2 forment une paire différentielle jamais saturée.

La table ci dessous montre les valeurs maximales des résistances de charge pour une opération non saturée quand on utilise une seule tension d'alimentation entre 9 et 12V.

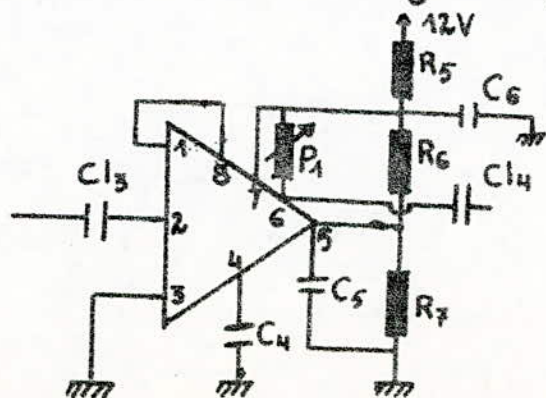
| V_{CC} (V) | $I_{C_1} + I_{C_2}$ (mA) | Maximum Tuned Load (Ω) | Maximum R_L (charge) (Ω) |
|-----------------|-----------------------------|---------------------------------------|---|
| +9 | 5.0 | 3.6K | 1.8K |
| +12 | 6.8 | 3.5K | 1.7K |

Quand l'opération linéaire sur grande tension d'entrée est nécessaire, le contrôle automatique de gain en tension doit être appliqué à la source du courant constant T_3 à la borne 7.

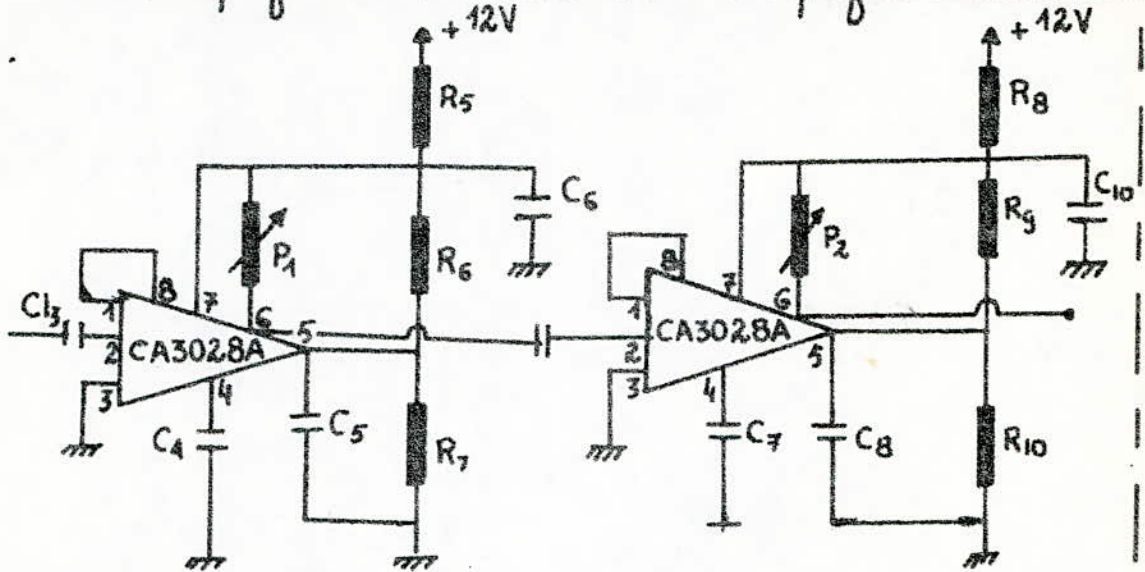
Amplification en tension: $V_G = \frac{-Y_{21}}{Y_{22} + Y_L} = 39,3 \text{ dB}$

- 5° - Amplificateur Cascode: Quand le CA3028A est utilisé en configuration cascode pour un circuit amplificateur RF, l'étage émetteur commun attaque l'étage base commune. L'admittance d'entrée Y_{11} est essentiellement celui de l'étage émetteur commun. L'admittance de transfert Y_{21} est donnée par le produit de l'admittance émetteur commun par α en base commune ($\alpha \approx 1$).

A cause de la haute impédance de la source d'attaque pour l'étage base commune, l'admittance de sortie Y_{22} est très petite pour les petites fréquences (0,6 μmho). L'admittance de transfert inverse Y_{21} pour le circuit cascode est 900 fois plus petite que le simple étage émetteur commun à 10,7 MHz et 35 fois plus petite à 100 MHz.



Pour notre amplificateur on utilise deux amplificateurs cascodés.



Les capacités C et C et les filtres RC et RC évitent la contre réaction et les oscillations.

Le gain est commandé par la résistance de charge R_L

$$V_G = \frac{-Y_{21}}{Y_{22} + Y_L} = 49 \text{ dB.}$$

$$Y_{21} = 100 \cdot 10^{-3}$$

$$Y_L = 0.33 \cdot 10^{-3}$$

Comparaison entre l'amplificateur différentiel et l'ampli cascode:

Le gain en tension de l'amplificateur cascode est plus important que celui de l'amplificateur différentiel, à cause de l'admittance de transfert inverse Y_{21} plus importante pour la configuration cascode.

En plus le signal d'entrée de l'amplificateur différentiel est plus grand que celui de l'amplificateur cascode.

- F. Détection et Filtrage: Une onde haute fréquence sert seulement à véhiculer l'information transmise. On l'appelle porteuse.

Le but de la détection est d'extraire le signal utile porté par le signal haute fréquence. Cette information se traduit par un courant ou une tension dont les variations reproduisent aussi fidèlement que possible, celle de la tension ayant modulé l'onde haute fréquence.

L'onde porteuse est modulée en amplitude, il s'agit d'un détecteur d'enveloppe.

- 1^o. Principe: La détection d'enveloppe consiste à obtenir un signal proportionnel ou égal à la variation d'amplitude du signal haute fréquence. Tout conducteur non linéaire peut effectuer une détection.

L'expression générale d'un signal haute fréquence de pulsation Ω modulé en amplitude par un signal $S_0 \cos \omega t$ est :

$$e = E_0 \left(1 + \frac{S_0}{S} \cos \omega t \right) \cos \Omega t = E_0 (1 + m \cos \omega t) \cos \Omega t$$

$$m = \frac{S_0}{S} : \text{taux de modulation } (m < 1)$$

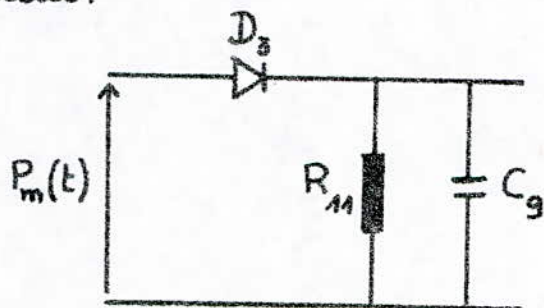
Le système non linéaire le plus utilisé pour la détection est la diode à cause de sa caractéristique courant-tension. On peut aussi utiliser le transistor en saturation ou en blocage. Celui-ci bénéficie d'un gain en courant.

Pour les très hautes fréquences (VHF, UHF) on utilise les diodes à

pointe à cause de leur faible capacité parasite, car toute diode a une capacité parasite qui shunte sa résistance inverse en HF.

L'impédance d'utilisation sera formée d'une capacité et d'une résistance qui doivent être judicieusement choisis.

Une capacité qui court-circuitera la composante HF et une résistance en parallèle aux bornes de laquelle se développera la tension détectée.



a. Première étape: redressement

Le $P_m(t)$ est redressé par la diode D. La détection étant à faible niveau nous utilisons une diode au germanium.

b. Deuxième étape: Élimination de la porteuse (signal RF).

L'élimination de l'onde haute fréquence est réalisée à l'aide d'un filtre (RC) constitué par l'association parallèle d'une résistance et d'une capacité.

2°. Choix des éléments:

Le choix peut se faire de deux manières différentes: soit en considérant les impédances, soit en considérant les constantes de temps.

Du point de vue des impédances on a: $e = E_0(1 + m \cos \omega t) \cos \Omega t$

À la sortie de la diode on a trois composantes: BF, HF et continue.

Il faut que la capacité C présente une très faible impédance devant R pour la HF.

$$\frac{1}{C\omega} < R \quad \text{condition HF}$$

La capacité C doit avoir une très grande impédance devant R en BF, plus exactement pour la fréquence la plus élevée de la modulation.

$$\frac{1}{C\omega} > R \quad \text{condition BF}$$

Ces deux conditions donnent:

$$\frac{1}{C\omega} < R < \frac{1}{C\omega}$$

Du point de vue des constantes de temps on a:

$$T_{HF} < RC < T_{BF} \quad \text{avec } T_{HF} = \frac{2\pi}{\omega} \quad T_{BF} = \frac{2\pi}{\omega}$$

Dans notre cas la basse fréquence étant inconnue, on tient compte de la condition HF seulement.

$$T_{HF} < RC$$

$$\frac{1}{2\pi f C} < R$$

$f = 10\text{MHz}$: on fixe $R = 2,2\text{k}\Omega$ et on trouve $C = 1\text{nF}$.

II Réalisation du système récepteur

- 1^o - Schéma final (voir fig 4)

- 2^o - Réalisation du circuit imprimé:

Le montage final a été réalisé sur circuit imprimé à double face. Les figures "5a" et "5b" montrent les deux faces.

- 3^o - Mesure des gains:

Le préamplificateur donne une amplification en tension de 10 soit un gain de 20dB.

L'amplificateur constitué des deux amplificateurs opérationnels CA3028A en configuration cascade donne un gain de 20dB.

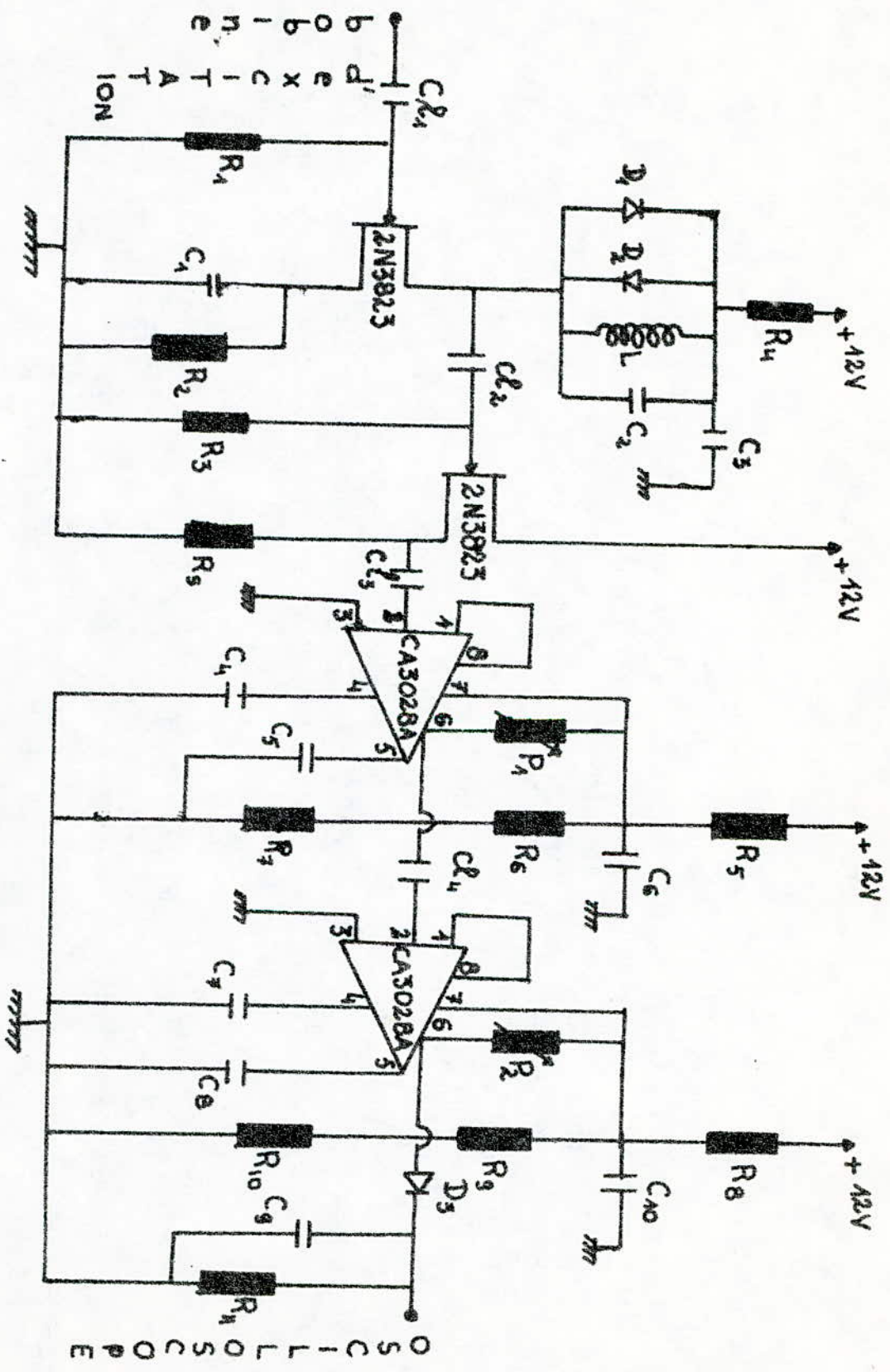
Le gain total du système récepteur est environ de 40dB.

La bande passante total du récepteur est de 1,25 MHz.

- 4^o - Stabilité du système:

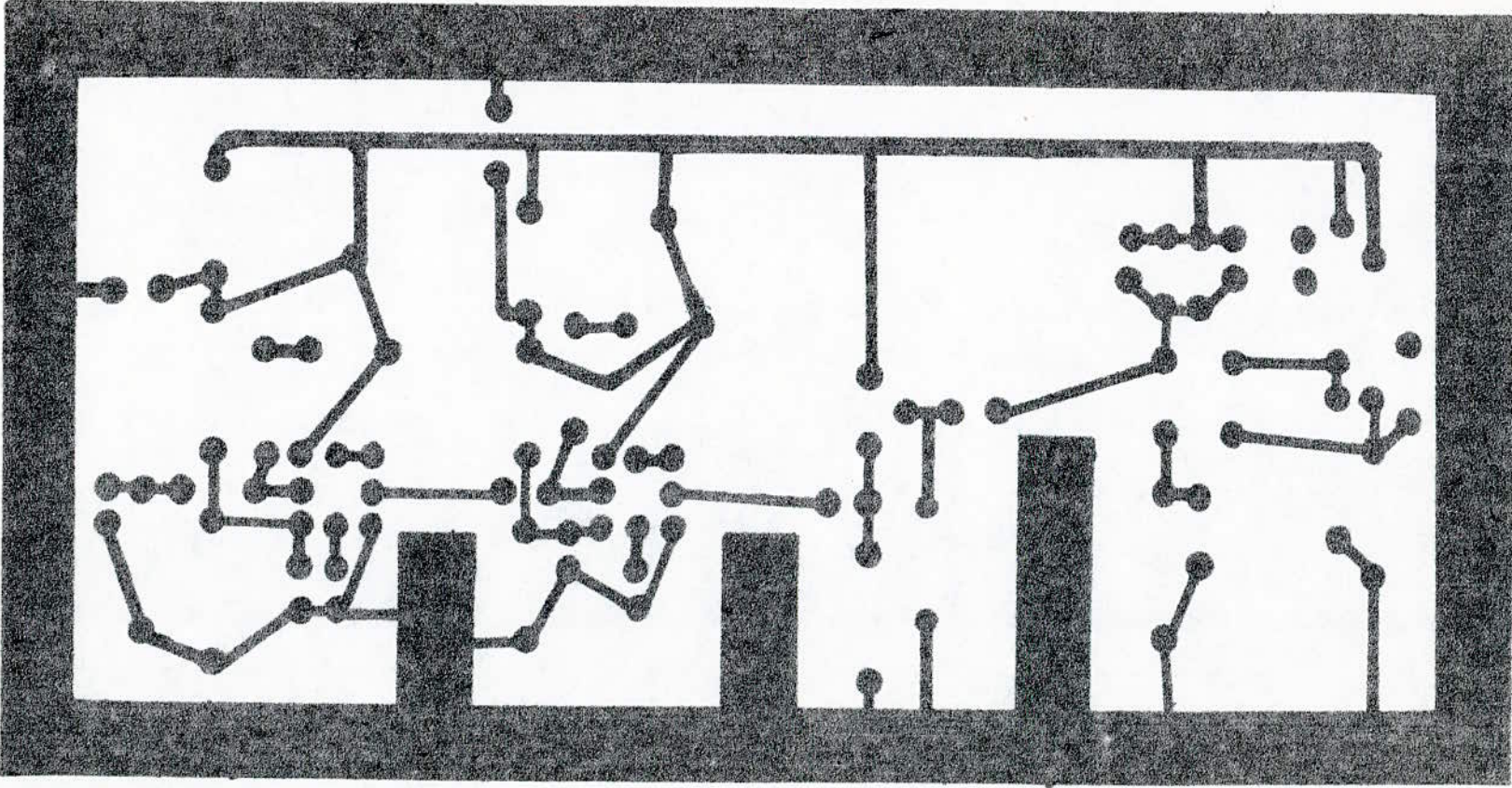
Les différents étages sont séparés par des plaques d'isolation en cuivre pour éviter l'influence de l'un sur l'autre qui peut se traduire par une contre réaction et entraîner des oscillations.

Le tout est enfermé dans une boîte en cuivre également pour éviter tout parasite extérieur et pour avoir une bonne stabilité. (voir photo).

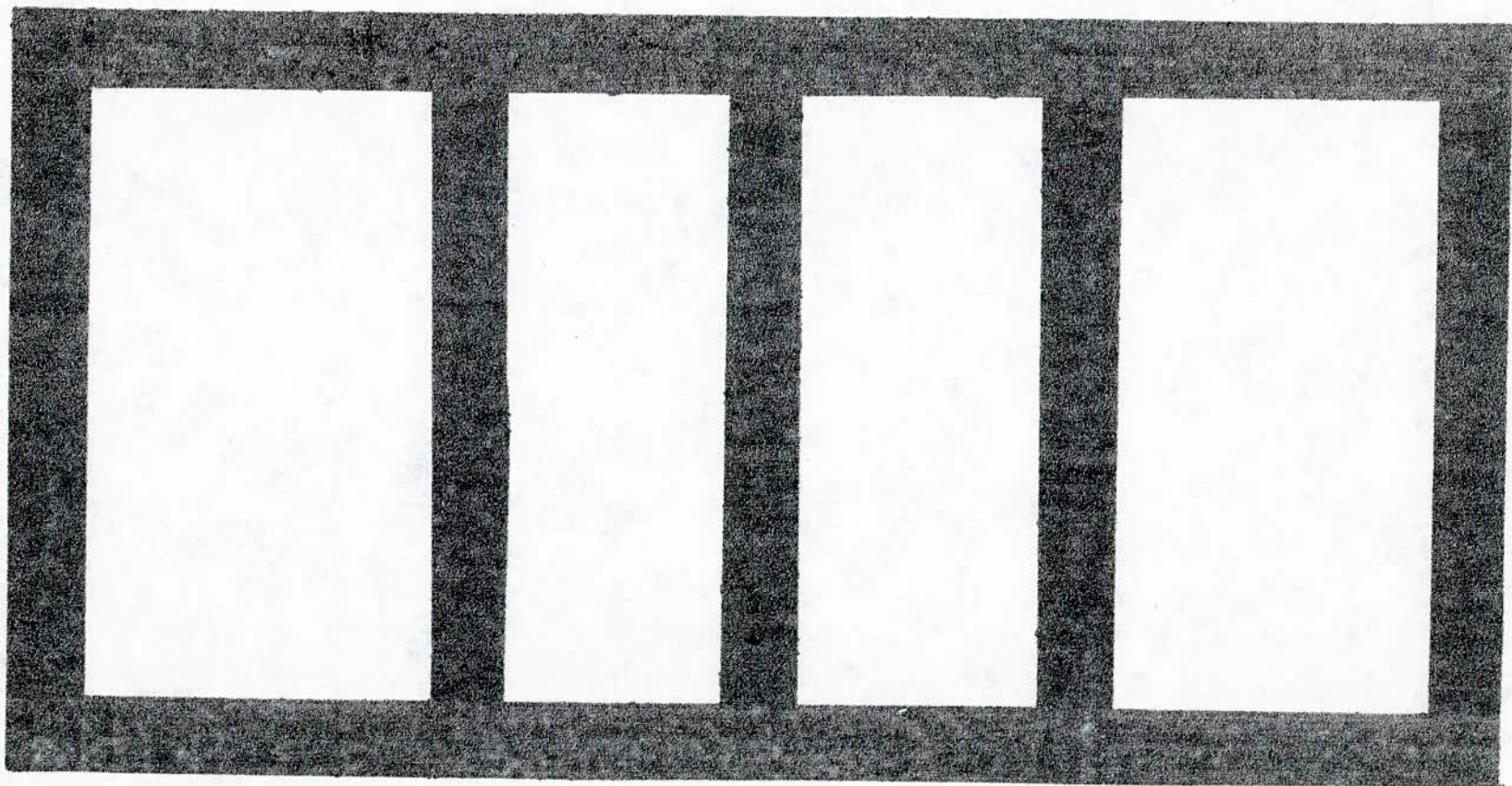


Schema Complet du Système Recepteur à II Impulsions (Fig 4)

FACE ARRIÈRE



FACE AVANT



CONCLUSION

Il serait préférable d'utiliser un MOSFET comme pré-amplificateur à cause de sa plus grande impédance d'entrée (100 fois plus grande que celle du FET), du très grand rapport signal sur bruit et de son élimination de la transmodulation.

L'expérience nous a appris qu'en HF, il faut minimiser la longueur des fils d'éviter les capacités parasites. Les soudures doivent être très bonnes.

L'isolement entre les différents étages est indispensable. Un blindage pour éviter les parasites extérieures est nécessaire.

Enfin nous avons surtout appris que pour faire une réalisation en HF il est nécessaire d'avoir de la patience.

Le système récepteur met fin à la réalisation d'un spectromètre RMN à impulsions.

BIBLIOGRAPHIE

ABRAGAM : les principes du magnétisme nucléaire

A. ERBEIA : Résonances magnétiques

Victor BIGGI : Emission et réception des ondes hertziennes

Amplification HF de puissance

J. P. OEHMICHEN : Transistors à effet de champ.

S. CŒURDACIE : Electronique

2. Amplification basses fréquences. Commutation

3. Amplification hautes fréquences. Réaction

DEVALLEZ - OUAHES : Chimie générale

BEL. ABBES : Cours de chimie

Revue : Electronique application N° 30 Juin - Juillet 83

RCA : Linear integrated circuits

J. C. MARCHAIS : Ampli. Opérationnel

H. LILEN : Principes et applications des circuits intégrés linéaires.

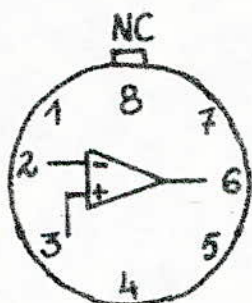
Projet de fin d'études : . Réalisation d'un programmeur d'impulsions

. Réalisation d'un système émetteur

. Etude d'un récepteur V.O.R.

ANNEXE

A. Caractéristiques principales du CA3028A



Boitier TO.5 (Vu de dessus)

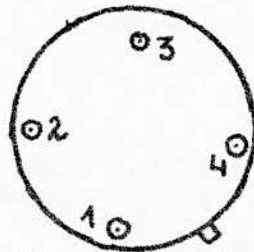
| | |
|--|---------------|
| • Courant de polarisation ($V_{cc} = +9V$) | 77 μA |
| • Gain en puissance: Montage différentiel | 17 dB |
| 100M | 32 dB |
| 10,7M | |
| Montage cascode | 20 dB |
| 100M | 39 dB |
| 10,7M | |
| • Gain en tension à 10,7 MHz: Montage différentiel | 32 dB |
| Montage cascode | 98 dB |
| • Facteur de bruit: Montage différentiel | 6,7 dB |
| Montage cascode | 7,2 dB |
| • Action maximale d'une CAG appliquée en (7) | 62 dB |
| • Tension d'alimentation | +9 à +12V |
| • Température de fonctionnement | -55 à +125 °C |
| • Présentation | TO.5 |

IB. Caractéristiques principales du FET 2N3823

| PARAMETRES | Test conditions | 2N3823 | | UNIT |
|--|---|--------|------|-----------|
| | | Min | Max | |
| $V_{(BR)GSS}$ Gate-Source Break down voltage | $I_G = -1\mu A$ $V_{DS} = 0$ | -30 | | V |
| I_{GSS} Gate Cutoff Current | $V_{GS} = -20V$ $V_{DS} = 0$ | | -0,5 | nA |
| V_{GSoff} Gate-Source Cutoff voltage | $V_{DS} = 15V$ $I_D = 0,5mA$ | | -8 | V |
| V_{GS} Gate-Source voltage | $V_{DS} = 15V$ $I_D = 400\mu A$ | -1 | -7,5 | V |
| I_{DSS} Zero-Gate-Voltage Drain Current | $V_{DS} = 15V$ $V_{GS} = 0$ | 4 | 20 | mA |
| $ Y_{fs} $ Small-signal Common-Source Forward Transfert Admittance | $V_{DS} = 15V$ $V_{GS} = 0$ $f = 1KHz$ | 3500 | 6500 | μmho |
| $ Y_{os} $ Small-signal Common-Source Input Capacitance | $V_{DS} = 15V$ $V_{GS} = 0$ $f = 1KHz$ | | 35 | μmho |
| g_{is} Input conductance | $V_{DS} = 15V$ $V_{GS} = 0$ | | 800 | μmho |
| g_{os} Output conductance | $f = 200M$ | | 200 | μmho |

Brochage du 2N3823

V_{DS} 15V V_{GS} 0 R_G 1K Ω f 100MHz



- 1 - Drain
- 2 - Source
- 3 - Gate
- 4 - Case

Vue de dessous

C - Liste des composants :

$R_1 = 150K\Omega$
 $R_2 : 220\Omega$
 $R_3 : 150K\Omega$
 $R_4 : 100\Omega$
 $R_5 : 150\Omega$
 $R_6 : 68\Omega$
 $R_7 : 1K\Omega$
 $R_8 : 2.2K\Omega$
 $R_9 : 68\Omega$
 $R_{10} : 1K\Omega$
 $R_{11} : 2.2K\Omega$
 $P_1 : 2.4K\Omega$
 $P_2 : 2.4K\Omega$
 $C_1 : 1nF$
 $C_2 : 18pF$
 $C_3 : 100pF$
 $C_4 : 10nF$
 $C_5 : 10nF$
 $C_6 : 10nF$
 $C_7 : 10nF$
 $C_8 : 10nF$
 $C_9 : 1nF$
 $C_{10} : 10nF$
 $Cl_1 : 25pF$
 $Cl_2 : 47pF$
 $Cl_3 : 100pF$
 $Cl_4 : 82pF$
 $D_1 : 1N4148$
 $D_2 : 1N4148$
 $D_3 : AA119$
 $L : 12,5\mu F$

FET: Canal N 2N3823

C.I : CA3028A