

UNIVERSITE DE SHERBROOKE
Faculté des sciences appliquées

GUERITES AUTOMATIQUES
AVEC IDENTIFICATION DES VEHICULES AUTOMOBILES

Mémoire de maîtrise ès sciences appliquées
spécialité: génie électrique

André LADOUCEUR

Sherbrooke, Québec
Canada

Février 1985

SOMMAIRE

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur la conception de guérites intelligentes munies de systèmes d'identification de véhicules automobiles, pour l'automatisation de parc de stationnement à accès contrôlé. En plus de permettre l'admission automatique des véhicules des usagers réguliers, ce système permet de connaître en tout temps l'identification des véhicules stationnés, d'en calculer la durée du séjour, et de facturer automatiquement.

Une attention toute particulière a été apportée à l'identification des voitures qui constitue de loin le problème le plus délicat à résoudre. Ce problème est aussi empiré par des difficultés supplémentaires causées par le climat, la saleté, la variation de la taille des véhicules et les habitudes des conducteurs. L'utilisation des ondes radio à hyperfréquence semble tout indiqué pour cette application. Deux alternatives utilisant des répondeurs passifs et actifs à bord des véhicules sont décrites dans ce mémoire. Le répondeur passif a l'avantage d'être simple et peu coûteux, tandis que le répondeur actif offre plus de possibilités telles que la reprogrammation et l'utilisation de codes plus complexes.

REMERCIEMENTS

Je désire exprimer mes plus sincères remerciements à mon directeur de recherche, Sylvio Richard, pour sa collaboration, sa compréhension et ses encouragements durant mes travaux de recherche.

Je remercie également le professeur Gaston Aubé pour l'aide qu'il m'a apportée lors de la réalisation des circuits à hyperfréquence.

J'adresse également mes plus vifs remerciements à mes amis chercheurs, professeurs, étudiants, secrétaires et techniciens du département de génie électrique pour leur grande disponibilité.

TABLE DES MATIERES

SOMMAIRE	i
REMERCIEMENTS	ii
TABLE DES MATIERES	iii
LISTE DES ILLUSTRATIONS, GRAPHIQUES ET TABLEAUX	v
INTRODUCTION	1
1. ANALYSE DU PROBLEME ET METHODE GENERALE DE SOLUTION	
1.1 Configuration générale des guérites	3
1.2 Détecteurs d'arrivée et de départ des véhicules	4
1.3 Barrière motorisée	14
1.4 Système d'identification	15
2. SYSTEME D'IDENTIFICATION AVEC REPONDEUR PASSIF	
2.1 Fonctionnement général	23
2.2 Sonar	24
2.3 Système d'identification passif	36
2.4 Boucle de détection	52
2.5 Avantages et inconvénients du répondeur passif	54
3. SYSTEME D'IDENTIFICATION AVEC REPONDEUR ACTIF	
3.1 Le répondeur	57
3.2 L'interrogateur	120
3.3 Le micro-ordinateur local	133
3.4 Avantages et inconvénients	139

4. LE SYSTEME DE GESTION

4.1	Ordinateur de gestion	143
4.2	Logiciel du système de gestion	150
4.3	Expansion future	163

CONCLUSION	176
------------------	-----

APPENDICES

A:	Transducteur ultrasonique	178
B:	Logiciel du micro-ordinateur local	181
C:	Logiciel du micro-ordinateur de gestion	196

BIBLIOGRAPHIE	207
---------------------	-----

LISTE DES ILLUSTRATIONS, GRAPHIQUES ET TABLEAUX

Figure 1.1	Oscillateur Colpitts typique	5
Figure 1.2	Multiplicateur analogique	8
Figure 1.3	Filtres actifs	9
Figure 1.4	Schéma-bloc d'une boucle à verrouillage de phase	12
Figure 1.5	Schéma fonctionnel d'un circuit numérique servant à détecter la présence d'un véhicule	13
Figure 1.6	Circuit de commande de la barrière	16
Figure 1.7	Ensemble typique de guérites	17
Figure 1.8	Guérite avec voie d'évitement	18
Figure 1.9	Schéma général d'une guérite automatique munie d'un système d'identification de véhicule	21
Figure 2.1	Système d'identification à hyperfréquence avec répondeur passif	25
Figure 2.2	Diagramme fonctionnel du sonar Polaroid	27
Figure 2.3	Schéma du sonar	27
Figure 2.4	Schéma du circuit imprimé du sonar	28
Figure 2.5	Transducteur ultrasonique	29

Figure 2.6	Utilisation du sonar	31
Figure 2.7	Formes d'ondes du sonar	32
Figure 2.8	Commande du gain du récepteur du sonar	33
Figure 2.9	Commande de la largeur de bande du récepteur du sonar	34
Figure 2.10	Mesure de la distance et détection d'arrivée d'un véhicule	35
Figure 2.11	Courbe de rayonnement du transducteur ultrasonique à 50 KHz	36
Figure 2.12	Positionnement du faisceau d'ultrasons	37
Figure 2.13	Système d'identification passif à couplage magnétique	38
Figure 2.14	Système d'identification utilisant les micro-ondes	38
Figure 2.15	Schéma-bloc du système d'interrogation à micro-onde avec répondeur passif	46
Figure 2.16	Démodulation d'un signal AM par un démodulateur homodyne	42
Figure 2.17	Illustration des principaux signaux du système d'identification passif	44
Figure 2.18	Modèle du répondeur passif	45
Figure 2.19	Illustration de la disposition des antennes et du champ d'illumination des antennes de transmission	50
Figure 2.20a	Contour de sensibilité de l'antenne réceptrice vu de devant	51

Figure 2.20b	Contour de sensibilité de l'antenne réceptrice vu de côté	51
Figure 2.21	Exemple d'un circuit commercial utilisé pour détecter la variation de fréquence d'une boucle de détection	53
Figure 3.1	Système d'identification à hyperfréquence avec répondeur actif	58
Figure 3.2	Schéma fonctionnel du répondeur	60
Figure 3.3	Schéma d'un détecteur à diode typique	61
Figure 3.4	Méthodes de fabrication des diodes Schottky	63
Figure 3.5	Caractéristiques typiques des diodes Schottky	65
Figure 3.6	Effet de la capacitance sur la sensibilité au voltage	68
Figure 3.7	Effet de la résistance de charge et de la capacité sur la sensibilité	70
Figure 3.8	Effet d'une mauvaise adaptation d'impédance sur la sensibilité	71
Figure 3.9	Circuit équivalent d'un détecteur	73
Figure 3.10	Récepteur expérimental	74
Figure 3.11	Registre parallèle/série servant à la génération du code d'identification	76
Figure 3.12	Circuit servant à moduler l'alimentation de l'oscillateur de transmission	78
Figure 3.13	Comparateur du niveau de tension de la pile de 9 volts	79

Figure 3.14	Caractéristiques $V - I$ d'un transistor NMOS	81
Figure 3.15	Inverseur CMOS	81
Figure 3.16	OU inversé CMOS à deux entrées	82
Figure 3.17	ET inversé CMOS à deux entrées	84
Figure 3.18	Source de courant avec un diviseur de potentiel ...	84
Figure 3.19	Caractéristique d'une source de courant formée par un diviseur de potentiel sur la grille d'un transistor MOS	85
Figure 3.20	Caractéristiques $V_{GS} - I_D$ d'un transistor PMOS	86
Figure 3.21	Source de courant avec une résistance branchée sur le drain d'un transistor PMOS	87
Figure 3.22	Caractéristique d'une source de courant formée par une résistance sur le drain d'un transistor PMOS	88
Figure 3.23	Source de courant avec un transistor branchée sur le drain d'un transistor NMOS	87
Figure 3.24	Caractéristique d'une source de courant formée par une résistance sur le drain d'un transistor NMOS	89
Figure 3.25	Source de courant stable à un étage	90
Figure 3.26	Tension aux bornes de la résistance	91
Figure 3.27	Caractéristique $V - I$ d'un transistor NMOS	93
Figure 3.28	Caractéristique $V - I$ d'une source de courant à un seul étage	92

Figure 3.29	Source de courant à deux étages	94
Figure 3.30	Caractéristique V - I d'une source de courant à deux étages	95
Figure 3.31	Comparateur analogique CMOS	96
Figure 3.32	Amélioration de la bande passante du comparateur par l'addition du transistor Q_{13}	97
Figure 3.33	Modèle d'un oscillateur	99
Figure 3.34	Polarisation d'un transistor en classe C	101
Figure 3.35	Configuration de base d'un oscillateur	102
Figure 3.36	Modèle d'un oscillateur classe C	103
Figure 3.37	Rendement et contenu harmonique d'un oscillateur classe C quasi sinusoïdal	104
Figure 3.38	Oscillateur Colpitts vu comme un réseau à deux ports	106
Figure 3.39	Représentation de l'oscillateur avec les paramètres S	108
Figure 3.40	Vérification des conditions d'oscillation de l'oscillateur RF	109
Figure 3.41	Schéma simplifié de l'oscillateur du répondeur	110
Figure 3.42	Lignes de transmission planaires utilisées dans des circuits intégrés à hyperfréquence	114
Figure 3.43	Evolution conceptuelle d'une ligne de transmission à deux fils vers un "microstripline"	115
Figure 3.44	"Microstripline"	115

Figure 3.45	Méthode de découpage d'un coin d'une ligne planaire pour minimiser les réflexions	118
Figure 3.46	Schéma de l'oscillateur à 500 MHz	120
Figure 3.47	Schéma physique de l'oscillateur à 500 MHz réalisé en hybride à couches épaisses	121
Figure 3.48	Schéma fonctionnel de l'émetteur	122
Figure 3.49	Oscillateur stationnaire	123
Figure 3.50	Schéma de l'oscillateur d'interrogation	124
Figure 3.51	Champ de rayonnement pour une antenne dièdre pour $\alpha = 90^\circ$	125
Figure 3.52	Résistance réelle de l'antenne pour différents rapports S/λ	126
Figure 3.53	Gain pour différents rapports S/λ et différent angles	127
Figure 3.54	Schéma physique de l'antenne	127
Figure 3.55	Schéma fonctionnel du récepteur	128
Figure 3.56	Amplification vidéo à 45 MHz	129
Figure 3.57	Signal biphase	131
Figure 3.58	Formation du signal biphase	132
Figure 3.59	Extraction du signal biphase	133
Figure 3.60	Schéma d'un circuit à verrouillage de phase (PLL) pour l'extraction des données	134
Figure 3.61	Circuit pour l'extraction du signal biphase à l'aide d'un monostable	135

Figure 3.62	Exemple de synchronisation d'un signal biphasé . . .	137
Figure 3.63	Schéma fonctionnel du micro-ordinateur local	138
Figure 3.64	Schéma fonctionnel du MC 6802 de Motorola	139
Figure 3.65	Organigramme simplifié du programme du micro-ordinateur local	142
Figure 4.1	Plan de la carte du processeur	146
Figure 4.2	Diagramme fonctionnel du MC 6809	148
Figure 4.3	Exemple de programmation du transcodeur d'adresse IC-11	149
Figure 4.4	Carte de mémoire vive RAM de 32 K Bytes	153
Figure 4.5	Carte d'interface parallèle	155
Figure 4.6	Carte d'interface série asynchrone	157
Figure 4.7	Carte du contrôleur de disquettes	159
Figure 4.8	Carte du bus SS-50 et SS-30	160
Figure 4.9	Décodage des adresses du bus SS-30	162
Figure 4.10	Organigramme du logiciel de validation des codes d'identification des véhicules automobiles	161
Figure 4.11	Visualisation des numéros de code dans le système	162
Figure 4.12	Organigramme du logiciel pour le préposé à la gestion des parcs de stationnement	166
Figure 4.13	Organigramme détaillé du logiciel de gestion	168

Tableau 2.1	Encodage d'une décade	48
Tableau 2.2	Allocation des fréquences pour chaque décade	48
Tableau 3.1	Paramètres typique des diodes Schottky	66
Tableau 3.2	Exemple de tension aux bornes des circuits intégrés du récepteur	74
Tableau 3.3	Fréquences de coupure du comparateur en fonction du courant I	97

INTRODUCTION

La technologie moderne a atteint un niveau de maturité suffisant pour permettre l'automatisation des parcs de stationnement à accès contrôlé. Cette automatisation est rendue possible par l'utilisation de guérites intelligentes capables d'identifier les véhicules des usagers réguliers. En plus de rendre possible l'admission automatique des véhicules autorisés, ce système permettrait aux préposés d'obtenir en tout temps la liste des véhicules stationnés, de calculer la durée du séjour, et de facturer périodiquement les usagers.

Lorsqu'un véhicule s'approche de l'entrée d'une guérite, sa présence peut être détectée par un capteur qui déclenche un système d'interrogation à radio fréquence, pour exciter un répondeur automatique à bord du véhicule, afin de lui faire transmettre son code d'identification. Ce code est ensuite capté par un récepteur stationnaire et transmis à un ordinateur pour fins de vérification pour lever la barrière de la guérite s'il y a lieu. Finalement un autre capteur situé de l'autre côté de la barrière indique à celle-ci de s'abaisser quand le véhicule est passé. Pour bénéficier de tous les avantages cités précédemment, d'autres guérites similaires doivent être placées à la sortie du parc de stationnement.

Tous les éléments requis pour la construction d'un tel système sont bien connus, à l'exception du système d'identification qui constitue de loin le problème le plus délicat à résoudre. Conséquemment, ce mémoire portera principalement sur l'étude des moyens de télédétection offerts par la technologie moderne, compte tenue des conditions d'opération, pour en venir à proposer deux solutions commercialisables.

CHAPITRE I

ANALYSE DU PROBLEME ET METHODE GENERALE DE SOLUTION

L'identification à distance de véhicules automobiles pose un déficit de taille, compte tenu des conditions d'opération des guérites et du faible coût de l'appareillage requis. Ce chapitre présente donc une étude du problème, ainsi qu'une revue des diverses méthodes de solution offertes par la technologie moderne, afin de cerner celles qui sont les plus aptes à mener à des solutions rentables. Cette analyse permettra entre autres d'établir le schéma général de la solution du problème ainsi que les principes de fonctionnement généraux de chaque partie constituante du système. L'analyse des multiples moyens de télédétection disponibles démontrera que les méthodes à radiofréquence utilisant un répondeur à bord des véhicules semblent les plus appropriées.

1.1 CONFIGURATION GENERALE DES GUERITES

Chaque guérite peut être partagée en quatre parties soient:

- le détecteur d'arrivée d'un véhicule
- le système d'identification
- la barrière motorisée

- le détecteur de départ du véhicule.

Le détecteur d'arrivée déclenche l'opération du système d'identification qui lit le code de la voiture et en vérifie la validité. La barrière est levée s'il y a lieu, pour être immédiatement abaissée après le passage de la voiture sur le détecteur de départ.

1.2 DETECTEURS D'ARRIVEE ET DE DEPART DES VEHICULES

Les détecteurs d'arrivée et de départ des véhicules sont déjà couramment utilisés en pratique pour les guérites et les feux de circulation intelligents. Ce sont généralement des détecteurs de métaux ou des radars ultrasoniques. Nous examinerons ici leurs principes de fonctionnement sans toutefois entrer dans les détails. Une analyse détaillée de certains de ces éléments sera fournie aux chapitres suivants lors de l'élaboration des deux solutions proposées.

1.2.1 DETECTEURS DE METAUX

Le fonctionnement des détecteurs de métaux est généralement fondé sur l'utilisation d'un oscillateur sinusoïdal (Fig. 1.1) dont la bobine du circuit résonant se trouve enfouie dans le pavage de la route. La bobine a généralement la forme d'une boucle d'environ un mètre sur deux. Elle comporte une dizaine de tours de fil et est disposée en travers de la route. Lorsqu'une automobile se présente au-dessus de celle-ci, la reluctance de son circuit magnétique est diminuée à cause de la proximité de la masse

ferromagnétique de l'automobile. Il y a alors augmentation de l'inductance et par le fait même, diminution de la fréquence de l'oscillateur.

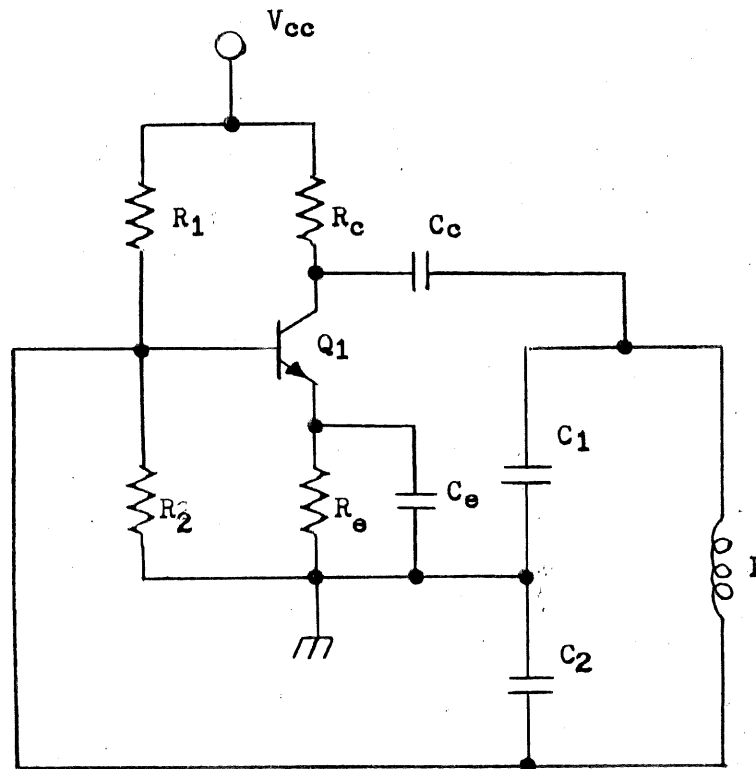


Figure 1.1 Oscillateur Colpitts typique.

Pour détecter la présence d'une voiture, il ne s'agit donc que de mesurer la variation de la fréquence de l'oscillateur. Cette variation de fréquence peut être décelée entre autres par les méthodes:

- hétérodyne
- verrouillage de phase (phase lock loop)

- numérique.

a) Méthode hétérodyne

La méthode hétérodyne consiste à faire le produit du signal de l'oscillateur de la boucle de détection avec celui d'un autre oscillateur sinusoïdal à fréquence fixe. Ce produit peut être obtenu par un multiplicateur analogique tel que celui présenté à la figure 1.2 dont le fonctionnement est fondé sur la variation du gain d'un amplificateur en fonction de l'amplitude du signal d'entrée (ex.: non-linéarité du transistor). On obtient ainsi des bandes latérales qui contiennent entre autres, la différence et la somme des fréquences des deux oscillateurs. [4] [2]

Si le signal:

$$V_b(t) = V_b \cos \omega_b t$$

fournit par la boucle de détection et que le signal:

$$V_o(t) = V_o \cos \omega_o t$$

de l'oscillateur à fréquence fixe sont simultanément appliqués à la base du transistor de la figure 1.2, le courant $i_E(t)$ de l'émetteur devient:

$$i_E(t) = I_{ES} e^{\frac{qV_{dc}}{KT}} e^{x \cos \omega_o t} e^{y \cos \omega_b t}$$

où $x = V_o q/KT$

et $y = V_b q/KT$.

En développant cette équation on obtient:

$$i_E(t) = I_{ES} e^{qV_{dc}/KT} \left[I_0(x) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n(x) \cos n \omega_0 t \right]$$

$$\left[I_0(y) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n(y) \cos n \omega_b t \right]$$

La multiplication des termes donne:

$$i_E(t) = I_{ES} e^{qV_{bc}/KT} \left[I_0(x) I_0(y) + 2 I_0(x) I_1(y) \cos \omega_b t + \right. \\ \left. 2 I_0(y) I_1(x) \cos \omega_0 t + 4 I_1(x) I_1(y) \cos \omega_b t \cos \omega_0 t + \dots \right]$$

Puisque $i_E(t)$ est périodique, il est possible d'extraire le terme à courant continu I_{dc} , la composante à la fréquence ω_0 (I_{ω_0}), celle à ω_b (I_{ω_b})

et la bande latérale que nous recherchons:

$$\omega_b - \omega_0 \quad (I_{\omega_b - \omega_0})$$

ce qui donne:

$$I_{dc} = \frac{1}{T} \int_0^T i_E(t) dt$$

$$= I_{ES} e^{qV_{dc}/KT} I_0(x) I_0(y)$$

$$I_{\omega_0} = \frac{2}{T} \int_0^T i_E(t) \cos \omega_0 t dt$$

$$= 2 I_{dc} \frac{I_1(x)}{I_0(x)}$$

$$I_{\omega} = \frac{2}{T} \int i_E(t) \cos \omega_b t dt$$

$$= 2 I_{dc} \frac{I_1(y)}{I_1(y)}$$

$$I_{\omega_0 - \omega_b} = \frac{2}{T} \int i_E(t) \cos (\omega_0 - \omega_1) t dt$$

$$= 2 \frac{I_1(x)}{I_0(x)} \frac{I_1(y)}{I_0(y)} I_{dc}$$

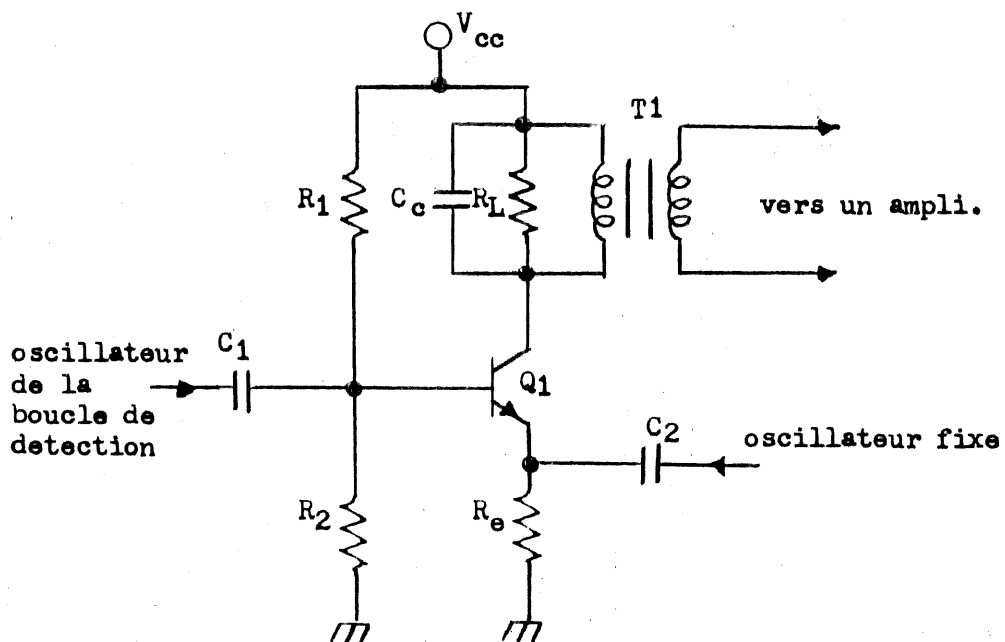


Figure 1.2 Multiplicateur analogique.

La moindre variation de fréquence de l'oscillateur de la boucle produira une grande variation de la fréquence de la bande latérale qui correspond aux différences des fréquences des deux oscillateurs. Cette variation peut être facilement perçue à l'aide d'un filtre passe-bande ou passe-bas actif (Fig. 1.3) en s'arrangeant pour que la fréquence du signal quitte ou entre dans la bande passante du filtre lors du passage d'une voiture.

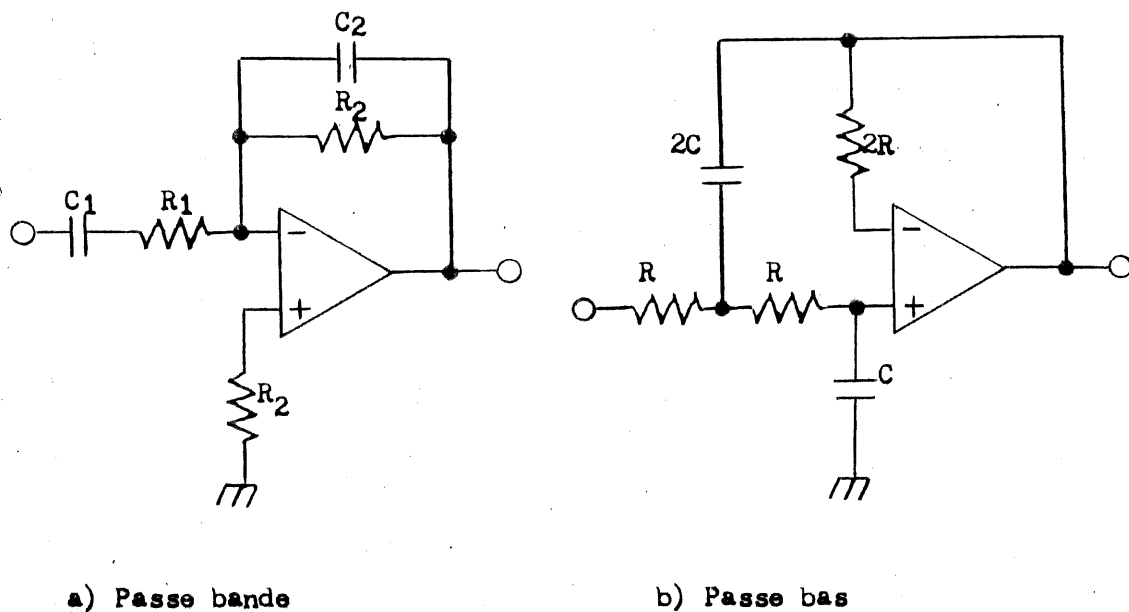


Figure 1.3 Filtres actifs.

b) Verrouillage de phase

Une autre méthode consiste à détecter tout changement de fréquence de l'oscillateur de la boucle de détection à l'aide d'une boucle à verrouillage de phase [2]. Dans ce cas, la fréquence de l'oscillateur de la boucle de détection est comparée à la fréquence d'un oscillateur témoin à l'aide d'un comparateur de phase. Toute variation de fréquence de la boucle de détection produit une tension proportionnelle à la différence de phase des deux signaux. Cette tension qui est filtrée et amplifiée sert à faire varier la fréquence de l'oscillateur témoin afin que sa fréquence devienne identique et en phase avec le signal de la boucle. Cette même tension est aussi comparée à une tension de référence pour déterminer s'il y a présence d'une automobile.

La figure 1.4, montre le schéma-bloc d'une boucle à verrouillage de phase. La phase et la fréquence du signal, à la sortie de l'oscillateur témoin contrôlées par une tension (VCO) sont comparées avec celles du signal injecté à l'entrée E_i . La sortie du comparateur fournit une tension proportionnelle à la différence instantanée de phase entre les deux signaux. Ce signal d'erreur est filtré et amplifié, pour être appliqué par la suite à l'entrée du VCO. Le signal d'erreur est tel, qu'il force le signal du VCO à suivre les changements de phase (et de fréquence) du signal d'entrée.

En état de poursuite, la fréquence et la phase du signal à la sortie du VCO sont verrouillées sur la phase et la fréquence du signal d'entrée. La fréquence de l'oscillateur de la boucle de détection est:

$$V_i = E_i \sin [\omega_0 t + \theta_i(t)]$$

et celle à la sortie du VCO:

$$V_o = E_o \cos [\omega_o t + \theta_o(t)] ,$$

où $\theta_i(t)$ et $\theta_o(t)$ sont les déphasages relatifs des deux signaux V_i et V_o .

Ces deux signaux V_i et V_o injectés à l'entrée du comparateur de phase, habituellement un multiplicateur analogique de gain K_m , produisent le signal résultant V_d à la sortie:

$$\begin{aligned} V_d &= K_m V_i V_o \\ &= K_m E_i E_o \sin [\omega_o t - \theta_i(t)] \cos [\omega_o t + \theta_o(t)] \\ &= \frac{K_m E_i E_o}{2} \sin [\theta_i(t) + \theta_o(t)] + \frac{K_m E_i E_o}{2} \cos [2\omega_o t + \theta_i(t) + \theta_o(t)]. \end{aligned}$$

Le second terme est un produit indésirable qui est éliminé par le filtre passe-bas. Le premier terme est amplifié et comparé à l'aide d'un comparateur analogique à une tension de référence, celle-ci étant ajustée pour que la tension à la sortie du comparateur soit nulle lorsqu'il n'y a pas de véhicule au-dessus de la boucle, et maximum lorsqu'un véhicule est au-dessus.

c) Méthode numérique

Une troisième méthode, pour détecter la variation de fréquence de

l'oscillateur de la boucle de détection, consiste à équarrir le signal en provenance de l'oscillateur de la boucle à l'aide d'un comparateur analogique, et de compter le nombre d'impulsions à la sortie de celui-ci pendant une période de temps fixe. A la fin de la période, le nombre d'impulsions contenu dans le compteur est comparé à une valeur de référence. Un nombre d'impulsions inférieur à la référence indique la présence d'un véhicule. La figure 1.5 donne le schéma fonctionnel d'un tel circuit.

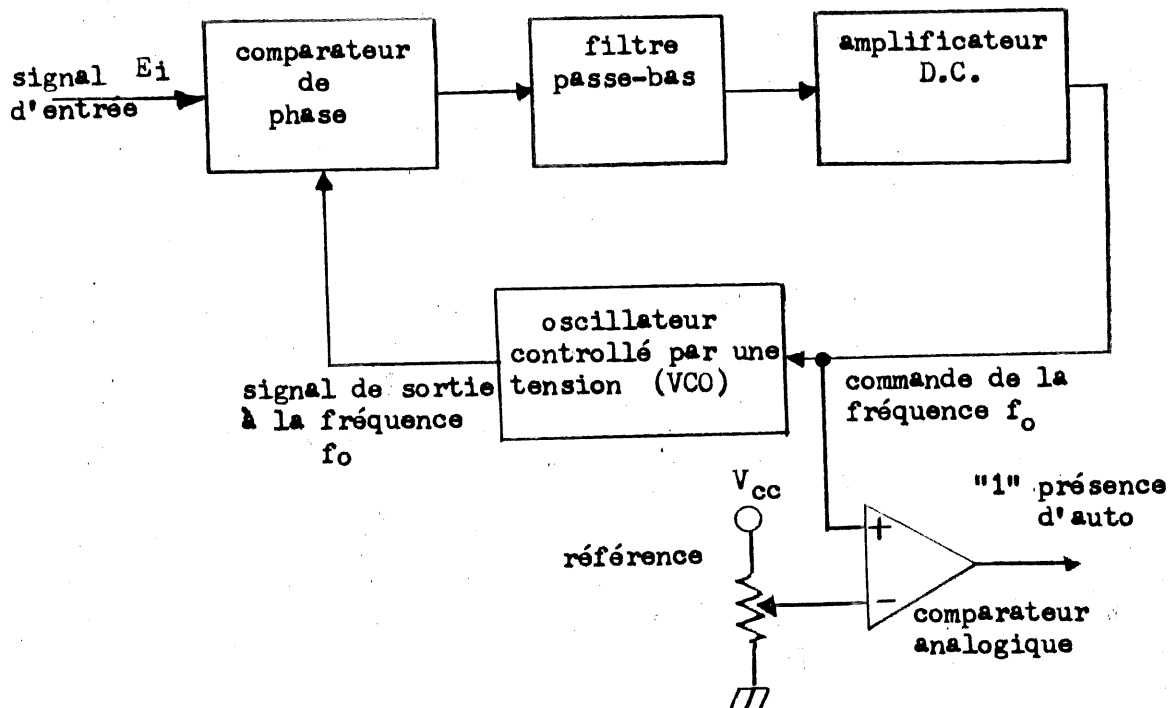


Figure 1.4 Schéma-bloc d'une boucle à verrouillage de phase.

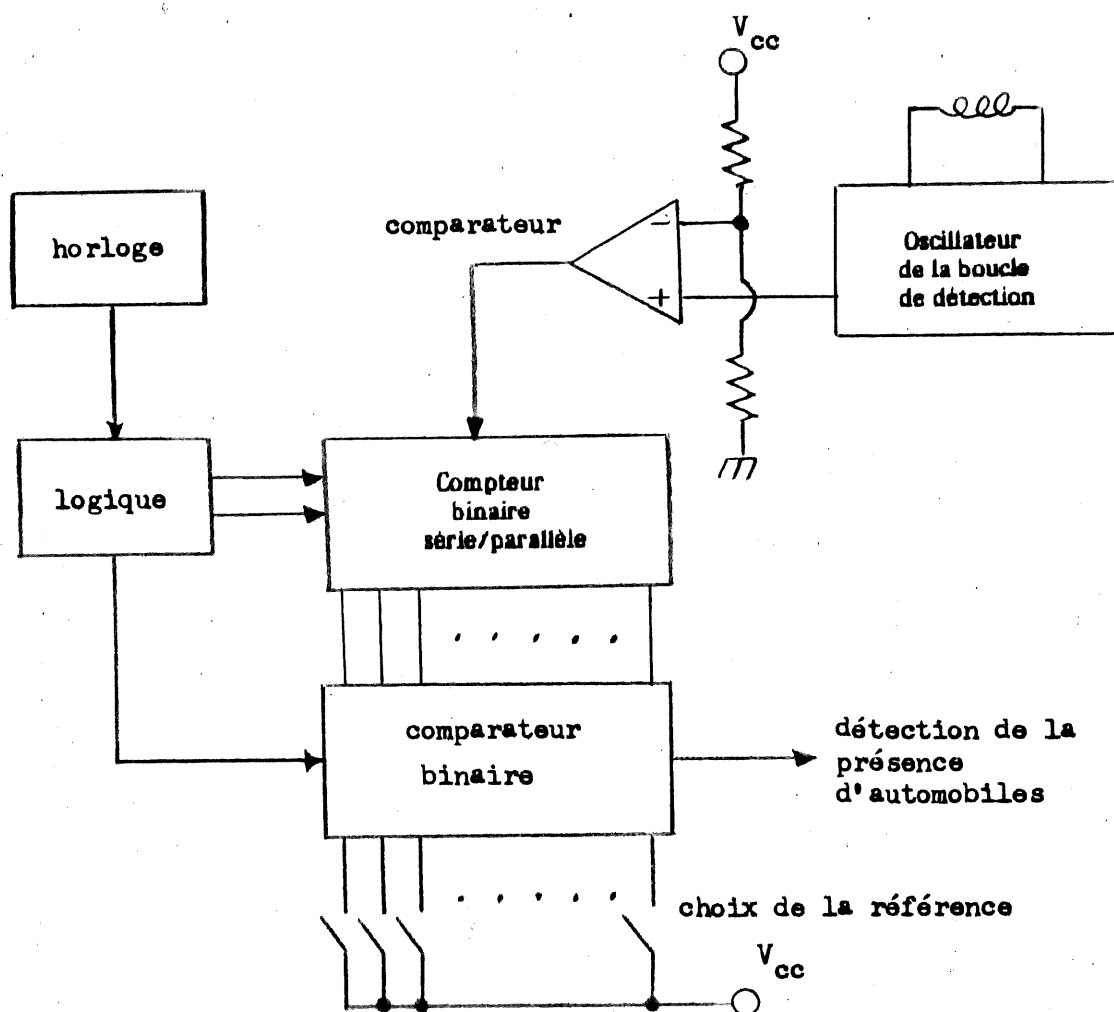


Figure 1.5 Schéma fonctionnel d'un circuit numérique servant à détecter la présence d'un véhicule.

1.2.2 RADAR ULTRASONIQUE

Un radar ultrasonique (sonar) peut aussi être utilisé pour détecter la

présence des véhicules. Le principe consiste à transmettre des impulsions ultrasoniques (à environ 50 KHz), et de mesurer la période de temps écoulée entre la transmission des impulsions et la réception du premier écho.

Le transducteur ultrasonique utilisé pour la transmission dans l'air est un haut parleur électrostatique qui agit aussi comme microphone. Le haut parleur électrostatique est un condensateur à électrodes mobiles qui se rapprochent ou s'éloignent légèrement sous l'effet d'une tension électrique.

Pour mesurer la distance des objets, le système transmet typiquement un train d'impulsions d'une durée totale d'environ 1 ms, puis se met à l'écoute du premier écho. Comme l'intensité de l'écho diminue selon la quatrième puissance de la distance de la cible, le sonar est muni d'un système de commande automatique du gain du récepteur qui augmente le gain graduellement au fur et à mesure que le temps passe avant la réception du premier écho. Cet intervalle de temps est ensuite converti en distance en sachant que le son voyage à 330 m/sec..

1.3 BARRIERE MOTRORISEE

Les barrières motorisées sont aussi couramment utilisées dans les parcs de stationnement. Elles sont essentiellement constituées d'un moteur électrique monophasé réversible, d'un système d'engrenage permettant de lever et d'abaisser la barrière, et de commutateurs de fin de course aux

deux positions extrêmes. La figure 1.6 montre le schéma d'un circuit typique permettant de contrôler la barrière à l'aide d'un micro-processeur. L'opération manuelle est aussi possible. Noter que la barrière n'a pas besoin d'être complètement fermée ou ouverte avant d'en inverser le mouvement.

1.4 SYSTEME D'IDENTIFICATION

Le système d'identification reste finalement la seule partie à développer pour pouvoir réaliser des guérites intelligentes. Ce système pose cependant des difficultés de tailles, que toute la panoplie des techniques modernes de télédétection peut à peine résoudre et ce à cause des conditions d'opération difficiles de celle-ci. Il va sans dire que ce système doit malgré tout être très fiable, à cause des sérieux désordres de la circulation automobile et des problèmes de facturation qui pourraient en découler.

1.4.1 ANALYSE DES CONDITIONS D'OPERATION

Parmi les difficultés dues aux conditions d'opération du système, citons celles dues à:

- la disposition physique des guérites
- la nature variée des véhicules
- les habitudes des conducteurs
- le climat
- la saleté.

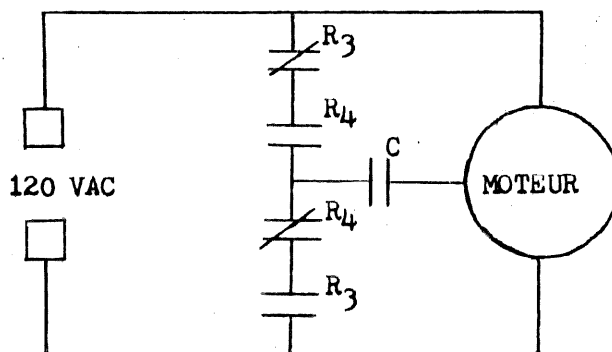
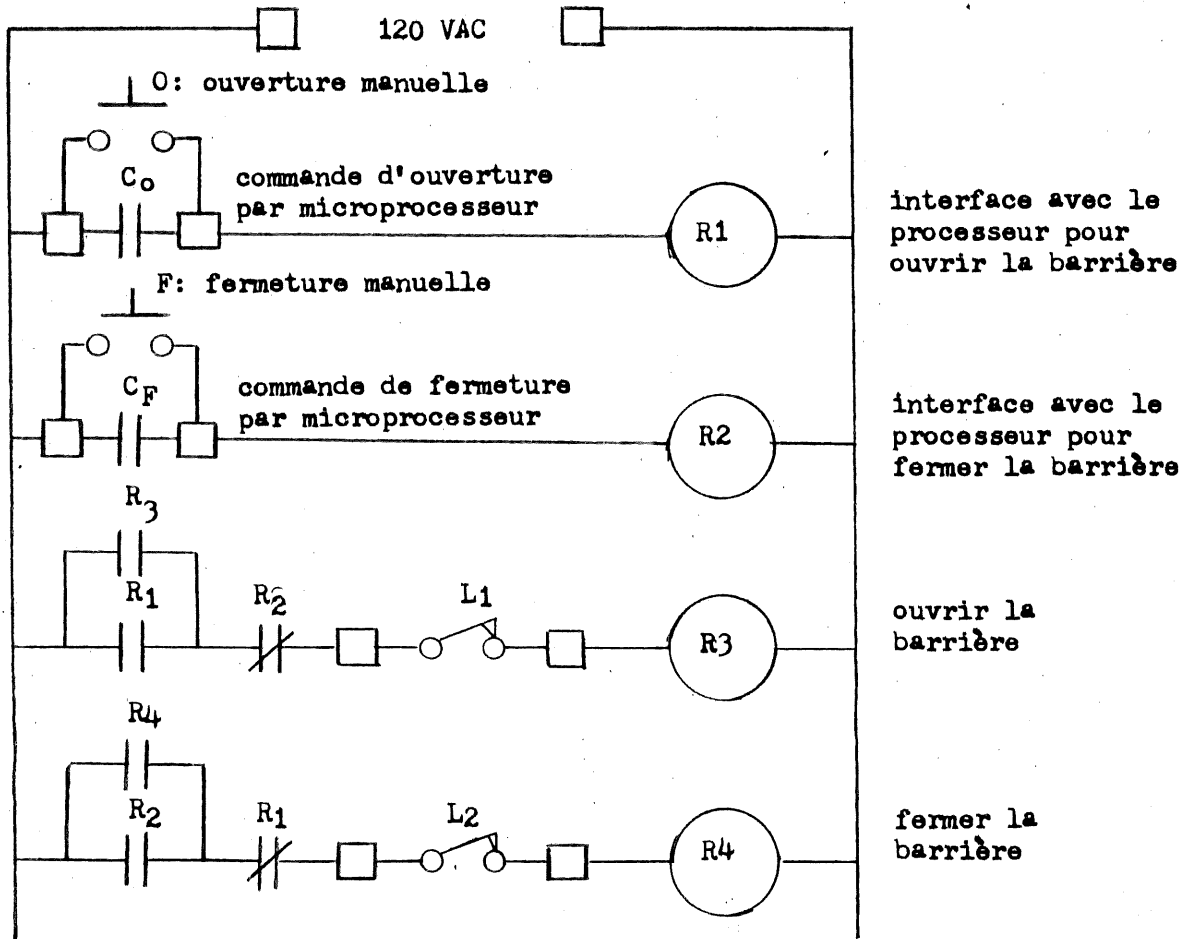


Figure 1.6 Circuit de commande de la barrière.

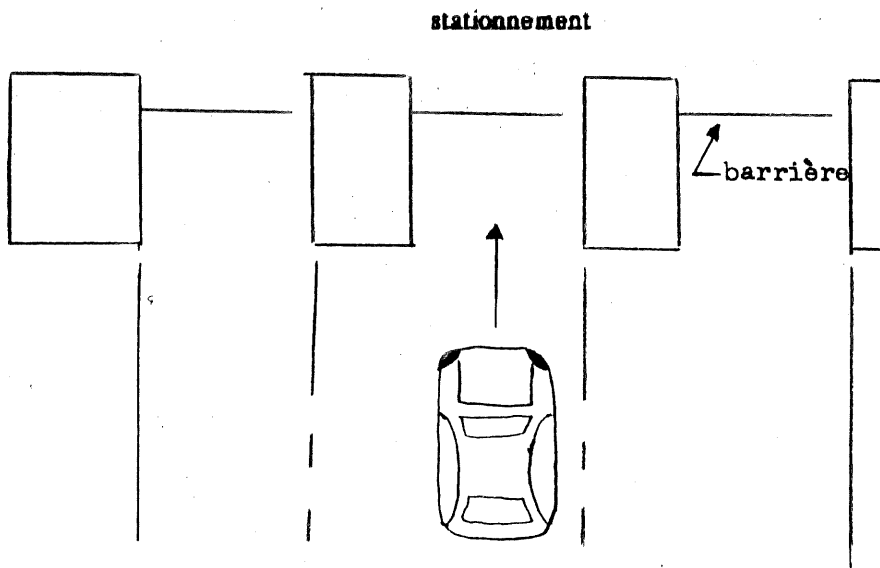


Figure 1.7 Ensemble typique de guérites.

la figure 1.7 montre la configuration d'un ensemble typique de guérites conventionnelles tel que l'on trouve sur les autoroutes ou à l'entrée des grands parcs de stationnement. Les voies sont très rapprochées, ce qui peut poser des problèmes d'interférence entre les systèmes d'identification des différentes guérites. Il n'est pas non plus possible, la plupart du temps, de placer des voies d'évitement pour les voitures non admises par le système, tel qu'indique à la figure 1.8.

La nature des véhicules est aussi très variée: on peut avoir une

motocyclette comme on peut avoir un camion remorque. La composition même des voitures tend à évoluer pour contenir une part de plus en plus grande de matériaux organiques synthétiques.

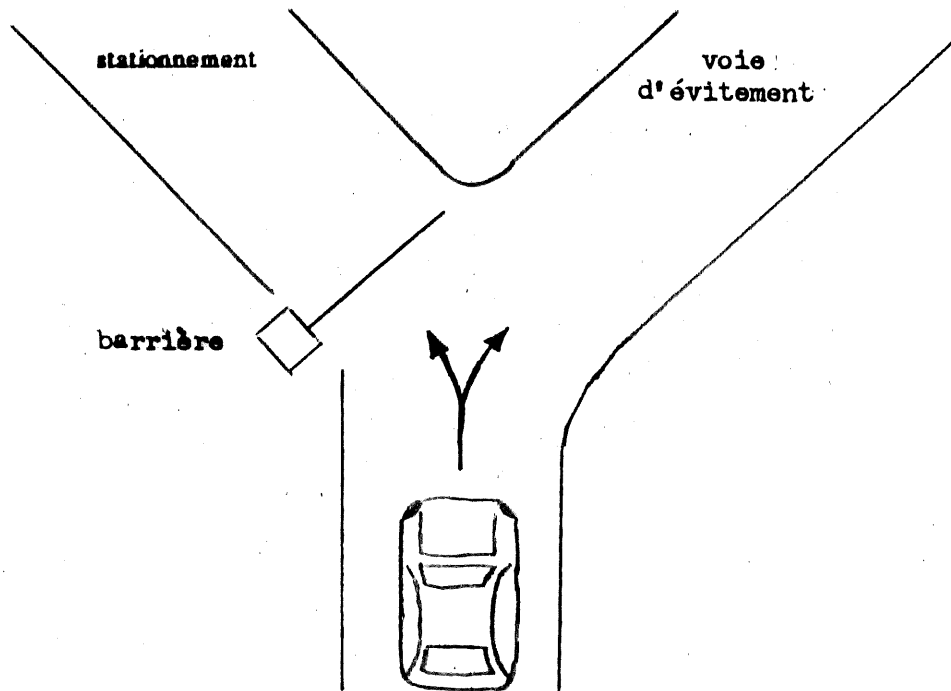


Figure 1.8. Guérite avec voie d'évitement.

Les habitudes même des conducteurs compliquent aussi la situation. Les conducteurs peuvent approcher la guérite à grande vitesse. On ne peut exiger de les retarder indûment. Ils peuvent rapprocher considérablement leur voiture dans les conditions d'embouteillage ce qui complique

l'identification d'une voiture particulière. Finalement, ils peuvent emprunter le couloir de la guérite de façon variable.

Le climat pose aussi de sérieux inconvénients. Le vent, la pluie, la neige, la glace, le soleil et les températures extrêmes proscrivent à eux seuls toutes les méthodes de télédétection de nature optique.

Et finalement, il y a aussi la poussière et la boue qui proscrivent aussi les méthodes optiques.

1.4.2 METHODES DE TELEDETECTION

La science moderne offre plusieurs méthodes susceptibles de permettre l'identification des véhicules automobiles en utilisant par exemples des principes relevant du domaine des radiofréquences, de l'optique visible et invisible, des rayons-X, des ultrasons, de la résonance magnétique nucléaire et du domaine nucléaire. Cependant, seulement un très petit nombre de ces méthodes peut être utilisé ici, soit à cause des contraintes physiques mentionnées précédemment, ou du niveau de radiation sur les personnes exposées ou encore à cause du coût de l'équipement.

Toutes les méthodes optiques sont à rejeter à cause de la pluie, neige, boue, etc..., qui empêchent la lecture visuelle d'une identification quelconque. La lecture au laser de codes UPC tels que ceux que l'on trouve sur les articles d'épicerie n'est donc pas fiable. L'analyse spectroscopique

la couleur d'une étiquette d'identification est aussi à rejeter, et il en est de même pour la lecture de la plaque d'immatriculation par l'utilisation des principes de la vision artificielle par ordinateur.

Tous les principes utilisés pour la tomographie médicale ne semblent pas être d'une grande aide non plus, soit parce qu'ils sont inappropriés, trop coûteux, ou encore dangereux pour les humains. La tomographie à positrons qui consiste à détecter avec précision la source de radiations nucléaires à l'aide d'une caméra gamma est une voie possible quoique hasardeuse. La tomographie ultrasonore est impossible dans ce cas-ci à cause de sa faible portée. La tomographie à rayons-X est dangereuse pour les occupants et ne donnerait pas facilement l'information recherchée. Il en serait de même pour la tomographie par résonance nucléaire.

Finalement, il semble qu'il ne reste pratiquement plus que les méthodes basées sur l'utilisation des radiofréquences qui soient de nature à pouvoir résoudre adéquatement ce problème d'identification, compte-tenu des contraintes physiques mentionnées précédemment.

1.4.3 ORIENTATION DE LA RECHERCHE

Conséquemment, compte tenu des analyses précédentes, le travail de recherche a été orienté vers l'utilisation des techniques à radiofréquence. La figure 1.9 donne le schéma général du système retenu.

Dans les systèmes proposés, l'arrivée d'une voiture déclenche un

transmetteur d'interrogation à hyperfréquences qui active un répondeur automatique à bord du véhicule. Ce répondeur transmet à son tour un code d'identification qui est capté par un récepteur stationnaire à haute fréquence. Un micro-ordinateur local vérifie la qualité de transmission du code pour l'envoyer ensuite à un ordinateur de gestion qui en vérifie la validité, ouvre la barrière, et la referme après le passage de la voiture.

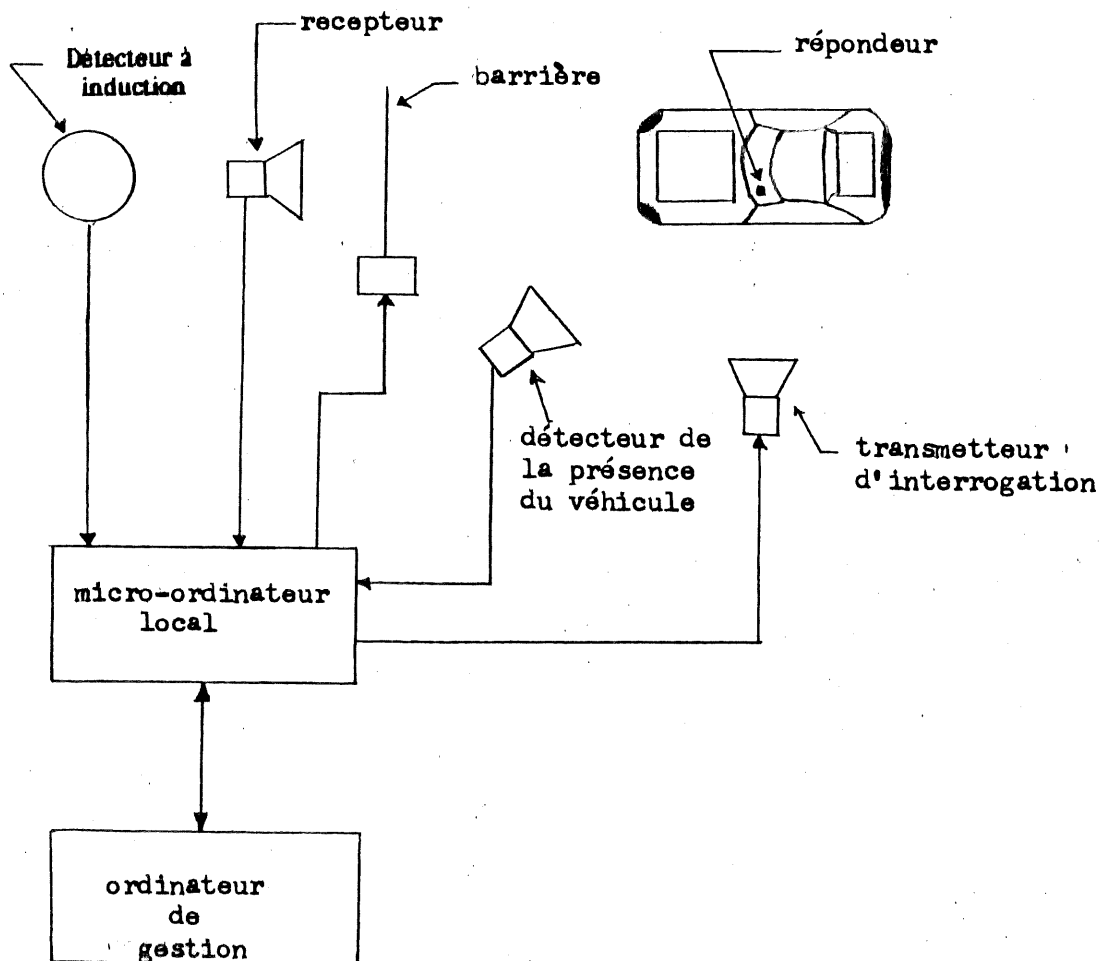


Figure 1.9 Schéma général d'une guérite automatique munie d'un système d'identification des véhicules.

Dans les deux chapitres suivants, le travail portera essentiellement sur l'élaboration de deux systèmes à radiofréquence, utilisant respectivement des répondeurs passifs et actifs.

CHAPITRE II

SYSTEME D'IDENTIFICATION AVEC REPONDEUR PASSIF

Les répondeurs passifs à hyperfréquence sont particulièrement attrayants parce qu'ils ne nécessitent pas de piles ni de source d'alimentation externe. Lorsqu'ils sont illuminés par une source à radiofréquence appropriée, ils utilisent l'énergie incidente pour transmettre à leur tour un signal d'identification qui leur est propre. Dans ce chapitre, nous étudierons le fonctionnement général, d'une version commerciale, d'un système d'identification de véhicules automobiles avec répondeur passif. En apportant une attention toute particulière à l'interrogeur et au répondeur qui constituent le coeur du système. Une analyse des avantages et des inconvénients sera présentée, en vue de la réalisation d'un système amélioré au chapitre 3.

2.1 FONCTIONNEMENT GENERAL DU SYSTEME

Le schéma d'une guérite automatique muni d'un système d'identification à hyperfréquence avec répondeur passif est présenté à la figure 2.1. Le système est constitué des principaux éléments suivants:

1. un sonar de détection d'arrivée des véhicules servant à

déclencher le mécanisme d'interrogation

2. un transmetteur à modulation d'amplitude qui transmet un mince faisceau d'onde modulé à hyperfréquence à l'aide d'une antenne à fente pour l'interrogation de l'automobile
3. un répondeur passif à bord du véhicule dont la réponse varie en fonction de la modulation de l'onde incidente et selon le numéro de code du répondeur
4. un récepteur à modulation d'amplitude pour capter le signal d'identification du répondeur
5. un micro-ordinateur local pour la gestion générale de l'ensemble de la guérite tel que la vérification des erreurs de réception du signal du répondeur, les communications avec l'ordinateur de gestion, et l'opération de la barrière motorisée
6. un ordinateur de gestion de la vérification des numéros de code et la facturation
7. un détecteur de départ du véhicule.

2.2 SONAR

2.2.1 TRANSMETTEUR/RECEPTEUR

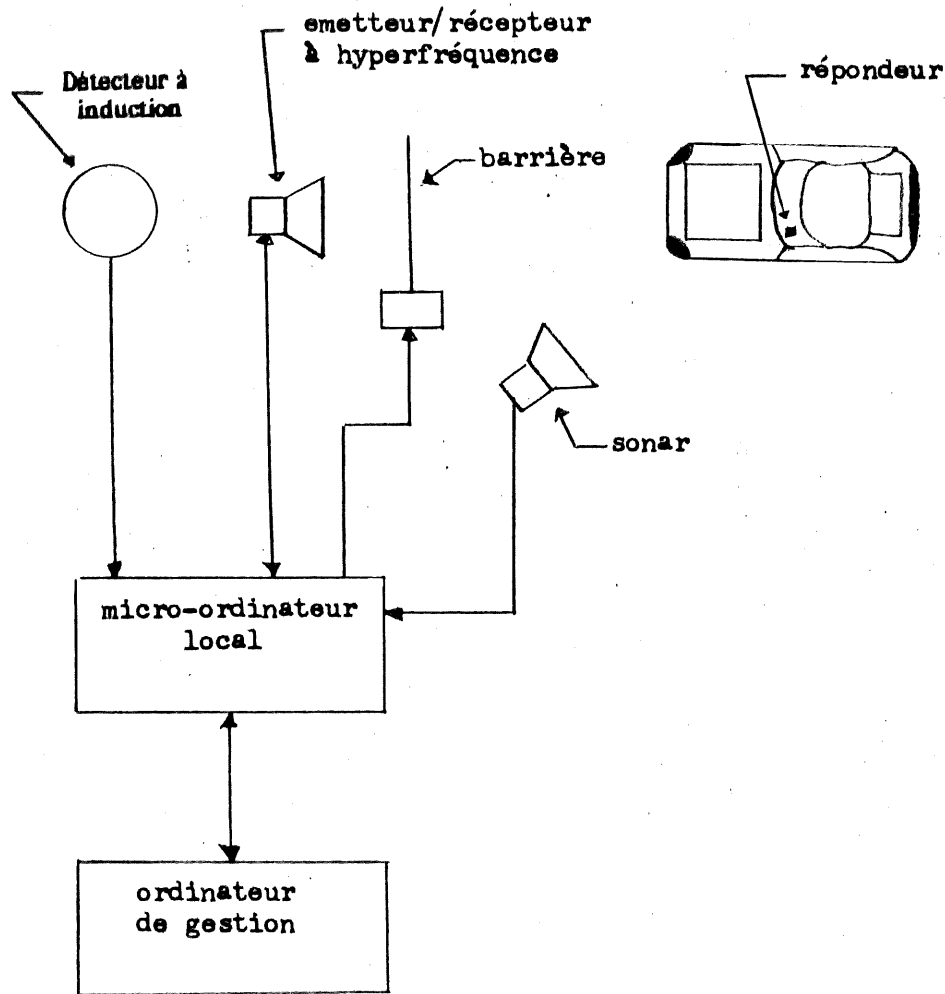


Figure 2.1 Système d'identification à hyperfréquence avec répondeur passif.

Pour cette étude, un sonar a été utilisé pour détecter l'approche des véhicules et un détecteur à induction pour déceler le départ. Il a pour but d'illustrer la possibilité d'utilisation de façon interchangeable ces deux

types de détecteurs. L'utilisation d'un type de détecteur plutôt que l'autre dépend essentiellement des conditions d'installation et d'opération.

Le sonar, décrit ici à type d'exemple, est manufacturé par la compagnie Polaroid [17]. Il peut détecter la présence d'un objet à partir d'une distance de 27 cm jusqu'à 10.5 m avec une résolution de plus ou moins 30 mm. La mesure de la distance est obtenue en mesurant l'intervalle de temps écoulé entre la transmission d'impulsions ultrasoniques et la réception de l'écho de la cible. Le schéma fonctionnel du circuit est présenté à la figure 2.2, tandis que le diagramme détaillé du circuit ainsi que le schéma du montage apparaissent respectivement aux figures 2.3 et 2.4. Les circuits intégrés U_1 , U_2 et U_3 sont des circuits particuliers à la compagnie Polaroid. La figure 2.5 donne les détails du transducteur ultrasonique qui est en fait un haut parleur électrostatique (i.e. condensateur à électrodes mobiles).

Pour opérer ce circuit, il faut ajouter les éléments périphériques indiqués à la figure 2.6. L'alimentation est appliquée aux bornes 3 à 8, avec mise à la terre à la borne 10. L'alimentation est de 4.5 à 7 volts à courant continu et elle doit être capable de fournir des pointes de courant de 2.5 ampères pendant une durée de 1 ms. L'application d'un pulse VSW d'une durée minimum de 100 ms à la borne 9, produit un train de 56 impulsions dont la durée totale est de 1 ms (XLG) à la borne 16 (Fig. 2.7). Ce même signal est aussi amplifié jusqu'à 300 volts d'amplitude pour être envoyé au transducteur ultrasonique par les bornes 1 et 2.

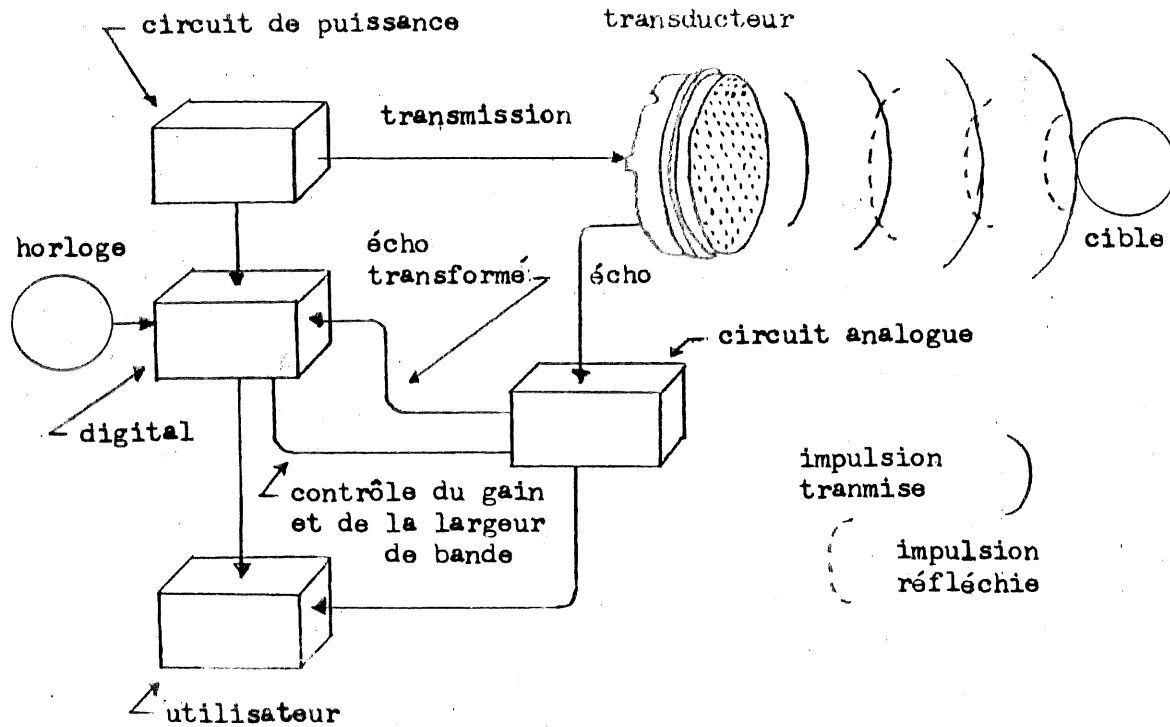


Figure 2.2 Diagramme fonctionnel du sonar Polaroid.

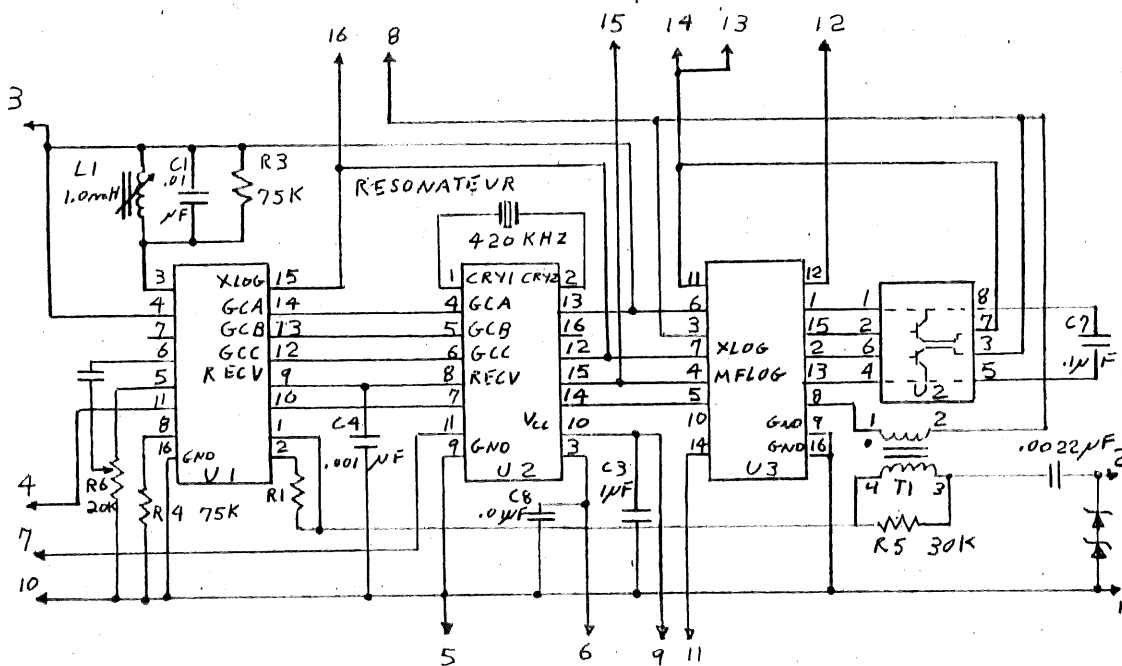
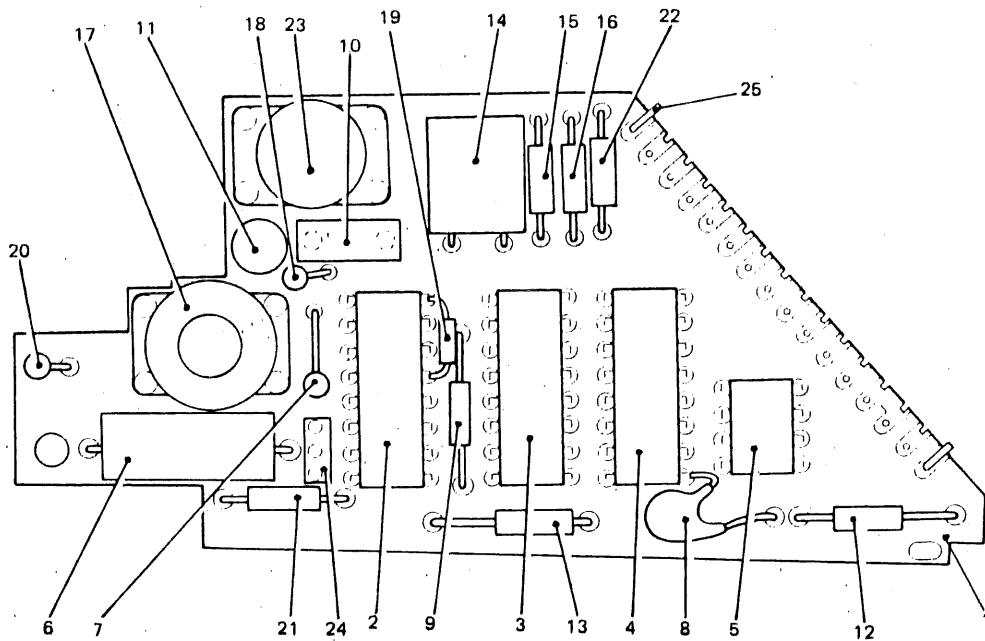


Figure 2.3 Schéma du sonar.



ITEM	REF.	DESCRIPTION	ITEM	REF.	DESCRIPTION
1		circuit imprimé	14	XTAL	crystal
2	U1	analogue	15	CR1	diode zener (1N990B)
3	U2	digital	16	CR2	diode zener (1N990B)
4	U3	interface	17	L1	transformateur
5	U4	PNP	18	R1	résistance 1/4 W
6	C1	condensateur .01 μ F	19	C9	condensateur .01 μ F
7	C2	condensateur .01 μ F	20	R3	résistance 75 K
8	C3	condensateur 1 μ F	21	R4	résistance 75 K
9	C4	condensateur .001 μ F	22	R5	résistance 30K
10	C5	condensateur .0022 μ F	23	T1	transformateur
11	C6	omis	24	R6	résistance variable
12	C7	condensateur .1 μ F	25		borne mâle
13	C8	condensateur .01 μ F			

Figure 2.4 Schéma du circuit imprimé du sonar.

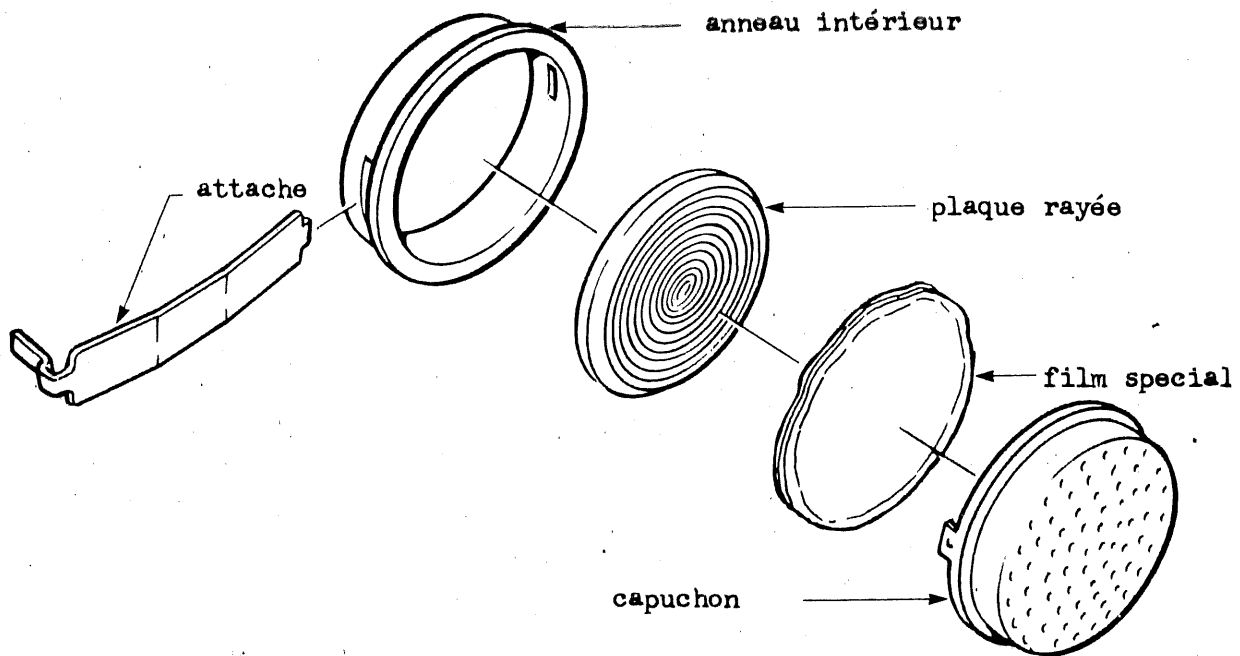


Figure 2.5 Transducteur ultrasonique.

Après la transmission de chaque train d'impulsions, le transducteur agit alors comme microphone pour se mettre à l'écoute des échos. Les signaux amplifiés de ces échos apparaissent à la borne 5 du circuit U1. Ces signaux sont rectifiés et intégrés (c.f. borne 9 de U1 à la figure 2.7) pour finalement produire le signal FLG à la borne 15 du circuit imprimé dont le front montant correspond à l'arrivée du premier écho.

Quoique le principe du sonar soit simple, son fonctionnement pose des difficultés importantes. Il y a d'abord l'amplitude de l'écho qui diminue proportionnellement avec la quatrième puissance de l'éloignement de la

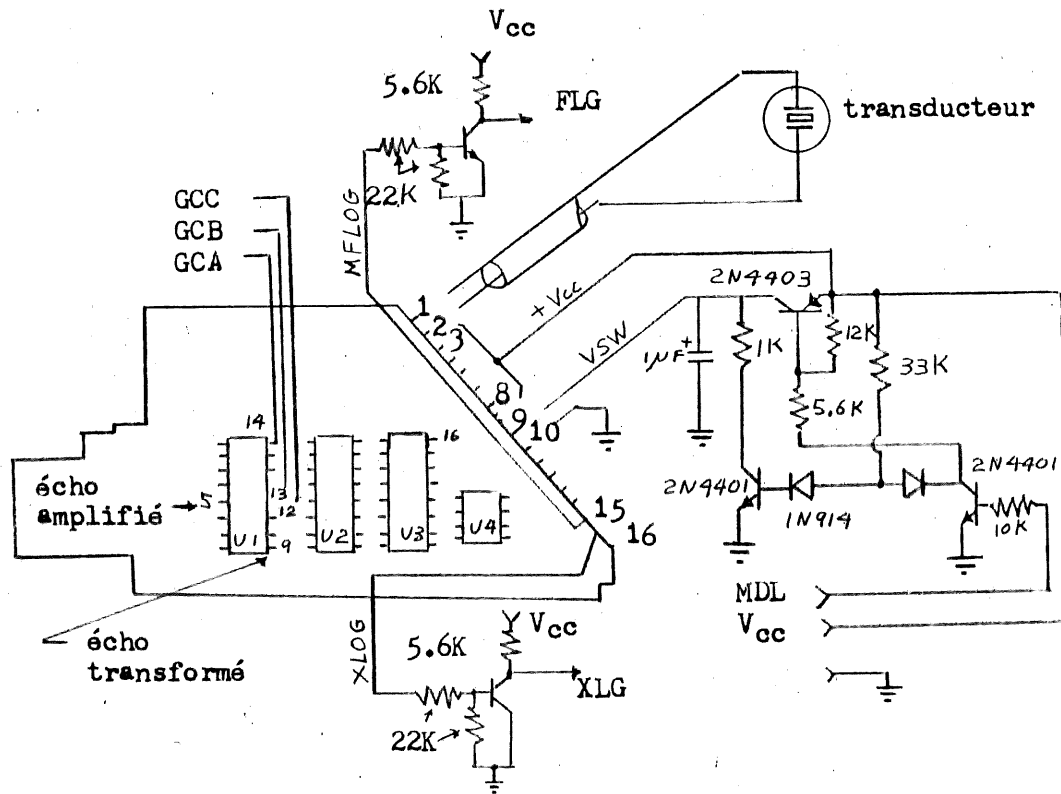
cible, ce qui entraîne des variations d'amplitude de 2 000 000 de fois pour ce sonar. Conséquemment, le circuit possède un système de commande automatique du gain du récepteur, qui augmente le gain en 16 étapes successives (Fig. 2.8) tout en variant la largeur de bande du récepteur (Fig. 2.9) en fonction du temps écoulé depuis la transmission du train de pulse augmentant ainsi la réceptivité du récepteur aux basses fréquences qui sont moins atténuées en fonction de la distance parcourue. La correspondance, entre le temps écoulé et la distance de la cible est donnée à la figure 2.8. Les signaux GCA, GCB et GCC du compteur binaire série qui mesurent le temps écoulé, sont disponibles aux bornes 14, 13 et 12 de U1.

Le train d'impulsion XLG est aussi constitué d'ondes carrées de 4 fréquences différentes pour minimiser les problèmes d'absorption d'ondes acoustiques à certaines fréquences par la cible. Conséquemment, le train de 56 impulsions XLG est constitué de 8 cycles à 53 KHz et 24 cycles à 50 KHz.

2.2.2 MESURE DE LA DISTANCE

La figure 2.10 donne le schéma du circuit servant à convertir l'intervalle de temps entre la transmission du train d'impulsion et la réception du premier écho FLG, en mesure de distance. La mesure de l'intervalle de temps est faite à l'aide d'un compteur binaire qui commence à compter à partir de zéro au début de chaque train d'impulsion et qui s'arrête de compter à la réception du premier écho. Si ce compteur est actionné par une horloge à 3.579545 MHz divisée successivement par 108 et puis par 2, l'on obtient alors la distance approximative de la cible

directement en centimètre (Note: la vitesse du son est de 331.36 m/sec).



FLG: "reflected transmission signal"

XLG: "digital logic drive signal"

MDL: "multiple drive logic signal"

VSW: "voltage signal width"

GCA: "gain logic signal A"

GCB: "gain logic signal B"

GCC: "gain logic signal C"

Figure 2.6 Utilisation du sonar.

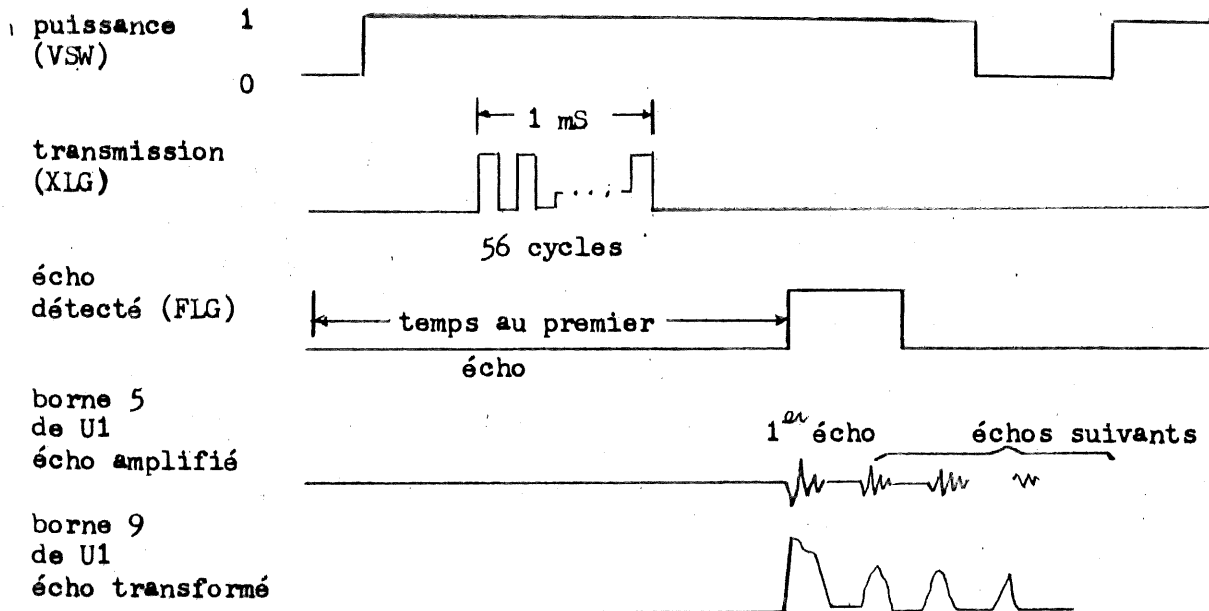


Figure 2.7 Formes d'ondes du sonar.

Pour les besoins de la guérite, on désire tout simplement reconnaître l'arrivée d'un véhicule à partir d'une certaine distance. Ceci peut être accompli par un comparateur binaire qui compare la valeur de la distance de l'automobile, donnée par le compteur binaire de la figure 2.10, avec une constante. Un signal SIG est alors fourni par le comparateur quand un véhicule est en deçà d'une certaine distance.

2.2.3 TRANSDUCTEUR ULTRASONIQUE

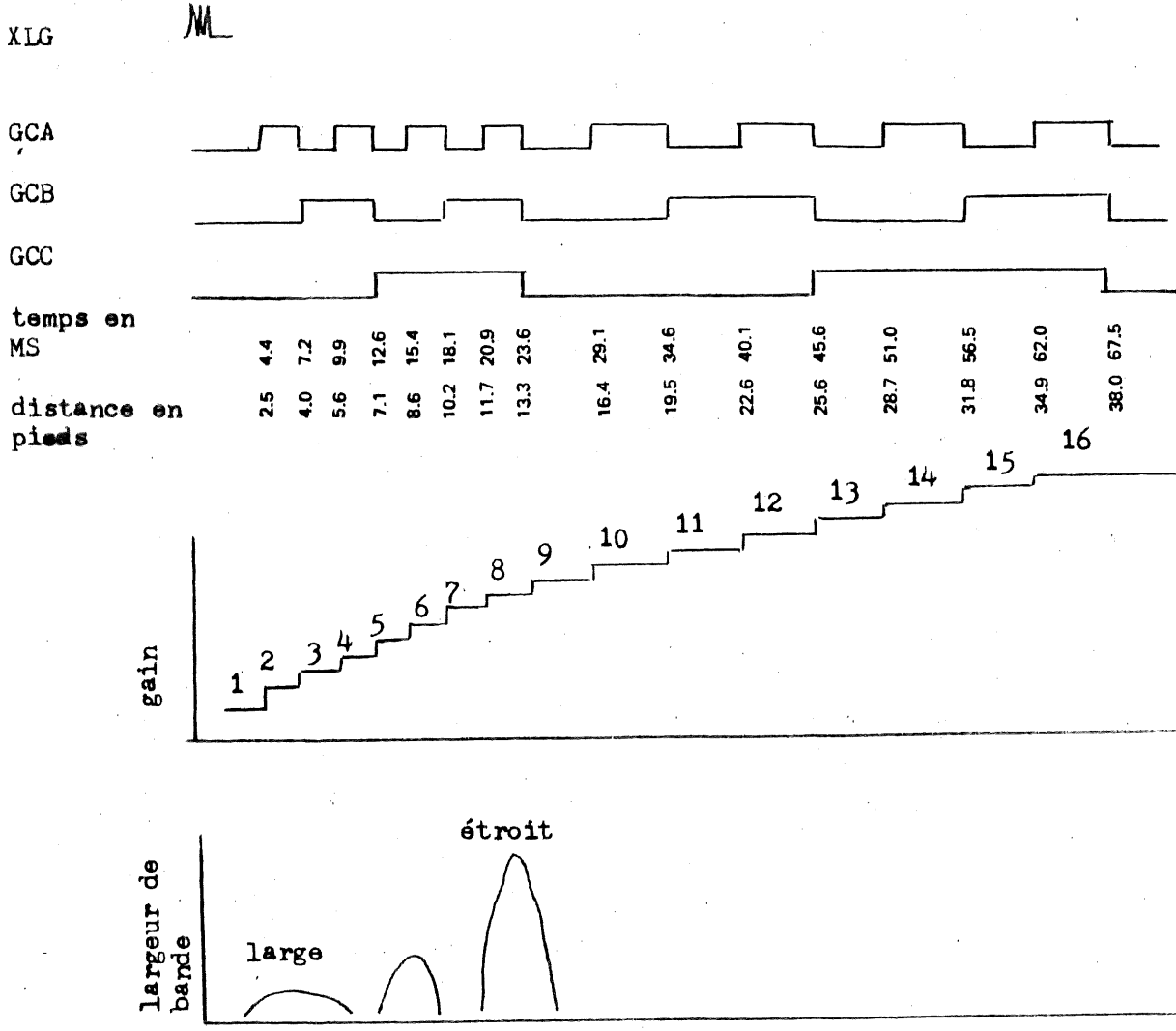


Figure 2.8 Commande du gain du récepteur du sonar.

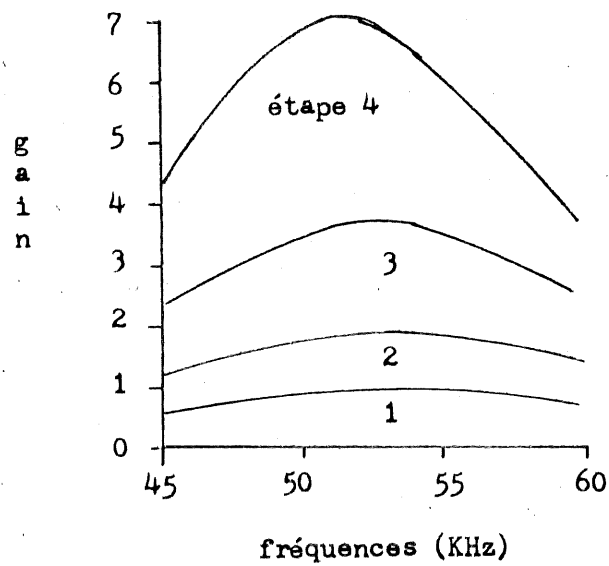
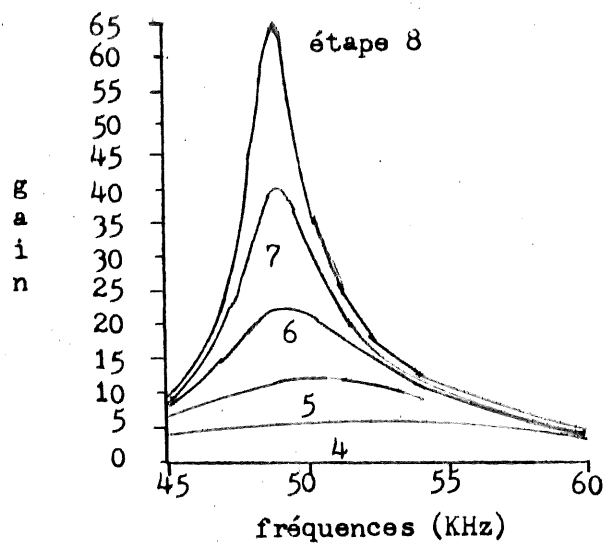


Figure 2.9 Commande de la largeur de bande du récepteur du sonar.

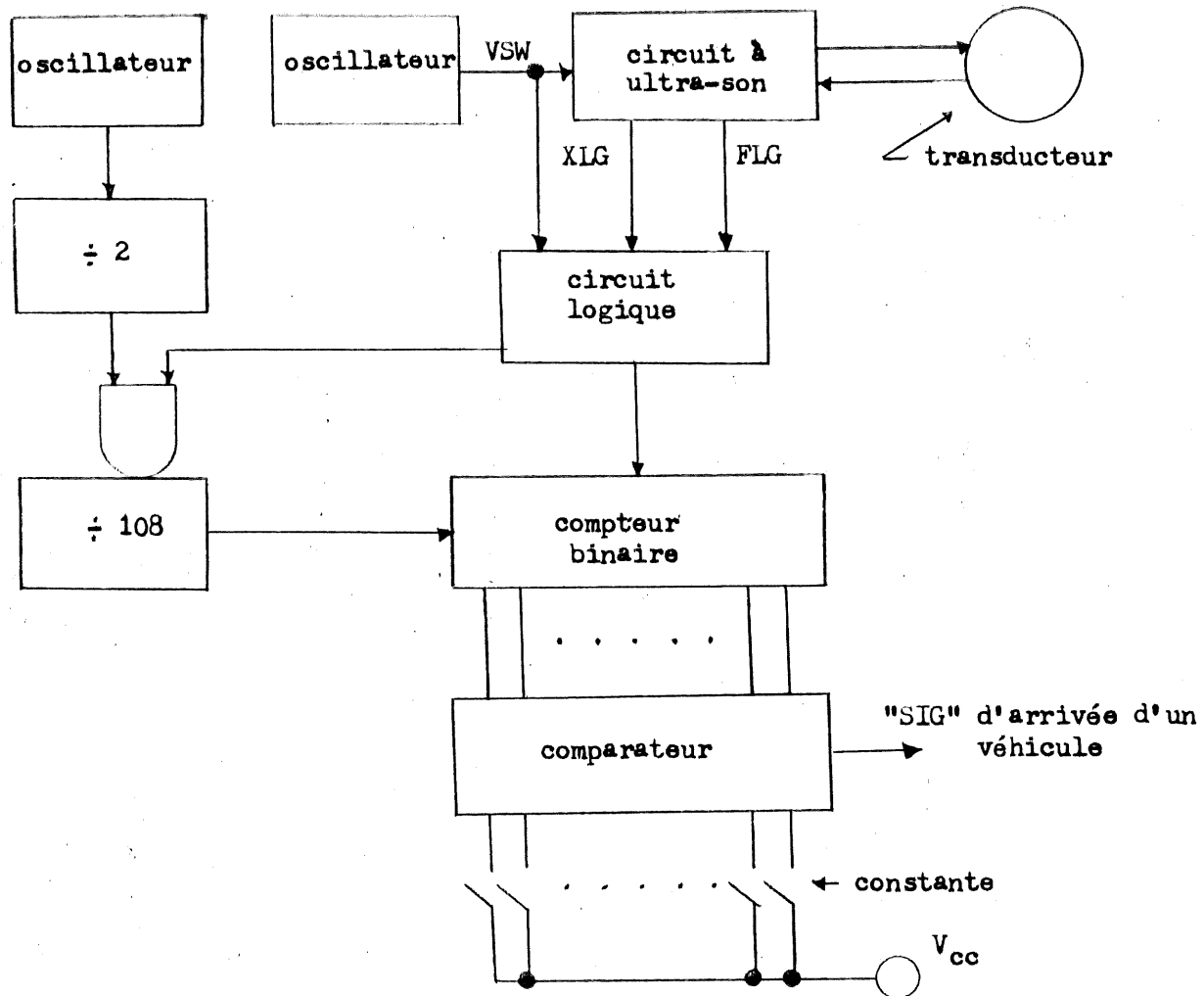


Figure 2.10 Mesure de la distance et détection d'arrivée d'un véhicule.

Le transducteur ultrasonique est en fait un haut parleur électrostatique. C'est un condensateur à électrodes mobiles qui se rapprochent ou s'éloignent légèrement sous l'effet du champ électrique créé par l'application d'un voltage entre les deux électrodes. Les

caractéristiques techniques de ce transducteur sont données à l'annexe A.

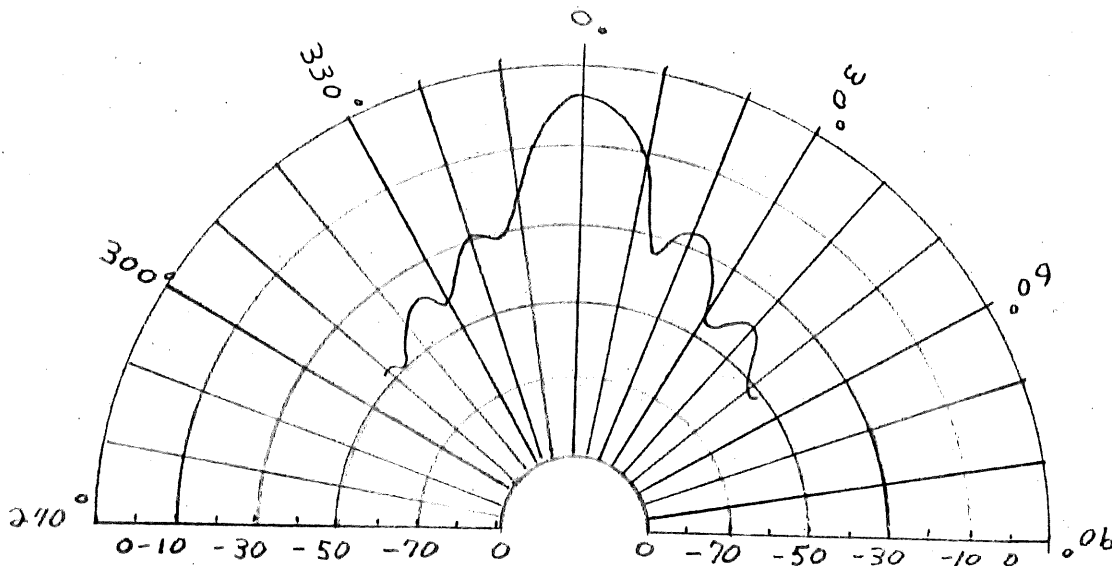


Figure 2.11 Courbe de rayonnement du transducteur ultrasonique à 50 KHz.

Le faisceau de ce transducteur est large (Fig. 2.11) de sorte qu'il est facile de couvrir tout le couloir d'approche des véhicules de la guérite. On peut, par exemple, l'installer tel qu'indiqué à la figure 2.12 à environ 1.5 m au-dessus du sol en le pointant en travers le couloir de façon à ce que les véhicules coupent obligatoirement le faisceau.

2.3 SYSTEME D'IDENTIFICATION PASSIF

2.3.1 PRINCIPE GENERAL

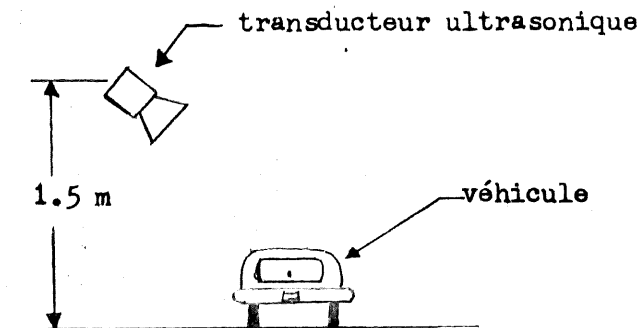


Figure 2.12 Positionnement du faisceau d'ultrasons.

Le principe de fonctionnement du système d'identification passif est fondé sur l'utilisation d'un ensemble de résonateurs céramiques qui résonent à des fréquences différentes [21]. L'identification du véhicule est encodée par le choix de la combinaison des fréquences de résonance. Une illustration du principe de fonctionnement simplifié est présentée à la figure 2.13, où l'interrogateur agit comme un oscillateur à balayage qui excite les résonateurs à travers des bobines d'induction qui agissent comme un transformateur de couplage. Quand la fréquence f_s émise par l'interrogateur coïncide avec celle d'un des résonateurs, il se produit alors une surtension qui apparaît aussi sur la bobine d'induction. Il est alors possible de déterminer les fréquences de résonance de tous les résonateurs du répondeur passif et d'en extraire son code d'identification.

Ce système n'est évidemment pas applicable tel quel à notre problème parce que le champ d'action des bobines d'induction est très

court. Les bobines d'induction sont donc remplacées par des antennes tel qu'indiqué à la figure 2.14.

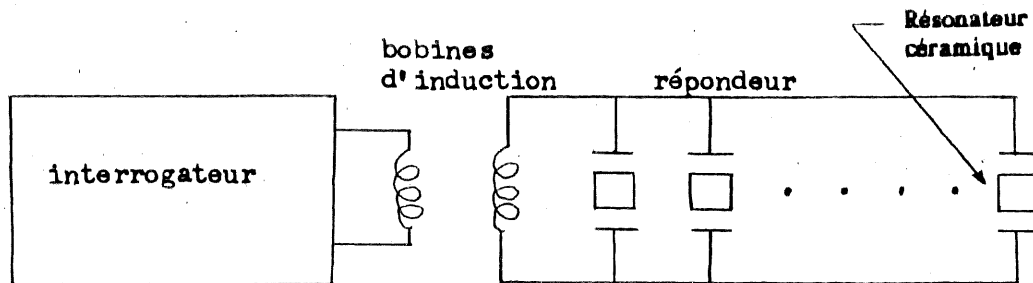


Figure 2.13 Système d'identification passif à couplage magnétique.

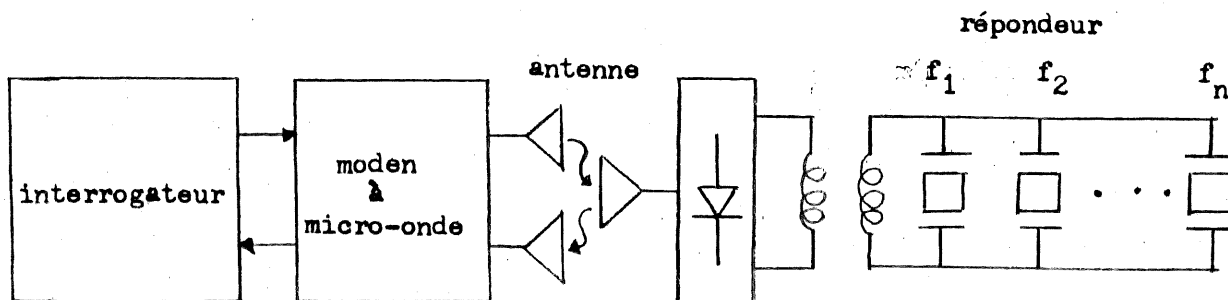


Figure 2.14 Système d'identification utilisant les micro-ondes.

2.3.2 IDENTIFICATION PASSIVE A HYPERFREQUENCE

Pour transmettre à distance le signal d'interrogation f_s , on le module en amplitude sur une porteuse à haute fréquence f_0 à 2.45 GHz pour le transmettre ensuite via l'antenne de l'interrogateur (Fig. 2.15). Les composantes fréquentielles de ce signal sont $f_0 \pm f_s$.

Ce signal est capté par l'antenne du répondeur qui alimente une diode. A cause de la non linéarité de la diode, le signal de balayage f_s est démodulé pour être appliqué ensuite aux bornes des résonateurs céramiques. Quand la fréquence de résonance f_n ($n = 1, 2, \dots, n$) de l'un des résonateurs céramiques correspond à f_s , il se produit alors une surtension. Cette surtension à la fréquence f_n retourne aussi vers la diode de détection qui module ce signal en amplitude en utilisant la porteuse f_0 de l'onde incidente. Il en résulte donc des signaux aux composantes fréquentielles $f_0 \pm f_1, f_0 \pm f_2, \dots$ ou $f_0 \pm f_n$ qui sont émis par l'antenne du répondeur.

Le signal ainsi "réfléchi" par le répondeur est capté par l'antenne de réception de l'interrogateur (Fig. 2.15) qui l'envoie ensuite à un démodulateur homodyne. Il faut noter ici que l'antenne de transmission de l'interrogateur doit être très directionnelle, afin d'éviter d'éclairer directement son antenne de réception.

2.3.2.1 DETECTION DES FREQUENCES DE RESONANCE DU REPONDEUR

La détection homodyne [6] consiste à multiplier le signal à modulation d'amplitude MA reçu à l'antenne

$$\begin{aligned}\sigma(t) &= A_m \cos \omega_0 t + A_m M \cos \omega_0 t \cos \omega_s t \\ &= A_m \cos \omega_0 t + \frac{A_m M}{2} \cos(\omega_0 - \omega_s)t + \frac{A_m M}{2} \cos(\omega_0 + \omega_s)t\end{aligned}$$

par le signal de la porteuse

$$f(t) = B \cos \omega_0 t,$$

ce qui donne

$$\begin{aligned}M(t) &= B \cos \omega_0 t \left[A_m \cos \omega_0 t + \frac{A_m M}{2} \cos(\omega_0 - \omega_b)t + \right. \\ &\quad \left. \frac{A_m M}{2} \cos(\omega_0 + \omega_b)t \right] \\ &= \frac{BA_m}{2} \cos(\omega_0 + \omega_0)t + \frac{BA_m}{2} \cos(\omega_0 - \omega_0)t + \\ &\quad \frac{BA_m M}{4} \cos((\omega_0 - \omega_b) - \omega_0)t + \frac{BA_m M}{4} \cos((\omega_0 - \omega_b) + \omega_0)t +\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \frac{BA_m M}{4} \cos((\omega_o + \omega_b) - \omega_o)t + \frac{BA_m M}{4} \cos((\omega_o + \omega_b) + \omega_o)t \\
& = \frac{BA_m}{2} \cos(\omega_o + \omega_o)t + \frac{BA_m}{2} \cos(\omega_o - \omega_o)t + \frac{BA_m M}{4} \cos(-\omega_b)t + \\
& \quad \frac{BA_m M}{4} \cos(2\omega_o - \omega_b)t + \frac{BA_m M}{4} \cos(\omega_b)t + \\
& \quad \frac{BA_m M}{4} \cos(2\omega_o + \omega_b)t .
\end{aligned}$$

Le spectre de ce nouveau signal apparaît à droite et à gauche de la figure 2.16. Notons que le spectre du signal désiré est à gauche et qu'il a deux fois l'amplitude de celui à $2f_o$. Ceci est dû au fait que l'information est identique de chaque côté de la bande, et que le démodulateur de produit additionne les deux composantes pour donner le double de la tension.

La simple démodulation homodyne ne suffit pas à reconnaître avec certitude les fréquences de résonance du répondeur. Pour ce faire, on envoie le signal f_n à la sortie du démodulateur à un détecteur synchrone qui produit des battements entre la fréquence de balayage f_s fournie au transmetteur de l'interrogateur et la fréquence f_n à la sortie du démodulateur, en faisant l'opération $f_s - f_n$. L'expression mathématique du signal qui en résulte est: [21]

$$e(t) = V e^{-\omega(t - \tau_K)/2Q_L} \cdot e^{-j\pi h(t - \tau_K)^2}$$

où V : constante

ω_K : fréquence de résonance angulaire du résonateur K

τ_K : fréquence de résonance K

Q_L : facteur de qualité Q du circuit résonant du répondeur

H : vitesse angulaire de balayage de f_s .

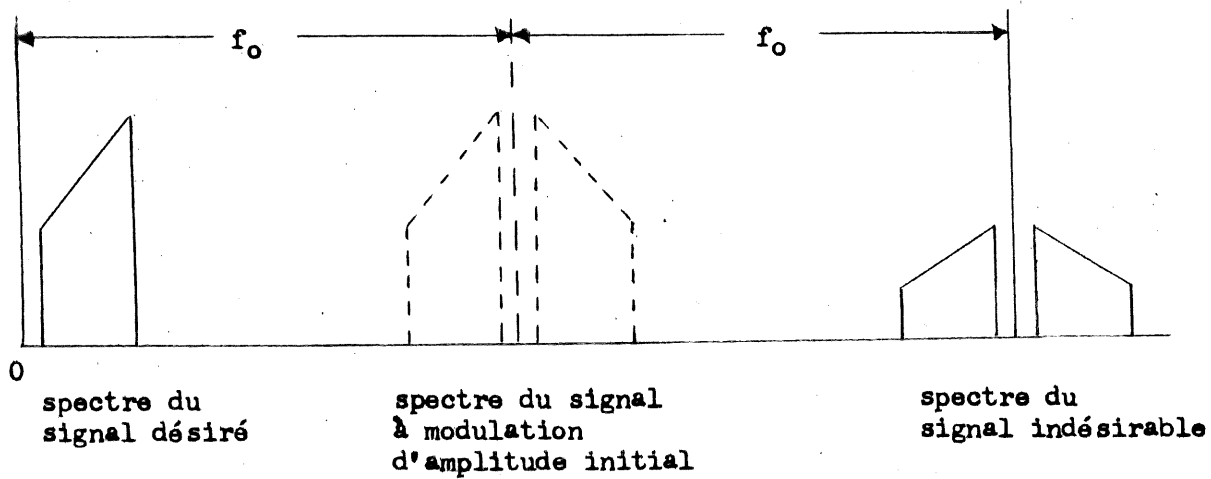


Figure 2.16 Démodulation d'un signal AM par un démodulateur homodyne.

Les ondes ainsi formées ont toutes la même forme pour tous les points de résonance, et elles sont converties en une impulsion d'information

par un filtre du type "matched filter" (Fig. 2.17).

Si la fréquence du signal de balayage augmente linéairement en fonction du temps, il y aura nécessairement correspondance entre les fréquences de résonance des résonateurs et la position des impulsions de sortie du "matched filter" sur une base de temps, de sorte que la mesure de la fréquence devient simplement une mesure de période de temps.

2.3.2.2 APPLICATION AU REPONDEUR PASSIF

Le schéma du répondeur passif est donné à la figure 2.18. Il est simplement constitué d'une antenne, d'une diode servant à la démodulation du signal incident et à la modulation du signal réfléchi, d'un transformateur de couplage et d'une batterie de résonateurs céramiques avec diverses fréquences de résonance.

Le signal incident sur l'antenne peut être représenté par:

$$e^{j\omega_0 t} \quad \text{pour le signal de la porteuse et}$$

$$e^{j\omega_0 t} \cdot e^{j\pi h t^2} \quad \text{pour les bandes latérales}$$

où le terme $e^{j\pi h t^2}$ est la fréquence de balayage.

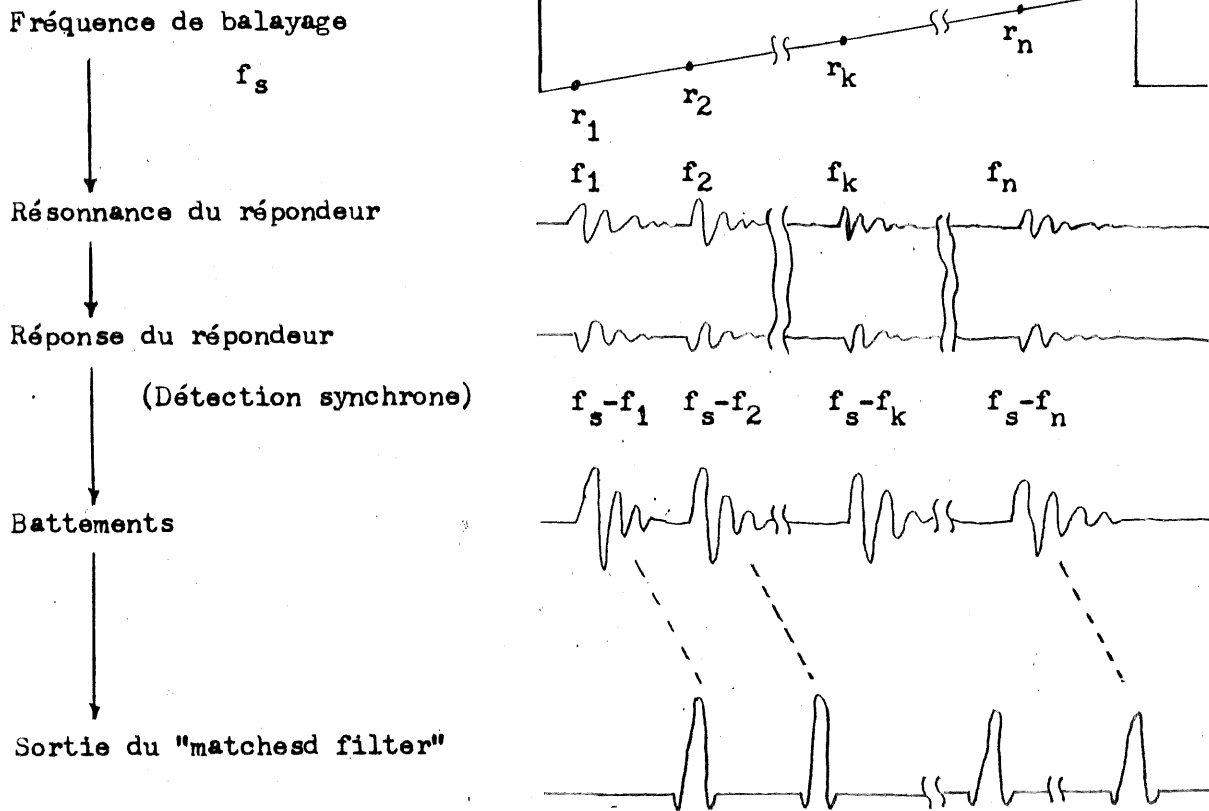


Figure 2.17 Illustration des principaux signaux du système d'identification passif.

A cause de la non linéarité de la diode, ce signal à modulation d'amplitude est démodulé pour donner une enveloppe qui correspond à $e^{j\pi h t^2}$. Ce signal passe à travers le transformateur pour provoquer une résonance quand la fréquence de celui-ci correspond à celle d'un des

résonateurs céramiques. La durée de la résonance dépend de la vitesse de balayage de $e^{j\pi ht^2}$ et du facteur de la qualité Q des résonateurs. Chaque résonateur produit un courant i_r lorsqu'il est en résonance, qui est: [21]

$$i_r = I_k e^{-\omega_K(t - \tau_K)/2Q_L} \cdot e^{-j\pi h(t - \tau_K)^2} \cdot e^{j\pi ht^2}$$

où I_k est une constante pour le résonateur K .

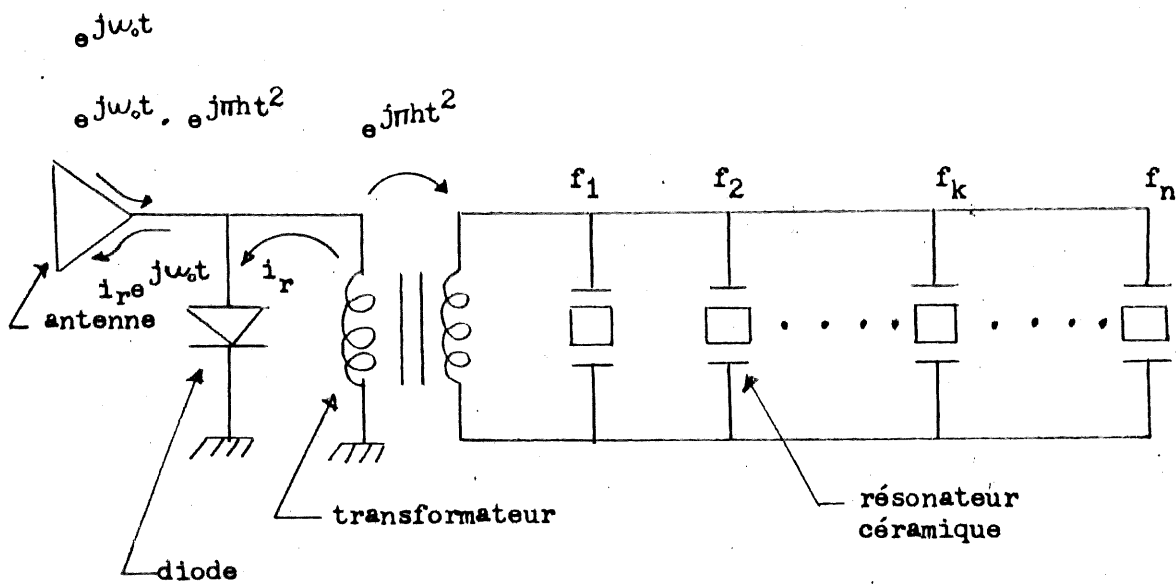


Figure 2.18 Modèle du répondeur passif.

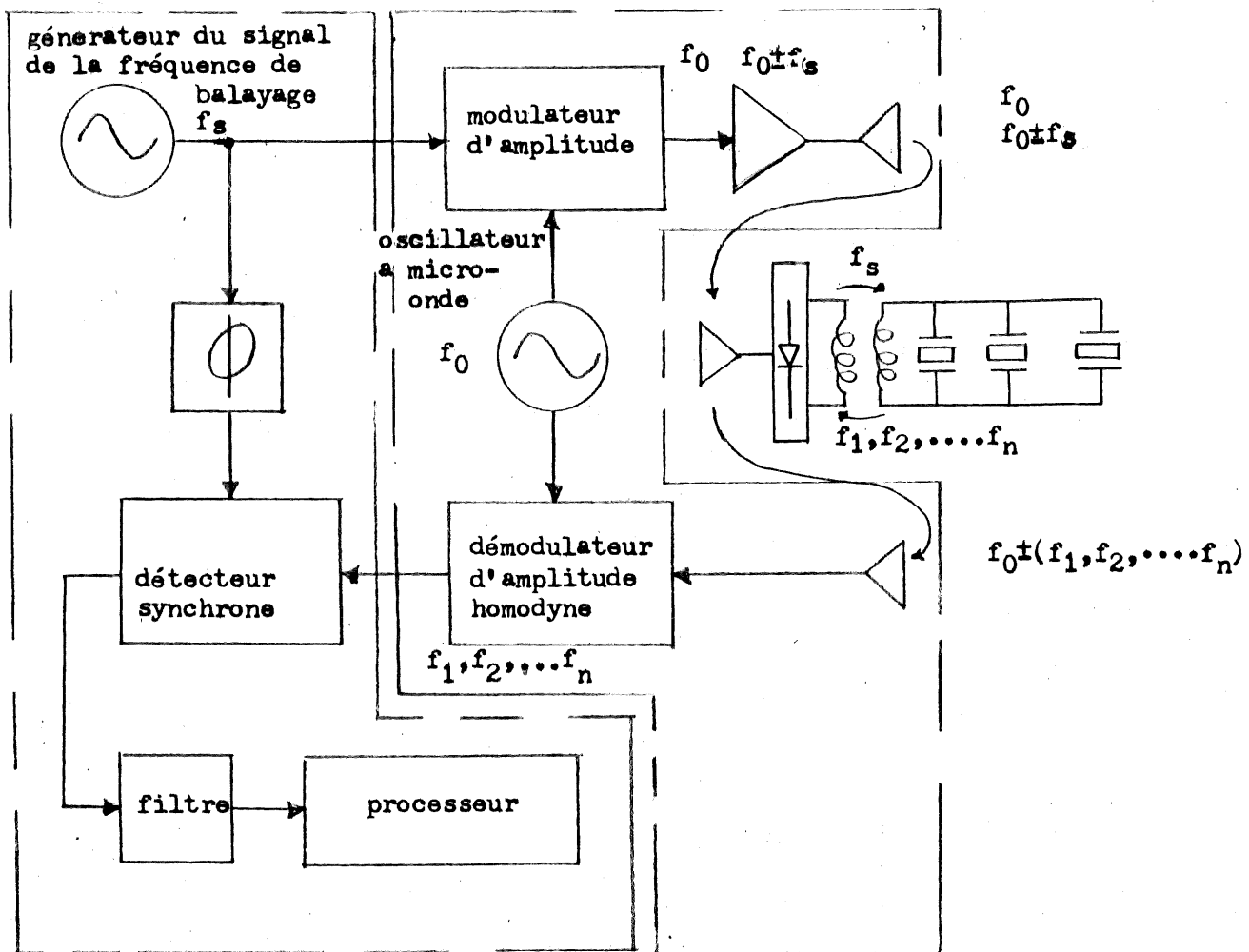


Figure 2.15 Schéma-bloc du système d'interrogation à micro-ondes avec répondeur passif.

Vu que la diode est déjà excitée par une porteuse micro-onde $e^{j\omega_0 t}$ et qu'elle est dans un état non linéaire, la variation du courant i_r dans la diode produit une modulation d'amplitude $i_r e^{j\omega_0 t}$ qui est transmise par l'antenne du répondeur.

Donc, vu de l'interrogateur, le répondeur semblera "réfléchir" le signal micro-onde incident pour chaque fréquence de résonance f_n de ses résonateurs céramiques.

2.3.3 ENCODAGE DES RESONATEURS

Dans ce système, la fréquence de balayage f_s est comprise entre 855 et 2450 KHz. Le facteur de qualité Q des résonateurs est de 1000 ce qui permet d'avoir un résonateur à tous les 15 KHz environ dans la bande d'intérêt.

Le système permet d'encoder chaque répondeur avec un chiffre décimal à 7 décades. Chaque décade est encodée à l'aide de 5 fréquences tel qu'indiqué au tableau 2.1. Le choix des fréquences pour chaque décade est indiqué dans le tableau 2.2.

2.3.4 ANTENNES

L'utilisation de ce système requiert deux antennes, une pour la

réception et une autre pour la transmission. Ces deux antennes sont essentiellement des antennes à fente qui sont des guides d'onde à fente.

CHIFFRE	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5
1	0	0			
2	0		0		
3		0	0		
4	0			0	
5		0		0	
6			0	0	
7	0				0
8		0			0
9			0		0
0				0	0

Tableau 2.1 Encodage d'une décade.

CHIFFRE	FREQUENCE KHz				
	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5
1	1115	1130	1145	1160	1175
2	1191	1207	1223	1239	1255
3	1272	1284	1306	1323	1340
4	1358	1376	1394	1412	1430
5	1449	1468	1487	1506	1525
6	1546	1567	1588	1609	1630

Tableau 2.2 Allocation des fréquences pour chaque décade.

2.3.4.1 ANTENNES DE L'INTERROGATEUR

L'antenne émettrice est construite de façon à ce que son faisceau

d'onde soit focalisé à 3.5 m du point d'émission de façon à créer un champ (zone de lecture) tel qu'indiqué à la figure.2.19.

L'antenne réceptrice est conçue pour couvrir une zone bien définie pour éviter de capter les signaux de répondeurs adjacents qui pourraient répondre au même moment. La figure 2.20 illustre les contours de sensibilité de l'antenne réceptrice.

2.3.4.2 ANTENNE DU REPONDEUR

L'antenne du répondeur se doit d'être plane, compacte et légère. La construction même du répondeur étant grandement affecté par le choix de celle-ci. L'antenne à fente imprimée représente donc une option idéale pour ce système. Sa construction consiste essentiellement en un diélectrique, sur un côté duquel deux fentes d'une demi-longueur d'onde soit imprimées, tandis que de l'autre côté on imprime une ligne d'alimentation du type "microstrip line". Il est ainsi possible de construire une antenne avec les spécifications suivantes:

- fréquence centrale de: 2.45 GHz
- gain de: 7.5 db
- largeur de faisceau de: 50° x 75°
- dimension de: 64 x 96 x 7 mm.

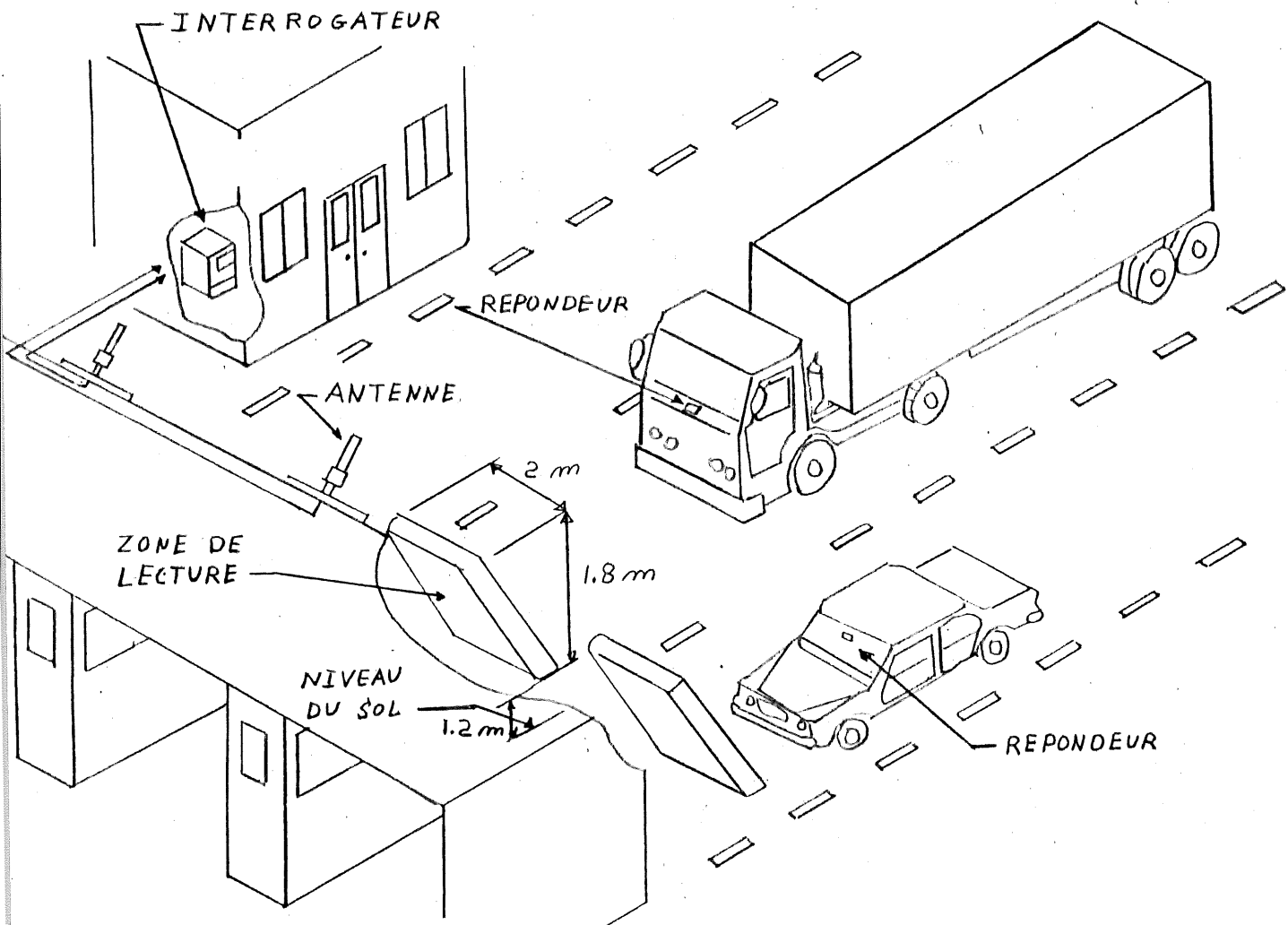


Figure 2.19 Illustration de la disposition des antennes et du champ d'illumination des antennes de transmission.

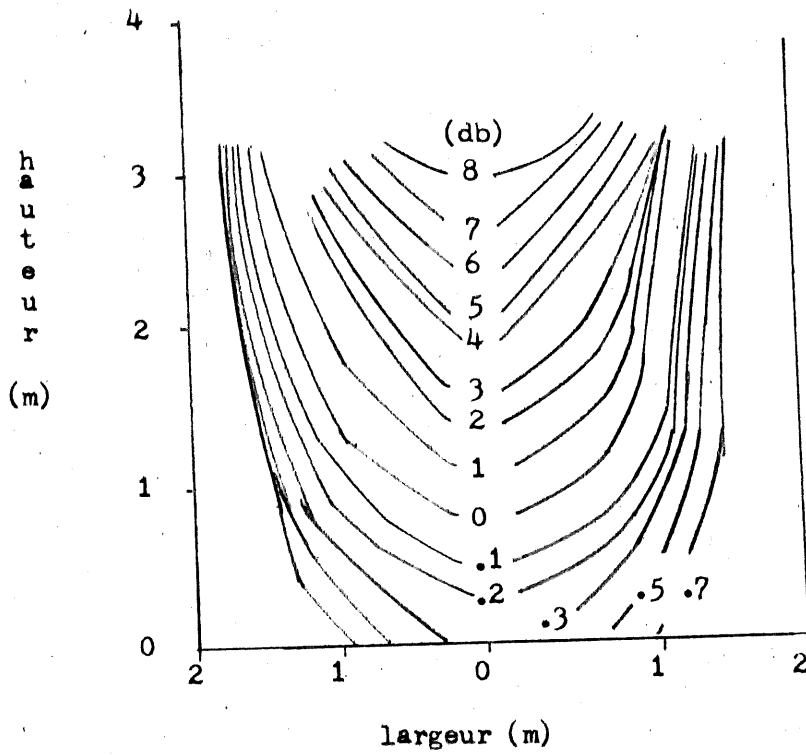


Figure 2.20a Contour de sensibilité de l'antenne réceptrice vu de devant.

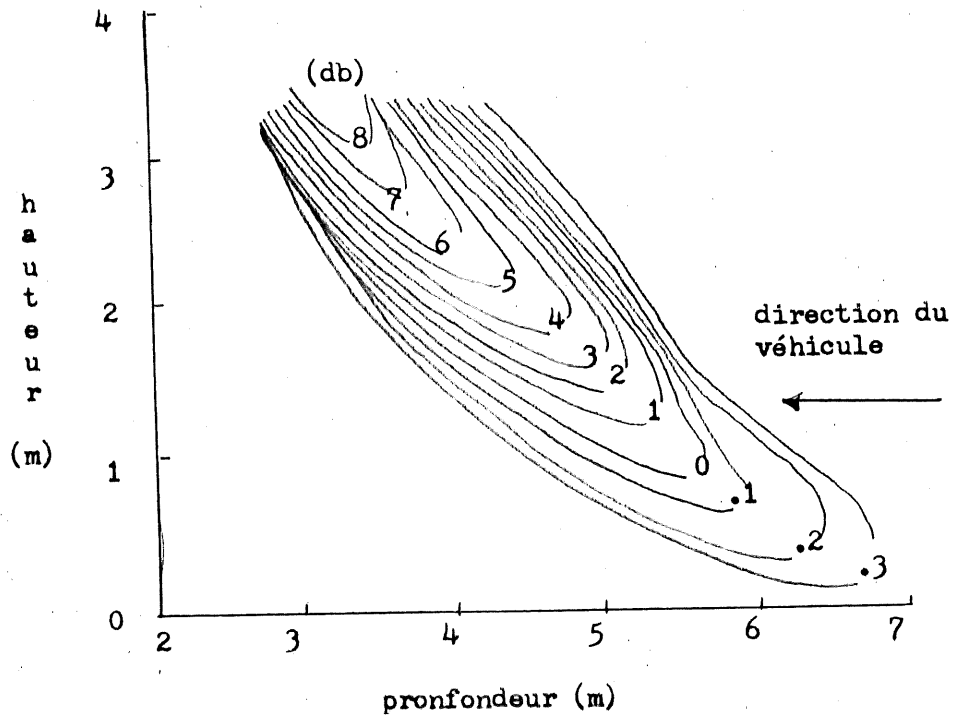


Figure 2.20b Contour de sensibilité de l'antenne réceptrice vu de côté.

2.3.5 CONSTRUCTION DU REPONDEUR

A cause de sa grande simplicité, le répondeur passif se prête bien à la commercialisation. Tout le circuit est typiquement monté sur un seul circuit imprimé en utilisant la technique des "microstrips" couramment utilisée pour les micro-ondes. La fréquence des résonateurs doit être ajustée au cours de la production pour fixer définitivement le numéro de code du répondeur.

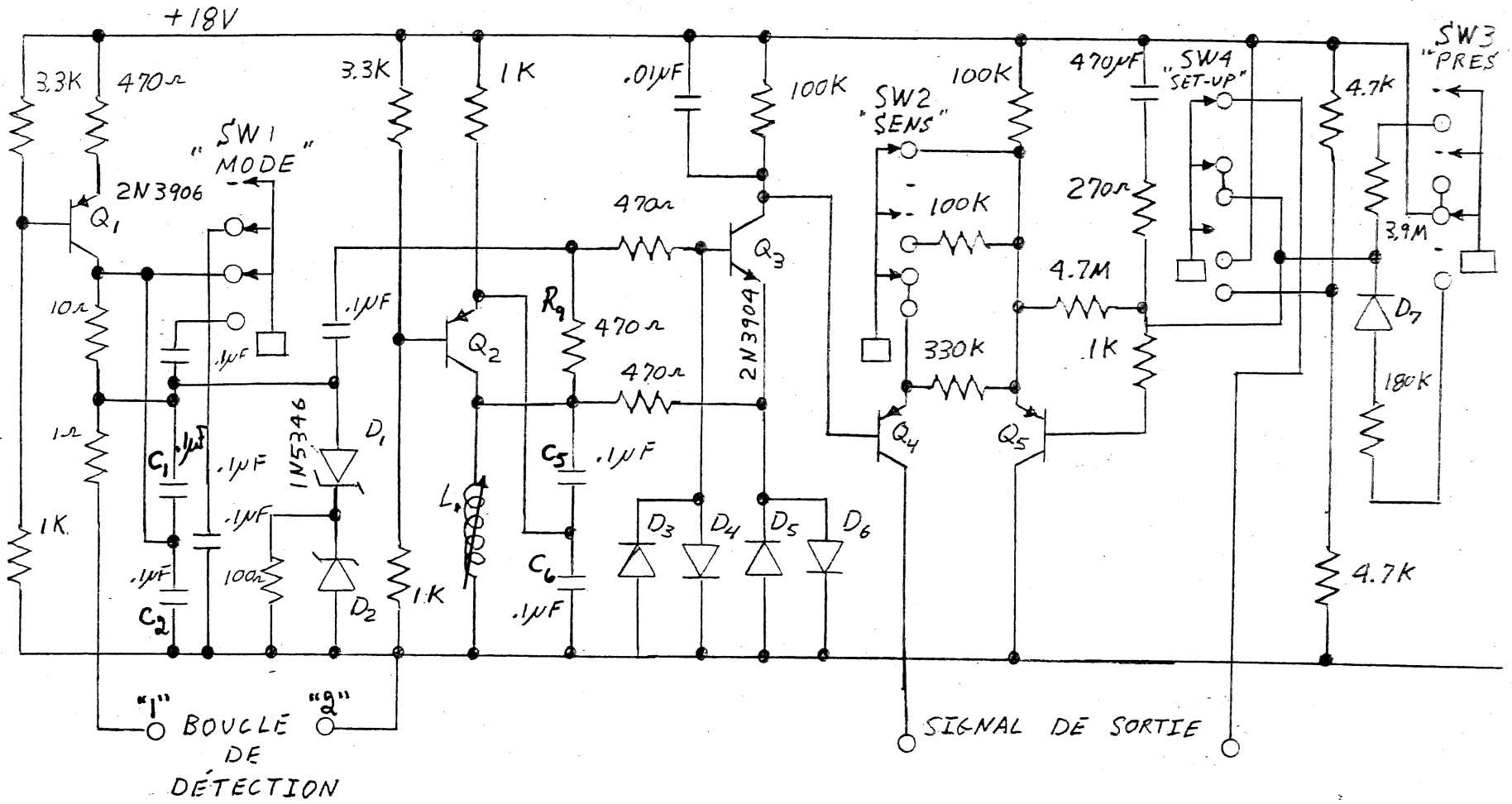
Le circuit résultant est suffisamment petit (7 x 10 x 1 cm, 150 grammes) pour être monté à l'intérieur de la voiture près du pare-brise, et il est très fiable.

2.4 BOUCLE DE DETECTION

Pour fins d'illustration un détecteur à induction est utilisé pour donner le signal de fermeture de la barrière après le départ du véhicule. Le détecteur est relié au micro-ordinateur local qui gère toutes les activités de la guérite.

La boucle est une inductance planaire L d'environ un mètre sur deux, comprenant environ 10 tours de fil. Celle-ci fait partie du circuit résonant d'un oscillateur LC, de sorte que la fréquence de l'oscillateur s'abaisse au passage du véhicule dû à l'augmentation de la valeur de L. Pour détecter le passage d'un véhicule, il s'agit alors de détecter la variation de fréquence.

Figure 2.21 Exemple d'un circuit commercial utilisé pour détecter la variation de fréquence d'une boucle de détection.



La figure 2.21 donne un exemple de circuit commercial utilisé à cet effet. La boucle L est branchée aux bornes "1" et "2" et forme avec C_1 , C_2 et Q_1 un oscillateur LC. Un second oscillateur formé par L_1 , C_5 , C_6 et Q_2 génère une fréquence de référence qui est la même que celle du premier oscillateur sans véhicule. Les deux oscillateurs sont couplés à travers R_9 pour qu'ils soient à la même fréquence, et qu'ils soient en phase.

La présence d'un véhicule sur la boucle réduit l'inductance de L. Le premier oscillateur tente alors d'abaisser sa fréquence. Toutefois, dû au couplage rigide avec le second oscillateur la fréquence ne peut varier mais un changement de phase est toutefois possible. Une tension proportionnelle à la différence de phase apparaît au collecteur de Q_3 pour être acheminée à l'amplificateur différentiel formé par Q_4 et Q_5 . Lorsqu'un véhicule se trouve au-dessus de la boucle, la tension sur la base de Q_4 est supérieure à la tension de référence à la base de Q_5 , pour produire le signal de présence du véhicule.

Ce signal est ensuite transmis au micro-processeur de guérite qui ferme alors la barrière. De plus amples informations sur ce processeur sera donné au chapitre suivant.

2.5 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DU REPONDEUR PASSIF

L'utilisation des hyperfréquences (2.54 GHz) pour ce système permet

l'utilisation d'antennes très directionnelles grâce auxquelles on peut délimiter le champ d'opération de l'interrogateur. Ces fréquences sont quand même suffisamment basses pour nous affranchir de toutes contraintes dues à la poussière et aux conditions climatiques.

Le répondeur pour sa part est d'un encombrement faible, tout en étant totalement passif et peu coûteux. Il est par contre inflexible, ne pouvant être programmé que de façon définitive lors de sa fabrication.

Dans le prochain chapitre nous discuterons d'un système d'identification avec répondeur actif. Celui-ci, comme son nom l'indique, doit être relié à une source d'énergie locale pour lui permettre de recevoir et transmettre des informations. Un effort particulier sera quand même apporté pour minimiser la consommation d'énergie pour étendre la durée des piles au maximum, et possiblement d'en venir à l'utilisation de piles photovoltaïques.

Ce répondeur possède l'avantage d'être reprogrammable par le préposé lors de l'émission des permis ce qui le rend plus versatile tout en facilitant grandement la fabrication dû à la production d'un modèle unique. Nous verrons aussi que ce nouveau répondeur est réalisable sur un circuit hybride à couches épaisses, et que son encombrement sera environ dix fois moindre que celui du répondeur précédent.

Dans un autre chapitre subséquent, nous traiterons aussi de l'ordinateur local qui est identique pour les systèmes avec identification

passive ou active.

CHAPITRE III

SYSTEME D'IDENTIFICATION AVEC REPONDEUR ACTIF

Les seules distinctions entre le système décrit précédemment et celui de ce chapitre, résident au niveau de l'interrogateur et du répondeur (Fig. 3.1). Nous nous limiterons principalement à l'analyse de ces deux sous-systèmes.

Nous nous attarderons plus particulièrement au répondeur actif qui constitue de loin la partie la plus critique du système. Une importance toute spéciale sera accordée aux divers éléments du répondeur tels que les sources de courant stables, les amplificateurs avec transistors à effet de champ, et les circuits logiques, pour minimiser la consommation tout en préservant les performances. Le prototype a été réalisé sur un circuit hybride à couches épaisses, mais la majeure partie du circuit a été conçue en vue d'une réalisation éventuelle sur un circuit intégré monolithique, ce qui en réduirait encore le volume et le coût de fabrication.

3.1 LE REPONDEUR

3.1.3 LE FONCTIONNEMENT GENERAL DU REPONDEUR

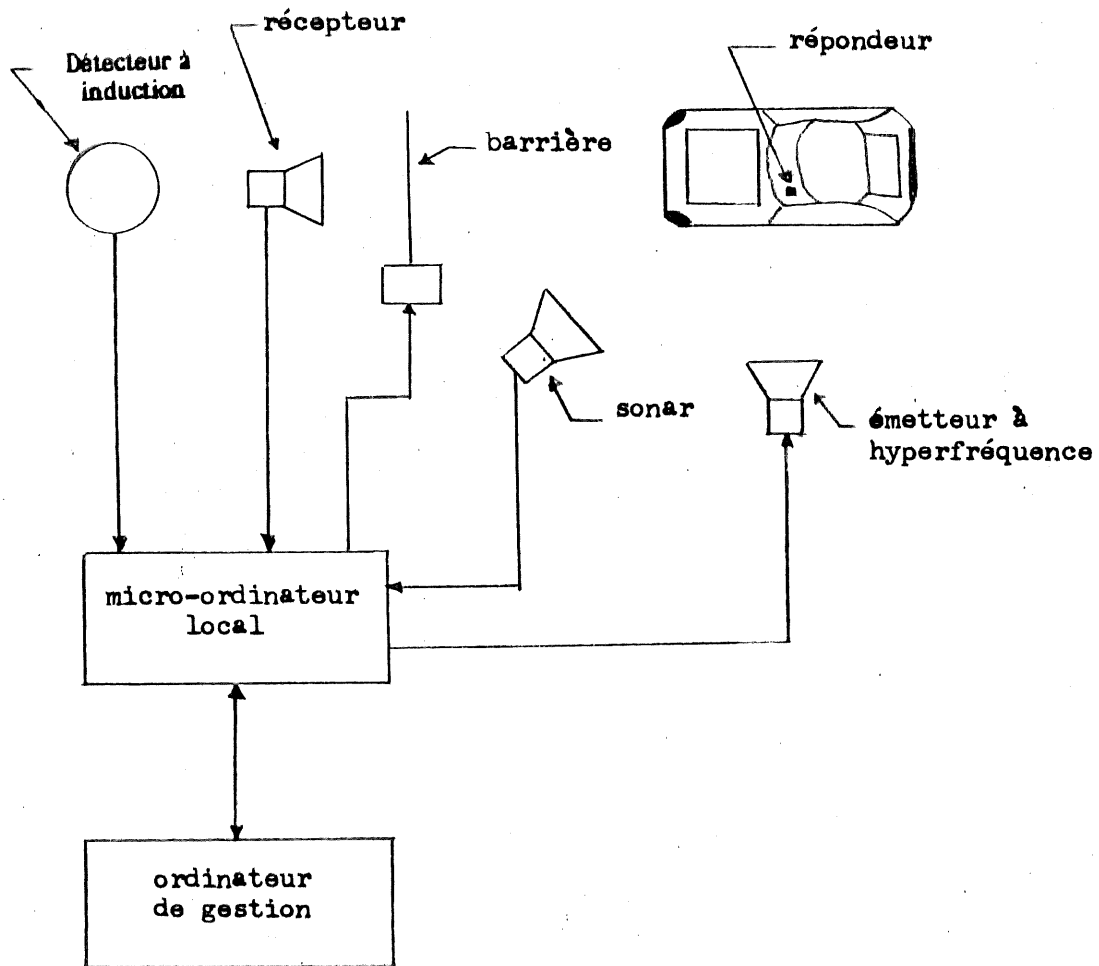


Figure 3.1 Système d'identification à hyperfréquence avec répondeur actif.

Le répondeur doit être compact, résistant, quasi passif, facilement programmable et d'un coût abordable.

Le répondeur proposé à la figure 3.2 rencontre d'assez près les exigences espérées. Il est alimenté par une pile de 9 volts. Il consomme de l'énergie que pendant un court instant, et ce lors de l'émission de son numéro de code. Il est presque entièrement passif en mode d'attente puisqu'il ne consomme alors qu'un très faible courant servant à la polarisation des diodes au récepteur.

Le voltage d'alimentation de 9 volts est peut-être encombrant pour le moment, mais l'utilisation de nouveaux transistors à hyperfréquence à l'arseniure de gallium permettra de réduire l'alimentation à 6 volts. Lorsqu'un signal d'interrogation de 1.25 GHz est reçu à l'antenne du répondeur, il est détecté par le récepteur qui active le circuit logique et l'encodeur biphase. Le circuit logique est principalement constitué d'un registre parallèle/série, où le code d'identification est chargé en parallèle pour être déversé en série dans l'encodeur. La sortie de l'encodeur module ensuite l'alimentation de l'oscillateur à 500 MHz de l'émetteur pour produire une porteuse commutée qui est transmise par l'unique antenne du répondeur. Une fois les données transmises, le répondeur retourne à l'état quasi passif et il ne redeviendra actif qu'à la réception d'un signal d'interrogation d'intensité suffisante, pour minimiser l'usure des piles. De plus, lors de la transmission des données, un circuit vérifie automatiquement la tension aux bornes de la pile, afin de générer un signal sonore pendant un certain temps, quand la tension tombe au-dessous de 6.0 volts. Ce seuil de sécurité a été établi pour que la tension aux bornes du transistor de l'oscillateur de l'émetteur soit stable (SVDC), permettant ainsi à la pile de se décharger sans que le fonctionnement de l'émetteur ne soit perturbé.

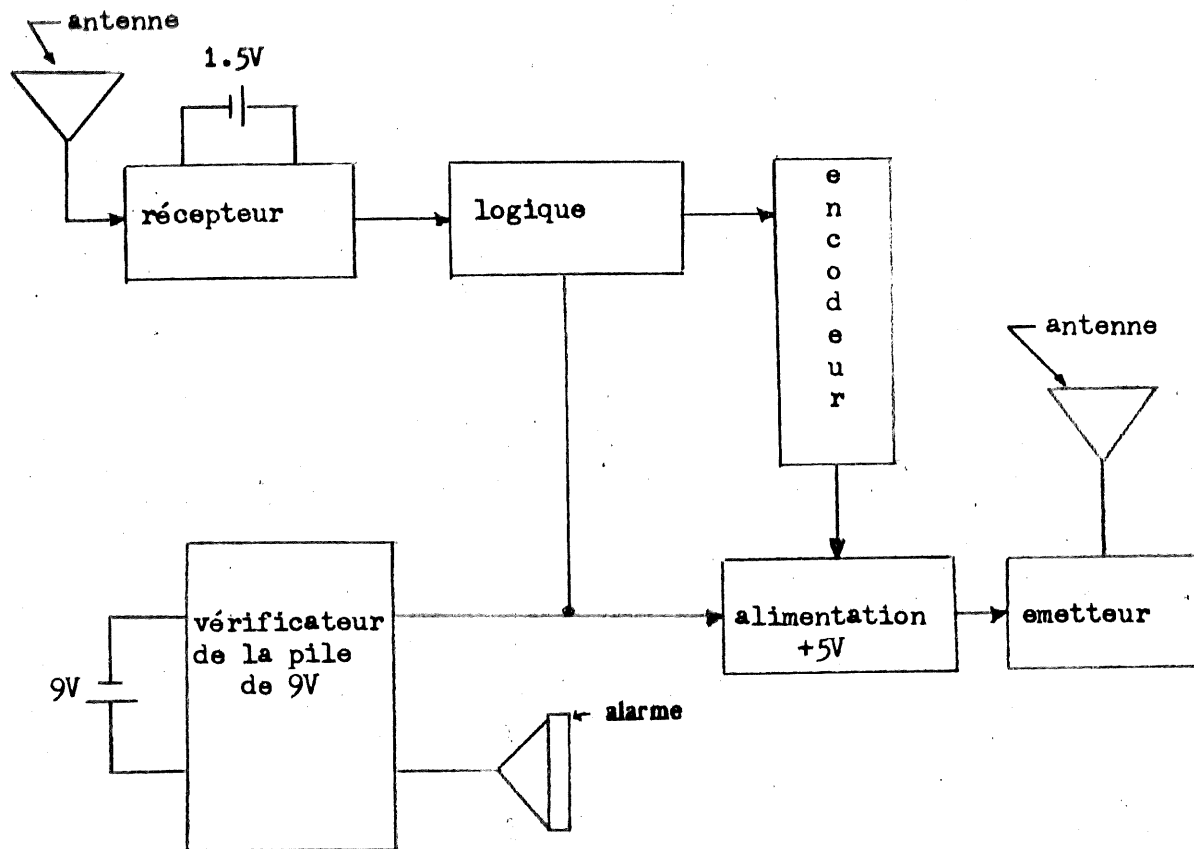


Figure 3.2 Schéma fonctionnel du répondeur.

3.1.2 LE RECEPTEUR DU REPONDEUR

A cause de la proximité du répondeur mobile par rapport au transmetteur d'interrogation stationnaire de la guérite, un simple récepteur à diode comme celui de la figure 3.3 semble tout indiqué pour les besoins de la cause [11]. Bien que celui-ci soit typiquement de 35 à 40 db moins sélectif qu'un récepteur hétérodyne, sa simplicité de construction, son bas prix, et sa faible consommation en font un candidat idéal.

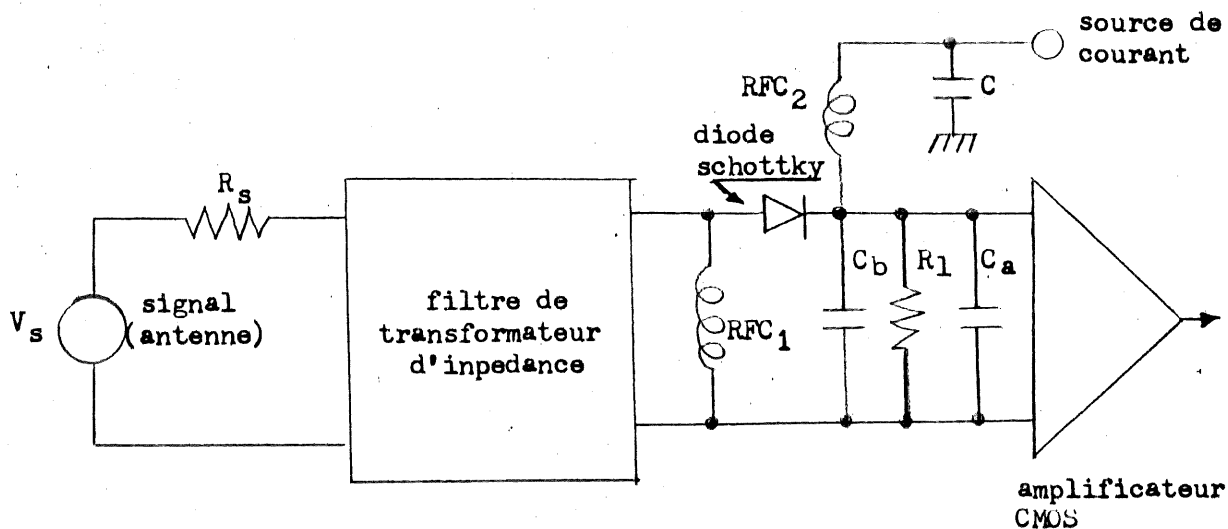


Figure 3.3 Schéma d'un détecteur à diode typique.

Aux fréquences radio (RF), la bobine RFC₁ apparaît comme un circuit ouvert, et C_b comme un court-circuit. Un filtre RF et un transformateur d'impédance peuvent être ajoutés pour rendre le détecteur plus sélectif, et ajuster l'impédance d'entrée du détecteur à celle de l'antenne. A cause de la non linéarité de la diode, le signal de l'interrogateur est démodulé pour produire un signal à la résistance de charge R_L. Les bobine RFC₁ et RFC₂ servent uniquement à polariser la diode Schottky dans la zone de conduction appropriée.

3.1.2.1 DIODES SCHOTTKY

La diode Schottky [10] est une jonction métal-semiconducteur formée

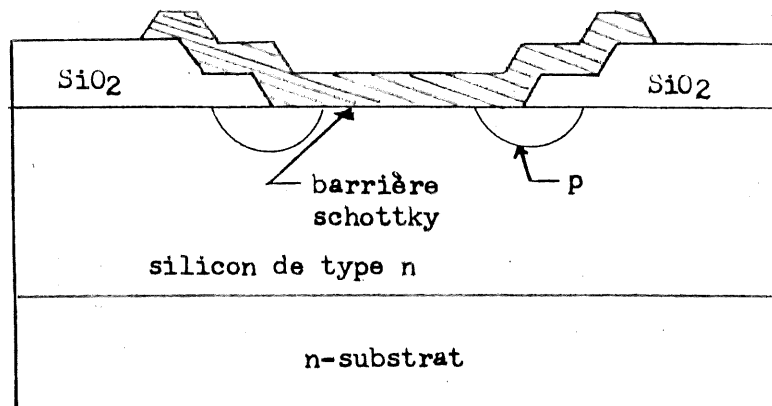
par la déposition d'une couche de métal sur un semiconducteur. La diode ainsi formée se comporte de façon analogue aux diodes à pointes et aux diodes à jonctions p - n. La diode Schottky est toutefois plus résistante que la diode à pointe, le contact formé par la barrière métal-semiconducteur n'étant pas sujet à varier sous l'effet des vibrations. La diode Schottky est aussi avantageuse par rapport aux diodes à jonction p - n à cause de l'absence de porteurs minoritaires, lesquels ralentissent le temps de réponse ce qui la rend inutilisable aux hyperfréquences.

La figure 3.4 illustre trois méthodes utilisées pour la fabrication des diodes Schottky.

La diode à maille est fabriquée par la déposition de métal à travers un écran sur la surface d'un semiconducteur. Plusieurs diodes sont alors créées sur la puce. Les contacts ainsi créés sont toutefois trop gros pour permettre l'utilisation de cette technique de fabrication pour des diodes opérant au delà de 3 GHz.

Le problème relié à la création de jonction de faible dimension a été résolu par le développement de la diode passive. Une couche d'oxyde est d'abord formée sur toute la surface du silicium. Par des techniques de photogravure on découpe ensuite une petite ouverture dans la couche d'oxyde pour y déposer une couche de métal et former ainsi une barrière Schottky de petite taille. De l'or ou de l'argent est ensuite déposé pour agrandir cette surface conductrice afin de permettre d'y fixer des fils d'interconnexion par thermocompression. Cette méthode de fabrication est

utilisée pour créer des diodes fonctionnant jusqu'à 40 GHz. Ce type de diodes a toutefois une tension de rupture très basse ce qui en limite l'application.



diode schottky hydride

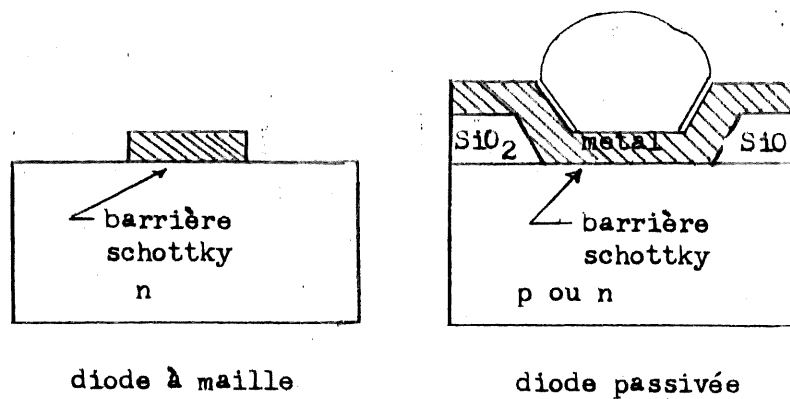


Figure 3.4 Méthodes de fabrication des diodes Schottky.

Les limitations dues à la tension de rupture ont toutefois été résolues

une jonction p - n. Ceci résout le problème tout en conservant la vitesse de commutation de la barrière Schottky de faible taille.

Le comportement d'une diode Schottky est décrit par l'équation [12].

$$I = I_s \left(e^{\frac{q(V - IR_s)}{nKT}} - 1 \right)$$

où I_s : est le courant de saturation de la diode

V : tension aux bornes de la diode

R_s : résistance série

q : charge des électrons

T : température ambiante

K : constante de Boltzman

n : facteur d'idéalité.

Le facteur "n" étant près de l'unité pour ce type de diode l'équation devient alors:

$$I = I_s \left(e^{\frac{(V - IR_s)}{0.026}} - 1 \right).$$

La figure 3.5 nous montre les caractéristiques typiques des diodes Schottky commerciales utilisées comme détecteur. La différence principale dans leur comportement est due au voltage de seuil de la diode qui est lui-même relié à la méthode de fabrication de celle-ci.

Pour un signal RF de niveau élevé il est possible d'utiliser une diode Schottky ordinaire (modèle MBD-502 ou l'équivalent) comme détecteur

sans avoir recourt à un courant de polarisation. Dans le cas où le niveau du signal RF est faible, on doit soit utiliser un courant de polarisation, ou des diodes Schottky à très faible niveau de seuil mais beaucoup plus dispendieuses telles que les modèles HSCH-3486, HSCH-3171.

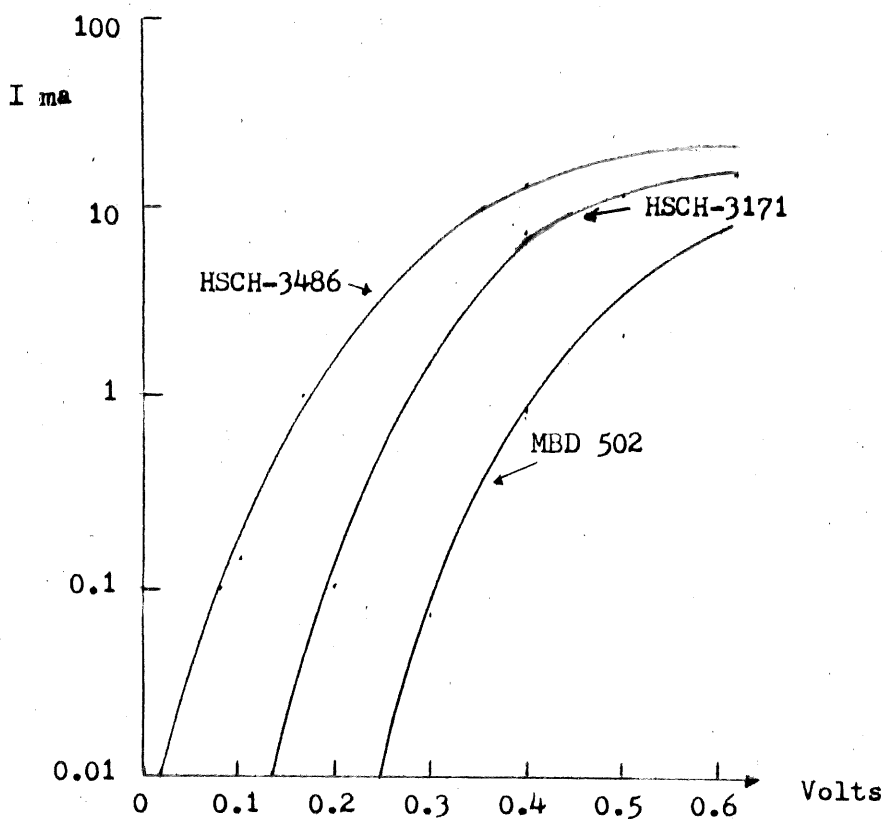


Figure 3.5 Caractéristiques typiques des diodes Schottky.

Une diode de détection peut être traitée comme une source de courant en parallèle avec sa résistance [12]. La sensibilité γ , de la diode au voltage est le produit de sa sensibilité au courant β , et de sa résistance qui

est la dérivée du voltage par rapport au courant.

DIODE	I_s (Ampères)	R_s (Ohms)
MBD-502	7×10^{-10} (typique)	32 (typique)
HSCH-3171	7×10^{-8}	15
HSCH-3486	6×10^{-6}	15

Tableau 3.1 Paramètres typiques des diodes Schottky.

Dans le cas d'un détecteur idéalisé, où on néglige les effets parasites et les pertes dues à la réflexion,

$$\gamma = \frac{\beta/dI}{dV}$$

pour des courants de faible intensité,

$$\text{où } I = I_s(e^{V/0.062} - 1)$$

$$\text{et } \frac{dI}{dV} = \frac{I + I_s}{0.062}$$

La sensibilité théorique est de 20 ampères par watt [24], de sorte que,

$$\gamma = \frac{0.52}{I_s}$$

Ceci donne la sensibilité d'une diode typique sans courant de polarisation. Pour la diode MBD-502,

$$\gamma = \frac{0.52}{7 \times 10^{-10}} \text{ Volts/Watt}$$

où $\gamma = 750 \times 10^6 \text{ Volts/Watt.}$

Puisque la sensibilité de la diode MBD-502 sans aucun courant de polarisation est près de zéro, des corrections majeures dans l'analyse sont nécessaires. L'on doit entre autres tenir compte de la capacité de la jonction, de la résistance de charge, et des pertes dues à la réflexion.

En introduisant l'effet de la capacité de la jonction dans le calcul de la sensibilité, nous obtenons:

$$\gamma = \frac{0.52}{I_s (1 + \omega^2 C_j^2 R_s R_V)}$$

où C_j : est la capacité de la jonction,

R_V : est la résistance dynamique de la diode, qui est égale à $0.026/I_s$ lorsqu'il n'y a pas de courant de polarisation.

La figure 3.6 donne la variation de la sensibilité par rapport à la capacité pour un cas typique où $C_j = .07 \text{ PF}$ et $R_s = 15 \text{ ohms}$, la fréquence en gigahertz, et le courant de saturation en ampères. Cette variation est due à la répartition du courant RF entre C_j et R_V , de sorte que la réduction est plus importante à haute fréquence où la susceptance de la capacité est plus élevée. Toutefois la valeur de la sensibilité calculée est toujours trop élevée, puisque l'on ne tient pas compte des effets de la résistance de charge ni des pertes dues aux réflexions.

3.1.2.2 CONCEPTION DU DETECTEUR A DIODE

Une diode de détection peut aussi être considérée comme une source de tension avec une impédance R_V alimentant une résistance de charge R_L .

Le voltage aux bornes de la charge v_2 , est alors réduit d'un rapport

R_L/R_V+R_L , ce qui donne:

$$v_2 = v_1 \frac{R_L}{R_L + R_V}$$

$$= \frac{v_1}{1 + \frac{R_V}{R_L}}$$

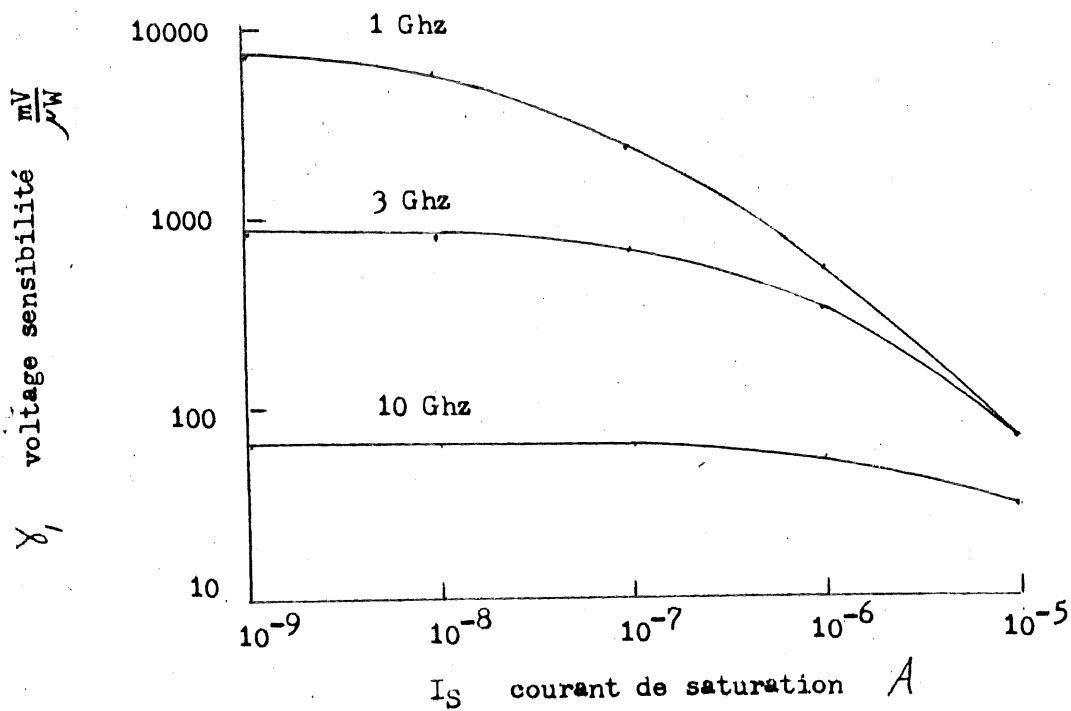


Figure 3.6 Effet de la capacitance sur la sensibilité au voltage.

Lorsque le rapport de la résistance dynamique et de la résistance de charge est petit, $\gamma_2 = \gamma_1$. Cette condition se produit habituellement lorsque les détecteurs sont polarisés. Toutefois lorsqu'ils ne le sont pas, la résistance de la diode est habituellement importante en comparaison à la résistance de charge. Pour une résistance de charge typique de un mégohm, la sensibilité est de:

$$\gamma_2 = \frac{\gamma_1}{1 + \frac{26 \times 10^{-9}}{I_s}}$$

La figure 3.7 illustre l'effet de la résistance de charge sur la sensibilité. Toutefois ces résultats sont encore trop élevés par rapport à la réalité particulièrement à basses fréquences à cause des pertes dues aux réflexions.

Jusqu'ici il a été supposé que toute la puissance incidente était absorbée par la diode. Normalement ceci est valable puisqu'un circuit peut toujours être conçu pour éliminer les pertes dues aux réflexions. Toutefois, lorsque les détecteurs ne sont pas polarisés, la discordance entre l'impédance de la source et celle de la charge est telle qu'il est impossible d'éliminer les réflexions. Lorsque la charge n'est pas adaptée, la sensibilité est:

$$\gamma_3 = \gamma_2(1 - p^2),$$

où p est le coefficient de réflexion de la diode. Pour une diode d'impédance Z_0 , chargée par une résistance de 50 ohms, alors:

$$\rho = \frac{Z_0 - 50}{Z_0 + 50}$$

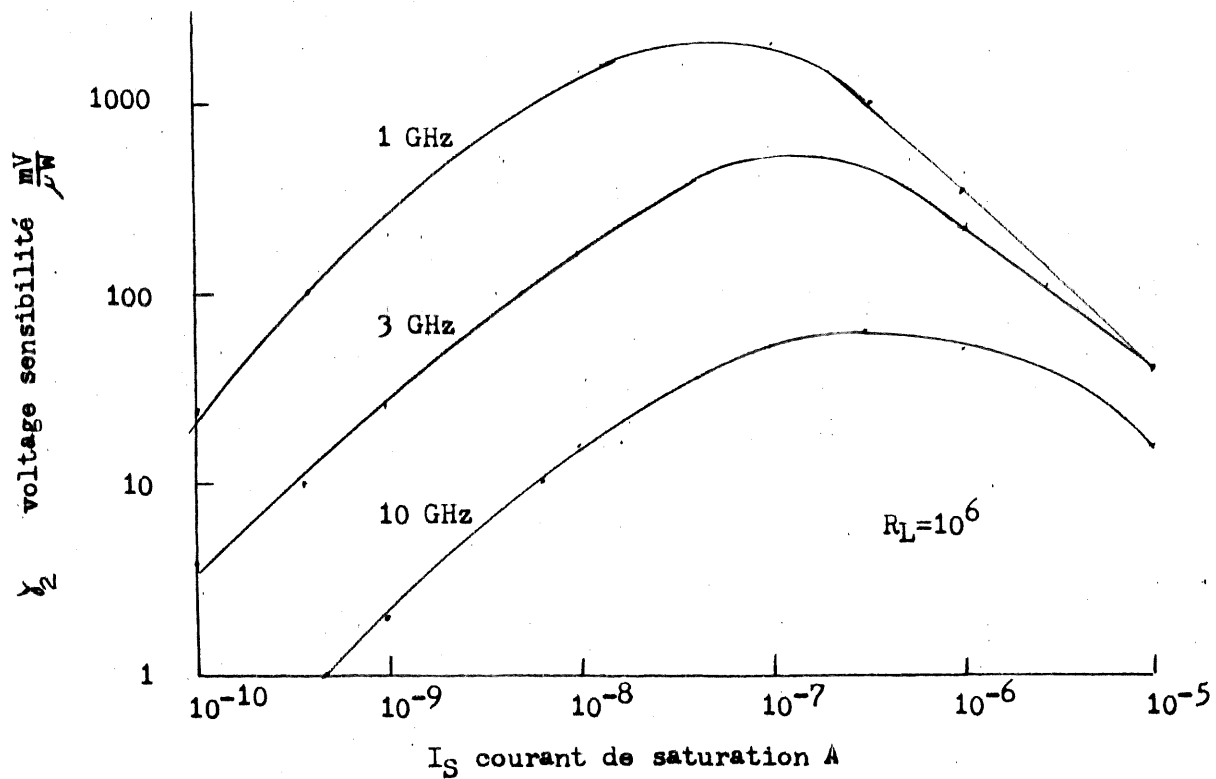


Figure 3.7 Effet de la résistance de charge et de la capacité sur la sensibilité.

La figure 3.8 montre l'effet d'une charge non adaptée sur la sensibilité. L'on constate qu'une diode Schottky ordinaire a peu d'utilité comme détecteur si elle n'est pas polarisée, ou si le signal n'est pas de forte

intensité. Les diodes Schottky HSCH-3486 et HSCH-3171 peuvent être utilisées sans courant de polarisation à cause de leur faible seuil, mais leur coût élevé (20 dollars chacune en petite quantité) les rendent peu intéressantes pour cette application.

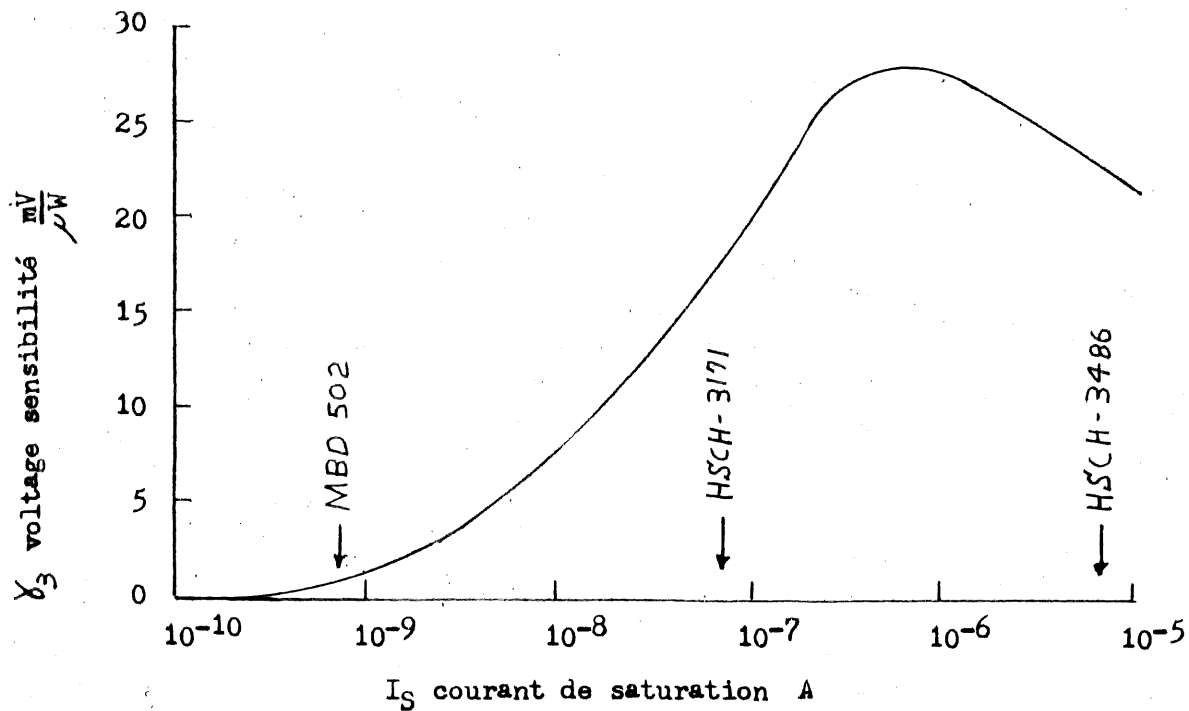


Figure 3.8 Effet d'une mauvaise adaptation d'impédance sur la sensibilité.

La diode choisie comme détecteur est une diode Schottky ordinaire avec un courant de polarisation de $10 \mu A$, ce qui est suffisant pour permettre au signal de passer le seuil de conduction de la diode tout en minimisant l'usure des piles.

Tel que mentionné précédemment, la tension détectée est répartie entre la diode et la charge pour donner:

$$V_d = \frac{V_{oc}}{1 + \frac{R_d}{R_L}}$$

Pour de bons résultats, le rapport de la résistance de la diode et celle de la charge doit être petit.

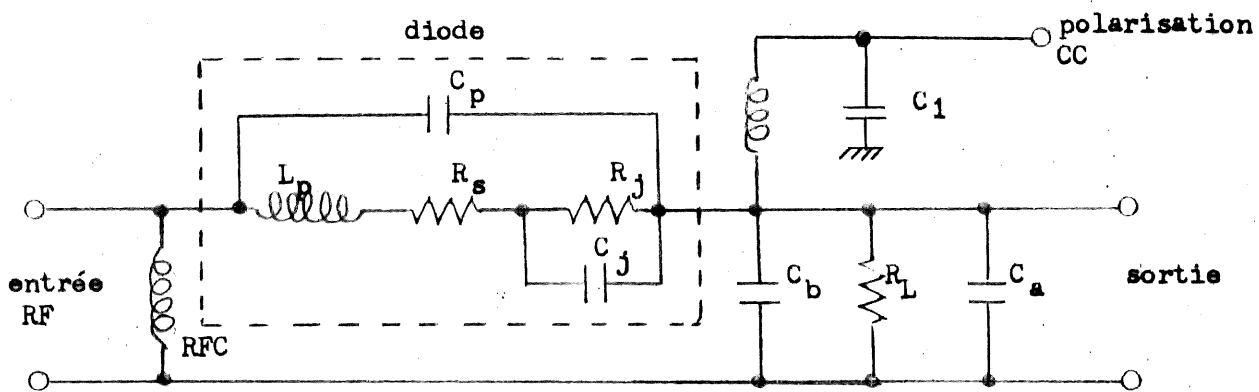
3.1.2.3 REALISATION DU DETECTEUR

La figure 3.9 montre le détecteur vidéo et son circuit équivalent. La figure 3.10 montre le détecteur tel que nous l'avons conçu.

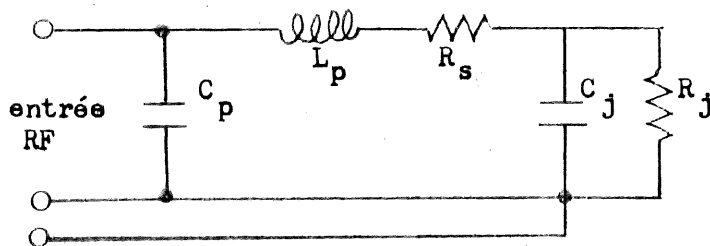
L'antenne est un dipôle d'un quart de longueur d'onde. Cette antenne prend peu d'espace et est facilement intégrable lors de la construction du répondeur. Celle-ci doit toutefois être alignée dans le champ de l'antenne émettrice pour recevoir le maximum d'énergie. Le répondeur doit donc être orienté convenablement à l'intérieur du véhicule, près du pare-brise.

La diode de détection est polarisée avec un courant de 10 μ A, obtenu à l'aide d'une source de 1.5 V. Sa sortie est branchée sur l'entrée positive d'un amplificateur différentiel dont le gain est de 15 DB. Sur l'entrée négative de l'amplificateur différentiel, il y a un circuit de référence qui est constitué d'une diode de détection identique à la précédente. Celle-ci est branchée de façon similaire à la première, sans toutefois être reliée à l'antenne. Les deux diodes sont physiquement situées l'une près de l'autre

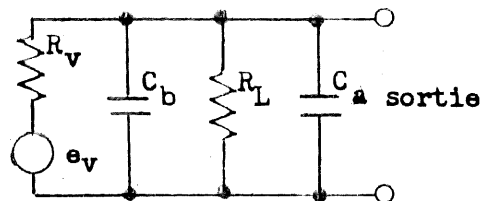
dans le boîtier pour que leur température soit identique, afin que les paramètres électriques sensibles aux effets de la température varient de façon identique. L'amplificateur différentiel n'amplifie que la différence de tension entre les deux diodes qui correspond au signal reçu par l'antenne. Ce signal est amplifié par la suite et comparé à une tension de seuil de 1.6 Volts.



a) circuit de détection complet



b) circuit équivalent à l'entrée RF



c) circuit équivalent à la sortie

Figure 3.9 Circuit équivalent d'un détecteur vidéo.

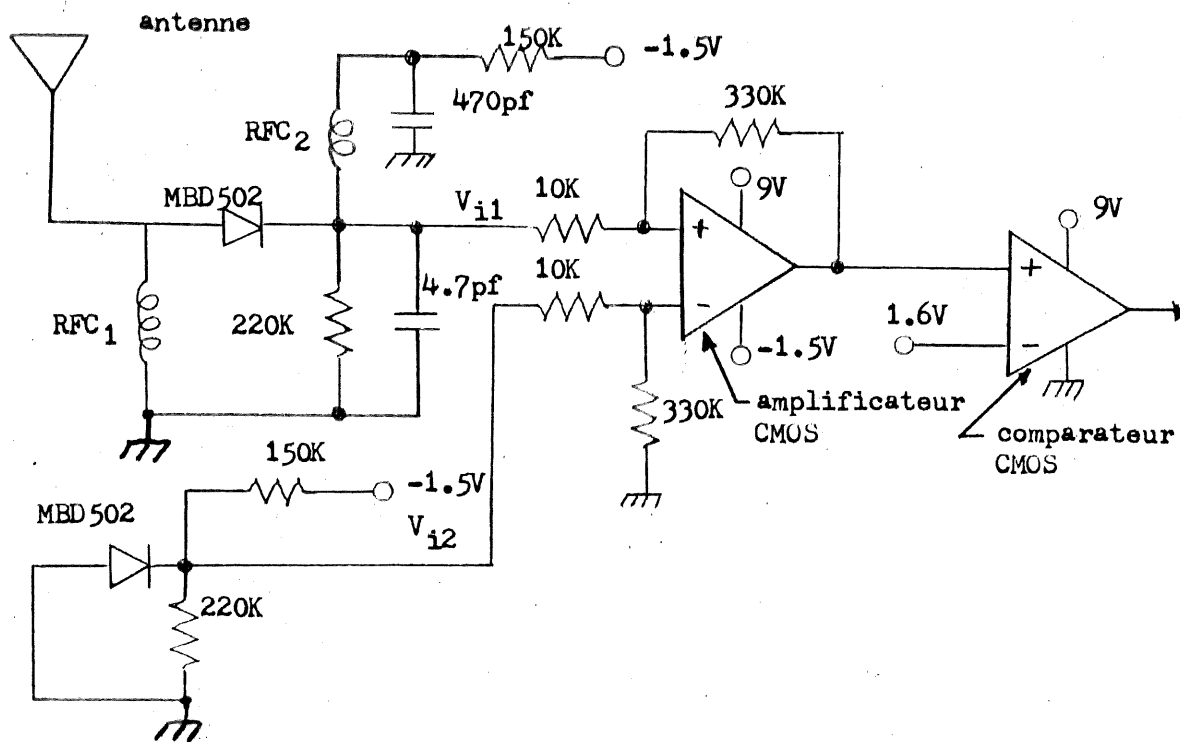


Figure 3.10 Récepteur vidéo réalisé.

V_{i1} (V)	V_{i2} (V)	Diff.(V) ($V_{i1} - V_{i2}$)	X 33 (V)	SORTIE DU COMPAREUR
-0.24	-0.23	-0.01	0.33	0
-0.23	-0.23	0.00	0.00	0
-0.22	-0.23	0.01	0.03	0
-0.21	-0.23	0.02	0.66	0
-0.20	-0.23	0.03	0.99	0
-0.19	-0.23	0.04	1.32	0
-0.18	-0.23	0.05	1.65	9
-0.17	-0.23	0.06	1.98	9
-0.16	-0.23	0.07	2.31	9

Tableau 3.2 Exemple de tension aux bornes des circuits intégrés du récepteur.

Le tableau 3.2 illustre le fonctionnement de ce circuit en fonction des signaux V_{i1} et V_{i2} à l'entrée de l'amplificateur différentiel. Il suffit d'une différence de tension, $V_{i1} - V_{i2}$, de 0.05 V à la sortie du détecteur à diode pour mettre le répondeur en marche. L'amplificateur et le comparateur sont des circuits CMOS et chacun nécessite à peine 30 μ A au repos. Il y a une certaine constante de temps introduite par le détecteur à diode, de sorte que le signal d'interrogation doit avoir une durée minimum d'une milliseconde pour en assurer le bon fonctionnement.

3.1.3 GENERATION DU CODE D'IDENTIFICATION

3.1.3.1 ENCODEUR

Lorsque le signal d'interrogation est suffisamment intense, la sortie du circuit de détection précédent active le générateur du code d'identification du répondeur. Le générateur de code est composé d'un registre parallèle/série et d'une horloge de décalage.

Il peut être programmé de façon permanente, lors de sa fabrication. Cette possibilité comporte toutefois les inconvénients d'un coût de fabrication élevé, des inventaires encombrants et la difficulté de remplacement d'unités défectueuses.

On peut aussi construire des répondeurs programmables par le préposé au moment de l'émission à l'utilisateur. Il va de soi que cette

dernière solution a été privilégiée. La génération du code d'identification se fait à l'aide du registre parallèle/série de la figure 3.11. Le code est inscrit de façon permanente, à l'entrée parallèle du registre, par le préposé en coupant certains conducteurs reliant l'entrée à la masse. Le registre parallèle/série comprend 24 bits; les quatre premiers bits sont utilisés comme bits de synchronisation par le récepteur, les quatre derniers peuvent servir à distinguer entre les parcs de stationnement utilisant le même système, et finalement les seize autres servent à l'identification du répondeur (et de l'usager).

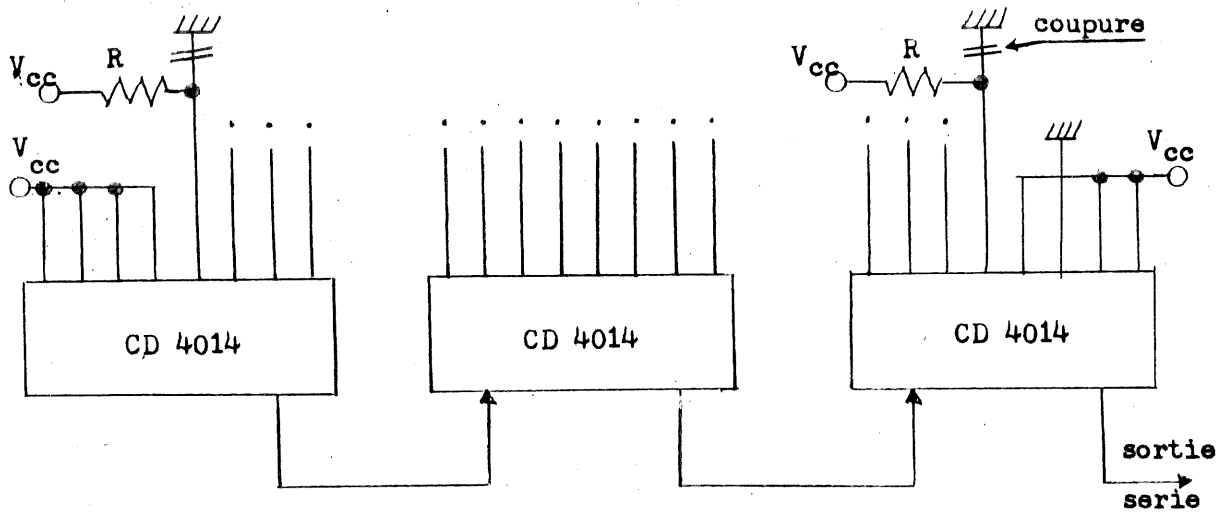


Figure 3.11 Registre parallèle/série servant à la génération du code d'identification.

Il est bon de noter que le code à l'entrée des registres parallèles/séries 1111xxx - - - xx1011 est inversé par les circuits du répondeur pour transmettre 0000xxx - - - xx0100. Le récepteur reçoit cette série et en extrait le code qui est complété par le logiciel du système.

Une fois programmé, les numéros de code sont inscrits de façon permanente. Les résistances de charge sur les registres parallèles/séries sont de valeur très élevée pour minimiser la consommation d'énergie du répondeur.

La sortie du registre parallèle/série module ensuite l'alimentation de l'oscillateur à l'aide du circuit de la figure 3.12.

3.1.3.2 VERIFICATION DE LA PILE

Pendant la transmission du code la tension de la pile de 9 V est comparée à un seuil prédéterminé à l'aide du circuit de la figure 3.13. Durant quelques secondes, un signal sonore est déclenché pour prévenir l'utilisateur de l'état de tension de la pile si celle-ci est inférieure au niveau requis.

Une fois l'émission du numéro de code terminée, l'horloge interne est arrêtée et le circuit retourne à l'état passif.

3.1.3.3 REALISATION DE CIRCUITS LOGIQUES ET ANALOGIQUES SUR CMOS

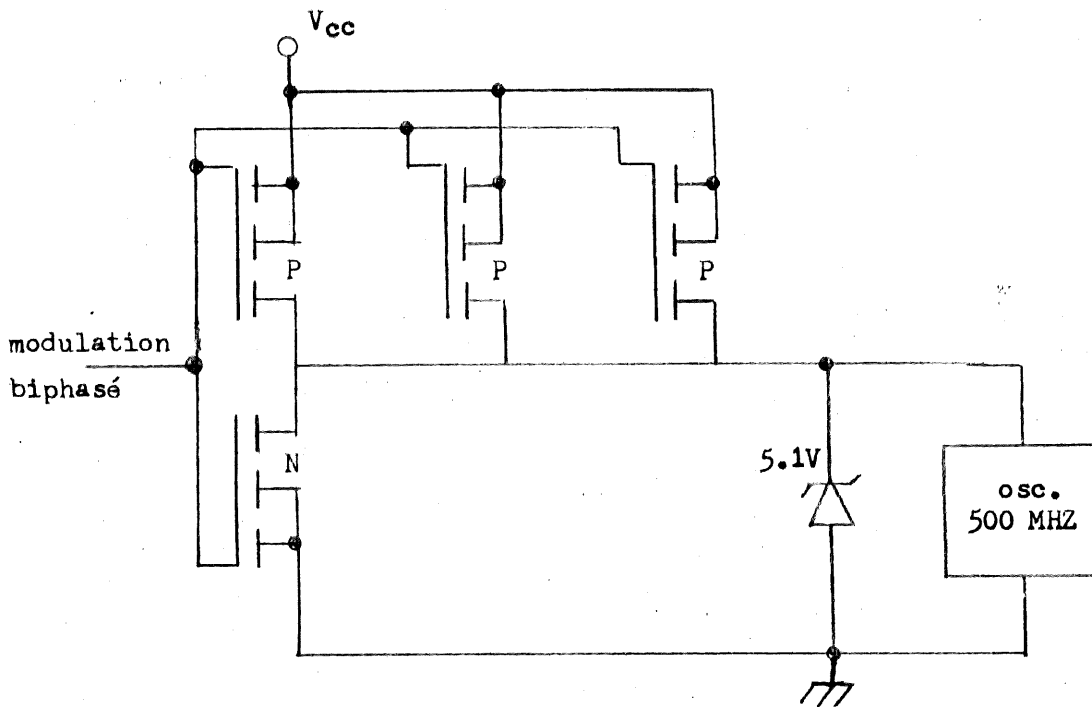


Figure 3.12 Circuit servant à moduler l'alimentation de l'oscillateur de transmission.

L'utilisation de puces CMOS prédiffusées devient de plus en plus populaire pour la réalisation de circuits intégrés logiques. Ceci se prête très bien à l'exemple de la figure 3.11. Lorsque les performances ne sont pas critiques, les transistors complémentaires CMOS peuvent aussi être utilisés pour former des sources de courant, des amplificateurs et des comparateurs, pour des circuits analogiques à basse puissance. Il est aussi possible de combiner les circuits analogiques et logiques sur une même

puce afin d'en réduire le coût et l'encombrement. La réalisation d'un tel circuit est indiqué dans le texte qui suit.

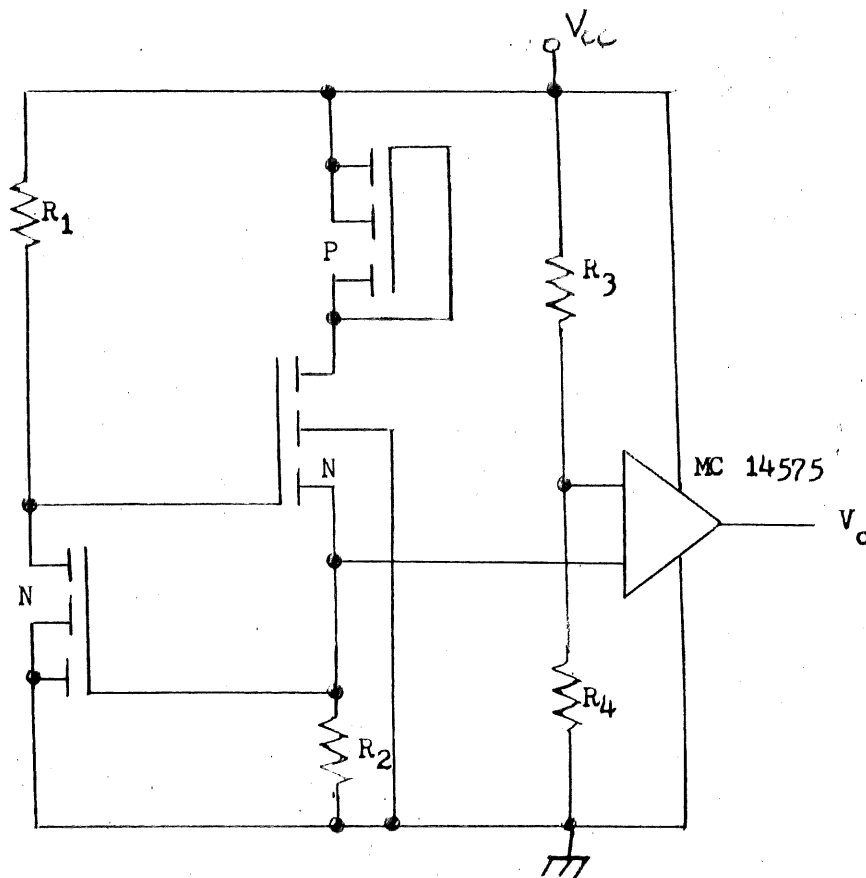


Figure 3.13 Comparateur du niveau de tension de la pile de 9 Volts.

a) Caractéristiques des transistors

La figure 3.14 donne les caractéristiques d'un transistor NMOS idéal [1]. On note qu'elles sont partagées en deux régions distinctes: la région non saturée à gauche et la région saturée à droite. Dans la région non saturée le

canal agit comme une résistance variable, où la résistance décroît avec l'augmentation du voltage à l'entrée V_{GS} . Dans la région saturée le courant du canal est indépendant de la tension du canal V_{DS} , et le transistor apparaît comme une source de courant stable. Si la tension à l'entrée est moins positive que le seuil de conduction du transistor V_T , aucun courant ne passe. Le seuil d'un transistor NMOS est la tension V_{GS} nécessaire sur la grille pour amener le transistor au seuil de la conduction entre la source et le drain. Les relations mathématiques approximatives entre le voltage et le courant pour la région non saturée (résistive) est:

$$I_D = K_n V_{DS} [2(V_{GS} - V_T) - V_{DS}]$$

pour $0 \leq V_{DS} \leq (V_{GS} - V_T)$,

et pour la région saturée (courant constant)

$$I_D = K_n (V_{GS} - V_T)^2$$

où $0 \leq (V_{GS} - V_T) \leq V_{DS}$.

Il va de soit que si $(V_{GS} - V_T) \leq 0$, alors $I_D = 0$. La constante K_n dans les deux équations est déterminée par les propriétés physiques du semiconducteur et la géométrie du canal du conducteur.

Les mêmes équations s'appliquent aussi pour un transistor PMOS, à l'exception de la constante K_p qui diffère.

b) Circuits logiques

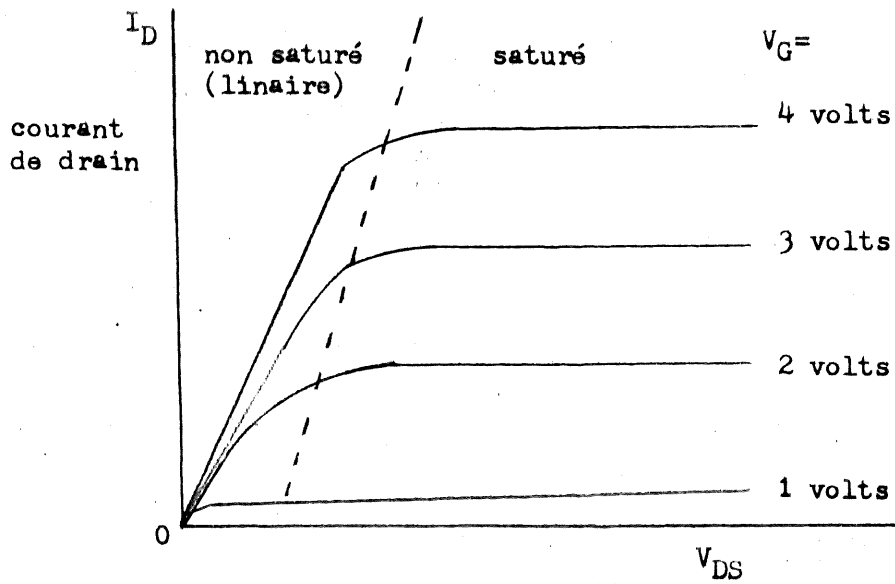


Figure 3.14 Caractéristiques V - I d'un transistor NMOS.

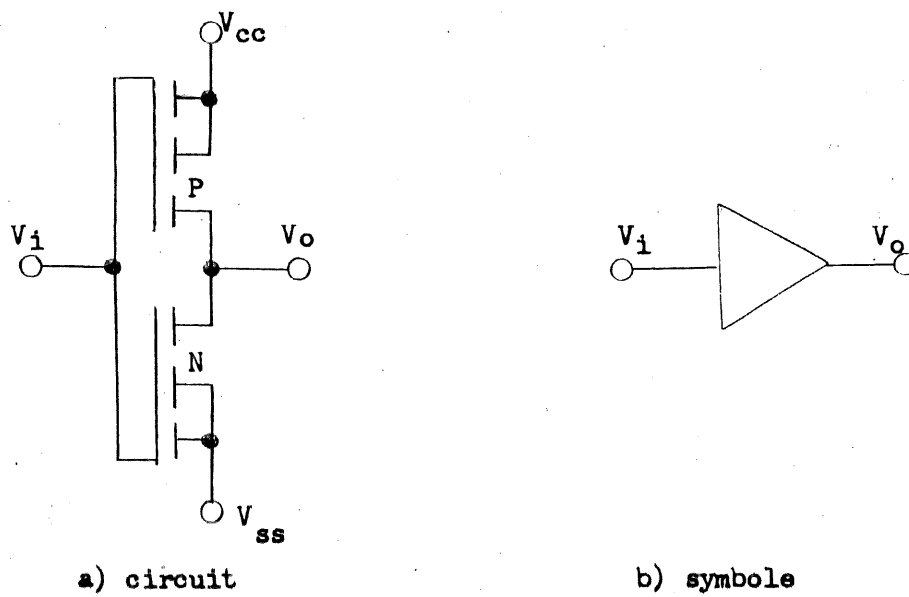


Figure 3.15 Inverseur CMOS.

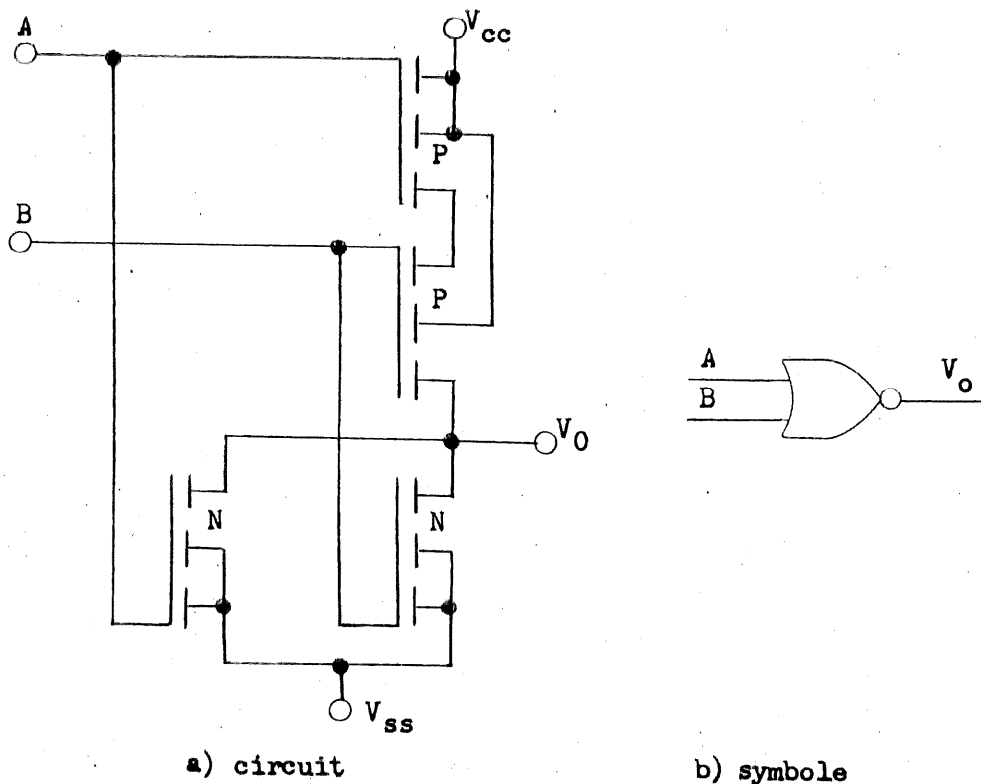


Figure 3.16 OU inversé CMOS à deux entrées.

Plusieurs circuits logiques CMOS de base sont dérivés de l'inverseur CMOS. La figure 3.15 nous donne le symbole logique et le circuit schématique d'un inverseur typique composé d'un transistor PMOS et d'un transistor NMOS. Par convention, V_{ss} est la référence négative pour le circuit, et les niveaux de tension à l'entrée et à la sortie sont donnés par rapport à V_{ss} .

Dans l'inverseur logique CMOS, il n'y a qu'un seul transistor en

conduction à la fois, de sorte que la consommation de courant est à toute fin pratique nulle en mode statique, exception faite d'un très faible courant.

En mode dynamique il y a toutefois un bref instant où les deux transistors sont actifs, lors du passage d'un état à l'autre, créant ainsi un canal de conduction entre V_{CC} et V_{SS} . L'amplitude et la durée de cette décharge de courant, dépend de la dimension des transistors, de la tension d'alimentation, et du temps de transition du signal d'entrée. Un faible courant est aussi utilisé pour charger et décharger les capacités parasites.

Les figure 3.16 et 3.17 montrent aussi le circuit des portes OU inversé, et ET inversé qui sont dérivées de l'inverseur.

c) Sources de courant

Pour la réalisation d'un comparateur analogique CMOS, il est nécessaire d'avoir une source de courant stable [3]. La source la plus simple est formée d'un "MOSFET" à canal P avec un diviseur de potentiel branché à la grille (figure 3.18).

Cette source de courant, bien que très simple et facile d'ajustement pour un courant I donné, varie malheureusement en fonction de la tension V_{CC} (figure 3.19). Une telle variation n'est généralement pas acceptable.

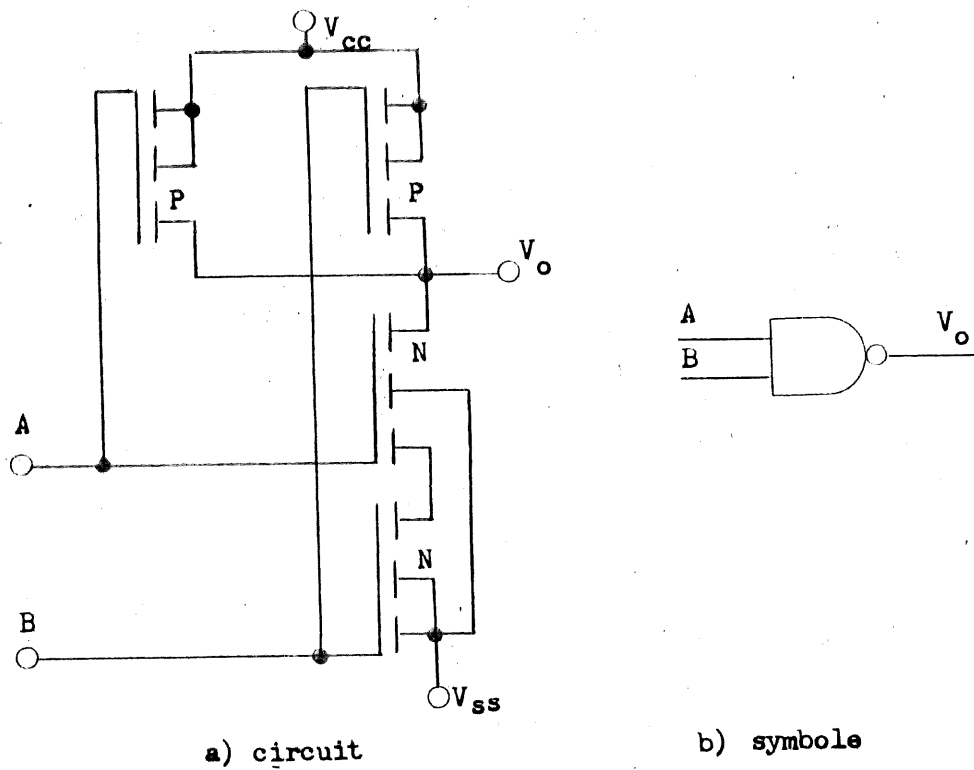


Figure 3.17 ET inversé CMOS à deux entrées.

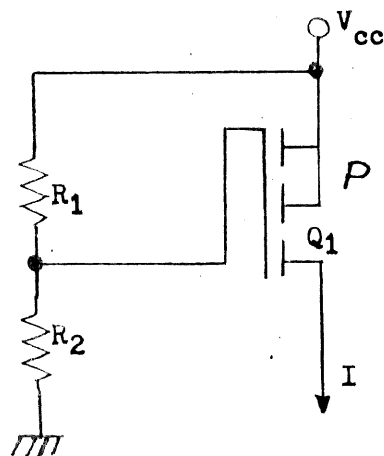


Figure 3.18 Source de courant avec un diviseur de potentiel.

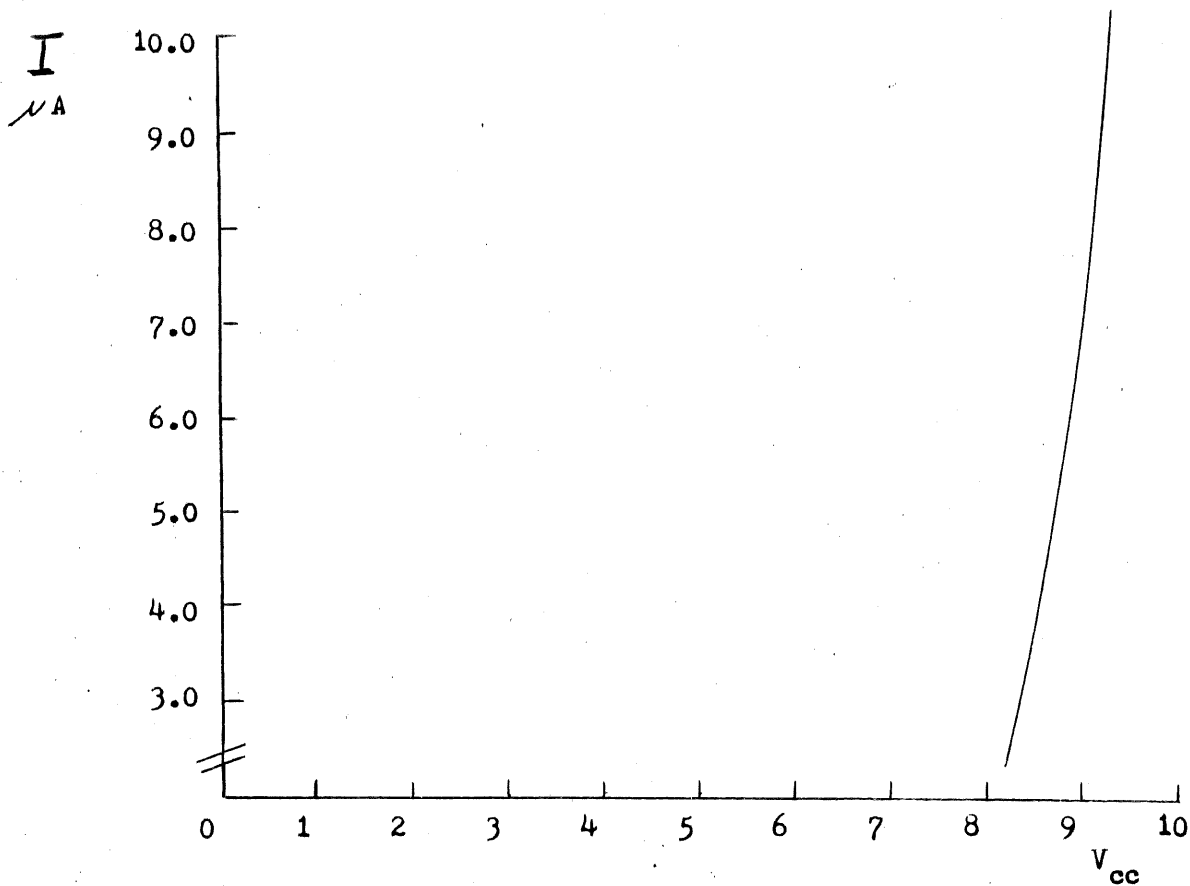


Figure 3.19 Caractéristique d'une source de courant formée par un diviseur de potentiel sur la grille d'un transistor MOS.

L'examen des causes de cette dépendance sur l'alimentation démontre que, pour une proportion fixe de la tension V_{cc} appliquée à la grille (figure 3.20), il y a une importante variation courant dans le transistor due à la faible variation de la résistance du canal en fonction de la tension d'alimentation.

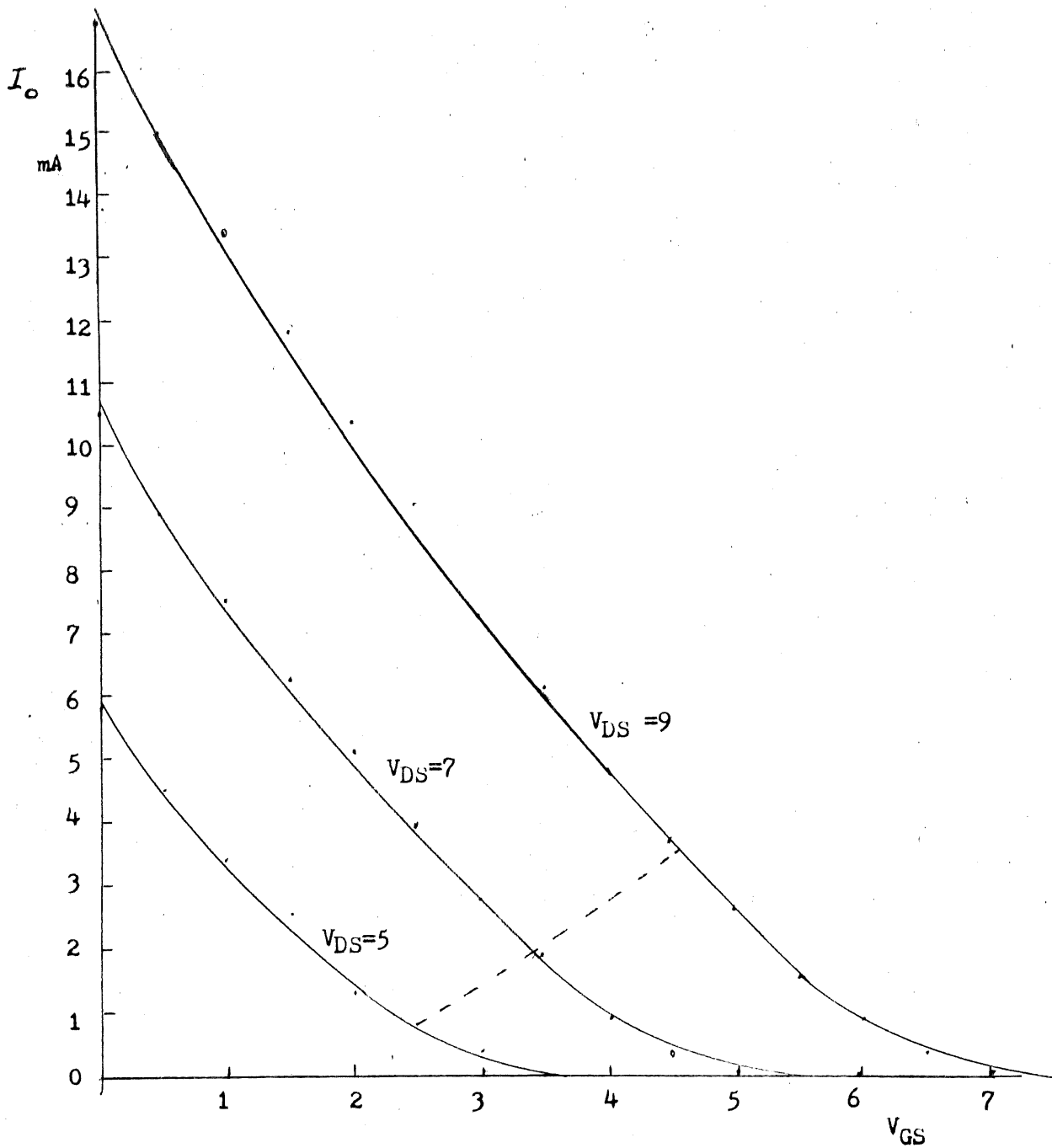


Figure 3.20 Caractéristiques $V_{GS} - I_D$ d'un transistor PMOS.

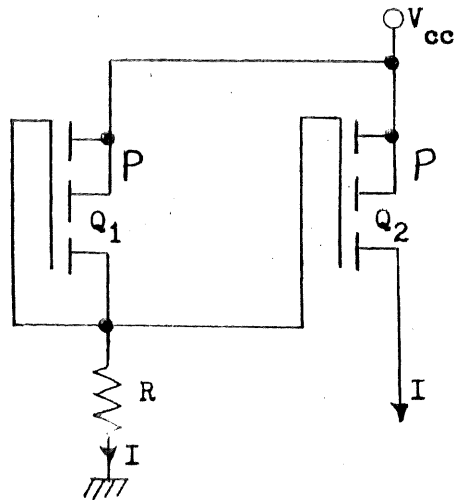


Figure 3.21 Source de courant avec une résistance branchée sur le drain d'un transistor PMOS.

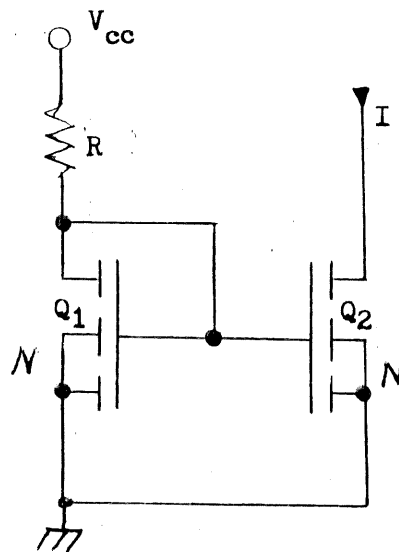


Figure 3.23 Source de courant avec un transistor branché sur le drain d'un transistor NMOS.

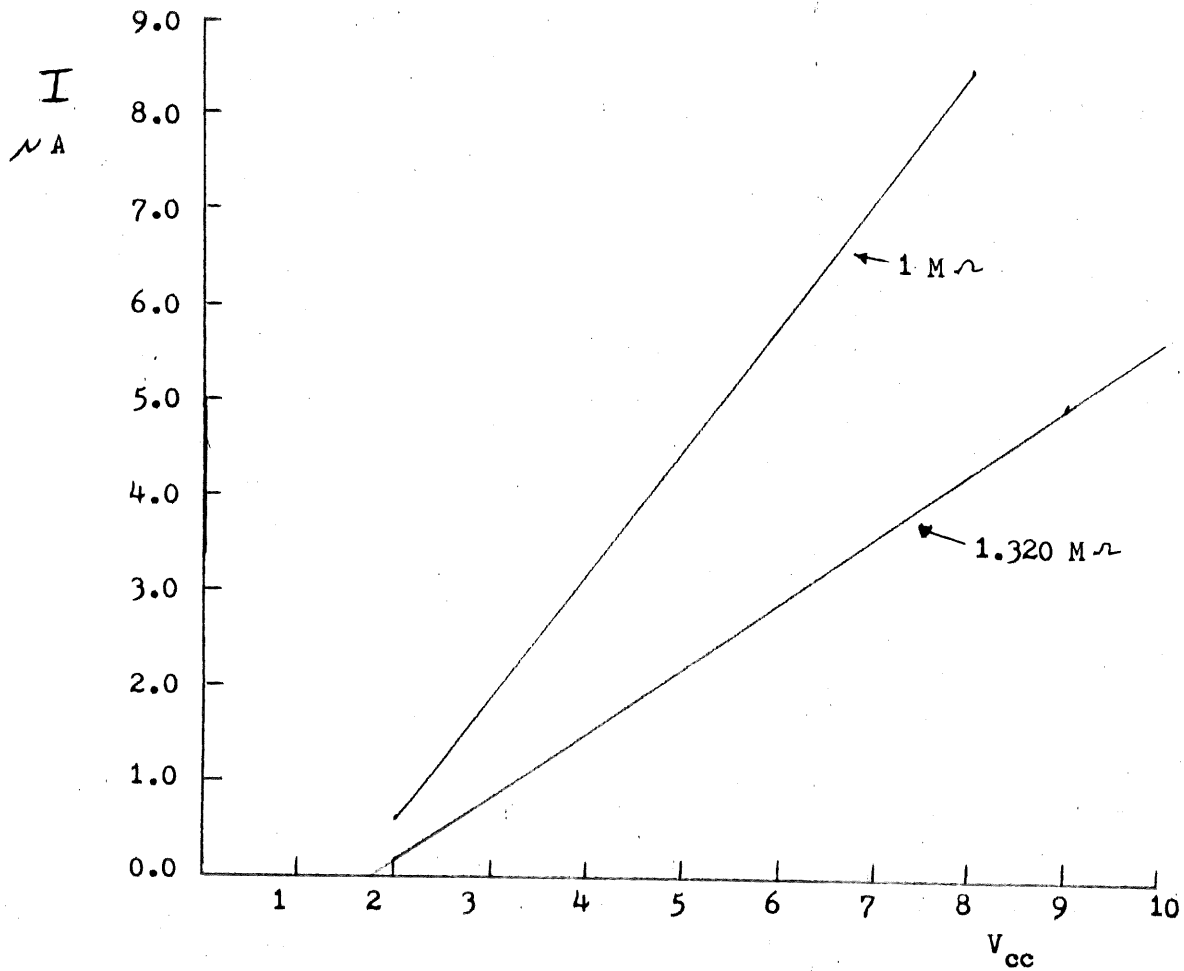


Figure 3.22 Caractéristiques d'une source de courant formée par une résistance sur le drain d'un transistor PMOS.

Par contre si la grille est branchée au drain en ajoutant une résistance à la masse (figure 3.21) pour limiter le courant I , le courant devient identique pour Q_1 et Q_2 . Si les deux transistors se trouvent sur la même puce, leur comportement sera identique. Une source de courant

linéaire (figure 3.22) est ainsi obtenue, bien que non stable par rapport à V_{CC} .

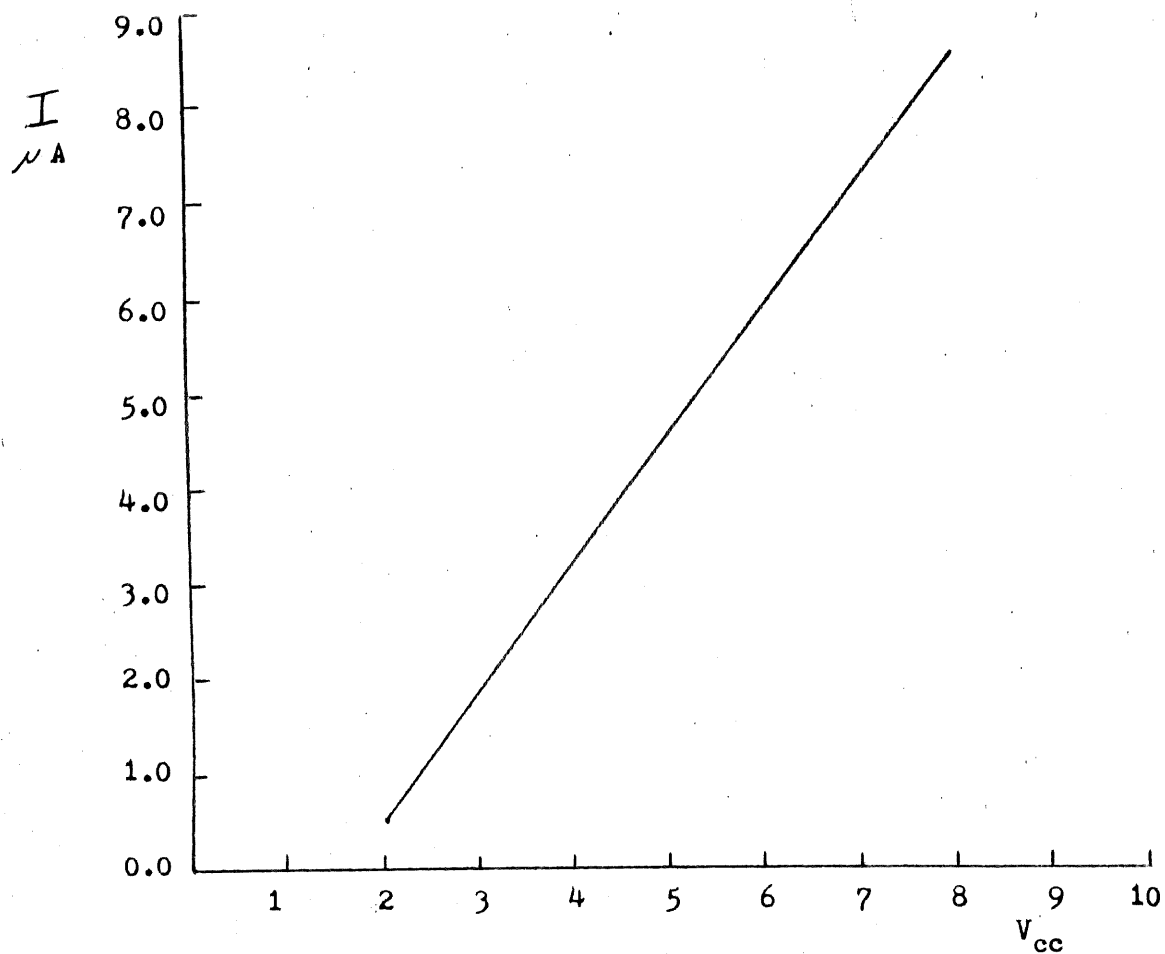


Figure 3.24 Caractéristique d'une source de courant formée par une résistance sur le drain d'un transistor NMOS.

Ces mêmes sources peuvent aussi être réalisées avec des transistors NMOS (figure 3.23 et 3.24).

En se référant à la figure 3.20, on constate que si l'on pouvait

abaisser la tension de la grille au même rythme que le V_{cc} , il y aurait alors une source de courant stable en fonction de V_{cc} . Le circuit de la figure 3.25 permet d'atteindre cet objectif dans une certaine mesure.

Les transistors Q_1 et Q_2 forment une boucle de contre-réaction qui tend à maintenir le courant I constant et par le fait même une tension V_R constante aux bornes de la résistance R (figure 3.26).

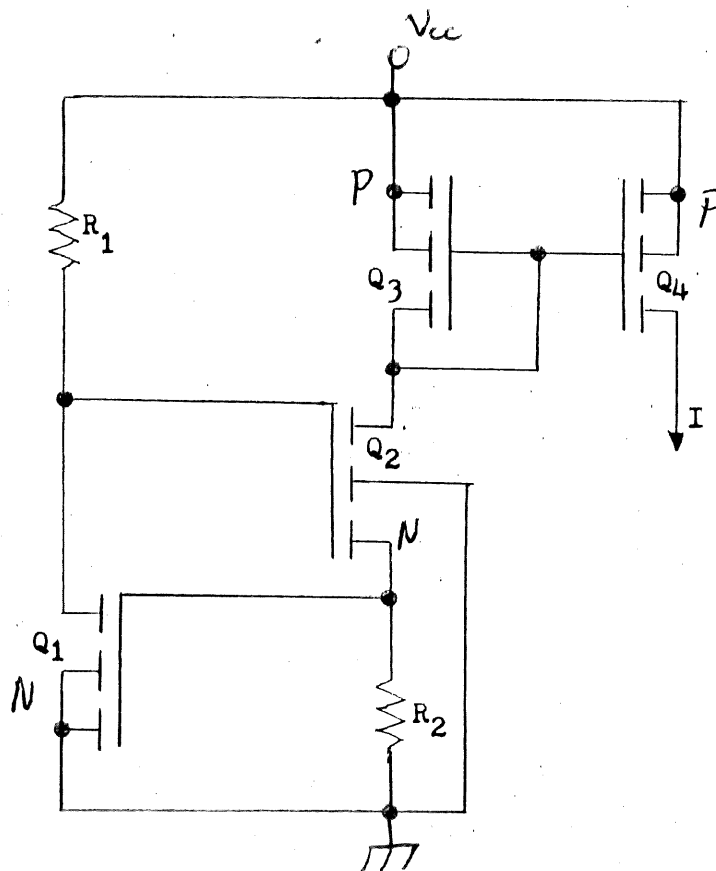


Figure 3.25 Source de courant stable à un étage.

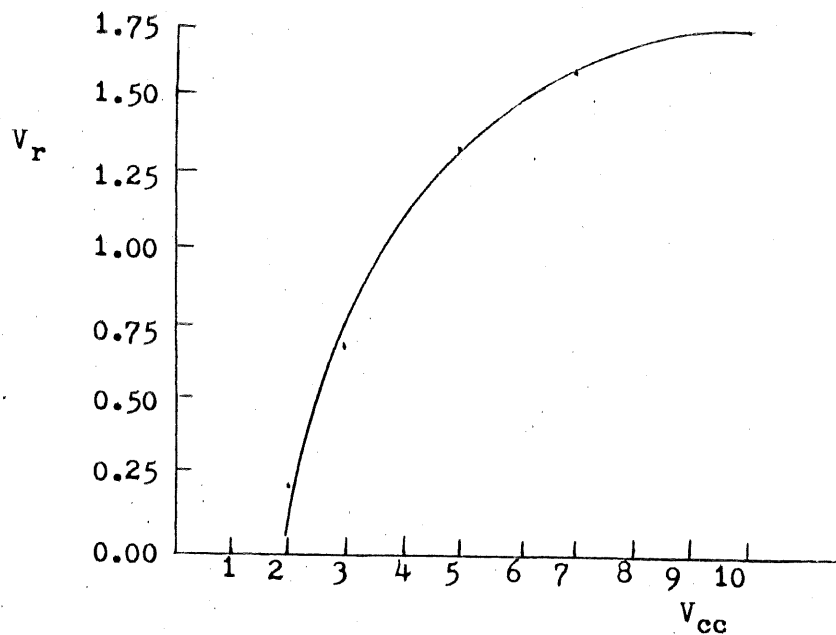


Figure 3.26 Tension aux bornes de la résistance.

Une réduction de tension de V_{cc} entraîne une baisse de tension équivalente sur le drain de Q_2 . En se référant à la figure 3.27, on peut conclure qu'une variation de tension V_{cc} , entraîne aussi une variation de tension proportionnelle sur les grilles de Q_3 et Q_4 , ce qui tend à maintenir le courant I constant (figure 3.28).

Pour une source de meilleure qualité, la source de courant à deux étages de la figure 3.29, dont le fonctionnement est presque identique à celui de la source précédente peut être utilisée. Cette amélioration se fait

cependant au détriment d'un seuil plus élevé tel qu'indiqué à la figure 3.30.

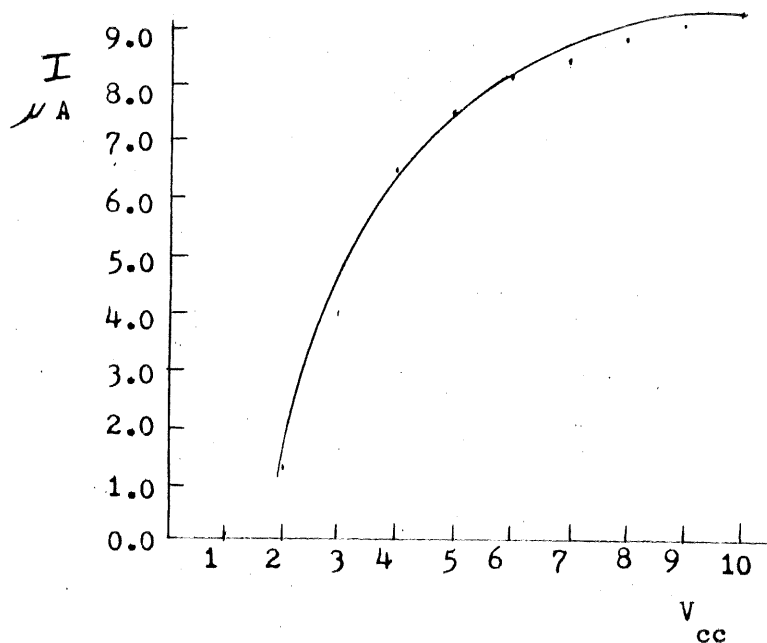


Figure 3.28 Caractéristique V - I d'une source de courant à un seul étage.

d) Comparateur

Le comparateur de la figure 3.31 est formé d'un amplificateur différentiel comme étage d'entrée, d'une source de courant fixe, et finalement, d'un étage de sortie.

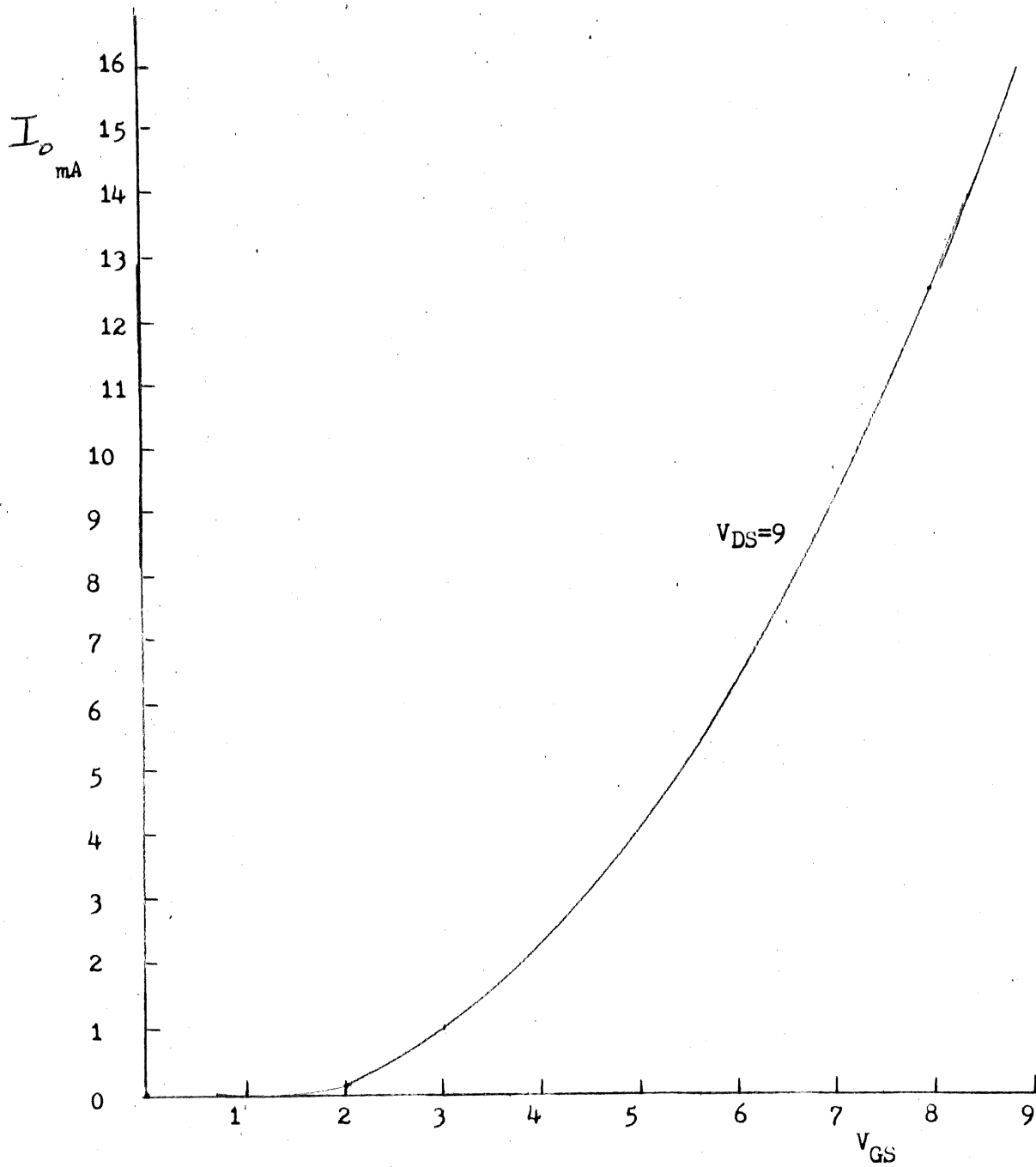


Figure 3.27 Caractéristique V - I d'un transistor NMOS.

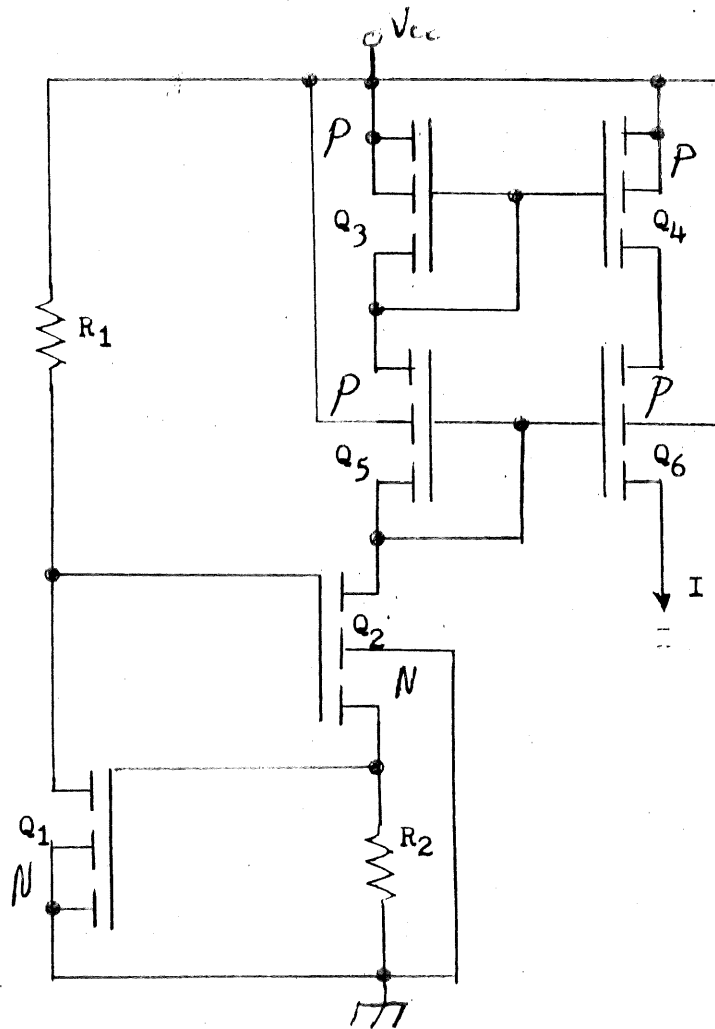


Figure 3.29 Source de courant à deux étages.

A l'étage d'entrée, le courant I se divise également dans chacune des deux branches de l'amplificateur différentiel. Celui-ci arrive sur la charge formée de Q_{11} pour la branche négative et de Q_{12} pour la branche positive. La tension aux bornes de la charge de la branche négative est telle que lorsque le signal sur l'entrée positive du comparateur est inférieur à la

tension de référence, la tension sur la grille du comparateur est inférieure à la tension de référence, la tension sur la grille du transistor Q_8 est alors sous son seuil de conduction, de sorte que la tension de l'étage de sortie est nulle.

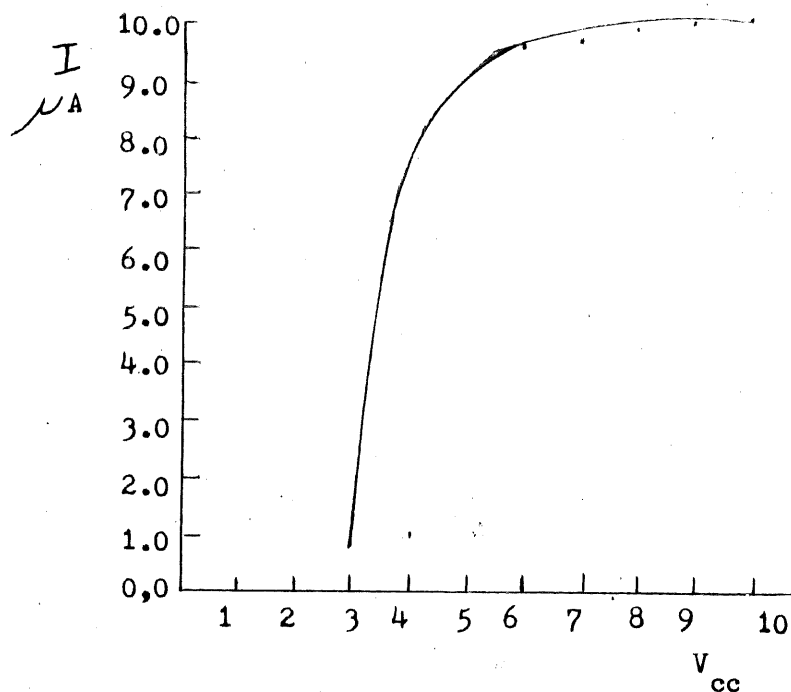


Figure 3.30 Caractéristique V - I d'une source de courant à deux étages.

L'inconvénient majeur de ce circuit provient de la tendance du drain de Q_9 à élever son niveau de potentiel lorsque la fréquence à l'entrée du comparateur augmente. Le tableau 3.3 indique les différentes fréquences de coupure en fonction du courant I .

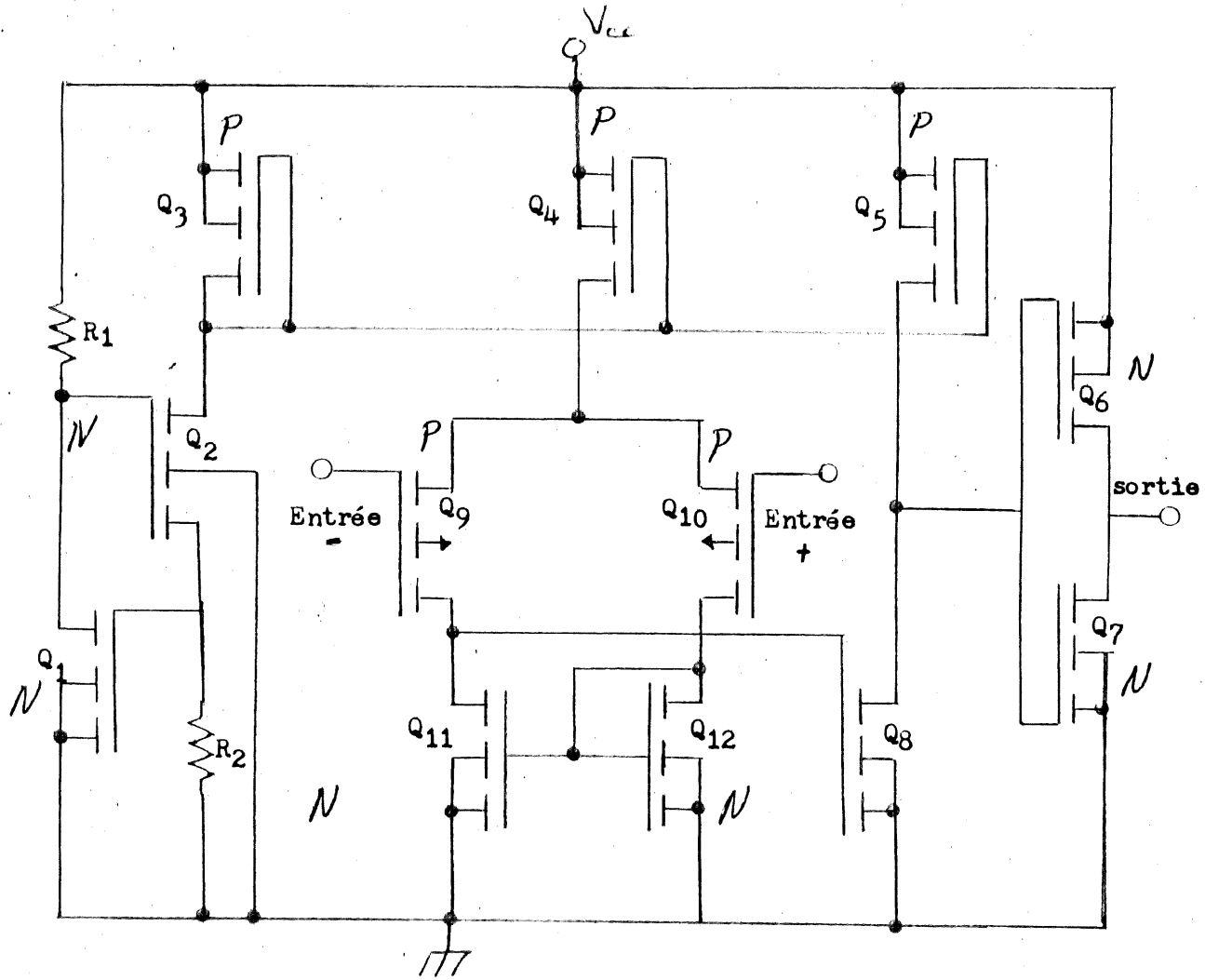


Figure 3.31 Comparateur analogique CMOS.

Si nous pouvions augmenter la vitesse de commutation des transistors Q_{11} et Q_{12} , la largeur de bande du circuit serait augmenté sans sacrifier la consommation de courant.

$I \mu A$	$f(Kz)$	$I \mu A$	$f(Kz)$
2	0.5	16	4
4	1.11	18	4.7
6	2.0	20	5.5
8	2.1	30	7.7
10	2.5	40	10.4
12	2.8	50	14.0
14	3.6	60	17.0

Tableau 3.3 Fréquences de coupure du comparateur en fonction du courant.

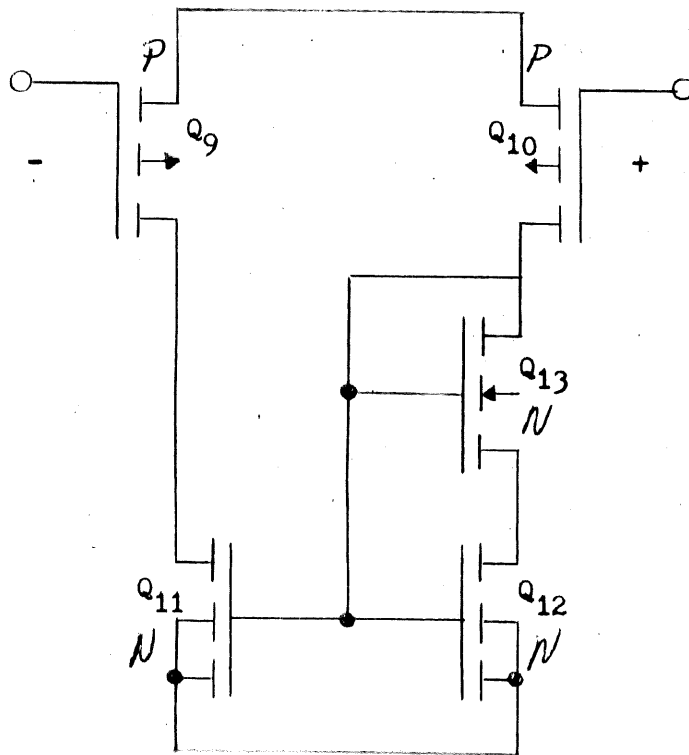


Figure 3.32 Amélioration de la bande passante du comparateur par l'addition du transistor Q_{13} .

La figure 3.32 donne un circuit où le transistor Q_{13} a été ajouté pour accélérer la commutation de Q_{11} et Q_{12} . Par exemple, un courant de $12 \mu\text{A}$ nous donne une fréquence d'opération de 12 KHz, ce qui est nettement supérieur au 2.8 KHz que nous avons précédemment.

Il est donc possible d'intégrer sur une même puce CMOS des circuits logiques et analogiques dont nous avons besoin pour la réalisation du répondeur actif. Même les résistances de charge du répondeur peuvent aussi être avantageusement remplacées par des transistors.

3.1.4 OSCILLATEUR DE TRANSMISSION A 500 MHz

L'oscillateur de transmission est un oscillateur sinusoïdal de puissance à 500 MHz. Tout oscillateur sinusoïdal doit posséder:

1. un dispositif actif avec un gain en puissance à la fréquence d'opération
2. un élément ou un circuit déterminant la fréquence d'opération
3. un mécanisme de stabilisation et de limitation d'amplitude.

En fait, un oscillateur peut être considéré comme un amplificateur, avec un circuit de contre-réaction (figure 3.33) qui utilise une partie du signal de la sortie comme signal d'entrée. Deux conditions sont nécessaires pour initier et maintenir l'oscillation:

1. à la fréquence d'opération. Le signal doit traverser la boucle formée par l'amplification et le circuit de contre-réaction sans changement dans la phase

2. à la fréquence d'oscillation. L'amplitude du produit de la fonction de transfert de l'amplificateur et de la boucle de contre-réaction doit être égale à l'unité.

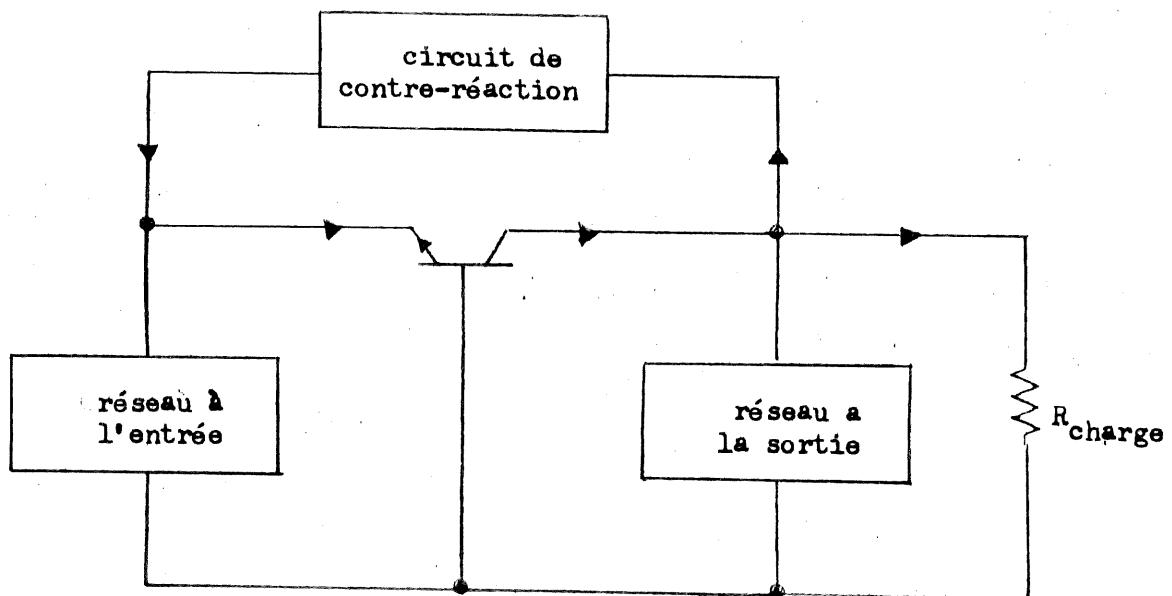


Figure 3.33 Modèle d'un oscillateur.

a) Opération en classe C

Pour une opération en classe C, la jonction base-émetteur doit être polarisée inversement pour que le courant du collecteur soit à zéro lorsqu'il n'y a pas de signal à l'entrée du circuit. La figure 3.34 [19] indique quatre méthodes pour que la jonction base-émetteur soit polarisée.

La figure 3.34a montre l'utilisation d'une source de tension à courant

continu pour établir la polarisation inverse. Cette méthode nécessite malheureusement l'utilisation d'une source de tension supplémentaire qui augmente la complexité du circuit. La figure b et c représentent deux autres types de polarisation inverse induite par le courant de base sur une résistance. Dans la figure 3,34b la tension est réduite par la résistance interne de la base r_{dd} . Ce type de polarisation est difficilement contrôlable à cause de la variation de r_{dd} d'un transistor à l'autre. La figure 3.34c montre une meilleure méthode pour obtenir une polarisation inverse utilisant une résistance externe R_G . Bien que le niveau de polarisation soit facilement contrôlable par cette méthode, la valeur de R_G doit être choisie avec soin pour éviter une réduction de la tension de rupture de la jonction collecteur-émetteur.

La figure 3.34d illustre une meilleure méthode de polarisation utilisant une résistance R_e sur l'émetteur. Puisqu'aucune résistance de polarisation de la base n'est utilisée, la tension de rupture de la jonction collecteur-émetteur n'est pas effectuée. Un avantage additionnel de cette méthode est que le courant I_e peut être réduit à partir de la tension sur la résistance R_e . Un condensateur C_e en parallèle avec R_e est utilisé pour éviter la réduction du gain de l'étage d'amplification.

b) Oscillateur avec transistor en base commune

Les oscillateurs avec transistor en base commune [18] sont les plus

utilisés aux fréquences radio. Ce type de configuration donne de bonnes performances à haute fréquence. La figure 3.35 indique plusieurs configurations possibles.

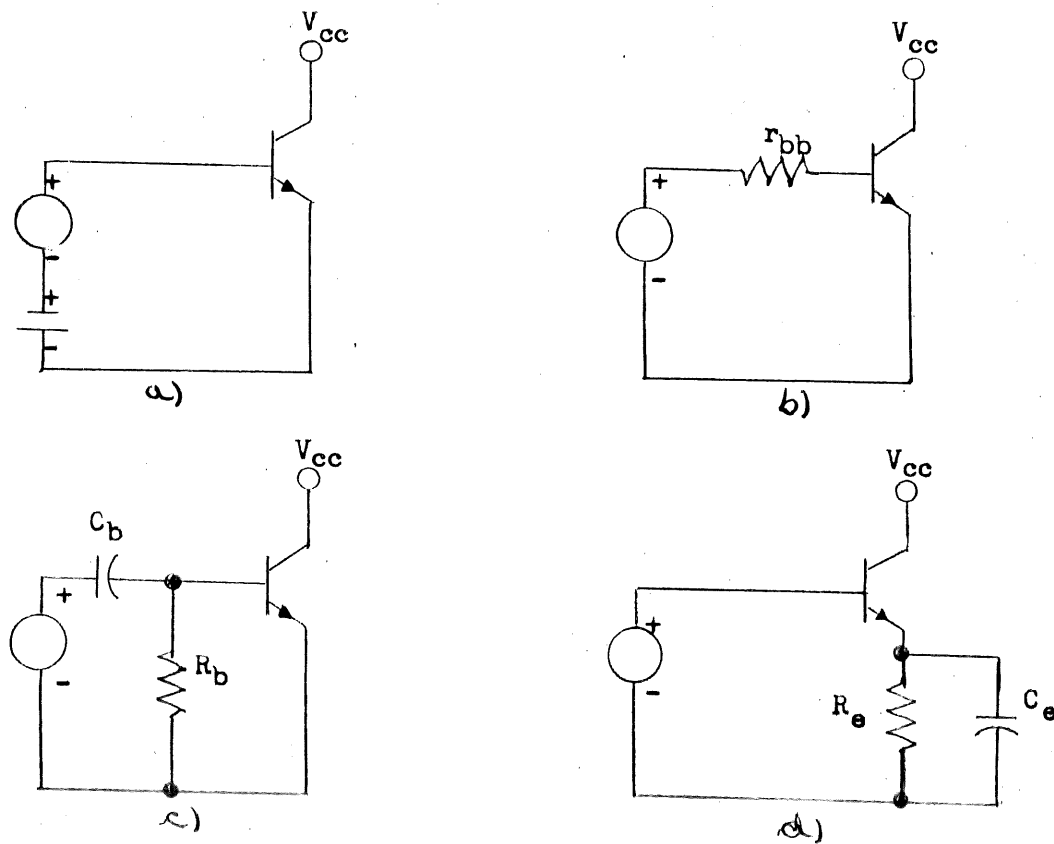


Figure 3.34 Polarisation d'un transistor en classe C.

L'oscillateur Hartley n'est généralement pas utilisé à cause des difficultés de construction des inductances avec une prise médiane. L'oscillateur Colpitts est préférable. La version Clapp n'est qu'une modification d'un Colpitts, où une capacité a été ajoutée en série avec

l'inductance ce qui lui donne une meilleure stabilité fréquentielle.

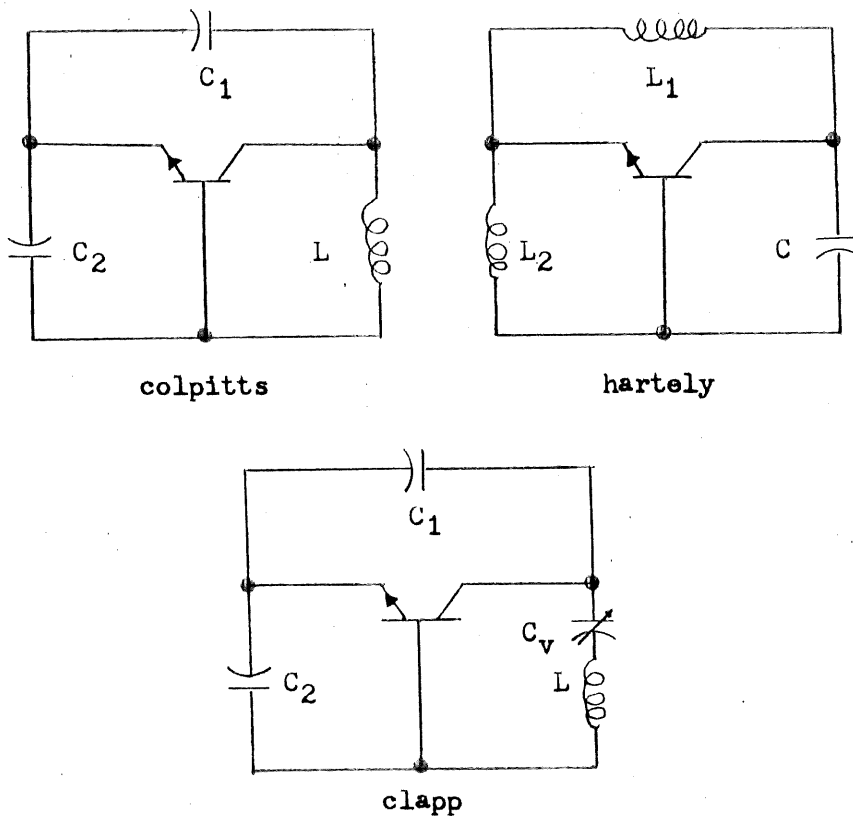


Figure 3.35 Configurations de base d'un oscillateur.

Dans tous les cas, le mécanisme de contre-réaction fait partie du circuit de résonance. Dans plusieurs cas, le condensateur parasite émetteur-collecteur peut avantageusement être utilisé dans le circuit de contre-réaction.

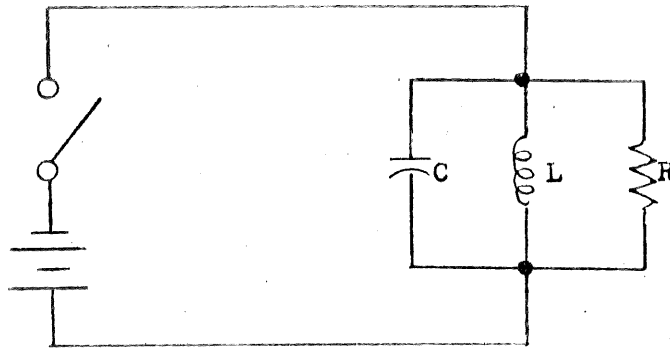


Figure 3.36 Modèle d'un oscillateur classe C.

c) Modèle de l'amplificateur classe C

L'oscillateur est essentiellement un amplificateur avec contre-réaction positive. L'étude de l'amplificateur classe C s'apparente à celle de l'oscillateur où une partie de la puissance de sortie serait retournée à l'entrée pour soutenir l'oscillation.

La puissance fournie par l'alimentation cc et la puissance de sortie ca d'un amplificateur classe C sont proportionnelles à la valeur moyenne du courant I_0 , et à l'amplitude de la composante harmonique fondamentale I_1 du signal de sortie.

Les puissances de sortie cc et ca sont approximativement:

$$P_{O,cc} = V_{cc} I_0$$

et
$$P_{o,ca} = \frac{V_{cc} I_1}{2}$$

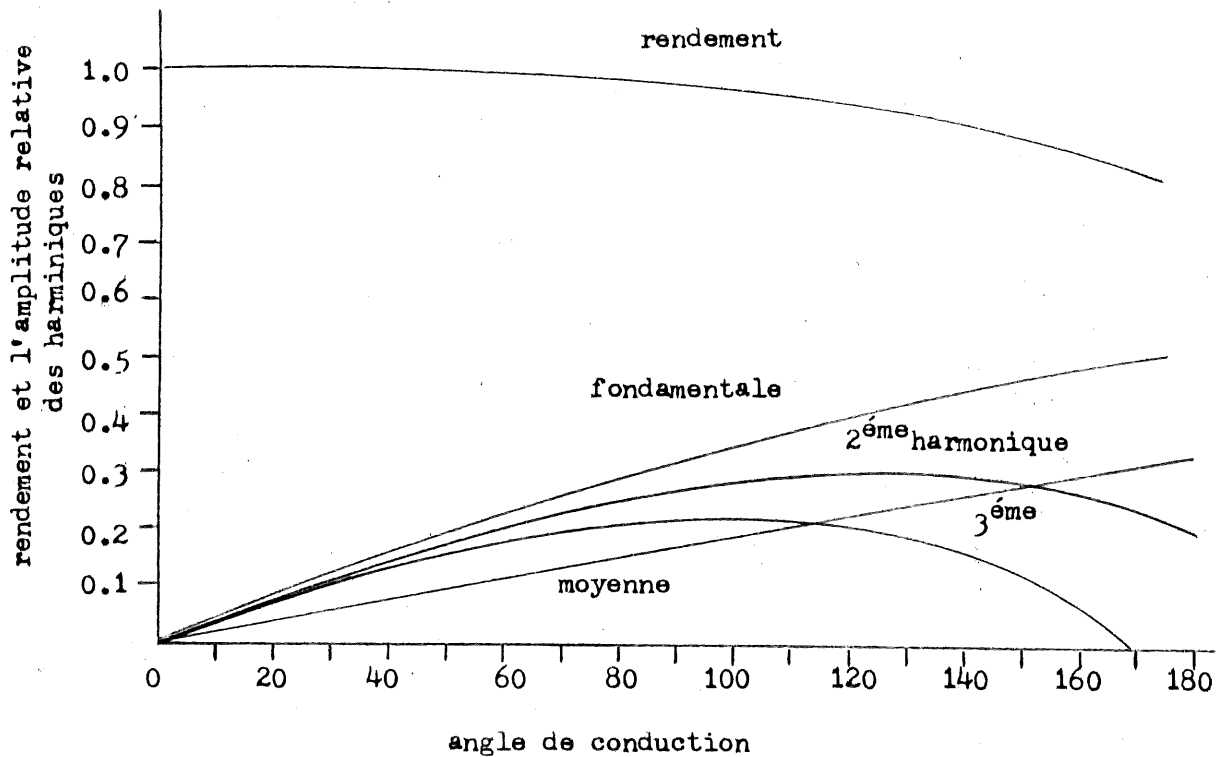


Figure 3.37 Rendement et contenu harmonique d'un oscillateur classe C quasi sinusoïdal.

La figure 3.37 donne le rendement et le contenu harmonique de l'oscillateur [6].

L'amplitude du signal de sortie V_o est toutefois un peu moins élevée que celle de l'alimentation V_{cc} et elle est donnée par:

$$V_o = V_{cc} - V_{cE, \min}$$

La puissance à la sortie est donnée principalement par la fondamentale:

$$P_{o, ca} = \frac{V_o I_c}{2}$$

La valeur requise pour la résistance de charge est:

$$R_L = \frac{V_o}{I_c} \approx \frac{V_{cc}^2}{2P_{o, ca}}$$

L'efficacité du circuit est donnée par:

$$\eta = \frac{P_{o, ca}}{P_{o, cc}} \times 100\%$$

ce qui ne tient pas compte de la puissance nécessaire à la polarisation du circuit [6].

d) Conception de l'oscillateur

L'oscillateur Colpitts peut être vu comme un réseau à deux ports (figure 3.38) où le transistor est utilisé comme amplificateur, la capacité C_1 comme élément de contre-réaction, C_2 comme charge à l'entrée, et L_1 et C_3 comme une partie du résonateur [9].

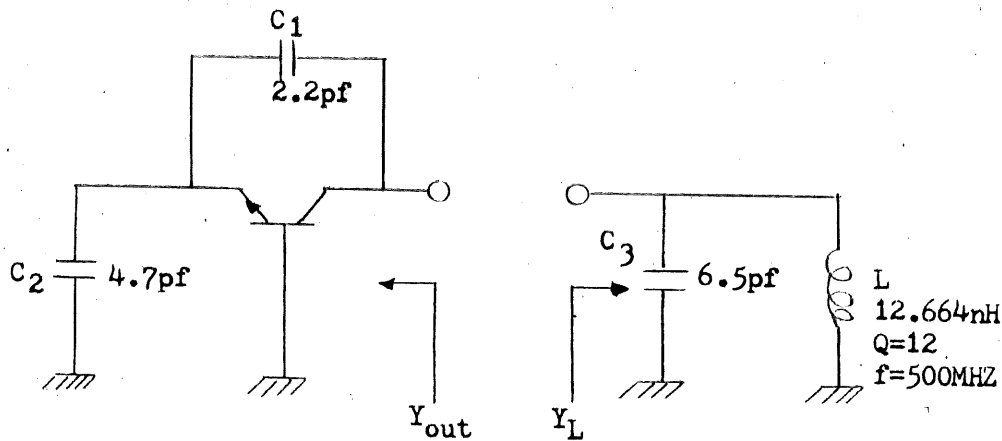


Figure 3.38 Oscillateur Colpitts vu comme un réseau à deux ports.

Y_L est d'admittance du résonateur et Y_{OUT} est l'admittance de sortie de la partie active de l'oscillateur. Pour calculer Y_{OUT} on trouve d'abord les paramètres du transistor base commune en admittance, où $r_e = 25/I_E$ (μA cc) et β est le gain en courant en base commune

$$Y_b = \begin{bmatrix} \frac{1}{r_e} & 0 \\ -\frac{\beta}{r_e(\beta+1)} & 0 \end{bmatrix}$$

auxquelles on ajoute l'effet du condensateur de contre-réaction C_1 pour obtenir l'admittance composée du circuit à deux ports:

$$Y = \begin{bmatrix} \frac{1}{r_e} + j\omega C_1 & -j\omega C_1 \\ -\frac{\beta}{r_e(\beta+1)} - j\omega C_1 & j\omega C_1 \end{bmatrix}$$

L'admittance de sortie est alors donnée par

$$Y_{OUT} = Y_{22} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{11} + Y_S}$$

ce qui donne

$$Y_{OUT} = j\omega c_1 - \left[\begin{array}{c} \frac{j\omega c_1}{r_e(\beta+1)} - \omega^2 c_1^2 \\ \frac{1}{r_e} + j\omega(c_1 + c_2) \end{array} \right]$$

qui est équivalent à

$$Y_{OUT} = \frac{-\omega^2 c_1 c_2}{\frac{1}{r_e} + j\omega(c_1 + c_2)}$$

Connaissant Y_{OUT} on peut maintenant utiliser les paramètres S et calculer S_{22} qui est le conjugué du coefficient de réflexion à la sortie, en utilisant la formule de conversion,

$$r = \frac{Y_0 - Y}{Y_0 + Y}$$

où Y_0 est une impédance caractéristique de 50Ω dans ce cas.

En utilisant la même formule, le coefficient de réflexion de la charge peut aussi être calculé. Ceci nous permet d'obtenir une représentation de l'oscillateur en paramètres S (figure 3.39).

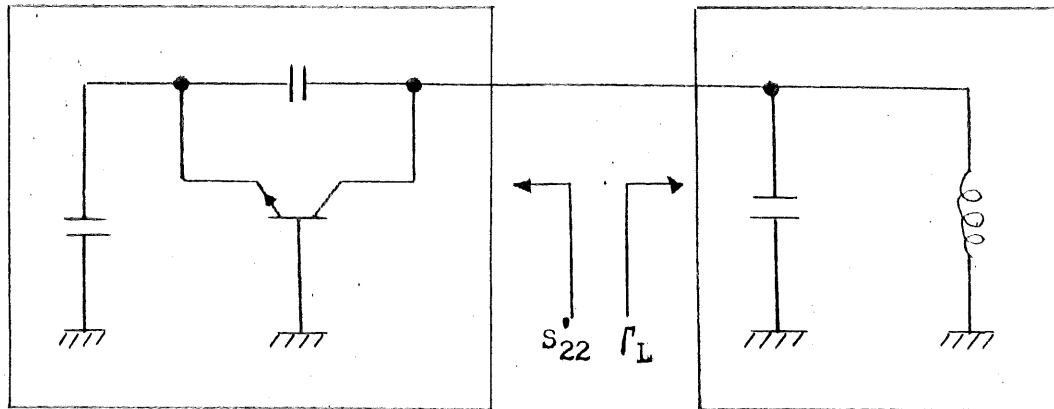


Figure 3.39 Représentation de l'oscillateur avec les paramètres "S".

Pour entretenir l'oscillation, la condition suivante doit alors être maintenue:

$$S_{22}^1 \Gamma_L = 1$$

Ceci implique que le conjugué du coefficient de réflexion à la sortie, multiplié par le coefficient de la charge, doit être égal à l'unité et que la phase doit être de 0 degré.

La figure 3.40 indique les courbes de réflexion de la charge Γ_L en fonction de la fréquence, et de l'inverse du conjugué du coefficient de réflexion à la sortie pour différents courants I_E à 500 MHz. Comme on peut voir, les deux courbes interceptées satisfont ainsi l'équation

$$S_{22}^1 \Gamma_L = 1$$

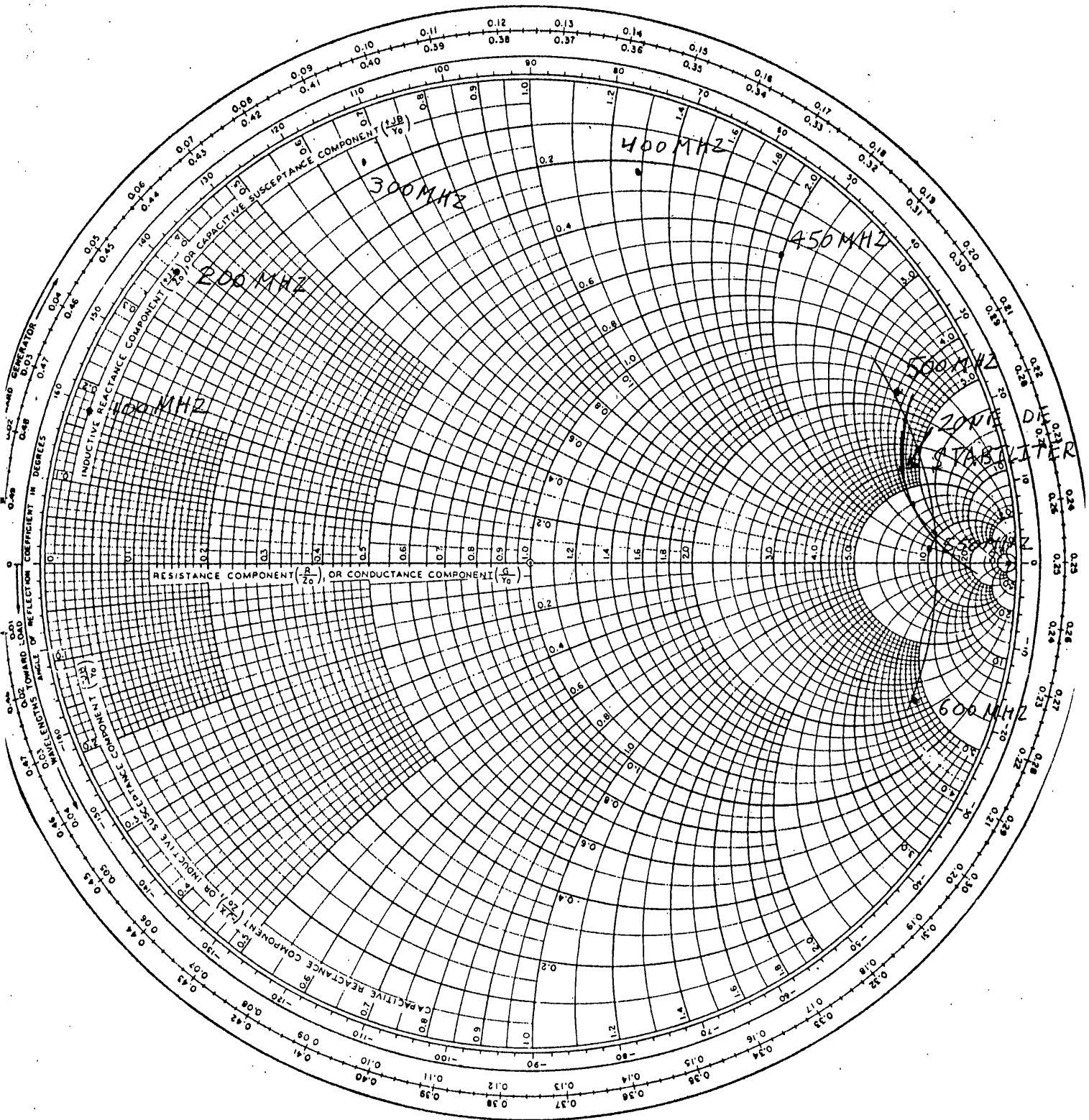


Figure 3.40 Vérification des conditions d'oscillation de l'oscillateur RF.

ce qui signifie que le réseau oscille à la fréquence désirée.

La figure 3.41 donne un schéma simplifié de l'oscillateur utilisé pour le répondeur.

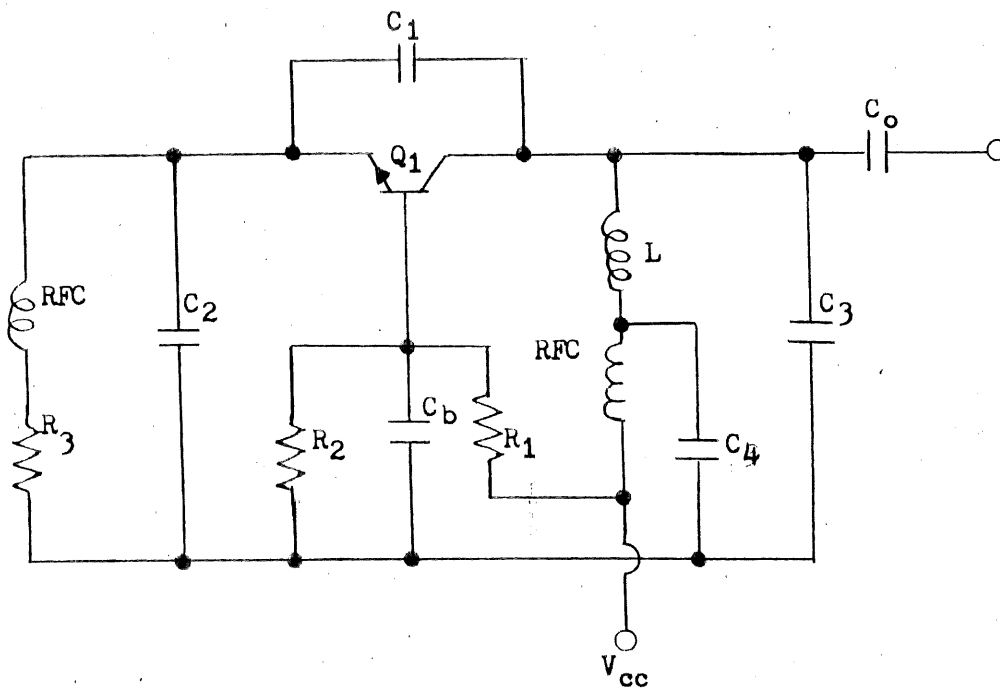


Figure 3.41 Schéma simplifié de l'oscillateur du répondeur.

Selon les principes émis précédemment pour un amplificateur classe C avec une puissance de sortie de 20 μ W à 500 MHz,

$$I_{c1} = \frac{P_{o,ca}}{V_0}$$

$$= 8.89 \mu\text{A}$$

et $V_O = V_{CC} - V_{ce}$

$$= 5 - 0.5$$

$$= 4.5 \text{ Volts.}$$

La résistance de charge R_L est

$$R_L = \frac{V_O}{I_{c1}}$$

$$= 506$$

ce qui donne pour le condensateur de sortie:

$$c_o = \frac{1}{\omega R_o \sqrt{(R_L/R_o - 1)}}$$

$$= 2.1 \text{ pF}$$

où R_o est l'impédance de sortie de 50Ω . La capacité c_o affecte aussi la capacité du circuit de résonance selon

$$c = \frac{Q_L}{\omega_o R_L} - C_o (1 - R_o/R_L),$$

ce qui implique que

$$C_3 = 7.4 \text{ pF.}$$

En se référant à la figure 3.37, on voit que pour un angle de conduction de 185 degrés, I_{c1} est à 50% de $I_{c,max}$. Ceci entraîne que

$$I_{c,max} = \frac{8.86 \times 10^{-3}}{.50}$$

$$= 17.78 \mu A$$

et que $I_{E,cc}$ est à 30% de $I_{c,max}$ pour donner

$$I_{E,cc} = I_{c,max} \times .30$$

$$= 5.33 \mu A$$

Ceci nous permet de calculer R_E

$$R_E = \frac{.45}{5.33 \text{ mA}}$$

$$= 84 \Omega$$

ainsi que R_1, R_2 . Un potentiel de 1 volt sur R_1 doit donner un angle de conduction d'environ 185 degrés, ce qui donne

$$R_2 = \frac{1}{3 \times 10^{-3}}$$

$$= 3.33 \Omega$$

et

$$R_1 = \frac{4}{3 \times 10^{-3}}$$

$$= 1.33 \text{ K}\Omega$$

La consommation totale en courant est donc

$$I_T = 8.33 \mu A, dc$$

ce qui se compare très bien à la consommation mesurée en laboratoire qui était de $8.6 \mu A$.

e) Réalisation de l'oscillateur

L'oscillateur du répondeur est construit sur un circuit hybride à couches épaisses [20]. L'avantage de l'utilisation des hybrides dans la conception de circuits électroniques est de permettre l'utilisation d'un procédé sérigraphique pour imprimer les conducteurs, les diélectriques et les résistances sur de petits substrats isolants de quelques centimètres carrés. Des condensateurs et des inductances miniatures, de même que des puces de circuits intégrés monolithiques et des transistors céramiques spécialement conçus pour des circuits à hyperfréquences, peuvent par la suite être fixés au circuit hybride. Les circuits hybrides, tout comme les circuits imprimés, se prêtent bien à l'utilisation des lignes de transmission imprimées "microstripline" pour remplacer des inductances et des condensateurs.

f) Lignes de transmission planaire ("Striplines")

Pour qu'un circuit à hyperfréquences utilisant des lignes de transmission imprimées soit réalisable en technologie hybride, il faut que sa structure soit planaire [7]. Une configuration planaire implique que les caractéristiques de l'élément peuvent être déterminées par les dimensions de celle-ci dans un seul plan. Par exemple, la largeur d'une ligne de transmission sur le diélectrique d'un substrat peut être variée afin d'ajuster son impédance caractéristique Z_0 . Lorsque l'impédance peut être faite soit par des procédés de sérigraphie ou de photogravure.

Plusieurs structures de transmission remplissent cette condition. Les plus connues sont les "microstriplines", "slotline", "coplanar waveguide" et les "coplanar strips". Une coupe de celles-ci est présentée à la figure 3.42. Pour la réalisation hybride, la structure la plus populaire est la "microstripline" à cause de sa facilité de construction, et aussi dû au fait que le mode de transmission sur la ligne est presque totalement du type TEM ce qui donne une ligne à large bande. De plus, la transition à un câble coaxial peut facilement être faite.

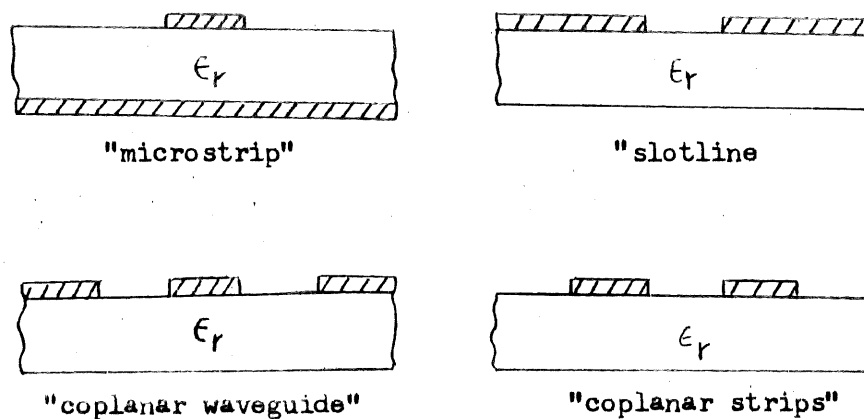


Figure 3.42 Lignes de transmission planaire utilisées dans des circuits intégrés à hyperfréquences.

La structure "microstripline" peut être considérée comme une ligne de transmission à deux conducteurs, ayant évolué telle qu'indiquée à la figure 3.43. La transformation de (a) à (b) est essentiellement un changement dans la forme du conducteur, alors que celle de (b) à (c)

implique l'utilisation d'une feuille conductrice sur le plan de symétrie de (b). La dernière configuration (d) est obtenue en insérant un diélectrique entre les deux conducteurs de (c).

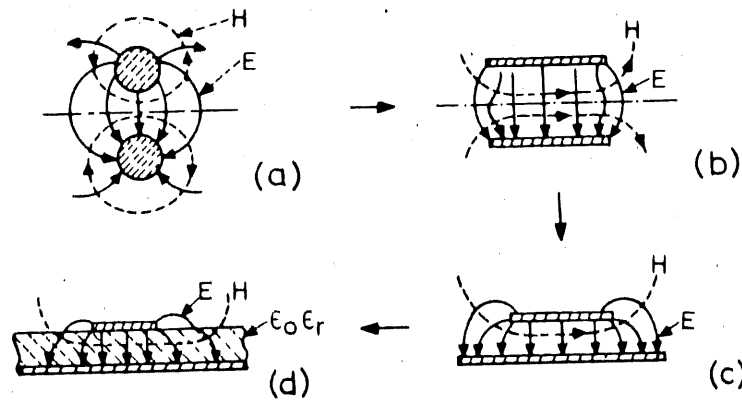


Figure 3.43 Evolution conceptuelle d'une ligne de transmission à deux fils vers un "microstripline".

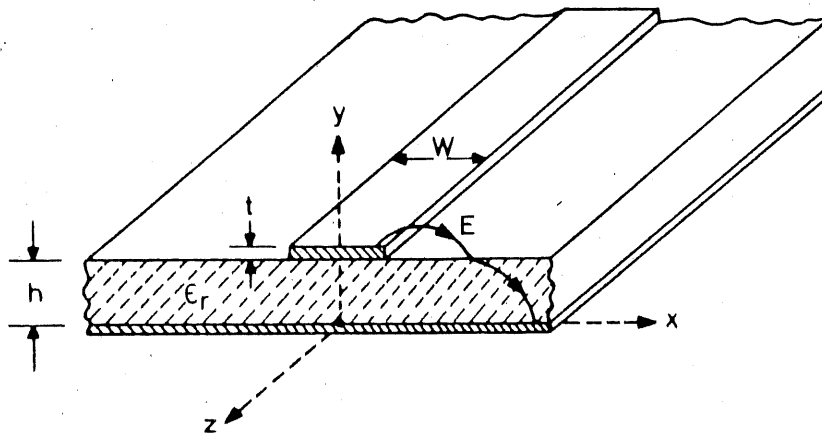


Figure 3.44 "Microstripline".

La figure 3.44 définit les variables utilisées ultérieurement dans les équations du "microstripline". Ces variables sont:

ϵ_r : constante diélectrique

W: largeur de la ligne

h: épaisseur du diélectrique (substrat)

T: épaisseur du conducteur.

g) Longueur d'onde

La longueur d'onde [15] dans l'espace libre est donnée par:

$$\lambda_0 = \frac{C}{\text{freq}}$$

où C est la vitesse de la lumière.

La longueur dans un isolant avec une constante diélectrique n'égalant pas 1 est

$$\lambda_{\text{TEM}} = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}$$

De plus un facteur de correction K doit être appliqué puisque la propagation sur le substrat n'est pas entièrement selon le mode TEM [15]:

$$K = \left[\frac{\epsilon_r}{1 + 0.63(\epsilon_r - 1)(W/h)^{1.225}} \right]^{1/2}$$

où $\lambda' = \lambda_{\text{TEM}} \times K$

L'équation telle que présentée n'est valide que pour un rapport W/h

de 0.6:1 ou plus. Pour un rapport plus petit, le facteur W/h du dénominateur doit être remplacé par $(W/h)^{0.297}$.

h) Impédance caractéristique

L'impédance caractéristique [15] [3] d'une ligne de transmission est donnée par:

$$Z_0 = \frac{377 h}{\sqrt{\epsilon_r} \times W [1 + 1.735 \epsilon_r^{-0.724} (W/h)^{-0.836}]}$$

où la largeur effective de la ligne est:

$$W_{\text{eff}} = W + t/\pi (1 + 2h/t)$$

L'utilisation des "Microstriplines" dans des circuits à hyperfréquence permet donc à la fois de remplacer économiquement les condensateurs, les inducteurs et de transporter des signaux d'un point à l'autre sans interférence appréciable. En profitant du fait que l'impédance à l'entrée d'une ligne de transmission peut être soit nulle, capacitive, infinie, ou inductive selon sa longueur, on peut s'en servir comme RFC ("Radio Frequency Chokes") lorsque sa longueur est de $\lambda/4$ avec un court-circuit à l'autre extrémité. Dans ce cas-ci, on utilise une impédance caractéristique Z_0 aussi grande que possible pour obtenir une grande impédance même quand il y a une légère variation de la fréquence.

L'impédance caractéristique n'est limitée que par la largeur de la ligne qui peut dépendre du courant qu'elle doit porter et de la résolution du

procédé d'impression sérigraphique (150 microns) [20]. A 500 MHz la longueur des RFC est de 4.8 cm; on peut les replier sur eux-mêmes pour en réduire l'encombrement en autant que la distance entre deux conducteurs voisins soit d'au moins deux fois l'épaisseur du substrat et que les coins soient découpés à la façon indiquée à la figure 3.45 [9].

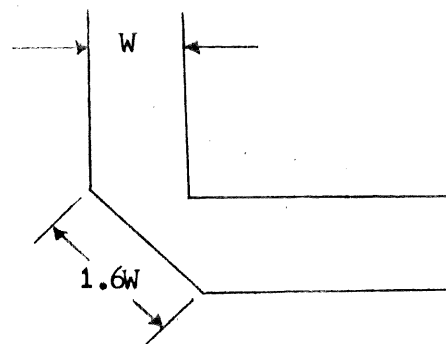


Figure 3.45 Méthode de découpage d'un coin d'une ligne planaire pour minimiser les réflexions.

La figure 3.46 présente l'oscillateur à haute fréquence tel que réalisé. C'est essentiellement un oscillateur "Colpitts" à base commune, où les résistances R_1 , R_2 et R_E servent à polariser le transistor Q_1 .

Le condensateur C_B effectue une mise à la terre du transistor Q_1 aux hautes fréquences et C_4 sert à découpler l'alimentation aux fréquences RF. Les bobines RFC₁ et RFC₂ bloquent les hautes fréquences. Elles sont

réalisées à l'aide de ligne de transmission "microstripline". "L" est l'élément inductif du circuit résonant. Les résistances R_3 , R_4 servent à polariser le "varicap" V_1 , R_5 , R_6 découplent l'alimentation et la borne de commande de la fréquence de l'oscillateur. Les condensateurs C_1 , C_2 bloquent les tensions cc utilisées pour polariser les "varicaps" V_1 et V_2 . Le "varicap" V_1 sert à calibrer le circuit de résonance de l'oscillateur à la fréquence désirée, tandis que le "varicap" V_2 sert à commander la fréquence de l'oscillateur (Voltage Controlled Oscillator: VCO). C_0 , C_f et C_E sont respectivement les condensateurs de sortie, de contre-réaction et d'évitement de la résistance R_E . La figure 3.47 montre une photographie de l'oscillateur réalisé par la technique des circuits hybrides à couches épaisses.

Il avait été décidé initialement de transmettre l'information du répondeur en FSK en faisant varier la fréquence de l'oscillateur VCO de +6 MHz et ce en envoyant le signal du générateur du code d'identification sur le "varicap" V_2 . Bien que cette technique soit fonctionnelle, elle a dû être abandonnée parce que la constante de temps R_6 et de C_2 en parallèle avec V_2 est beaucoup trop longue, ce qui limite le rythme de transmission de l'information à 12 KHz maximum. Pour palier à cet inconvénient, la résistance R_6 aurait dû être changée pour un RFC ce qui aurait été impossible à faire sur un substrat de cette taille à moins d'augmenter considérablement la fréquence de l'oscillateur VCO.

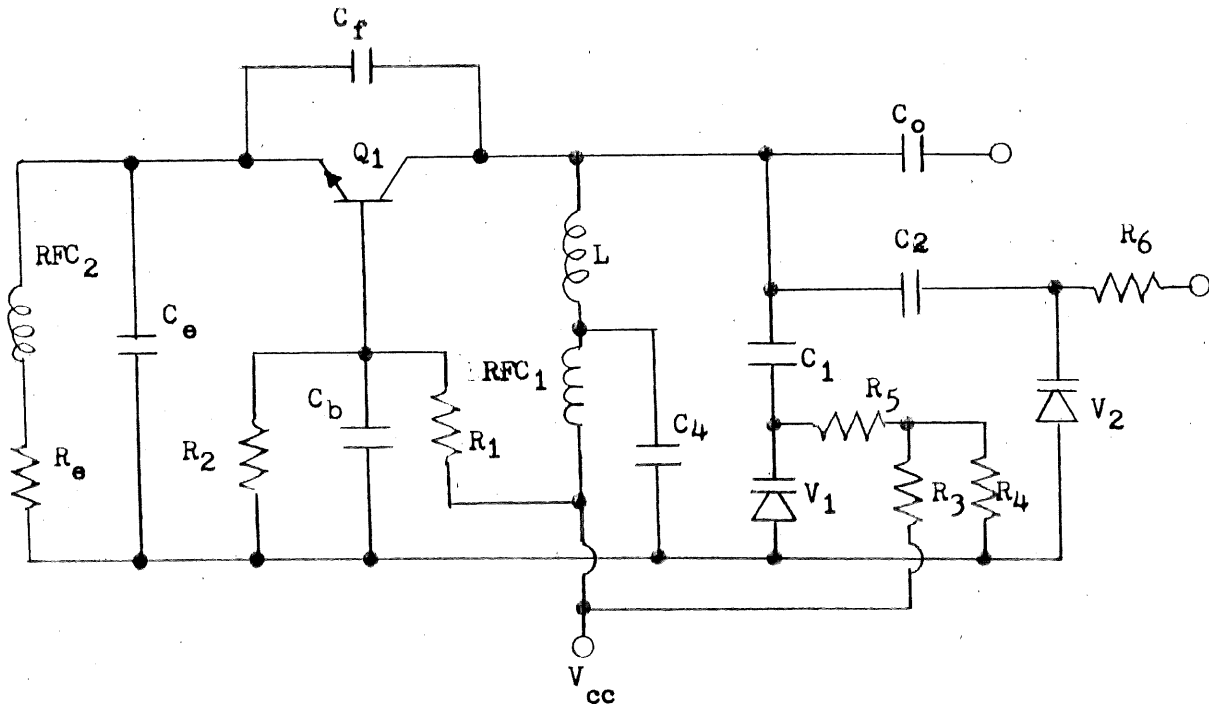


Figure 3.46 Schéma de l'oscillateur à 500 MHz.

Il fût donc décidé de moduler l'oscillateur VCO en FSK en commutant l'alimentation de l'oscillateur. Cette technique offre plusieurs avantages qui sont:

1. la réduction du nombre de composants sur le substrat
2. la fréquence d'oscillation peut être ajustée avec beaucoup plus de latitude puisque le récepteur stationnaire de la guérite n'a qu'à détecter la présence ou l'absence d'une fréquence voisine de 500 MHz
3. réduction de la consommation d'énergie, puisque l'oscillateur ne consomme que 50% du temps, même pendant l'opération du

répondeur.

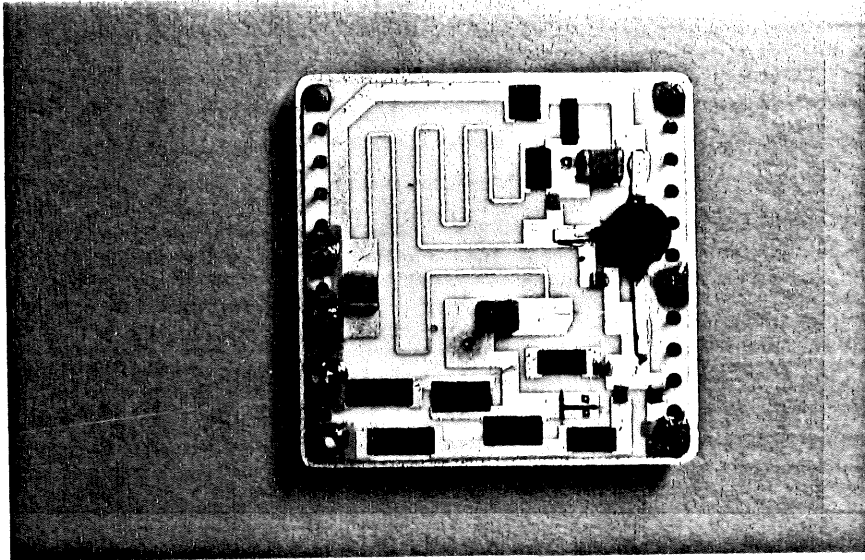


Figure 3.47 Schéma physique de l'oscillateur à 500 MHz réalisé en hybride à couches épaisses.

Mentionnons en terminant, que la fréquence d'oscillation étant ajustée avec le boîtier en métal ouvert, l'opérateur doit être conscient du fait qu'en fermant le boîtier, la fréquence d'oscillation augmente de 4 MHz environ. Celui-ci doit ajuster la fréquence en conséquence pour compenser ce phénomène.

3.2 L'INTERROGATEUR

3.2.1 EMETTEUR STATIONNAIRE D'INTERROGATION

3.2.1.1 FONCTIONNEMENT

L'émetteur d'interrogateur est essentiellement un oscillateur de puissance à 1.25 GHz, tel qu'indiqué à la figure 3.48. Sur réception d'un signal du micro-processeur, l'oscillateur est alimenté pendant un court instant par un multivibrateur monostable pour produire une porteuse commutée à 1.25 GHz. Celle-ci est transmise par une antenne directionnelle vers le pare-brise de l'automobile qui s'approche de la guérite afin de déclencher le répondeur.

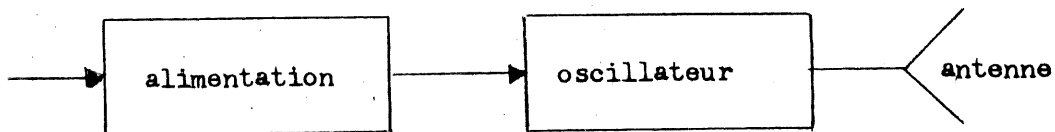


Figure 3.48 Schéma fonctionnel de l'émetteur.

3.2.2 OSCILLATEUR A 1.25 GHz

Afin de pouvoir interroger qu'une seule voiture à la fois, la fréquence du transmetteur d'interrogation doit être suffisamment élevée pour permettre de diriger le faisceau d'énergie. La fréquence de 1.25 GHz fut choisie parce qu'elle remplit cette condition, tout en étant ni trop élevée ni trop basse pour la réalisation sur circuit hybride à couches épaisses. Un schéma du circuit de l'oscillateur est présenté à la figure 3.49 [18] [19].

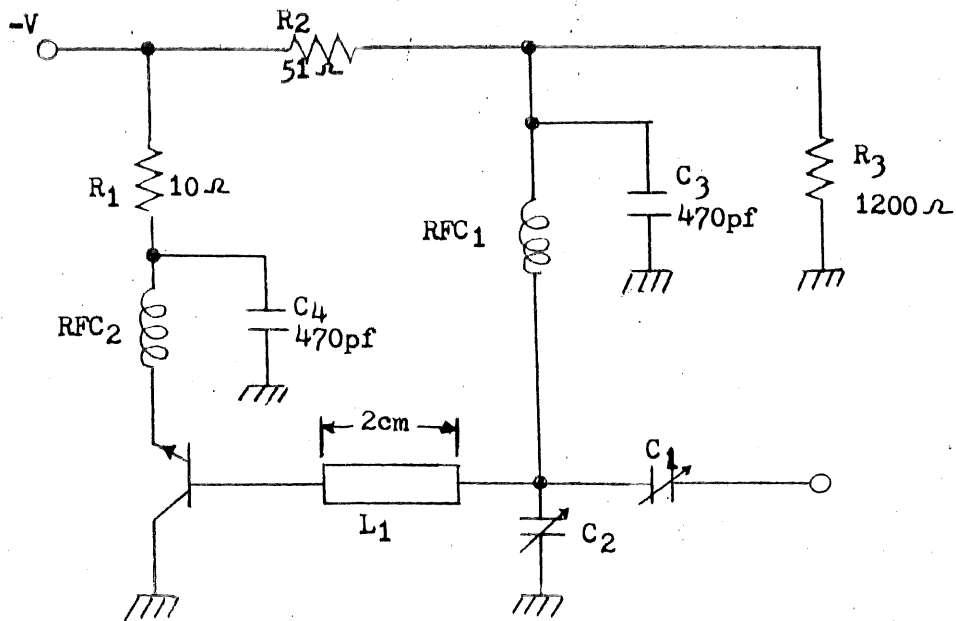


Figure 3.49 Oscillateur stationnaire.

Bien que le circuit semble branché en collecteur commun, à première vue, c'est en fait un oscillateur à base commune tel que démontré à la figure 3.50. Le collecteur est branché à la masse, simplement pour obtenir une meilleure dissipation thermique.

Les condensateurs C_{CE} et C_{EB} , sont les condensateurs parasites du transistor. C_{CE} sert aussi de contre-réaction au transistor, alors que C_1 et C_2 servent respectivement à l'adaptation de l'impédance de sortie et à ajuster la fréquence de résonance du circuit.

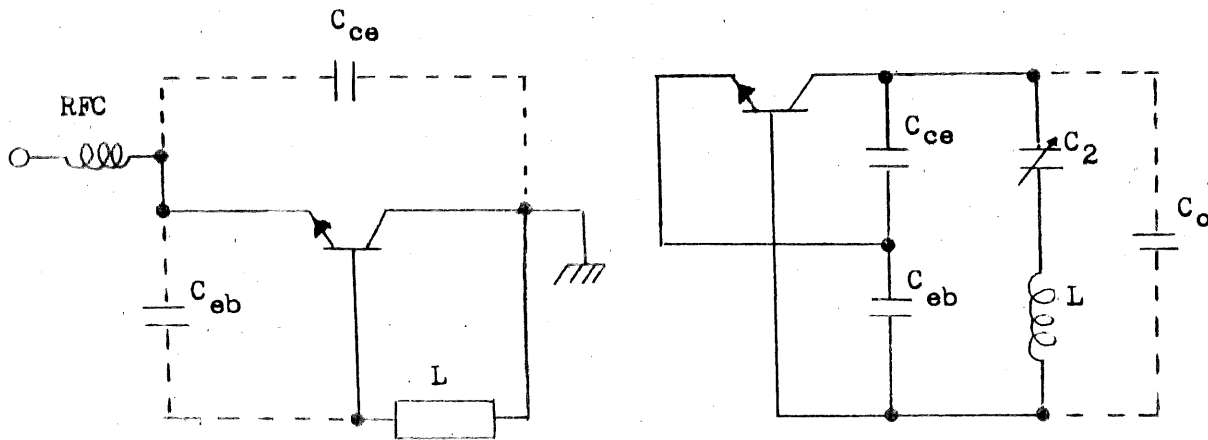


Figure 3.50 Schéma-bloc de l'oscillateur.

3.2.1.3 ANTENNE DE TRANSMISSION

Pour ce projet, une antenne du type dièdre a été utilisée [5], quoique plusieurs autres modèles auraient pu faire l'affaire (ex.: antennes hélicoïdales, à fentes, ou à réflecteurs quelconques).

L'antenne est formée d'un dipôle à demi-longueur d'onde et d'un réflecteur ayant la forme d'un dièdre. Son diagramme de rayonnement dépend des paramètres S et α , où S est la distance du dipôle par rapport au réflecteur et α est l'angle du réflecteur. La figure 3.51 montre des variations de S pour un angle α de 90° .

Les principales caractéristiques recherchées pour notre antenne sont un gain élevé, une impédance réelle se rapprochant le plus possible de 75

ohms, et un champ d'action bien défini sans lobes parasites importants. Pour une antenne avec $\alpha = 60^\circ$ et $S/\lambda = 0.5$ on obtient un patron de rayonnement semblable à celui de la figure 3.51(a). Selon la figure 3.52 l'impédance d'entrée est acceptable pour nos besoins. La figure 3.53 donne aussi le gain de l'antenne pour cette configuration.

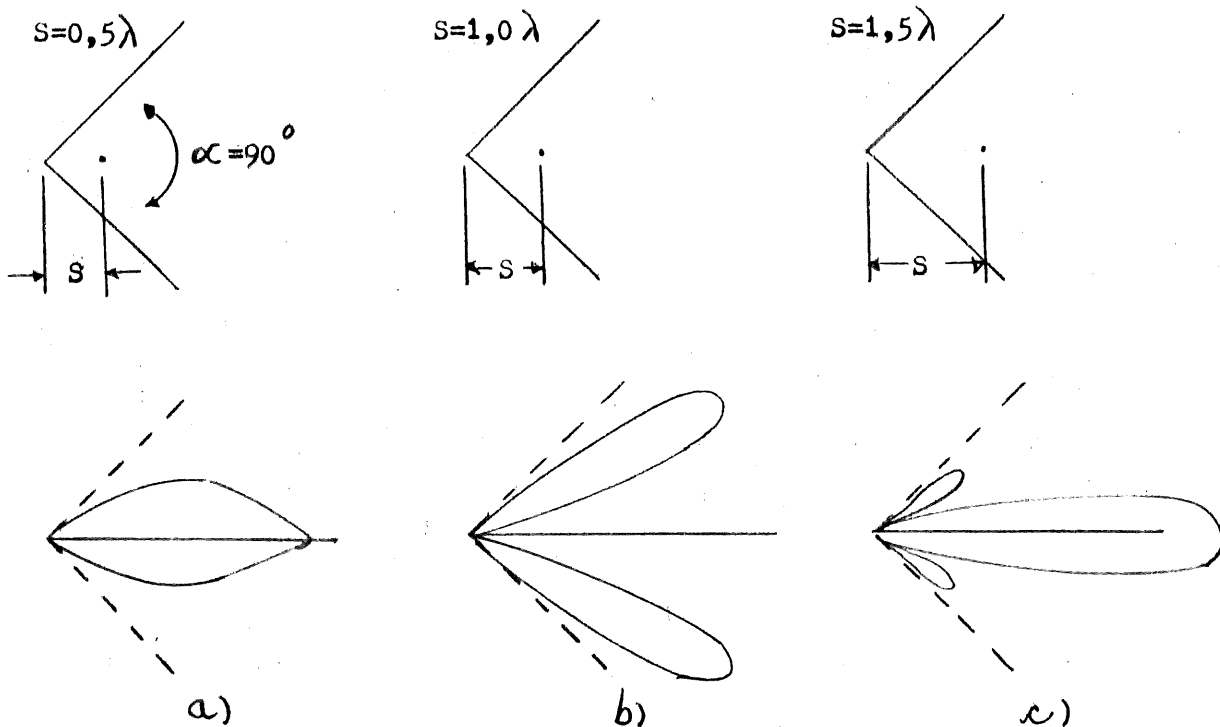


Figure 3.51 Champ de rayonnement pour une antenne dièdre pour $\alpha = 90^\circ$

Les dimensions de notre antenne sont données à la figure 3.54, où la

longueur d'un côté du dièdre doit être au moins égale à $2S$ et $H > 0.6$.

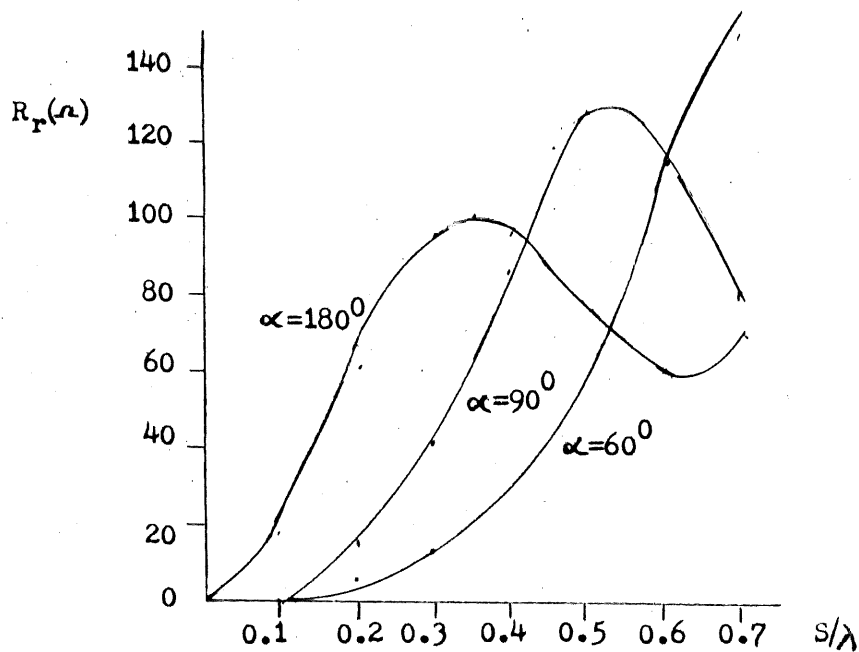


Figure 3.52 Résistance réelle de l'antenne pour différents rapports S/λ .

Le réflecteur à dièdre possède la propriété de polariser le champ électromagnétique, ce qui implique que l'antenne de l'interrogateur et celle du répondeur doivent être orientées de façon semblable pour un transfert maximum d'énergie.

3.2.2 LE RECEPTEUR STATIONNAIRE

3.2.2.1 FONCTIONNEMENT GENERAL

Le schéma général du récepteur est indiqué à la figure 3.55.

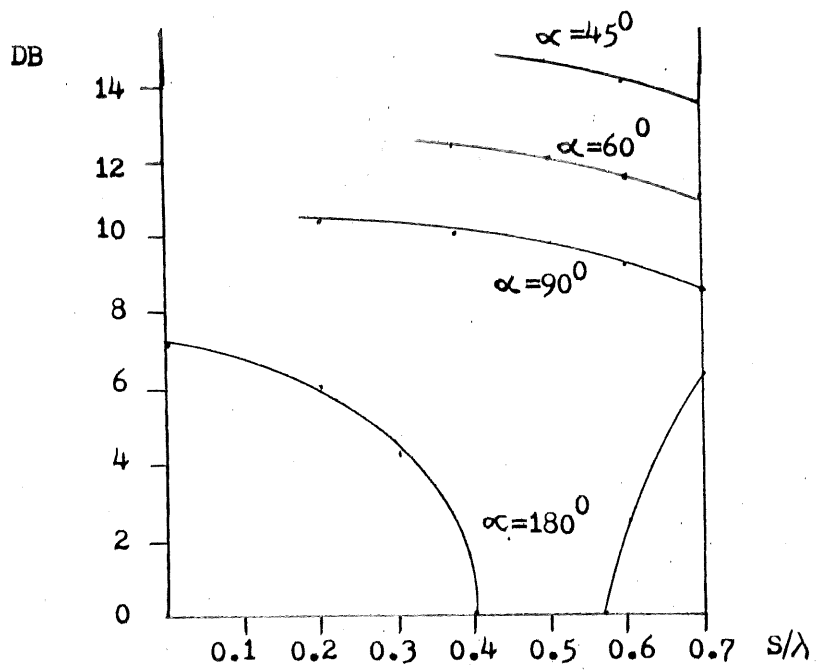


Figure 3.53 Gain pour différents rapports S/λ et différents angles α .

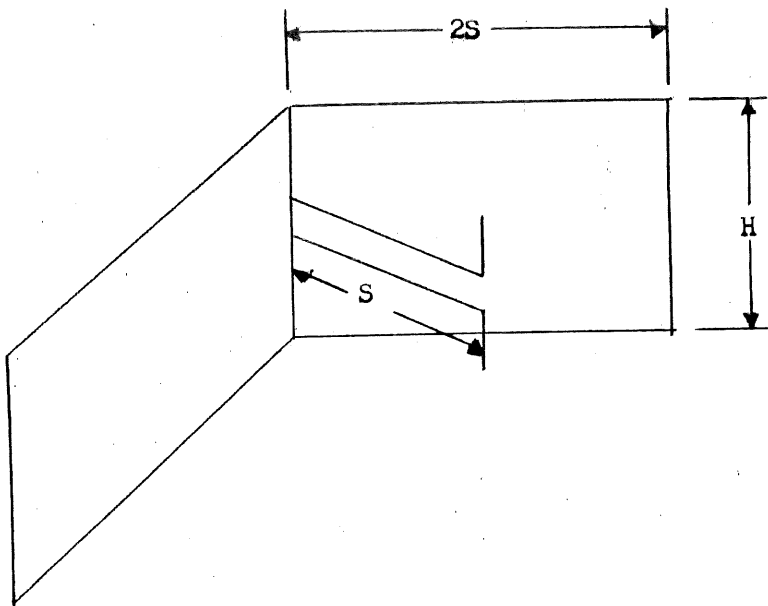


Figure 3.54 Schéma physique de l'antenne.

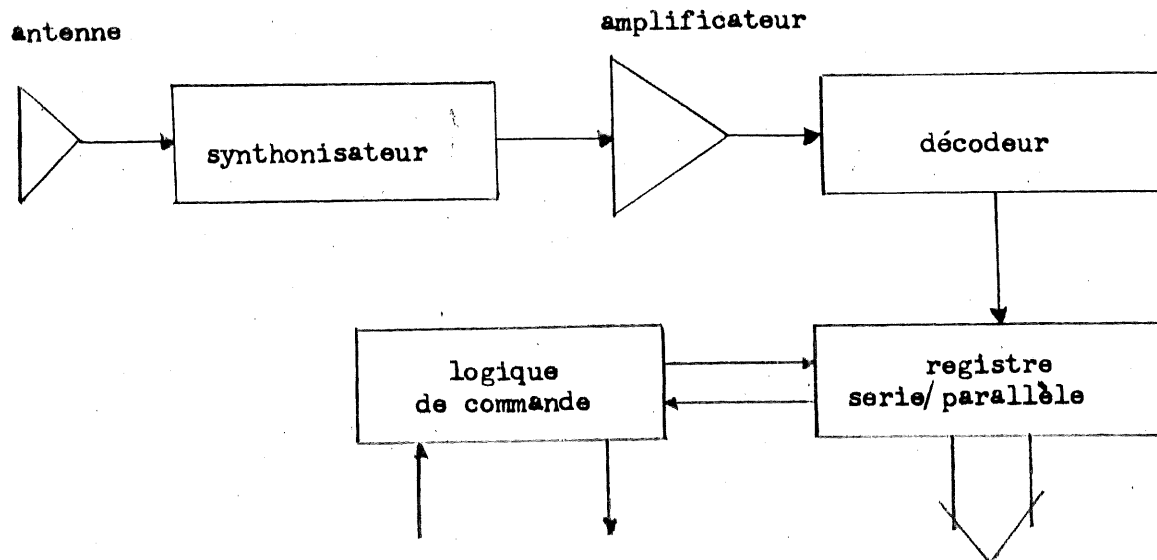
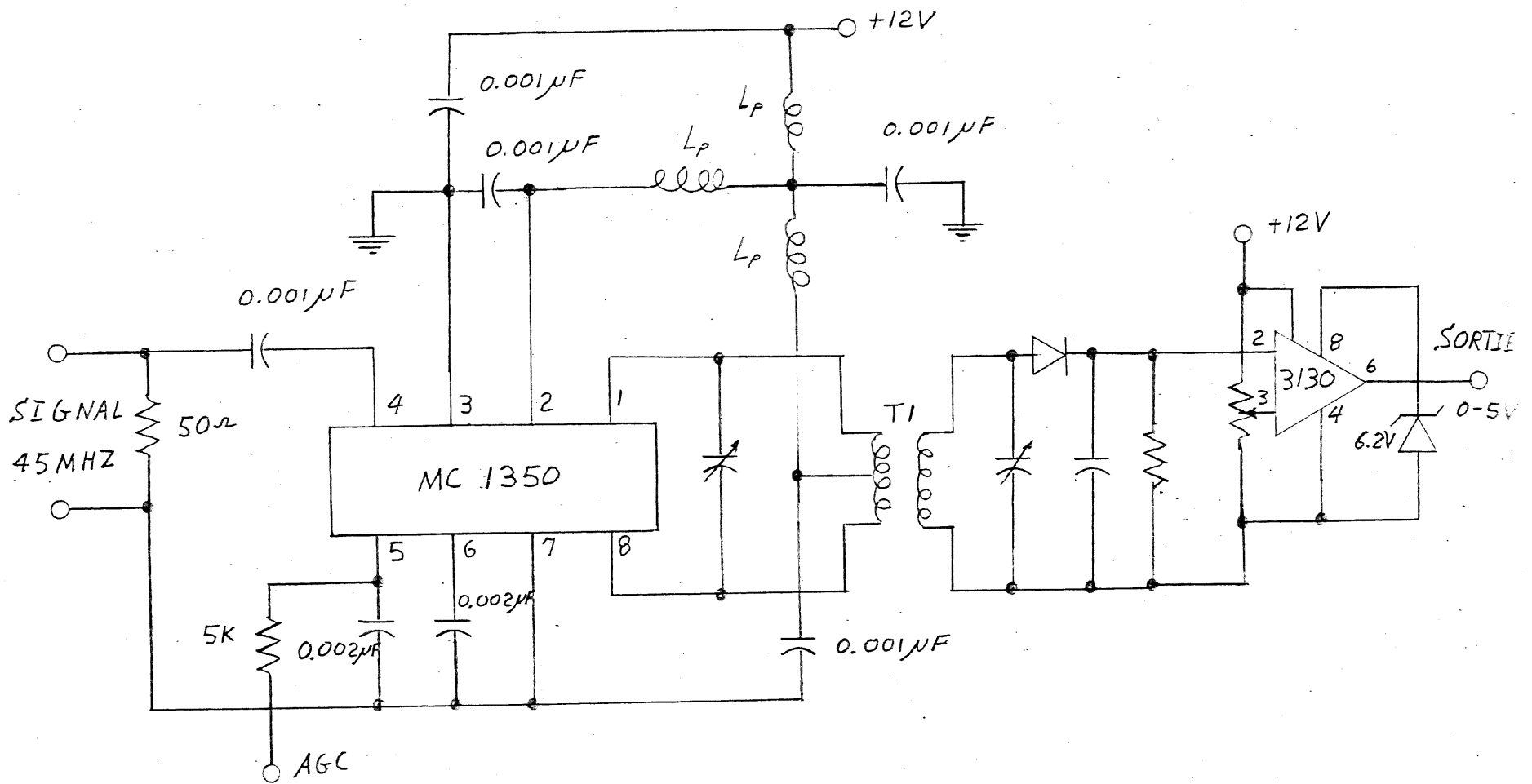


Figure 3.55 Schéma fonctionnel du récepteur.

Le signal transmis par le répondeur est à 500 MHz. Comme on retrouve cette même fréquence dans la bande de télévision "VHF", utilisé comme récepteur, un synthonisateur de télévision avec son antenne a été utilisé comme récepteur. Le choix est avantageux dû à son faible coût d'achat, sans compter que sa qualité est bien suffisante pour nos besoins.

Sa fréquence intermédiaire (IF) de 45 MHz est amplifiée par l'amplificateur vidéo de la figure 3.56. Le signal est démodulé par une diode et comparé à une tension de seuil. Si la tension du signal est supérieure au seuil, on obtient un signal positif à la sortie du comparateur.

Figure 3.56 Amplificateur vidéo à 45 MHz.



Ce signal binaire est ensuite décodé pour restituer le code d'identification du répondeur. Ce code est un train d'impulsions composé de: 4 bits pour indiquer le début de la séquence, suivi de 16 bits de données qui est le numéro de code de l'utilisateur et de 4 autres bits particuliers au parc de stationnement. Ce code est mémorisé temporairement par un registre à décalage série/parallèle. Lorsque la réception du code est complétée, le micro-ordinateur de la guérite en est informé par un signal d'interruption (IRQ). Les 16 bits du numéro de code sont alors lus par micro-ordinateur pour détecter les erreurs de transmission, et l'expédier à l'ordinateur central de gestion pour la vérification de l'état de compte du client. La détection d'erreur est faite entre autre en interrogeant le répondeur à deux reprises et en comparant les codes obtenus. S'il y a discordance, le répondeur est interrogé une dernière fois avant de générer une alarme.

3.2.2.2 MODULATION BIPHASEE

La transmission des données du répondeur vers le récepteur de l'interrogateur se fait à l'aide de la modulation biphasee. Ceci nous permet de simplifier les circuits tant au répondeur qu'au récepteur.

Dans le mode de modulation biphasee, les bits "1" ou "0" sont modulés tels qu'indiqués à la figure 3.57. Il y a une transition au milieu de chaque bit d'information, que ce soit "1" ou "0".

Ceci assure une tension moyenne à courant continu qui est constante

et indépendante de la séquence des bits transmis, ce qui n'est pas le cas pour une séquence binaire ordinaire. Ce mode d'encodage de l'information évite donc la modulation d'un signal à courant continu parasite au répondeur, et la nécessité d'avoir un circuit au récepteur stationnaire pour l'éliminer.

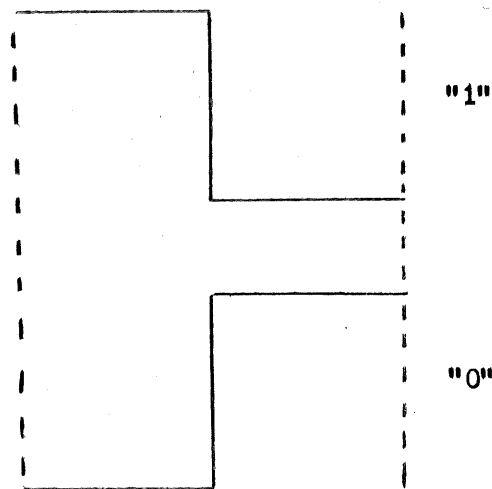


Figure 3.57 Signal biphase.

Le signal biphase [16] [22] est formé par un simple OU exclusif qui combine les données à transmettre ainsi que le signal d'horloge (figure 3.58).

Pour la récupération des données à la station réceptrice, il suffit de faire passer le signal biphase reçu et le signal de l'horloge reconstitué dans un OU exclusif, tel qu'indiqué à la figure 3.59.

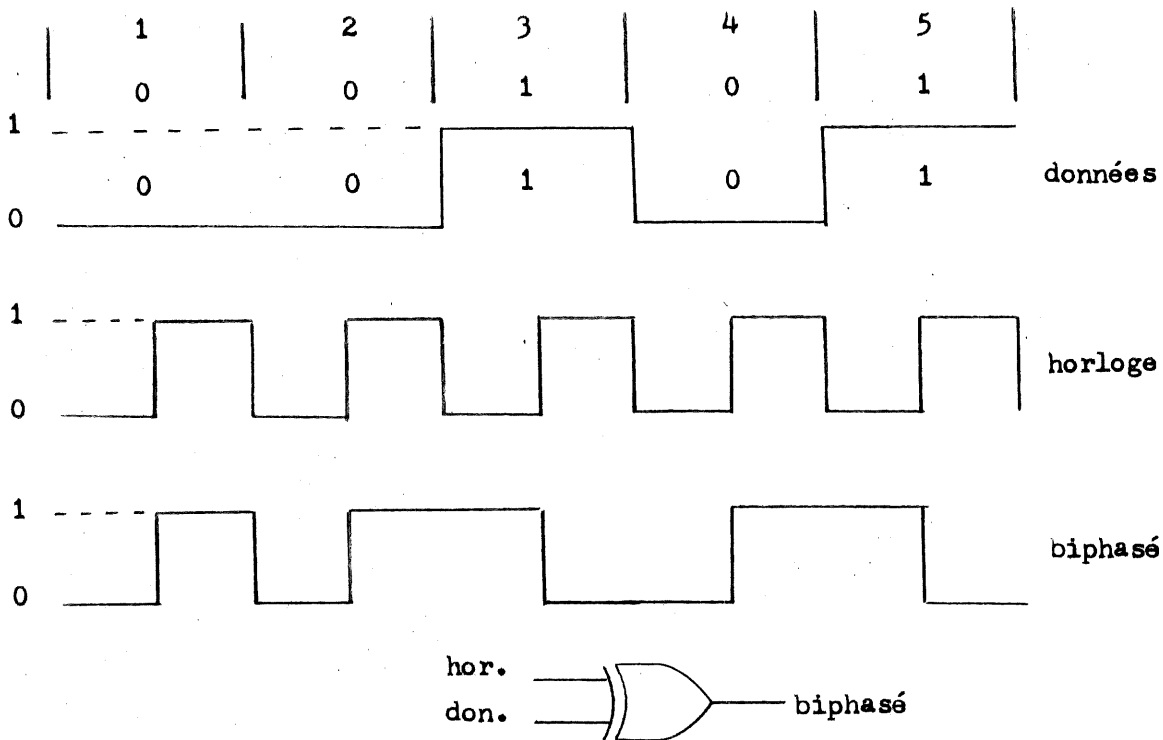


Figure 3.58 Formation du signal biphase.

Ceci implique que le signal de l'horloge doit être reconstitué en l'extrayant du signal biphase lui-même à l'aide d'un circuit à verrouillage de phase (PLL) (figure 3.60). Normalement, pour initier un décodeur à phase, on transmet une longue série de bits de synchronisation. Dans notre cas, ceci rendrait la durée de la transmission trop longue, tout en compliquant inutilement le transpondeur.

En nous basant sur le fait qu'une transition intervient au milieu de chaque donnée que nous recevons, il est possible de reconstituer le signal

de l'horloge à l'aide d'une bascule D (figure 3.61) pour détecter les transitions positives ou négatives du signal. La détection d'une transition entraîne une impulsion de $0.75 f_0$ produit à l'aide d'un monostable. A la fin de cette impulsion, le signal biphase est échantillonné, et les données sont recouvrées, même avec une dérive de $\pm 25\%$ de la fréquence f_0 de transmission.

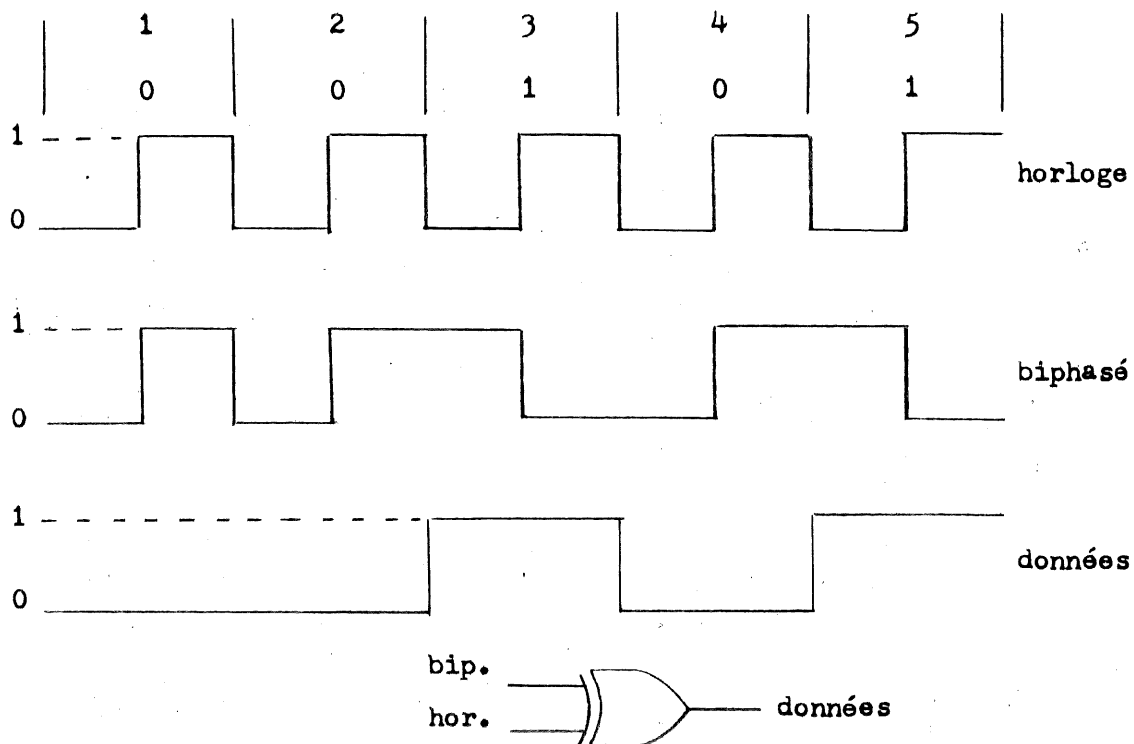


Figure 3.59 Extraction du signal biphase.

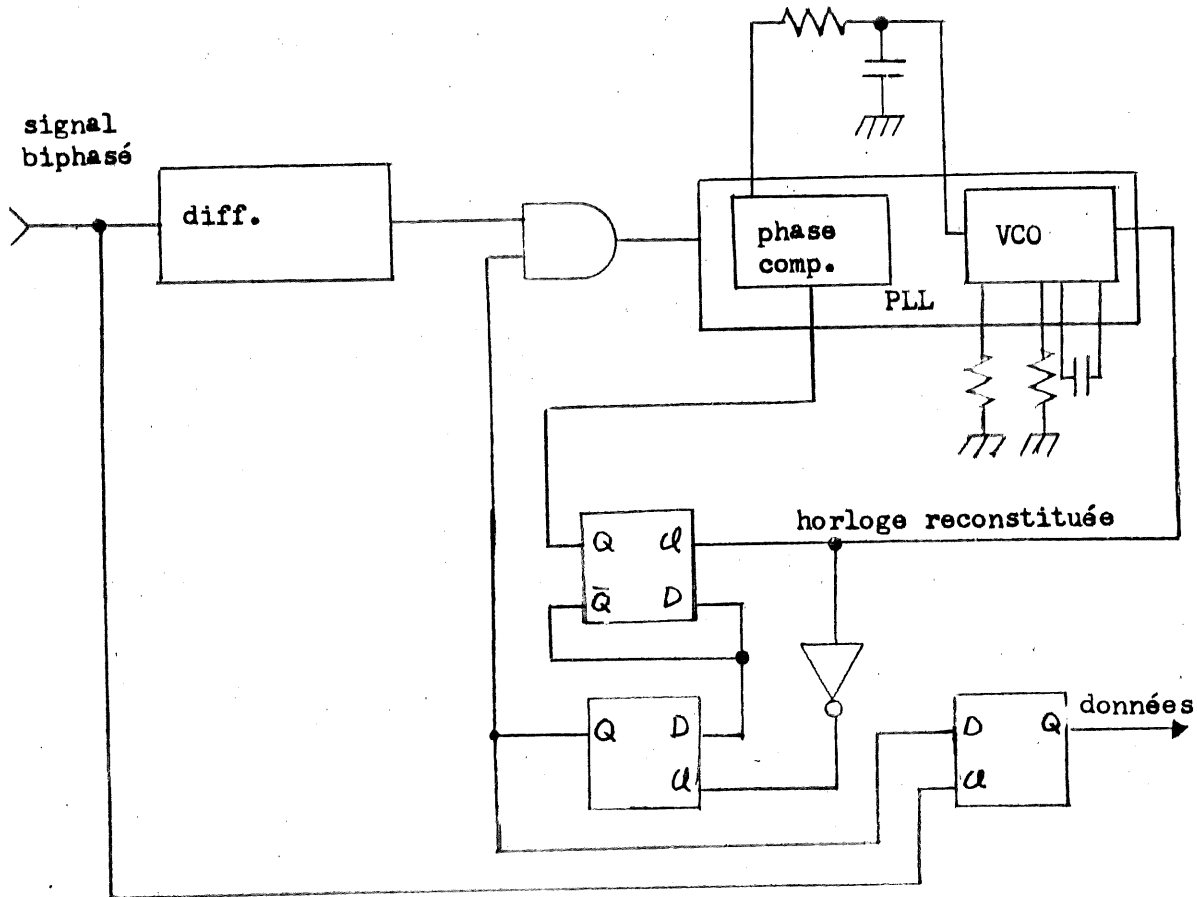


Figure 3.60 Schéma d'un circuit à verrouillage de phase (PLL) pour la récupération des données pour permettre l'extraction du signal.

Les expériences en laboratoires ont montrées que ce décodeur simplifié fonctionne correctement dans toutes les conditions, même dans le cas le plus difficile, connu sous le nom de "end bit" qui survient quand plusieurs bits de même niveau sont accolés (figure 3.62).

3.3 LE MICRO-ORDINATEUR LOCAL

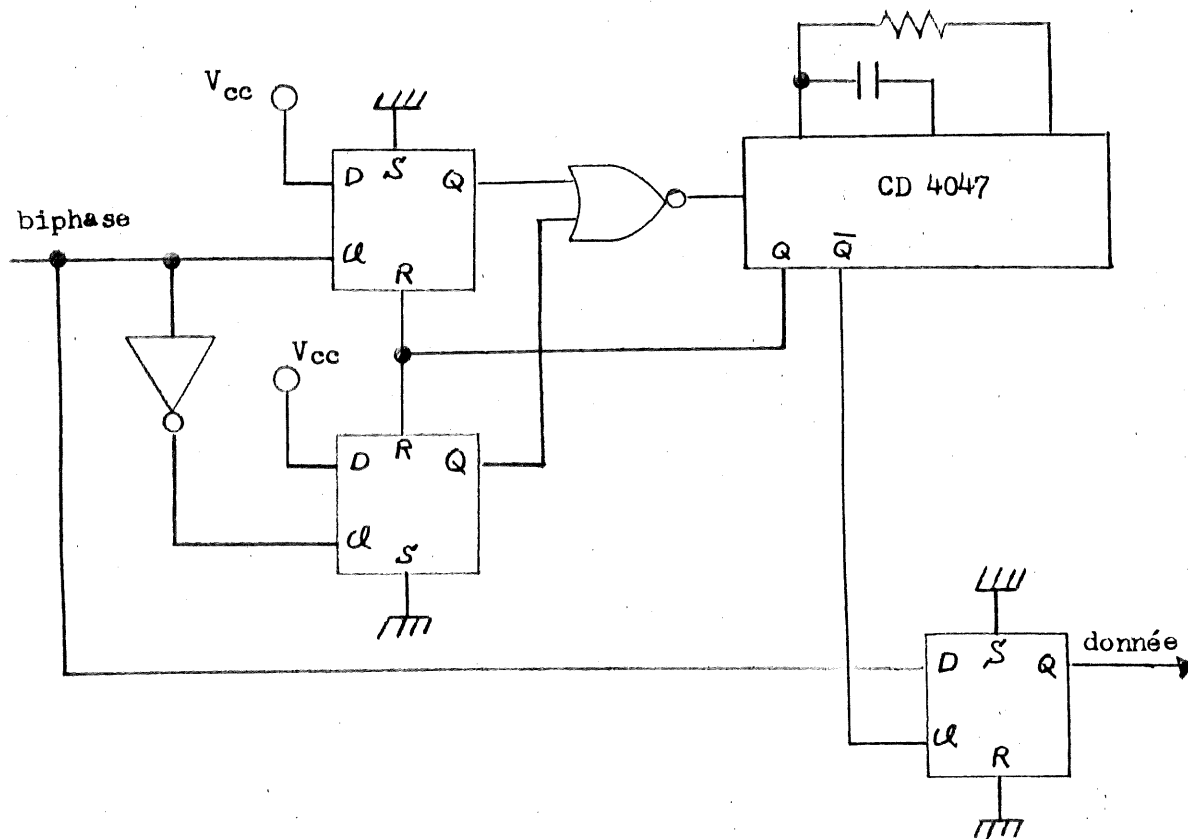


Figure 3.61 Circuit pour l'extraction du signal biphase à l'aide d'un monostable.

Chaque guérite est dotée d'un micro-ordinateur local qui gère le système d'identification des voitures et la barrière. La figure 3.63 donne le schéma-bloc du processeur et des périphériques.

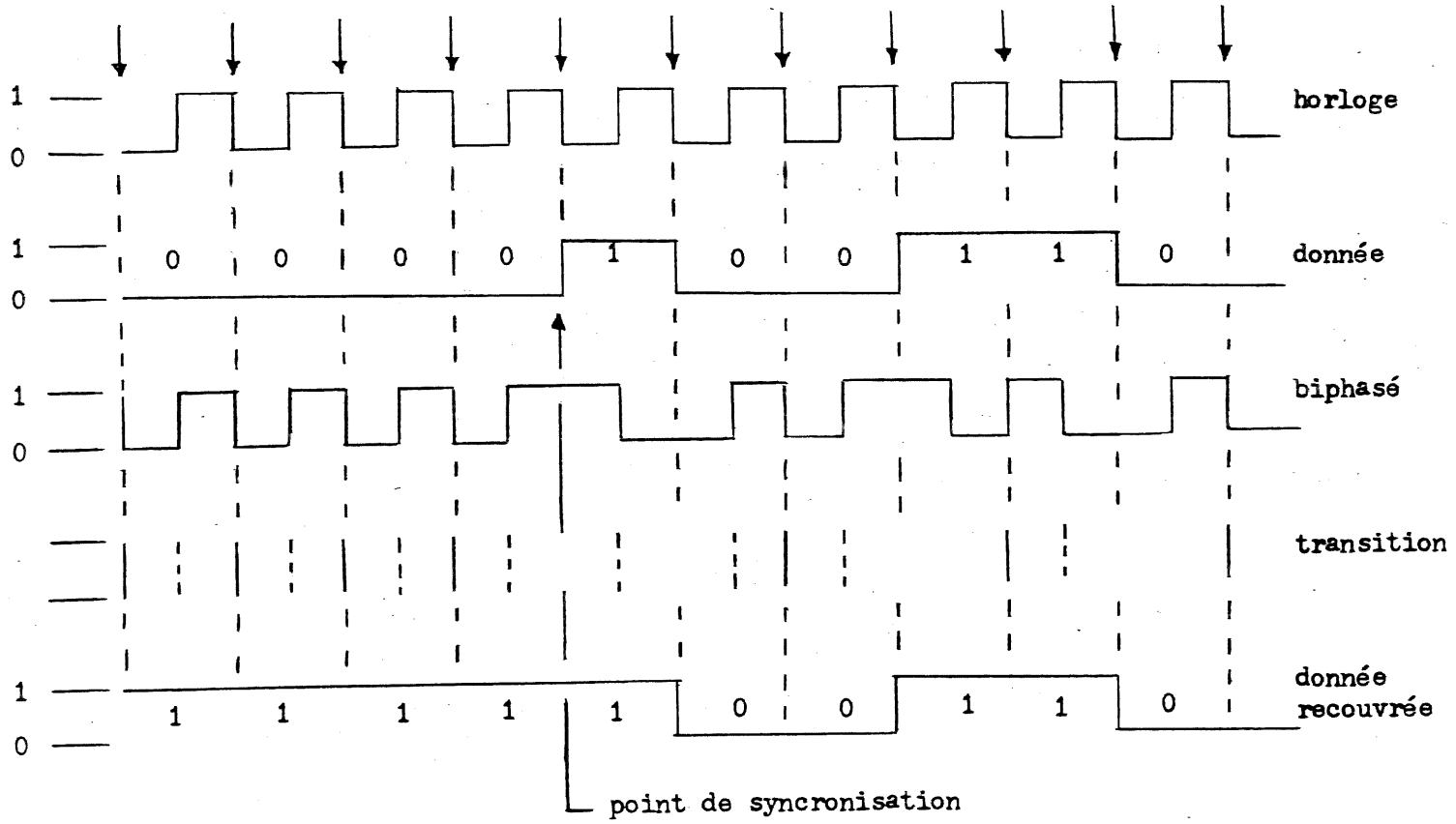
Le processeur lui-même est un MC 6802 de Motorola (figure 3.64) qui est avantageux dû à ses 128 bytes de mémoire vive (RAM) interne qui suffisent amplement pour notre application. Le programme pour sa part

est mémorisé dans une mémoire morte (EPROM) de 2K octets. Les autres circuits intégrés qui accompagnent le processeur sont l'ACIA pour l'opération du transmetteur d'interrogation et la réception du code d'identification du répondeur, des commutateurs pour choisir la vitesse de transmission et de réception des données, et finalement deux interfaces parallèles (PIA). Un des PIA est utilisé principalement pour recevoir les numéros de code en provenance du récepteur, et occasionnellement pour informer le processeur d'une ouverture manuelle de la barrière. Le deuxième PIA est utilisé pour indiquer au surveillant l'état du système, et recevoir les interruptions en provenance du sonar et de la boucle de détection. Huit diodes électroluminescentes (LED) sont aussi utilisées pour indiquer la présence des véhicules attendant pour passer la boucle de détection suivant l'ordre dans lesquels ils ont été identifiés. Deux autres LED sont aussi utilisées pour afficher un ordre de fermeture ou d'ouverture permanent de la barrière en provenance du système de gestion, et ce indépendamment des véhicules qui pourraient se présenter à la barrière. Une autre LED est utilisée pour indiquer l'ouverture de la barrière et finalement, une dernière pour indiquer une erreur du système.

Ceci peut survenir par exemple lorsqu'un véhicule est déclaré inadmissible. Le conducteur du véhicule a alors deux choix:

- a) se retirer de la file d'attente ce qui entraînera une erreur car le système n'est pas prévu pour détecter si le véhicule avance ou recule,
- b) ou de rester en place le système ignorera alors la présence de l'automobile dans le couloir de la guérite après un certain temps.

Figure 3.62 Exemple de synchronisation d'un signal biphase.



" " "end bit" transition

" - " "mid-bit" transition qui se produit toujours

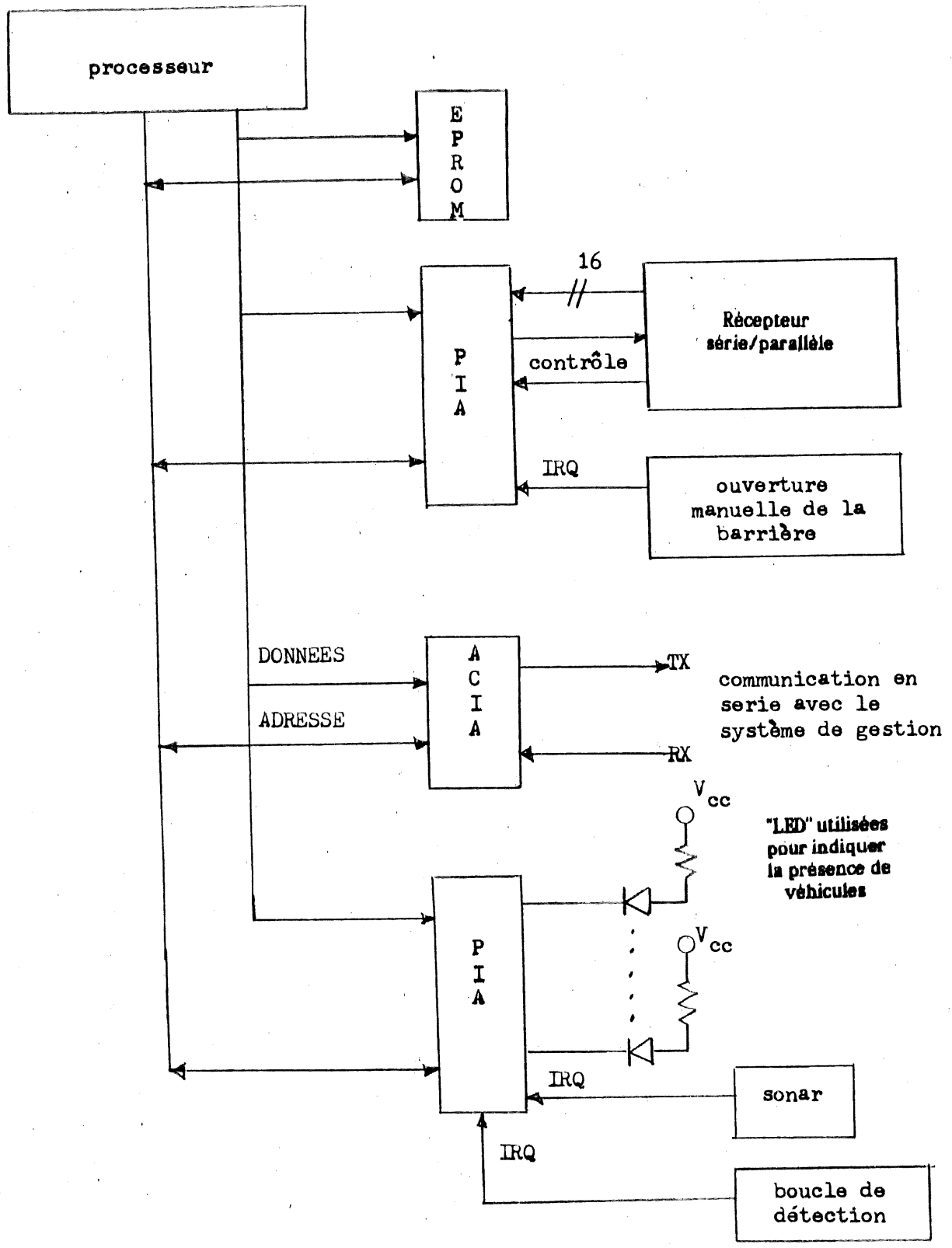


Figure 3.63 Schéma fonctionnel du micro-ordinateur.

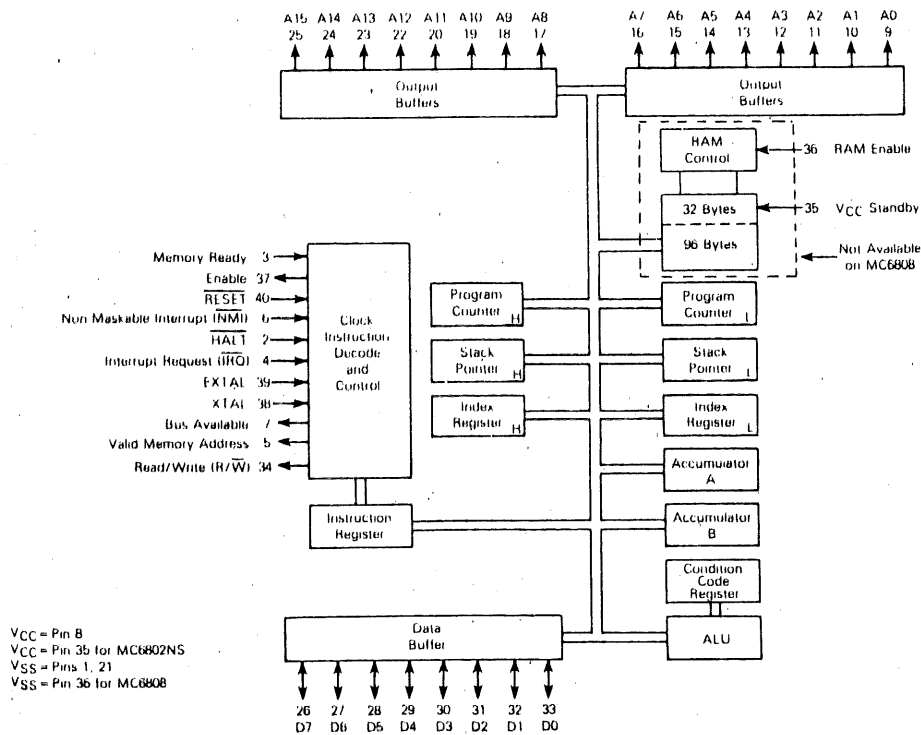


Figure 3.64 Schéma fonctionnel du MC 6802 de Motorola.

Si un autre véhicule avec un numéro de code valide arrive alors à la barrière, celle-ci s'ouvrira et les deux véhicules passeront la boucle de détection, ce qui déclenchera un signal d'alarme puisqu'un seul véhicule aurait dû passer. Il va de soit que toute cette méthodologie d'application est modifiable par programmation selon les besoins.

La figure 3.65 présente l'organigramme simplifié du programme de l'annexe B. Tel qu'indiqué dans l'organigramme, le système comprend aussi une commande manuelle qui permet l'accès au stationnement à des

véhicules non munis de répondeur. De plus, dans cet algorithme on demande au véhicule de s'identifier au moins à deux reprises pour minimiser les erreurs de transmission.

Notons de plus que l'exemple d'utilisation que nous venons de voir n'a été réalisé que pour une seule guérite. Il n'y a rien qui empêche son application pour plusieurs guérites côte à côte. Il s'agit simplement de synchroniser les transmetteurs d'interrogation entre eux, afin que les répondeurs aux guérites voisines répondent à tour de rôle. Ceci est requis car le rayonnement de l'antenne des répondeurs est omnidirectionnel, de sorte que le signal peut être capté par le récepteur de l'interrogateur d'une guérite voisine.

3.4 AVANTAGES ET INCONVENIENTS

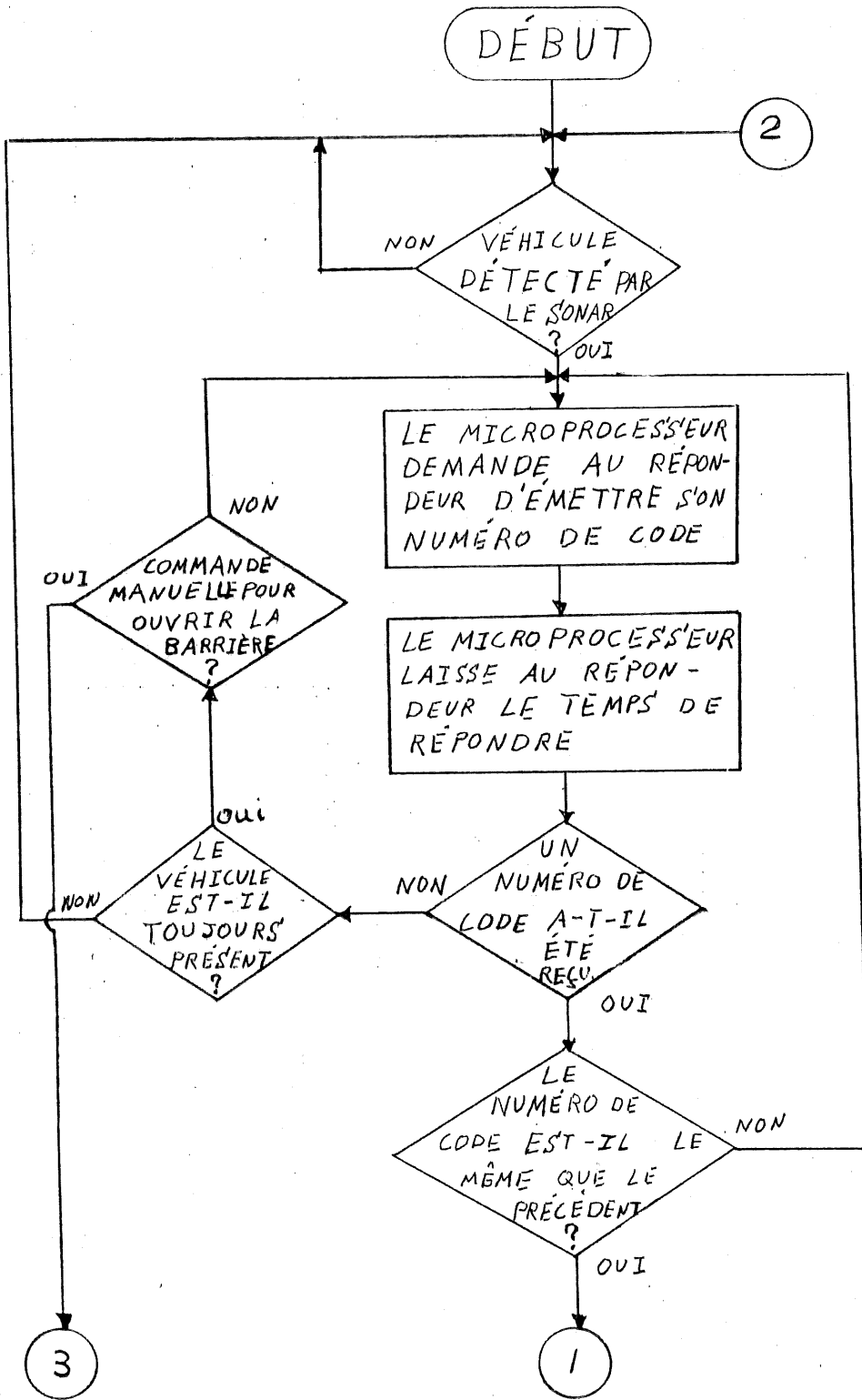
L'utilisation des hyperfréquences (1.25 GHz) pour le transmetteur d'interrogation permet l'utilisation d'une antenne directionnelle, grâce à laquelle on peut délimiter son champ d'opération afin d'interroger un seul véhicule à la fois. Les signaux à hyperfréquence de l'interrogateur et du répondeur actif (500 MHz) permettent aussi de s'affranchir de toutes les contraintes imposées par les conditions climatiques énoncées au début, ainsi que de l'effet de la poussière et de la saleté sur les voitures.

Le répondeur est d'un encombrement faible lorsque totalement intégré, tout en étant peu coûteux. Par rapport au répondeur passif, il possède l'avantage d'être reprogrammable. Son utilisation nécessite

l'utilisation de piles, quoi qu'il serait toutefois pensable aussi, d'utiliser l'alimentation de la voiture ou même d'utiliser des piles photovoltaïque avec un petit accumulateur. Le niveau de la tension de la pile de 9 volts pourrait éventuellement être réduit sensiblement par l'utilisation d'un transistor à hyperfréquence en G_aA_s .

Les expériences ont démontrées que l'antenne émettrice de l'interrogateur répond bien à nos exigences, et qu'elle délimite bien le champ d'action. Le répondeur pour sa part fonctionne de façon satisfaisante. Son récepteur capte le signal d'interrogation jusqu'à environ 2 m de distance, ce qui est tout-à-fait approprié pour notre application. Le signal émis par son transmetteur peut être capté jusqu'à 30 m de distance, ce qui est beaucoup plus puissant que nécessaire. Ceci ne pose cependant aucun problème puisqu'un seul répondeur ne fonctionne à la fois dans un système à plusieurs guérites. On pourrait profiter de l'excellente performance de l'émetteur du répondeur, dans un système à plusieurs guérites voisines, en n'utilisant qu'un seul répondeur commun pour toutes les guérites.

Dans le prochain chapitre nous traiterons du système central de gestion relié à toutes les guérites. L'ordinateur de gestion sert à vérifier la validité des codes d'identification, il peut également servir à examiner les états de compte, et facturer les clients.



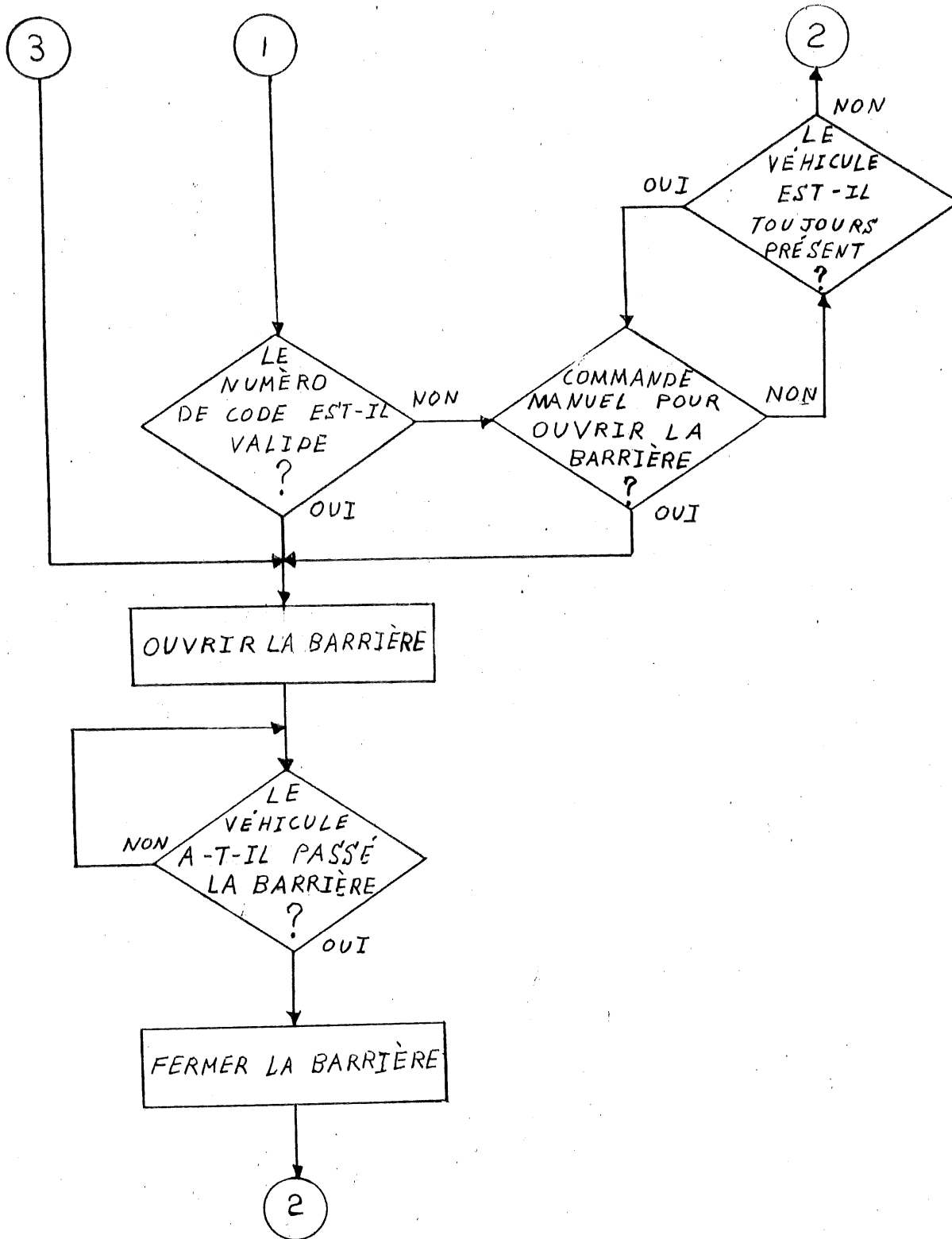


Figure 3.65 Organigramme simplifié du programme du micro-ordinateur local.

CHAPITRE IV

LE SYSTEME DE GESTION

Toutes les guérites des parcs de stationnement d'un établissement sont gérées par un ordinateur de gestion dont la fonction première est de vérifier la validité des numéros de code des répondeurs.

On peut aussi lui confier la surveillance du bon fonctionnement des guérites et la possibilité de mettre hors du service automatique celles qui sont défectueuses. En plaçant d'autres systèmes d'interrogation aux sorties des parcs de stationnement, il est également possible de connaître en tout temps l'identification des véhicules stationnés, l'heure d'arrivée et de départ, la durée du séjour, l'identification des guérites utilisées, etc... Même la facturation peut être faite automatiquement de façon périodique. Il devient donc ainsi possible d'automatiser en grande partie l'opération de tout le réseau des parcs de stationnement d'une grande institution.

4.1 ORDINATEUR DE GESTION

Pour une institution de taille moyenne d'environ 1000 voitures, toutes les tâches mentionnées précédemment peuvent être exécutées par

PAGE 144 OMITTED
IN PAGE NUMBERING

PAGE 144 OMISE
DANS LA PAGINATION

un simple micro-ordinateur muni de périphériques standards tels que les disques souples, disques rigides, un terminal, une imprimante, et une dizaine de lignes de communication série asynchrone RS-232 pour le relier aux guérites.

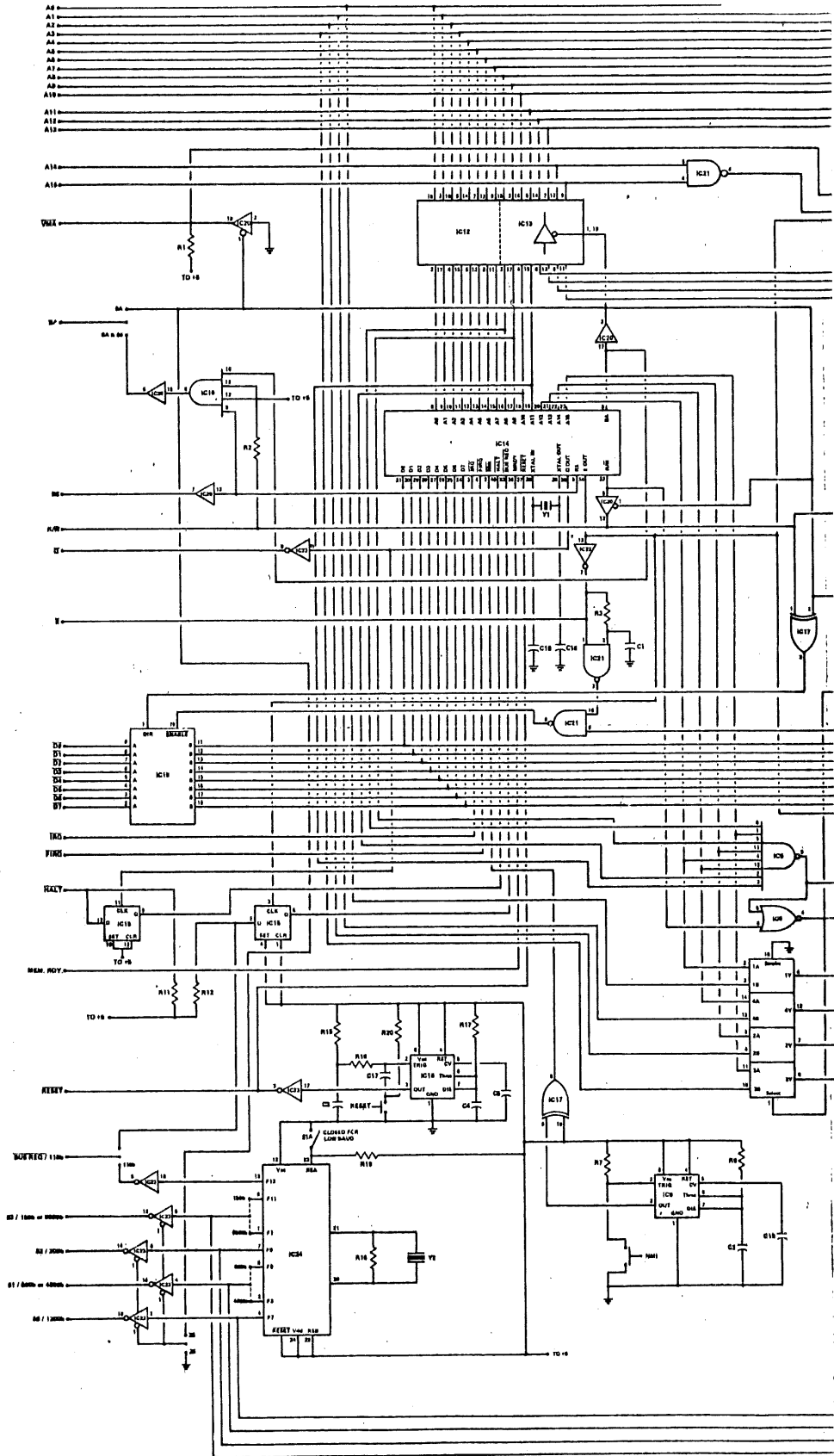
Pour l'expérimentation, un micro-ordinateur SWTP 6809 fabriqué par Southwest Technical Corporation a été choisi [23]. Le SWTP 6809 peut être utilisé dans un environnement à tâches et à utilisateurs multiples avec le système d'opération FLEX. C'est un micro-ordinateur à bon marché et du type "open frame" pour en faciliter l'expansion.

4.1.1 LE SWTP 6809

Le SWTP 6809 de base comprend la carte du processeur, des mémoires mortes (ROM) pour le programme moniteur, des mémoires vives (RAM) pour les programmes et les données de l'utilisateur, un contrôleur de disque et une carte de communication série utilisée pour le terminal. D'autres cartes d'interface (communication série, parallèle, etc...) peuvent être facilement ajoutées.

a) Carte du processeur

La figure 4.1 donne le plan d'ensemble de la carte du processeur. Son fonctionnement est basé sur un micro-processeur MC 6809 (figure 4.2) qui est un microprocesseur à 8 bits, capable d'adresser directement 64 K Bytes de mémoire.



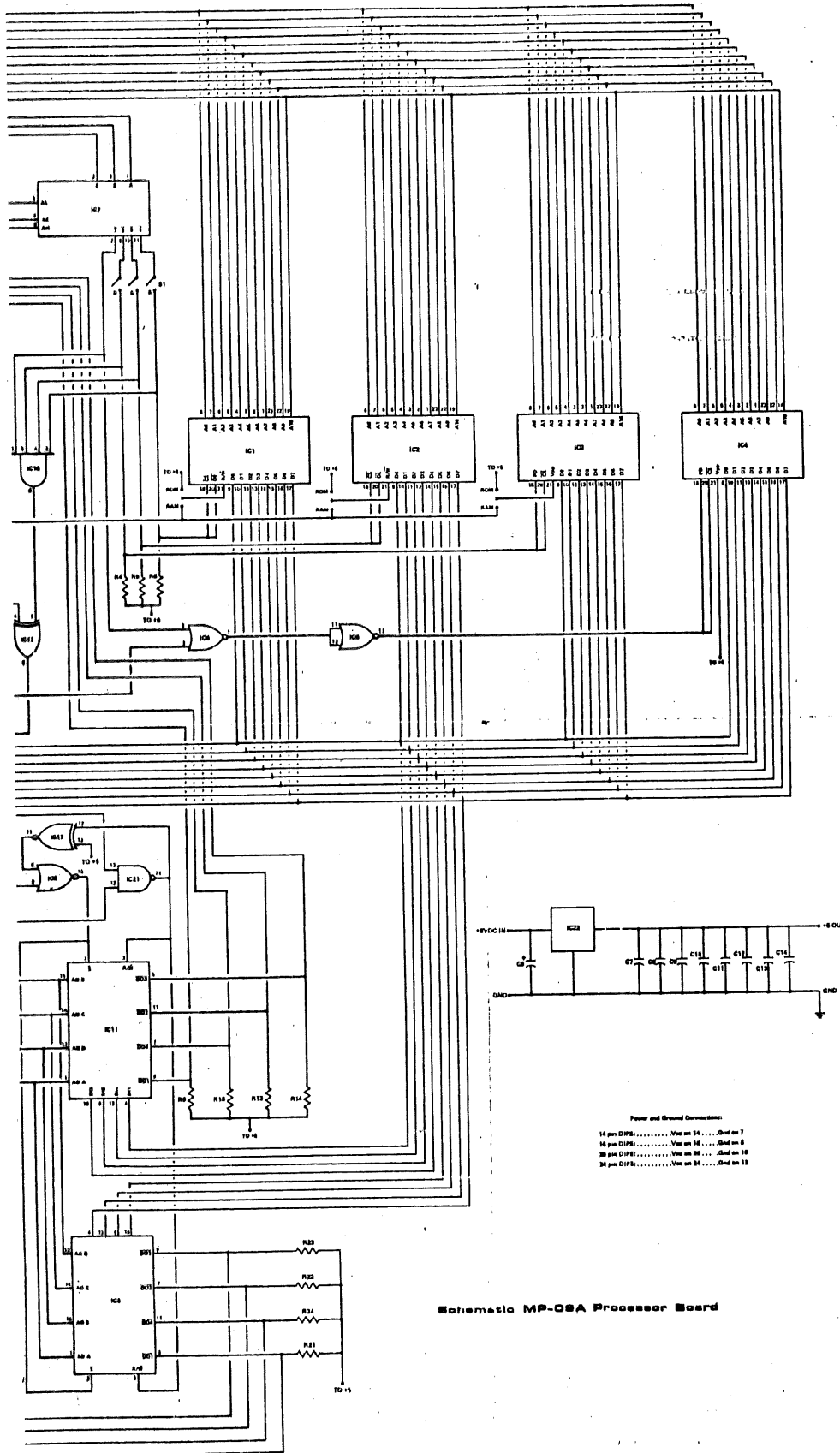


Figure 4.1 Plan de la carte du processeur.

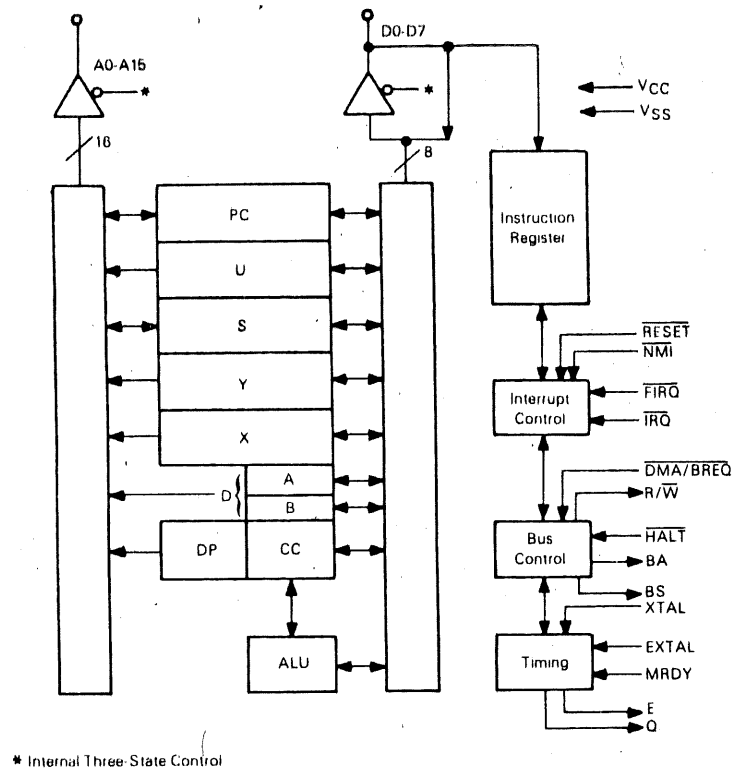


Figure 4.2 Diagramme fonctionnel du MC 6809.

La carte du processeur possède entre autre des emplacements pour 3 circuits intégrés IC 1, 2, 3 qui sont réservés pour des RAM ou des EPROM de 2K octets qui peuvent être utilisés pour stocker le programme moniteur (ex.: S-BUG) dans un EPROM, ou encore simplement étendre la capacité de mémoire RAM.

Sur cette même carte, on trouve aussi 2 RAM de 16 x 4, IC-11 et IC-8 utilisés comme transcodeur d'adresse. Le premier IC-11 permet de

segmenter les 64 K octets d'adresses du processeur en 16 segments de 4 K octets chacun, et à déplacer l'adresse effective des segments à volonté tout en gardant l'adresse physique fixe. Ceci permet entre autres de rendre continu des champs d'adresses qui ne le sont pas physiquement. IC-8 pour sa part sert à augmenter la capacité de mémoire du système jusqu'à un maximum de 384 K en ajoutant quatre nouvelles lignes d'adresses afin de permettre à l'ordinateur d'avoir plusieurs pages de 64 K même si la capacité d'adressage maximum du 6809 n'est que de 64 K. Ce dernier circuit est particulièrement utile dans les systèmes à tâches et à utilisateurs multiples, puisqu'il permet à chacun de posséder son propre segment de mémoire.

ADRESSES DU TRANSCODEUR	ADRESSES LOGIQUES	DONNEES DU TRANSCODEUR	ADRESSES PHYSIQUES
FFFO	0000-0FFF	0F	0000-0FFF
FFF1	1000-1FFF	0E	1000-1FFF
FFFA	2000-2FFF	0A	5000-5FFF
FFF3	3000-3FFF	09	6000-6FFF
FFF4	4000-4FFF	06	A000-AFFF
FFF5	5000-5FFF	0D	2000-2FFF
FFF6	6000-6FFF	0C	3000-3FFF
FFF7	7000-7FFF	0B	4000-4FFF
FFF8	8000-8FFF	00	F000-FFFF
FFF9	9000-9FFF	01	E000-EFFF
FFFA	A000-AFFF	0B	7000-7FFF
FFFB	B000-BFFF	07	8000-8FFF
FFFC	C000-CFFF	06	9000-9FFF
FFFD	D000-DFFF	04	B000-BFFF
FFFE	E000-EFFF	03	C000-CFFF
FFFF	F000-FFFF	02	D000-DFFF

Figure 4.3 Exemple de programmation du transcodeur d'adresse IC-11.

Lors de l'initialisation du système, les adresses de IC-11 et IC-8 sont à FFF0 à FFFF et on ne peut qu'y écrire; ceci permet de ne pas entrer en conflit avec ces mêmes adresses situées dans le ROM du moniteur dans lequel on ne peut qu'y effectuer des lectures. IC-11 et IC-8 peuvent alors être chargés à partir de données provenant soit du moniteur ou de tout autre programme. La figure 4.3 donne un exemple de programmation de IC-11, où les adresses physiques et logiques sont différentes.

b) La mémoire

Plusieurs types de carte de mémoire vive RAM sont disponibles pour le SWTP 6809: elles peuvent être soit du type dynamique ou statique, avec des RAM de 16 K x 1, 32 K x 1 ou encore de 2 K x 8. La carte portant le numéro de modèle S-32 de 32 K Bytes (figure 4.4) a été solutionnée dans ce cas-ci. L'utilisation de celle-ci est très avantageuse puisqu'elle peut utiliser soit des mémoires dynamiques de 2 K octets, des ROM, ou des EPROM. La carte possède un certain nombre d'ajustements à l'aide de cavaliers, permettant entre autres de déterminer son adresse physique. Cette adresse physique peut même être fixée à une adresse supérieure à 64 K octets à l'aide du circuit intégré IC-21.

c) Autres cartes

Le système contient aussi d'autres cartes mineures telles que le contrôleur de disquettes (figure 4.7), des cartes de communication série asynchrone pour les communications avec le terminal et les guérites (figure

4.6) et des cartes d'interface parallèle pouvant servir soit à commander un système situé à proximité ou encore pour actionner une imprimante locale (figure 4.5).

d) Bus SS-50 et SS-30

Le bus utilisé par le système est le SS-50 (figure 4.8) qui transmet les adresses, les données et divers signaux de contrôle aux cartes principales (CPU, RAM, ROM) du système. Les autres cartes d'entrées/sorties série ou parallèle, et le contrôleur de disquette sont branchées sur le bus des périphériques qui est le SS-30.

Il y a 8 places de prévues dans le système sur le bus SS-30 dont l'adressage est fixé à l'avance tel qu'indiqué à la figure 4.9.

4.2 LOGICIEL DU SYSTEME DE GESTION

Le but de ce travail étant de déterminer la faisabilité d'un système d'identification des véhicules automobiles, il n'est pas apparu nécessaire de développer un logiciel de gestion sophistiqué. Le logiciel est partagé en deux parties dont l'une a trait aux communications avec les guérites et l'autre aux communications avec le préposé au système via le terminal.

La partie qui gère les communications avec les guérites doit effectuer les opérations suivantes:

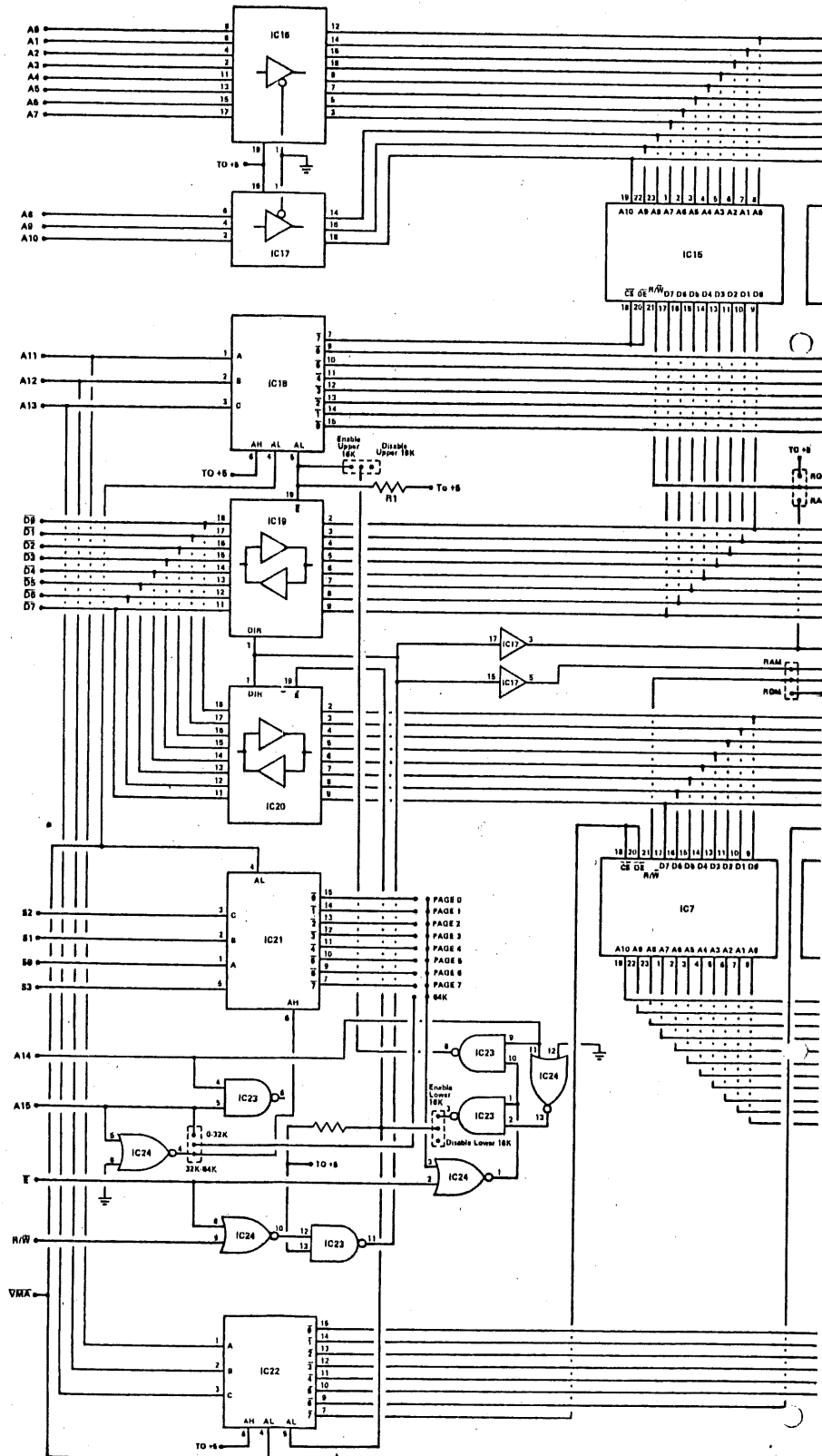
- a) donner la permission au micro-ordinateur local situé à la guérite, de transmettre le numéro d'identification de la voiture qui s'est engagée dans le couloir de la guérite, après que celui-ci en ait fait la demande
- b) recevoir le numéro de code du système local et en vérifier la validité
- c) donner au micro-ordinateur local la permission d'ouvrir la barrière.

La figure 4.10 donne l'organigramme de ce logiciel qui est présenté à l'annexe C.

La deuxième partie du logiciel a pour tâche de recevoir les instructions du préposé à la gestion via un terminal. Celui-ci peut ainsi donner au système la liste des numéros de code autorisés, et la réviser à volonté. L'édition ou la vérification des numéros de code peut être faite sur des segments de la liste tel qu'indiqué à la figure 4.11, dont la taille est déterminée en spécifiant les deux numéros de code extrêmes du segment. Pour minimiser les erreurs, toute modification ne peut être faite que sur la partie visible du segment.

La figure 4.12 présente un organigramme simple du programme de gestion présenté à l'annexe C. Des commandes utilitaires ont aussi été ajoutées au programme telles que l'ordre d'ouverture ou de fermeture permanente des barrières, ainsi que l'ordre d'annulation de la dernière commande.

Schematic- S-32



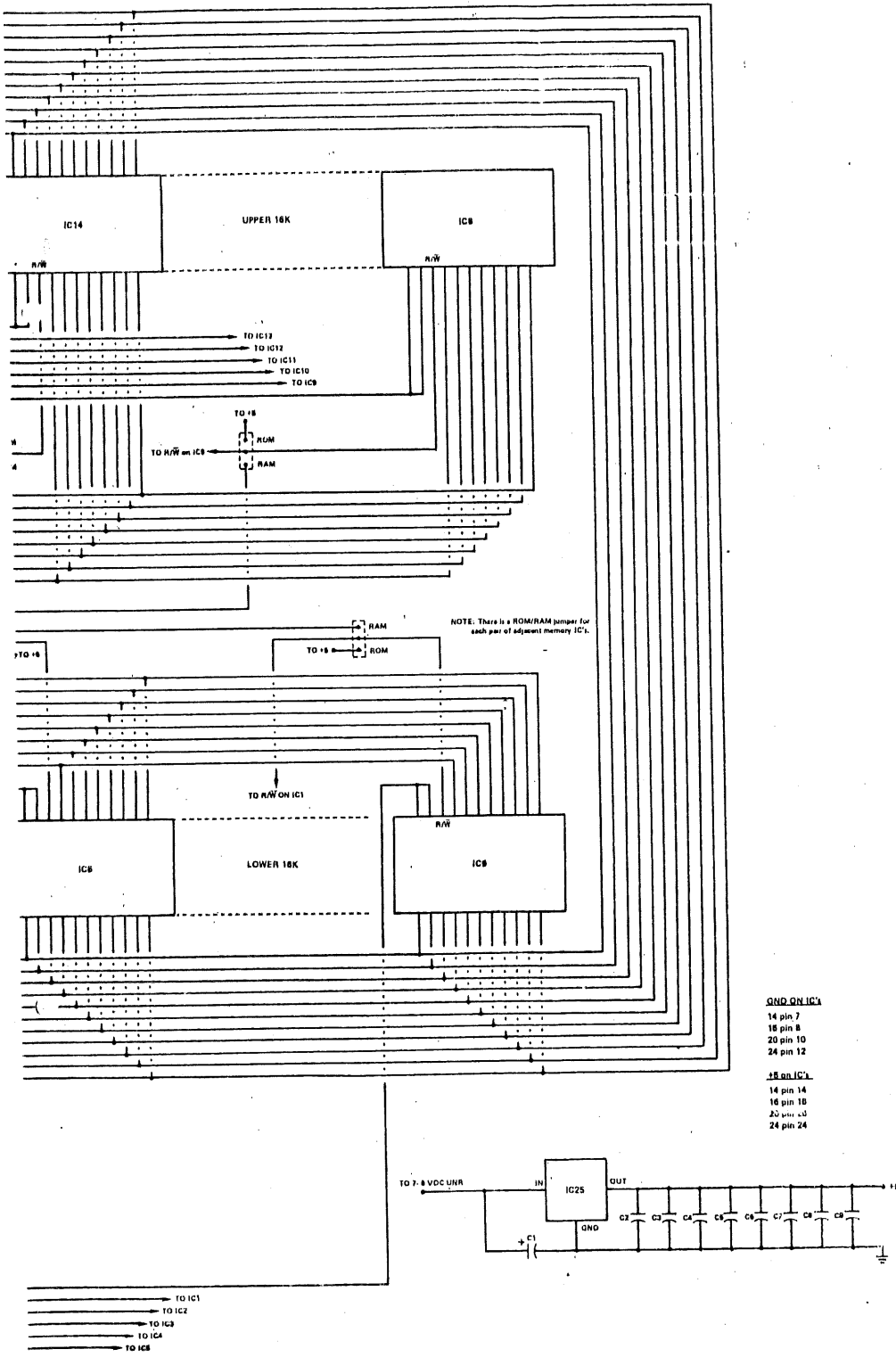
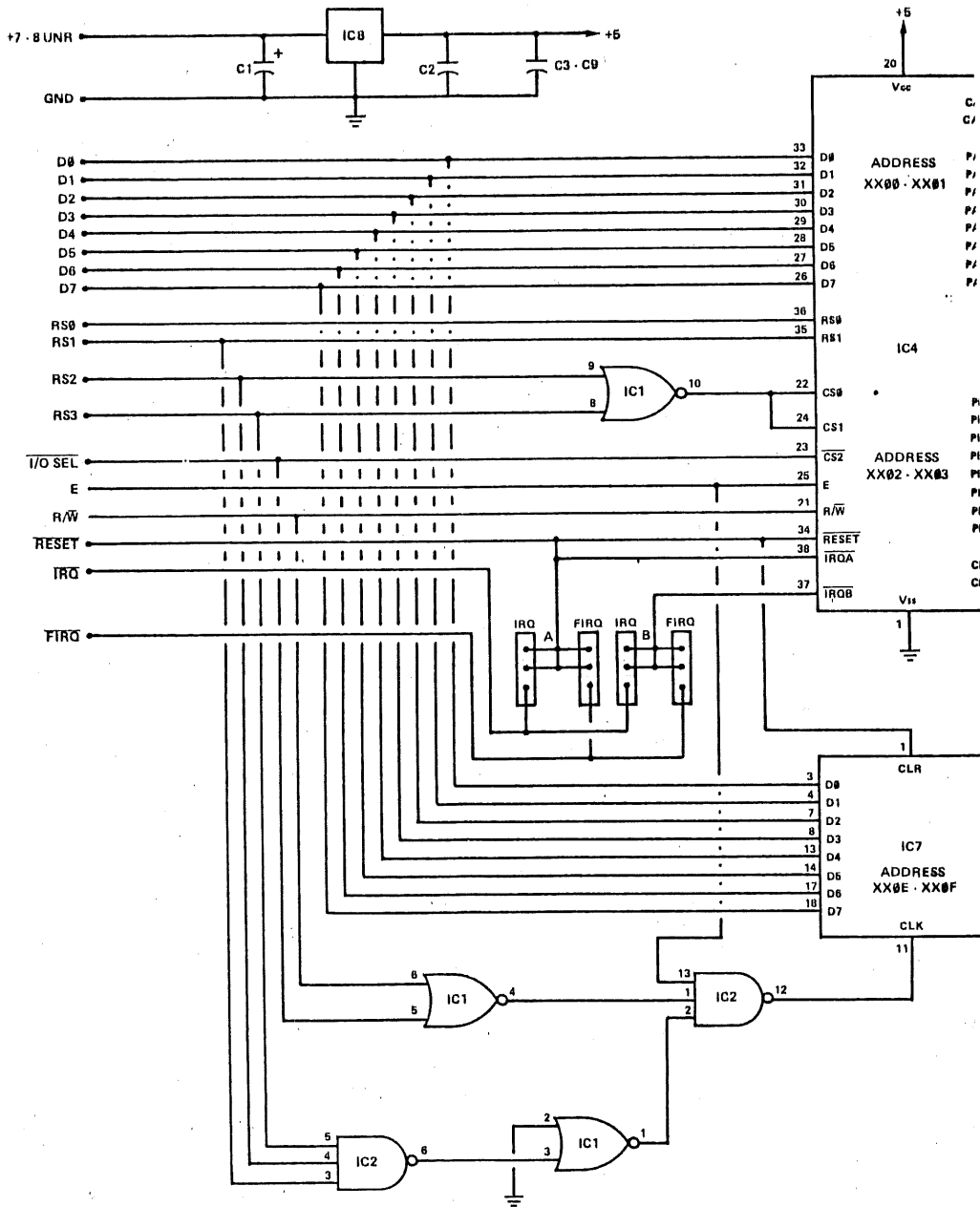
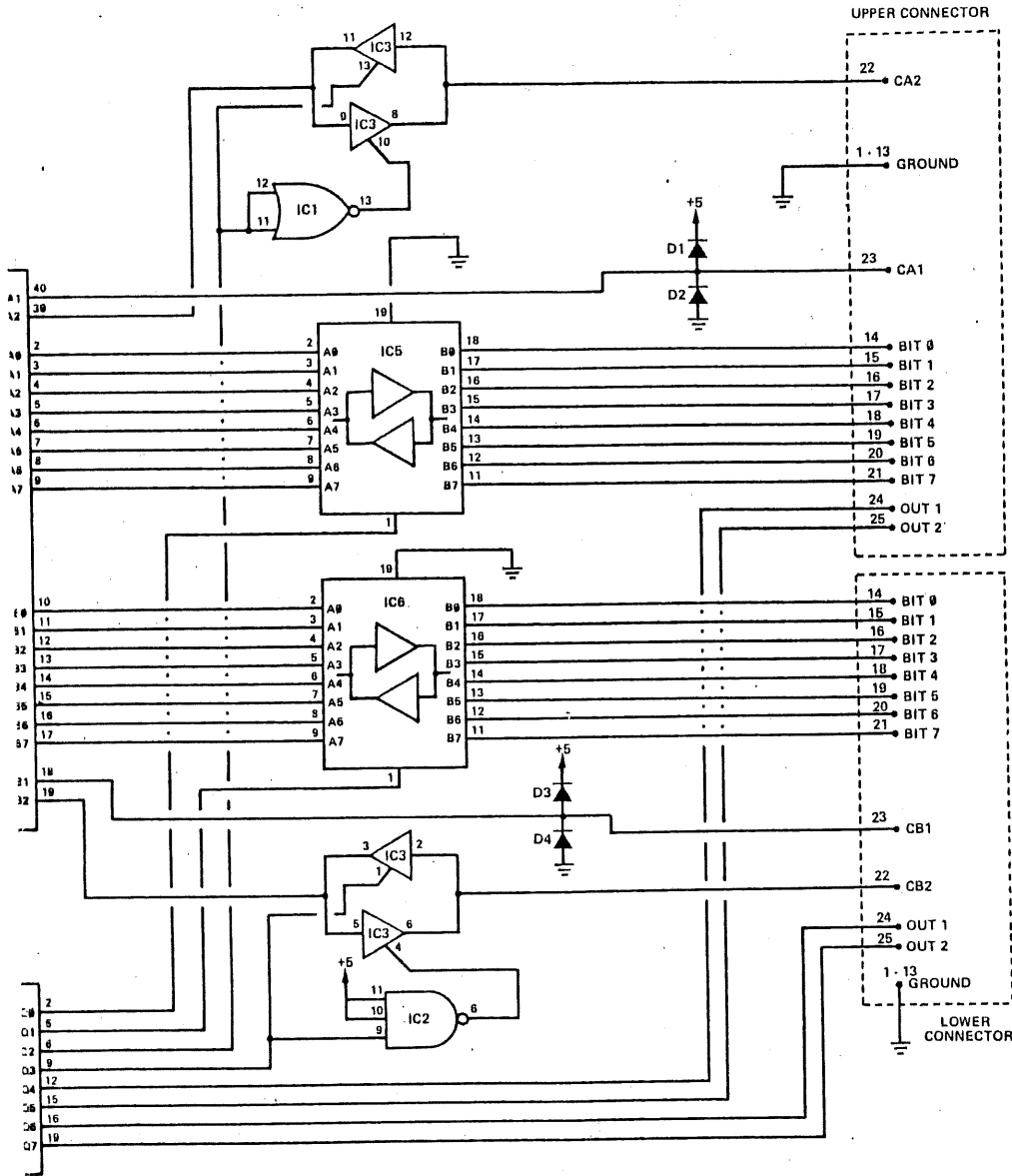


Figure 4.4 Carte de mémoire vive RAM de 32 K Bytes.





Schematic MP-L2 Parallel Interface

Figure 4.5 Carte d'interface parallèle.

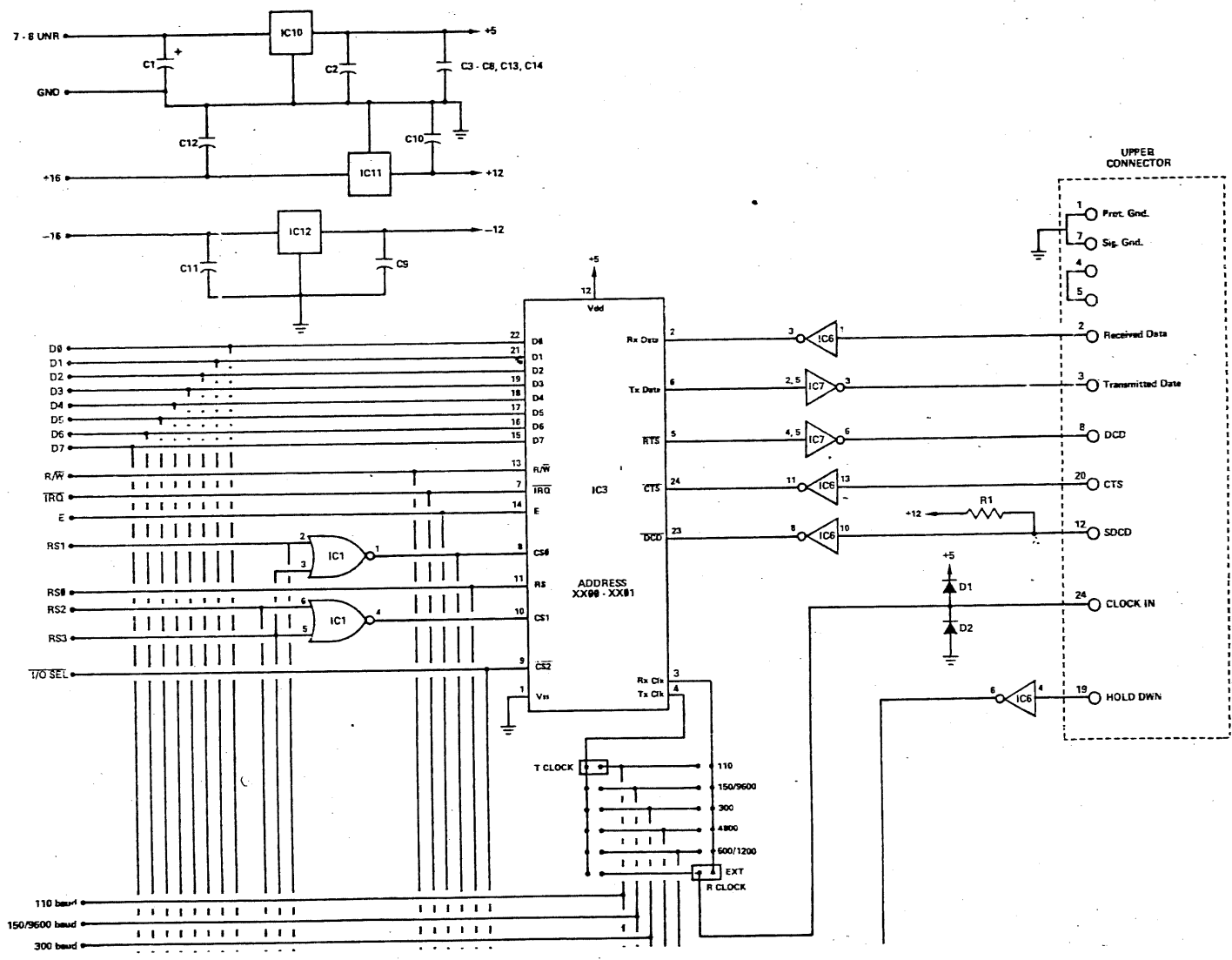
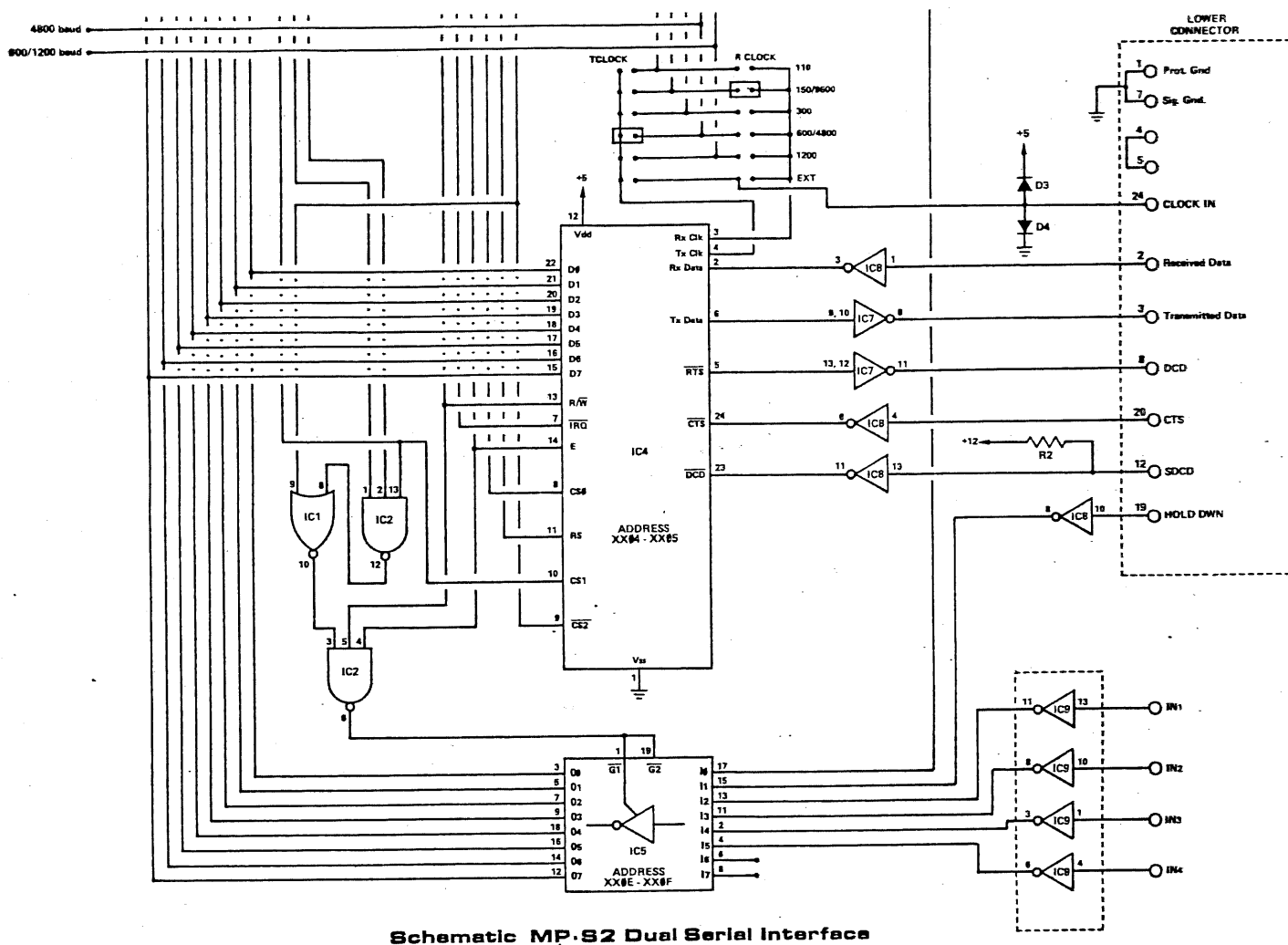
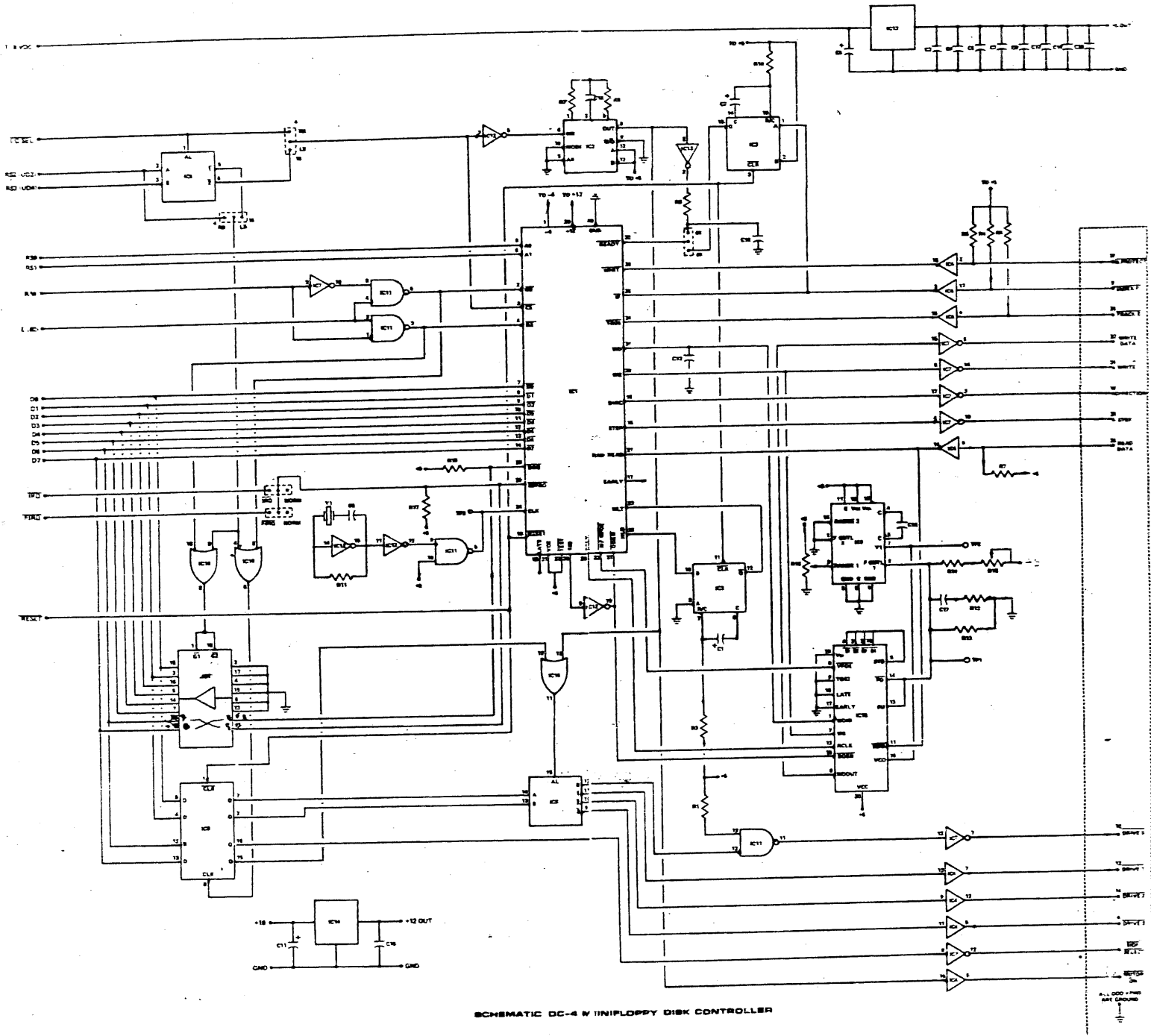


Figure 4.6 Carte d'interface série asynchrone.

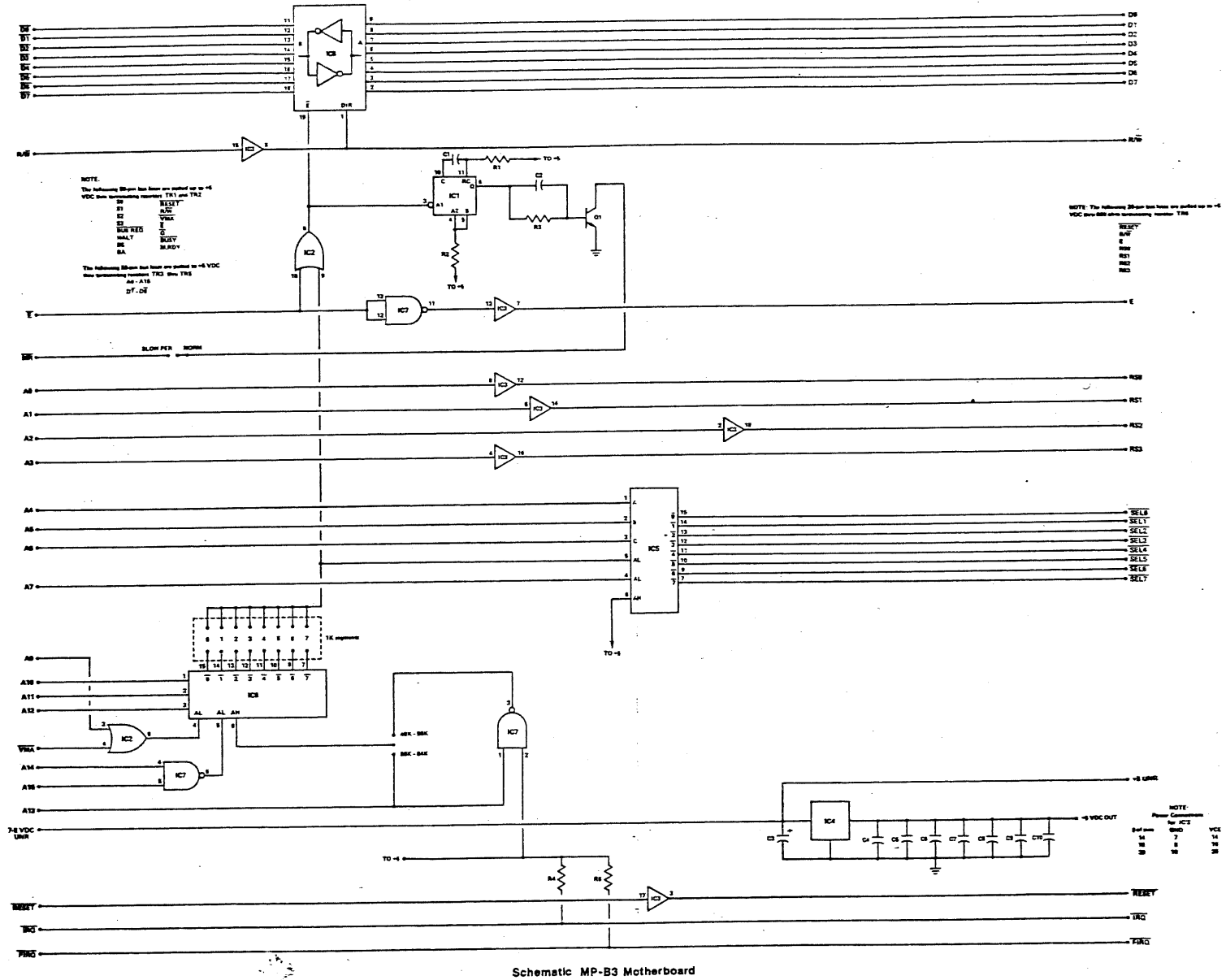




SCHEMATIC DC-4 W II FLOPPY DISK CONTROLLER

Figure 4.7 Carte du contrôleur de disquettes.

Figure 4.8 Carte du bus SS-50 et SS-30.



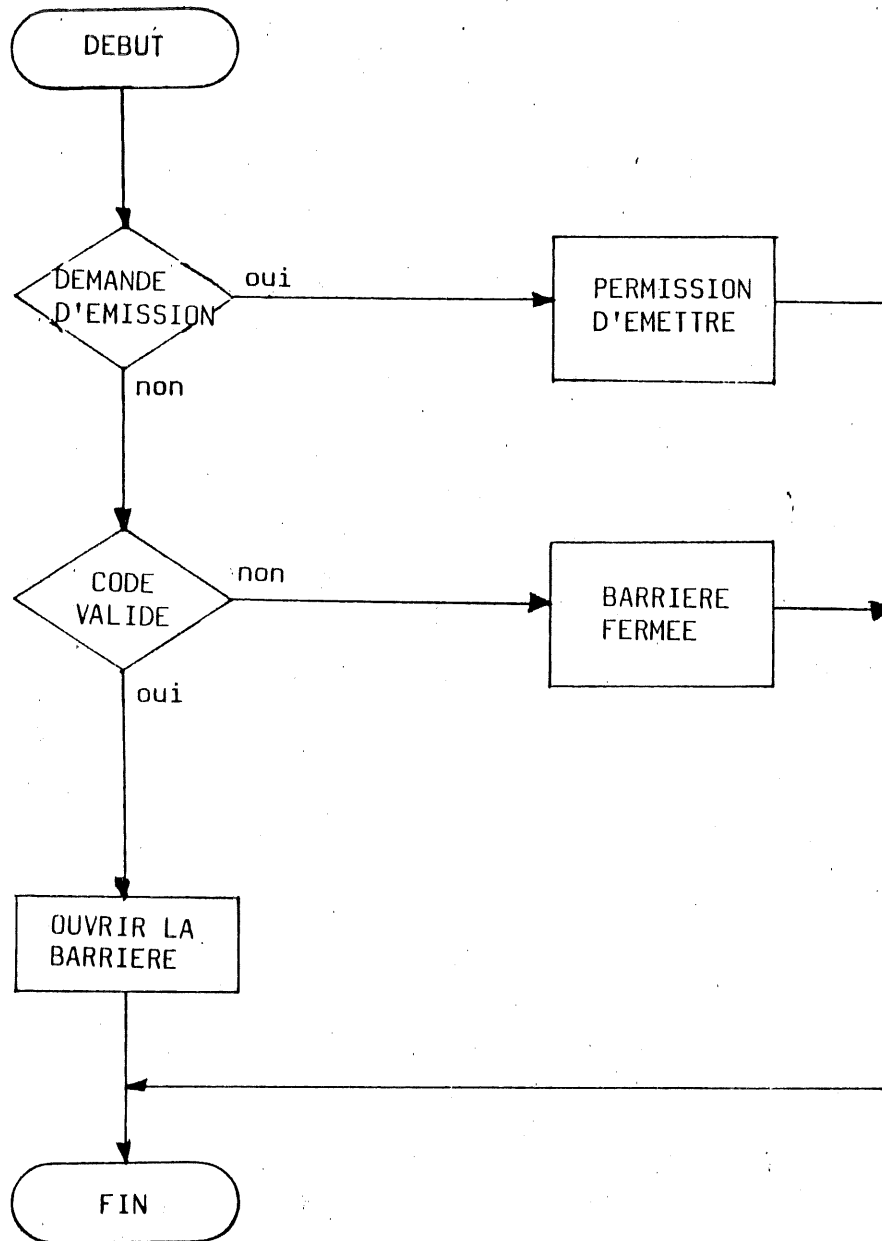


Figure 4.10 Organigramme du logiciel de validation des codes d'identification des véhicules automobiles.

801F	Carte no. 7
80C1	Carte no. 7
801B	Carte no. 6
8018	Carte no. 6
8017	Carte no. 5
8014	Carte no. 5
8013	Carte no. 4
8010	Carte no. 4
800F	Carte no. 3
8006	Carte no. 3
800B	Carte no. 2
8008	Carte no. 2
8007	Carte no. 1
8004	Carte no. 1
8003	Carte no. 0
8000	Carte no. 0

Figure 4.9 Décodage des adresses du bus SS-30.

	No. de code		
SEGMENT	2004	VALIDE	MAXIMUM
	2003	INVALIDE	
	2002	INVALIDE	
	2001	VALIDE	MINIMUM
	2000	VALIDE	

Figure 4.11 Visualisation des numéros de code dans le système.

4.2.1 ALGORITHMES ET ENCODAGE DE L'INFORMATION

Pour gagner du temps dans les communications entre le système de gestion et/ou les micro-ordinateurs des guérites, les commandes où les

états du système ont été codés de la façon suivante.

Pour les transmissions de la guérite vers l'ordinateur de gestion ces codes sont:

- 01 demande de transmettre un signal d'interrogation
- 02 erreur de transmission sur la ligne RS-232
- 03 aucune réponse du véhicule
- 04 le numéro de code suit,

et pour les transmissions dans l'autre sens:

- 10 permission d'émettre
- 20 numéro de code valide
- 30 numéro de code invalide
- 40 annuler le numéro de code précédent
- 50 erreur de transmission sur la ligne RS-232
- 60 ordre d'ouverture permanente de la barrière
- 70 ordre de fermeture permanente de la barrière
- 80 annuler l'ordre d'ouverture ou de fermeture permanente de la barrière.

Les numéros de code des permis de stationnement et les informations les concernant sont gardés de façon permanente sur disque rigide. Toutefois pour l'utilisation du système dans un stationnement où le nombre de permis est suffisamment limité, ($\leq 10,000$) on peut facilement charger les numéros de code dans la mémoire RAM du système de gestion, pour en faciliter la recherche, au quel cas, un bloc mémoire est réservé où l'adresse de chaque byte correspond à un numéro de code (possiblement avec un

décalage (offset)). Dans chaque byte, un seul bit, b_0 est utilisé pour indiquer la validité du code. Pour vérifier la validité d'un numéro de code, le numéro de code lui-même donne l'adresse de son byte d'information, contenant entre autre le bit b_0 . Ce byte peut aussi contenir d'autres informations qui pourraient par exemple donner accès à son relevé de compte.

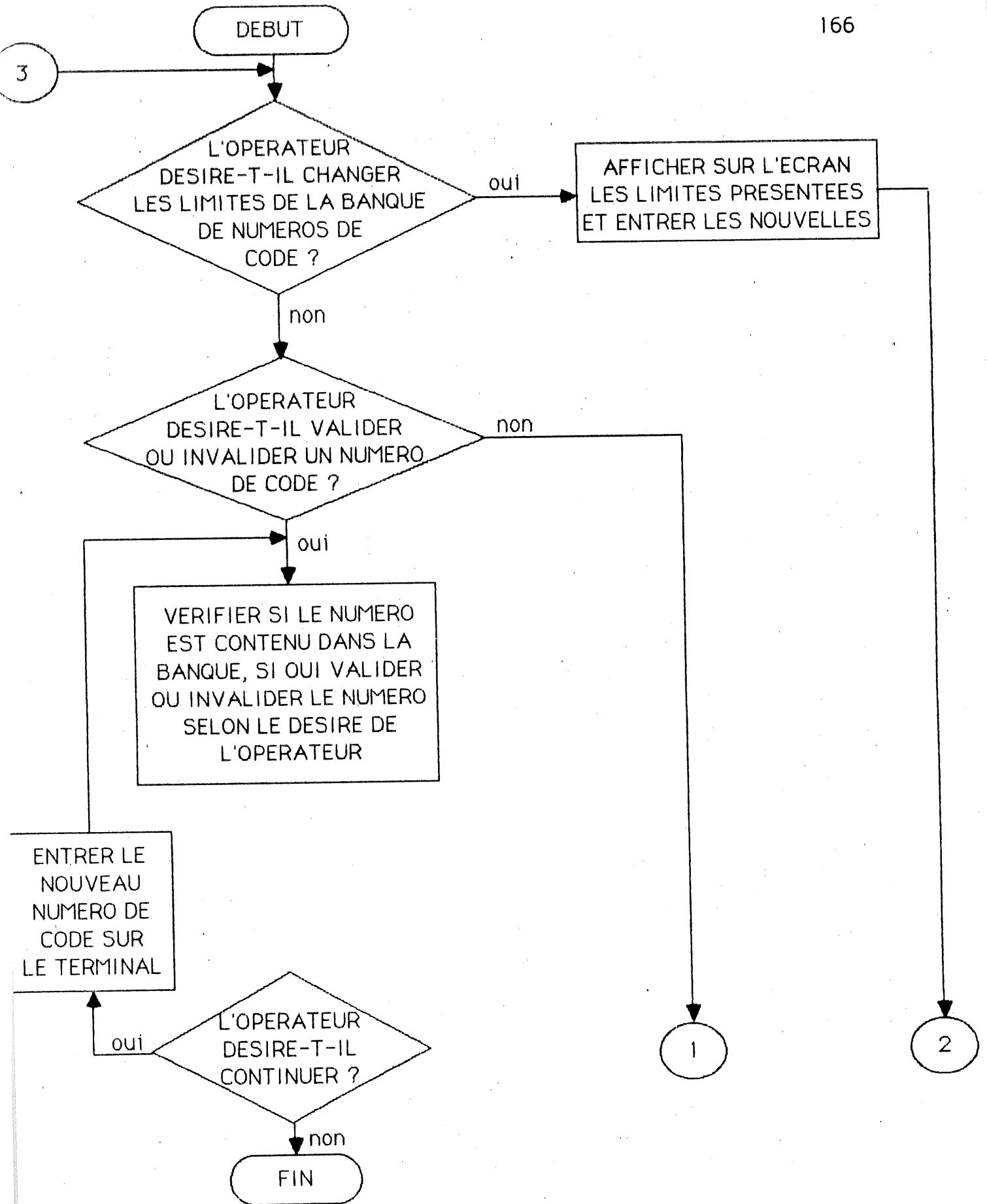
La figure 4.13 donne l'organigramme détaillé du logiciel de gestion. Le programme d'entrée des données est toujours en action et vérifie continuellement sur le terminal si une nouvelle donnée ou commande a été introduite. Le programme de vérification des numéros de code en provenance des guérites n'entre en action que lorsque le système de gestion reçoit une interruption IRQ sur l'un de ses ports de communication série.

Le sous-programme RECEP indiqué sur l'organigramme de la figure 4.13 est utilisé pour recevoir les numéros de code que l'opérateur a entré sur le terminal en ASCII.

4.3 EXPANSION FUTURE

L'ordinateur de gestion développé ici n'a été conçu que pour illustrer le fonctionnement du système d'identification des véhicules pour une seule guérite. Il peut être étendu à plusieurs guérites en modifiant le programme PULSE. L'ordinateur de gestion devrait alors pouvoir reconnaître les interruptions en provenance de diverses guérites, et être en

mesure de les servir quand même rapidement. Il faudrait alors considérer l'opération en mode concurrent. Tel qu'indiqué aussi au début de ce chapitre, ce programme pourrait aussi être étendu pour fournir sur demande la liste des véhicules stationnés, l'heure d'arrivée et de départ, faire la facturation automatique, etc...



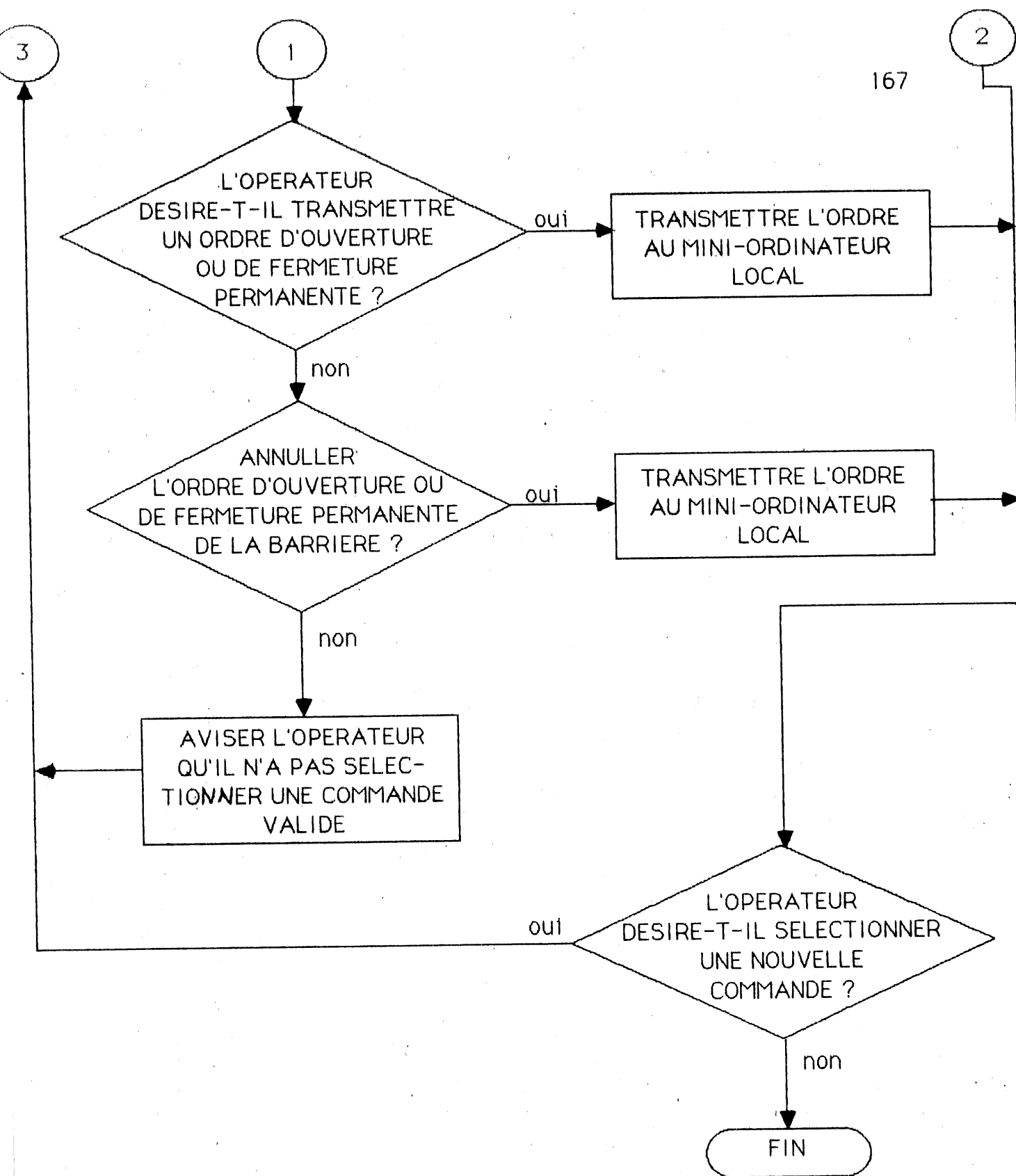
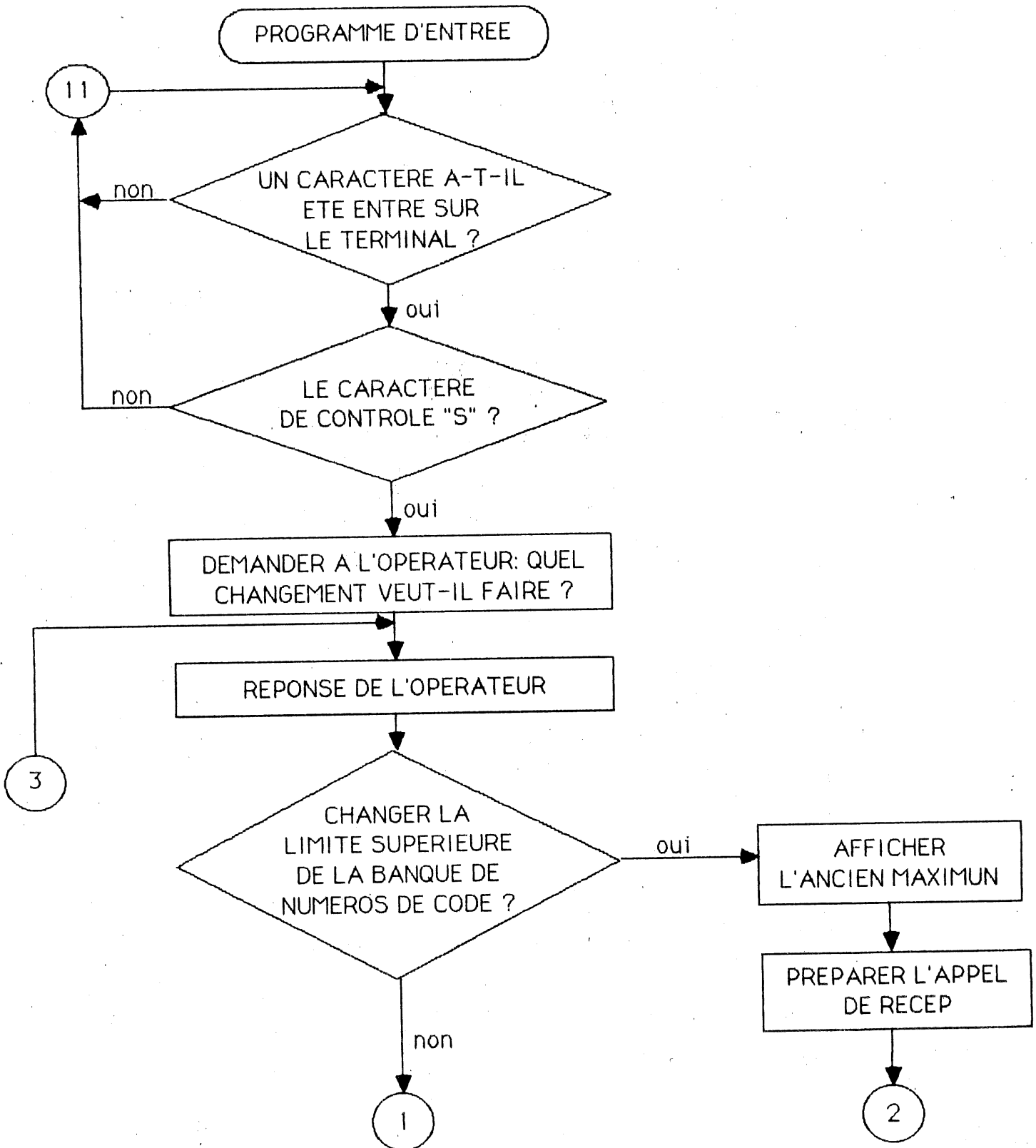
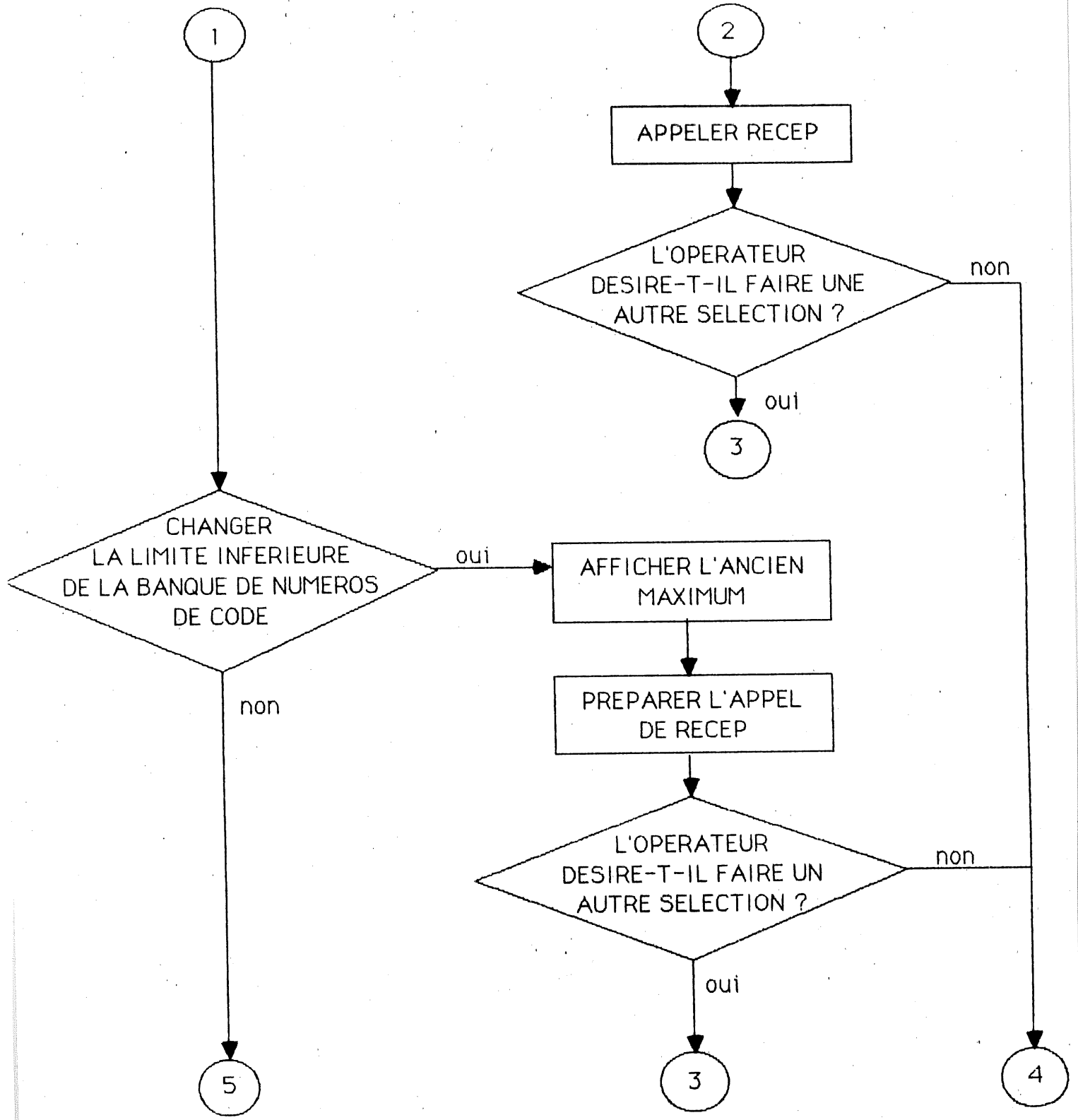
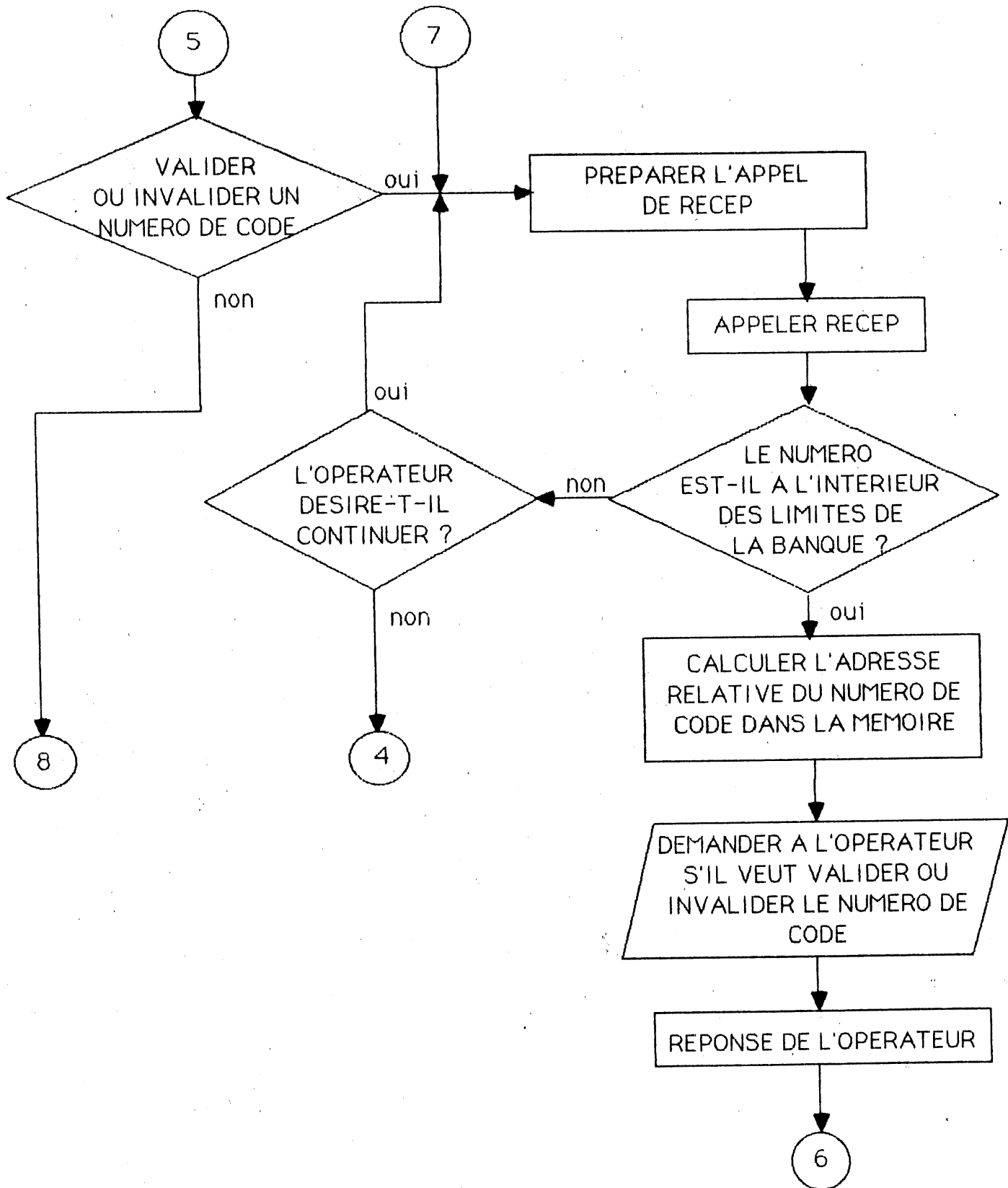
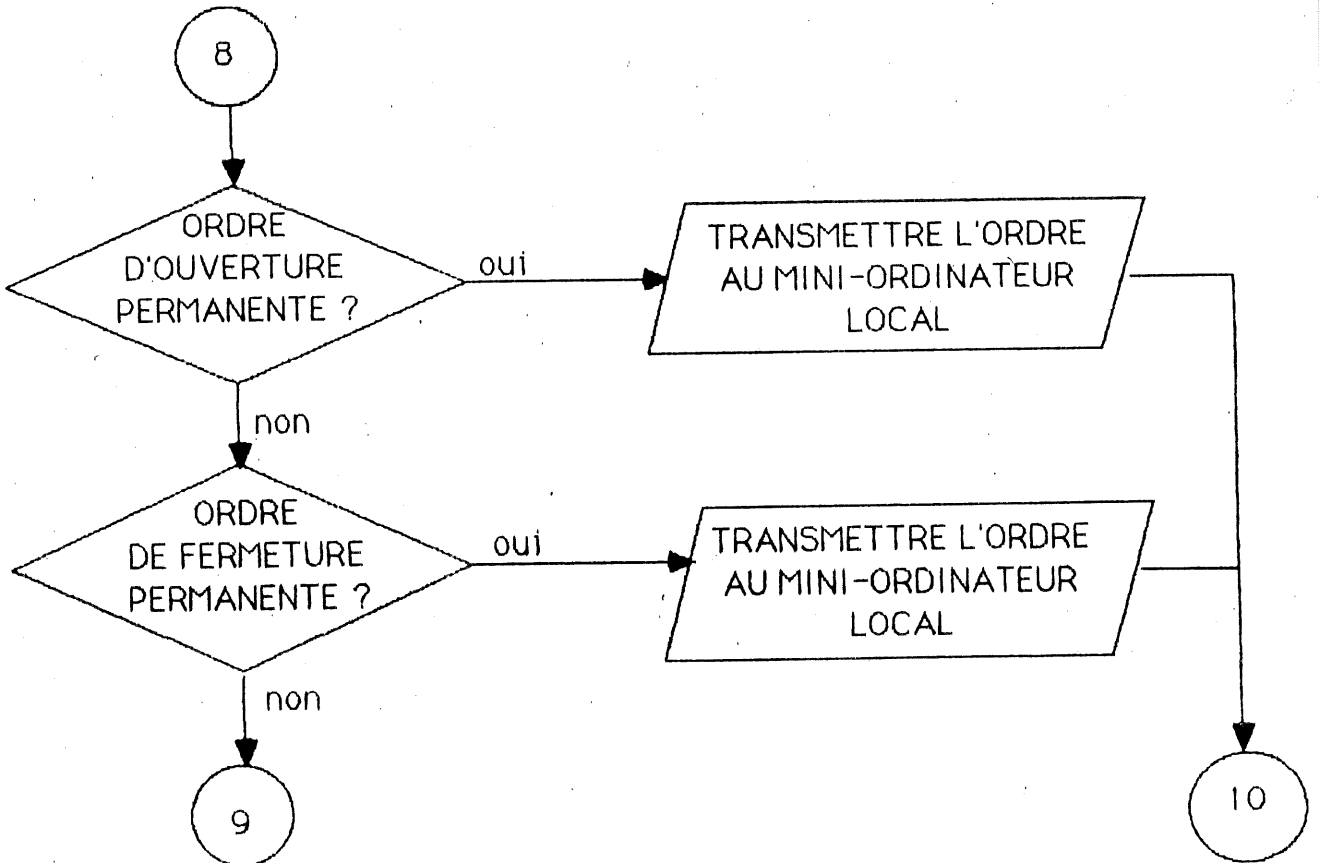
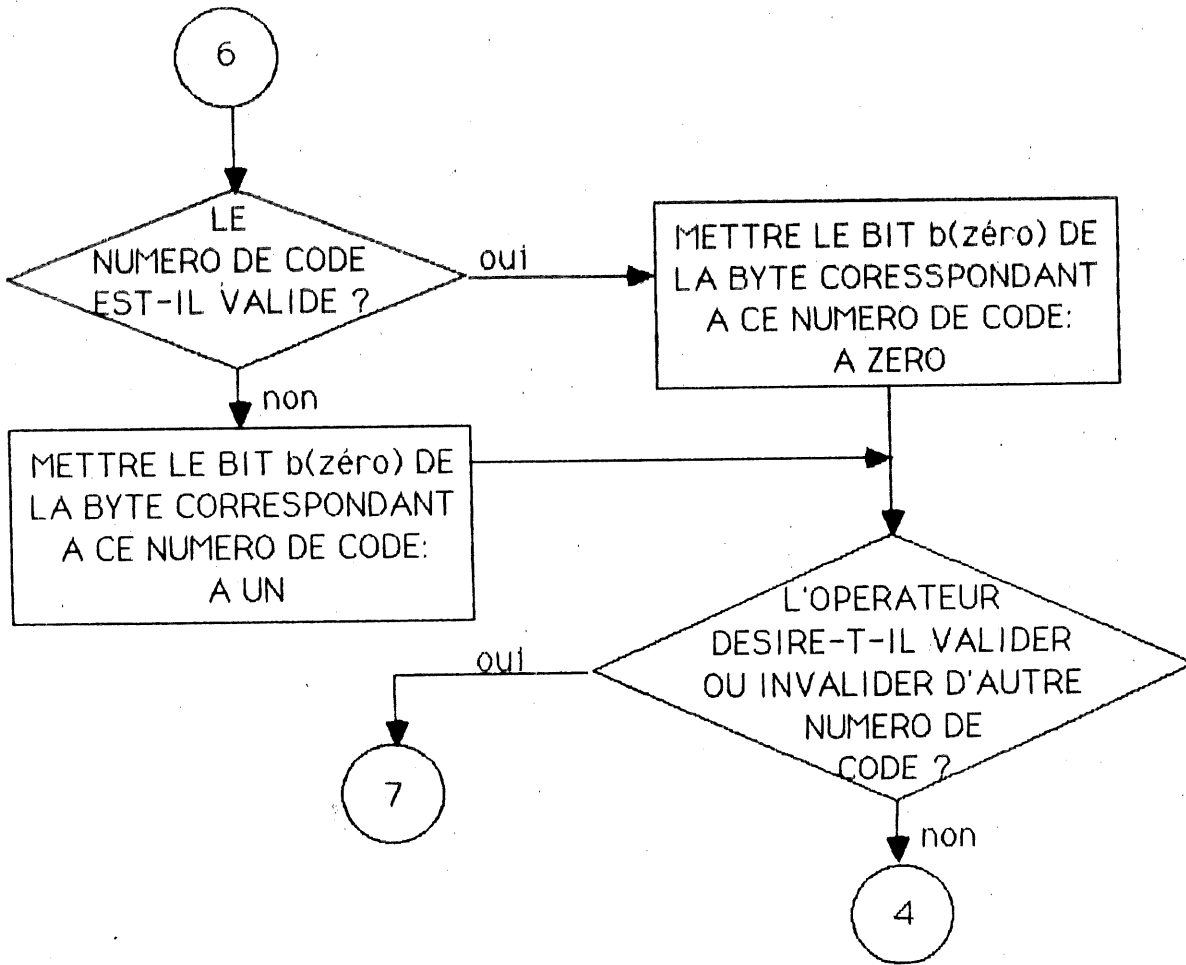


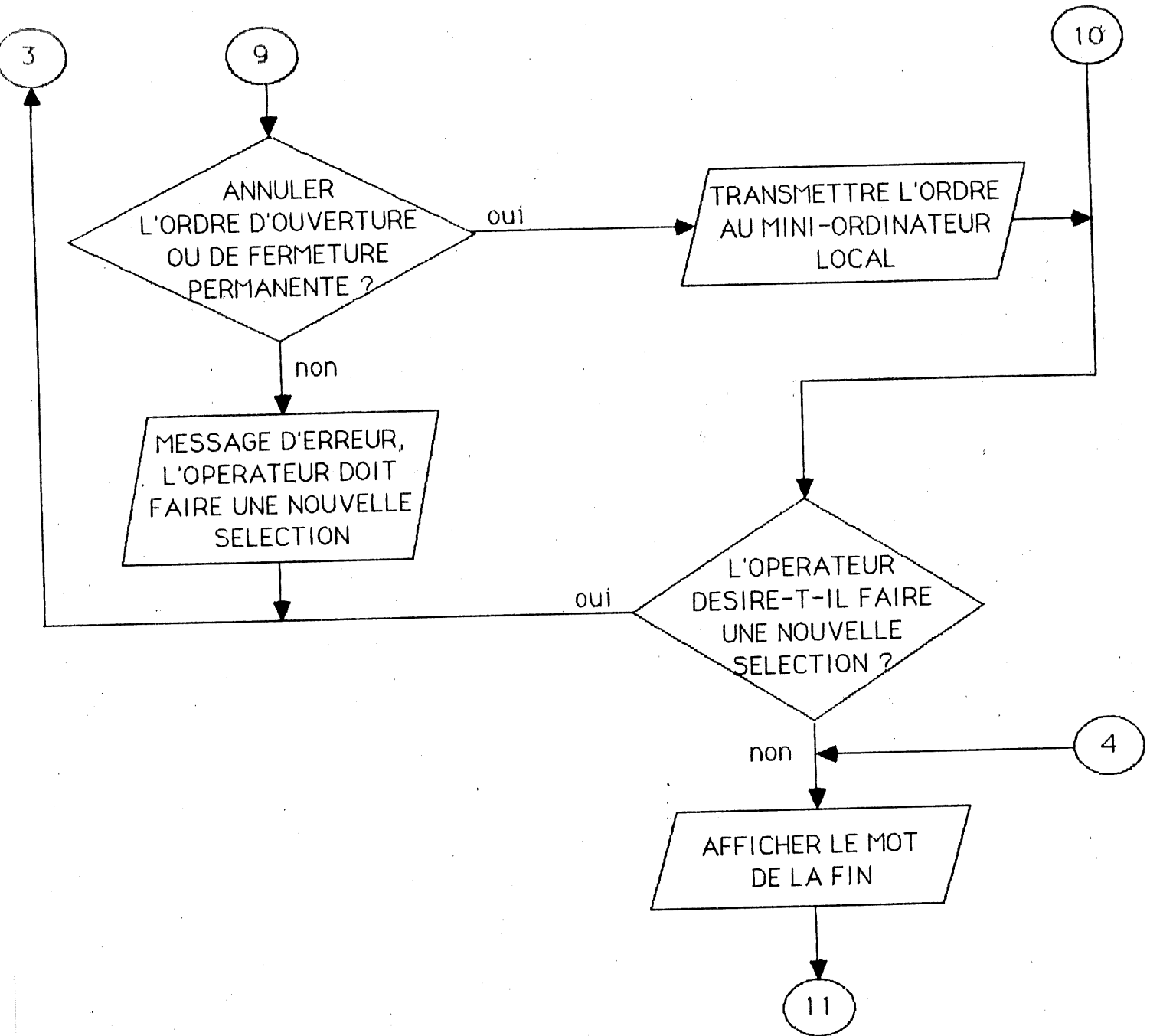
Figure 4.12 Organigramme du logiciel pour le préposé à la gestion des parcs de stationnement.

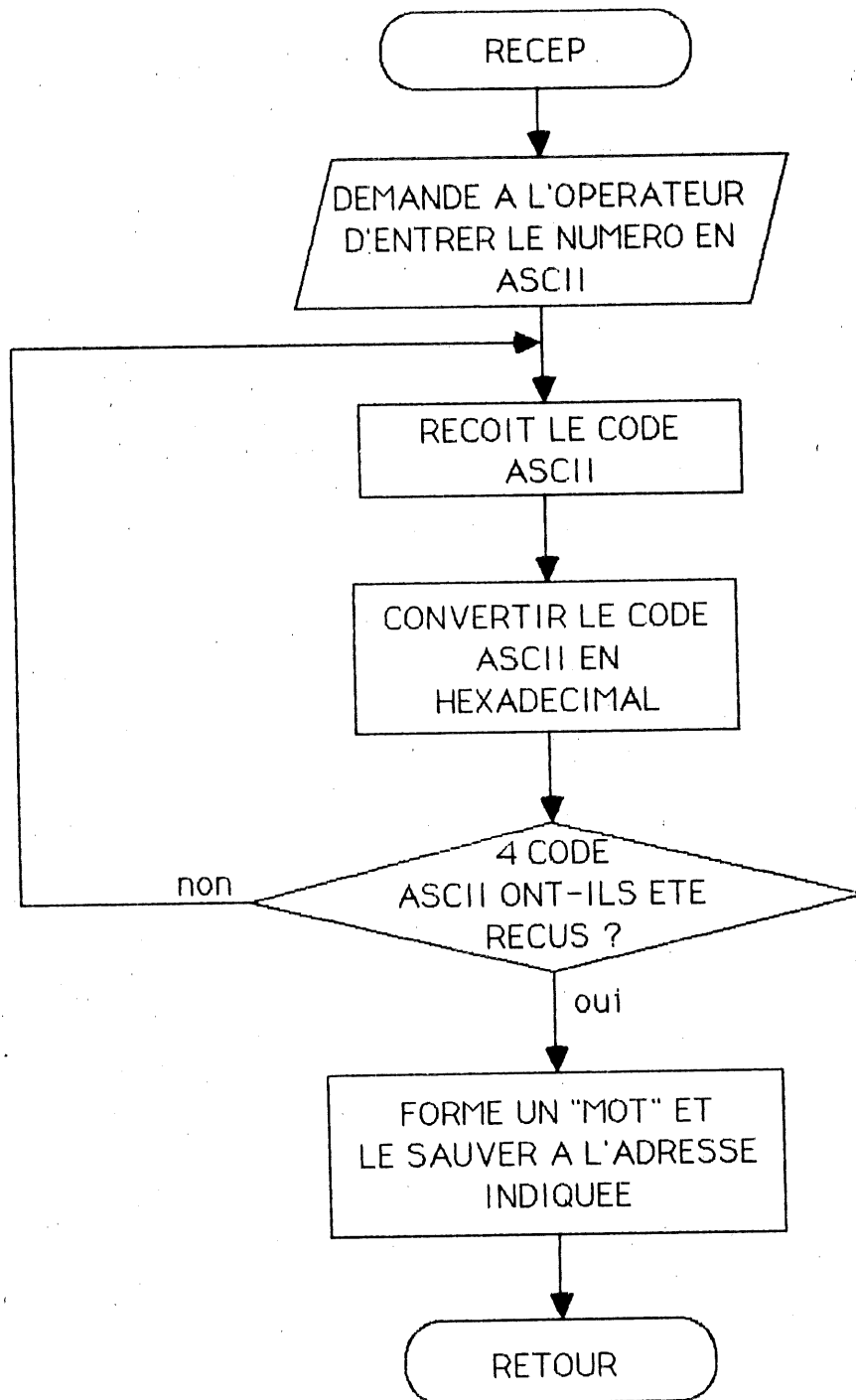












PULSE

ERREUR DE TRANSMISSION ?

oui

DEMANDE AU MINI-ORDINATEUR LOCAL DE RETRANSMETTRE

non

DEMANDE D'EMISSION ?

oui

TRANSMETTRE LA PERMISSION AU MINI-ORDINATEUR

non

LE MINI-ORDINATEUR LOCAL DEMANDE-T-IL DE RETRANSMETTRE ?

oui

RETRANSMETTRE LA DERNIERE COMMANDE AU MINI-ORDINATEUR LOCAL D'UN PULSE

non

AUCUNE REPONSE EN PROVENANCE DU VEHICULE

oui

non

UN NUMERO DE CODE SUIV ?

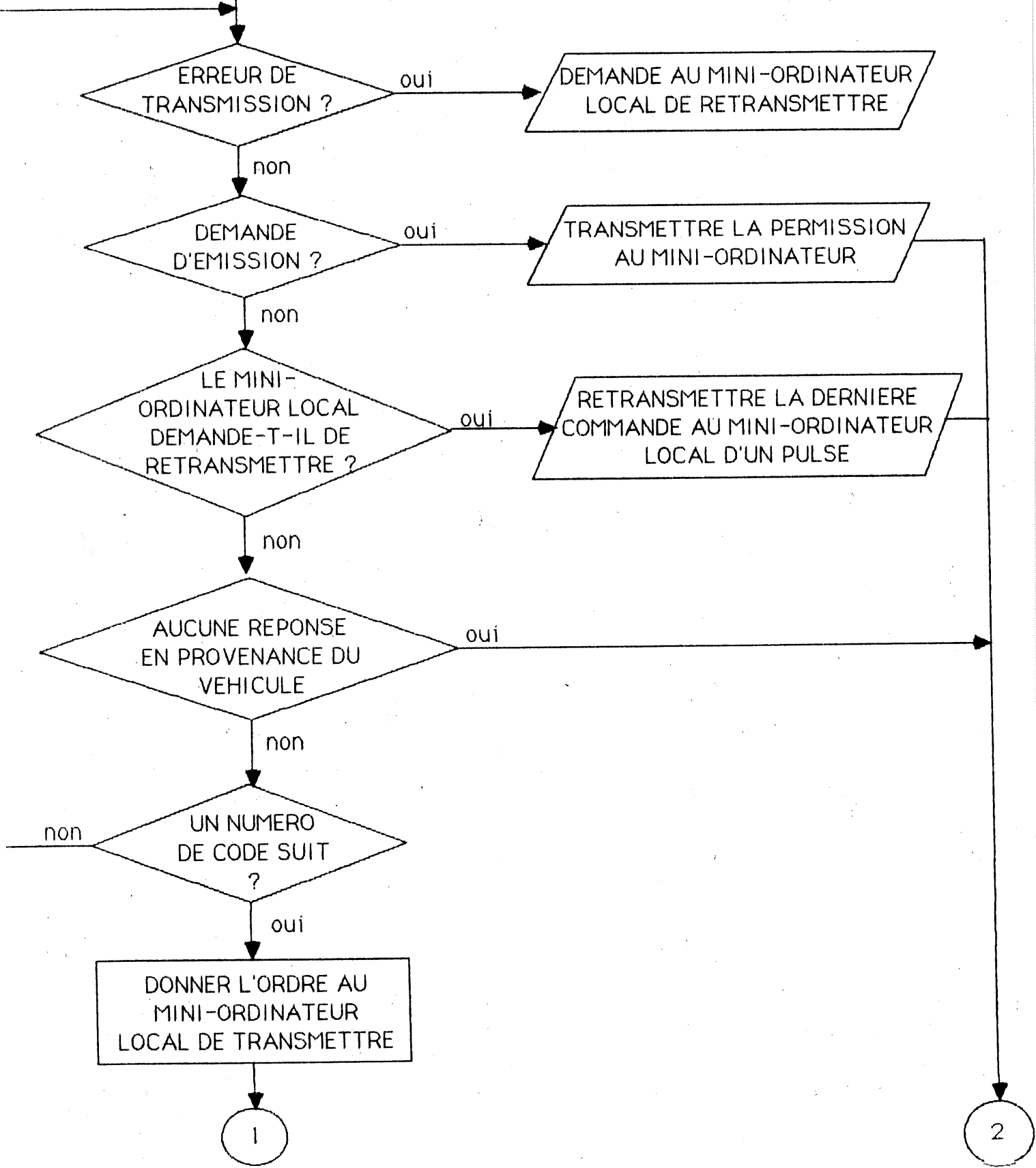
non

oui

DONNER L'ORDRE AU MINI-ORDINATEUR LOCAL DE TRANSMETTRE

1

2



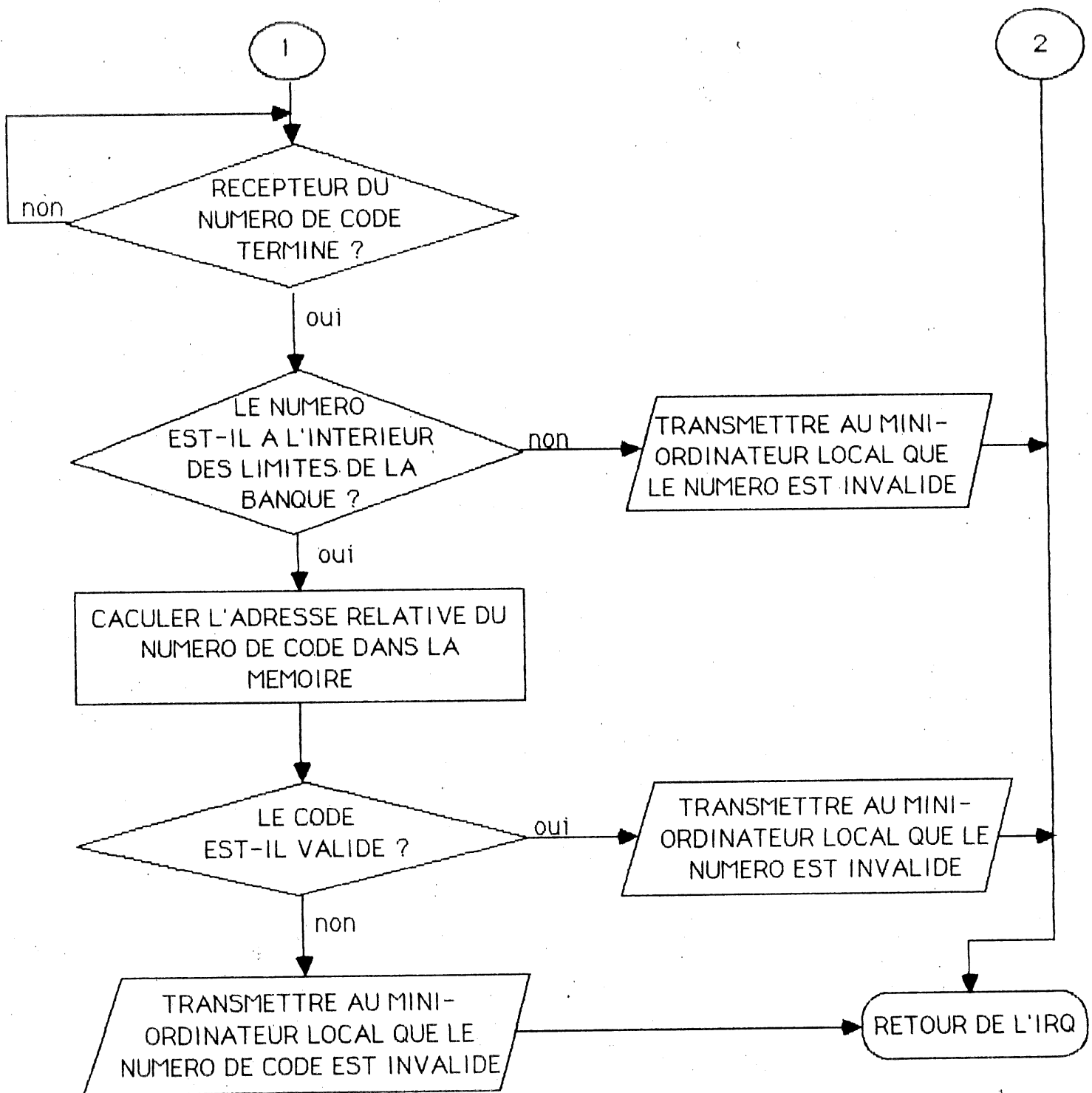


Figure 4.13 Organigramme du logiciel de gestion.

CONCLUSION

Ce mémoire démontre que la technologie moderne permet maintenant la réalisation de parcs de stationnement complètement automatisés, capables d'identifier les véhicules des usagers réguliers, de connaître en tout temps l'identification des véhicules stationnés, de déterminer les durées de séjour, et de facturer automatiquement les usagers sur une base régulière.

Il a été démontré que les méthodes d'identification utilisant les hyperfréquences sont les plus appropriées à cause de leur fiabilité, de leur simplicité d'application, et de leur faible coût. Cette approche est insensible aux conditions difficiles d'opération des guérites dû au climat, la saleté sur les voitures, les mauvaises habitudes des conducteurs. Même le problème d'interférence entre plusieurs guérites voisines a été résolu par le multiflexage dans le temps.

L'approche proposée demande des équipements peu coûteux à la guérite et couramment disponibles sur le marché. Chaque guérite ne requiert que deux sonars ou deux détecteurs magnétiques pour déceler l'approche et le départ des véhicules: elle requiert aussi un transmetteur de faible puissance de quelques gigahertz (i.e 1.25 GHz) modulés en

amplitude avec une antenne directionnelle pour n'illuminer qu'une seule voiture à la fois. Un récepteur ultra-simple à une fréquence différente de la précédente (i.e. 500 MHz) pour déceler l'absence ou la présence de la porteuse du répondeur à bord du véhicule. Elle nécessite aussi un micro-ordinateur local pour gérer l'ensemble de la guérite, ainsi qu'un micro-ordinateur central pour tout l'établissement de la gestion des comptes des usagers.

Les seuls éléments du système qui présentent quelques difficultés sont les répondeurs. Ce mémoire donne tous les détails de construction du répondeur quasi-passif en temps normal et qui transmet automatiquement son code d'identification en réponse au signal d'interrogation de la guérite. Ce code est programmable soit lors de la production en manufacture, ou encore par les préposés du parc de stationnement. Les dimensions du répondeur sont très restreintes (3 x 5 x 1 cm) de sorte qu'il peut être discrètement fixé dans le pare-brise.

Quoique le répondeur soit déjà commercialisable tel quel, il pourrait être encore amélioré en abaissant la tension d'alimentation par l'utilisation de transistors à hyperfréquence plus récents. Il serait aussi possible d'éliminer complètement l'utilisation de piles jetables en les remplaçant par une pile solaire et un petit accumulateur. Ceci serait possible étant donné que le répondeur ne tire présentement que 10 micro-ampères à l'état quasi-passif, et qu'il n'opère qu'environ 2 millisecondes par jour lors du passage à la guérite.

Les expériences ont démontré que le système d'identification tel que décrit répond à toutes nos exigences en ce qui a trait au champ d'opération de l'interrogateur et du répondeur. Le signal émis par l'interrogateur est suffisamment puissant pour être capté par le répondeur, à l'intérieur du véhicule, à une distance de 2 m de l'antenne émettrice. Celle-ci, une antenne à dièdre, délimite bien le champ de transmission de l'interrogateur. Ce qui permet au signal de ne pas causer d'interférence avec les répondeurs pouvant se trouver dans les couloirs voisins. Le signal du répondeur peut être capté sur une distance de 30 m, ce qui est suffisant pour nos besoins.

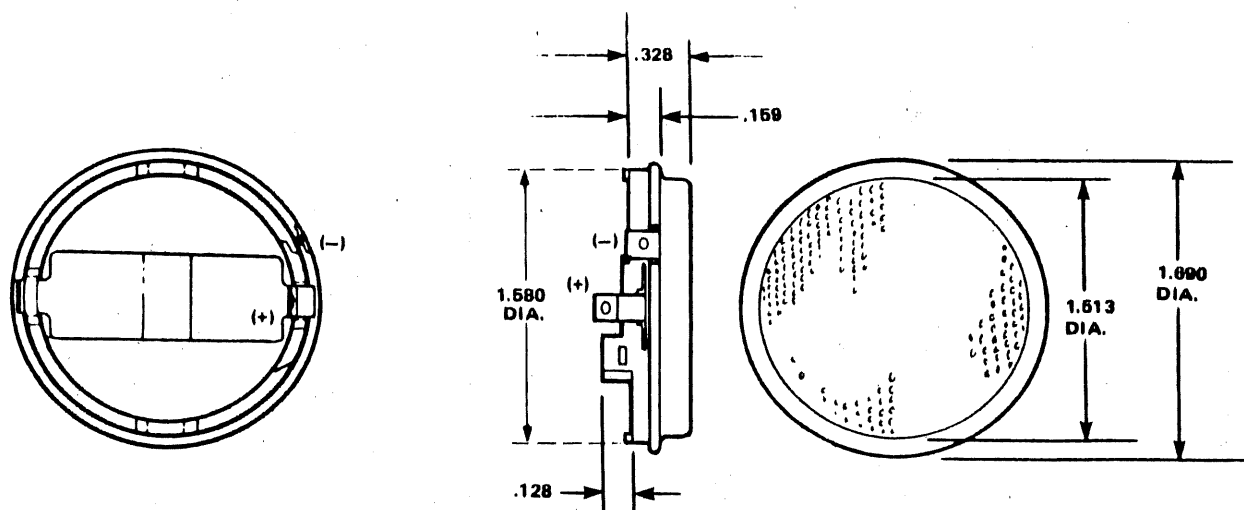
ANNEXE A
TRANSDUCTEUR ULTRASONIQUE

IV - TECHNICAL SPECS

A. ELECTROSTATIC TRANSDUCER - INSTRUMENT GRADE

General Description

This electrostatic transducer is specifically intended for operation in air at ultrasonic frequencies. The assembly comes complete with a perforated protective cover.

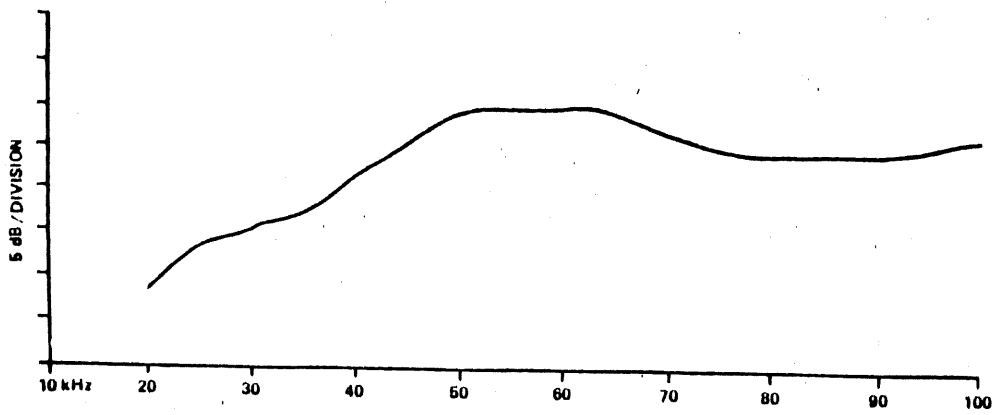


Specifications

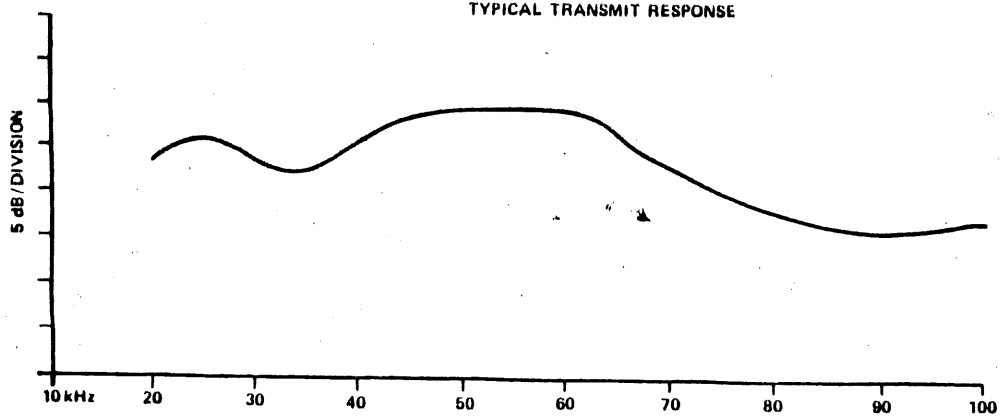
Usable Transmitting Frequency Range	See Graph
Usable Receiving Frequency Range	See Graph
Beam Pattern	See Graph
Minimum Transmitting Sensitivity at 50 kHz 300 vac pk-pk, 150 vdc bias (dB re 20 μ Pa at 1 meter)	110 dB
Minimum Receiving Sensitivity at 50 kHz 150 vdc bias (dB re 1v/Pa)	- 42 dB
Suggested DC Bias Voltage	150 V
Suggested AC Driving Voltage (peak)	150 V
Maximum Combined Voltage	400 V
Capacitance at 1 kHz (Typical) 150 vdc bias	400 - 500 pF
Operating Conditions	
Temperature	32° - 140° F
Relative Humidity	5% - 95%
Standard Finish	
Foil	Gold
Housing	Flat Black

Specifications subject to change without notice.

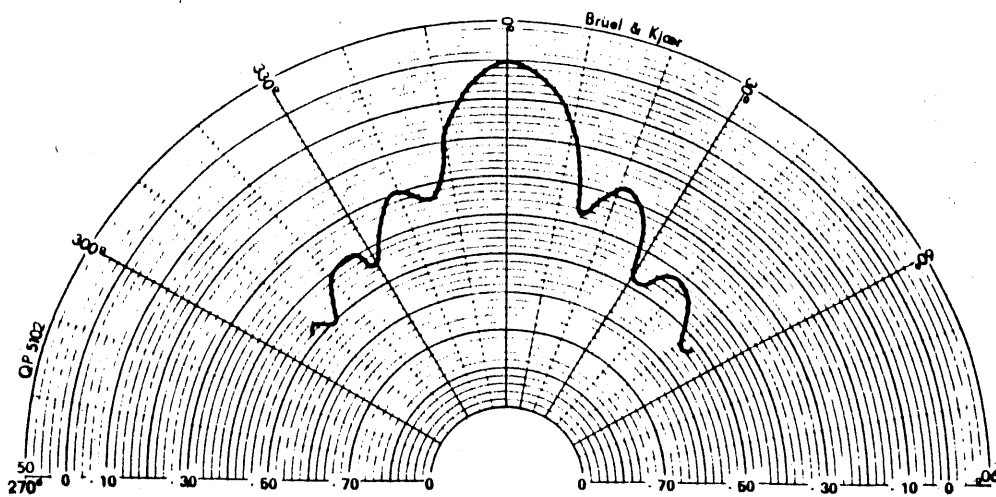
NOTE: These curves are representative only. Individual responses may differ.



TYPICAL TRANSMIT RESPONSE



TYPICAL FREE FIELD RECEIVE RESPONSE



TYPICAL BEAM PATTERN
AT 50 kHz

Note: dB normalized to on-axis response

ANNEXE B
LOGICIEL DU MICRO-ORDINATEUR LOCAL

001 THESE02.SA:1 PROGRA

```

00001          NAM      PROGRAMME DU MC6802
00002          *
00003          *
00004          ****
00005          *
00006          *          ADRESSES PIA DES ENTREES/SORTIES          *
00007          *
00008          ****
00009          *
00010          *
00011          0030 A ES0RA EQU  $0030
00012          0031 A ES0R1 EQU  $0031
00013          0032 A ES0R3 EQU  $0032
00014          0033 A ES0R6 EQU  $0033
00015          *
00016          *
00017          ****
00018          *
00019          *          ADRESSES PIA DU RECEPTEUR          *
00020          *
00021          ****
00022          *
00023          *
00024          000C A RE0RA EQU  $000C
00025          000D A RE0R1 EQU  $000D
00026          000E A RE0R3 EQU  $000E
00027          000F A RE0R6 EQU  $000F
00028          *
00029          *
00030          ****
00031          *
00032          *          ADRESSES ACIA          *
00033          *
00034          ****
00035          *
00036          *
00037          0006 A ACST EQU  $0006
00038          0007 A ACTRX EQU  $0007
00039          *
00040          *
00041          ****
00042          *
00043          *          ADRESSES DES VARIABLES          *
00044          *
00045          ****
00046          *
00047          *
00048          0001 A INDP EQU  $0001  REGISTRE CONTENANT L'INDEX
00049          0002 A IRD EQU  $0002
00050          0003 A P EQU  $0003  COMPTE LE NOMBRE D'APPEL AU TRANSPONSEUR
00051          0004 A REC EQU  $0004  SERI A SAVOIR SI UN CODE A ETE RECU
00052          0005 A S EQU  $0005  SERI A INFORMER D'UN VEHICULE A ETE DETECTE
00053          0006 A S EQU  $0006
00054          0007 A T1H EQU  $0007  BYTE LE PLUS SIGNIFICAF DU COMPTEUR T1
00055          0008 A T1H EQU  $0008
00056          0009 A T1L EQU  $0009  BYTE LE MOINS SIGNIFICAF DU COMPTEUR T1
00057          000A A TB EQU  $000A  SERI A SAVOIR SI T1 DOIT ETRE DECREMENTE OU PAS
00058          000B A AI EQU  $000B  CONTIENT LE NOMBRE DE VEHICULE EN LIBRE

```

002 THESE02.SA:1 PROGRA

```

00059      000C A CODE EQU $000C L'INFORMATION A ETRE RECU OU TRAN. PAR L'ACIA
00060      000D A DH EQU $000D BYTE LE PLUS SIGNIFICAF DU DERNIER CODE RECU
00061      000E A DL EQU $000E BYTE LE MOINS SIGNIFICAF DU DERNIER CODE RECU
00062      000F A E EQU $000F SERT A SAVOIR QUEL SOUS-PROGRAMME L'ACIA A UTILISE
00063      0010 A DLT EQU $0010
00064      0011 A T2HH EQU $0011 BYTE LE PLUS SIGNIFICAF DU COMPTEUR T2
00065      0012 A T2H EQU $0012
00066      0013 A T2L EQU $0013 BYTE LE MOINS SIGNIFICAF DU COMPTEUR T2
00067      0014 A B1 EQU $0014 INDIQUE SI LE PREMIER VEHICULE A UN NUMERO VALIDE
00068      0015 A B2 EQU $0015 INDIQUE SI LE DEUXIEME VEHICULE A UN NUMERO VALIDE
00069      0016 A B3 EQU $0016 INDIQUE SI LE TROISIEME VEHICULE A UN NUMERO VALI.
00070      0017 A B4 EQU $0017 INDIQUE SI LE QUATRIEME VEHICULE A UN NUMERO VALI.
00071      *
00072      *
00073A FFFE      ORG $FFFE ADRESSE DU RESTART
00074A FFFE      F800 A      FDB $F800
00075      *
00076      *
00077A FFFB      ORG $FFFB ADRESSE DU IRQ
00078A FFFB      FBF2 A      FDB $FBF2
00079      *
00080      *
00081A FB00      ORG $FB00
00082      *
00083      *
00084      *****
00085      *
00086      *          DEFINIS LA POSITION DE LA PILE
00087      *
00088      *****
00089      *
00090      *
00091A FB00 BE 007F A      LDS $17F POSITION DE LA PILE
00092      *
00093      *
00094      *****
00095      *
00096      *          INITIALISE PIA DES ENTREES/SORTIES
00097      *
00098      *****
00099      *
00100      *
00101A FB03 B6 FF A      LDAA #X11111111
00102A FB05 B7 DB30 A      STAA ESDRA
00103A FB08 B7 DB32 A      STAA ESDRB
00104A FB0B B6 37 A      LDAA #X00110111
00105A FB0D B7 DB31 A      STAA ESCRA
00106A FB10 B7 DB33 A      STAA ESCRB
00107      *
00108      *
00109      *****
00110      *
00111      *          INITIALISE PIA DU RECEPTEUR
00112      *
00113      *****
00114      *
00115      *
00116A FB13 B6 3F A      LDAA #X00111111

```

```

003 THESE02 .SA:1 PROGRA

00117A FB15 B7 D80D A STAA RECRA
00118A FB18 B7 D80F A STAA RECRB
00119 *
00120 *
00121 *****
00122 * #
00123 * INITIALISE ACIA #
00124 * #
00125 *****
00126 *
00127 *
00128A FB1B B6 03 A LDAA #X00000011
00129A FB1D B7 D006 A STAA ACST
00130A FB20 B6 99 A LDAA #X10011001
00131A FB22 B7 D006 A STAA ACST
00132 *
00133 *
00134 *****
00135 * #
00136 * DEBUT DU PROGRAMME PRINCIPAL #
00137 * #
00138 *****
00139 *
00140 *
00141A FB25 B6 00 A LDAA #100 INITIALISE LES REGISTRES INDP, C, G, TB, A1
00142A FB27 97 01 A STAA INDP ET DLT A ZERO
00143A FB29 97 05 A STAA C
00144A FB2B 97 06 A STAA G
00145A FB2D 97 0A A STAA TB
00146A FB2F 97 0B A STAA A1
00147A FB31 97 10 A STAA DLT
00148A FB33 B6 0C A LDAA #40C INITIALISE LE COMPTEUR T1 A 805,000(DECIMAL)
00149A FB35 97 07 A STAA T1HH
00150A FB37 B6 4B A LDAA #44B
00151A FB39 97 08 A STAA T1H
00152A FB3B B6 EC A LDAA #4EC
00153A FB3D 97 09 A STAA T1L
00154A FB3F B6 04 A LDAA #404 INITIALISE LE COMPTEUR T2 A 319,000(DECIMAL)
00155A FB41 97 11 A STAA T2HH
00156A FB43 B6 DE A LDAA #4DE
00157A FB45 97 12 A STAA T2H
00158A FB47 B6 B8 A LDAA #4B8
00159A FB49 97 13 A STAA T2L
00160 *
00161 *
00162A FB4B 0E CLI PERMET LES INTERRUPTIONS
00163 *
00164 *
00165A FB4C 7D 0005 A DEBUT TST C TEST C POUR VOIR SI UN VEHICULE A ETE DETECTE
00166A FB4F 27 03 FB54 BEQ CEZ NON BRANCHE C=0
00167A FB51 BD F9CA A JSR EMET QUI APPEL EMET
00168A FB54 7D 000A A CEZ TST TB TEST TB POUR VOIR SI T2 DOIT ETRE DECREMENTE
00169A FB57 27 2B FB84 BEQ TBEZ NON BRANCHE TB=0
00170 *
00171 *
00172A FB59 B6 FF A LDAA #4FF DECREMENTE LE COMPTEUR T2 A ZERO
00173A FB5B C6 FF A LDAB #4FF
00174A FB5D 9B 13 A ADDA T2L

```

004 THESE02.SA:1 PROGRA

```

001750 F05F 97 13 A STAA T2L
001760 F061 09 12 A ADCB T2H
001770 F063 07 12 A STAB T2H
001780 F065 06 FF A LDAA #0FF
001790 F067 99 11 A ADCA T2HH
001800 F069 97 11 A STAA T2HH
00181 *
00182 *
00183A F06B 96 13 A LDAA T2L TEST LE BYTE LE MOINS SIGNIFICAF DE T2
00184A F06D 26 08 F877 BNE TSTB1 BRANCHE SI DIFFERENT DE ZERO
00185A F06F 96 12 A LDAA T2H TEST LE DEUXIEME BYTE DE T2
00186A F071 26 04 F877 BNE TSTB1 BRANCHE SI DIFFERENT DE ZERO
00187A F073 96 11 A LDAA T2HH TEST LE BYTE LE PLUS SIGNIFICAF DE T2
00188A F075 27 05 F87C BEQ T2E2 BRANCHE SI EGAL A ZERO
00189A F077 7D 0014 A TSTB1 TST B1 TEST POUR VOIR SI LE PREMIER VEHICULE DANS LA FILE
00190A F07A 26 08 F884 BNE TBEZ A UN NUMERO VALIDE/ SI OUI BRANCHE B(1)=1
00191A F07C 4F T2E2 CLRA NON MET LES REGISTRES TB ET G A ZERO
00192A F07D 97 0A A STAA TB
00193A F07F 97 06 A STAA G
00194A F081 07 D032 A STAA ESORB FERME LA BARRIERE
00195 *
00196 *
00197A F084 96 08 A TBEZ LDAA A1
00198A F086 81 03 A CMFA #03 PLUS DE TROIS VEHICULES DANS LA FILE ?
00199A F088 23 1C F8A6 BLS PETIT NON BRANCHE
00200 *
00201 *
00202A F08A 06 00 A TIEZ LDAA #00 OUI REINITIALISE LA FILE A ZERO
00203A F08C 97 0A A STAA TB AINSI QUE LES REGISTRES TB ET G
00204A F08E 97 0B A STAA A1
00205A F090 97 06 A STAA G
00206A F092 7F D830 A CLR ESORA ETEINT TOUT LES LEDS
00207A F095 7F D832 A CLR ESORB FERME LA BARRIERE
00208A F098 86 0C A LDAA #0C REINITIALISE LE COMPTEUR T1 A 805,000
00209A F09A 97 07 A STAA T1HH
00210A F09C 86 48 A LDAA #048
00211A F09E 97 08 A STAA T1H
00212A F0A0 86 EC A LDAA #0EC
00213A F0A2 97 09 A STAA T1L
00214A F0A4 20 A6 F04C BRA DEBUT BRANCHE
00215 *
00216 *
00217A F0A6 96 08 A PETIT LDAA A1 TEST POUR VOIR SI IL Y A UN VEHICULE DANS LA FILE
00218A F0A8 27 A2 F04C BEQ DEBUT NON BRANCHE A1=0
00219A F0AA 96 06 A LDAA G OUI
00220A F0AC 26 9E F04C BNE DEBUT BRANCHE SI G=1
00221A F0AE 96 14 A LDAA B1 TEST POUR VOIR SI LE PREMIER VEHICULE DE LA FILE
00222A F0B0 26 25 F0D7 BNE B1OUI A UN NUMERO DE CODE VALIDE/ OUI BRANCHE B(1)=1
00223 *
00224 *
00225A F0B2 86 FF A LDAA #0FF NON DECREMENTE LE COMPTEUR T1
00226A F0B4 C6 FF A LDAB #0FF
00227A F0B6 98 09 A ADDA T1L
00228A F0B8 97 09 A STAA T1L
00229A F0BA 09 08 A ADCB T1H
00230A F0BC 07 08 A STAB T1H
00231A F0BE C6 FF A LDAB #0FF
00232A F0C0 99 07 A ADCA T1HH

```


005 THESE02 .SA:1 PROGRA

```

00233A F8C2 97 07 A STAA T1HH
00234 *
00235 *
00236A F8C4 96 09 A LDAA T1L TEST LE BYTE LE MOINS SIGNIFICAF DE T1
00237A F8C6 26 08 F8D0 BNE B1V BRANCHE SI DIFFERENT DE ZERO
00238A F8C8 96 08 A LDAA T1H TEST LE DEUXIEME BYTE DE T1
00239A F8CA 26 04 F8D0 BNE B1V BRANCHE SI DIFFERENT DE ZERO
00240A F8CC 96 07 A LDAA T1HH TEST LE BYTE LE PLUS SIGNIFICAF DE T1
00241A F8CE 27 BA F8BA BEQ T1EZ BRANCHE SI EGAL A ZERO
00242A F8D0 96 14 A B1V LDAA B1 TEST POUR VOIR SI LE PREMIER VEHICULE DE LA FILE
00243A F8D2 26 03 F8D7 BNE B1QUI A UN NUMERO VALIDE/ OUI BRANCHE B(1)=1
00244A F8D4 7E F84C A JMP DEBUT
00245 *
00246 *
00247A F8D7 86 0C A B1QUI LDAA #10C REINITIALISE LE COMPTEUR T1 A 805,000
00248A F8D9 97 07 A STAA T1HH
00249A F8DB 86 48 A LDAA #14B
00250A F8DD 97 08 A STAA T1H
00251A F8DF 86 EC A LDAA #1EC
00252A F8E1 97 09 A STAA T1L
00253A F8E3 86 01 A LDAA #101
00254A F8E5 97 06 A STAA G G=1
00255A F8E7 7F 000A A CLR TB TB=0
00256A F8EA 86 90 A LDAA #10010000
00257A F8EC B7 D832 A STAA ESOR8 OUVRE LA BARRIERE
00258A F8EF 7E F84C A JMP DEBUT BRANCHE
00259 *
00260 *
00261 *****
00262 *
00263 * PROGRAMME D'INTERRUPTION *
00264 *
00265 *****
00266 *
00267 *
00268A F8F2 B6 D831 A LDAA ESCRA
00269A F8F5 2A 03 F8FA BPL NAC INT. PAR SONAR ?
00270A F8F7 BD F91D A JSR SONA SI OUI APPEL SONA
00271 *
00272 *
00273A F8FA B6 D006 A NAC LDAA ACST
00274A F8FD 2A 03 F902 BPL NRECP INT. PAR ACIA ?
00275A F8FF BD F92F A JSR RX SI OUI APPEL RX
00276 *
00277A F902 B6 D80D A NRECP LDAA RECRA
00278A F905 2A 03 F90A BPL NBDDET INT. PAR RECEPTEUR ?
00279A F907 BD FA0C A JSR RECEP
00280 *
00281 *
00282A F90A B6 D833 A NBDDET LDAA ESCRB
00283A F90D 2A 03 F912 BPL NMAN INT. PAR BOUCLE ?
00284A F90F BD FB35 A JSR DETEC SI OUI APPEL DETEC
00285 *
00286 *
00287A F912 B6 D80F A NMAN LDAA RECRB
00288A F915 2A 03 F91A BPL NPRINT INT. MANUEL ?
00289A F917 BD FABA A JSR MAN
00290 *

```

008 THESE02.SA:1 PROGRA

```

00291 *
00292A F91A 3B NRINT RTI
00293 *
00294 *
00295 *****
00296 *
00297 * PROGRAMME DE DETECTION PAR LE SONAR *
00298 *
00299 *****
00300 *
00301 *
00302A F91B B6 DB3D A SONA LDAA ESORA CLAIR L'INTERRUPTION
00303A F91E B6 01 A LDAA #401
00304A F920 97 0C A STAA CODE CODE=01
00305A F922 BD F926 A JSR TX1 APPEL TX1
00306A F925 39 RTS
00307 *
00308 *
00309 *****
00310 *
00311 * PROGRAMME DE TRANSMISSION DES CODES *
00312 *
00313 *****
00314 *
00315 *
00316A F926 96 0C A TX1 LDAA CODE
00317A F928 B7 D007 A STAA ACTRX TRANSMET DATA
00318A F92D 7F 000F A CLR E E=0
00319A F92E 39 RTS
00320 *
00321 *
00322 *****
00323 *
00324 * PROGRAMME DE RECEPTION DE L'ACIA *
00325 *
00326 *****
00327 *
00328 *
00329A F92F B6 D006 A RX LDAA ACST CHARGE LE REGISTRE DU STATUT DE L'ACIA
00330A F932 49 ROLA ERREUR ERREUR DE PARITE ?
00331A F933 2B 06 F93B BMI ERREUR SI OUI BRANCHE
00332A F935 49 ROLA ERREUR ERREUR D'OVERRUN ?
00333A F936 2B 03 F93B BMI ERREUR SI OUI BRANCHE
00334A F938 49 ROLA ERREUR ERREUR DE FRAMING ?
00335A F939 2A 0C F947 BPL PERX SI NON BRANCHE
00336A F93B B6 D007 A ERREUR LDAA ACTRX CLAIR L'INTERRUPTION
00337A F93E B6 02 A LDAA #402 CODE D'ERREUR DE RECEPTION
00338A F940 97 0C A STAA CODE
00339A F942 BD F926 A JSR TX1 APPEL TX1
00340A F945 20 49 F990 BRA RRX BRANCHE
00341 *
00342 *
00343A F947 B6 D007 A PERX LDAA ACTRX CHARGE LE REGISTRE DE DATA DE L'ACIA
00344A F94A B1 10 A CMFA #410 PERMISSION D'EMETTRE ?
00345A F94C 26 05 F953 BNE NCV NON BRANCHE
00346A F94E 7C 0005 A INC C OUI INCREMENTE C (C=1)
00347A F951 20 3D F990 BRA RRX BRANCHE
00348 *

```

007 THESE02.SA:1 PROGRA

```

00349 *
00350A F953 81 20 A NCV CMPA #320 # DE CODE VALIDE ?
00351A F955 26 05 F95C BNE NCV NON BRANCHE
00352A F957 8D FA2C A JSR VAL OUI APPEL VAL
00353A F95A 20 34 F990 BRA RRX BRANCHE
00354 *
00355 *
00356A F95C 81 30 A NCV CMPA #330 # DE CODE NON VALIDE ?
00357A F95E 26 05 F965 BNE DDR NON BRANCHE
00358A F960 8D FA74 A JSR NVAL OUI APPEL NVAL
00359A F963 20 2B F990 BRA RRX
00360 *
00361 *
00362A F965 81 40 A DDR CMPA #340 DEMANDE DE RETRANSMISSION ?
00363A F967 26 0E F977 BNE COB NON BRANCHE
00364A F969 96 0F A LDAA E E=0 ?
00365A F96B 26 05 F972 BNE ATX2 NON BRANCHE
00366A F96D 8D F926 A JSR TX1 OUI APPEL TX1
00367A F970 20 1E F990 BRA RRX BRANCHE
00368A F972 8D F991 A ATX2 JSR TX2 APPEL TX2
00369A F975 20 19 F990 BRA RRX BRANCHE
00370 *
00371 *
00372A F977 81 60 A COB CMPA #360 OUVERTURE PERMANENTE DE LA BARRIERE ?
00373A F979 26 05 F980 BNE CFB NON BRANCHE
00374A F97B 8D FAD8 A JSR OUV OUI APPEL OUV
00375A F97E 20 10 F990 BRA RRX BRANCHE
00376 *
00377 *
00378A F980 81 70 A CFB CMPA #370 FERMETURE PERMANENTE DE LA BARRIERE ?
00379A F982 26 05 F989 BNE CAOFB NON BRANCHE
00380A F984 8D FAF2 A JSR FER OUI APPEL FER
00381A F987 20 07 F990 BRA RRX BRANCHE
00382 *
00383 *
00384A F989 81 80 A CAOFB CMPA #380 ANNULE L'ORDRE DE FERMETURE OU D'OUVERTURE PERMA.
00385A F98B 26 03 F990 BNE RRX NON BRANCHE
00386A F98D 8D F80F A JSR ANNUL OUI APPEL ANNUL
00387 *
00388 *
00389A F990 39 RRX RTS
00390 *
00391 *
00392 *****
00393 *
00394 * PROGRAMME DE TRANSMISSION DES CODES *
00395 *
00396 *****
00397 *
00398 *
00399A F991 86 04 A TX2 LDAA #304 DATA SUIT
00400A F993 87 D007 A STAA ACTRX
00401 *
00402 *
00403A F996 86 D006 A RECACK LDAA ACST VERIFIE SI LE REGISTRE DE TRANSMISSION EST VIDE
00404A F999 46 RORA
00405A F99A 24 FA F996 BEC RECACK NON BRANCHE
00406 *

```

008 THESE02 .5A:1 PROGRA

```

00407 *
00408A F97C 49 ROLA
00409A F99D 49 ROLA ERREUR DE PARITE ?
00410A F99E 2B 06 F9A6 BMI ERACK SI OUI BRANCHE
00411A F9A0 49 ROLA ERREUR D'OVERRUN ?
00412A F9A1 2B 03 F9A6 BMI ERACK SI OUI BRANCHE
00413A F9A3 49 ROLA ERREUR DE FRAMING ?
00414A F9A4 2A 05 F9AB BPL ACK SI NON BRANCHE
00415A F9A6 B6 D007 A ERACK LDAA ACTRX
00416A F9A9 20 E6 F991 BRA TX2
00417 *
00418 *
00419A F9AB B6 D007 A ACK LDAA ACTRX CHARGE LE REGISTRE DE DATA DE L'ACIA DANS L'ACC.
00420A F9AE B1 90 A CMPA #90 PERMISSION DE TRANSMETTRE LE CODE ?
00421A F9B0 26 DF F991 BNE TX2 NON BRANCHE
00422 *
00423 *
00424A F9B2 CE 000D A LDX #DH OUI CHARGE L'ADRESSE DE DH DANS LE REGISTRE DE
00425A F9B5 A6 00 A PLUS LDAA 0,X L'INDEX
00426A F9B7 B7 D007 A STAA ACTRX
00427A F9BA BC 000E A CPX #DL COMPARE L'INDEX A L'ADRESSE DE DL
00428A F9BD 27 0A F9C9 BEQ RTX2 BRANCHE SI EGAL
00429A F9BF 08 INX PLUS PETIT INCREMENTE L'INDEX
00430A F9C0 B6 D006 A DTX LDAA ACST CHARGE LE REGISTRE DU STATUT
00431A F9C3 46 RORA
00432A F9C4 46 RORA REGISTRE DE DATA PLEIN ?
00433A F9C5 24 F9 F9C0 BCC DTX OUI BRANCHE
00434A F9C7 20 EC F9B5 BRA PLUS NON BRANCHE
00435 *
00436 *
00437A F9C9 39 RTX2 RTS
00438 *
00439 *
00440 *****
00441 *
00442 * SUBROUTINE DE TRANSMISSION DES PULSES *
00443 *
00444 *****
00445 *
00446 *
00447A F9CA B6 00 A EKET LDAA #00 INITIALISE LE COMPTEUR P A ZERO
00448A F9CC 97 03 A STAA P
00449A F9CE 4C INCA INITIALISE L'INDICATEUR REC A UN
00450A F9CF 97 04 A STAA REC
00451 *
00452 *
00453A F9D1 B6 37 A PDD LDAA #00110111 RESET LE RECEPTEUR
00454A F9D3 B7 DB0D A STAA RECRA
00455A F9D6 B6 DB32 A LDAA ESRB DEMANDE AU REPONDEUR D'ENETTRE
00456A F9D9 BA 20 A ORAA #20
00457A F9DB B7 DB32 A STAA ESRB
00458A F9DE B8 20 A EORA #20
00459A F9E0 B7 DB32 A STAA ESRB
00460 *
00461 *
00462A F9E3 C6 FF A LDAB #FF CHARGE L'ACC. B AVEC 256(DECIMAL)
00463A F9E5 5A DT DECB DECREMENTE B
00464A F9E6 27 06 F9EE BEQ TEZ BRANCHE SI B EST EGAL A ZERO
    
```

009 THESE02.SA:1 PROGRA

```

00465A F9E8 96 04 A LDAA REC NUMERO DE CODE RECU ?
00466A F9EA 27 1F FA0B BEQ REZ OUI BRANCHE
00467A F9EC 20 F7 F9E5 BRA DT NON BRANCHE
00468 *
00469 *
00470A F9EE 7C 0003 A TEZ INC P INCREMENTE LE CONTENU DE P
00471A F9F1 96 03 A LDAA P
00472A F9F3 81 02 A CMPA #02 P EST EGAL A DEUX ?
00473A F9F5 27 07 F9FE BEQ AURECP OUI BRANCHE
00474A F9F7 86 3F A LDAA #Z00111111
00475A F9F9 B7 DB0D A STAA RECRA
00476A F9FC 20 DJ F9D1 BRA PDD BRANCHE
00477A F9FE 86 03 A AURECP LBAA #03 AUCUNE REPONSE DU REPONDEUR
00478A FA00 97 0C A STAA CODE CODE=3
00479A FA02 7F 0005 A CLR C C=0
00480A FA05 BD F926 A JSR TX1 APPEL TX1
00481A FA08 BD FA74 A JSR NVAL APPEL NVAL
00482A FA0B 39 REZ RTS
00483 *
00484 *
00485 *****
00486 *
00487 * SUBROUTINE DE RECEPTION DU REPONDEUR *
00488 *
00489 *****
00490 *
00491 *
00492A FA0C B6 DB0C A RECEP LBAA RECRA DH
00493A FA0F F6 DB0E A LDAB RECRB DL
00494A FA12 D1 0E A CMPB DL DL=DL PRECEDENT ?
00495A FA14 26 0E FA24 BNE NCD SI NON BRANCHE
00496A FA16 91 0D A CMPA DH DH=DH PRECEDENT ?
00497A FA18 26 0A FA24 BNE NCD
00498 *
00499 *
00500A FA1A 4F CLRA
00501A FA1B 97 05 A STAA C C=0
00502A FA1D 97 04 A STAA REC REC=0
00503A FA1F BD F991 A JSR TX2 APPEL TX2
00504A FA22 20 07 FA2B BRA RRECEP
00505 *
00506 *
00507A FA24 97 0D A NCB STAA DH
00508A FA26 07 0E A STAB DL
00509A FA28 4F CLRA
00510A FA29 97 04 A STAA REC REC=0
00511A FA2B 39 RRECEP RTS
00512 *
00513 *
00514 *****
00515 *
00516 * SUBROUTINE VAL *
00517 *
00518 * ALLUME ET ETEINT LES "LEDS" SELON L'ORDRE DES VEHICULES DANS LA FILE *
00519 *
00520 *****
00521 *
00522 *

```

010 THESE02 .SA:1 PROGRA

```

00523A FA2C 96 0B A VAL LDAA A1
00524A FA2E BB 14 A ADDA #B1
00525A FA30 97 02 A STAA IND
00526A FA32 DE 01 A LDX INDP
00527A FA34 6F 00 A CLR 0,X
00528A FA36 6C 00 A INC 0,X B(A1)=1
00529A FA38 7C 000B A INC A1 A1=A1+1
00530 *
00531 *
00532A FA3B 96 0B A LDAA A1
00533A FA3D B1 01 A CMPA #01 A1=1
00534A FA3F 26 0A FA4B BNE AED SI NON BRANCHE
00535A FA41 B6 DB30 A LDAA ESORA
00536A FA44 BA 01 A ORAA #Z00000001
00537A FA46 B7 DB30 A STAA ESORA VLED=1
00538A FA49 20 2B FA73 BRA RVAL
00539 *
00540 *
00541A FA4B B1 02 A AED CMPA #02 A1=2?
00542A FA4D 26 0A FA59 BNE AET SI NON BRANCHE
00543A FA4F B6 DB30 A LDAA ESORA
00544A FA52 BA 02 A ORAA #Z00000010
00545A FA54 B7 DB30 A STAA ESORA
00546A FA57 20 1A FA73 BRA RVAL
00547 *
00548 *
00549A FA59 B1 03 A AET CMPA #03 A1=3 ?
00550A FA5B 26 0A FA67 BNE AEQ SI NON BRANCHE
00551A FA5D B6 DB30 A LDAA ESORA
00552A FA60 BA 04 A ORAA #Z000000100
00553A FA62 B7 DB30 A STAA ESORA VLED3=1
00554A FA65 20 0C FA73 BRA RVAL
00555 *
00556 *
00557A FA67 B1 04 A AEQ CMPA #04 A1=4 ?
00558A FA69 26 0B FA73 BNE RVAL SI NON BRANCHE
00559A FA6B B6 DB30 A LDAA ESORA
00560A FA6E BA 0B A ORAA #Z000001000
00561A FA70 B7 DB30 A STAA ESORA VLED4=1
00562A FA73 39 RVAL RTS
00563 *
00564 *
00565 *****
00566 *
00567 * SUBROUTINE NVAL *
00568 *
00569 * ETEINT ET ALLUME LES "LEDS" SELON L'ORDRE DES VEHICULES DANS LA FILE *
00570 *
00571 *****
00572 *
00573 *
00574A FA74 96 0B A NVAL LDAA A1
00575A FA76 BB 14 A ADDA #B1
00576A FA7B 97 02 A STAA IND
00577A FA7A DE 01 A LDX INDP
00578A FA7C 6F 00 A CLR 0,X B(A1)=0
00579A FA7E 7C 000B A INC A1 A1=A1+1
00580 *

```

011 THESE02.SA:1 PROGRA

```

00581 *
00582A FAB1 96 0B A LDAA A1
00583A FAB3 81 01 A CMPA #01 A1=1 ?
00584A FAB5 26 0A FA91 BNE NAED SI NON BRANCHE
00585A FAB7 B6 DB30 A LDAA ESDRA
00586A FAB8 BA 10 A DRAA #X00010000
00587A FABC B7 DB30 A STAA ESDRA NLEAD1=1
00588A FABF 20 2B FAB9 BRA RIVAL
00589 *
00590 *
00591A FA91 81 02 A NAED CMPA #02 A1=2 ?
00592A FA93 26 0A FA9F BNE NAET SI NON BRANCHE
00593A FA95 B6 DB30 A LDAA ESDRA
00594A FA98 BA 20 A DRAA #X00100000
00595A FA9A B7 DB30 A STAA ESDRA NLED2=1
00596A FA9D 20 1A FAB9 BRA RIVAL
00597 *
00598 *
00599A FA9F 81 03 A NAET CMPA #03 A1=3 ?
00600A FAA1 26 0A FAAD BNE NAED SI NON BRANCHE
00601A FAA3 B6 DB30 A LDAA ESDRA
00602A FAA6 BA 40 A DRAA #X01000000
00603A FAA8 B7 DB30 A STAA ESDRA NLED3=1
00604A FAAB 20 0C FAB9 BRA RIVAL
00605 *
00606 *
00607A FAAD 81 04 A NAED CMPA #04 A1=4 ?
00608A FAAF 26 0B FAB9 BNE RIVAL SI NON BRANCHE
00609A FAB1 B6 DB30 A LDAA ESDRA
00610A FAB4 BA 80 A DRAA #X10000000
00611A FAB6 B7 DB30 A STAA ESDRA NLED4=1
00612A FAB9 39 RIVAL RTS
00613 *
00614 *
00615 *****
00616 *
00617 * SUBROUTINE D'OUVERTURE MANUELLE *
00618 *
00619 *****
00620 *
00621 *
00622A FAB8 B6 DB0E A MAN LDAA REORB ANNULE L'INTERRUPTION
00623A FABD 7F 0614 A CLR B1
00624A FAC0 7C 0014 A INC B1 B1=1
00625A FAC3 B6 DB30 A LDAA ESDRA
00626A FAC6 BA 11 A DRAA #X00010001
00627A FAC8 88 10 A EDRA #X00010000
00628A FAC8 B7 DB30 A STAA ESDRA VLED1=1
00629A FACD 96 0B A LDAA A1
00630A FACF 81 01 A CMPA #01 BRANCHE SI A1 EST PLUS GRAND OU EGAL A UN
00631A FAD1 2C 04 FAD7 BGE AIDZ
00632A FAD3 86 01 A LDAA #01
00633A FAD5 97 0B A STAA A1
00634A FAD7 39 AIDZ RTS
00635 *
00636 *
00637 *****
00638 *

```

012 THESE02.SA:1 PROGRA

```

00639      *          SUBROUTINE D'OUVERTURE PERMANENTE DE LA BARRIERE      *
00640      *                                                                 *
00641      ******                                                                 *
00642      *                                                                 *
00643      *                                                                 *
00644A FAD8 7F D830 A OUV   CLR   ESORA
00645A FAD8 7F D832 A      CLR   ESORB
00646A FADE B6 94   A      LDAA  #%10010100
00647A FAEO B7 D832 A      STAA  ESORB   FERME LA BARRIERE ALLUME L'INDICATEUR
00648      *          D'OUVERTURE PERMANENTE
00649      *
00650      *
00651A FAE3 B6 24   A      LDAA  #%00100100 INTERDIT TOUTE INTERRUPTION SAUF CELLE EN
00652A FAE5 B7 D831 A      STAA  ESCRA   PROVENANCE DE L'ACIA
00653A FAEB B7 D833 A      STAA  ESCRB
00654A FAEB B7 D80D A      STAA  RECRA
00655A FAEE B7 D80F A      STAA  RECRB
00656A FAF1 39     RTS
00657      *
00658      *
00659      ******                                                                 *
00660      *                                                                 *
00661      *          SUBROUTINE DE FERMETURE PERMANENTE                      *
00662      *                                                                 *
00663      ******                                                                 *
00664      *                                                                 *
00665      *
00666A FAF2 7F D830 A FER   CLR   ESORA
00667A FAF5 7F D832 A      CLR   ESORB
00668A FAF8 B4 08   A      LDAA  #%00001000
00669A FAFA B7 D832 A      STAA  ESORB   FERME LA BARRIERE ALLUME L'INDICATEUR D'OUVERTURE
00670A FAFD B6 24   A      LDAA  #%00100100 INTERDIT TOUTE INTERRUPTION SAUF CELLE EN
00671A FAFF B7 D831 A      STAA  ESCRA   PROVENANCE DE L'ACIA
00672A FB02 B7 D831 A      STAA  ESCRA
00673A FB05 B7 D833 A      STAA  ESCRB
00674A FB08 B7 D80D A      STAA  RECRA
00675A FB0B B7 D80F A      STAA  RECRB
00676A FB0E 39     RTS
00677      *
00678      *
00679      ******                                                                 *
00680      *                                                                 *
00681      *          SUBROUTINE ANNULANT LES ORDRES DE FERMETURE OU D'OUVERTURE *
00682      *          PERMANENTE
00683      *                                                                 *
00684      ******                                                                 *
00685      *                                                                 *
00686      *
00687A FB0F 7F D832 A ANNUL CLR   ESORB   ETEINT L'INDICATEUR D'OUV. OU DE FER. PERMANENTE
00688      *
00689      *
00690A FB12 7F 000B A      CLR   A1
00691A FB15 7F 0006 A      CLR   B
00692A FB18 B6 37   A      LDAA  #%00110111 PERMET LES INTERRUPTIONS
00693A FB1A B7 D831 A      STAA  ESCRA
00694A FB1D B7 D833 A      STAA  ESCRB
00695A FB20 B6 3F   A      LDAA  #%00111111
00696A FB22 B7 D80D A      STAA  RECRA

```


013 THESE02.SA:1 PROGRA

```

00697A FB25 B7 DB0F A STAA RECRB
00699 *
00699 *
00700A FB29 B6 DB30 A LDAA ESDRA ANNULE TOUTES INT. NON TRAITEES QUI AURAIENT PU
00701A FB2B B6 DB32 A LDAA ESRB SURVENIR
00702A FB2E B6 DB0C A LDAA REGRA
00703A FB31 B6 DB0E A LDAA REGRB
00704A FB34 39 RTS
00705 *
00706 *
00707 *****
00708 *
00709 * SUBROUTINE DE DETECTION PAR LA BOUCLE DE DETECTION *
00710 *
00711 *****
00712 *
00713 *
00714A FB35 B6 DB32 A DETEC LDAA ESRB ANNULE L'INTERRUPTION
00715A FB38 96 08 A LDAA A1 VEHICULE EN LIGNE ?
00716A FB3A 27 06 FB42 BEQ VIOL NON BRANCHE
00717A FB3C B6 DB32 A LDAA ESRB OUI LA BARRIERE EST ELLE OUVERTE ?
00718A FB3F 49 ROLA
00719A FB40 25 0F FB51 BCS BOUV OUI BRANCHE
00720A FB42 B6 DB32 A VIOL LDAA ESRB NON BRANCHE
00721A FB45 16 TAB
00722A FB46 8A 02 A ORAA #200000010
00723A FB48 B7 DB32 A STAA ESRB
00724A FB4B F7 DB32 A STAB ESRB
00725A FB4E 7E FBC3 A JMP RDETEC BRANCHE
00726 *
00727 *
00728A FB51 96 08 A BOUV LDAA A1
00729A FB53 81 01 A CMA #01 PLUS D'UN VEHICULE EN LIGNE ?
00730A FB55 26 1B FB72 BNE DEDP OUI BRANCHE
00731A FB57 86 04 A LDAA #304 NON REINITIALISE LE COMPTEUR T2
00732A FB59 97 11 A STAA T2HH
00733A FB5B 86 DE A LDAA #4DE
00734A FB5D 97 12 A STAA T2H
00735A FB5F 86 08 A LDAA #4BB
00736A FB61 97 13 A STAA T2L
00737A FB63 7C 000A A INC TB TB=1
00738A FB66 7F 0008 A CLR A1 A1=0
00739A FB69 7F 0006 A CLR G G=0
00740A FB6C 7F DB30 A CLR ESDRA ETEINT LES LEDS INDICANTS L'ORDRE DES VEHICULES
00741A FB6F 7E FBC3 A JMP RDETEC BRANCHE
00742A FB72 C6 01 A DEDP LDAB #01 REARRANGE LA FILE D=1
00743A FB74 CE 0014 A LBX #B1
00744A FB77 A6 01 A AFGD1 LDAA 1,X
00745A FB79 A7 00 A STAA 0,X
00746A FB7B 08 INX
00747A FB7C 5C INCB D=D+1
00748A FB7D D1 08 A CMPB A1 A PLUS GRAND QUE D ?
00749A FB7F 23 F6 FB77 BLS AFGD1 SI NON BRANCHE
00750 *
00751 *
00752A FB81 7A 000B A DEC A1 DECREMENTE A1
00753 *
00754 *

```

014 THESE02.SA:1 PROGRA

```

0 00755A FB84 B6 D830 A LDAA ESDRA REARRENSE L'ORDRE DES LEDS INDICANTS L'ORDRE
0 00756A FB87 F6 D832 A LDAB ESDRB DES VEHICULES
0 00757A FB8A 8A F0 A DRAA #X11110000
0 00758A FB8C 88 F0 A EDRA #X11110000
0 00759A FB8E 44 LSRA
0 00760A FB8F CA 0F A DRAB #X00001111
0 00761A FB91 C8 0F A EDRB #X00001111
0 00762A FB93 54 LSRB
0 00763A FB94 1B ABA
0 00764A FB95 D6 0B A LDAB A1
0 00765A FB97 C1 04 A CMPB #404
0 00766A FB99 2D 0A FB85 BLT A1PP
0 00767A FB9B D6 17 A LDAB B4
0 00768A FB9D C1 01 A CMPB #401
0 00769A FB9F 27 02 FB83 BEQ B4E1
0 00770A FBA1 8A 80 A DRAA #X10000000
0 00771A FBA3 8A 0B A B4E1 DRAA #X00001000
0 00772A FBA5 B7 D830 A A1PP STAA ESDRA
0 00773 *
0 00774 *
0 00775A FBA8 96 14 A LDAA B1 LE PREMIER VEHICULE DE LA FILE A-T-IL UN CODE VAL.
0 00776A FBA9 27 0E FB8A BEQ BTBEZ NON BRANCHE
0 00777A FBAC 86 04 A LDAA #404
0 00778A FBAD 97 11 A STAA T2HH
0 00779A FBAD 86 0E A LDAA #4DE
0 00780A FB82 97 12 A STAA T2H
0 00781A FB84 86 88 A LDAA #488
0 00782A FB86 97 13 A STAA T2L
0 00783A FB8B 2D 09 FB83 BRA RDETEC BRANCHE
0 00784A FB8A 4F BTBEZ CLRA CLAIR TB ET G
0 00785A FB8B 97 0A A STAA TB
0 00786A FB8D 97 06 A STAA G
0 00787A FB8F 4F CLRA
0 00788A FB8C B7 D832 A STAA ESDRB FERME LA BARRIERE
0 00789A FB83 39 RDETEC RTS
0 00790 END
AL ERRORS 00000--00000

```

ANNEXE C

LOGICIEL DU MICRO-ORDINATEUR DE GESTION

001 THESE .SA:1 PROGRA

```

00001          NAK      PROGRAMME MC6B09
00002          *
00003          *
00004          *      ACIA
00005          *
00006          *
00007      E000  A ACBT  EQU   $E000  REGISTRE DU STATUT ET DE CONTROLE DE L'ACIA
00008      E001  A ACTRX EQU   $E001  REGISTRE D'ENTREE/SORTIE DE L'ACIA
00009          *
00010          *
00011      FB06  A INCHE EQU   $FB06  LIT ET ECHO UN CARACTERE SUR LE TERMINAL
00012      FB0B  A INCHEK EQU  $FB0B  VERIFIE S'IL Y A UN CARACTERE A LIRE SUR LE TERM.
00013      FB0A  A OUTCH EQU   $FB0A  TRANSMET UN CARACTERE SUR L'ECRAN
00014      FB0C  A PDATA EQU   $FB0C  TRANSMET UNE SUITE DE CARACTERE SUR L'ECRAN
00015      FB0E  A PCRLF EQU   $FB0E  TRANSMET UN CARRIGE RETURN ET UN LINE FEED
00016      FB10  A PSTRNG EQU  $FB10  TRANSMET PCRLF SUIVI DE PDATA
00017          *
00018          *
00019          *****
00020          *
00021          *      ADRESSES DES VARIABLES
00022          *
00023          *****
00024          *
00025          *
00026      1002  A INTER EQU   $1002
00027      1003  A T      EQU   $1003
00028      1004  A P      EQU   $1004
00029      1005  A DH     EQU   $1005
00030      1006  A DL     EQU   $1006
00031      1007  A DH1   EQU   $1007
00032      1008  A DL1   EQU   $1008
00033      1009  A DMAX  EQU   $1009
00034      100A  A DMAXC EQU   $100A
00035      100B  A DMIN  EQU   $100B
00036      100C  A DMINC EQU   $100C
00037      100D  A INDT  EQU   $100D
00038      100F  A CODE  EQU   $100F
00039      1010  A ARRET  EQU   $1010
00040      1012  A VAL   EQU   $1012
00041      1013  A VALC  EQU   $1013
00042      1014  A INDS  EQU   $1014
00043      DFCB  A MIV   EQU   $DFCB
00044          *
00045          *
00046          *
00047A 2050          ORG   $2050
00048          *
00049          *
00050          *****
00051          *
00052          *      DEFINIS LA POSITION DES PILES
00053          *
00054          *****
00055          *
00056          *
00057A 2050 CE 5000  A      LDU   #$5000
00058A 2053 10CE 4500 A      LDS   #$4500
    
```

002 THESE .SA:1 PROGRA

```

1 00059 *
2 00060 *
3 00061 *****
4 00062 *
5 00063 *   INITIALISE L'ACIA UTILISE POUR COMMUNIQUER AVEC L'ORDINATEUR *
6 00064 *   LOCAL ET MET LES VARIABLES INTERNES A ZERO *
7 00065 *
8 00066 *****
9 00067 *
10 00068 *
11 00069A 2057 B6 03 A LDA #X00000011 RESET ACIA
12 00070A 2059 B7 E000 A STA ACST
13 00071A 205C B6 99 A LDA #X10011001 INITIALISE ACIA
14 00072A 205E B7 E000 A STA ACST
15 00073A 2061 8E 1002 A LDX #WINTER
16 00074A 2064 4F MAZ CLRA METS LES VARIABLES A ZERO
17 00075A 2065 A7 80 A STA ,X+
18 00076A 2067 8C 100F A CMPX #CODE
19 00077A 206A 23 FB 2064 BLS MAZ
20 00078A 206C CC 207D A LDD #X207D
21 00079A 206F FD 0FCB A STD MIV
22 00080 *
23 00081 *
24 00082 *****
25 00083 *
26 00084 *   PROGRAMME PRINCIPAL *
27 00085 *
28 00086 *****
29 00087 *
30 00088 *
31 00089A 2072 AD 9F FB08 A EMPTY JSR [INCHCK] VERIFIE SI IL Y A UN CARACTERE SUR L'ECRAN
32 00090A 2076 27 FA 2072 BEQ EMPTY ET SI OUI BRANCHE A LA SUB. TERMIL
33 00091A 2078 BD 2136 A JSR TERMIL
34 00092A 207B 20 F5 2072 BRA EMPTY
35 00093 *
36 00094 *
37 00095 *****
38 00096 *
39 00097 *   SUBROUTINE D'INTERUPTION *
40 00098 *
41 00099 *****
42 00100 *
43 00101 *
44 00102A 207D B6 E000 A LDA ACST BRANCHE A LA SUB. PULSE LORSQUE IL Y A UNE
45 00103A 2080 46 RORA INTERRUPTION EN PROVENANCE DU MICRO-PROCESSEUR
46 00104A 2081 24 03 2086 BCC RIRD LOCAL
47 00105A 2083 BD 2087 A JSR PULSE
48 00106A 2086 3B RIRD RTI
49 00107 *
50 00108 *
51 00109 *****
52 00110 *
53 00111 *   SUBROUTINE PULSE *
54 00112 *   RECOIT LES COMMUNICATIONS EN PROVENANCE DU MICRO-PROCESSEUR LOCAL *
55 00113 *
56 00114 *****
57 00115 *
58 00116 *

```

003 THESE .SA:1 PROGRA

00117A	20B7	B6	E000	A	PULSE	LDA	ACST	CHARGE LE REGISTRE DU STATUT
00118A	20B8	49				ROLA		
00119A	20BB	2B	06	2093		BMI	PRE	BRANCHE SI ERREUR DE PARITE
00120A	20BD	49				ROLA		
00121A	20BE	2B	03	2093		BMI	PRE	BRANCHE SI ERREUR D'OVERRUN
00122A	2090	49				ROLA		
00123A	2091	2A	0D	20A0		BPL	PEDT	
00124A	2093	B6	E001	A	PRE	LDA	ACTRX	ANNULE L'INTERRUPTION
00125A	2096	B6	50	A	PRE2	LDA	#450	DEMANDE DE RETRANSMISSION
00126A	2098	B7	100F	A		STA	CODE	
00127A	209B	B0	212B	A		JSR	TX09	APPEL TX09
00128A	209E	20	42	20E2		BRA	RPULSE	
00129					*			
00130					*			
00131A	20A0	B6	E001	A	PEDT	LDA	ACTRX	CHARGE LE REGISTRE D'ENTREE
00132					*			
00133					*			
00134A	20A3	B1	01	A		CMPA	#401	DEMANDE D'EMISSION
00135A	20A5	26	0A	20B1		BNE	ERDT	NON BRANCHE
00136A	20A7	B6	10	A		LDA	#410	
00137A	20A9	B7	100F	A		STA	CODE	
00138A	20AC	B0	212B	A		JSR	TX09	APPEL TX09
00139A	20AF	20	31	20E2		BRA	RPULSE	
00140					*			
00141					*			
00142A	20B1	B1	02	A	ERDT	CMPA	#402	ERREUR DE TRANSMISSION
00143A	20B3	26	05	20BA		BNE	AR	NON BRANCHE
00144A	20B5	B0	212B	A		JSR	TX09	OUI APPEL TX09
00145A	20B8	20	2B	20E2		BRA	RPULSE	
00146					*			
00147					*			
00148A	20BA	B1	03	A	AR	CMPA	#403	AUCUNE REPONSE ?
00149A	20BC	26	02	20C0		BNE	NDDS	NON BRANCHE
00150A	20BE	20	22	20E2		BRA	RPULSE	OUI BRANCHE
00151					*			
00152					*			
00153A	20C0	B1	04	A	NDDS	CMPA	#404	# DE DATA SUIV ?
00154A	20C2	26	B2	2096		BNE	PRE2	NON BRANCHE
00155A	20C4	B6	90	A		LDA	#490	OUI PRET A RECEVOIR
00156A	20C6	B7	100F	A		STA	CODE	
00157A	20C9	B0	212B	A		JSR	TX09	
00158					*			
00159					*			
00160A	20CC	B8	1005	A		LDX	#DH	
00161A	20CF	B6	E000	A	PRET	LDA	ACST	REGISTRE DE DATA PLEIN ?
00162A	20D2	46				RORA		
00163A	20D3	24	FA	20CF		BCC	PRET	NON BRANCHE
00164A	20D5	B6	E001	A		LDA	ACTRX	OUI CHARGE LE REGISTRE D'ENTREE
00165A	20D8	A7	80	A		STA	,X+	
00166A	20DA	B0	1006	A		CMPL	#DL	RECEPTION DU NUMERO DE CODE COMPLETEE ?
00167A	20DD	2F	FD	20CF		BLE	PRET	NON BRANCHE
00168A	20DF	B0	20E3	A		JSR	VALI	OUI APPEL VALI
00169					*			
00170					*			
00171A	20E2	39				RPULSE	RTS	
00172					*			
00173					*			
00174					*			

004 THESE .SA:1 PROGRA

```

1 00175 *
2 00176 * VERIFIE SI LE NUMERO DE CODE EST VALIDE *
3 00177 *
4 00178 *****
5 00179 *
6 00180 *
7 00181A 20E3 FC 1005 A VALI LDD DH CHARGE LE NUMERO DE CODE DANS L'ACC. D
8 00182A 20E6 10B3 100B A CMPD DMIN COMPARE AU NUMERO DE CODE MINIMUM
9 00183A 20EA 2C 0A 20F6 BGE MPE BRANCHE SI PLUS GRAND OU EGAL
10 00184 *
11 00185 *
12 00186A 20EC B6 30 A NMV LDA #430 NUMERO DE CODE A L'EXTERIEUR DES LIMITES
13 00187A 20EE B7 100F A STA CODE
14 00188A 20F1 BD 212B A JSR TX09 DONC NON VALIDE
15 00189A 20F4 20 31 2127 BRA RVALI BRANCHE
16 00190 *
17 00191 *
18 00192A 20F6 10B3 1009 A MPE CMPD DMAX COMPARE AU NUMERO DE CODE MAXIMUM
19 00193A 20FA 2F 02 20FE BLE CA BRANCHE SI PLUS PETIT OU EGAL
20 00194A 20FC 20 EE 20EC BRA NMV PLUS GRAND BRANCHE
21 00195 *
22 00196 *
23 00197A 20FE B3 100B A CA SUSD DMIN CALCUL DE L'ADRESSE POUR
24 00198A 2101 C3 7000 A ADDD #57000 VERIFIER LA VALIDITE
25 00199A 2104 FD 100D A STD INDT
26 00200A 2107 BE 100D A LDX INDT
27 00201 *
28 00202 *
29 00203A 210A A6 84 A LDA 0,X
30 00204A 210C 47 ASRA
31 00205A 210D 25 0A 2119 BCS NVC2 BRANCHE SI VALIDE
32 00206A 210F 86 30 A LDA #430 NUMERO NON VALIDE
33 00207A 2111 B7 100F A STA CODE
34 00208A 2114 BD 212B A JSR TX09
35 00209A 2117 20 0E 2127 BRA RVALI BRANCHE
36 00210A 2119 FC 1005 A NVC2 LDD DH SAUVE LE PRESENT NUMERO DE CODE
37 00211A 211C FD 1007 A STD DH1
38 00212A 211F 84 20 A LDA #420 NUMERO VALIDE
39 00213A 2121 B7 100F A STA CODE
40 00214A 2124 BD 212B A JSR TX09
41 00215A 2127 39 RVALI RTS
42 00216 *
43 00217 *
44 00218 *****
45 00219 *
46 00220 * SUBROUTINE DE COMMUNICATION AVEC LE MICRO-PROCESSEUR LOCAL *
47 00221 *
48 00222 *****
49 00223 *
50 00224 *
51 00225A 212B B6 E000 A TX09 LDA ACST LE REGISTRE DE TRANSMISSION EST VIDE ?
52 00226A 212B 44 LSRA
53 00227A 212C 44 LSRA
54 00228A 212D 24 F9 212B BCC TX09 NON BRANCHE
55 00229A 212F B6 100F A LDA CODE OUI CHARGE LE REGISTRE DE TRANSMISSION
56 00230A 2132 B7 E001 A STA ACTRX
57 00231A 2135 39 RTS
58 00232 *

```

005 THESE .SA:1 PROGRA

```

00233 *
00234 *****
00235 *
00236 *          SUBROUTINE DE COMMUNICATION AVEC L'UTILISATEUR          *
00237 *                                                                 *
00238 *****
00239 *
00240 *
00241A 2136 AD  9F F006 A TERMIL JSR  [INCH]  VA CHERCHER LE CARACTERE SUR L'ECRAN
00242A 213A B1  53      A      CMPA  #953   LE CARACTERE EST-IL "S" ?
00243A 213C 1026 013D 227D      LBNE  RTERM  NON BRANCHE
00244 *
00245 *
00246A 2140 BE  0100      A      LDY  #ENTRE  QUI AFFICHE LE MENU
00247A 2143 AD  9F F810 A RECOM  JSR  [PSTRNG]
00248A 2147 AD  9F F806 A      JSR  [INCH]  VA CHERCHER UN CARACTERE SUR L'ECRAN
00249 *
00250 *
00251A 214B B1  31      A      CMPA  #431   NOUVEAU MAXIMUM ?
00252A 214D 24  3B 21B7      BNE  CMIN   NON BRANCHE
00253 *
00254 *
00255A 214F BE  026E      A      LDY  #MAXACT  QUI TRANSMET L'ANCIEN MAXIMUM
00256A 2152 AD  9F F810 A      JSR  [PSTRNG]
00257A 2156 B6  1009      A      LDA  DMAX
00258A 2159 BD  22F7      A      JSR  HEXASC
00259A 215C BA  100A      A      LDA  DMAXC
00260A 215F AD  9F F80E      JSR  [PCRLF]
00261 *
00262 *
00263A 2163 CC  100A      A      LDY  #DMAXC  PREPARE L'APPEL DE RECEP
00264A 2166 FD  1010      A      STD  ARRET
00265A 2169 108E 1009      A      LDY  #DMAX
00266A 216D BE  027C      A      LDY  #CMAXM
00267A 2170 BD  227E      A      JSR  RECEP  APPEL RECEP
00268 *
00269 *
00270A 2173 BE  02CA      A      LDY  #MESS1  DEMANDE SI L'UTILISATEUR VEUT FAIRE UNE AUTRE
00271A 2176 BD  22A7      A      JSR  AUTCH  SELECTION
00272A 2179 C1  01      A      CMPB  #401
00273A 217B 27  C6 2143      BEQ  RECOM  OUI BRANCHE
00274A 217D 8E  02FD      A      LDY  #FINM  NON MOT DE LA FIN
00275A 2180 AD  9F F810 A      JSR  [PSTRNG]
00276A 2184 16  00F6 227D      LBRA  RTERM  BRANCHE
00277 *
00278 *
00279A 2187 B1  32      A  CMIN  CMPA  #432   NOUVEAU MINIMUM ?
00280A 2189 26  3B 21C6      BNE  CVAL   NON BRANCHE
00281 *
00282 *
00283A 218B BE  029C      A      LDY  #MINACT  QUI TRANSMET L'ANCIEN MINIMUM
00284A 218E AD  9F F810 A      JSR  [PSTRNG]
00285A 2192 B6  100B      A      LDA  DMIN
00286A 2195 BD  22F7      A      JSR  HEXASC
00287A 2198 B6  100C      A      LDA  DMINC
00288A 219B BD  22F7      A      JSR  HEXASC
00289A 219E AD  9F F80E      JSR  [PCRLF]
00290 *

```


006 THESE .SA:1 PROGRA

```

0 00291          *
0 00292A 21A2 CC 100C A   LDD  #DMINC  OUI PREPARE L'APPEL DE RECEP
0 00293A 21A5 FD 1010 A   STD  ARRET
0 00294A 21A8 108E 100B A   LDY  #DMIN
0 00295A 21AC BE 02AA A   LDX  #CMINM
0 00296A 21AF BD 227E A   JSR  RECEP  APPEL RECEP
0 00297          *
0 00298          *
0 00299A 21B2 BE 02CA A   LDX  #MESS1  DEMANDE SI L'UTILISATEUR VEUT FAIRE UN AUTRE
0 00300A 21B5 BD 22A7 A   JSR  AUTCH  SELECTION
0 00301A 21B8 C1 01 A     CMPB #01
0 00302A 21BA 27 87 2143 BEQ  RECOM  OUI BRANCHE
0 00303A 21BC BE 02FD A   LDX  #FINM  NON MOT DE LA FIN
0 00304A 21BF AD 9F F810 A JSR  [PSTRNG]
0 00305A 21C3 14 00B7 227D LBRA  RTERM  RETOUR
0 00306          *
0 00307          *
0 00308A 21C6 B1 33 A CVAL CMPA  #133  VALIDATION OU INVALIDATION D'UN CODE ?
0 00309A 21C8 26 5F 2229 BNE  OUV  NON BRANCHE
0 00310A 21CA CC 1013 A CVALP LDD  #VALC  OUI PREPARE L'APPEL DE RECEP
0 00311A 21CD FD 1010 A   STD  ARRET
0 00312A 21D0 108E 1012 A   LDY  #VAL
0 00313A 21D4 BE 030F A   LDX  #CVALM
0 00314A 21D7 BD 227E A   JSR  RECEP  APPEL RECEP
0 00315          *
0 00316          *
0 00317A 21DA FC 1012 A   LDD  VAL  CHARGE LE NUMERO DE CODE DANS L'ACC. D
0 00318A 21DD 10B3 100B A   CMPB DKIN  COMPARE AU NUMERO DE CODE MINIMUM
0 00319A 21E1 2C 0C 21EF BGE  NPG1  BRANCHE SI PLUS GRAND OU EGAL
0 00320          *
0 00321          *
0 00322A 21E3 BE 0351 A NNV1 LDX  #CVALM1 NUMERO A L'INTERIEUR DES LIMITES
0 00323A 21E6 BD 22A7 A   JSR  AUTCH
0 00324A 21E9 C1 01 A     CMPB #01  VOULEZ VOUS CONTINUER
0 00325A 21EB 27 8D 21CA BEQ  CVALP  OUI BRANCHE
0 00326A 21ED 20 31 2220 BRA  RTERM  NON BRANCHE
0 00327          *
0 00328          *
0 00329A 21EF 10B3 1009 A NPG1 CMPD  DMAX  COMPARE AU NUMERO DE CODE MAXIMUM
0 00330A 21F3 2F 02 21F7 BLE  CA1  BRANCHE SI PLUS PETIT OU EGAL
0 00331A 21F5 20 EC 21E3 BRA  NNV1  PLUS GRAND BRANCHE
0 00332          *
0 00333          *
0 00334A 21F7 B3 100B A CA1  SUBD  DMIN  CALCUL DE L'ADRESSE RELATIVE DU NUMERO DE CODE
0 00335A 21FA C3 7000 A   ADDD #47000
0 00336A 21FD FB 1012 A   STD  VAL
0 00337A 2200 10BE 1012 A   LDY  VAL
0 00338          *
0 00339          *
0 00340A 2204 BE 038F A   LDX  #CVALM2 NUMERO DE CODE VALIDE ?
0 00341A 2207 BD 22A7 A   JSR  AUTCH
0 00342A 220A C1 01 A     CMPB #01
0 00343A 220C 27 04 2212 BEQ  VALIDE  OUI BRANCHE
0 00344A 220E 6F A4 A     CLR  ,Y  NON INVALIDE LE NUMERO DE CODE
0 00345A 2210 20 04 2216 BRA  ENCORE
0 00346A 2212 6F A4 A     CLR  ,Y  VALIDE LE NUMERO DE CODE
0 00347A 2214 6E A4 A     INC  ,Y
0 00348          *

```

007 THESE .SA:1 PROGRA

```

00349
00350A 2216 8E 039C A ENCORE LDX #CVALM3 L'UTILISATEUR DESIRE T-IL CONTINUER ?
00351A 2219 BD 22A7 A JSR AUTCH
00352A 221C C1 01 A CMPB #401
00353A 221E 27 AA 21CA BEQ CVALP OUI BRANCHE
00354A 2220 8E 02FD A RTERM LDX #FINM NON MOT DE LA FIN
00355A 2223 AD 9F FB10 A JSR [PSTRNG]
00356A 2227 20 54 227D BRA RTERM RETOUR
00357
00358
00359A 2229 B1 34 A DUV CMPA #434 OUVERTURE PERMANENTE ?
00360A 222B 26 0D 223A BNE FER NON BRANCHE
00361A 222D 86 60 A LDA #460 OUI COMMUNIQUE L'ORDRE AU 6802
00362A 222F B7 100F A STA CODE
00363A 2232 BD 2128 A JSR TX09
00364A 2235 BE 03CB A LDX #DUVM
00365A 2238 20 20 225A BRA OFA BRANCHE
00366
00367
00368A 223A B1 35 A FER CMPA #435 FERMETURE PERMANENTE ?
00369A 223C 26 9D 224B BNE ANN NON BRANCHE
00370A 223E 86 70 A LDA #470 OUI COMMUNIQUE L'ORDRE AU 6802
00371A 2240 B7 100F A STA CODE
00372A 2243 BD 2128 A JSR TX09
00373A 2246 8E 0389 A LDX #FERM
00374A 2249 20 0F 225A BRA OFA BRANCHE
00375
00376
00377A 224B B1 36 A ANN CMPA #436 ANNULE L'ORDRE D'OUVERTURE OU DE FERMETURE ?
00378A 224D 26 24 2273 BNE MERRE NON BRANCHE
00379A 224F 86 80 A LDA #480 OUI COMMUNIQUE L'ORDRE AU 6802
00380A 2251 B7 100F A STA CODE
00381A 2254 BD 2128 A JSR TX09
00382A 2257 8E 03DB A LDX #ANNM
00383A 225A AD 9F FB10 A OFA JSR [PSTRNG]
00384A 225E 8E 02CA A LDX #MESS1 L'UTILISATEUR VEUT-T-IL FAIRE UN AUTRE SELECTION ?
00385A 2261 BD 22A7 A JSR AUTCH
00386A 2264 C1 01 A CMPB #401
00387A 2266 1027 FED9 2143 LBEQ RECOM OUI BRANCHE
00388A 226A 8E 02FD A LDX #FINM NON MOT DE LA FIN
00389A 226D AD 9F FB10 A JSR [PSTRNG]
00390A 2271 20 0A 227D BRA RTERM RETOUR
00391
00392
00393A 2273 AD 9F FB0E MERRE JSR [PCRLF] LE CARACTERE NE CORRESPOND PAS AUX CARACTERES
00394A 2277 8E 0242 A LDX MERREUR VALIDE/ MESSAGE D'ERREUR
00395A 227A 16 FED6 2143 LBRA RECOM BRANCHE
00396A 227D 39 RTERM RTS
00397
00398
00399
0400
0500
0600
0700
1000
2000
3000
00406A 227E AD 9F FB0E RECEP JSR [PCRLF]

```

```

*****
*
* RECDIT LES NUMEROS DE CODE EN PROVENANCE DU TERMINAL *
*
*****

```

00B THESE .SA:1 PROGRA

```

0 00407A 22B2 AD 9F F810 A JSR [PSTRNG]
0 00408A 22B6 AD 9F F806 A LSB JSR [INCHE] VA CHERCHER LE CODE ASCII
0 00409A 22BA BD 22CF A JSR ASCHEX SAUTE A LA SUBROUTINE DE CONVERSION ASCII A HEXA
0 00410A 22BD 1F 89 A TFR A,B REARRANGE LES CODES ASCII RECUS PAR PAIRE DE DEUX
0 00411A 22BF 58 LSLB POUR FORMER UN BYTE
0 00412A 2290 58 LSLB
0 00413A 2291 58 LSLB
0 00414A 2292 58 LSLB
0 00415A 2293 AD 9F F806 A JSR [INCHE]
0 00416A 2297 BD 22CF A JSR ASCHEX
0 00417A 229A 34 04 A PSHJ B
0 00418A 229C AD C4 A ADDA ,U
0 00419A 229E A7 80 A STA ,Y+
0 00420A 22A0 10BC 1010 A CMPY ARRET
0 00421A 22A4 2F E0 22B6 BLE LSB
0 00422A 22A6 39 RTS
01 00423 *
02 00424 *
03 00425 *****
04 00426 *
05 00427 * VERIFIE SI LE CARACTERE RECU EST UN OUI (O) OU UN NON (N) *
06 00428 *
07 00429 *****
08 00430 *
09 00431 *
10 00432A 22A7 5F AUTCH CLR B
11 00433A 22AB DF 1014 A STX INDS
12 00434A 22AB AD 9F F80E RECOM1 JSR [PCRLF]
13 00435A 22AF AD 9F F810 A JSR [PSTRNG]
14 00436A 22B3 AD 9F F806 A JSR [INCHE]
15 00437A 22B7 81 4F A CMPA #4F
16 00438A 22B9 36 0A 22C5 BNE NON
17 00439A 22BB AD 9F F80E JSR [PCRLF] OUI IL VEUT EN FAIRE
18 00440A 22BF 8E 0126 A LDX #ENTRE1
19 00441A 22C2 5C INCB
20 00442A 22C3 20 09 22CE BRA RAUTCH
21 00443A 22C5 81 4E A NON CMPA #4E LE CODE ASCII CORRESPOND T-IL A UN NON ?
22 00444A 22C7 27 05 22CE BEQ RAUTCH OUI BRANCHE
23 00445A 22C9 BE 1014 A LDX INDS LE CODE ASCII NE CORRESPOND PAS A O OU N
24 00446A 22CC 20 DD 22AB BRA RECOM1 BRANCHE
25 00447A 22CE 39 RAUTCH RTS
26 00448 *
27 00449 *
28 00450 *****
29 00451 *
30 00452 * FAIT LA CONVERSION D'ASCII A HEXA. *
31 00453 *
32 00454 *****
33 00455 *
34 00456 *
35 00457A 22CF 81 30 A ASCHEX CMPA #30 VERIFIE SI LE CODE ASCII RECU EST
36 00458A 22D1 2D 16 22E9 BLT ASCIIIF VALIDE EN HEXADECIMALE
37 00459A 22D3 81 39 A CMPA #39
38 00460A 22D5 2F 0E 22E5 BLE CONV
39 00461A 22D7 81 41 A CMPA #41
40 00462A 22D9 2D 0E 22E9 BLT ASCIIIF
41 00463A 22DB 81 46 A CMPA #46
42 00464A 22DD 2E 0A 22E9 BGT ASCIIIF

```

009 THESE .SA:1 PROGRA

```

0 00465A 22DF 36 02 A PSHU A ADDITIONNE 9 HEXA AU CODE RECU
0 00466A 22E1 B6 09 A LDA #09
0 00467A 22E3 AB C4 A ADDA ,U
0 00468A 22E5 B4 0F A CDNV ANDA #0F FAIT LA CONVERSION D'ASCII A HEXA.
0 00469A 22E7 20 0D 22F6 BRA RASHEX
0 00470A 22E9 0E 02FA A ASCIIIF LDX #ASCII LE CODE ASCII RECU N'EST PAS VALIDE EN HEXA.
0 00471A 22EC AD 9F FB0C A JSR [PDATA]
0 00472A 22F0 AD 9F FB0C A JSR [INCH] VA CHERCHER UN NOUVEAU CODE ASCII POUR
0 00473A 22F4 20 09 22CF BRA ASCHEX LE CODE NON VALIDE
0 00474A 22F6 39 RASHEX RTS
0 00475 *
0 00476 *
0 00477 *****
0 00478 *
0 00479 * FAIT LA CONVERSION D'HEXA. A ASCII *
0 00480 *
0 00481 *****
0 00482 *
0 00483 *
0 00484A 22F7 1F 09 A HEXASC TFR A,B SEPARER LE BYTE EN DEUX
0 00485A 22F9 44 LSRA MET LA PARTIE LS DU BYTE CONTENU DANS
0 00486A 22FA 44 LSRA L'ACC. A A ZERO
0 00487A 22FB 44 LSRA
0 00488A 22FC 44 LSRA
0 00489A 22FD 81 09 A CMPA #09 PLUS PETIT OU EGAL A 9 ?
0 00490A 22FF 2E 04 2305 BGT CHA NON BRANCHE
0 00491A 2301 8B 30 A ADDA #30 OUI ADDITIONNE 30 HEXA.
0 00492A 2303 20 04 2309 BRA ASCTE0 BRANCHE
0 00493A 2305 80 09 A CHA SUBA #09
0 00494A 2307 8B 40 A ADDA #40 ADDITIONNE 40 HEXA.
0 00495A 2309 AD 9F FB0A A ASCTE0 JSR [DUTCH] TRANSMET LE PREMIER CODE ASCII SUR L'ECRAN
0 00496A 230B 36 04 A PSHU B MET LA PARTIE MS DU BYTE CONTENU DANS
0 00497A 230F B6 0F A LDA #0F L'ACC. B A ZERO
0 00498A 2311 A4 C4 A ANDA ,U
0 00499A 2313 81 09 A CMPA #09 PLUS PETIT OU EGAL A 9
0 00500A 2315 2E 04 231B BGT CHA1 NON BRANCHE
0 00501A 2317 8B 30 A ADDA #30 OUI ADDITIONNE 30 HEXA.
0 00502A 2319 20 04 231F BRA ASCTE1 BRANCHE
0 00503A 231B 80 09 A CHA1 SUBA #09
0 00504A 231D 8B 40 A ADDA #40 ADDITIONNE 40 HEXA.
0 00505A 231F AD 9F FB0A A ASCTE1 JSR [DUTCH] TRANSMET LE DEUXIEME CODE ASCII SUR L'ECRAN
0 00506A 2323 39 RTS RETOUR
0 00507 *
0 00508 *
0 00509A 0100 DRG #0100
0 00510 *
0 00511 *
0 00512A 0100 51 A ENTREE FCC 'QUEL CHANGEMENT DESIREZ VOUS APPORTER?',#0D,#0A,#0A
0 00513A 0126 31 A ENTREE1 FCC '1_CHANGER LES LIMITES DU MAXIMUM ? ',#0D,#0A
0 00514A 0149 32 A ENTREE2 FCC '2_CHANGER LES LIMITES DU MINIMUM ? ',#0D,#0A
0 00515A 016C 33 A ENTREE3 FCC '3_VALIDER OU INVALIDER UN NOUVEAU CODE ? ',#0D,#0A
0 00516A 0195 34 A ENTREE4 FCC '4_OUVERTURE PERMANENTE DE LA BARRIERE ? ',#0D,#0A
0 00517A 01BD 35 A ENTREE5 FCC '5_FERMETURE PERMANENTE DE LA BARRIERE ? ',#0D,#0A
0 00518A 01E5 36 A ENTREE6 FCC '6_ANNULER L ORDRE DE FERMETURE OU D OUVERTURE PERM. ',#0D
0 00519A 0218 53 A ENTREE7 FCC 'SVP ENTREZ LE NUMERO QUE VOUS AVEZ CHOISI ',#04
0 00520A 0242 53 A ERREUR FCC 'SVP SELECTIONNEZ DE NOUVEAU 1,2,3,4,5 OU 6 ? ',#04
0 00521A 026E 4D A MAXACT FCC 'MAXIMUM ACTUEL ',#04
0 00522A 027C 45 A CHMAX FCC 'ENTREZ LE NOUVEAU MAXIMUM ____ ',#04

```

010 THESE .SA:1 PROGRA

```

0 00523A 029C 4D A MINACT FCC 'MINIMUM ACTUEL', $04
0 00524A 02AA 45 A CMINM FCC 'ENTREZ LE NOUVEAU MINIMUM ____', $04
0 00525A 02CA 44 A MESS1 FCC 'DESIREZ VOUS FAIRE UNE NOUVELLE SELECTION (D,N)?', $04
0 00526A 02FA 30 A ASCIIM FCC $08,$ 07,$04
0 00527A 02FB 53 A FINM FCC 'SELECTION TERMINEE', $0A,$0A,$0A,$0A,$0A,$0D,$04
0 00528A 030F 45 A CVALM FCC 'ENTREZ LE NUMERO DE CODE QUE VOUS DESIREZ', $0D,$0A
0 00529A 0339 56 A CVAMO FCC 'VALIDEZ OU INVALIDEZ ____', $04
0 00530A 0351 4E A CVALM1 FCC 'NUMERO A L EXTERIEUR DES LIMITES', $0D,$0A
0 00531A 0372 44 A XVALM1 FCC 'DESIREZ VOUS CONTINUER (D,N)?', $04
0 00532A 038F 56 A CVALM2 FCC 'VALIDE (D,N)', $04
0 00533A 039C 44 A CVALK3 FCC 'DESIREZ VOUS CONTINUER (D,N)?', $04
0 00534A 03B9 42 A FERH FCC 'BARRIERE FERMEE', $04
0 00535A 03CB 42 A OUVH FCC 'BARRIERE OUVERTE', $04
0 00536A 03DB 4F A ANNM FCC 'ORDRE ANNULE', $04
0 00537 END
EL ERRORS 00000--00000
EL WARNINGS 00000--00000

```

BIBLIOGRAPHIE

1. Allen Charles A., CMOS DESIGN MANUAL, Master Logic, 1978
2. Boutin Noël, CIRCUIT DE COMMUNICATION, Université de Sherbrooke, août 1980.
3. Chipman Robert A., THEORY AND PROBLEMS OF TRANSMISSION LINES, McGraw-Hill, 1968, 230 pages.
4. Clark Kenneth K., Hess Donald T., COMMUNICATION CIRCUIT: ANALYSIS AND DESIGN, Addison Wesley, 1971, 648 pages.
5. Eyraud, Grange, Ohanessian, THEORIE ET TECHNIQUE DES ANTENNES, Uvibert, 1976.
6. Gialoletto L.S., ELECTRONICS DESIGNER'S HANBOOK, McGraw-Hill, 1977.
7. Gupia K. C., Garg Ramesh, Bahl I.S., MICROSTRIP LINES AND SCOTLINES, Artech, 1979, 377 pages.
8. Harlan Howe Jr, STRIPLINE CIRCUIT DESIGN, Artech, 1974.
9. Hayward W. H., INTRODUCTION TO RADIO FREQUENCY DESIGN, Prentice-Hall 2982, 383 pages.
10. Hewlett Packard, DIODE AND TRANSISTOR DESIGNER'S CATALOG 1982-83, Catalog 1982-83, 235 pages.
11. Hewlett Packard, APPLICATION NOTE 923 SCHOTTKY BARRIER DIODE VIDEO DETECTION, 1979.

12. Hewlett Packard, APPLICATION NOTE 969 AN OPTIMUM ZERO BIAS SCHOTTKY DETECTOR DIODE, 1978.
13. Kash Richard, BUILDING QUALITY ANALOG CIRCUIT WITH C-MOS LOGIC ARRAYS, Electronics, août 1981, pages 109-112.
14. Kraus John D., Carver Keith R., ELECTROMAGNETICS, McGraw-Hill, 1973, 828 pages.
15. Motorola, MOTOROLA RF DATA MANUEL, 1980.
16. Norton Jerry Jr, DROP YOUR CUST. BUT NOT YOUR BITS WITH A MANCHETER DATA DECODER, Electronic Design, juillet 1979, pages 110-116.
17. Polaroid, ULTRASONIC RANGING SYSTEM, Polaroid.
18. RCA. RF/MICROWAVE DEVICES, 1975 Databook Series, 188 pages.
19. RCA. RF POWER TRANSISTOR MANUAL, 178 pages.
20. Richard Sylvio, MICRO ELECTRONIQUE, Université de Sherbrooke, 1980.
21. Sakuragi J., Kimura Y., Kameda K., Kamata S., MICROWAVE AUTOMATIC VEHICLE IDENTIFICATION SYSTEM, Toshiba Corporation.
22. Sanders L., ENCODING SCHEMES IN SERIAL DATA COMMUNICATION, Electronics Engineering, juillet 1981, pages 117-127.
23. Southwest Technical Products Corporation, 6809 COMPUTER SYSTEM.
24. Watson H. A., MICROWAVE SEMICONDUCTOR DEVICES AND THEIR CIRCUIT APPLICATIONS, McGraw-Hill, 1969.