

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

**MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES**

**COMME EXIGENCE PARTIELLE
DE LA MAÎTRISE EN ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE**

**PAR
ELASRI BRAHIM**

**ÉTUDE D'UN BLOC DE TRANSMISSION RADIO
DANS UN SYSTÈME DE MESURE**

MAI 1997

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

SOMMAIRE

Ce travail vise l'étude et le développement d'un bloc prototype de transmission radio en vue d'être intégré dans un système de mesure.

L'étude répond à des besoins directs du projet de recherche concernant " Les systèmes de mesures intégrés pour la surveillance et la gestion environnementale ", qui visent le développement d'une sonde de mesure intégrée, et qui est poursuivi au laboratoire de système de mesure à l'UQTR .

Les données de mesure doivent être transmises en temps réel par radio du point de mesure vers un réseau de communication d'une usine ou directement au laboratoire de surveillance environnementale dont la fonction principale est l'acquisition et le traitement des données recueillies .

Pour éviter l'utilisation des moyens inefficaces de transmission de données, tels que le réseau commuté, lignes spécialisées ...etc., et compte tenu du surcroît de fiabilité, d'efficacité et de coût que nécessite, comme notre cas, la transmission de données de mesures précises, il n'est donc guère étonnant que nous choissions la solution de la transmission par radio à des fréquences UHF à faible débit, permettant de régler le problème d'émission ou de réception par l'adjonction toute simple et de faible coût, d'un unique composant spécialisé pour concevoir deux modules UHF miniatures pré-réglés tant en émission qu'en réception, que nous pouvons intégrer facilement ensuite dans la sonde de mesure.

C'est une solution qui permet des liaisons avec des endroits isolés, d'accès difficile (désert, haute montagne, îles) de plus les équipements peuvent être transportables (liaison temporaire) ; elle permet aussi d'obtenir d'excellents résultats à moindres frais.

La portée de transmission souhaitée est de 200 à 500 mètres. La fiabilité et la faible consommation de l'émetteur sont les caractéristiques primordiales.

Afin d'atteindre ces objectifs on a procédé en deux étapes :

- La première concerne l'étude et la réalisation d'un bloc prototype de transmission radio qui permettra d'assurer une communication unidirectionnelle entre un capteur, représenté par un micro-ordinateur au cours des essais, et un micro-ordinateur, celui-ci assurera l'acquisition des données de mesure et de stockage des paramètres usagers pour un traitement statistique ultérieur en vue d'analyser les résultats de la qualité de transmission. La communication se fait par l'intermédiaire d'un canal radio UHF via une liaison RS-232

- La deuxième partie traitera de l'étude du prototype et des recommandations pour l'intégration du système en technologie VLSI.

Pour la réalisation du prototype l'étude consiste à :

I - Faire une analyse des réglementations canadiennes s'appliquant à la transmission hertzienne de très hautes fréquences, et le choix d'une gamme

de fréquences adéquates pour le système.

- 2 - Faire une analyse des équipements pertinents disponibles dans le marché et le choix des deux puces pour la partie RF du prototype.
- 3 - Réaliser le prototype et élaborer un logiciel permettant de gérer la communication entre l'émetteur et le récepteur afin de pouvoir évaluer la qualité de transmission assurée par notre prototype.

Le système doit satisfaire aux conditions principales suivantes :

- 1 - Faible consommation de l'émetteur.
- 2 - Matériel robuste, pour qu'il soit résistant aux chocs et aux manipulations humaines et climatiques.
- 3 - Flexible et simple pour permettre des modifications dans le futur si nécessaire.
- 4 - Fiable permettant d'obtenir des résultats excellents et de minimiser les risques d'erreurs de transmission.
- 5 - Un coût très compétitif.

REMERCIEMENTS

Toute ma gratitude va au professeur André Jacob, directeur du département du génie électrique à l'UQTR, pour avoir dirigé cette recherche et entouré ce travail de toute sa compétence, de sa sollicitude et de ses précieux encouragements. Malgré ses multiples occupations, il a toujours su m'apporter une assistance technique soutenue et un support chaleureux.

J'adresse ma respectueuse reconnaissance à l'ingénieur Rémy Simard, mon co-directeur de recherche, qui m'a fait si généreusement l'honneur de ses commentaires et suggestions, durant toutes les étapes de ce travail.

Je les remercie tous les deux très sincèrement.

Je remercie également très vivement le Docteur Andrzej Barwicz de m'avoir confié ce travail. Je le remercie de son aide, de ses interventions et de ses précieux conseils qui ont facilité la réalisation de ce travail.

Je saisis cette occasion, pour remercier tous les professeurs de l'école d'ingénierie de l'UQTR, pour les connaissances qu'ils m'ont apportées et du support pédagogique qu'ils m'ont donné tout au long de mes études à l'UQTR.

Je rends hommage à Madame Louise Lepage, responsable de l'atelier et du magasin d'électronique, et à Madame Denise Philibert, secrétaire du département

du génie électrique, pour leur extrême gentillesse ainsi que pour les nombreux services qu'elles m'ont rendus.

Ma profonde reconnaissance va aux responsables et au personnel de l'Office National des postes et télécommunications du Royaume du Maroc, pour leur confiance et l'occasion qu'ils m'ont accordées pour poursuivre mes études supérieures.

Je ne saurais terminer sans exprimer toute ma gratitude et mes profonds sentiments envers ma famille qui m'a supporté tout au long de mes études.

Que mes amis et collègues acceptent mes sincères remerciements pour leurs supports et tous les moments précieux qu'ils ont partagés. Je cite particulièrement, le professeur Chériti, Ba-Razzouk, Heissem, Abou Yazid, Boubker, Nabil, Iraqui.

LISTE DES FIGURES

Fig. 2-1 Schéma d'une liaison de données.....	13
Fig. 2-2 Schéma synoptique de la transmission d'un message numérique par canal radio UHF.....	14
Fig.2.3 Nature du sens de communication : a) Unidirectionnelle "simplex" b) Bidirectionnelle à l'alternat "Half duplex" , c) Bidirectionnelle intégrale "Full duplex".....	16
Fig. 2.4 Format de transmission asynchrone (RS-232).....	18
Fig. 2.5 Liaison de données en mode de commande.....	21
Fig. 2.6 Source et puits d'information.....	22
Fig. 2.7 Contrôle d'une liaison point à point par sélection.....	23
Fig. 2.8 Contrôle d'une liaison point à point par invitation à émettre.....	23
Fig. 2.9 Les deux configurations de liaison point à point.....	24
Fig.3.1 Détection du signal numérique	31
Fig. 3-2 Principe de détection d'erreur par écho.....	41
Fig.3-3 Principe de détection d'erreur par répétition de messages.....	42
Fig. 3-4 Format d'une trame du message émis.....	44
Fig. 3.5 Format des mots et du checksum.....	45
Fig.3-6 Décomposition de la durée de transmission d'un bloc.....	52
Fig. 3-7 Variation du débit efficace maximum en fonction de la longueur des blocs.....	56
Fig. 3-8 Structure générale du programme émetteur, (mode unidirectionnel).....	59
Fig. 4-1 Schéma synoptique du module émetteur.....	61

Fig. 4.2	Convertisseur de niveau pour le transmetteur	64
Fig. 4.3	Schéma synoptique du module récepteur	65
Fig. 4.4	Récepteur " Amplifier-sequenced hybride " (ASH).....	66
Fig. 4.5	Diagramme séquentiel [21]	67
Fig. 4.6	Convertisseur de niveau pour le récepteur.....	69
Fig. 4.7	Antenne quart d'onde avec son plan de sol.....	71
Fig. 4.8	Antenne typique courte (Pour 418Mhz)	73
Fig. 4.9	Gain d'antenne en fonction du rapport L/λ ,	74
Fig. 4.10	Atténuation en fonction de l'emplacement de l'antenne réceptrice, A) sens vertical, B) sens horizontal.....	75
Fig. 4.11	Connexion émetteur - antenne	76
Fig. 4.12	Schéma équivalent de la connexion émetteur-antenne.....	76
Fig. 4.13	Puissance de réception en champ libre vs distance	80
Fig. 4-14	Banc d'essai pour la liaison de transmission	84
Fig. 4.15	Blindage et filtrage du bruit de fond.....	86
Fig. V-1	Antenne courte, (a) : tableau des dimensions pour 418 Mhz	90
	et 916 Mhz, (b) : Dimension pour 916.5 Mhz	90
Fig. V-2	Module d'acquisition de données (mode half-duplex).....	94
Fig. V-3	Organigramme général. du programme du capteur	97
Fig. V-4	Structure hybride du module radio de communication	102
Fig.V-5	Grandes étapes d'intégration en ITGE	104
Fig. V-6	Méthodologie d'implantation proposée par la CMC.....	107

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1. Avantages et inconvénients des différentes structures d'oscillateurs.....	7
Tableau III-1 Récapitulatif de la comparaison des trois modes de transmission numériques : OOK, PSK et FSK.....	36
Tableau III-2.....	50
Tableau IV-1 Puissance de réception vs distance	80
Tableau IV-2 Puissance de réception à travers les obstacles.....	82
Tableau V-2 Prix des composants constituant les modules radio.....	103

TABLES DES MATIERES

SOMMAIRE.....	I
REMERCIEMENTS.....	IV
LISTE DES FIGURES	VI
LISTE DES TABLEAUX.....	VIII
TABLE DES MATIERES.....	IX
<u>Chapitre I</u>	1
<u>Introduction</u>	1
I - 1 Disposition du mémoire.....	1
I - 2 Aperçu historique	2
I - 3 Problématique	8
I - 4 Objectif de l'étude.....	9
I - 5 Analyse des réglementations canadiennes des transmissions de très hautes fréquences.....	11
<u>Chapitre II</u>	13
<u>Analyse d'une liaison de communication UHF pour les données</u>	13
II - 1 Analyse d'une liaison de donnée UHF	13

II - 1 - 1 Aspect physique et logique d'une liaison de communication.....	15
II - 1 - 1 - 1 Sens de communication.....	15
II - 1 - 1 - 2 Equipement de connexion.....	16
II - 1 - 2 Aspect logique de la liaison de données	19
II - 1 - 2 - 1 Gestion de la liaison et phénomène de collision	19
II - 1 - 3 Bruits et interférences.....	26
II - 1 - 3 - 1 Source et niveau tolérables du bruit.....	26
II - 1 - 3 - 2 Source et niveau tolérables des interférences	27
<u>Chapitre III</u>	29
<u>Modes de transmission et codages</u>	29
III - 1 Performances des modulations bivalentes.....	29
III - 1 - 1 Taux d'erreur dans une transmission binaire	30
III - 1 - 2 Choix du type de modulation.....	37
III - 1 - 3 Choix de la fréquence d'opération	38
III - 2 Principe de détection d'erreurs	40
III - 2 - 1 Détection d'erreurs par écho	40
III - 2 - 2 Détection par répétition de messages	41
III - 2 - 3 Détection par codes.....	43
III - 2 - 3 - 1 Format du message à transmettre	44
III - 2 - 3 - 2 Longueur optimum des messages.....	45
III - 2 - 4 Programme de gestion de protocole.....	57

<u>Chapitre IV</u>	61
<u>Description du matériel utilisé et de ses fonctions</u>	61
IV - 1 Le module émetteur	61
IV - 1 - 1 Le circuit hybride émetteur.....	62
IV - 1 - 2 Convertisseur de niveau.....	63
IV - 2 Le module récepteur	65
IV - 2 - 1 Le circuit hybride récepteur.....	65
IV - 2 - 2 Convertisseur de niveau.....	69
IV - 3 Antenne	70
IV - 3 - 1 Type d'antenne utilisée	70
IV - 3 - 1 - 1 Résistance de rayonnement et impédance	72
IV - 3 - 1 - 2 Gain de l'antenne utilisée.....	72
IV - 3 - 2 Placement physique de l'antenne de réception	74
IV - 4 Étude expérimentale	75
IV - 4 - 1 Mesure de la puissance émise.....	76
IV - 4 - 2 Mesure de la puissance de réception en fonction.....	79
de la distance	79
IV - 4 - 2 - 1 Mesure en champ libre (sans obstacle).....	79
IV - 4 - 2 - 2 Mesure de la puissance de réception en présence d'obstacles.....	81
IV - 4 - 3 Mesure du niveau d'interférence	82
IV - 4 - 4 Sensibilité du prototype	83
IV - 4 - 5 Essai de la liaison de transmission	84
IV - 4 - 5 - 1 Essai au laboratoire.....	84

IV - 5 - 5 - 2	Portée du système	86
<u>Chapitre V</u>	89
<u>Étude du prototype et recommandations pour l'intégration</u>	89
V - 1	Étude du prototype	89
V - 1 - 1	Aspect matériel.....	89
V - 1 - 2	Aspect logiciel.....	92
V - 1 - 2 - 1	Programme de réception	92
V - 1 - 2 - 2	Programme d'émission au niveau du capteur.....	95
V-2	Recommandation pour l'intégration du module radio.....	98
V - 2 - 1	Comparaison des technologies.....	98
V - 2 - 2	Substrat.....	100
V - 2 - 3	Boîtier	100
V - 2 - 4	Structure hybride " Multichip ".....	101
V - 2 - 5	Coût du prototype.....	103
V - 2 - 6	Recommandations pour des travaux futurs d'intégration en VLSI	103
<u>CONCLUSION :</u>	108
<u>BIBLIOGRAPHIE :</u>	111
Annexe I	115
Annexe II	126
Annexe III	136

Annexe IV	176
Annexe V	187
Annexe VI	208

Chapitre I

I - 1 Introduction

La présente étude vise l'étude et le développement d'un bloc prototype de transmission radio en vue d'être intégré dans un système de mesure.

L'étude répond à des besoins directs du projet de recherche concernant " les systèmes de mesures intégrés pour la surveillance et la gestion environnementale", qui visent le développement d'une sonde de mesure intégrée, et qui est poursuivi au laboratoire de système de mesure à l'UQTR.

Les données de mesure doivent être transmises par radio du point de mesure vers un réseau de communication d'une usine ou directement au laboratoire de surveillance environnementale. La portée de transmission souhaitée est d'environ 300 mètres. La fiabilité et la faible consommation de l'émetteur sont les caractéristiques primordiales.

Cette étude se subdivise en deux parties principales :

- La première concerne l'étude et la réalisation d'un bloc prototype de transmission radio qui permettra d'assurer une communication unidirectionnelle entre un capteur (émetteur) et un micro-ordinateur, celui-ci assurera l'acquisition des données de mesure et le stockage des paramètres

usagers pour un traitement statistique ultérieur en vue d'analyser les résultats de la qualité de transmission.

- La deuxième partie traitera de l'étude du prototype et des recommandations pour l'intégration du système en technologie VLSI.

Pour la réalisation du prototype l'étude consiste à :

- 1 - Faire une analyse des réglementations canadiennes s'appliquant à la transmission hertzienne de très hautes fréquences, et le choix d'une gamme de fréquences adéquate pour le système.
- 2 - Faire une analyse des équipements pertinents disponibles dans le marché et le choix des deux chips pour la partie RF du prototype.
- 3 - Réaliser le prototype et élaborer un logiciel permettant de gérer la communication entre l'émetteur et le récepteur afin de pouvoir évaluer la qualité de transmission assurée par notre prototype.

La première version du prototype doit assurer la communication unidirectionnelle entre un capteur, représenté par un micro-ordinateur au cours des essais, et un autre micro-ordinateur qui aura pour fonction l'acquisition et le stockage des données émises par le premier micro-ordinateur (l'émetteur) ainsi que les paramètres usagers pour un traitement statistique ultérieur en vue d'analyser les résultats de la qualité de transmission. La communication se fait par l'intermédiaire d'un canal radio UHF via une liaison série.

Le système doit satisfaire aux principales conditions suivantes :

- 1 - Faible consommation de l'émetteur
- 2 - Matériel robuste, pour qu'il soit résistant aux chocs et aux manipulations humaines et climatiques.
- 3 - Flexible et simple pour permettre des modifications dans le futur si nécessaire.
- 4 - Fiable permettant d'obtenir des résultats excellents et de minimiser les risques d'erreurs de transmission.
- 5 - Un coût très compétitif.

La disposition du présent mémoire se présente dans l'ordre qui suit :

Le premier chapitre consacré à une brève introduction donne un aperçu sur l'historique de la transmission radio et l'évolution de la technologie récente dans ce domaine, vient ensuite la problématique, et l'objectif de l'étude. Enfin une analyse des réglementations canadiennes des transmissions hertziennes à très hautes fréquences sera faite pour choisir une gamme de fréquences et une puissance d'émission ne nécessitant pas de licence d'utilisation du système.

Le chapitre II analyse les caractéristiques et les performances d'une liaison de communication par radio U.H.F pour les données en traitant l'aspect physique et logique de cette liaison ainsi que les outils qui entrent en jeu.

Le chapitre III expose les lois principales de modulations analogiques discrètes OOK, FSK et PSK, et de codage utilisé pour la transmission des signaux binaires par une liaison radio UHF. Les paramètres les plus importants sont réunis pour permettre un choix judicieux au moment de la conception et opter pour le meilleur compromis : taux d'erreur, efficacité spectrale (rapport entre le débit binaire et la bande occupée), complexité, coût et consommation d'énergie.

Le choix d'un procédé de modulation n'empêche pas d'ajouter au message utile des codes de détection et éventuellement de correction d'erreurs, nous verrons la cause des erreurs, les principes généraux de leur détection et quelques stratégies de codage.

Le chapitre IV traite de la description détaillée du récepteur utilisé aussi bien pour le module émetteur que récepteur, sans oublier le type de l'antenne utilisée et son placement physique pour optimiser la qualité de réception. La description et les résultats des essais effectués seront donnés à la fin de ce chapitre.

Le chapitre V consistera à l'étude du prototype réalisé en vue de l'intégration du bloc de transmission radio dans le système de mesure et de surveillance environnementale, et on finit par des recommandations pour l'intégration du système en technologie V.L.S.I.

Le mémoire finit sur une récapitulation des principaux résultats, tire les conclusions qui s'en dégagent et propose des suggestions pour la suite du projet.

I - 2 Problématique

La transmission par radio fut la première forme de télécommunication sans fil. L'ère de la radio fut ouverte en 1898 avec la première transmission intercontinentale, entre l'Angleterre et la France par Marconi.

Pendant des années, la forme prédominante de télécommunication par radio fut l'équivalent radio du télégraphe. Le signal porteur était successivement émis et coupé, de manière analogue à l'envoi d'impulsions le long de la ligne téléphonique. Il devint possible en 1906 de transmettre la voix sur les ondes en utilisant la modulation d'amplitude grâce à l'invention de la triode par Lee de Forest. On peut alors développer les émissions radio à vocation commerciale et les stations de radio utilisant la modulation d'amplitude se développèrent dans tous les États-Unis, en apportant à domicile des informations et des loisirs. Elles utilisaient des fréquences porteuses comprises entre 0,535 et 1,605 MHz, [1].

Les progrès technologiques rendirent d'autres formes de modulations possibles. Un des problèmes majeurs que soulève la modulation d'amplitude c'est que cette dernière peut être bruitée par de nombreuses sources: l'éclairage, les équipements électriques, les systèmes d'allumages automobiles et tous les systèmes émettant de l'énergie électrique autour des fréquences utilisées en

télécommunications. Une forme de modulation moins sensible à ce genre d'interférences est la modulation de type F.M. (la modulation de fréquence).

Et c'est en cette année (1948) que la théorie de l'information a réellement vu le jour. L'américain C. Shannon, dans deux articles désormais classiques intitulés " A mathematical theory of communication " et " Communication in the presence of noise", introduisit le nouveau concept de qualité d'information de façon mathématique et en déduisit les principales conséquences ,[2].

La première adoption à grande échelle d'un système de communication personnelle sans fil fit son entrée au milieu des années 60 avec l'apparition des réseaux de communications personnelles sans fil (Wireless personal communications networks PCNS), l'idée derrière ce réseau est de rendre la communication vraiment personnelle, et n'importe qui peut établir une communication avec toute autre personne. L'évolution rapide de la nouvelle technologie a commencée depuis l'apparition des " desktop computers" dans les années 70, les vitesses de l'horloge des CPU augmentent de 2 Mhz à plus de 60 Mhz. Actuellement des CPU de certaines stations de travail utilisent des horloges à des vitesses allant de 200 à 500 Mhz.

Au début des années 80 la technologie du montage en surface apparaît, permettant l'élimination des larges trous dans l'assemblage des circuits intégrés, ce qui a permis d'augmenter la densité du silicone et l'efficacité d'assemblage. Cependant la traditionnelle approche de la technologie du montage en surface était limitée en terme de densité du silicone, de la taille du système et de sa

contribution au délai de propagation, en effet seul 6% de la surface du silicium est exploitée.

Une grande amélioration des performances d'assemblage et d'interconnexion des circuits intégrés est rendue possible grâce à la technologie d'intégration en VLSI (Very Large Square Integration), [3].

De très hautes performances des systèmes intégrés ont été obtenues par la technique des modules hybrides " Multichip " (MCM). Cette technologie était réservée pendant plusieurs années pour le domaine militaire, son prix devient récemment accessible pour l'utiliser, et devient la technologie dominante d'assemblage des circuits intégrés au cours des années 90, comparée à la technologie des " ASICs " (Application specific integrated circuits), en effet la technologie MCM a plus de flexibilité d'intégrer plusieurs technologies dans une seule unité d'assemblage, et peut être constituée d'une combinaison de logique numérique, logique analogique, RAM, bipolaire et CMOS. Cette intégration est impossible ou extrêmement chère pour l'avoir dans un seul circuit intégré Monolithique " single chip " .

Des études récentes ont été faites par des groupes de recherche, [4] [5] [6] [7]. Ces études visent le développement des circuits monolithiques émetteur - récepteur destinés aux diverses applications; communication personnelle, téléphone sans fil et " pagers " .

L'objectif de ces études est d'intégrer tous les composants électroniques nécessaires dans une puce sans avoir recours à des composants discrets

(résistance, bobine, filtre ...etc.), en assurant une très haute intégration à faible coût et faible dissipation d'énergie.

Pour réaliser cette intégration, trois technologies principales peuvent être utilisées: CMOS , BICMOS et Bipolaire, on choisit la bonne solution en terme de performance, coût et dissipation d'énergie. Dans notre cas cette solution doit permettre d'intégrer l'émetteur, constitué de blocs opérant à très haute fréquence (916 Mhz), et la logique numérique de gestion de protocole de communication.

Certains constructeurs ont développé des composants spécifiques pour des applications de communication sans fil à faible puissance, tel que les systèmes d'ouverture des portes automobiles, lecture à distance des compteurs, transmission de données par radio et systèmes de sécurité.

Ces produits sont basés sur la technologie des résonateurs à onde de surface (surface acoustic wave - saw) et qui a apporté des solutions innovatrices à la partie R.F. pour améliorer les performances, réduire la taille et le poids de ces produits.

Les filtres R.F. précis et les références du contrôle de fréquence ne peuvent pas être fabriqués directement en utilisant la technologie IC (Integrated Circuit), les SAW sont les plus petits composants qui peuvent réaliser ces fonctions critiques [8].

Pour concevoir un oscillateur, il faut commencer par choisir le circuit oscillant, Le tableau 1, [19], récapitule les différentes options qui se présentent au concepteur.

Parmi les fabricants les plus connus de résonateurs à ondes de surfaces, on peut citer : Siemens (Allemagne), Sanyo (Japon), Murata (Japon) et RF Monolithics (USA), et c'est chez ce dernier que nous sommes allés chercher les circuits émetteur et récepteur pour la partie RF de notre prototype dont la description est donnée au chapitre IV.

Pour intégrer le module de communication dans la sonde intégrée de mesure, on doit regrouper dans une même puce de semi-conducteur (Silicium ou Arséniure de Gallium) ayant de très bonnes performances.

Le circuit émetteur qui est une partie analogique et l'algorithme de gestion de protocole de communication, qui est une partie numérique. Ce circuit miniature permettra en plus de sa taille réduite, d'avoir un bas prix pour sa conception, car le coût à la performance constante diminue sans cesse de 30% par an, du fait de l'apparition de nouvelles technologies et par l'augmentation de rendements de fabrication.

Pour atteindre cet objectif et compte tenu du surcroît de fiabilité, d'efficacité et de coût que nécessite, comme notre cas, la transmission de données de mesures précises, il n'est donc guère étonnant que nous choissions la solution de la transmission par radio à des fréquences UHF à faible débit permettant de régler le problème d'émission ou de réception par l'adjonction toute simple et de faible coût d'un unique composant spécialisé pour concevoir deux modules HF miniatures pré-réglés tant en émission qu'en réception que nous pouvons intégrer facilement ensuite dans le système intégré pour la surveillance et la gestion environnementale. C'est une solution qui permet des liaisons avec des endroits isolés, d'accès difficile (désert, haute montagne, îles) de plus les équipements

peuvent être transportables (liaison temporaire) ; elle permet aussi d'obtenir d'excellents résultats à moindres frais.

Tableau 1. Avantages et inconvénients des différentes structures d'oscillateurs.

	Avantages	Inconvénients
Circuit résonnant LC	ajustable	- Faible stabilité - Vieillessement
Quartz	haute stabilité	Fréquence fondamentale jusqu'à 25 Mhz pour des fréquences plus hautes - Coût plus élevé - Un seul canal
P.L.L.	plusieurs canaux	- Consommation en courant - Encombrement
Résonateur à onde de surface	stabilité fréquence fondamentale 200-1000 MHZ faible coût faibles dimensions	- Tolérance ± 75 KHZ - Un seul canal
Résonateur céramique coaxial	400 MHZ - 2,5 GHZ	-
Résonateur diélectrique	1 GHZ - 2,5 GHZ	-

Nous commencerons par le synoptique puis le schéma de principe, nous terminons avec la réalisation pratique, la mise sous tension, réglage et les résultats d'essais sur notre prototype.

La consultation des lois et règlements canadiens sur la transmission radio (partie 2), voir copie en annexe II, nous révèle selon l'article 6.1.a et f du règlement qu'une station radio réceptrice privée est dispensée d'une licence et donc soustraite à l'application de l'article 3 de la loi, si son appareil radio a été approuvé par le ministère des communications, et si elle n'est utilisée que sur l'une ou plusieurs des bandes de fréquences attribuées à des fins industrielles, scientifiques et médicales.

Notre système opérera à une fréquence de 916.5Mhz et l'émission sera limitée à l'intérieur d'une bande de 200Khz centrée sur la fréquence de travail. Cette bande est à l'intérieur de la gamme 902Mhz à 928Mhz autorisée sans licence à cette fin selon l'article 6(1)f du dit règlement. La puissance d'émission étant de 1mW (0dBm), aucune licence n'est donc exigée.

Pour des raisons de disponibilité des circuits RF répondant à nos besoins, nous avons opté pour les circuits hybrides de la société RF Monolithics, type HX-1003-1 (émetteur) et RX-1300 (réception) opérant à la fréquence de 418Mhz autorisée pour ce genre d'application aux États-Unis et au Royaume-Uni. A cette fréquence, l'intensité permise du champ rayonné par l'émetteur à une distance de 3 mètres est de 80.5 μ volts/m, voir règlement en annexe I.

Au passage à l'intégration définitive du système, nous devons utiliser les circuits opérant à une fréquence de 916.5Mhz, HX-2000 (émetteur) et RX2010 (récepteur) de la même société, ce changement de fréquence n'affecte guère la fiabilité de notre système, bien au contraire, puisque plus la fréquence est élevée plus l'immunité aux perturbations est meilleure. A cette fréquence la limite de l'intensité du champ mesurée à une distance de 10 mètres est de 1 v/m, voir section [6.(1) f(i)-A-II] du règlement donné en annexe I.

Chapitre II

Analyse d'une liaison de communication UHF pour les données

II - 1 Analyse d'une liaison de données UHF

Un système de communication peut être représenté par le modèle de la figure 2-1.



Fig. 2-1 Schéma d'une liaison de données

On appellera voie de transmission le chemin suivi par l'onde radioélectrique pour aller de la source ou (émetteur) vers l'utilisateur ou (récepteur), cette voie peut avoir un support matériel comme un câble coaxial ou un guide d'onde ; au contraire elle peut être constituée par une portion de l'espace où se déplace l'énergie de l'onde comme dans le cas présent [2], c'est donc une voie radioélectrique dont la transmission de données se fait selon le principe suivant :

- 1- Produire un signal de haute fréquence.
- 2- Moduler ce signal par un signal de bande de base obtenu à partir de la source de données à transmettre.

- 3- Amplifier le signal modulé, le transposer en ondes électromagnétiques diffusées dans l'espace.
- 4- A la réception, le signal émis est capté par une antenne accordée sur la fréquence d'émission, amplifié, démodulé et filtré pour récupérer le signal basse fréquence, et mis en forme par une prise de décision convenable, l'information binaire est ainsi reconstituée.

Le schéma de la figure 2-2 montre les principales étapes que franchit un signal numérique à transmettre.

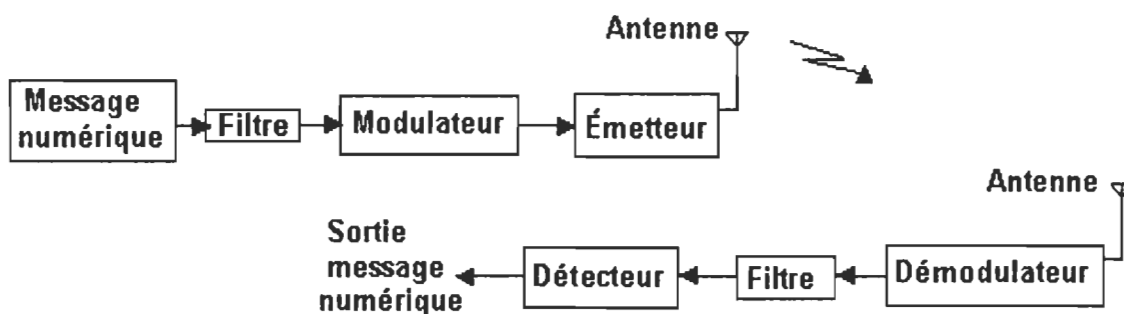


Fig. 2-2 Schéma synoptique de la transmission d'un message numérique par canal radio UHF.

Nous allons voir plus loin que la caractéristique principale d'une voie de transmission est sa largeur de bande, puisque c'est cette largeur qui définit la vitesse des signaux qu'elle peut transmettre. Nous appellerons donc *canal de transmission*, la voie individuelle qui permet de transmettre une seule communication.

Le canal du présent projet est du type UHF car la fréquence de travail appartient à la gamme comprise entre 300 et 3000Mhz des ultra hautes fréquences de la bande décimétrique.

II - 1 - 1 Aspect physique et logique d'une liaison de communication

II - 1 - 1 - 1 Sens de communication

On distingue trois types principaux de voie de communication [10] : " simplex ", " half duplex " et " full duplex ", comme le montre la figure 2.3, lorsque la voie de transmission existante entre deux entités A et B toujours utilisées dans le même sens de A vers B par exemple, la liaison établie entre ces entités est dite unidirectionnelle ou " simplex ", voir figure 2.3-a.

Lorsque le transfert de données s'effectue alternativement dans un sens et dans l'autre, mais pas simultanément la liaison est dite bidirectionnelle à l'alternat "half duplex", voir figure 2.3- b, le transfert se fait dans un sens à la fois ; l'entité B doit attendre que l'entité A complète le transfert de ses données avant que B puisse transférer les siennes et vice versa.

Lorsque les échanges peuvent avoir lieu simultanément, la liaison est dite bidirectionnelle intégrale "full duplex", voir figure 2.3-c.

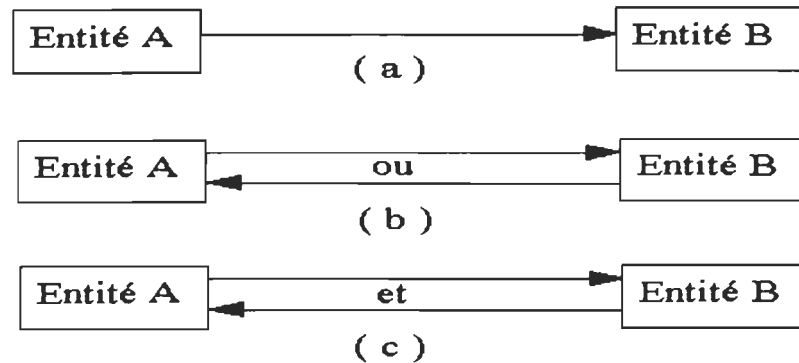


Fig.2.3 Nature du sens de communication : a) Unidirectionnelle "simplex"
 b) Bidirectionnelle à l'alternat "Half duplex" , c) Bidirectionnelle
 intégrale "Full duplex"

II - 1 - 1 - 2 Equipement de connexion

Pour communiquer avec le monde extérieur le micro-ordinateur possède une interface de communication qui assure la transmission de l'information de ou vers l'interlocuteur qui est le capteur lui permettant de coder, décoder et de traduire le message transmis. En effet le micro-ordinateur dispose de deux types de liens de dialogue, l'un est dite parallèle, l'autre série. Dans la présente étude la communication série sera imposée pour la simple raison que la liaison série se fait sur un seul fil contrairement à la liaison parallèle qui nécessite autant de fils qu'il y a de bits par mot . Notre support de transmission est un canal UHF donc une voie individuelle et ne permet d'assurer qu'une seule communication, la liaison ne peut donc être que de type série, celle-ci possède une unité permettant de transformer les signaux reçus de l'unité centrale du micro-ordinateur appelée UART (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter), les signaux sortant ou entrant dans cette unité sont en logique TTL ce qui nécessite un convertisseur de niveau qui permet d'obtenir des niveaux de tension

compatibles TTL à partir des tensions négatives et positives de la liaison série, tension pouvant varier entre -8V et -12V à +8V et +12V.

II - 1 - 1 - 2 - 1 Convertisseur de niveau

En général les niveaux TTL que l'on rencontre dans les micro-ordinateurs ne sont pas directement compatibles avec les niveaux de tensions exigés par les normes des interfaces séries. C'est pourquoi des convertisseurs de niveaux, appelés aussi émetteurs et récepteurs de lignes sont utilisés pour transformer les niveaux TTL en signaux RS232 ou RS422 ou inversement.

Différents fabricants, comme MOTOROLA, MAXIM ou autres, proposent des convertisseurs de niveaux sous forme de circuits intégrés. Ces convertisseurs peuvent être aussi réalisés à l'aide de composants discrets ; résistances, diodes et transistors, comme il a été fait dans notre application. Ce choix a été retenu dans le but de faciliter l'intégration et la miniaturisation du module radio.

La description détaillée des convertisseurs de niveau utilisés, au niveau de l'émetteur et du récepteur est traitée au chapitre IV.

II - 1 - 1 - 2 - 2 Communication série asynchrone

Le mode de transfert de données est du type binaire-série c'est donc la norme EIA-RS-232C qui définit l'interface entre le micro-ordinateur et le mode de transmission radio, cette liaison est appelée aussi liaison asynchrone, en opposition à la liaison synchrone sur laquelle la transmission de données

nécessite la présence d'une horloge de synchronisation. Le schéma de la figure 2.4 donne l'allure des signaux transmis à l'aide d'une liaison série.

Chaque transmission débute par l'envoi d'un bit de départ "start" au niveau 0, [11], qui sert à déclencher l'horloge locale du récepteur pour qu'il échantillonne les bits du caractère. La ligne étant à 1 au repos, puis suivant les bits de données qui peuvent être au nombre de 5, 6, 7 ou 8, le premier étant le bit de poids le plus faible (D0) après le dernier bit de données est envoyé le bit de parité, si celle-ci a été demandée ce qui n'est pas le cas dans la présente étude.

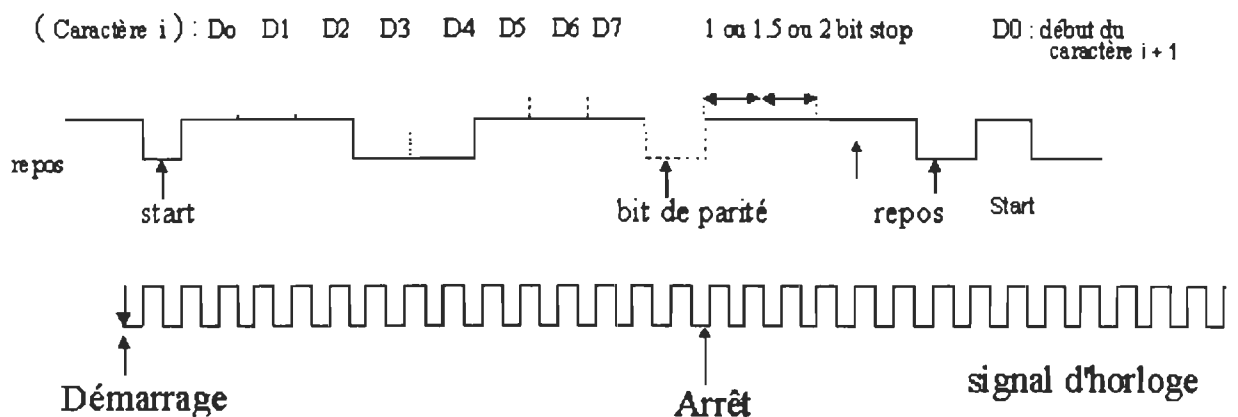


Fig. 2.4 Format de transmission asynchrone (RS-232)

La transmission d'une donnée se termine par la mise à 1 de la ligne pendant un temps correspondant à 1, 1 et $\frac{1}{2}$ ou 2 bits de stop. En règle générale, lorsque la vitesse de transmission est inférieure ou égale à 300 bits/sec le nombre de bits stop est mis à 2. comme c'est le cas de notre application. Ce seront le ou les nombres de bits d'arrêt qui signaleront au système récepteur la fin de l'envoi de l'information. Cette longueur est également paramétrable à partir de tout

logiciel de communication ou de programmation et bien entendu également sous DOS.

La ligne RS232 possède également un moyen d'éliminer les parasites pouvant être véhiculés par les câbles de grande longueur.

Lorsque le récepteur détecte un état bas provoqué par l'arrivée d'une impulsion ne correspondant pas à un bit de départ, il se met en attente dès que le front descendant est pris en compte pendant une durée correspondant à la moitié de celle d'un bit et teste la ligne de nouveau. Si celle-ci n'est plus à l'état bas il en déduit que l'information n'était pas un bit de départ, au contraire, si la ligne est restée au niveau bas l'information elle est alors considérée comme un bit de départ.

II - 1 - 2 Aspect logique de la liaison de données

II - 1 - 2 - 1 Gestion de la liaison et phénomène de collision

L'échange d'information entre l'ensemble des capteurs et l'ordinateur de la station centrale peut se faire soit par contrôle du transfert d'information par diffusion aléatoire, ou par invitation à émettre et invitation à recevoir.

II - 1 - 2 - 1 - 1 Transfert d'information par diffusion aléatoire

Dans cette méthode les capteurs transmettent les données vers la station centrale, sur un même canal, de façon aléatoire, dans ce cas une synchronisation des stations sur une horloge commune et nécessaire, ce qui pose des difficultés. Si deux capteurs transmettent des messages simultanément, ces messages sont perdus ; on dit qu'ils sont entrés en *collision*.

Lorsqu'une collision se produit, l'émission doit être annulée et les données doivent être placées dans des files d'attente. La retransmission de ces données pourra être tentée après un délai aléatoire à chacun des capteurs.

Afin d'éviter toutes les procédures de retransmission des données perdues causées par des collisions, par le choix d'un délai de réémission optimal et par l'ajout des tampons pour les nouvelles données générées, on va utiliser la technique de sélection avec un contrôle centralisé, par invitation à émettre et à recevoir. Cette technique permet à l'ordinateur de la station centrale (le maître) de gérer l'ensemble des capteurs connectés au même canal. Ces capteurs sont interrogés à tour de rôle par le maître. Une fois qu'un capteur termine sa transmission, il rend le contrôle au maître qui va interroger les autres capteurs (esclaves).

II - 1 - 2 - 1 - 2 Communication par invitation à émettre et à recevoir

Dans le cas d'une liaison multipoint, en général, c'est la station centrale qui communique avec les capteurs. Lorsque l'un de ces derniers reçoit

l'invitation à transmettre et reconnaît son adresse, il commence à émettre ses données. Après la sélection d'un capteur, la station se contente de gérer une seule procédure point à point.

La façon la plus simple de gérer une liaison point à point, consiste à introduire une structure hiérarchique en assignant à la station centrale la responsabilité de gérer la liaison. Cette station est appelée primaire ou pilote. Les capteurs se comportent comme des stations secondaires, exécutent les commandes qu'elles reçoivent du primaire et envoient des réponses.

La station primaire assure l'allocation de la voie et la supervision de la liaison, ainsi que la reprise en cas de défaut, [12].

Les messages échangés sur la liaison peuvent contenir soit de l'information utile appelée message ou information, soit des commandes ou des données de supervision. En mode de commande, la liaison est donc exploitée par l'envoi de commandes du primaire vers le secondaire. Ce dernier réagit à ces commandes en retournant des réponses, figure 2.5.

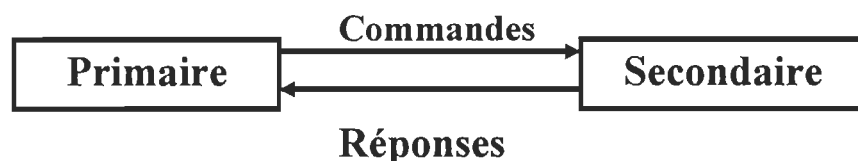


Fig. 2.5 Liaison de données en mode de commande

Les états primaires et secondaires sont permanents. Une station qui n'est à un instant donné ni émettrice ni réceptrice de message se trouve dans un état temporaire neutre, [12].

Par convention, l'information s'écoule toujours d'une source vers un puits, figure 2.6, et les accusés de réception circulent toujours d'un puits vers une source. Avec une stratégie point à point hiérarchique, la liaison peut fonctionner sous le contrôle de la station primaire, soit par invitation à émettre, soit par invitation à recevoir.

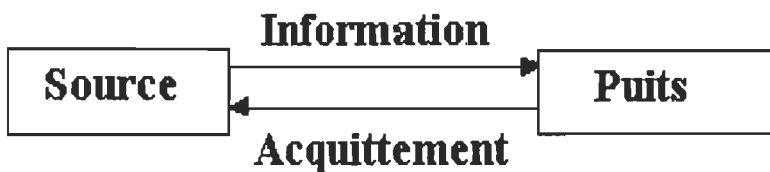


Fig. 2.6 Source et puits d'information

Lorsque le contrôle est du type invitation à recevoir ou sélection, le primaire (capteur), qui est associé à une source d'information, prend l'initiative de transférer le message vers le puits après être assuré que le secondaire est prêt à recevoir, figure 2.7.

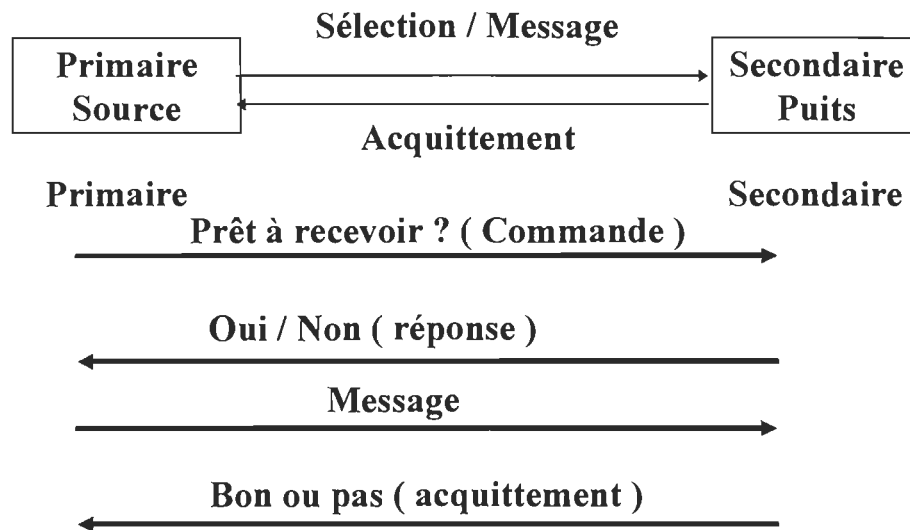


Fig. 2.7 Contrôle d'une liaison point à point par sélection

Le contrôle de la liaison est du type invitation à émettre lorsque la station primaire est associée à un puits et la station secondaire est associée à une source. Dans ce cas, le secondaire transfère le message vers le primaire après réception d'une invitation à émettre en provenance de ce dernier, figure 2.8.

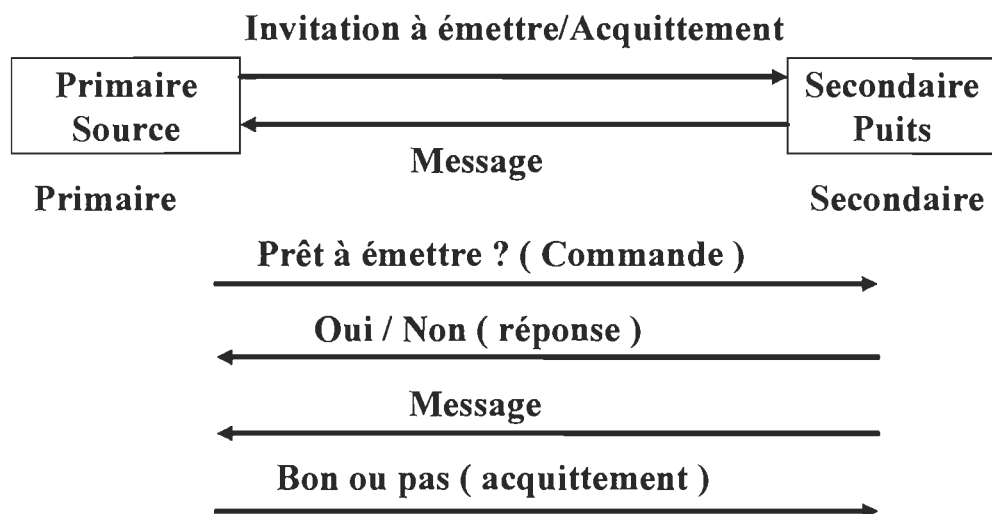
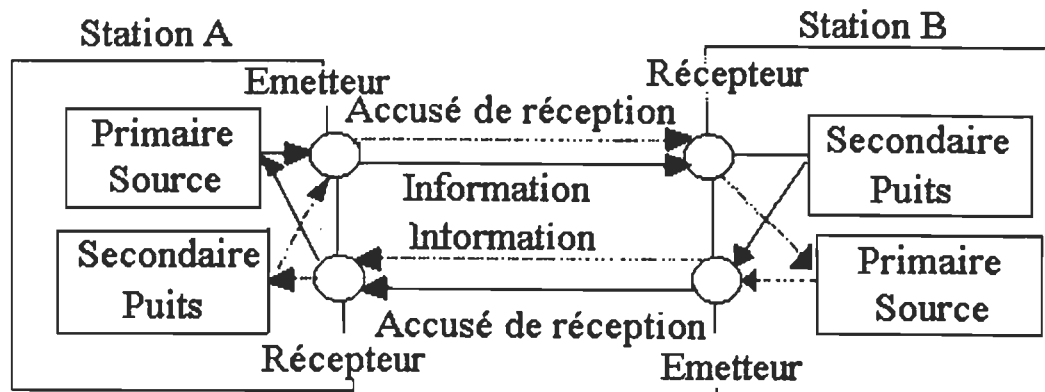
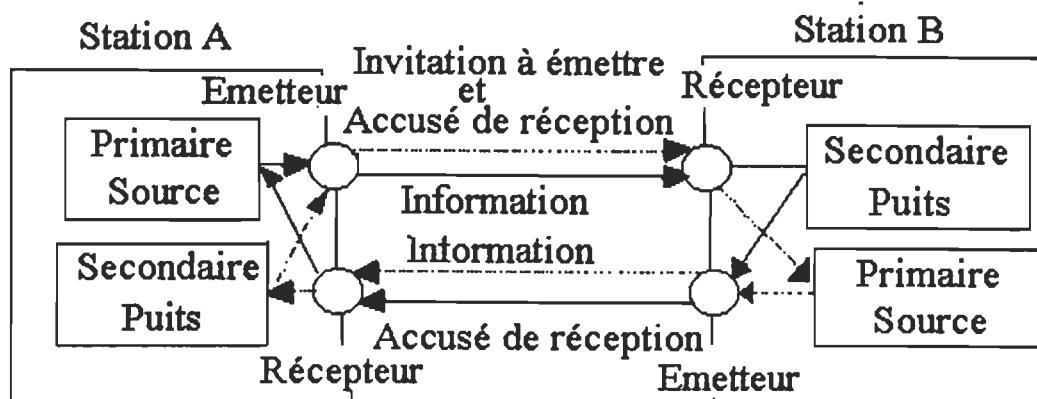


Fig. 2.8 Contrôle d'une liaison point à point par invitation à émettre

Les liaisons de données à contrôle hiérarchique peuvent assurer des transmissions bidirectionnelles de message en combinant deux stations unidirectionnelles de sens opposés. La configuration symétrique non équilibrée, montrée à la figure 2.9-a, est obtenue en superposant deux stations unidirectionnelles de sens opposés de type invitation à recevoir. Chaque station comporte alors une fonction primaire associée à une source et une fonction secondaire associée à un puits, cette configuration pourrait être réalisée en associant deux stations unidirectionnelles de type invitation à émettre.



(a)



(b)

Fig. 2.9 Les deux configurations de liaison point à point

Ce dernier type de liaison n'est pas rentable, car il exploite la capacité du canal et le circuit émetteur d'une façon moins efficace que la procédure par invitation à recevoir, car la commande d'invitation à émettre n'est suivie d'un transfert de message que si le secondaire dispose d'information à envoyer à cet instant.

Notons cependant que la configuration point à point symétrique qui n'utilise pas d'invitation à émettre n'est pas compatible avec le fonctionnement en multipoint habituel où la station centrale devient souvent, de façon permanente, la fonction primaire. Par contre, la configuration point à point asymétrique est la plus simple, figure 2.9-b. Elle est obtenue en mettant dos à dos deux sous-liaisons, l'une (en traits pleins) de type invitation à recevoir et l'autre (en traits pointillés) de type invitation à émettre. Dans ce cas les deux fonctions primaires sont dans la même station A. Inversement, les deux fonctions secondaires sont dans la station B. Cette configuration superpose une liaison unidirectionnelle par invitation à recevoir dans le sens primaire vers secondaire et une liaison unidirectionnelle par invitation à émettre dans le sens secondaire vers primaire, et c'est cette configuration qui assure la compatibilité entre les configurations point à point et multipoint. En effet pour former une configuration multipoint à partir de la figure 2.9.b, il suffit de connecter des stations secondaires (capteurs) en parallèle, à la station centrale A, [13].

Il est possible que deux ou plusieurs émetteurs entrent en collision en essayant de transmettre simultanément sur le même canal. Dans ce cas, un mécanisme de résolution de collision doit être prévu dans le protocole de communication. Dans la procédure orientée caractère, le mécanisme utilise des caractères de commandes de contrôle et de supervision, qui indique, par exemple, le début ou

la fin d'un bloc ou un acquittement...etc. Ces caractères permettent d'assurer une bonne gestion, par invitation à émettre ou à recevoir, du canal exploité en bidirectionnel à l'alternat, et faire face aux collisions.

II - 1 - 3 Bruits et interférences

II - 1 - 3 - 1 Source et niveaux tolérables du bruit

Les bruits peuvent provenir de deux sources différentes ; de source naturelle (atmosphérique) ou artificielle (humaine):

- Les bruits atmosphériques dus à des phénomènes naturels, tels que la foudre, les éclairs, les tempêtes. Ces bruits sont plutôt importants aux basses fréquences et ils décroissent régulièrement pour être négligeables au-dessus de 30 Mhz.

- Les bruits artificiels provenant des parasites industriels : 60Hz des lignes d'énergie, qui souvent attaquent directement les étages intermédiaires des équipements non blindés, des machines électriques tournantes, des allumages des moteurs et d'équipements électroniques, tels que les radars, les ordinateurs. C'est le bruit de fond qui affecte le plus le récepteur radio à très haute fréquence; L'antenne collecte un certain bruit thermique, dit aussi bruit de Johnson, les premiers étages du récepteur augmentent ce bruit par rapport au signal. Ce bruit peut exister même en l'absence de tout signal utile porteur de l'information.

Pour diminuer l'effet de ce bruit, un blindage et un filtrage ont été effectués comme le montre le schéma de la figure 4-15 de la section IV-4-5-1.

II - 1 - 3 - 2 Source et niveaux tolérables des interférences

Le récepteur peut être affecté par des interférences qui peuvent provenir de deux sources différentes : Le ou les ordinateurs très proches du récepteur et les émetteurs émettant au même niveau.

- Interférences des ordinateurs :

Les ordinateurs génèrent des perturbations à large bande qui affectent tout le spectre radio. Selon la notice technique, donnée en annexe V, la sensibilité du récepteur est de -100dBm (soit 2.25). Le bruit d'interférence a été mesuré pour trois types d'ordinateurs, les résultats sont donnés à la section IV-4-3.

Vous allez remarquer qu'avec un IBM 386 l'interférence est de -105 dBm , donc pas d'interférences, et dans le pire des cas, avec un pentium et à un mètre le bruit d'interférence est de -86 dBm . Pour atteindre la sensibilité du récepteur (-100 dBm), on doit éloigner l'antenne, soit horizontalement de 30 m, soit verticalement de 5 m, comme l'indique respectivement les graphiques (a) et (b) de la figure 4-10 à la section IV-3-2.

- Interférences d'autres émetteurs :

Dans notre cas, ce problème ne sera pas rencontré, car le système opérera à une fréquence de 916.5 Mhz, comme l'exige le règlement canadien de la transmission hertzienne à très haute fréquence, cette fréquence est très loin de 418 Mhz qui est utilisée par d'autres émetteurs radio au Canada.

Chapitre III

Modes de transmission et codages.

III - 1 Performances des modulations bivalentes

La modulation est un procédé permettant de transformer des données à transmettre (représentées par un signal en bande de base) en un signal adapté à la transmission sur un support de transmission à bande limitée. Il s'agit donc de transposer le signal de donnée dans un domaine de fréquences compatible avec le support. La modulation d'un signal offre le plus souvent une meilleure protection contre le bruit et, de plus, elle permet éventuellement de transmettre simultanément plusieurs messages dans une bande de fréquences adjacentes pour rentabiliser l'utilisation du support.

La modulation utilise une onde sinusoïdale de référence appelée porteuse, dont la fréquence est généralement très supérieure au signal modulant, l'onde porteuse $p(t)$ est représentée par :

$$p(t) = A_p \cos(\omega_p t + \varphi_p) \quad (3-1)$$

Où A_p est l'amplitude de la porteuse, ω_p est sa pulsation et φ_p sa phase.

Trois techniques de modulations analogiques discrètes sont envisagées selon la caractéristique qui sera modulée: modulation d'amplitude par tout ou rien (OOK: On-Off Keying), modulation de fréquence (FSK: frequency shift keying) et la modulation de phase (PSK: phase shift keying).

La description du principe de chacun des ces trois modes ainsi que le calcul de leurs performances, caractérisée par le taux d'erreur bit (BER: bit error rate) seront donnés en annexe II.

Après une étude comparative des ces trois modes de transmission un choix justifié et judicieux pour notre application sera fait.

III - 1 - 1 Taux d'erreur dans une transmission binaire

Pour le type de signal rencontré en communication, la valeur moyenne, la valeur quadratique moyenne et la variance, dont nous renvoyons pour toutes les propriétés de ces fonctions à l'annexe IV, peuvent être définies respectivement comme suit , [14]:

$$\bar{x} = \lim_{T_0 \rightarrow \infty} \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} x(t).dt \quad (3.2)$$

$$\bar{x}^2 = \lim_{T_0 \rightarrow \infty} \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} x^2(t).dt \quad (3.3)$$

$$\sigma^2 = \lim_{T_0 \rightarrow \infty} \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} [x(t) - \bar{x}(t)]^2 .dt \quad (3.4)$$

Ou en fonction de la densité de probabilité $p(x)$:

$$\bar{x} = \int_{-\infty}^{+\infty} x . p(x).dx \quad (3.5)$$

$$\bar{x}^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} x^2 . p(x).d(x) \quad (3.6)$$

$$\sigma^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} [x - \bar{x}]^2 . p(x).dx \quad (3.7)$$

La valeur moyenne, la valeur quadratique moyenne et la variance sont liées par la relation :

$$\overline{x^2} = (\bar{x})^2 + \sigma^2 \quad (3.8)$$

Que l'on peut exprimer en terme de puissance par :

$$\text{puissance totale} = \text{puissance c.c} + \text{puissance c.a}$$

Pour évaluer la performance du système de transmission numérique en présence d'un bruit blanc additif Gaussien (Additive White Gaussian Noise : AGWN), on considère le schéma du récepteur représenté à la figure 3.1, [15], le signal transmis $x_i(t)$ pendant un intervalle de temps $(0, T)$ est représenté par :

$$x_i(t) = \begin{cases} x_1(t) & 0 \leq t \leq T & \text{pour } 1 \\ x_2(t) & 0 \leq t \leq T & \text{pour } 0 \end{cases} \quad (3.9)$$

Le signal reçu $r(t)$ est représenté par :

$$r(t) = x_i(t) + n(t) \quad [i = 1, 2 ; 0 \leq t \leq T] \quad (3.10)$$

Où $n(t)$ est le bruit AGWN à moyenne nulle.

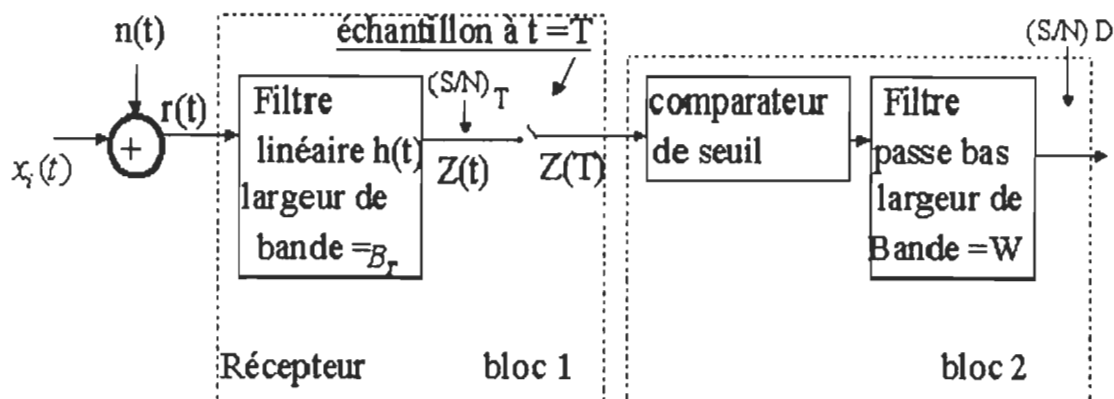


Fig.3.1 Détection du signal numérique .

Pour une détection de seuil binaire en présence d'un bruit AGWN, en utilisant des niveaux séparés par v volts pour représenter les états numériques (0 et 1), la probabilité d'erreur est donnée par, [14], :

$$p_e = Q(v / 2\sigma) \quad (3.11)$$

Où σ est la déviation standard de bruit, Q est la fonction qui définit la probabilité pour que le niveau du bruit dépasse un certain seuil donné, cette fonction a pour expression approximative [16]:

$$Q(z) = \frac{e^{-z^2/2}}{z\sqrt{2\pi}}, \quad (\text{pour } z \geq 4) \quad (3.12)$$

Les valeurs de la fonction Q sont données et tracées par plusieurs références [15] et [16], certaines de ces valeurs sont données au tableau (A.4.1) en Annexe IV. Et puisque $\left(\frac{S}{N}\right)_v = (\text{tension crête du signal} / \text{moyenne quadratique du bruit})$; pour le système binaire simple, si la tension crête du signal est v , et la tension moyenne quadratique du bruit (σ), on a :

$$\left(\frac{S}{N}\right)_v = \frac{v}{\sigma} \quad (3.13)$$

Où l'indice v indique que $\left(\frac{S}{N}\right)_v$ est un rapport de tension.

L'expression (10) peut donc s'écrire :

$$p_e = Q\left(\frac{(S/N)_v}{2}\right) \quad (3.14)$$

Le taux d'erreur d'un système binaire unipolaire peut donc être tracé directement en fonction du rapport signal sur bruit (S/N), comme le montre la figure A-4-6 de l'annexe IV.

En l'absence du bruit, la sortie d'un détecteur optimal à l'instant d'échantillonnage, voir figure 2, est numériquement égale à l'énergie de l'impulsion reçue :

$$E = \int_0^T p^2(t).dt \quad (3.15)$$

Et pour bien voir la signification et son rapport avec les performances du système, nous avons aussi besoin d'analyser l'effet du détecteur optimal sur le bruit d'entrée.

Plusieurs analyses mathématiques rigoureuses ont été faites à ce sujet [15] et [16], on peut retenir le résultat remarquable suivant :

Pour un bruit blanc gaussien et additif à moyenne nulle à l'entrée, le bruit à la sortie du filtre reste gaussien et à moyenne nulle, avec une puissance (valeur quadratique moyenne) numériquement égale à $\left(\frac{E \cdot \eta}{2}\right)$, où E est l'énergie de l'impulsion et η est la densité de puissance du bruit à l'entrée.

Et puisque le bruit à la sortie du filtre est gaussien, la fonction Q peut être utilisée pour trouver le taux d'erreur.

A l'instant t le signal de sortie désiré est numériquement égal à E, et la déviation standard (σ) du bruit à la sortie est $\left(\frac{E \cdot \eta}{2}\right)$, on a donc :

$p_e = Q$ (tension crête du signal / 2 . déviation standard du bruit)

$$p_e = Q \left(\frac{E}{2\sqrt{\frac{E \cdot \eta}{2}}} \right) \quad (3.16)$$

soit

$$p_e = Q \left(\sqrt{\frac{E}{2 \cdot \eta}} \right) \quad (3.17)$$

Pour calculer le taux d'erreur dans les trois types de modulation, on définit l'énergie par le symbole E_s . Comme l'énergie du signal de différence à l'entrée du filtre de réception, E_s est exprimé comme suit [17] :

$$E_s = \int_0^T [f_1(t) - f_2(t)]^2 . dt \quad (3.18)$$

Où $f_1(t)$ et $f_2(t)$ sont les deux valeurs possibles du signal modulé, qui sont données par les relations (A-II-3) , (A-II-6) et (AII-3-10) de l'annexe II.

Le taux d'erreur bit est donc donné comme suit :

- OOK : $f_p(t) = \begin{cases} f_1(t) = A \cos \omega_p t & 0 \leq t \leq T \\ f_2(t) = 0 & 0 \leq t \leq T \end{cases} \quad (3.19)$

En utilisant les relations(3.17) , (3.18) et (3.19) on déduit :

$$p_e = Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{2 \cdot \eta}} \right) \quad (3.20)$$

$$\bullet \text{ FSK : } f_p(t) = \begin{cases} f_1(t) = A \cos \omega_1 t & 0 \leq t \leq T \\ f_2(t) = A \cos \omega_2 t & 0 \leq t \leq T \end{cases} \quad (3.21)$$

Si on suppose que $\omega_1 T \ll 1$, $\omega_2 T \ll 1$ et $(\omega_1 - \omega_2) T \ll 1$, on peut calculer p_e de la même façon que précédemment, ce qui donne :

$$p_e = Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{\eta}}\right) \quad (3.22)$$

$$\bullet \text{ PSK : } f_p(t) = \begin{cases} f_1(t) = A \cos \omega_c t & 0 \leq t \leq T \\ f_2(t) = A \cos \omega_c t + \Pi & 0 \leq t \leq T \end{cases} \quad (3.23)$$

De même on trouve :

$$p_e = Q\left(\sqrt{\frac{2 \cdot E_s}{\eta}}\right) \quad (3.24)$$

Le tableau III-1 résume l'étude comparative des trois modes de transmission envisagés, OOK, FSK et PSK.

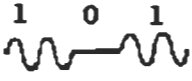
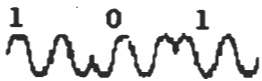
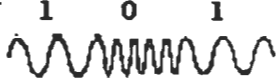

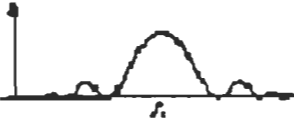
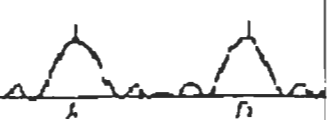
On peut conclure des résultats précédents que:

1 - Pour un taux d'erreur donné, PSK nécessite la plus basse puissance moyenne, et pour une puissance moyenne donnée, PSK donne le meilleur taux d'erreur.

2 - PSK requiert la moitié de la puissance moyenne du OOK pour un taux d'erreur donné.

- 3 - Pour un taux d'erreur donné, OOK requiert la même puissance moyenne que FSK mais le double de la puissance crête (pendant la transmission de "1").
- 4 - FSK requiert une largeur de bande plus large que OOK et pour une liaison de transmission de donnée binaire utilisant un canal radio à bas ou moyen débit, la modulation PSK est trop complexe à implanter et entretenir, c'est pourquoi on la réserve aux cas critiques : transmission à grande distance ou à débit élevé.

Tableau III-1 Récapitulatif de la comparaison des trois modes de transmission numériques : OOK, PSK et FSK

Mode	OOK	PSK	FSK
Forme d'onde			
Spectre d'énergie			
Largeur de bande	$2B$	$2B$	$2B + f_2 - f_1$
Puissance (moyenne) à la réception	$\frac{E_1 \cdot B}{2}$	$\frac{E_1 \cdot B}{4}$	$\frac{E_1 \cdot B}{2}$
Puissance crête à la réception	$E_1 \cdot B$	$\frac{E_1 \cdot B}{4}$	$\frac{E_1 \cdot B}{2}$
Probabilité d'erreur	$p_e = Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{2 \cdot \eta}}\right)$	$p_e = Q\left(\sqrt{\frac{2 \cdot E_s}{\eta}}\right)$	$p_e = Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{\eta}}\right)$

III - 1 - 2 Choix du type de modulation

Bien que le type de modulation PSK soit très performant et particulièrement favorable en raison de:

- Faible taux d'erreur qu'elle produit en présence d'un rapport signal-sur-bruit donné, ainsi qu'en témoigne le tableau III-1.
- Pour un taux d'erreur donné, PSK nécessite la moitié de la puissance moyenne que OOK.

Cependant pour une liaison de transmission de données binaires utilisant un canal radio à bas ou moyen débit, la modulation PSK est trop complexe à implanter et entretenir et plus coûteuse. De plus dans notre application, les données sont transmises momentanément et non continuellement. Ce type de modulation est donc volontairement écarté.

C'est la modulation OOK qui est retenu au lieu de FSK pour les raisons suivantes:

- OOK répond aux critères de complexité et de coût. C'est la plus simple à implanter, facile à entretenir et peu dispendieuse, elle requiert la même puissance moyenne que FSK et une largeur de bande moins large, voir tableau III-1.

- Etant donné que l'émetteur sera alimenté par une pile et que les données seront transmises pendant des durées momentanées et séparées par plusieurs minutes. Donc pour obtenir une meilleure autonomie en énergie, une efficacité spectrale (rapport entre le débit binaire et la bande occupée, ainsi que pour réduire la complexité des coûts). La modulation OOK peut donc être choisie pour notre application.

III - 1 - 3 Choix de la fréquence d'opération

Comme mentionné au paragraphe II-1, les ondes électromagnétiques permettant de transmettre les données sont produites en modulant un signal de haute fréquence par un signal bande de base de la source de donnée à transmettre, ce signal modulé est ensuite amplifié puis transformé à l'antenne en ondes électromagnétiques diffusées dans l'espace. Or les conditions de la propagation d'une onde électromagnétique, la portée et la quantité d'information qu'elle peut véhiculer dépendent principalement de la fréquence de cette onde.

Le domaine des faisceaux hertziens s'étend de 250MHz à environ 22Ghz, [18]. Dans ce domaine, seules certaines bandes de fréquence bien définies ont été attribuées aux faisceaux hertziens terrestres. La partie inférieure du domaine n'offre que des bandes relativement étroites et ne convient qu'à des systèmes de faible capacité.

L'ensemble du domaine fréquentiel des ondes électromagnétiques fait l'objet d'une subdivision conventionnelle en gammes qui correspondent en gros à des modes de propagation et à des types d'utilisations très différentes (Télécommunications, Radar, médecine, applications industrielles,...etc.)

Compte tenu du surcroît de la fiabilité et de l'efficacité que nécessitent les nouvelles applications telles que transmission de données, télémesures, téléalarmes ; des fréquences UHF ont été attribuées depuis quelques années, à tous ces usages sans distinction.

En France par exemple c'est la bande des 224Mhz (223.5 à 225) qui est attribuée à ces applications alors même que l'essentiel du reste de l'Europe choisissait de se positionner vers 433Mhz et le Royaume-Uni ainsi que les Etats-Unis vers 418Mhz.

Au Canada, comme il a été discuté au paragraphe I.4 la bande de fréquence UHF autorisée pour les transmissions d'une durée momentanée de données ou de télémesures est de 902Mhz à 928Mhz.

Dans notre application la fréquence de transmission choisie est de 916.5Mhz et l'émission est limitée à une largeur de bande de 200khz centrée sur la fréquence de travail. Et pour une raison de disponibilité des circuits RF pour la réalisation du prototype, nous avons opté, comme il a été expliqué au paragraphe I-4, pour les circuits hybrides de la société RF monolithics opérant à une fréquence de 418Mhz autorisée aux Etats-Unis. Les références des circuits utilisés ainsi que

les conditions d'adoption, lors du passage à l'intégration définitive des circuits à 916.5Mhz autorisés au Canada sont donnés au paragraphe I-4.

III - 2 Principe de détection d'erreurs

Un des problèmes principaux qui se pose lors de la conception et l'exploitation d'un système de transmission de données vient du fait que la probabilité d'une erreur de transmission ou de défaillance d'un équipement est en général beaucoup plus grande que la probabilité d'erreur ou de défaillance compatible avec le bon fonctionnement du système de l'utilisateur. Ceci conduit à prendre toute une série de mesures destinées à détecter les erreurs de transmission ainsi que les défaillances des équipements, et même parfois à prévoir les techniques de corrections et de reprises, de façon à ce que l'information échangée entre les utilisateurs soit pratiquement exempte de défauts lors de son traitement final.

Plusieurs techniques sont utilisées pour la détection des erreurs du niveau des transmissions : soit par écho, par répétition des messages, ou comme c'est le cas de notre application, par un code.

Les causes de telles erreurs sont multiples mais les principales sont dues aux bruits d'interférences et à diverses sources de bruits impulsifs.

III - 2 - 1 Détection d'erreurs par écho

Cette méthode simple, consiste à faire retourner par le récepteur, une réplique du message qu'il vient de recevoir, le principe est montré à la figure 3-2.

L'émetteur conserve le message qu'il vient d'envoyer jusqu'à ce qu'il ait reçu l'écho du message qui lui est retourné par le récepteur. Il vérifie alors que les deux messages sont identiques et dans l'affirmative, envoie le message suivant. Si par contre l'écho est différent du message envoyé, il y a eu une erreur de transmission, et l'émetteur retransmet le message. Cette technique est évidemment très pénalisante et utilise très mal le canal puisque le débit réel est à peu près le double du débit utile, donc elle est peu employée.

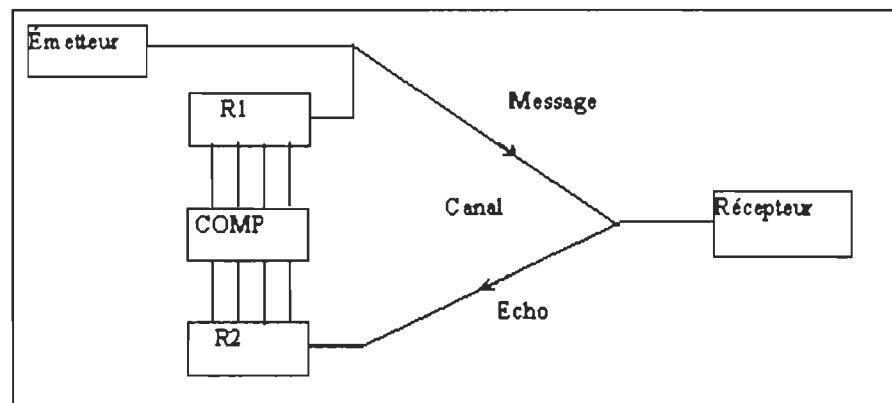


Fig. 3-2 Principe de détection d'erreur par écho.

III - 2 - 2 Détection par répétition de messages

Dans le cas précédent, chaque message transite deux fois entre l'émetteur et le récepteur. Avec une même occupation de la ligne, on peut accélérer la transmission en faisant suivre à l'émission chaque message par une réplique identique, comme le montre la figure 3-3, [19].

À la réception, le message est comparé à la réplique et il n'est envoyé au récepteur que s'il y a identité entre le message et sa réplique. Dans le cas

contraire le récepteur doit demander la retransmission du message. La détection avec cette technique est donc plus efficace que la précédente puisqu'un message en erreur ne peut être envoyé au destinataire que si la réplique a subi la même erreur, ce qui est très improbable.

En effet si les messages comportent N bits et si la probabilité P_B d'une erreur sur bit est distribuée de façon uniforme, la probabilité pour qu'un bit soit reçu sans erreur est égale à $(1-P_B)$. La probabilité pour que le message de N bits soit reçu sans erreurs est donc égale à $(1-P_B)^N$ et la probabilité P_M pour que le message contienne des erreurs est donnée par :

$$P_M = 1 - (1 - P_B)^N \approx N.P_B \quad (3-25)$$

avec $P_B \ll 1$

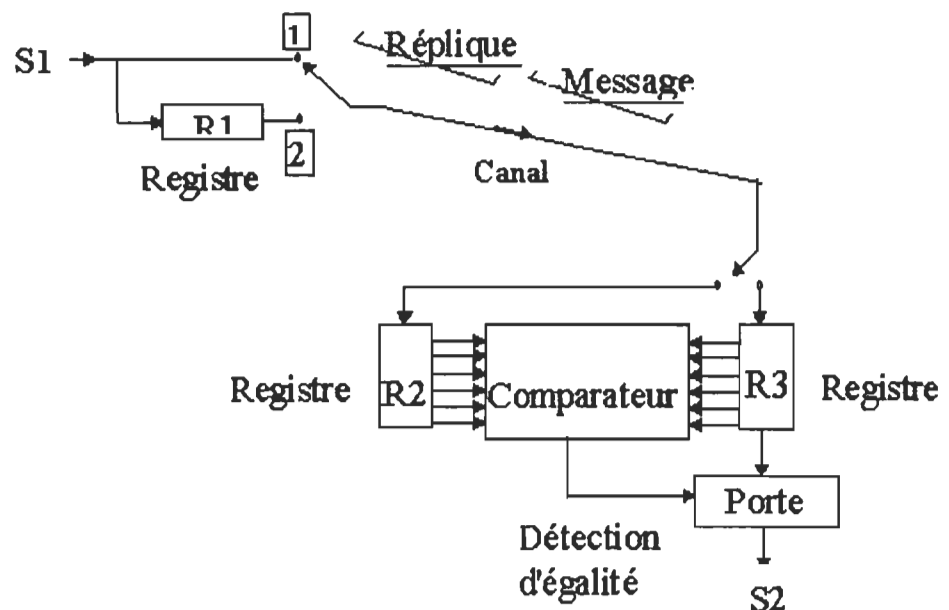


Fig.3-3 Principe de détection d'erreur par répétition de messages

Une erreur ne peut donc rester non détectée que si elle affecte simultanément un bit du message et le bit correspondant de la $N.P_b$ réplique, ce qui peut se reproduire avec une probabilité égale à P_b^2 . La probabilité pour que le message soit reçu sans erreurs non détectées est donc égale à $(1 - P_b^2)^N$, ce qui donne une probabilité P_N de non détection d'erreurs :

$$P_N = 1 - (1 - P_b^2)^N \approx N \cdot P_b^2 \quad (3-26)$$

On voit donc que si P_b est faible (10^{-5} par exemple) et si les messages sont relativement courts, la probabilité de non détection d'erreurs devient négligeable,[19].

III - 2 - 3 Détection par codes

La bonne protection est plutôt réalisée par codage, en adjoignant une information de redondance à l'information utile, ce qui en théorie conduit à augmenter la distance de Hamming du code (nombre de bits différents entre deux mots de code).

C'est cette technique qui est retenue, et elle est élaborée suivant la méthode de 'checksum' ou de parité longitudinale où les caractères de la trame sont additionnés modulo 255, le résultat constituant la clé.

III - 2 - 3 - 1 Format du message à transmettre

Notre trame est constituée de 256 mots de 16 bits chacun, l'ensemble est divisé en un nombre variable de blocs, ces données sont munies d'autres paramètres de supervision et bien sûr du checksum. La trame a la forme représentée à la figure 3-4.

Flag de début	DB	Id	NumB	NomTB	(256/NomTB) mots de 16 bits chacun	Checksum	Flag de fin
8 bits	4 bits	4 bits	8 bits	8 bits	(256/NomTB)*16 bits	8 ou 16 bits	8 bits

Fig. 3-4 Format d'une trame du message émis

Où :

- **DB** est l'octet de début du bloc.
- **Id** est l'octet d'identification de la source (numéro du capteur émettant le message).
- **NumB** est le numéro du bloc à transmettre.
- **NomTB** est le nombre total de blocs à transmettre.
- **Checksum** est l'addition de tous les octets du bloc modulo 255, permettant le contrôle d'erreurs de transmission.

Chaque trame étant divisée en blocs, chaque bloc étant codé en M mots de 16 bits chacun, donc de N bits, avec $n=(256/B)*16$, car $256/B$ est le nombre de mots de chaque bloc, et chaque mot est constitué de 16 bits.

Ces bits du message utile sont accompagnés par des données de supervision qui comportent r bits, ceux-ci servent à la délimitation du message, au contrôle d'erreurs, ainsi qu'à la spécification de la nature du message, de son origine. Le message comporte donc $N = (M + r)$ bits.

Afin d'évaluer l'efficacité du code avec le checksum, nous allons voir que l'on peut déterminer une longueur optimum du message à transmettre donc la longueur adéquate du checksum pour un taux d'erreur bit donné.

III - 2 - 3 - 2 Longueur optimum des messages

On considère notre système qui fonctionnera en duplex à l'alternat (ou half-duplex), voir figue 2-3b. Un bloc est constitué de M mots de m bits chacun ($m=16$), pas de bit de parité.

Aux M mots du bloc on associe un mot de checksum composé de r bits, ce dernier mot est la somme modulo 255 de tous les octets de M mots (soit $2M$ octets), comme l'indique la figure 3.5.

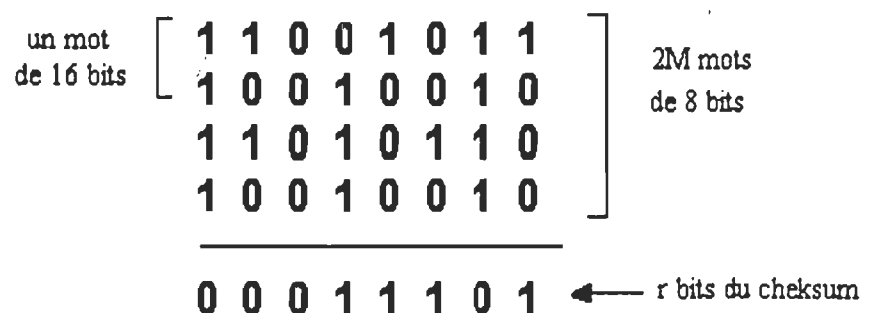


Fig. 3.5 Format des mots et du checksum

Chaque bloc est constitué de M mots de 16 bits donc de 2M octets.

Le message codé comporte alors L bits avec :

$$L = 8.(2M) + r = 16M + r \quad (3.27)$$

car dans un bloc de M mots de 16 bits, il y a 2M octets de 8 bits chacun, r étant le nombre de bits du checksum.

En supposant que la probabilité bit P_B pour qu'un bit soit en erreur est distribuée de façon uniforme, [16], la probabilité pour qu'un bit particulier soit reçu sans erreur est égale à $(1 - P_B)$, on en déduit la probabilité pour que les L bits soient reçus sans erreur qui est égale à $(1 - P_B)^L$.

L'élément correspondant à un bit particulier et un seul en erreur se produit avec la probabilité $P_B.(1 - P_B)^{L-1}$. Comme cet événement peut se produire de L façons différentes, la probabilité pour qu'un bit et un seul soit en erreur est égale à

$$L.P_B.(1 - P_B)^{L-1} \quad (3.28)$$

la probabilité P_M pour qu'un bloc soit reçu erroné est donnée par :

$$P_M = (1 - P_B^{16M+r}) \quad (3.29)$$

et si $P_B \ll 1$ on aura

$$P_M = (16M + r).P_B \quad (3.30)$$

Les erreurs ne seront pas détectées, et ce avec une probabilité P_N , si elles sont en nombres pairs. S'il y a 2 erreurs dans deux octets quelconques du bloc, une

configuration particulière d'erreurs correspond à la probabilité $P_B^2(1-P_B)^{16M-2}$. Comme le nombre de combinaisons possibles de 2 bits parmi $16M$ est C_{16M}^2 , la probabilité d'avoir 2 erreurs est égale à :

$$C_{16M}^2 \cdot P_B^2 \cdot (1-P_B)^{16M-2} \quad (3.31)$$

En raisonnant d'une façon similaire pour 4, 8, ..., M erreurs on obtient finalement la probabilité P_N , [16], avec :

$$P_N = \sum_{i=1}^M C_{2M}^{2i} \cdot P_B^{2i} \cdot (1-P_B)^{2M-2i} \quad (3.32)$$

Et puisqu'il y a 8 colonnes dans un bloc, et que l'événement d'avoir un nombre pair d'erreurs dans une colonne peut se produire de 8 façons (1 colonne, 2, 3, ..., 8) la première partie de la probabilité pour que l'erreur ne soit pas détectée pour le bloc sera :

$$P_{1Nbloc} = 8 \cdot P_N$$

Soit
$$P_{1Nbloc} = 8 \sum_{i=1}^M C_{2M}^{2i} \cdot P_B^{2i} \cdot (1-P_B)^{2M-2i} \quad (3.33)$$

Une autre configuration qui donne des erreurs non détectées est donnée par le fait de recevoir un bloc erroné accompagné d'un checksum correspondant du même bloc sans erreurs, cet événement peut se produire avec la probabilité :

$$P_{2Nbloc} = 1 - (1 - P_B)^r \quad (3.34)$$

Où r est le nombre de bits du checksum

et $(1 - P_B)^r$ est la probabilité pour que le checksum soit reçu sans erreurs.

D'où finalement la probabilité P_{Nbloc} pour que les erreurs d'un bloc ne soient pas détectées et qui est donnée par :

$$P_{Nbloc} = P_{1Nbloc} + P_{2Nbloc} \quad (3.35)$$

soit

$$P_{Nbloc} = 8 \sum_{i=1}^M C_{2M}^{2i} \cdot P_B^{2i} \cdot (1 - P_B)^{2M - 2i} + 1 - (1 - P_B)^r \quad (3.36)$$

Sachant que

$$C_{2M}^{2i} = \frac{(2M)!}{(2i)! \cdot (2M - 2i)!} \quad (3.37)$$

Et en appliquant la formule du binôme, l'expression (3.36) peut se réduire à :

$$P_{Nbloc} = 8 \left[\frac{P_B + (1 - P_B)^{2M} - (1 - P_B)^{2M} + (P_B - (1 - P_B)^{2M})}{2} - (1 - P_B)^{2M} \right] +$$

$$+ 1 - (1 - P_B)^r \quad (3.38)$$

Soit

$$P_{Nbloc} = 8 \left[\frac{1 + (2P_B - 1)^{2M} - 2(1 - P_B)^{2M}}{2} \right] + 1 - (1 - P_B)^r \quad (3.39)$$

Le tableau (III-2) donne quelques valeurs de probabilité d'erreur mot, de probabilité d'erreur bloc et de la probabilité d'erreurs non détectées.

Dans le cas où les erreurs sont indépendantes et où la probabilité bit P_B est très faible, on voit donc que la probabilité P_N pour qu'un message contienne des erreurs est d'autant plus grande que le message est plus long.

Comme le système fonctionne en bidirectionnel à l'alternat (ou half-duplex), chaque message erroné doit être complètement retransmis, le rendement de transmission tend à diminuer lorsque les messages sont trop longs.

Le rendement R de transmission est défini par :

$$R = \frac{D_{eff}}{D} = \frac{k}{T_m \cdot D} \quad (3.40)$$

où D_{eff} est le débit efficace de la liaison de transmission, qui sera discuté plus

loin,

D est le débit utile

k est le nombre de bits d'information utile du bloc.

T_m est la durée moyenne nécessaire au transfert d'un bloc.

Tableau III-2.

			Probabilité d'erreur bit			
			10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}
Probabilité d'erreur mot $P_{\text{Mot}} = 1 - (1 - P_B)^{16} \approx 16P_B$			$16 \cdot 10^{-4}$	$16 \cdot 10^{-5}$	$16 \cdot 10^{-6}$	$16 \cdot 10^{-7}$
Probabilité D'erreur Bloc $P_{\text{bloc}} =$ $1 - (1 - P_B)^{16M+r}$ \approx $(16M+r) \cdot P_B$	r = 8	M = 8	0.013509	0.001359	0.000136	0.000014
		M = 16	0.026056	0.002636	0.000264	0.000026
		M = 32	0.050673	0.005186	0.000519	0.000052
		M = 64	0.098058	0.010267	0.001031	0.000103
		M = 128	0.18584969	0.02035018	0.00205388	0.00020557
	r = 16	M = 8	0.014297	0.001438	0.000144	0.000014
		M = 16	0.026835	0.002716	0.000272	0.000027
		M = 32	0.051432	0.005266	0.000528	0.000053
		M = 64	0.098779	0.010346	0.001039	0.000104
		M = 128	0.186500	0.020428	0.002061	0.000206
Probabilité d'erreur Non détectées P_{Nbloc} $=$ $8 \sum_{i=1}^M C_{2M}^{2i} P_B^{2i} *$ $*(1 - P_B)^{2M-2i} +$ $+ 1 - (1 - P_B)r$	r = 8	M = 8	0.00080930	0.00008	0.000008	0.0000008
		M = 16	0.0008392	0.0000803	0.0000080	0.0000008
		M = 32	0.000960	0.0000816	0.000008	0.0000008
		M = 64	0.0014418	0.0000864	0.0000080	0.0000008
		M = 128	0.0033455	0.0001060	0.0000082	0.0000008
	r = 16	M = 8	0.0016083	0.0001600	0.0000160	0.0000016
		M = 16	0.0016383	0.0001603	0.0000160	0.0000016
		M = 32	0.0017590	0.0001615	0.0000160	0.0000016
		M = 64	0.0022409	0.0001664	0.0000160	0.0000016
		M = 128	0.0041446	0.0001860	0.0000162	0.0000016

On conçoit donc qu'il existe pour un taux d'erreur donné une longueur optimum des messages qui correspond à un rendement maximum de transmission.

Pour évaluer le rendement en fonction de la longueur du message, on considère notre système fonctionnant en mode bidirectionnel à l'alternat avec un débit D bit/s dans chaque sens.

Soit k le nombre de bits d'information utile d'un bloc, r et s les nombres respectifs de bits du checksum (contrôle d'erreur) et de bits de supervision.

Les s bits de supervision sont répartis comme suit :

- Un flag de début de trame (4 bits)
- Un flag de fin de trame (4 bits)
- Début du bloc transmis (4 bits)
- L'identification du capteur (4 bits)
- Numéro du bloc transmis (4 bits)
- Nombre de blocs de données transmises (8 bits).

Notons n_a la longueur du message d'acquiescement, P_B le taux d'erreur bit, t_p le temps de propagation du signal entre émetteur et récepteur, t_r le temps d'inversion du sens de transmission et T_R le délai occupé par l'émission d'un bloc et l'attente avant de transmettre le bloc suivant, [20], comme l'indique la figure 3-6 :

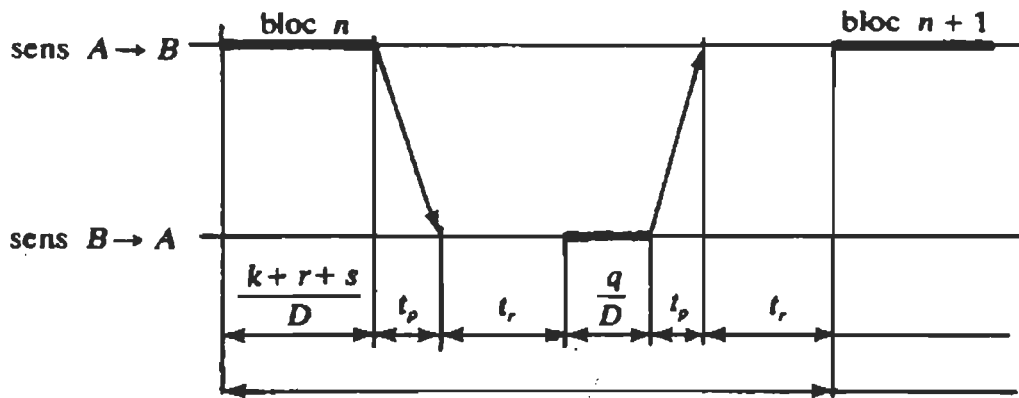


Fig.3-6 Décomposition de la durée de transmission d'un bloc.

Si les erreurs sont supposées indépendantes et toutes détectées, la probabilité de transmission d'un bloc sans erreur est de :

$$P_S = (1 - P_B)^{k+r+s} \quad (3.41)$$

La transmission d'un bloc peut être erronée pendant (i-1) essais successifs et correcte au suivant, [20], donc la durée de transmission peut être égale à (i . T_R) avec la probabilité :

$$(1 - P_S)^{i-1} \cdot P_S \quad (3.42)$$

D'où la durée moyenne T_m nécessaire au transfert correcte d'un bloc, [20] :

$$T_m = \sum_{i=1}^{\infty} i \cdot T_R \cdot P_S \cdot (1 - P_S)^{i-1} \quad (3.43)$$

Soit

$$T_m = \frac{T_R}{P_s} = \frac{T_R}{(1-P_B)^{k+r+s}} \quad (3-44)$$

Le débit efficace défini par la relation (3.40) peut être exprimé par :

$$R = \frac{k}{T_R} \cdot (1-P_B)^{k+r+s} \quad (3-45)$$

Soit

$$R = \frac{k \cdot D \cdot (1-P_B)^{k+r+s}}{k+r+s+n_a + 2D \cdot (T_p + T_r)} \quad (3-46)$$

La longueur optimum des messages qui correspond au débit maximum peut être obtenue en calculant la valeur de k qui annule $\frac{\partial R}{\partial k}$.

En posant

$$u = r+s+n_a + 2D \cdot (T_p + T_r) \quad (3-47)$$

On a d'après la relation (3.46)

$$D_{eff} = \frac{k + D \cdot (1-P_B)^{k+r+s}}{(k+u)^2} \quad (3-48)$$

$$\frac{\partial D_{eff}}{\partial k} = \frac{D \cdot (1-P_B)^{k+r+s} [k(k+u) \cdot \log_e(1-P_B) + u]}{(k+u)^2} \quad (3-49)$$

Cette dérivée s'annule pour

$$k = \frac{1}{2} \left[-u + \sqrt{u^2 - \frac{4u}{\log_e(1 - P_B)}} \right] \quad (3 - 50)$$

Si l'on se fixe un débit binaire de 2400bit/sec le temps de propagation est négligeable (quelques μ secondes), et supposons que le temps T_r de l'inversion du sens de transmission soit de l'ordre de 10ms, et que le nombre de bits du message de supervision soit réparti comme suit :

- 4 bits pour le flag de début d'émission
- 4 bits pour le flag de fin d'émission
- 4 bits pour DB (début du bloc transmis)
- 4 bits pour I_d (Identification du capteur)
- 8 bits pour NumB (numéro du bloc)
- 8 bits pour NomTB (nombre total de blocs)

soit donc $s = 32$ bits

$r = 8$ bits pour CSM (checksum)

soit au total 40 bits (5 octets de supervision)

Supposons aussi que les acquittements de n_a ont une longueur de 3 octets (un pour NumB, un pour Numéro de l'expérience, un pour dire que c'est correct ou erroné).

On peut déduire la valeur de u définie en (3-47) comme suit :

- pour $r = 8$ bits : $u = 8 + 32 + 24 + (2 \cdot 2400) (10^{-2}) = 112$
- pour $r = 16$ bits : $u = 120$.

On peut donc déterminer le rendement de transmission $R = \frac{D_{eff}}{D}$ à partir de la relation (3-48) en fonction de la longueur k du message utile et de la probabilité d'erreur bits P_B .

La figure 3-7 donne la variation du débit efficace maximum en fonction de la longueur k des blocs et de la longueur r (8 ou 16 bits) du checksum, pour plusieurs valeurs de probabilités d'erreur bit.

Les hypothèses du cas considéré sont :

$$D = 2400 \text{ bits / s}$$

t_p est supposé négligeable (quelques μ secondes)

$$t_r = 10 \text{ ms}$$

$$s = 32$$

$$n_a = 24$$

Le tracé sera donné pour deux valeurs de r ; $r = 8$ et $r = 16$, et pour plusieurs valeurs de probabilités d'erreur bit P_B .

Le programme Matlab, donné en annexe III, permet de tracer la variation du débit efficace maximum en fonction de la longueur k des blocs et de la longueur r du checksum.

On voit par exemple que pour que $P_B=10^{-4}$, le débit utile atteint un maximum de 1570 bit/sec pour un nombre de bits du bloc de l'ordre de 900 à 1100 bits, alors que pour $P_B=10^{-5}$ le débit utile peut atteindre 2250 bits/sec lorsque la longueur utile du bloc est de l'ordre de 2000 à 2200 bits.

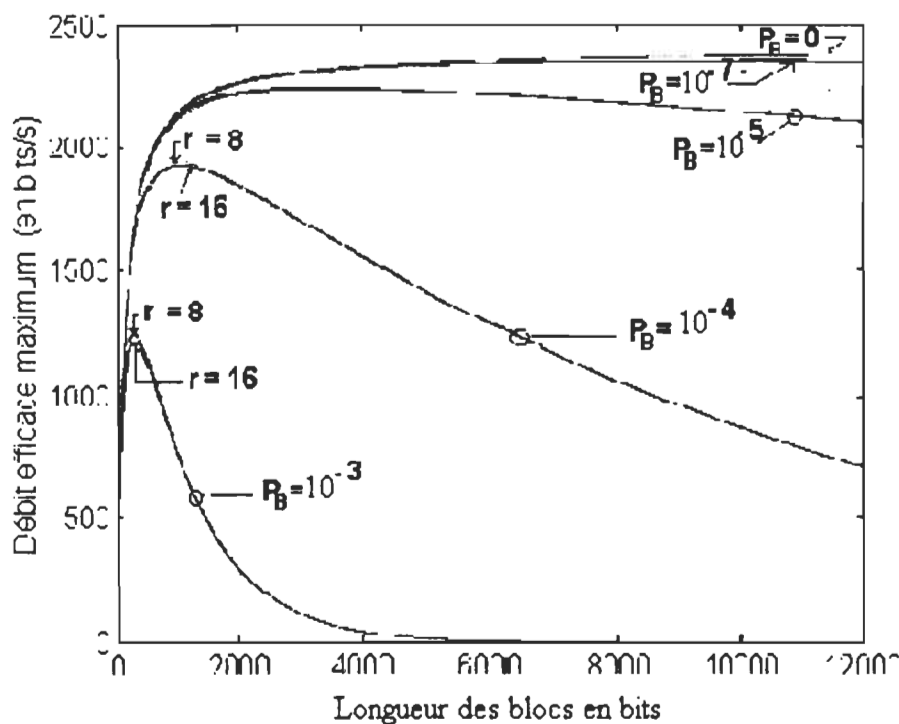


Fig. 3-7 Variation du débit efficace maximum en fonction de la longueur des blocs

On voit par exemple que pour que $P_B=10^{-4}$, le débit utile atteint un maximum de 1570 bit/sec pour un nombre de bits du bloc de l'ordre de 900 à 1100 bits, alors que pour $P_B=10^{-5}$ le débit utile peut atteindre 2250 bits/sec lorsque la longueur utile du bloc est de l'ordre de 2000 à 2200 bits. Il est donc important de choisir convenablement la dimension moyenne des blocs en fonction de la probabilité d'erreur pour tirer le meilleur parti possible du canal.

III - 2 - 4 Programme de gestion de protocole

Le Quickbasic est utilisé pour élaborer un programme de gestion du protocole de la liaison. Assurant ainsi, d'une part la transmission et la réception de l'information, et d'autre part, le contrôle d'erreur des données.

Les programmes prévoient donc :

- L'initialisation du port de communication série, en précisant la vitesse de transmission, le nombre de bits de départ, le nombre de bits d'arrêt, la nature de la parité et le numéro du port série (COM1 ou COM2).
- L'affichage et la mémorisation de toute information se présentant sur l'interface, et ce par le programme récepteur.
- Une vérification d'erreur de transmission à l'aide de la méthode du " Checksum"

Pour évaluer la qualité de transmission du prototype un programme a été élaboré en deux versions ; la première est destinée au prototype unidirectionnel permettant de transmettre dans un sens autant de fois que l'on veut, 256 mots de 16 bits chacun et qui sont divisés en un nombre variable de blocs, ce nombre est une puissance de 2 (1, 2, 4, 8,...256). Le format du message à transmettre a été décrit à la section III-2-3-1.

La structure générale des programmes émetteur et récepteur est donnée respectivement aux figures 3-8 et 3.9.

Les organigrammes et les listing des deux programmes détaillés des modules émetteur et récepteur sont donnés à en annexe III.

Les programmes de gestion du protocole de communication bidirectionnelle sont traités au chapitre V, en vu de l'implantation dans le système intégré. Les organigrammes et programmes détaillés sont donnés en annexe III.

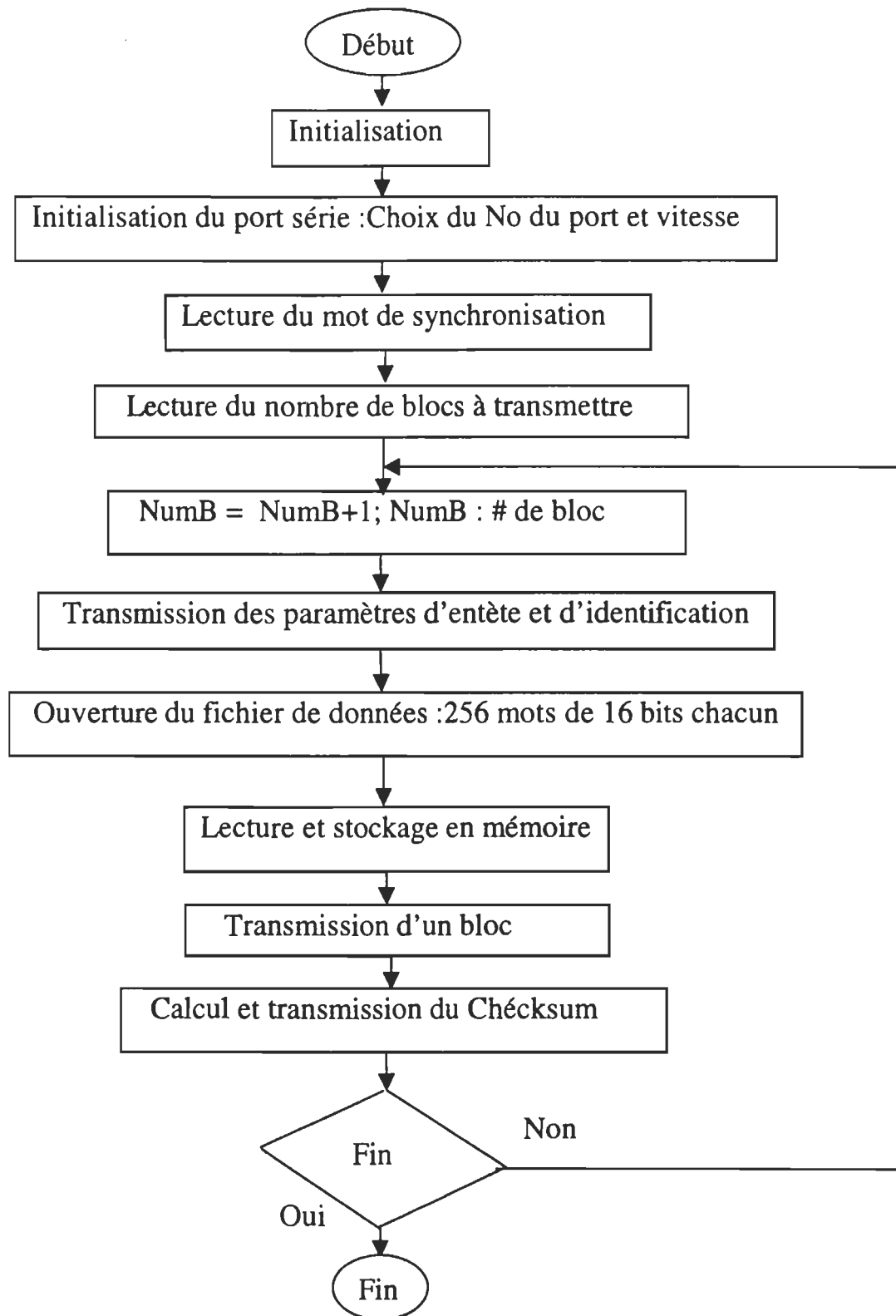


Fig. 3-8 Structure générale du programme émetteur,
(mode unidirectionnel)

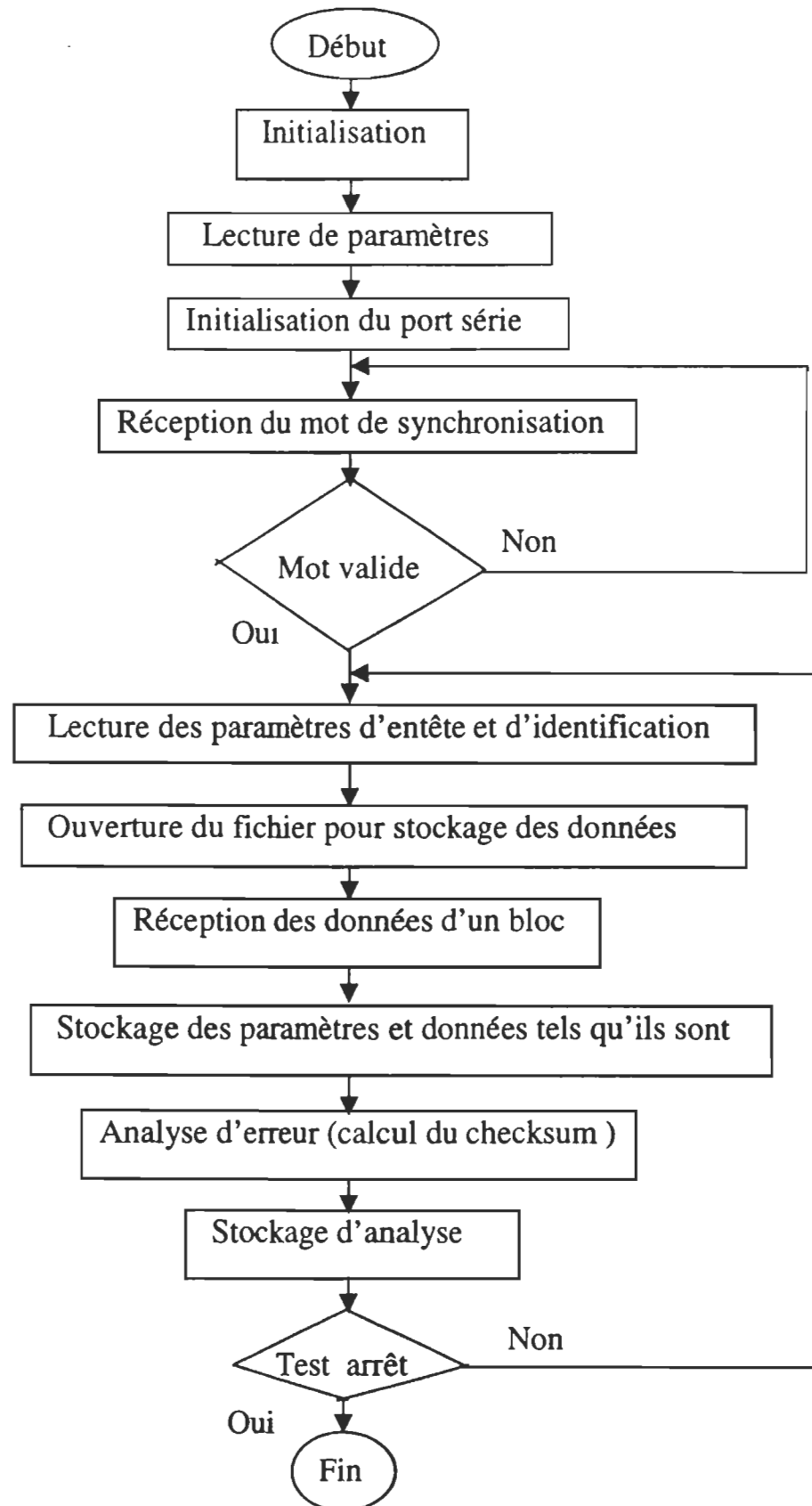


Fig. 3-9 Structure générale du programme récepteur, (mode unidirectionnel)

Chapitre IV

Description du matériel utilisé et de ses fonctions

IV - 1 Le module émetteur

Le schéma de principe de la réalisation de l'émetteur de notre prototype est donné à la figure 4-1. On voit qu'il est difficile de faire plus simple puisque toute la partie haute fréquence a été confiée à un ensemble émetteur - récepteur constitué de modules hybrides de la société RF Monolithics.

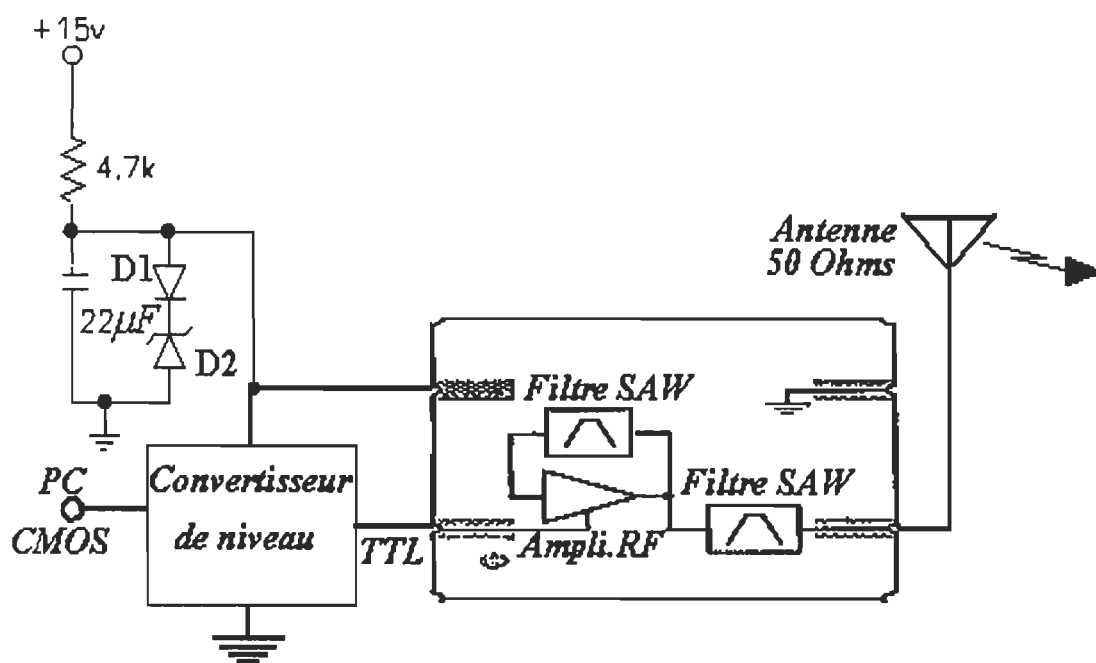


Fig. 4-1 Schéma synoptique du module émetteur

Afin d'obtenir une meilleure autonomie en énergie, vu que l'émetteur sera alimenté par une pile et que les données seront transmises pendant des durées momentanées et séparées par plusieurs minutes, notre choix s'est porté sur les modules fonctionnant en modulation tout ou rien (OOK), dont la composition détaillée et les caractéristiques sont traitées à la section IV-1-1.

Les signaux issus de l'interface RS-232 de l'ordinateur sont acheminés vers un convertisseur de niveau, celui-ci est décrit à la section IV-2-2; il permet d'obtenir des niveaux de tension compatibles T.T.L à partir des tensions négatives et positives de la liaison série, tension pouvant varier entre -9v et -15v à +9v à +15v.

IV - 1 - 1 Le circuit hybride émetteur

Il est constitué d'un circuit oscillateur également basé sur l'emploi d'un résonateur à ondes de surface et d'un circuit de mise en forme des signaux à transmettre, d'un filtre à onde de surface qui permet de stabiliser la fréquence porteuse et de supprimer les harmoniques à la sortie.

Comme il a été mentionné au paragraphe I-4, pour une raison de disponibilité des circuits celui choisi pour la réalisation de notre prototype est du type HX-1003-1 de RF Monolithics, destiné aux transmissions opérant à une fréquence de 418Mhz, celle-ci peut être utilisée sans licence aux Etats-Unis et au Royaume Uni.

Les caractéristiques électriques de ce circuit sont données par la notice technique en annexe V.

Au passage à la réalisation du système final, les modules qui seront utilisés pour l'émetteur et le récepteur sont respectivement HX2000 et RX 2010 opérant à la fréquence 916.5Mhz autorisée et sans licence au Canada.

Comme le montre la figure IV-2-1, le circuit émetteur possède une sortie adaptée à une impédance de 50Ω , qui permet la connexion directe d'une antenne externe et fournit une puissance de 1mW (0 dB).

Il est d'une dimension miniaturisée (1 cm x 1 cm), qui possède une forte sélectivité, réalisée en technologie pour montage en surface.

Sa tension d'alimentation est de 3 volts, la consommation ne dépasse pas 10mA, soit une consommation maximale en puissance de 30mW, et possède une consommation inférieure à $3\mu W$ en mode "stand-by" grâce au contrôle d'activation de l'oscillateur.

Notons qu'au cours des essais, le circuit a été alimenté à partir du micro-ordinateur, en utilisant une résistance de 100Ω et une diode zener de 3.3v pour avoir une alimentation stabilisée.

IV - 1 - 2 Convertisseur de niveau

Le convertisseur de niveau permet de transformer les niveaux T.T.L en signaux RS-232 au niveau du transmetteur ou inversement au niveau du récepteur. Il existe sous forme de circuit intégré, comme par exemple, les circuits 1489 (émetteur) et 1488 (récepteur) proposés par MOTOROLA. Mais

ils peuvent être aussi réalisés au moyen de circuits à transistors discrets, comme le montre la figure 4.2.

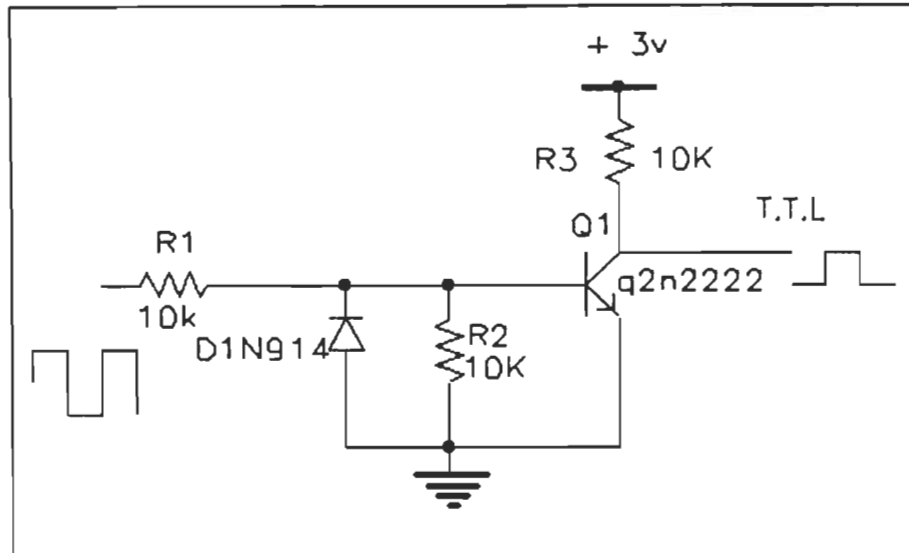


Fig. 4.2 Convertisseur de niveau pour le transmetteur

Le fonctionnement du convertisseur, qui est très simple, est basé sur le phénomène de blocage et de saturation du transistor Q1. Lorsque le niveau du signal CMOS est positif, la diode est bloquée, tandis que le transistor est saturé, ce qui donne à la sortie un signal T.T.L de niveau logique 0, par contre, lorsque le signal CMOS est négatif, la diode D1N914 est passante, ce qui bloque le transistor donnant ainsi un niveau logique 1.

Les résistances R1, R2 et R3 permettent de limiter le courant.

IV - 2 Le module récepteur

Le schéma bloc du module est représenté à la figure 4-3. Il est constitué principalement d'un circuit récepteur hybride du type RX1300 de la société RF Monolithics, d'un convertisseur de niveau qui joue le rôle inverse de celui de l'émetteur.

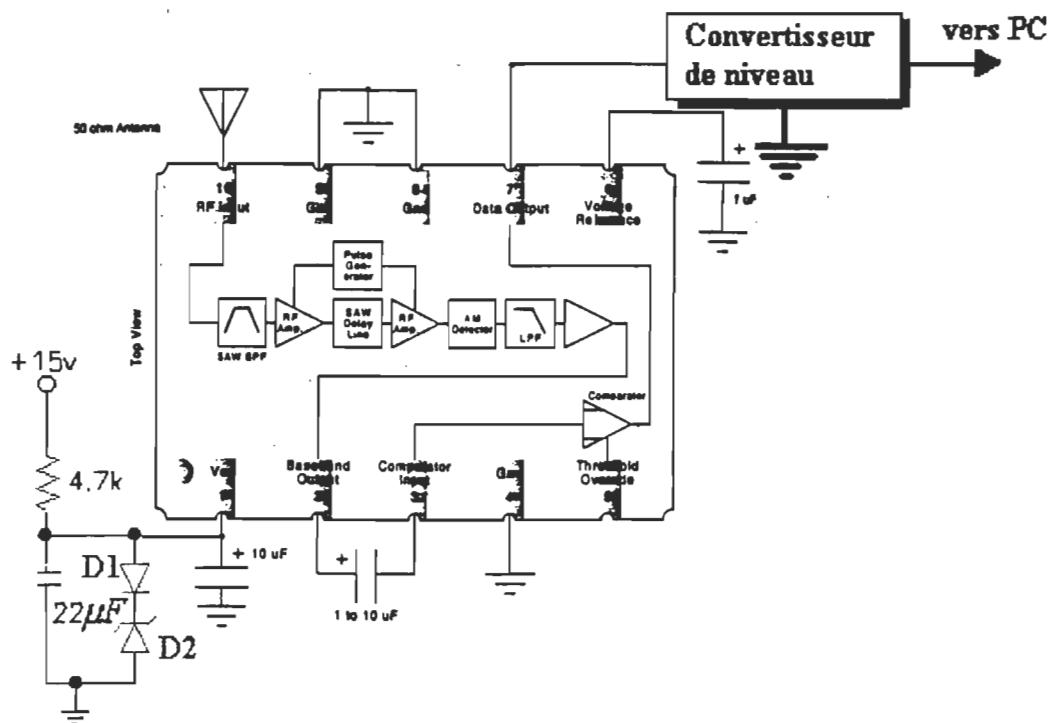


Fig. 4.3 Schéma synoptique du module récepteur

La résistance de $4.7\text{ K}\Omega$ et la diode zener de 3.3v permettent d'alimenter le circuit à partir de la tension $+15\text{v}$ fournie par le micro-ordinateur.

IV - 2 - 1 Le circuit hybride récepteur

Il est du type Amplifier-sequenced hybride, la figure 4.4, [21], illustre un schéma bloc simplifié de cette nouvelle architecture, celle-ci atteint le même

résultat qu'un récepteur superhétérodyne, mais il utilise le principe de la diversité de temps plutôt que celle de la fréquence.

Le signal reçu est d'abord filtré par le filtre passe-bande (SAW Bandpass Filter), celui-ci limite aussi les interférences des autres canaux et le bruit capté par le récepteur, ensuite le signal passe par le premier amplificateur RF, celui-ci est activé par le générateur d'impulsion Pulse " generator ". La sortie de l'amplificateur RF est ensuite appliquée à l'entrée d'un circuit de ligne à retard à onde de surface (SAW delay line).

Comme l'indique le diagramme séquentiel de la figure 4.5, le deuxième amplificateur RF est désactivé quand le premier est activé et vice versa.

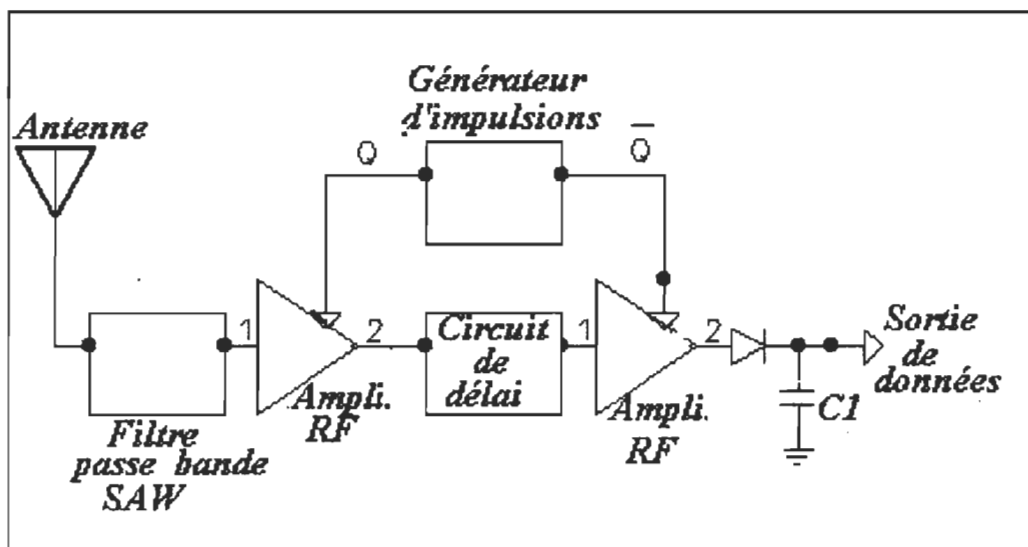


Fig. 4.4 Récepteur " Amplifier-sequenced hybride " (ASH).

Quand le signal surgit de la ligne à retard, le premier amplificateur est désactivé et le deuxième est activé.

La sortie du second amplificateur est alors appliquée à un détecteur AM (AM detector).

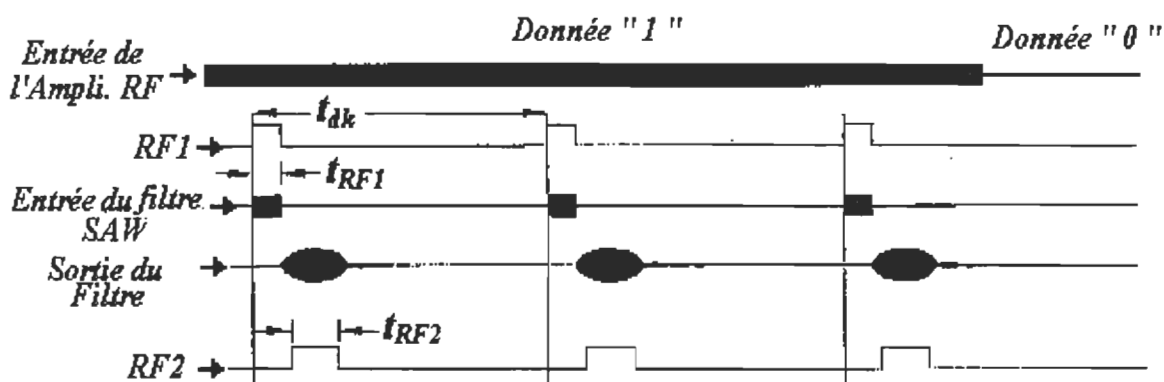


Fig. 4.5 Diagramme séquentiel [21]

Puisque les deux amplificateurs ne sont pas activés au même temps, le "feedback" d'un amplificateur vers l'autre ne provoque pas d'instabilité du circuit. Le délai du circuit de la ligne à délai est choisi pour obtenir des milliers d'échantillons par bits des données reçues; un délai typique de 0.5μ seconde est utilisé.

Le signal utile est ensuite extrait par un filtre passe-bas (low pass filter) qui suit le détecteur AM.

Et finalement un comparateur à la sortie duquel on retrouve le signal numérique compatible CMOS.

Un condensateur de $47 \mu F$ (au lieu de 1 à $10 \mu F$ comme l'indique la notice technique du circuit) est branché entre la broche 2 (sortie du signal en bande de base) et la broche 3 (entrée du comparateur), ce condensateur permet de

stabiliser la largeur des impulsions des données reçues qui changeaient constamment et selon le battement de la transmission des blocs lorsqu'on mettait un condensateur de 1 à 10 μF .

Performances du circuit :

Comme l'indique la notice technique donnée en annexe V, le circuit peut recevoir des données avec une vitesse nominale de 1.0Kbit/s ou maximale de 2.4Kbits/s avec une fréquence centrale de 418Mhz.

La bande passante a été fixée à 2.4Khz donnant une bande passante équivalente de bruit (Noise Equivalent Bandwidth) de 4.8Khz.

La largeur du canal de 200Khz inclut l'effet de la température et la tolérance de fabrication initiale du filtre à onde de surface .

La bande passante du filtre est de 500Khz minimum. La largeur d'impulsions d'échantillonnage choisie est de 0.7 μ seconde et la période d'échantillonnage a été fixée à 4.1 μ secondes pour une vitesse de répétition d'échantillonnage d'environ 250Khz. Cela donne un " duty factor " pour le premier amplificateur RF de 0.17 qui augmente la figure de bruit du récepteur de 7.7dB.

Avec un " duty factor " de 0.17 la consommation en courant du récepteur est approximativement de 1.1mA avec un V_{cc} de 3volts.

Des essais expérimentaux sur les modules émetteur et récepteur ont été effectués, leurs résultats sont donnés au paragraphe IV - 4 - 2 .

IV - 2 - 2 Convertisseur de niveau

Au niveau du récepteur, le convertisseur de niveau T.T.L - CMOS est réalisé à l'aide d'un amplificateur opérationnel du type TL081, sa notice technique est donnée en annexe V.

Comme le montre le schéma de la figure 4.6, le potentiomètre de $25\text{ K}\Omega$ a été branché entre la borne négative (broche 2) de l'amplificateur et la masse, pour pouvoir régler la sensibilité de cet amplificateur opérationnel.

- Le bit le plus court est de $300\ \mu$ secondes.
- Le bit le plus long est de $700\ \mu$ secondes.

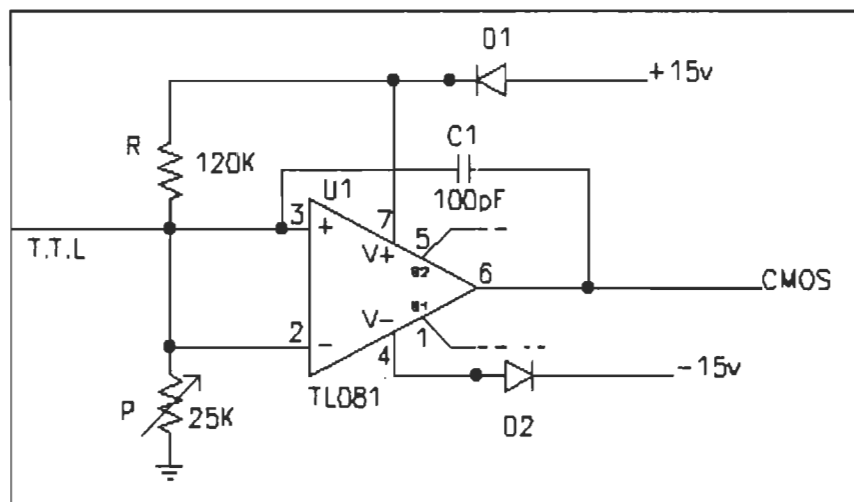


Fig. 4.6 Convertisseur de niveau pour le récepteur

IV - 3 Antenne

Une antenne est un système de conducteurs disposés pour rayonner ou recevoir des ondes électromagnétiques.

En général, toutes les propriétés qui font qu'une antenne est un bon système de rayonnement des ondes électromagnétiques en font également une bonne antenne de réception.

De même pour l'émetteur dont l'efficacité est en grande partie déterminée par le choix et la qualité de réalisation de l'aérien associé.

Les caractéristiques que nous pouvons considérer comme les plus significatives sont les suivantes :

- Résistance de rayonnement et impédance.
- Rendement
- Diagramme de rayonnement
- Polarisation
- Gain de l'antenne.

IV - 3 - 1 Type d'antenne utilisée

Le type d'antenne choisie pour faire les essais est à polarisation verticale, constituée, comme le montre le schéma de la figure 4.7, d'un seul brin (ou conducteur) d'une longueur L égale à un quart de longueur d'onde $(\frac{\lambda}{4})$;

possédant à sa base un " contrepoids " (ou plan sol), dont on verra le rôle plus loin. La longueur de l'antenne est donnée par :

$$L = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4 \cdot f} \quad (4.1)$$

Où $c = 3 \cdot 10^8$ m/s (vitesse de la lumière) ; $f = 418$ Mhz (fréquence de travail)

D'où $L \approx 18$ cm

En se référant à [22], dans lequel est donné un aperçu sur les caractéristiques essentielles d'une antenne. Nous allons nous intéresser à l'expression de ces caractéristiques dans le cas de l'antenne à polarisation verticale d'une longueur de $\frac{\lambda}{4}$.

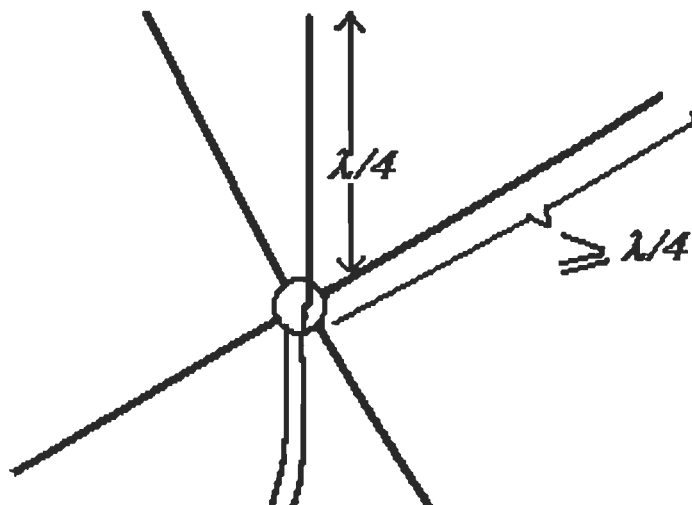


Fig. 4.7 Antenne quart d'onde avec son plan de sol

IV - 3 - 1 - 1 Résistance de rayonnement et impédance

On constate que pour un angle électrique de 90^0 , correspond à une antenne quart d'onde selon la relation suivante,[22] :

$$\theta = \frac{2\pi}{\lambda}.L \quad (4.2)$$

L'impédance de cette antenne s'écrit, [22] :

$$Z_i = R_r + j.X \quad (4.3)$$

Avec $L = \frac{\lambda}{4}$, on a $X = 0$ et $Z_i = 36 \Omega$.

L'impédance est donc réelle et égale à la résistance de rayonnement.

$$Z_i = R_r = 36\Omega \quad (4.4)$$

IV - 3 - 1 - 2 Gain de l'antenne utilisée

Le gain en puissance G d'une antenne dans une direction donnée est exprimé par, [22] :

$$G = \frac{\text{Puissance rayonnée par l'antenne}}{\text{Puissance rayonnée par l'antenne de référence}}$$

Où l'antenne de référence désigne une antenne qui rayonnerait également dans toutes les directions de l'espace toute la puissance qui lui est appliquée.

Pour une antenne à polarisation verticale, comme c'est le cas de notre antenne, le gain s'exprime par rapport au monopole court qui lui même présente un gain de 1.76dBi. Le gain de l'antenne quart d'onde verticale au sol est donc de 2.14dBi.

Plusieurs types d'antennes plus pratiques peuvent être proposés pour la réalisation finale du module radio; entre autres une antenne courte dont la longueur est d'une dizaine de centimètres et dont le gain est pratiquement nul; elle possède à sa base une bobine; le schéma de la figure 4.8 donne les dimensions des diverses parties de cette antenne.

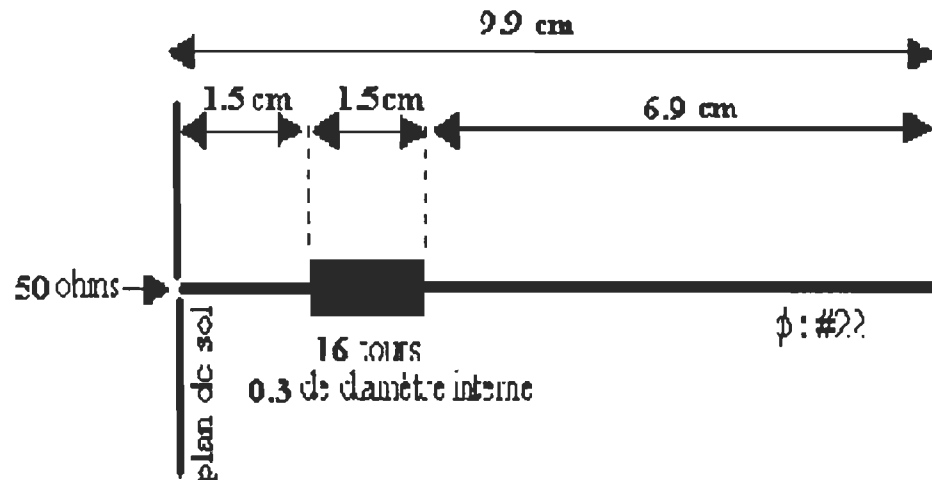


Fig. 4.8 Antenne typique courte (Pour 418Mhz)

A noter, comme le montre la figure 4.9, [22], que le gain maximal d'une antenne verticale est obtenu lorsque celle-ci a une longueur égale à $5\lambda/8$, avec cette

antenne on gagne environ 3 dB, ce qui multiplie la portée du système par 1.4 fois.

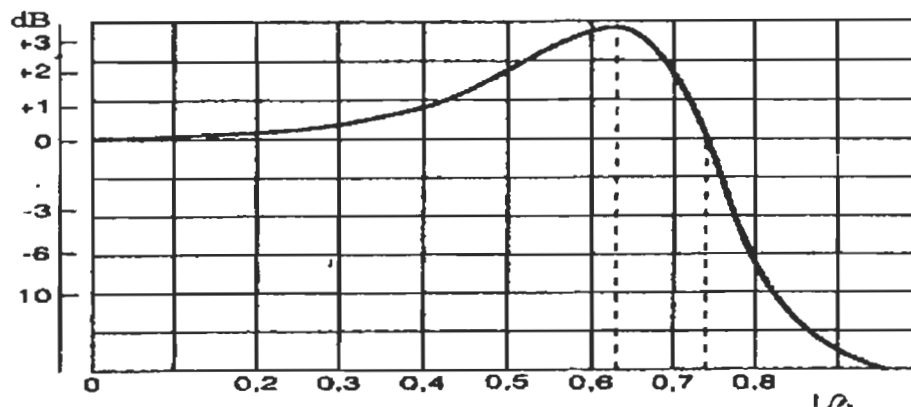


Fig. 4.9 Gain d'antenne en fonction du rapport L/λ ,

IV - 3 - 2 Placement physique de l'antenne de réception

L'antenne verticale est par construction omnidirectionnelle, une bonne position en hauteur permet d'améliorer la qualité de réception; par exemple lever une antenne de 6 mètres à 30 mètres du niveau du sol fournit une amélioration d'environ 3 dB à 418Mhz et environ 1 dB à 916.5Mhz [23].

La courbe représentée à la figure 4.11, [24], donne l'atténuation en fonction de la distance, pour quelques fréquences typiques.

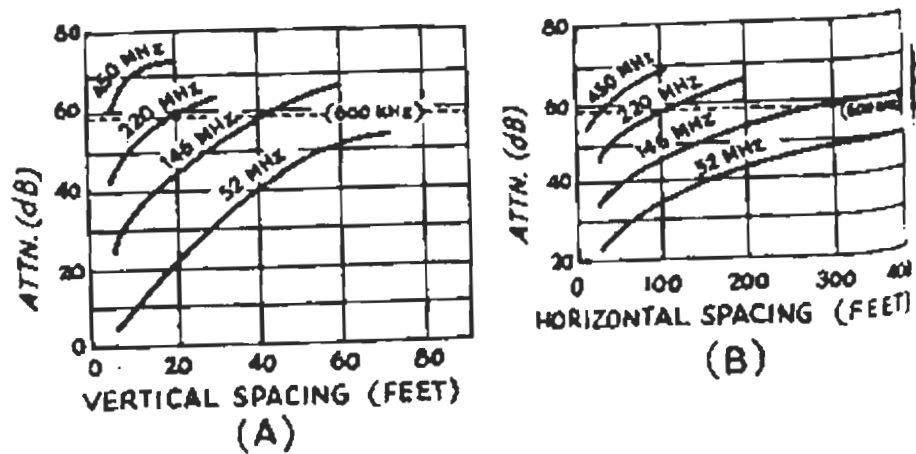


Fig. 4.10 Atténuation en fonction de l'emplacement de l'antenne réceptrice, A) sens vertical, B) sens horizontal.

IV - 4 Étude expérimentale

La liste du matériel utilisé au cours des essais est comme suit :

- Deux micro-ordinateurs type IBM-486
- Le module radio émetteur
- Le module radio récepteur
- Un oscilloscope
- Un analyseur de spectre
- Générateur de signaux 10 - 520 Mhz type HP 8654A
- Un fréquencemètre de haute précision .
- Un atténuateur 50Ω (modèle SA-58 de Texscan) 0.5 à 90 dB.

IV - 4 - 1 Mesure de la puissance émise

La fréquence d'opération a été vérifiée à l'aide d'un fréquencesmètre de haute précision; celui-ci a donné la valeur de 418000043 Hz , le signal respecte bien la marge $418 \text{ MHz} \pm 200 \text{ Hz}$ exigée par la notice technique du circuit.

La puissance reçue à 1 mètre est mesurée à l'aide d'un analyseur de spectre, la valeur obtenue est de l'ordre de -44 dBm .

La connexion entre un émetteur et son antenne est donnée par la figure 4.11:

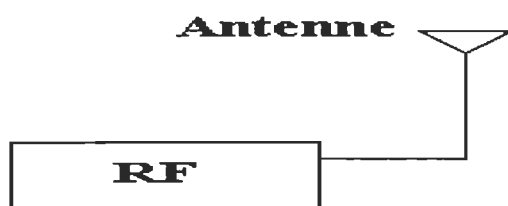


Fig. 4.11 Connexion émetteur - antenne

Si on considère le radio émetteur comme une source, et l'antenne comme une charge, on retrouve un facteur très important appelé coefficient de réflexion de voltage ρ .

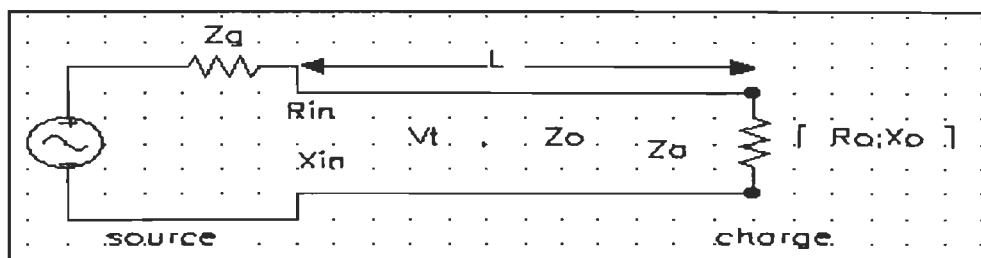


Fig. 4.12 Schéma équivalent de la connexion émetteur-antenne

Lorsqu'on travaille sur de très hautes fréquences (U.H.F), cette connexion peut provoquer des perturbations qui créent une impédance différente de la ligne de transmission. On aura donc un désaccord entre source - ligne et ligne - charge, ce qui provoque des ondes réfléchies vers la source; d'où le coefficient de réflexion de voltage qui est le rapport

entre la tension des ondes réfléchies et la tension des ondes transmises :

$$\rho = \frac{V''}{V'} \quad (4.5)$$

La relation entre l'impédance de sortie $Z_a = (R_a + j X_a)$, l'impédance caractéristique de la ligne Z_0 et l'amplitude du coefficient de réflexion est donnée par :

$$\rho = \sqrt{\frac{(R_a - R_0)^2 + X_a^2}{(R_a + R_0)^2 + X_a^2}} \quad (4.6)$$

On constate que si $R_a = R_0$ et $X_a = 0$ alors le coefficient de réflexion est nul; ce qui représente un couplage adapté où toute l'énergie dans les ondes incidentes est transportée à la charge. D'autre part, si $R_a = 0$, alors le coefficient de réflexion sera égal à 1, ce qui implique que toute la puissance est réfléchi.

Dans le cas de la réflexion, on définit le TOST (Taux d'Ondes Stationnaires en Tension) qui est le rapport entre la tension maximale dans la ligne et la tension

minimale. De même on définit le TOSC dû au courant des ondes réfléchies, qui est égal au rapport entre le maximum et le minimum de courant dans la ligne.

On définit alors le TOS (Taux d'Ondes Stationnaires) comme étant le rapport :

$$TOS = \frac{(1 + \rho)}{(1 - \rho)} \quad (4.7)$$

$$\rho = \frac{TOS - 1}{TOS + 1} \quad (4.8)$$

On exprime le coefficient de réflexion comme suit :

$$\rho = \sqrt{\frac{P_r}{P_f}} \quad (4.9)$$

Où P_r est la puissance réfléchie

P_f est la puissance transmise

C'est pour cela , et connaissant le rapport TOS, qu'on peut toujours coupler notre antenne de façon à obtenir un maximum de puissance transmise et un minimum de puissance réfléchie.

IV - 4 - 2 Mesure de la puissance de réception en fonction de la distance

IV - 4 - 2 - 1 Mesure en champ libre (sans obstacle)

On transmet une séquence de "1" en ASCII par l'émetteur et on la capte par l'antenne liée à l'analyseur de spectre, et ce pour trois distances différentes , 1mètre, 10mètres et 20mètres, la valeur théorique de la puissance de réception est donnée par [23]:

$$P_r = \frac{P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \lambda^2}{(4 \cdot \pi \cdot r)^2} \quad (4.10)$$

Où

P_t est la puissance de réception

G_t est le gain de l'antenne de transmission ($G_t=1.64$)

G_r est le gain de l'antenne de réception ($G_r=G_t=1.64$)

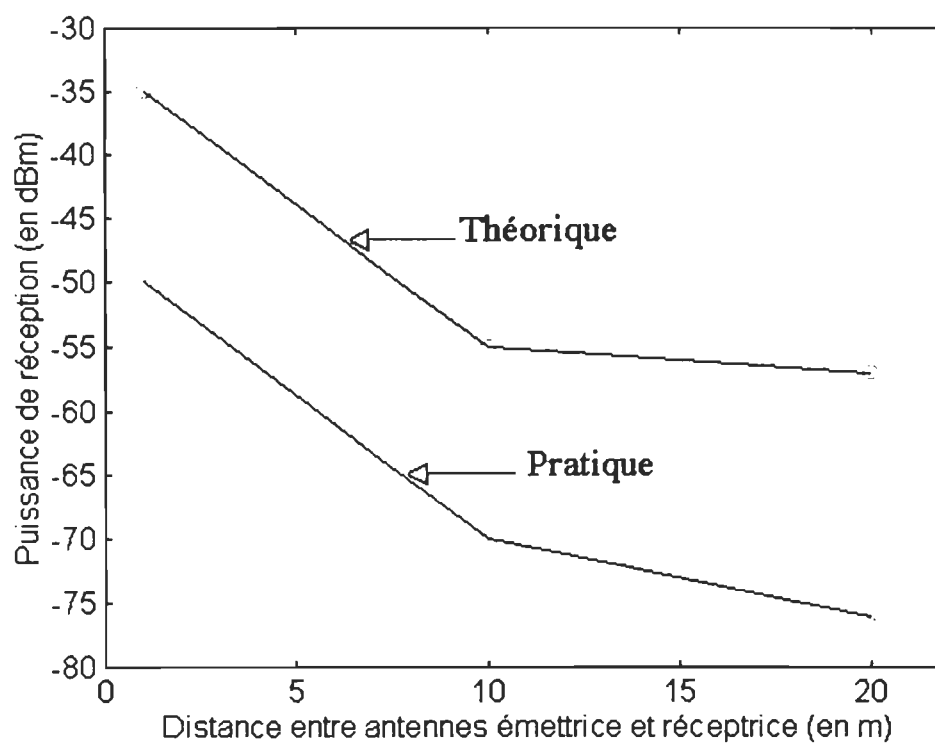
λ est la longueur d'onde ($\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{418 \cdot 10^6} = 0.7$ mètre)

r est la distance qui sépare les deux antennes.

Les résultats théoriques et expérimentaux sont donnés au tableau IV-1 et tracés au graphe de la figure 4.13.

Tableau IV-1 Puissance de réception vs distance

	Distance entre antenne émettrice et antenne réceptrice		
	1 m	10 m	20 m
Puissance de Réception (expérimentale)	- 35 dBm	- 55 dBm	- 57 dBm
Puissance de Réception (théorique)	- 50 dBm	- 70 dBm	- 76 dBm

**Fig. 4.13** Puissance de réception en champ libre vs distance

IV - 4 - 2 - 2 Mesure de la puissance de réception en présence d'obstacles

Pour pouvoir se déplacer afin d'effectuer cette mesure, le micro-ordinateur et l'émetteur ont été remplacés par un générateur de fréquence du type mentionné à la liste ci-dessus du matériel utilisé. A l'aide de ce générateur auquel est branchée l'antenne émettrice, on transmet un signal sinusoïdal d'une fréquence égale à 418Mhz et à un niveau de 0dBm. Ce signal est reçu par l'antenne réceptrice liée à un analyseur de spectre situé au delà de l'obstacle.

Les obstacles envisagés sont :

- Une porte en bois de 4.5 cm d'épaisseur.
- Un mur en béton de 13.5 cm d'épaisseur.
- Un corps humain.
- Quatre cloisons en béton d'au moins 14 cm d'épaisseur.

Dans les trois premiers cas, l'antenne réceptrice était à 1 mètre de l'antenne émettrice et à une hauteur de 1 mètre du sol du laboratoire. Dans le quatrième cas les deux antennes sont séparées par une distance de 30 mètres environ. Les résultats des mesures sont donnés au tableau IV-2.

Tableau IV-2 Puissance de réception à travers les obstacles

Nature des obstacles				
	Porte en bois de 4.5 cm d'épaisseur	Mur en béton de 13.5 cm d'épaisseur	Quatre cloison en béton de 15 cm d'épaisseur chacune	Un corps humain
Puissance de Réception	-38 dBm	-42 dBm	-90 dBm (voir <i>Note 1</i>)	-50 dBm

Note 1 : La valeur mesurée de la puissance de réception variait entre -84dBm et -94 dBm dépendant de la hauteur de l'antenne réceptrice. A 2 mètres du sol du laboratoire, la puissance de réception mesurée est de -90 dBm.

IV - 4 - 3 Mesure du niveau d'interférence

Cette mesure est effectuée à l'aide d'un analyseur de spectre auquel est branchée l'antenne de réception et séparément de plusieurs types d'ordinateurs.

1 - Avec un IBM-386 d'une fréquence d'horloge de 33 MHz, on a :

- L'antenne collée à l'ordinateur : -95 dBm .
- L'antenne placée à 1mètre de l'ordinateur : -105 dBm .

2 - Avec un IBM-486 d'une fréquence d'horloge de 33 MHz, on a :

- L'antenne collée à l'ordinateur : -86 dBm .
- L'antenne placée à 1 mètre de l'ordinateur : -94 dBm .

3 - Avec un IBM Pentium d'une fréquence d'horloge de 150 MHz, on a :

- L'antenne collée à l'ordinateur : -78 dBm .
- L'antenne placée à 1mètre de l'ordinateur : -86 dBm .

IV - 4 - 4 Sensibilité du prototype

D'après la notice technique du circuit hybride RX1300, la sensibilité à 418Mhz , est de -100 dBm sur 50Ω , soit $2.25\mu\text{volts}$. Cette sensibilité a été vérifiée expérimentalement, la valeur mesurée respecte les spécifications du constructeur.

Le niveau de saturation du récepteur est de -10 dBm, voir notice en annexeV, soit un niveau de 70 mVeff).

IV - 4 - 5 Essai de la liaison de transmission

IV - 4 - 5 - 1 Essai au laboratoire

Les essais sont effectués dans un laboratoire où il y a des micro-ordinateurs, qui sont souvent allumés, et qui provoquent donc des interférences.

A l'aide des deux programmes émetteur et récepteur unidirectionnels donnés en annexe III, l'émetteur transmet des blocs de données selon le format décrit à la section III-2-3-1.

Ces données sont transmises d'un micro-ordinateur vers un autre situé à 10m du premier, comme l'indique le schéma de la figure 4-14.

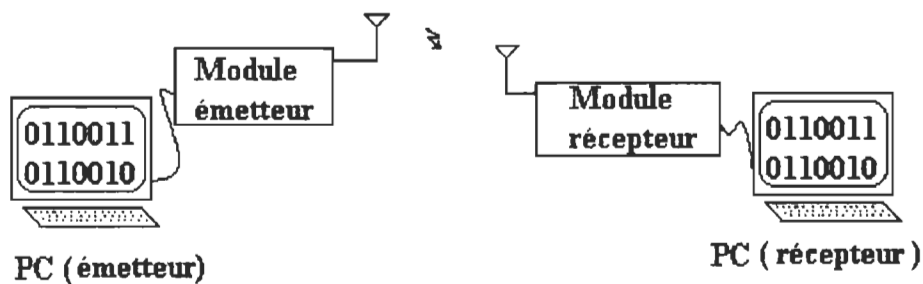


Fig. 4-14 Banc d'essai pour la liaison de transmission

Au cours de ces essais, quatre principales anomalies ont été constatées :

1 - Lors du début de la séquence, le premier caractère est souvent raté.

Pour remédier à cette anomalie, il fallait émettre quelques caractères de synchronisation, voir programme émetteur en annexe IV, pour permettre la stabilité du comparateur, avant de lire la séquence, surtout si elles sont espacées dans le temps. Ces caractères ne sont pas tenus en compte pour le calcul du checksum.

2 - Les impulsions des signaux à la réception change de largeur en suivant le battement de la transmission des blocs, comme il a été mentionné au section IV-2-1.

3 - Lorsqu'une coupure du lien survient, et qui provoque une erreur de périphérique d'entrée/sortie, le micro-ordinateur récepteur continue à recevoir mais n'affiche que des faux caractères, et " ne retombe plus sur ses pieds " même après le rétablissement de la liaison.

Ce défaut a été éliminé en modifiant le nombre de bits " stop " de 1 à 2.

4 - Quand le délai qui sépare les blocs transmis est supérieur à 5 minutes, il apparaît sur l'écran du récepteur des caractères parasites insignifiants, comme " •, ~ ...etc. ".

Ce phénomène peut être expliqué comme suit:

Pendant le "stop" si un parasite engendre un signal analogue à une transition "start" le système échantillonne la ligne pendant un cycle, et est aveugle pendant

tout ce temps-là à la présence éventuelle d'un véritable signal "start". C'est cette sensibilité qui explique l'impression de ces caractères non significatifs sur le moniteur du micro-ordinateur récepteur au repos, ce qui engendre des séquences de caractères fantaisistes sur le moniteur [25].

Pour palier cet inconvénient, qui n'affecte pas le traitement de nos données à la réception, car seules celles qui respectent le format du bloc sont considérées et traitées, d'une part le câble servant à la liaison RS-232 a été changé par un câble blindé, et d'autre part un filtre passe-bas, constitué d'un condensateur de $47\mu F$ et une résistance de $1K\Omega$, est inséré sur la ligne d'alimentation provenant du micro-ordinateur, comme l'indique le schéma de la figure 4.15.

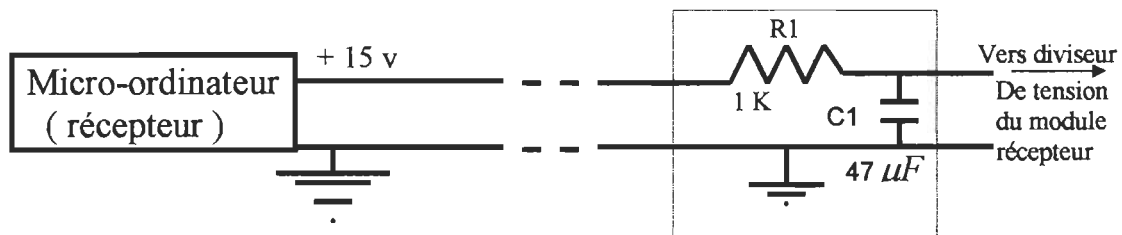


Fig. 4.15 Blindage et filtrage du bruit de fond.

IV - 5 - 5 - 2 Portée du système

L'essai a été effectué en champ libre. Le récepteur étant connecté à un micro-ordinateur situé au laboratoire d'électronique, l'émetteur connecté à un micro-ordinateur portable pour pouvoir se déplacer en champ libre, tout en transmettant les données.

Le récepteur commence à détecter des erreurs et des coupures de liaison à partir d'environ 100m.

Selon le constructeur, comme le montre la notice des circuits hybrides, ceux-ci ont été essayés avec l'antenne courte représentée à la figure 4.8. Le récepteur a reconnu le code envoyé par l'émetteur situé à une distance de 300 mètres.

Pour l'émetteur, nous avons :

$$f = 418 \text{ Mhz}$$

$$\lambda = 71.7 \text{ cm}$$

Transmet à une puissance $P_{\text{out}} = 1 \text{ mW}$ (soit 0 dBm)

Pour le récepteur nous avons :

La puissance minimale requise : $P_{\text{in}} = -100 \text{ dBm}$, soit $2.25 \mu\text{volts}$, ce niveau de réception important s'explique principalement par la largeur du canal : 200 KHz, qui est aussi importante.

Théoriquement la portée d du système peut être calculée par :

$$d = \sqrt{\frac{P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \lambda^2}{P_r (4\pi)^2}} \quad (4-11)$$

Où

$$P_t = 10^{-3} \text{ Watt.}$$

$$P_r = 10^{-13} \text{ Watt.}$$

$$G_t = 1.64.$$

$$G_r = 1.64.$$

$$\lambda = 0.7 \text{ m.}$$

$$\text{Soit } d = 9000 \text{ m.}$$

Cette portée théorique correspond à une transmission en chambre libre sans tenir compte des réflexions sur le sol et l'influence des obstacles humains et naturels.

Avec la portée réelle de 100 mètres, on peut se permettre d'atténuer le signal, sur le trajet, de 65 dB.

En effet :

$$A(\text{dB}) = 22 + \log(D/\lambda) = 22 + \log(100/0.7)$$

Soit $A = 65$ dB.

Avec une antenne de longueur ($5\lambda / 8$), la portée du prototype sans amplification peut s'élever à 300 m.

Donc selon l'application désirée, on peut facilement adapter le système aux conditions exigées.

Chapitre V

Etude du prototype et recommandations pour l'intégration

V-1 Etude du prototype

V-1-1 Aspect matériel

Le prototype réalisé à l'aide des circuits hybrides émetteur et récepteur, respectivement HX1003-1 et RX1300 de RF Monolithics, opère à une fréquence de 418 Mhz. Les caractéristiques de ces circuits sont données en annexe V. Les résultats des essais expérimentaux avec ces circuits sont donnés à la section IV-4.

Pour l'intégration du module radio dans le système de mesure, le système doit opérer à une fréquence de 916.5 Mhz qui est autorisée pour ce genre d'application par les règlements canadiens de la transmission hertzienne à très haute fréquence et à faible puissance. A cet effet, la partie RF du module émetteur sera à base des puce des circuits hybrides HX-2000 et RX- 2010, respectivement émetteur et récepteur. Les caractéristiques de ces deux circuits sont données en annexe V.

Les principales caractéristiques électriques du circuits émetteur à intégrer sont :

- Alimentation : 2.7 à 3.3 volts.
- Consommation en énergie : 9 mA comme valeur typique et 11 mA (maximum), ce qui correspond à une consommation maximale de 33 mW. Au

repos la consommation se réduit à $1 \mu\text{volt}$ (soit $3 \mu\text{W}$). Cette faible consommation permet d'alimenter le circuit émetteur par une pile au lithium, qui peut assurer une autonomie à long terme.

- Puissance d'émission : environ 1 mW (0 dBm).
- Gamme des température acceptées : -40 à $80 \text{ }^\circ\text{C}$.

A la fréquence de 916.5 Mhz , une antenne courte sans gain d'une longueur de 4.4 cm environ peut être utilisée, pour avoir une portée de 100 mètres , voir figure V-1. Ou une antenne d'une longueur de $(5\lambda / 8)$ soit 21 cm , ayant un gain de 1.64 , pour avoir une portée de 300 mètres , en champ libre.

Fréquence	A (cm)	B (cm)	C (cm)	D (cm)	E (cm)	F (cm)	G (cm)
418 Mhz	9.9	1.5	1.5	6.9	0.3	15 tours	# 22
916.5 Mhz	4.4	1	0.8	2.6	0.25	8 tours	# 22

(a)

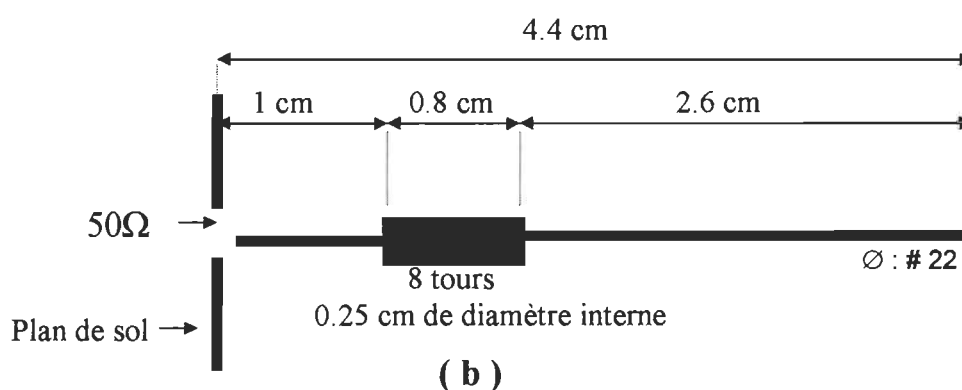


Fig. V-1 Antenne courte, a) : Tableau des dimensions pour 418 Mhz et 916 Mhz
 b) : Dimension pour 916.5 Mhz

L'implantation du circuit hybride utilise la technologie CMOS, ce qui facilite son intégration dans la sonde intégrée de mesure. Les recommandations d'intégration sont données à la section V-2.

Le récepteur RX-2010, dont les caractéristiques électriques sont données en annexe V, possède des performances meilleures que le prototype réalisé opérant à 418 Mhz.

Les caractéristiques principales du circuit RX-2010 sont :

- Alimentation : 2.7 à 3.5 volts.
- Consommation en énergie: un courant maximale de 3 mA, ce qui correspond à une puissance de 9 mW.
- Sensibilité de -80 dBm (meilleure que celle de HX-1300 qui est de -100 dBm).
- Une largeur de bande de ± 200 Khz.
- Une bande passante à 3 dB de 12 Khz.
- Gamme des températures acceptées : -40 à 80 °C.
- Pas d'interférences d'autres émetteurs radio, car ces derniers opèrent à des fréquences proches de 418 Mhz qui est loin de la fréquence d'opération du module radio de notre système, qui est de 916.5 Mhz.

V - 1 - 2 Aspect logiciel

La communication entre l'ordinateur d'acquisition de données et le ou les capteurs est du type bidirectionnelle à l'alternat " Half-duplex ", voir section II-1-1-1. Dans ce cas le changement de sens de transmission demande un certain délai appelé *délai de retournement*.

La structure générale du programme de réception est donnée à la figure V-2. Le logiciel d'acquisition de données a une structure programmable; il permet ainsi à l'utilisateur de :

- Fixer la vitesse de transmission, qui doit être la même que l'émetteur, sinon un message d'erreur est généré.
- Désigner le nombre de capteurs qui peut changer, en cas d'extension du réseau utilisé par exemple.
- Modifier le format des messages en cas de besoin.

Cette structure nous offre donc une grande fiabilité d'acquisition de données et une flexibilité au niveau de la configuration du protocole de communication.

V - 1 - 2 - 1 Programme de réception

La structure du programme représenté à la figure V-2 montre qu'après les étapes précédentes, le récepteur envoie un mot de synchronisation, pour que les capteurs soient prêts à transmettre, suivi d'une invitation à transmettre munie de

l'adresse du capteur désiré. Celui-ci répond par son adresse. Si la réponse ne parvient pas dans un délai prédéterminé, un message doit être généré et affiché à l'écran. Si le délai n'est pas épuisé, le récepteur commence à collecter les données émises du capteur en question.

Ces données sont reçues et vérifiées à l'aide du checksum, bloc par bloc. La méthode de vérification des informations a été décrite à la section III-2-3. La vérification est faite sur chaque bloc.

- Lorsque la vérification n'a pas décelé d'erreur, le récepteur envoie un accusé de réception positif, pour faire savoir que les données du bloc ont été bien reçues.

- Lorsque la vérification a montré des erreurs dans les données reçues, le récepteur rejette ces données, et envoie un accusé de réception négatif. L'émetteur peut alors transmettre ces données à nouveau. Le nombre de retransmission pour un bloc donné est limité à trois, au-delà de ce nombre, on considère qu'il s'est produit un incident grave qu'il faut chercher à réparer.

A la réception du mot de fin de l'ensemble des blocs, les données ainsi que l'analyse d'erreurs sont sauvegardées dans des fichiers que l'on peut consulter à tout moment. Le tampon du port de l'ordinateur doit être purgé pour laisser la place à d'autres messages.

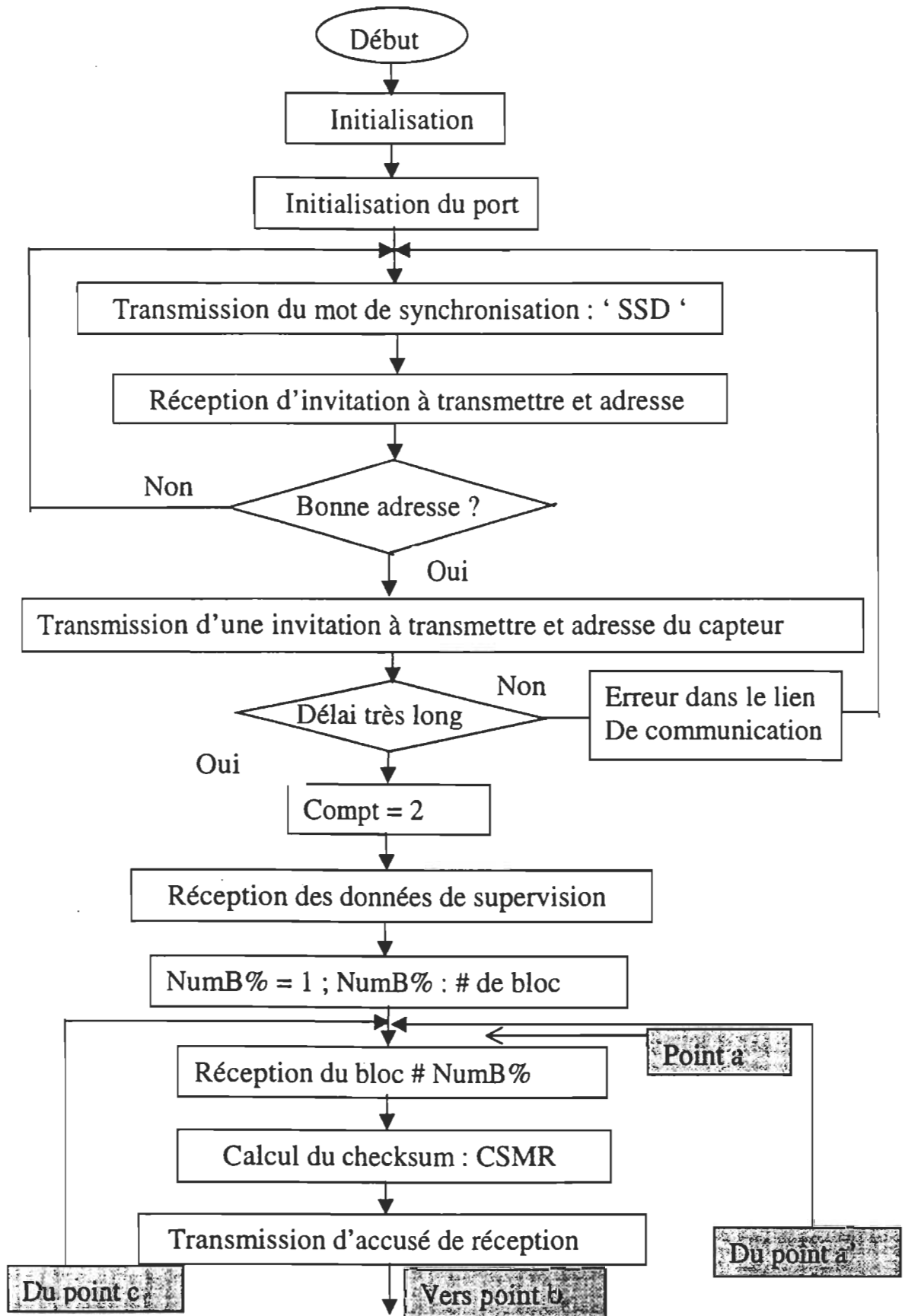


Fig. V-2 Module d'acquisition de données (mode half-duplex)

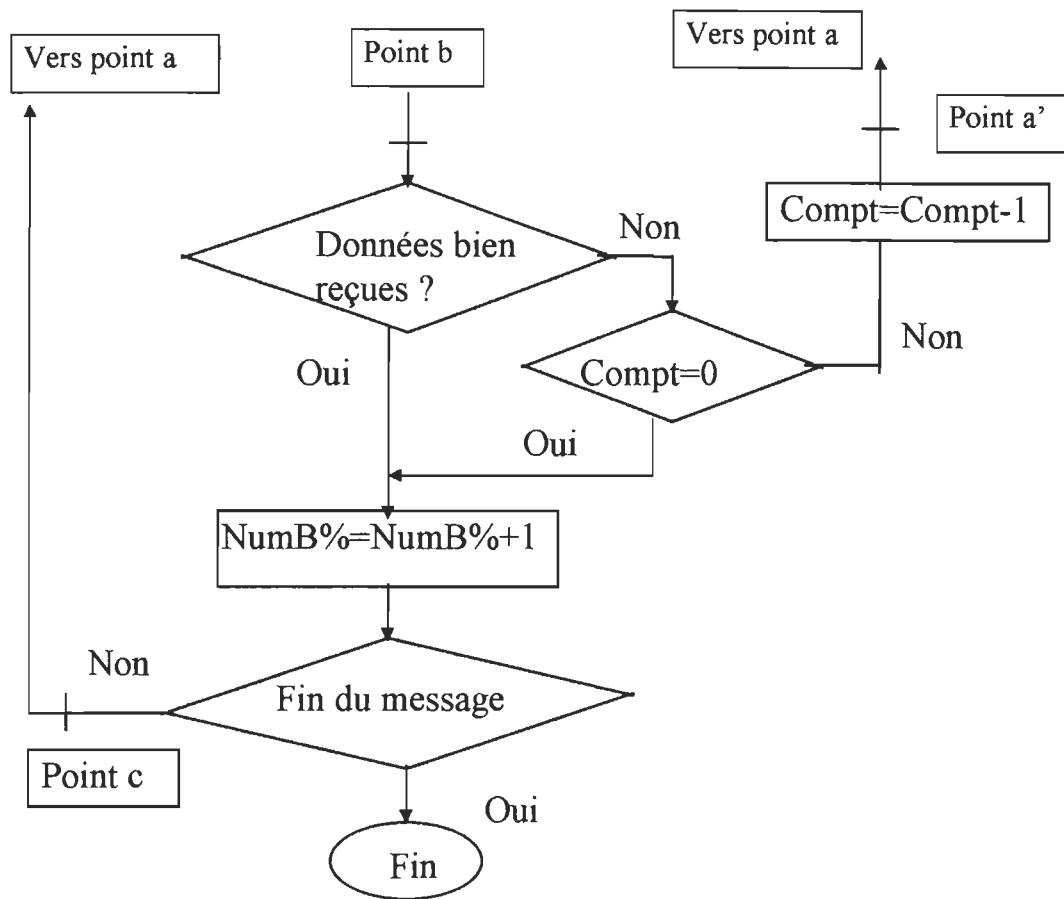


Fig. V-2 (Suite et fin)

V - 1 - 2 - 2 Programme d'émission au niveau du capteur

Le programme à implanter au niveau du ou des capteurs doit respecter la même configuration que celui du récepteur, pour assurer une bonne communication, surtout du point de vue :

- Format des messages.

- Vitesse de transmission.
- Méthode de vérification d'erreur.

L'organigramme général du programme du capteur est donné à la figure V-3.

Lorsque le capteur reçoit l'invitation à transmettre du récepteur et que l'adresse reçue correspond bien au capteur en question, celui-ci commence l'envoi des données stockées en mémoire. Si cette adresse n'est pas la sienne, le capteur reste inactif (en attente).

Après la transmission d'un bloc, le capteur calcule et transmet le checksum pour la vérification du bloc émis. Le capteur réagit selon l'accusé de réception qu'il reçoit, positif ou négatif, comme il a été expliqué à la section V-1-2-1.

Après l'émission de tous les blocs, le capteur envoie un mot de fin et retourne à l'état de repos.

Les organigrammes et programmes détaillés pour l'émetteur et récepteur sont donnés en annexe III.

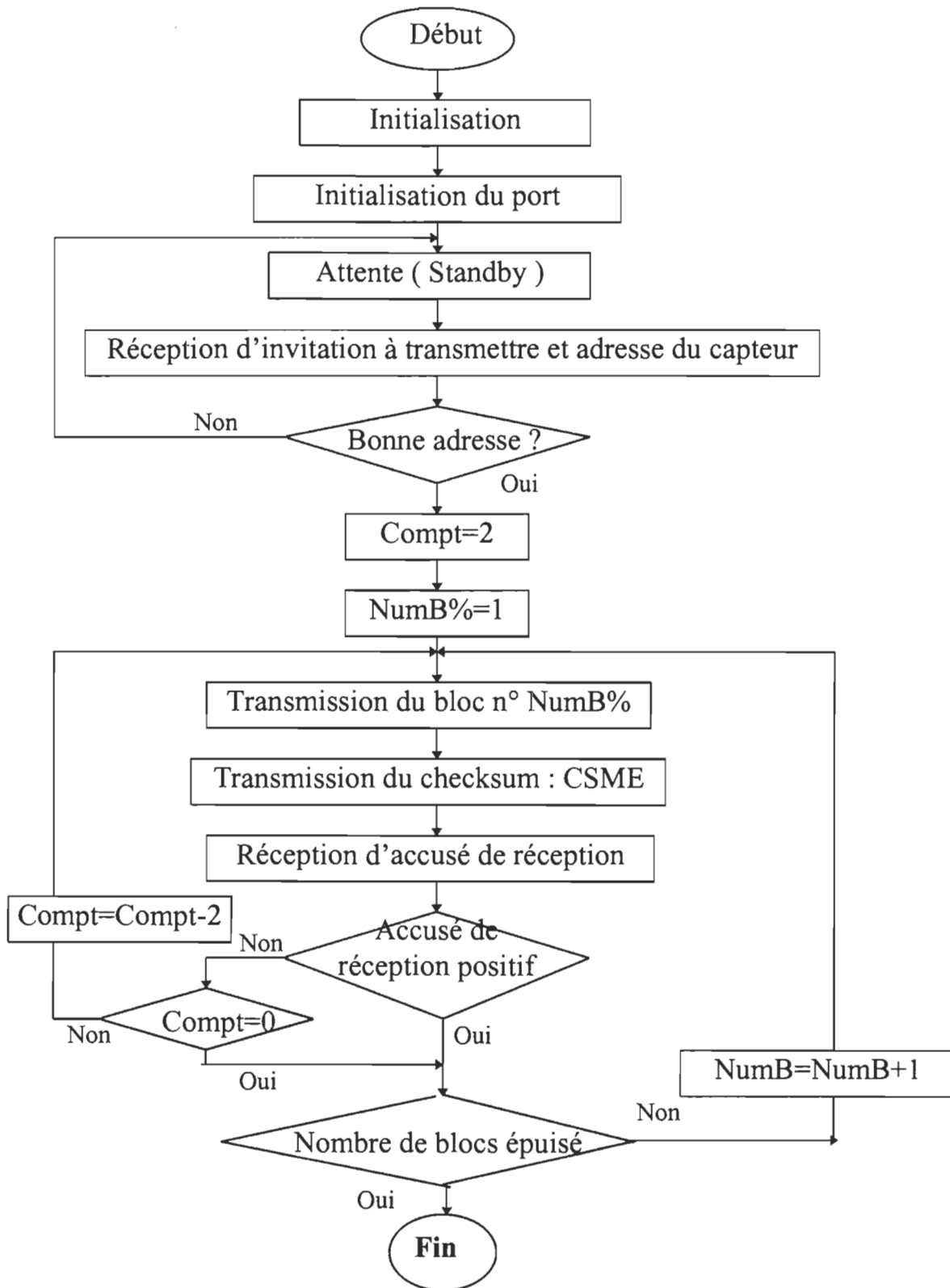


Fig. V-3 Organigramme général du programme du capteur

V-2 Recommandation pour l'intégration du module radio

Le circuit hybride émetteur HX-2000 assemble tous les composants électroniques requis pour transmettre des données à travers un canal UHF, il est constitué d'un oscillateur et des filtres à onde de surface, assurant une haute performance et une stabilité à long terme. Il est implanté par la technologie CMOS.

V - 2 - 1 Comparaison des technologies

Plusieurs technologies sont employées pour la réalisation des circuits intégrés: Circuits transistors MOS (Metal-Oxyde-Semiconductor), circuits à transistors bipolaires, ou le mélange des deux modes (BiMOS ou BiCMOS).

Les circuits bipolaires ont une rapidité plus grande comparés aux MOS et une plus grande immunité aux variations de charge en sortie, une transductance élevée et la possibilité d'utilisation pour les circuits analogiques.

En général les circuits MOS consomment moins d'énergie et sont plus facilement intégrables et possèdent un grand rendement de fabrication. Parmi les inconvénients de la structure MOS, on peut noter une capacité d'entrée additionnelle qui est due au parallélisme des grilles P et N, et une taille de puce relativement grande. Un autre problème associé aux structures CMOS est connu sous le nom de " Lach-up " ou effet thyristor parasite : il correspond à un courant de fuite entre V_{DD} et V_{SS} qui peut détruire le circuit, [26].

En combinant des transistors bipolaires et CMOS dans un seul circuit intégré, on peut obtenir les avantages des deux technologies à travers un circuit BiCMOS :

- 1- Sera plus rapide que la technologie CMOS.
- 2- Aura une consommation plus faible que le bipolaire.
- 3- Sera plus simple au niveau des entrées-sorties (Type TTL CMOS ou ECL).
- 4- Produira des circuits analogiques de haute performance.
- 5- Sera immunisé au "Latch-up" (effet thyristor parasite).

Par contre cette technologie BiCMOS sera plus complexe à fabriquer, car il y' aura environ quatre niveaux de masquage supplémentaires. Pour optimiser le BiCMOS, il faut se donner le rapport entre le nombre de FET et le NPN qui optimisera les trois paramètres; vitesse, dissipation de puissance et bruit [26].

Vu que l'émetteur opère à une fréquence de 916.5 Mhz, la technologie CMOS devrait être utilisée, pour sa faible capacité interne. La limite supérieure en fréquence est déterminée par l'atténuation du signal analogique, qui décroît quand la fréquence augmente. Certains commutateurs analogiques à haute fréquence, qui possèdent une haute atténuation quand ils sont ouverts, ont aussi une résistance relativement haute quand ils sont fermés. Quand cette résistance est plus faible, l'atténuation entre les signaux d'entrée et de sortie est aussi à haute fréquence [27].

V - 2 - 2 Substrat

La plupart des circuits intégrés sont en silicium, en particulier pour une raison de facilité de création d'oxyde SiO_2 utilisé pour l'isolation et la passivation.

Cependant, depuis une quinzaine d'années, l'emploi d'arséniure de gallium (GaAs) se développe, en particulier pour des raisons de rapidité liée à la mobilité cinq fois plus grande des électrons dans ce métal comparée à celle dans le silicium, et l'adaptation des propriétés du GaAs à réaliser des dispositifs optoélectroniques.

V - 2 - 3 Boîtier

On distingue différentes familles de boîtiers : Les boîtiers à piquer et les boîtiers pour montage en surface. Chacune de ces famille peut être réalisée en céramique ou en plastique.

Les boîtiers à piquer les plus fréquemment rencontrés sont les boîtiers Fakir (angl. PGA), ces structures présentent un pas de sortie relativement grand (de 2.54 à 1.27 mm), tout en offrant, en raison de leur structure matricielle, un grand nombre de sorties par unité de surface.

Les boîtiers pour montage en surface existent sous deux formes ; matricielle et périphérique.

Le tableau donné en annexe VI, [29], résumant les avantages et les inconvénients des matières céramiques et plastiques, montre que le plastique est plus avantageux que la céramique, et offre à la structure de montage en surface d'autres avantages ; des pistes de soudures extrêmement fines, qui réduisent la sensibilité par un facteur de trois par rapport à l'assemblage conventionnel en plastique.

V - 2 - 4 Structure hybride " Multichip "

pour éviter les limitations que connaît l'approche des circuits intégrés monolithiques en terme de densité du silicium, de la taille et sa contribution au délai de propagation, la structure en circuit intégrés hybrides " Multichip " peut être proposée pour une première étape de réalisation.

Cette technologie consiste à assembler les puces des divers blocs (le module radio, convertisseur de niveau et la logique numérique de gestion de protocole de communication) dans un seul substrat à haute densité, figure V-4, avec des lignes d'interconnexion plus courtes comparées au circuit intégré à applications spécifiques (ASICs : Application Specific Integrated Circuit).

Les modules MCMs possèdent plus de flexibilité de mélanger plusieurs technologies à l'intérieur d'une seule unité assemblée. MCM peut être assemblée pour contenir une combinaison d'une logique numérique, logique analogique, RAM, bipolaire et CMOS, comme c'est le cas de notre application. Cette

intégration n'est pas possible ou trop coûteuse en structure monolithique (single chip), [28].

Il est préférable de réaliser cette structure par la technologie de montage en surface, qui présente des avantages, comparée à celle des trous pour composant à insérer; à savoir la taille plus petite, un prix très réduit et une meilleure performance.

Ainsi la construction hybride MCMs, qui est la bonne solution pour la réalisation de l'intégration du module radio, où le traitement des signaux RF à très haute fréquence ne peut se faire que sur ce type de circuit. Cette solution nous offre des avantages considérables en terme de performances électriques et thermiques, taille, poids , prix et précision.

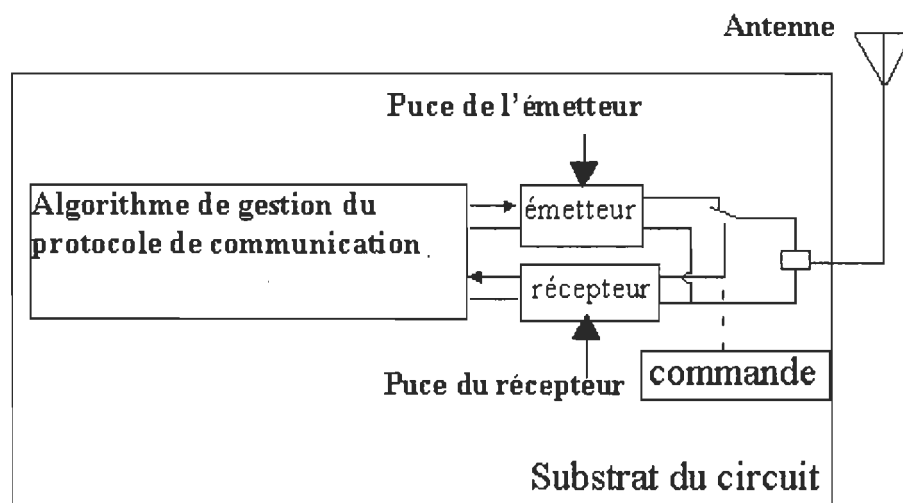


Fig. V-4 Structure hybride du module radio de communication

V - 2 - 5 Coût du prototype

Le prix approximatif d'un jeu d'un module radio émetteur-récepteur est estimé à 360\$ canadiens, les circuits hybrides étaient achetés à l'unité. Ce prix pourrait être réduit à 4 voir 5 fois moins cher, si les circuits étaient achetés en grande quantité (à partir de 1000). Le tableau V-2 résume le prix des composants constituant les modules radio.

Tableau V-2 Prix des composants constituant les modules radio.

Composant	Prix d'achat à l'unité (en \$ anadien)
Circuit hybride émetteur HX-2000	50.00
Circuit hybride récepteur RX-2010	100.00
Composants du convertisseur de niveaux	20.00
Boîtier blindé	10.00
Total d'un bloc	180.00
Les deux blocs d'un jeu	$180.00 * 2 = 360.00\$$

V - 2 - 6 Recommandations pour des travaux futurs d'intégration en VLSI

La modélisation et la synthèse en VHDL (Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language), [31] [32], de l'algorithme de gestion du

protocole de communication, peut être confié à un étudiant dans le cadre d'un projet de fin d'études. Un circuit prototype opérationnel peut être réalisé à l'aide de la technologie ITGE (Intégration à très grande échelle) (ang.VLSI : Very Large Scale Integration).

Les grandes étapes à suivre sont montrées à la figure V-5.

La modélisation de l'architecture par VHDL qui est un langage de haut niveau, de l'algorithme consiste à écrire le code VHDL. Ce langage est accepté par des logiciels tels que Mentor Graphics, Synopsis, qui sont disponibles à l'école d'ingénierie à l'U.Q.T.R.

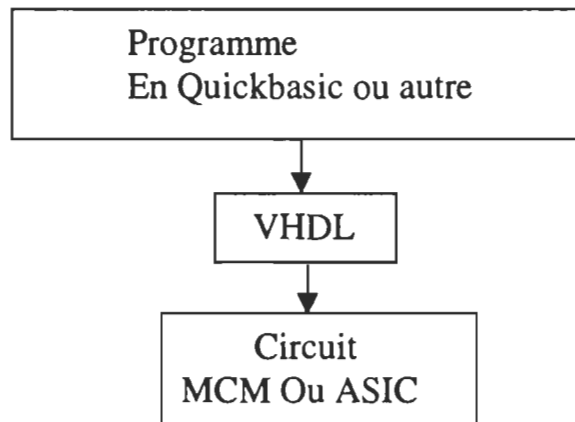


Fig.V-5 Grandes étapes d'intégration en ITGE

La synthèse consiste à viser une technologie bien spécifiée, dans notre cas la technologie CMOS 1.5 μm peut être proposée.

Le langage VHDL, au niveau de Mentor Graphics, possède les avantages d'un développement rapide, d'une facilité de modification d'implantation et d'une transportabilité vers d'autres outils de conception, tel que Synopsys.

Pour construire le code VHDL, on peut utiliser comme outil le SDS (System Design Station), qui permet de créer et de compiler simultanément les codes VHDL des différents blocs du programme de gestion; mémoire, compteur, unité arithmétique et logique, additionneur et la machine à état de l'unité de contrôle. Après la vérification de la machine à état de l'unité de contrôle, qui représente les étapes du programme d'émission-réception, et celle des autres blocs, ceux-ci seront interconnectés pour constituer le bloc général qui générera le code VHDL global. Notons que ces blocs doivent être, de préférence simulés et vérifiés séparément, pour faciliter le repérage des erreurs éventuelles.

Le " QuickHDL Simulator " est un outil qui permettra de simuler le modèle décrit en VHDL. Il nous donne facilement la possibilité de créer des vecteurs de test et de visualiser ceux-ci ainsi que tout autre signal d'intérêt.

Pour une phase préliminaire du développement du circuit intégré, il serait avantageux de réaliser un circuit intégré en utilisant la structure FPGA (Field Programmable Gate Array), qui est un type de PLD (Programmable Logic Device). Le système pourra être programmé facilement et rapidement, pour obtenir des circuits numériques combinatoires et/ou séquentiels, ceci se traduit par des coûts de développement moindre pour la réalisation du prototype.

La CMC (Canadian Microelectronics Corporation) a mis à la disposition de l'U.Q.T.R un ensemble d'outils nécessaires pour pouvoir configurer deux FPGAs, qui ont une capacité équivalente d'environ 10000 portes logiques chacune. La méthodologie suggérée par la CMC pour la réalisation rapide d'un circuit intégré a été vérifiée et validée par plusieurs travaux effectués au laboratoire du système de mesure de l'UQTR, [33] [34].

Cette méthodologie comprend les étapes préliminaires de conception jusqu'à l'étape de simulation et de test au niveau matériel. La figure V-6 montre d'une manière générale cette méthodologie ainsi que les outils utilisés dans chaque étape, [35].

En dernière étape, l'environnement " CADENCE " permettra de faire la synthèse pour obtenir un masque du circuit intégré et sera prêt à être confié à un manufacturier (Mitel, Nortel, CMC ou autres...) pour être testé et intégré avec le circuit émetteur-récepteur en technique hybride qui offre les avantages par rapport aux techniques traditionnelles de mise en boîtier et de circuit imprimé ; que l'on peut rappeler :

- Amélioration de la performance électrique grâce aux courtes interconnexions.
- Possibilité d'incorporer plusieurs types de circuits dans le même module, comme c'est le cas dans notre application.
- Réduction de dimensions de l'architecture.
- Fiabilité accrue par rapport au branchement de plusieurs circuits en boîtier montés sur des circuits imprimés.

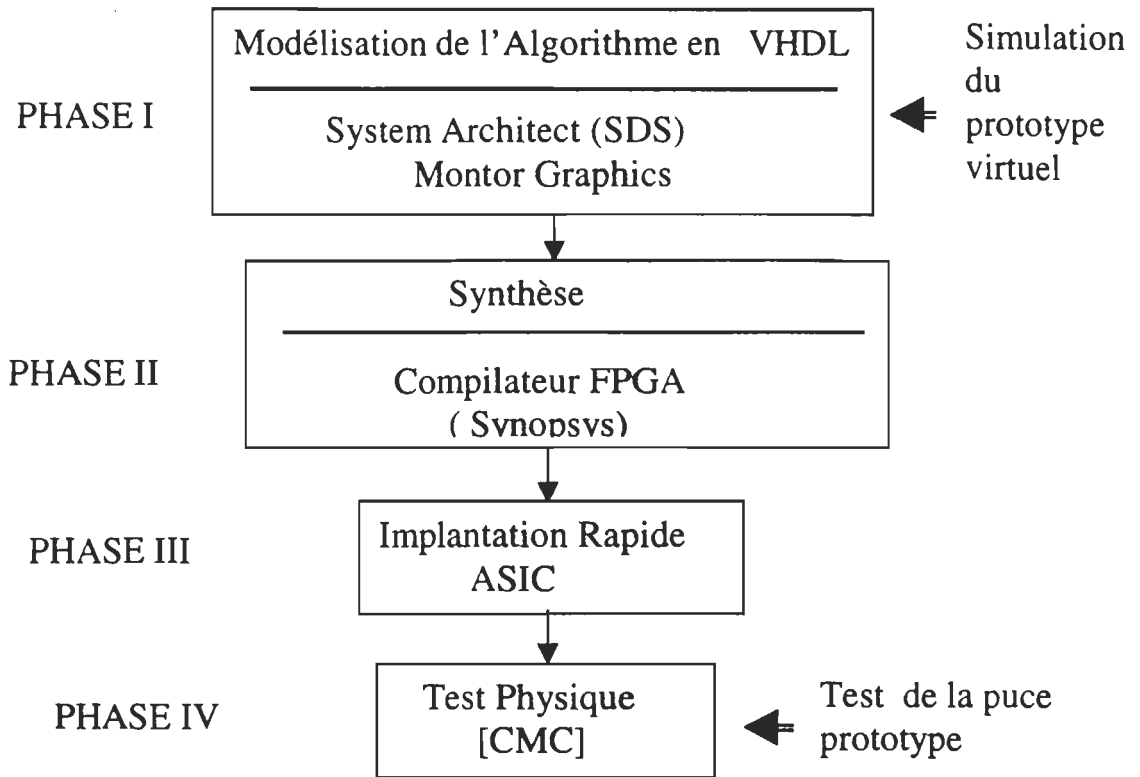


Fig. V-6 Méthodologie d'implantation proposée par la CMC

CONCLUSION :

L'objectif qui a été fixé dans le cadre de ce travail peut être divisé en deux sous-objectifs principaux à savoir :

1 - L'étude et la réalisation d'un bloc prototype de transmission radio, permettant d'assurer une communication, à travers un canal radio UHF, entre un capteur, représenté par un ordinateur au cours des essais et un ordinateur qui assure l'acquisition des données de mesure et le stockage des paramètres usagers pour un traitement statistique ultérieur en vue d'analyser les résultats de la qualité de transmission.

2 - L'étude du prototype et la proposition de certaines recommandations pour l'intégration du bloc radio dans une sonde intégrée de mesure.

Le sous-objectif a été atteint, en effet :

Le prototype a été réalisé et rendu opérationnel à l'aide d'un logiciel de protocole de communication qui a été élaboré, pour permettre l'échange entre un ordinateur d'acquisition de données et un ordinateur qui joue le rôle du capteur.

L'acquisition des données est entièrement accomplie par le premier ordinateur, celui-ci n'a qu'à recueillir les différents résultats et les mémoriser.

La procédure d'acquisition est reprogrammable et peut être reconfigurée par une simple modification du programme du récepteur.

Un protocole de communication bidirectionnelle a été développé et testé, pour permettre l'échange entre l'ordinateur central et un réseau de capteurs.

Pour une raison de disponibilité de matériel, le prototype a été réalisé à base de circuit opérant à une fréquence de 418 Mhz avec une puissance d'émission de 1 mW (0 dBm). Avec des antennes sans gain $G_T = G_R = 0$, la portée du système en champ libre est de 100 m environ et plus de 30 m à travers 4 cloisons de béton d'une épaisseur de 15 cm chacune. Pour obtenir une portée en champ libre trois fois plus grande, on peut utiliser une antenne avec gain, comme une antenne d'une longueur de $5\lambda/8$, par exemple, λ étant la longueur d'onde.

Au passage à l'intégration du bloc, la fréquence qui sera utilisée est de 916.5 Mhz, car c'est cette fréquence qui est autorisée sans licence à cette fin, selon le règlement de la transmission radio au Canada. Cette fréquence nous offre de meilleures qualités, puisque plus la fréquence est élevée plus l'immunité aux perturbations est meilleure, de plus la vitesse de transmission s'élève à 10 Kbits/s, contre 2.4 kbits/s assurée par les circuits opérant à 418 Mhz.

Le circuit émetteur à intégrer est alimenté par 3 volts et possède une consommation maximale en puissance de 30 mW. Au repos cette consommation se réduit à 1 mvolts, soit 3 mW. Cette faible consommation permet d'alimenter le circuit émetteur par une pile au lithium, qui peut assurer une autonomie à long terme.

Pour atteindre le sous-objectif 2, l'étude du prototype a été effectuée sous deux aspects, logiciel et matériel :

- Aspect logiciel : Pour obtenir un protocole de communication efficace, une procédure de vérification d'erreur " checksum " de transmission a été prévue, cette procédure a été décrite à la section V-1-2-1.
- Aspect matériel : Une comparaison des technologies employées pour la réalisation des circuits intégrés a été effectuée et s'avère que la technologie CMOS est la plus efficace. L'emploi de l'arséniure de gallium (AsGa) a été proposé, en particulier pour des raisons de rapidité liée à la mobilité cinq fois plus grande des électrons dans ce métal comparée à celle dans le silicium, et l'adaptation des propriétés du GaAs à réaliser des dispositifs optoélectroniques.

Pour le boîtier, le plastique est plus avantageux que la céramique, et offre à la structure de montage en surface d'autres avantages.

La structure hybride " Multichip " a été suggérée pour une première étape de réalisation, les avantages de cette structure ont été montrés à la section V-2-4.

Et pour finir, des recommandations pour des travaux futurs d'intégration en ITGE ont été données, en utilisant l'ensemble d'outils que possède l'école d'ingénierie de l'U.Q.T.R, en particulier ceux offerts par la CMC (Canadian Microelectronics Corporation).

BIBLIOGRAPHIE :

- [1] Nilles. Jack N., " Connexion des micro : aux systèmes de télécommunications ", Edition Paris : Masson. 1986.
- [2] Clavier, Jacques, " Théorie et technique de la transmission de données ", Edition Paris, Masson, 1977, volume 1.
- [3] N. Sherwani, Q. Yu, B. Sandeep " Introduction To Multichip Modules ", édition : New York : J. Wiley, 1995.
- [4] T, Okanobu. D, Yamazaki et C, Nishi " A New Radio Receiver System For Personal Communications ", IEEE Transaction on consumer electronics, vol 41, N° 3, Aout1995.
- [5] T. Cho ; J. Rudeu ; J. Ou ; T. Weigandt ; S. Naraynaswami ; S. Mehta. (<http://kabuki.eecs.berkeley.edu/~tcho/ilp96.talk.ps>), " A multistandard Monolithic CMOS RF Transeiver " ; University of california, Berkeley, 1996.
- [6] (<http://kabuki.eecs.berkeley.edu/rf/rftop.html>), " RF Integrated Circuit Design ", University of berkeley 1996.
- [7] P.R. Gray et R.G. Meyer.
http://kabuki.eecs.berkeley.edu/~pgray/rf_cicc95.ps) ; " Future Directions in Silicon Ics for RF Personsl Communications " ; University of california, Berkeley, 1995.].

- [8] RF Monolithics, Inc., " Low-Power UHF Radio. Component Selection guide and catalog ", Data book 1995.

- [9] François de dieuleveult, " Application des résonateurs à onde de surface " Électronique radio Plan, N° 564 ,Nov. 1994.

- [10] Lepage Francis, " Les réseaux locaux industriels : Principes illustrés par des exemples ", Edition Paris Hermer, 1991.

- [11] Patrice Oguic, " Transmission de données série en HF ", Électronique radio Plan, N° 577 ,Dec. 1995.

- [12] Nussbaumer, Henri J., " Téléinformatique I ", Edition Presse polytechniques Romandes, 1987.

- [13] Macchi, C. Guilbert, J.F , " Téléinformatique " , Collection Dunod informatique, Paris, 1987.

- [14] CC, Bissell et D.A., Chapman, " Digital Signal Transmission " Edition cambridge University Press 1992

- [15] Hwei, P. Hsu, " Theory And Problems Of Analog And Digital Communications " , Edition Shaum' s outline series 1993.

- [16] Ziemer, Tranter, " Principles Of Communications " Edition John Wiley & Sons, Inc., 4^{ieme} édition, 1995.

- [17] Hwei, P. Hsu, " Theory And Problems Of Analog And Digital Communications ", Edition Shaum' s outline series 1993.
- [18] Fontolliet, Pierre-Gerard, " Systèmes de télécommunications : Base de Transmission ", Edition Dunod, Paris, 1983.
- [19] Nussbaumer, Henri J., " Téléinformatique I ", Edition Presse polytechniques Romandes, 1987.
- [20] Macchi, C. Guilbert, J.F, " Téléinformatique " , Collection Dunod informatique, Paris, 1987.
- [21] RF Monolithics, Inc., " Low-Power UHF Radio Component Selection guide and catalog ", Data book 1995.
- [22] Camille, " Les antennes ", Electronique radio Plan, N° 568 ,Mars 1995.
- [23] R. L. Freeman, " Telecommunication Transmission Handbook ", edition John Wiley & son, Inc. 1991.
- [24] Association ARRL, " VHF Manuel " Edition 1976.
- [25] Clavier, Jacques, " Théorie et technique de la transmission de données ", Edition Paris, Masson, 1977, volume 1.

- [26] Georges Faillon, "Circuit MOS et circuit bipolaire", Technique de l'ingénieur, 1996.
- [27] W. H. Buchsbaum, " Encyclopedia Of Integrated Circuits ", 2^{ème} édition Pentice-Hall, Inc, 1987.
- [28] N. Sherwani, Q. Yu, S. Badida, "Introduction To Multichip Module", Edition John Wiley & Son, Inc, 1995
- [29] John H. Lau, " Ball Grid Array Technologiy " Edition Mc Graw-Hill, Inc. 1995.
- [30] Schwartz, Mischa, " Information transmission, modulation and noise " EDITION: New York : McGraw-Hill, 1990.
- [31] R. Airiau, J.M. Bergé, V. Olive et J. Rouillard, " VHDL du Langage à la modélisation ", Collection informatique, Presses polytechnique et universitaires Romandes, 1990.
- [32] Douglas L. Perry, " VHDL", McGraw-Hill, 1992.
- [33] M. Ben Slima, R.Z Morawski, A. Barwicz, "A Recursive Spline-based Algorithm for Spectr. Data Correction ", Conf. Rec., IEEE, IMT'93, IRvin Ca, 18-20 May 1993, pp.387-390.
- [34] A. Barwicz, D. Massicotte, Y. Savaria, P.A. Pango, R. Z Morawski, " An application specific processor dedicated to Kalman-Filter-based Correction of Spectrometric Data ", IEEE Transactions On Instrumentation and measurement, June 1995, pp. 720-724.
- [35] S.M. Falaki, " Mise au Point et Vérification Fonctionnelle d'un Environnement d'Implantation d'Algorithmes dans une Structure FPGA ", Activité de synthèse en génie électrique, Dec. 1996.

Annexe I



Communications
Canada

GR2
4^e édition
le 1^{er} octobre 1992

Gestion du spectre

Circulaire des lois et règlements

Règlement général sur la radio, Partie II

Canada

Also available in English - GR2

« «téléphone sans cordon» désigne un appareil de radiocommunications bidirectionnel et de faible portée, composé

a) d'un poste de base raccordé au réseau téléphonique commuté public, et

b) d'un combiné portatif qui est un poste supplémentaire sans cordon du poste de base et qui peut fonctionner dans un rayon nominal de 200 mètres du poste de base; (*cordless telephone*)» (DORS/85-914)

« «télévision» désigne un système de télécommunication assurant la transmission d'images non permanentes d'objets fixes ou mobiles. (*television*)» (DORS/78-702)

3. Abrogé (DORS/92-73)

PARTIE I

LICENCES

Délivrance de licences

4. Aux fins du présent règlement, les stations radio sont classées de la manière suivante :

«a) stations d'amateur;

b) stations côtières;

c) stations terriennes;

d) stations terrestres;

e) stations mobiles;

f) stations réceptrices privées; et

g) stations spatiales.» (DORS/80-169)

5. Les demandes de licences de station radio seront jugées selon leur bien-fondé et elles seront faites sur la formule prescrite, laquelle s'obtient du ministère, à Ottawa, ou de tout inspecteur de la radio du ministère.

Dispense de licence

6. (1) Une station radio est soustraite à l'application de l'article 3 de la Loi si son appareil radio a été approuvé par le Ministre et

a) s'il n'est utilisé que sur l'une ou plusieurs des bandes de fréquences attribuées à des fins industrielles, scientifiques et médicales

(i) Abrogé (DORS/80-451)

(ii) comme microphone sans fil dans l'exploitation d'une station munie d'une licence ou avec un appareil de sonorisation (P.A.),

et qu'il ne peut émettre d'ondes hertziennes d'une intensité de champ supérieure à 1 V/m à 10 mètres;

b) s'il n'est utilisé que pour la réception de signaux d'installation de recherche de personnes et qu'il ne peut émettre d'ondes électromagnétiques d'une intensité de champ

(i) supérieure à 30 microvolts par mètre à toute fréquence inférieure à 30 mégahertz,

- (ii) supérieure aux limites déterminées par la courbe de l'annexe VII à toute fréquence comprise dans la gamme de 30 à 1 080 mégahertz, ou
- (iii) supérieure à 200 microvolts par mètre à toute fréquence supérieure à 1 080 mégahertz, mesurée à une distance de 3 mètres;
- c) s'il n'est utilisé que comme dispositif détecteur de mouvements pour avertir d'une intrusion par le déclenchement d'un signal d'alarme, et qu'il ne peut émettre d'ondes hertziennes d'une intensité de champ supérieure à 1 V/m à 10 mètres;
- d) s'il n'est utilisé que pour assurer la communication entre la cage souterraine d'un monte-charge de puits de mine et le chevalement du puits, le câble du monte-charge servant de système de rayonnement, et qu'il ne peut émettre d'ondes hertziennes d'une intensité de champ supérieure à celle qui serait produite si l'on alimentait le câble du monte-charge au moyen d'un signal radio-électrique d'une puissance de $\frac{1}{2}$ watt;
- e) Abrogé (DORS/82-492)
- «f) s'il n'est utilisé que pour la transmission de signaux, d'une durée momentanée et sans modulation vocale, servant à télécommander des objets ou à donner l'alarme, et
- (i) qu'il ne peut pas émettre des ondes électromagnétiques dont l'intensité de champ,
- (A) mesurée à dix mètres de l'appareil, est supérieure
- (I) à 45 mV/m lorsqu'il fonctionne dans la bande de fréquences de 10 kHz à 30 kHz, ou
- ↳ (II) à 1000 mV/m lorsqu'il fonctionne dans une bande de fréquences de 26.957 MHz à 27.283 MHz, 40.660 MHz à 40.700 MHz, 902 MHz à 928 MHz, 2400 MHz à 2500 MHz, 5725 MHz à 5875 MHz ou 24 000 MHz à 24 250 MHz, ou
- (B) mesurée à trois mètres de l'appareil, est supérieure
- (I) à 6000 μ V/m lorsqu'il fonctionne dans la bande de fréquences de 310 MHz à 320 MHz,
- (II) à 7700 μ V/m lorsqu'il fonctionne dans la bande de fréquences de 350 MHz à 360 MHz, ou
- (III) à 9200 μ V/m lorsqu'il fonctionne dans la bande de fréquences de 380 MHz à 400 MHz, et
- (ii) que les émissions de l'appareil à l'extérieur des bandes de fréquences spécifiées sont atténuées d'au moins 20 dB;» (DORS/80-451)
- g) à i) Abrogés (DORS/80-451)
- j) Abrogé (DORS/82-492)
- k) s'il n'est utilisé que comme dispositif de télémesure ou comme microphone sans fil pour transmission unilatérale et si
- (i) les émissions sont limitées à l'intérieur d'une bande de 200 kHz de largeur, centrée sur la fréquence de travail, cette bande étant entièrement à l'intérieur de la gamme de fréquences de 88-108 MHz, et
- (ii) l'appareil ne peut émettre d'ondes électromagnétiques d'une intensité de champ supérieure à
- «(A) 50 μ V/m à l'intérieur de la bande de 200 kHz, visée au sous-alinéa (i), à une distance de 15 mètres de l'appareil radio, et» (DORS/87-635)
- (B) 40 μ V/m sur toute fréquence extérieure à la bande de 200 kHz, visée au sous-alinéa (i), à une distance de 3 mètres de l'appareil radio;
- l) Abrogé (DORS/90-427)
- «m) s'il est utilisé que comme appareil de radiocommunication de faible puissance

- (i) émettant sur des fréquences inférieures à 490 kHz et ne pouvant émettre, à une distance de 30 mètres des ondes électromagnétiques d'une intensité de champ supérieure à
 - (A) 10 mV/m sur toute fréquence comprise entre 20 et 200 kHz,
 - (B) 1 mV/m sur toute fréquence comprise entre 200 et 490 kHz, ou
 - (ii) émettant sur des fréquences supérieures à 510 kHz et ne pouvant émettre des ondes électromagnétiques d'une intensité de champ supérieure à 15 μ V/m, mesurée à une distance en mètres calculée en divisant 48 000 par la fréquence d'émission en kilohertz; ou» (DORS/82-492)
- «n) s'il n'est utilisé que pour la télémesure de données biomédicales et qu'il
- (i) utilise une bande de fréquences de 200 kHz entièrement à l'intérieur de la gamme de fréquences de 174 MHz à 216 MHz, et
 - (ii) ne peut émettre d'ondes électromagnétiques d'une intensité de champ supérieure
 - (A) à 150 μ V/m à l'intérieur de la bande de 200 kHz visée au sous-alinéa (i), à une distance de 30 mètres de l'appareil, et
 - (B) à 15 μ V/m sur toute fréquence extérieure à la bande de 200 kHz visée au sous-alinéa (i), à une distance de 30 mètres de l'appareil.» (DORS/80-734)

(2) Abrogés (DORS/89-253)

(3) Abrogé (DORS/89-253)

«(4) Tout appareil de radiocommunications, autre qu'un téléphone sans cordon, est exempté des exigences du paragraphe 4(1) de la Loi :» (DORS/90-135)

- a) s'il ne peut pas émettre des ondes électromagnétiques d'une intensité de champ supérieure à 10 000 μ V/m mesurée à une distance de 3 mètres;
- b) s'il n'émet que dans la bande des fréquences de 26.97 MHz à 27.27 MHz ou aux fréquences porteuses 49.830, 49.845, 49.860, 49.875 et 49.890 MHz;
- c) si toute émission produite par l'appareil de radiocommunications en dehors d'une bande de fréquences de 20 kHz de largeur centrée sur la fréquence porteuse n'a pas une intensité de champ supérieure à 500 μ V/m mesurée à une distance de 3 mètres;
- d) si la fréquence porteuse ne varie pas plus de ± 0.01 pour cent
 - (i) à toutes les températures comprises entre -20°C et $+50^{\circ}\text{C}$, à la tension nominale d'alimentation, et
 - (ii) à une température de 20°C , à toutes les tensions comprises entre 85 pour cent et 115 pour cent de la tension nominale d'alimentation; et
- e) si l'antenne de l'appareil est connectée de façon permanente.» (DORS/81-346)

«(5) Le téléphone sans cordon, autre que celui décrit aux paragraphes (5.1) ou (5.2), est exempté des exigences du paragraphe 3(1) de la Loi, si :

- a) le téléphone a été fabriqué au plus tard le 1^{er} octobre 1984;
- b) un certificat d'appareil radio a été délivré pour ce genre de téléphone sans cordon, conformément à la procédure de certification énoncée dans la *Procédure n^o 100 du ministère des Communications concernant les normes radioélectriques*, 4^e édition, publiée le 8 avril 1981 et mise en vigueur le 8 juillet 1981;
- c) le téléphone est exploité entre les fréquences 1.625 MHz et 1.8 MHz au moyen des techniques des courants porteurs et ne peut pas émettre d'ondes électromagnétiques d'une intensité de champ

supérieure à celle qui serait obtenue si une puissance radioélectrique de 1.62 watt était fournie à un seul conducteur de puissance, ou si une puissance radioélectrique de 0.029 watt était fournie à tous les conducteurs de puissance, y compris le conducteur de terre, mesurés ensemble, ceux-ci ayant une charge de 50 ohms aux bornes;

d) le téléphone est exploité sur une ou plusieurs des fréquences porteuses 49.830, 49.845, 49.860, 49.875 et 49.890 MHz, et

(i) la fréquence porteuse ne varie pas de plus de ± 0.01 pour cent à une température comprise entre -20°C et 50°C , à la tension nominale d'alimentation,

(ii) la fréquence porteuse ne varie pas de plus de ± 0.01 pour cent à une tension fluctuant entre 85 pour cent et 115 pour cent de la tension nominale d'alimentation à la température de 20°C ,

(iii) le téléphone ne peut pas émettre d'ondes électromagnétiques d'une intensité de champ supérieure à $10\,000\ \mu\text{V/m}$, mesurée à une distance de 3 mètres, et

(iv) toute émission produite en dehors d'une bande de fréquences de 20 kHz de largeur centrée sur la fréquence porteuse a une intensité de champ non supérieure à $500\ \mu\text{V/m}$, mesurée à une distance de 3 mètres.

(5.1) Le téléphone sans cordon qui est exploité uniquement sur les fréquences porteuses 49.830, 49.845, 49.860, 49.875 et 49.890 MHz est exempté des exigences du paragraphe 3(1) de la Loi, si :

a) le téléphone a été fabriqué au plus tard le 1^{er} octobre 1984;

b) un certificat d'appareil radio a été délivré pour ce genre de téléphone sans cordon, conformément à la procédure de certification énoncée dans la *Procédure n° 100 du ministère des Communications concernant les normes radioélectriques*, 4^e édition, publiée le 8 avril 1981 et mise en vigueur le 8 juillet 1981;

c) la fréquence porteuse ne varie pas de plus de ± 0.01 pour cent à une température comprise entre -20°C et 50°C , à la tension nominale d'alimentation;

d) la fréquence porteuse ne varie pas de plus de ± 0.01 pour cent à une tension fluctuant entre 85 pour cent et 115 pour cent de la tension nominale d'alimentation à la température de 20°C ;

e) le téléphone ne peut pas émettre d'ondes électromagnétiques d'une intensité de champ supérieure à $10\,000\ \mu\text{V/m}$, mesurée à une distance de 3 mètres;

f) toute émission produite en dehors d'une bande de fréquences de 20 kHz de largeur centrée sur la fréquence porteuse a une intensité de champ non supérieure à $500\ \mu\text{V/m}$, mesurée à une distance de 3 mètres.

(5.2) Le téléphone sans cordon qui est exploité sur une ou plusieurs des paires de fréquences porteuses suivantes :

a) 46.610 et 49.670 MHz,

b) 46.630 et 49.845 MHz,

c) 46.670 et 49.860 MHz,

d) 46.710 et 49.770 MHz,

e) 46.730 et 49.875 MHz,

f) 46.770 et 49.830 MHz,

g) 46.830 et 49.890 MHz,

h) 46.870 et 49.930 MHz,

i) 46.930 et 49.990 MHz,

j) 46.970 et 49.970 MHz,

est exempté des exigences du paragraphe 3(1) de la Loi, si :

k) le téléphone a été fabriqué au plus tard le 15 février 1989,

l) un certificat d'appareil radio a été délivré pour ce genre de téléphone sans cordon, conformément à la procédure de certification énoncée dans la *Procédure n° 100 du ministère des Communications concernant les normes radioélectriques*, 4^e édition, publiée le 8 avril 1981 et mise en vigueur le 8 juillet 1981,

m) la fréquence porteuse ne varie pas plus de ± 0.01 pour cent

(i) à une température comprise entre -20°C et 50°C , à la tension nominale d'alimentation, et

(ii) à une tension comprise entre 85 pour cent et 115 pour cent de la tension nominale d'alimentation à la température de 20°C ,

n) l'intensité de champ de la fréquence porteuse, mesurée à une distance de 3 mètres, n'est pas supérieure à $10\,000\ \mu\text{V/m}$,

o) les émissions sont limitées à une bande de fréquences de 20 kHz centrée sur la fréquence porteuse, et les produits de modulation dans un rayon de 10 kHz au-dessus ou au-dessous de cette bande de 20 kHz sont atténués à au moins 26 dB au-dessous du niveau de la porteuse non modulée,

p) l'intensité de champ des émissions situées à l'extérieur d'une bande de fréquences d'une largeur de 20 kHz centrée sur la fréquence porteuse, mesurée à une distance de 3 mètres, n'est pas supérieure

(i) à $100\ \mu\text{V/m}$ aux fréquences égales ou supérieures à 25 MHz et inférieures à 88 MHz,

(ii) à $150\ \mu\text{V/m}$ aux fréquences égales ou supérieures à 88 MHz et inférieures à 216 MHz, et

(iii) à $200\ \mu\text{V/m}$ aux fréquences égales ou supérieures à 216 MHz et égales ou inférieures à 1 000 MHz,

q) la tension radioélectrique couplée aux lignes électriques est limitée à moins de $100\ \mu\text{V}$ dans le cas des fréquences inférieures à 30 MHz.» (DORS/85-914)

«(6) Les stations de radiocommunication et les appareils radio soustraits à l'application du paragraphe 4(1) de la Loi en vertu du présent article ne peuvent être exploités de façon à causer du brouillage à d'autres stations ou à d'autres appareils radio munis d'une licence ou exemptés.

(7) Lorsque du brouillage est causé par une station de radiocommunication ou un appareil radio visés au présent article, le ministre peut, afin d'empêcher le brouillage à l'avenir, ordonner à l'exploitant de la station ou de l'appareil :

a) d'effectuer à l'égard de la station ou de l'appareil les réglages jugés nécessaires;

b) de restreindre ou de suspendre l'exploitation de la station ou de l'appareil jusqu'à ce que les réglages soient effectués.» (DORS/89-253)

«(8) Toute station radio mentionnée à l'alinéa 3(2)a) de la Loi et dont l'exploitation, au Canada, est permise en vertu des articles 11, 13 et 14 du *Règlement général sur la radio, Partie I* est soustraite à l'application du paragraphe 3(1) de la Loi.» (DORS/85-956)

«(9) Un appareil de radiocommunications qui ne peut émettre des ondes électromagnétiques d'une intensité de champ supérieure à la valeur calculée de l'intensité de champ produite s'il était remplacé par une source isotrope d'énergie radioélectrique de 5 nanowatts est exempté des exigences du paragraphe 3(1) de la Loi lorsque

- a) il est utilisé uniquement pour la réception d'émissions de radio ou de télévision en provenance d'une station spatiale canadienne qui sont destinées à être diffusées par une entreprise de radiodiffusion; et
- b) il est installé, exploité ou possédé uniquement pour la transmission des émissions visées à l'alinéa a) à une entreprise de réception de radiodiffusion d'une classe pour laquelle aucune licence n'est requise en vertu de la *Loi sur la radiodiffusion* conformément à l'*Ordonnance relative à la licence pour chantier d'exploitation* rendue par le Conseil de la radiodiffusion et des télécommunications canadiennes le 19 octobre 1981 (CRTC, Avis public 1981-79).

(10) Un appareil de radiocommunications, autre qu'un appareil décrit au paragraphe (9), qui ne peut émettre des ondes électromagnétiques d'une intensité de champ supérieure à la valeur calculée de l'intensité de champ produite s'il était remplacé par une source isotrope d'énergie radioélectrique de 5 nanowatts est exempté des exigences du paragraphe 3(1) de la *Loi* lorsqu'il est établi, installé, exploité ou possédé en tant que partie d'une entreprise de réception de radiodiffusion d'une classe pour laquelle aucune licence n'est requise en vertu de la *Loi sur la radiodiffusion* conformément à l'*Ordonnance relative à la licence pour chantier d'exploitation* rendue par le Conseil de la radiodiffusion et des télécommunications canadiennes le 19 octobre 1981 (CRTC, Avis public 1981-79).» (DORS/82-739)

«(11) Lorsqu'un appareil de radiocommunications qui ne peut émettre des ondes électromagnétiques d'une intensité de champ supérieure à celle qui serait produite si l'appareil était remplacé par une source isotrope d'énergie radioélectrique de 5 nanowatts, est utilisé uniquement pour la réception de signaux d'émissions de radio ou de télévision en provenance d'une station spatiale du service fixe par satellite, en vue de leur réception et de leur retransmission ou distribution par une entreprise de radiodiffusion, cet appareil est exempté des exigences du paragraphe 3(1) de la *Loi* s'il est utilisé

- a) par une entreprise de radiodiffusion et que
 - (i) les signaux proviennent d'une station spatiale canadienne, et
 - (ii) le Conseil de la radiodiffusion et des télécommunications canadiennes a approuvé, conformément à la *Loi sur la radiodiffusion*, la retransmission ou la distribution des signaux captés;
 - b) par un individu seul, et que les signaux captés ne sont pas retransmis ni distribués à un autre individu ou personne par un moyen de télécommunications quelconque; ou
 - c) par une personne autre qu'une entreprise de radiodiffusion ou un individu seul, et que les signaux captés ne sont pas retransmis ni distribués à une autre personne par un moyen de télécommunications quelconque et ne sont pas exhibés dans une pièce de l'établissement où est situé l'appareil, autre qu'une pièce
 - (i) où le grand public est invité ou autorisé à entrer, et
 - (ii) qui sert à des fins autres que la pension ou le logement ou l'hébergement de personnes.»
- (DORS/83-422)

«(12) L'appareil radio du service mobile cellulaire qui ne peut émettre des ondes électromagnétiques d'une intensité de champ supérieure à 1,76 V/m, à une distance de 10 m, est soustrait à l'application du paragraphe 4(1) de la *Loi* si les conditions suivantes sont réunies :

- a) l'appareil est installé ou exploité :
 - (i) soit dans une station terrestre sur laquelle l'antenne reliée à l'appareil est montée à une hauteur d'au plus 15 m au-dessus du niveau du sol,
 - (ii) soit dans une station mobile, autre qu'une station mobile à bord d'un aéronef;
- b) l'appareil communique avec une station terrestre autorisée à assurer un service commercial public;

- c) l'appareil satisfait aux normes minimales d'homologation énoncées dans le *Cahier des charges sur les normes radioélectriques*, n° 118, 2^e édition (provisoire), avec les modifications successives, publié par le ministère des Communications;
- d) un certificat d'homologation de matériel radio a été délivré pour ce genre d'appareil conformément à la procédure de certification énoncée dans la *Procédure sur les normes radioélectriques*, n° 100, 6^e édition (provisoire), avec les modifications successives, publiée par le ministère des Communications.

(12.1) L'appareil radio qui communique sur une ou plusieurs fréquences dans la gamme de 30 MHz à 960 MHz est soustrait à l'application du paragraphe 4(1) de la Loi si les conditions suivantes sont réunies :

a) l'appareil, selon le cas :

- (i) est installé ou exploité dans une station terrestre qui est munie d'une antenne intérieure et ne peut émettre des ondes électromagnétiques d'une intensité de champ supérieure à 3 V/m, à une distance de 10 m, sur toute fréquence dans la gamme de 30 MHz à 960 MHz, ~~et~~
- (ii) est installé ou exploité dans une station terrestre qui est munie d'une antenne extérieure reliée à l'appareil et montée à une hauteur d'au plus 30 m au-dessus du niveau du sol et ne peut émettre, sur toute fréquence dans la gamme de 30 MHz à 960 MHz, des ondes électromagnétiques d'une intensité de champ supérieure à :
 - (A) soit 1,8 V/m, à une distance de 10 m, à une hauteur d'antenne d'au plus 13,5 m au-dessus du niveau du sol,
 - (B) soit aux limites établies par la courbe de l'annexe X, à une hauteur d'antenne de 13,5 m à 30 m au-dessus du niveau du sol,
- (iii) est installé ou exploité dans une station mobile, autre qu'une station mobile à bord d'un aéronef, et ne peut émettre des ondes électromagnétiques d'une intensité de champ supérieure à :
 - (A) 4,2 V/m, à une distance de 10 m, sur toute fréquence dans la gamme de 30 MHz à 50 MHz,
 - (B) 3 V/m, à une distance de 10 m, sur toute fréquence dans la gamme de plus de 50 MHz sans dépasser 960 MHz;

- b) l'appareil radio communique avec une station fixe visée à l'article 4.6.2 du *Règlement général sur la radio, Partie I*, qui est une station terrestre autorisée à assurer un service commercial public restreint;
- c) un certificat d'homologation de matériel radio a été délivré pour ce genre d'appareil conformément à la procédure de certification énoncée dans la *Procédure sur les normes radioélectriques*, n° 100, 6^e édition (provisoire), avec les modifications successives, publiée par le ministère des Communications.» (DORS/90-9)

«(13) L'appareil radio qui ne peut émettre des ondes électromagnétiques d'une intensité de champ supérieure à la valeur calculée de l'intensité de champ produite si l'appareil était remplacé par une source isotrope d'énergie radioélectrique de 5 nanowatts est soustrait à l'application du paragraphe 4(1) de la Loi si les conditions suivantes sont réunies :

- a) l'appareil ne fait pas partie d'un système de radiocommunications muni d'une licence, composé notamment d'un appareil radio pouvant émettre des ondes électromagnétiques d'une intensité de champ supérieure à cette valeur;
- b) il est construit uniquement pour la réception de radiocommunications;
- c) il ne peut pas recevoir de radiocommunications transmises par une station spatiale.» (DORS/89-253)

«(14) Est soustrait à l'application du paragraphe 4(1) de la Loi l'appareil radio utilisé pour la prestation d'un service radio général, en vue de la transmission de la voix ou de la télécommande de modèles réduits, qui ne peut émettre des ondes électromagnétiques d'une intensité de champ supérieure :

- a) dans la bande de fréquences 27 MHz, à 111 dB μ V/m à une distance de 30 m et à une puissance de sortie de 4 w et à 116 dB μ V/m à une distance de 30 m et à une puissance de sortie de 12 w;
- b) dans les bande de fréquences 72 MHz et 75 MHz, à 114 dB μ V/m à une distance de 10 m et à une puissance de sortie de 0,75 w.» (DORS/90-135)

«(15) L'appareil radio qui n'est utilisé qu'à des fins de recherches et de sauvetage, comme BIPU, RLS, ou RS, pour émettre sur toute fréquence de la bande de fréquences de 406 à 406,1 MHz ou sur les fréquences 121,5 ou 243 MHz, ou sur toute combinaison de ces fréquences, est soustrait à l'application du paragraphe 4(1) de la Loi si les conditions suivantes sont réunies :

- a) l'appareil ne peut émettre d'ondes électromagnétiques d'une intensité de champ supérieure à :
 - (i) soit 118 décibels au-dessus de 1 microvolt par mètre à une distance de 30 mètres sur toute fréquence de la bande de fréquences de 406 à 406,1 MHz,
 - (ii) soit 105 décibels au-dessus de 1 microvolt par mètre à une distance de 30 mètres sur les fréquences 121,5 ou 243 MHz, ou les deux;
- b) un certificat d'homologation de matériel radio a été délivré pour ce genre d'appareil conformément à la procédure de certification énoncée dans la publication du ministère des Communications intitulée *Procédure sur les normes radioélectriques*, n° 100, (6^e édition provisoire), compte tenu de ses modifications éventuelles.

(16) L'appareil radio qui n'est utilisé qu'à des fins de recherches et de sauvetage, comme BLI, pour émettre sur toute fréquences de la bande de fréquences de 406 à 406,1 MHz, est soustrait à l'application du paragraphe 4(1) de la Loi si les conditions suivantes sont réunies :

- a) l'appareil ne peut émettre d'ondes électromagnétiques d'une intensité de champ supérieure à 118 décibels au-dessus de 1 microvolt par mètre à une distance de 30 mètres sur toute fréquence de cette bande de fréquences;
- b) un certificat d'homologation de matériel radio a été délivré pour ce genre d'appareil conformément à la procédure de certification énoncée dans la publication du ministère des Communications intitulée *Procédure sur les normes radioélectriques*, n° 100, (6^e édition provisoire), compte tenu de ses modifications éventuelles.» (DORS/90-427)

«(17) Est soustrait à l'application du paragraphe 4(1) de la Loi, quant à l'autorisation de radiocommunication requise, à savoir un certificat de radiodiffusion, l'appareil radio :

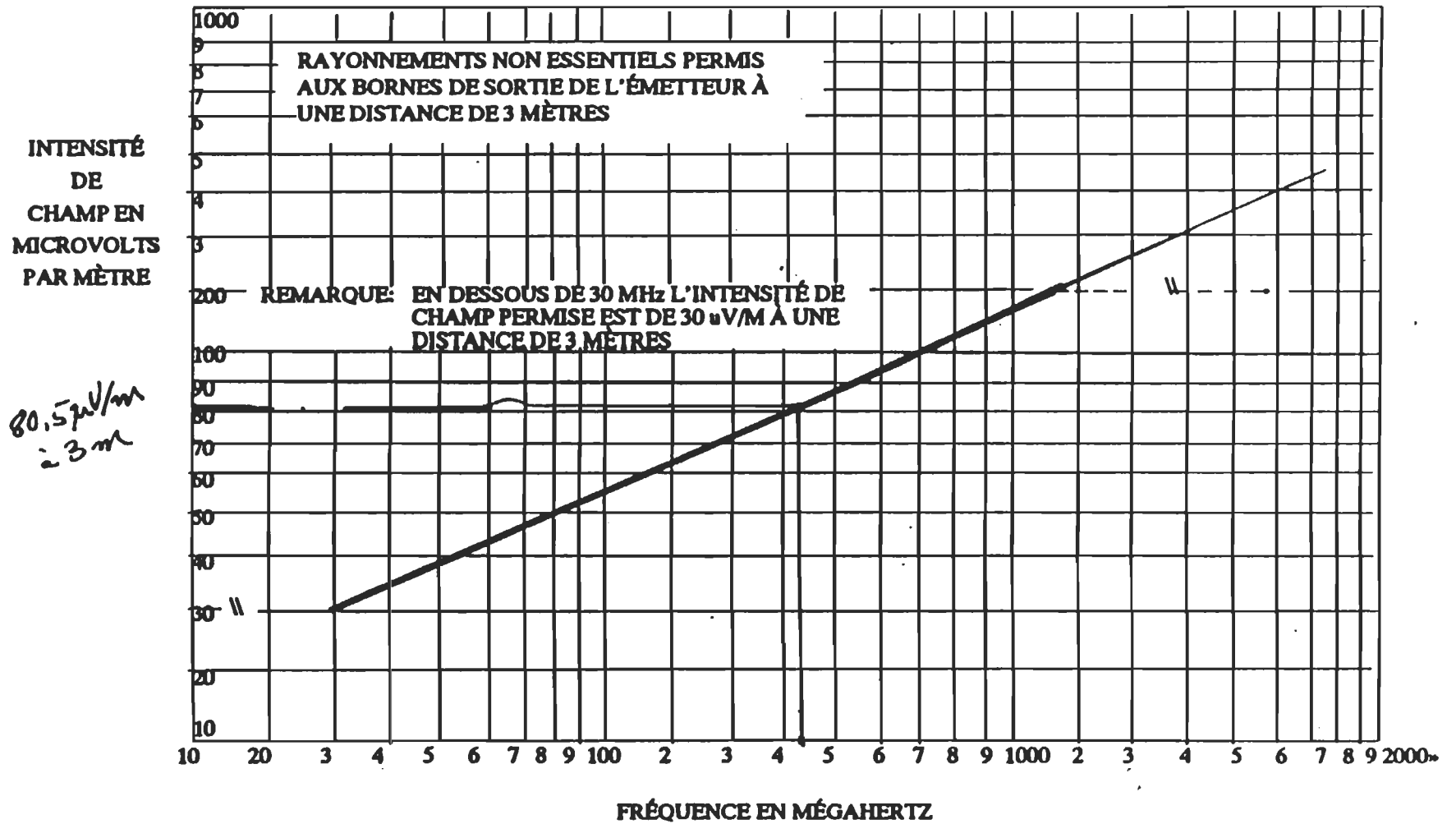
- a) qu'une personne installe, fait fonctionner ou possède en tant que partie d'une entreprise de réception de radiodiffusion exemptée de l'obligation de détenir une licence en vertu de la *Loi sur la radiodiffusion*, tel qu'il est indiqué dans l'avis public CRTC 1983-255 intitulé «Octroi de licence de systèmes de télévision à antenne collective et exemption», avec ses modifications éventuelles;
- b) qui ne peut que recevoir des radiocommunications;
- c) qui ne distribue ni n'utilise de signaux de la gamme de fréquences de 108 MHz à 137 MHz, ou de celle de 328,6 MHz à 335,4 MHz.» (DORS/91-490)

«6.1 Pour l'application de l'alinéa 4(5)b) de la Loi, est une catégorie de radiocommunication toute radiocommunication en provenance d'une des classes de stations de radiocommunication suivantes :

- a) station d'amateur;

ANNEXE VII

(article 6)



Annexe II

Principes de la modulation analogique discrète

Lorsque le milieu de transmission est l'espace libre, et que les données à transmettre sont des signaux binaires, une modulation analogique discrète est nécessaire.

Ce type de modulation est un procédé dans lequel, [21]:

- Le signal primaire d'information numérique est binaire, et peut de ce fait prendre deux valeurs discrètes " 0 " ou " 1 ".
- La porteuse est un signal sinusoïdale

$$p(t) = A_p \cos(\omega_p t + \varphi_p) \quad (\text{A-II-1})$$

Où A_p est l'amplitude de la porteuse, ω_p est sa pulsation et φ_p sa phase .

- Le signal secondaire est obtenu par la variation directe d'un des paramètres (amplitude, fréquence ou phase) de la porteuse selon les deux valeurs possibles du signal binaire primaire.

Suivant le paramètre modulé, on distingue les trois types suivants :

- Modulation par tout ou rien, que l'on désignera par son appellation anglaise "OOK" (pour On-Off Keying).
- Modulation par déplacement de fréquence "FSK" (Frequency Shift Keying).
- Modulation par déplacement de phase "PSK" (Phase Shift Keying).

A - Modulation OOK

Le schéma synoptique d'un système de transmission de données utilisant une telle modulation est représenté à la figure A-II-1.

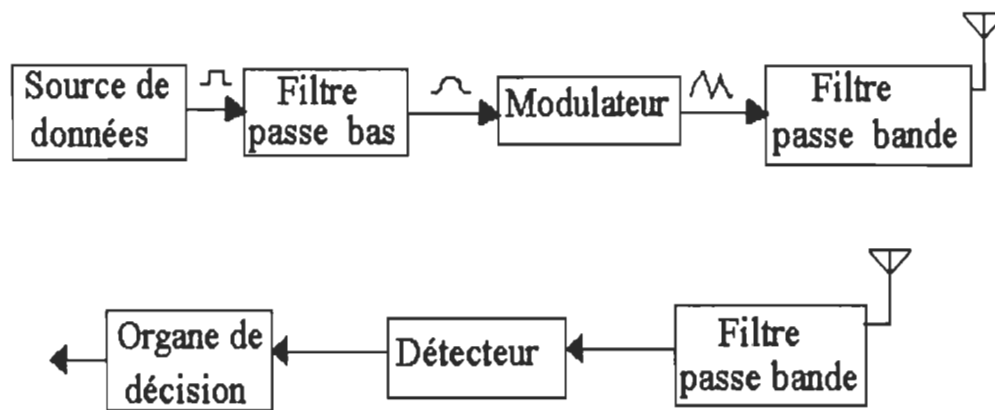


Fig A-II-1 Système de transmission utilisant OOK [2]

Le filtre passe bas à l'émission, limite la largeur de bande du système de base et ainsi limite la largeur des bandes latérales produites par le modulateur, celui-ci modifie l'amplitude d'une porteuse , comme indiqué par la figure A-II-1.

Le filtre passe bande de l'émission limite la largeur de bande du signal appliqué au canal. Le filtre passe bande de réception limite les interférences des autres canaux et limite le bruit capté par le récepteur.

Le détecteur redonne l'impulsion de base, soit par détection synchrone soit par détection d'enveloppe.

Supposons qu'on veut transmettre un message binaire constitué d'impulsions dont la valeur est 1 ou 0. A l'aide de cette séquence on module en amplitude une porteuse RF. Le signal secondaire (modulé) aura pour expression :

$$f_p(t) = Af(t)\cos\omega_p t \quad (\text{A-II-2})$$

où $f(t)$ prend la valeur 0 ou 1.

Autrement dit :

$$f_p = \begin{cases} f_1(t) = A\cos\omega_p t \\ f_2(t) = 0 \end{cases} \quad (\text{A-II-3})$$

En faisant la transformée de Fourier du signal modulé f_p , on obtient un spectre qui est de la forme :

$$S_p(\omega) = \frac{A}{2} [F(\omega - \omega_p) + F(\omega + \omega_p)] \quad (\text{A-II-4})$$

Donc cette modulation effectue une translation du spectre du signal binaire, qui est un signal en bande de base, vers la fréquence porteuse f_p , soit $\frac{\omega_p}{2\pi}$.

On obtient ainsi deux bandes latérales, de part et d'autre de f_p correspondant chacune à la densité spectrale de puissance du signal binaire unipolaire.

La représentation temporelle du signal est donnée à la figure A-II-2.

Comme dans le cas de la transmission en bande de base, qui est une transmission sans modulation, le spectre autour de la fréquence porteuse est limité à une valeur comprise entre $f_p + [1/2T]$ au minimum, où T est la durée d'un bit, et $f_p + [1/T]$ au maximum pour répondre au critère d'efficacité spectrale.

La limitation peut s'effectuer soit au niveau du signal modulant : limitation de la bande du signal NRZ par un filtrage passe bas, soit au niveau de la porteuse par un filtrage passe bande autour de f_p .

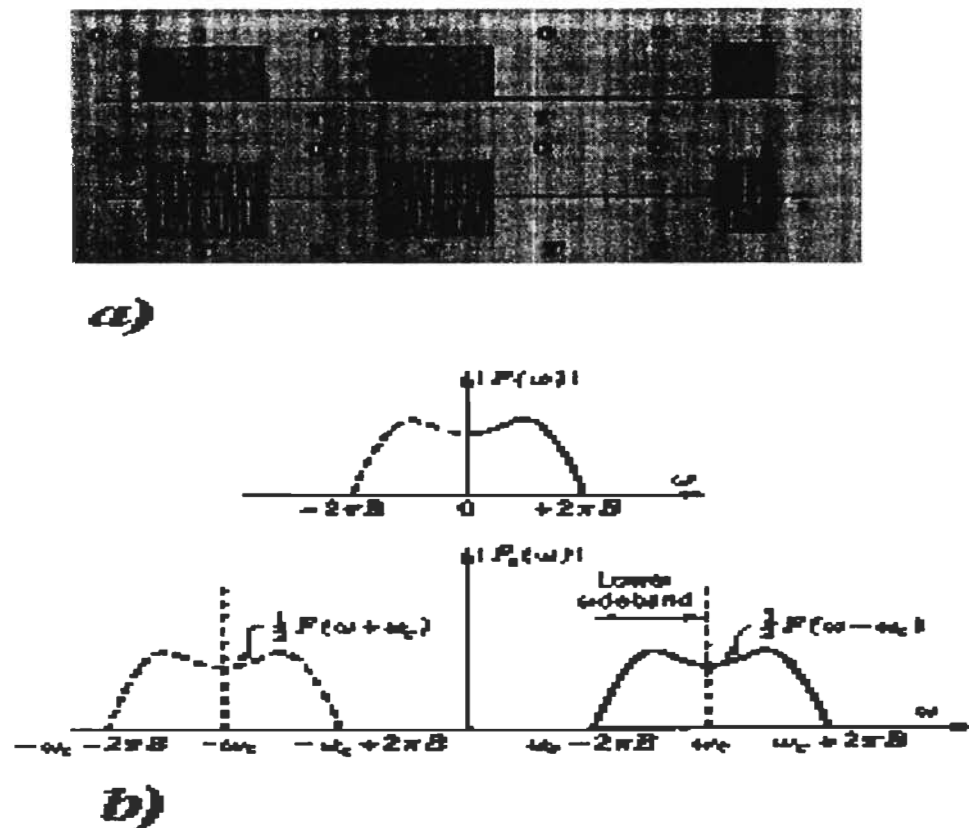


Fig. A-II-2 Signal modulé par tout ou rien OOK
a) Aspect temporel, b) Aspect fréquentiel, [12]

Pour ce procédé de modulation, si le signal NRZ est limité à une fréquence $f_{\max} = k / T$, la bande occupée autour de f_p vaut :

$$B = 2f_{\max} = 2.k / T \quad (\text{A-II-5})$$

B - Modulation FSK

Le schéma général d'un système utilisant la modulation FSK est donné à la figure A-II-3.

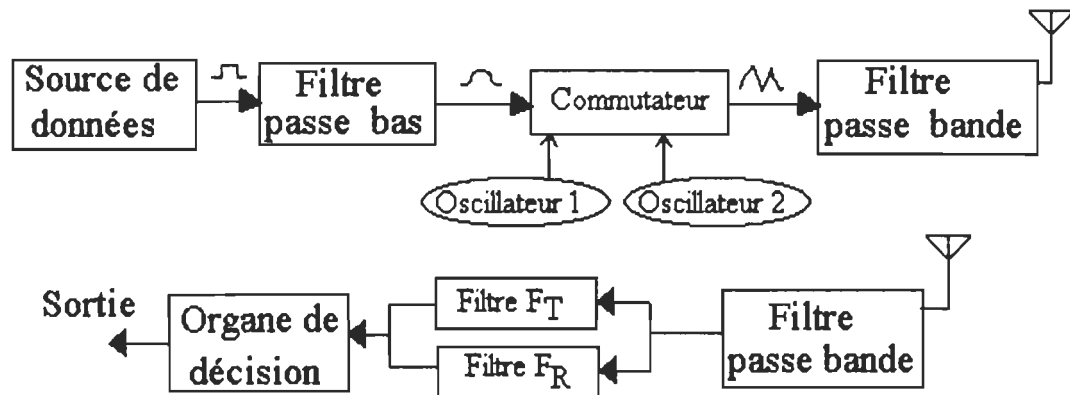


Fig. A-II-3 Système de transmission de données utilisant le déplacement de fréquence FSK [2]

Les filtres passe bande jouent le même rôle que dans le cas précédent. Suivant les caractéristiques des filtres F_T et F_R , on aura les systèmes cohérents et non cohérents.

Rappelons que pour le système cohérent, il faut connaître exactement à la réception la phase de l'onde à recevoir.

Pour une première approche, la modulation FSK peut se concevoir comme une double modulation OOK, obtenue à partir du schéma de la figure A-II-4 .

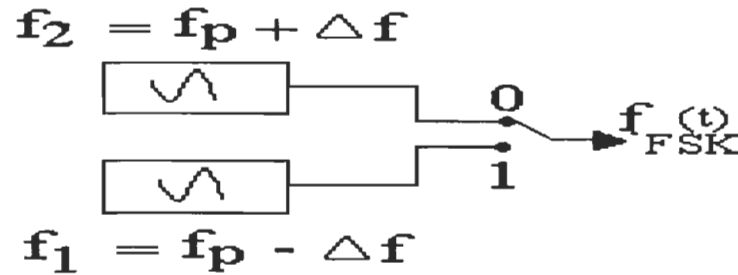


Fig. A-II-4

Génération
d'un signal
FSK à phase
discontinue.

Au premier

symbole, par exemple "1", on associe une fréquence f_1 et au second, donc le "0", une fréquence f_2 , et on pose : $f_2 = f_p + \Delta f$ et $f_1 = f_p - \Delta f$.

Où Δf est appelée la déviation de fréquence, comme dans le cas de la modulation MF classique.

Le signal modulé aura pour expression:

$$f_p(t) = \begin{cases} f_1(t) = A \cos \omega_1 t & \text{pour le symbole "1"} \\ f_2(t) = A \cos \omega_2 t & \text{pour le symbole "0"} \end{cases} \quad (\text{A-II-6})$$

La figure A-II-5-a, [12], donne l'allure du signal modulé en FSK.

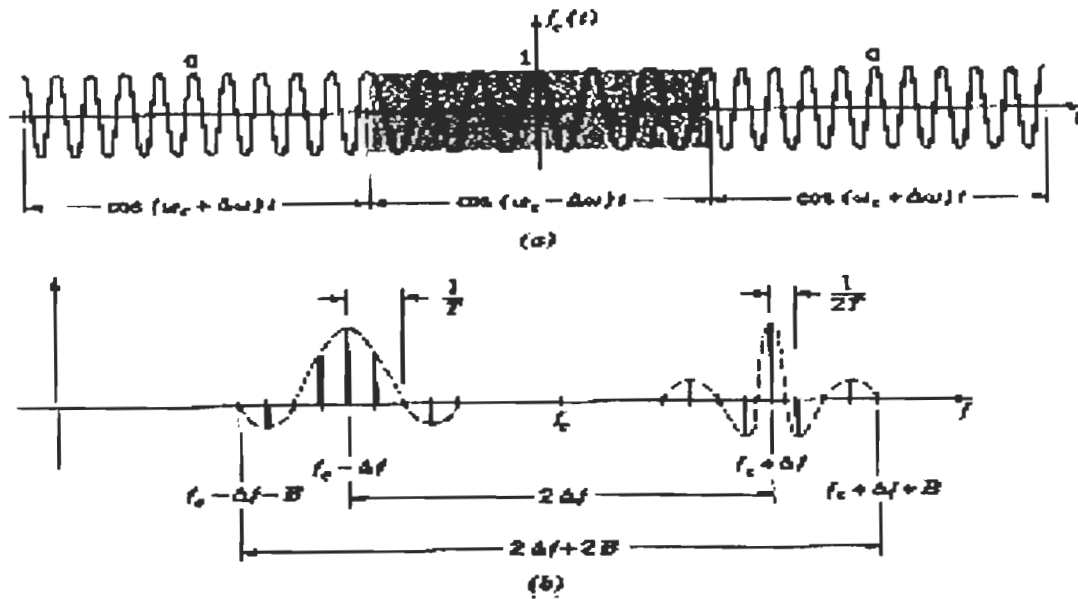


Fig. A-II-5 Signal modulé en FSK a) aspect temporel,
b) spectre du signal FSK

Le spectre du signal ainsi obtenu est centré sur les deux fréquences f_1 et f_2 , tel qu'illustré à la figure A-II-5-b.

La bande B_T occupée par le signal FSK est obtenue par:

$$B_T = 2B + 2\Delta f \quad (\text{A-II-7})$$

où B représente la limitation de spectre du signal NRZ.

Pour la largeur de bande, deux cas extrêmes sont d'intérêt,[12]:

- Si $\Delta f \gg B$, la largeur de bande du signal modulant, alors la largeur de bande modulée approche $2\Delta f$.

- Si $\Delta f \ll B$, la largeur de bande approche $2B$.

Ces deux cas sont analogues à la modulation MF à large bande et à bande étroite.

Pour montrer la dépendance de la largeur de bande B_T du signal modulé, de la déviation de fréquence Δf et de la largeur de bande, du signal modulant, on fait apparaître le paramètre β appelé indice de modulation défini par :

$$\beta = \frac{\Delta f}{B} \quad (\text{A-II-8})$$

En terme de β , la largeur de bande B_T aura comme expression :

$$B_T = 2\Delta f + 2B = 2B(1 + \beta) \quad (\text{A-II-9})$$

C - Modulation PSK

Dans ce cas, le signal modulé peut être exprimé comme suit :

$$f_p(t) = \begin{cases} f_1(t) = A \cos \omega c t & \text{pour le symbole "1"} \\ f_2(t) = A \cos(\omega c t + \Pi) & \text{pour le symbole "0"} \end{cases} \quad (\text{A-II-10})$$

Si l'on suppose que le signal modulant binaire est rectangulaire dans lequel la polarité positive représente le "1", et la polarité négative représente le "0", le signal modulé correspondra à un signal polaire NRZ décalé en fréquence comme le montre la figure A-II-6.

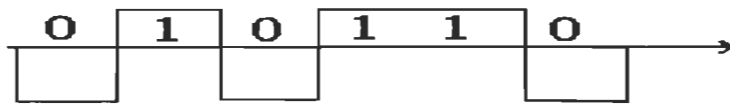


Fig. A-II-6 Signal binaire polaire NRZ

Le signal modulé en PSK est illustré à la figure A-II-7, [12].

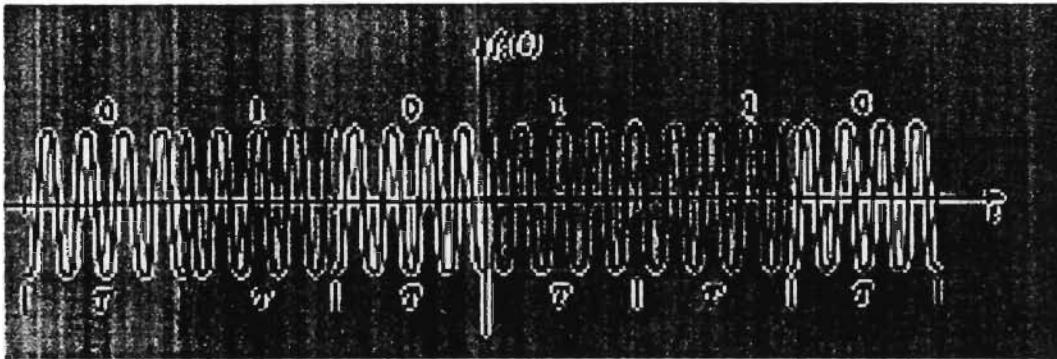


Fig. A-II-7 Signal modulé en PSK.

La largeur de bande du signal PSK et son spectre sont identiques à ceux de la modulation OOK, à la différence près qu'il n'y a pas de raie à f_p si les deux valeurs binaires sont équiprobables.

La comparaison des performances de ces trois types de modulations dans un canal bruité est discutée au chapitre III du mémoire.

Annexe III

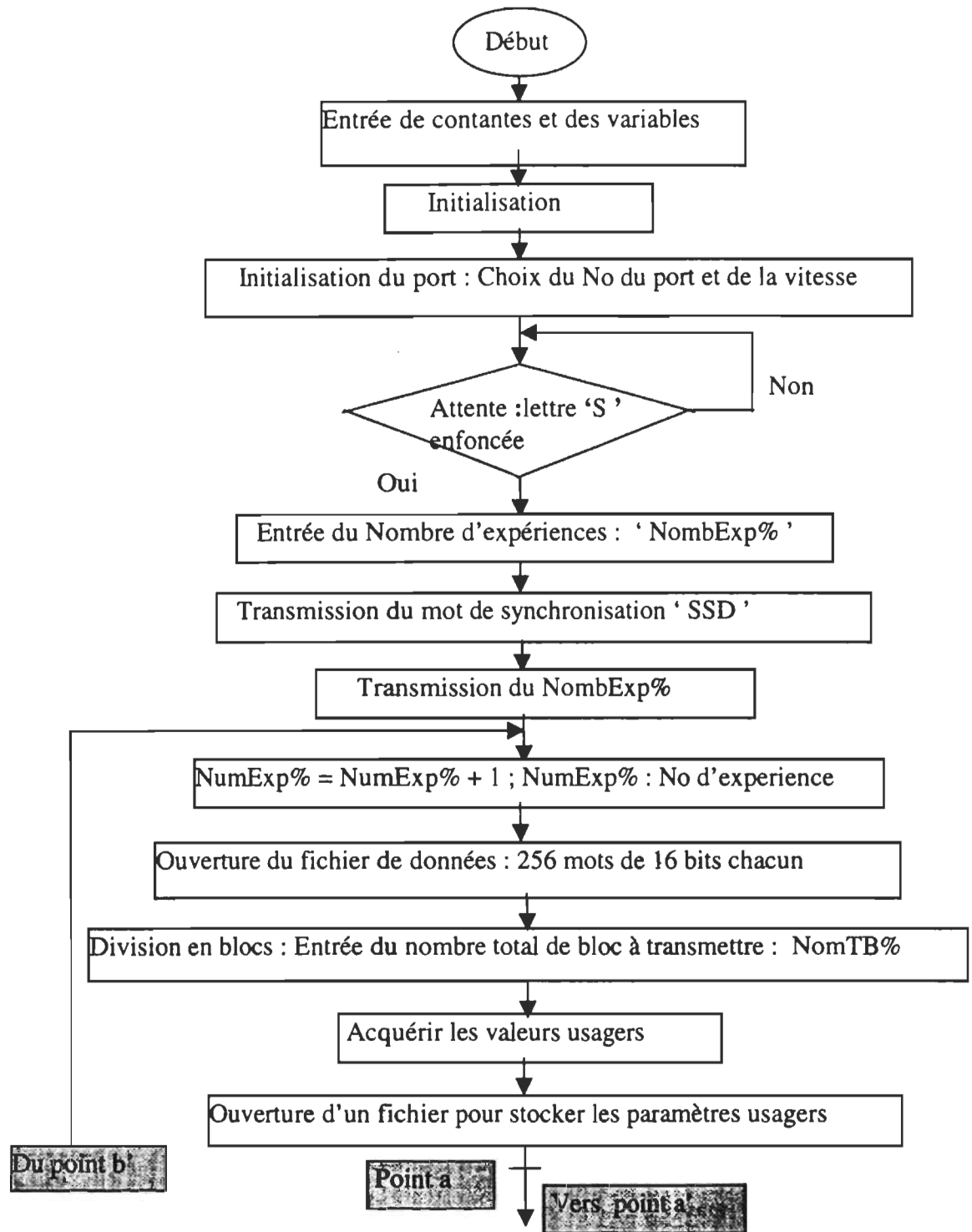


Fig. A-III-1 Organigramme du programme émetteur, (mode unidirectionnel)

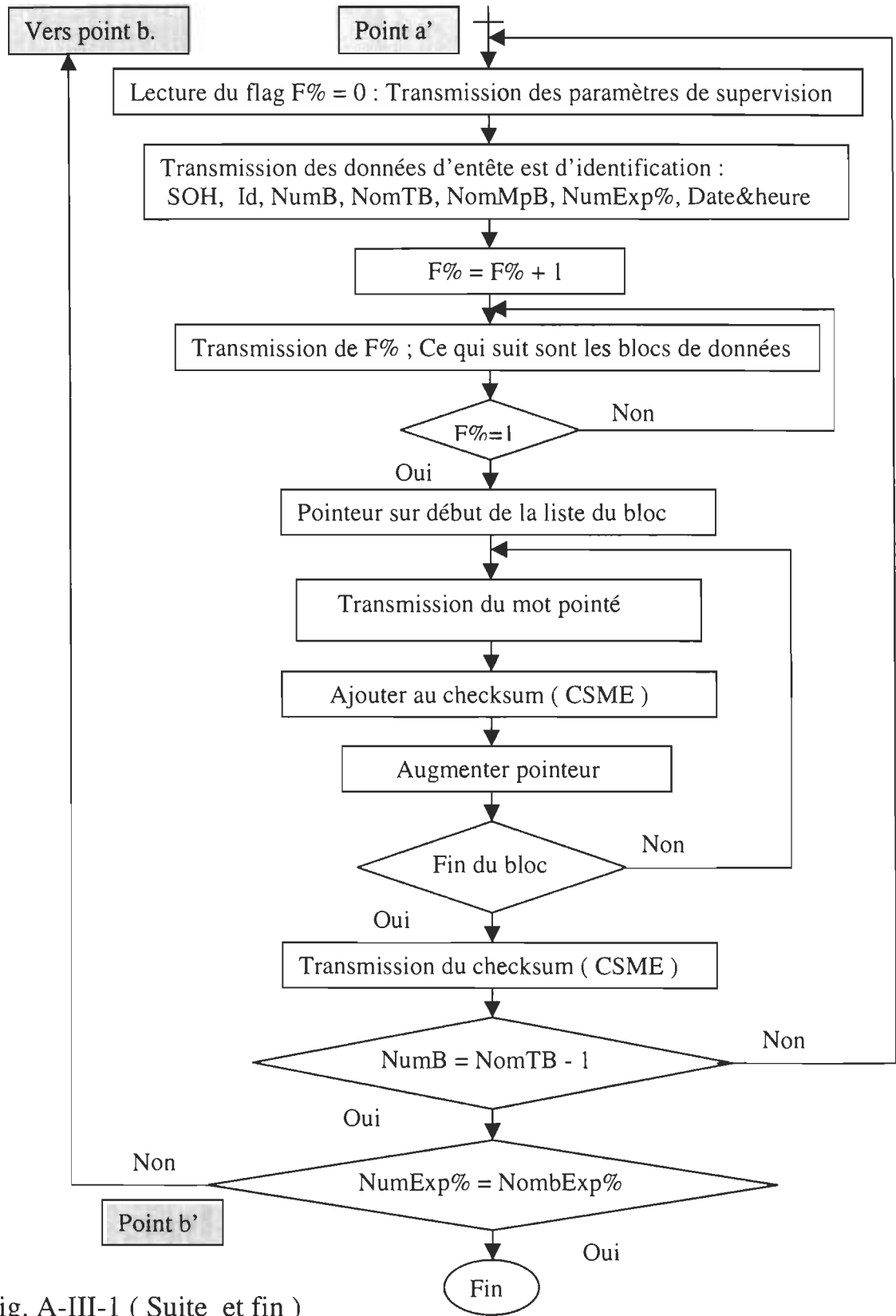


Fig. A-III-1 (Suite et fin)

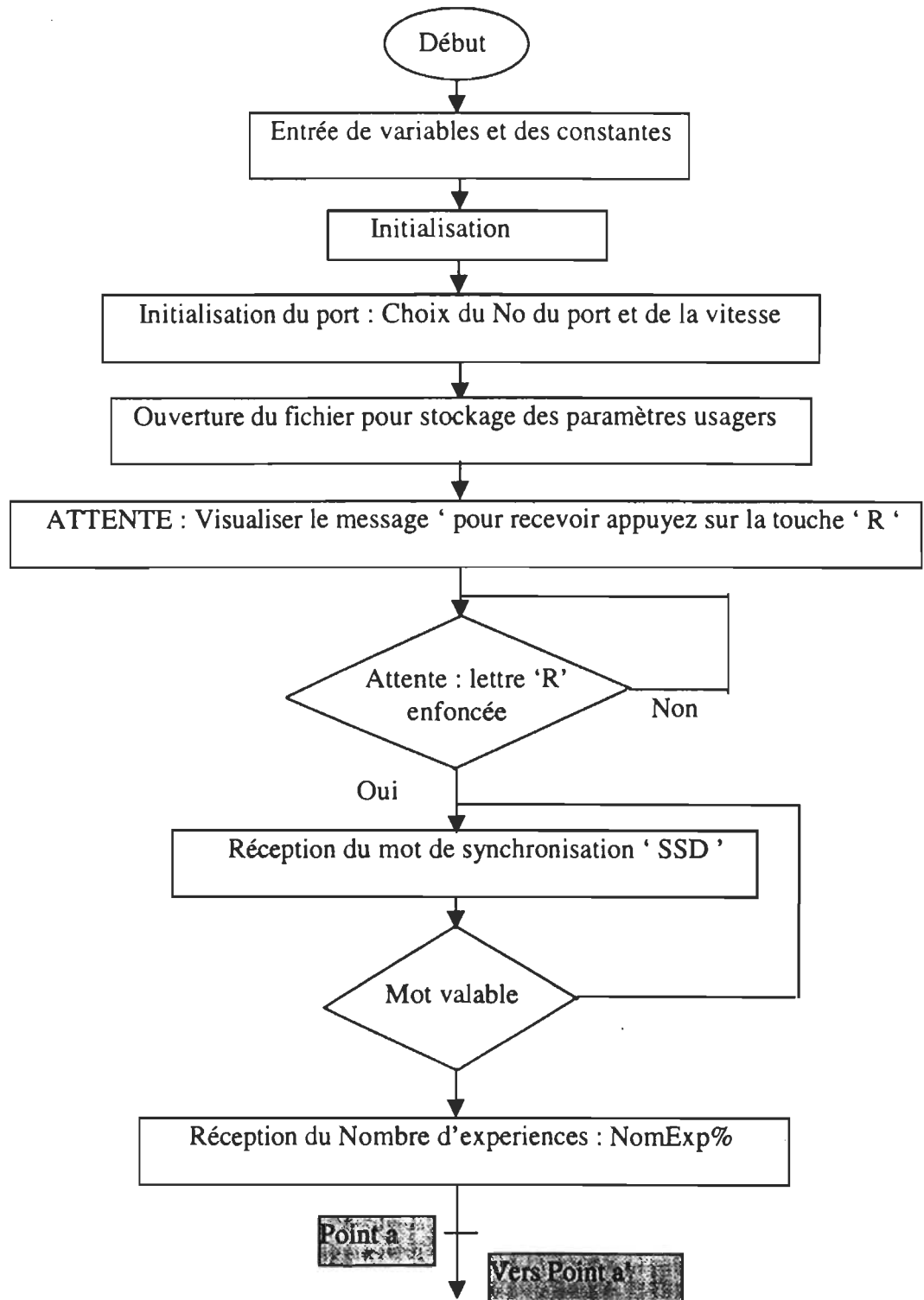


Fig. A-III-2 Organigramme du programme récepteur (Mode unidirectionnel)

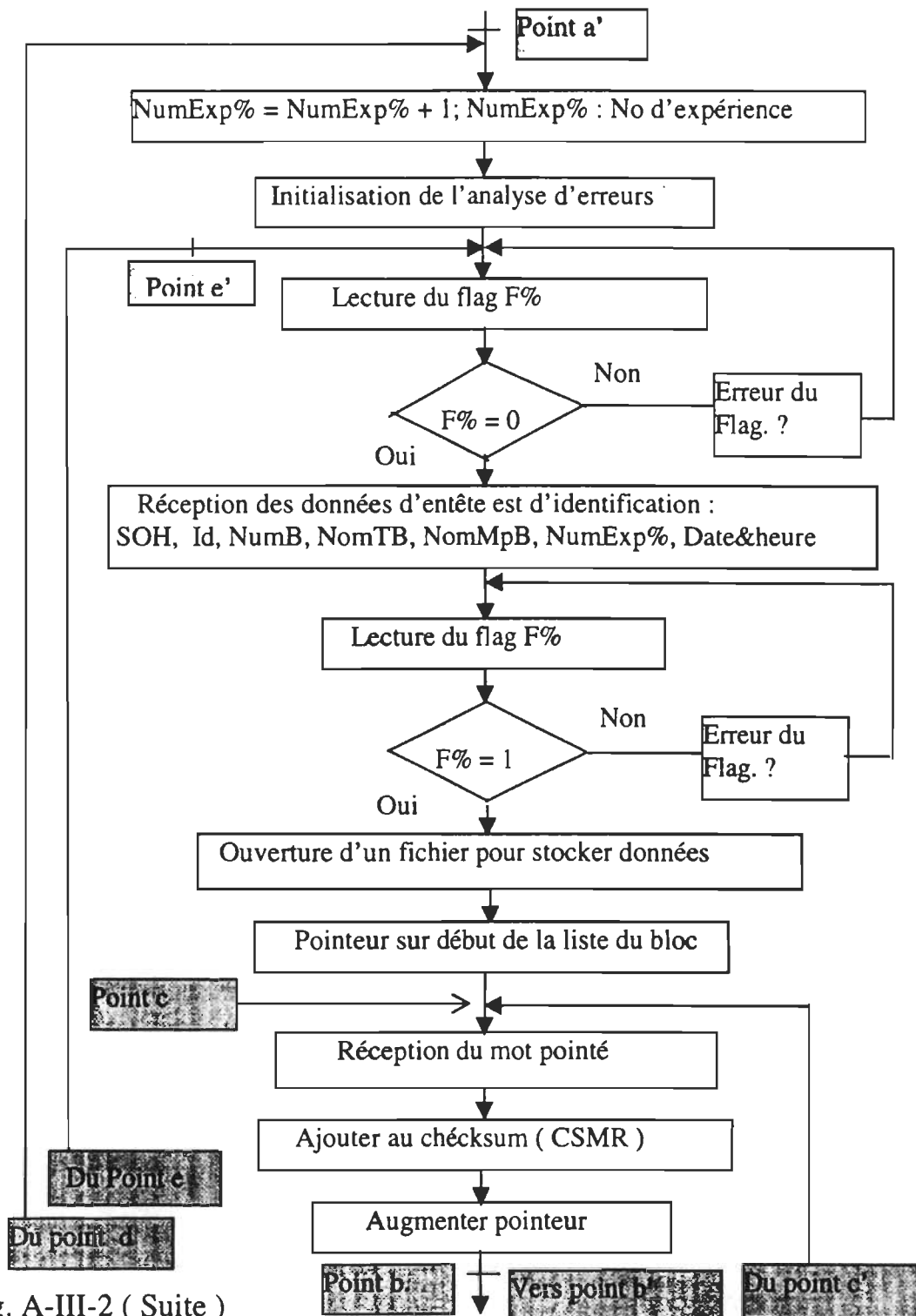


Fig. A-III-2 (Suite)

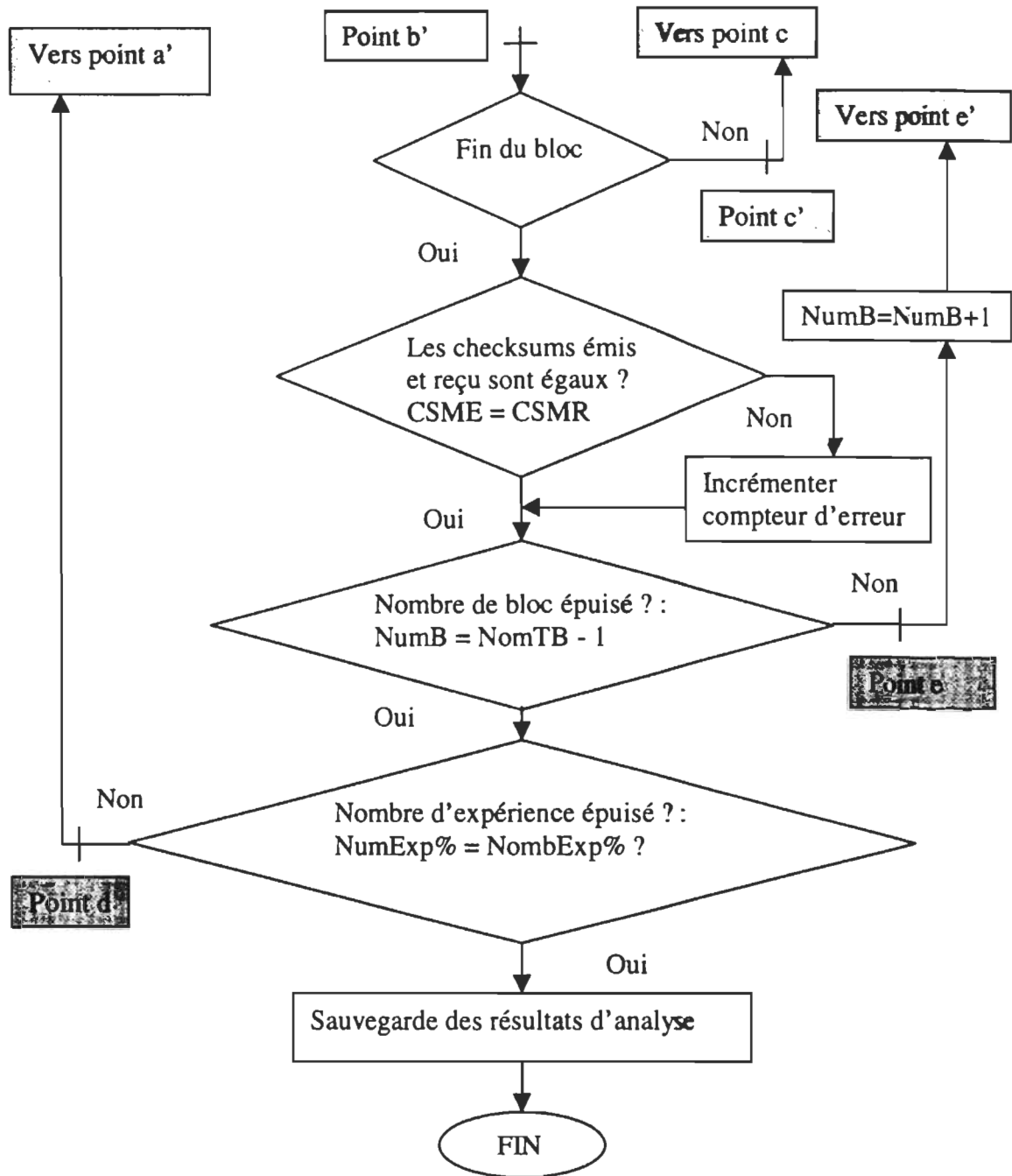


Fig. A-III-2 (Suite et fin)

'***** PROGRAMME EMETTEUR *****'

' ***** Pour une communication unidirectionnelle *****'

PRINT

' (Avec une simulation d'erreur de bloc par check sum et DE MOTS)

' EMISSION D'UN NOMBRES D'EXPERIENCES QUE L'ON PEUT FIXER

'*****'

' Fichier: EMETTSSD.BAS * va avec RECEPSSD.bas *

' Le 05/12/1996

' Réalisé, par ELASRI Brahim

'*****'

CLEAR

SCREEN 12

CLS

'=====

' LES VARIABLES ET LES CONSTANTES

'=====

' NombExp% :Nombre d'expériences à effectuer

' NumExp% : Numéro de l'expérience

' NomTB% : Nombre total de blocs à transmettre

' NumB% : Numéro de bloc

' SOH\$: début de bloc

' Id% : Identification de l'émetteur (# du capteur)

' NumEnr% : Numéro de l'enregistrement

' CSME% : Checksum de données émises

' NomMpB% : Nombre de Mots par Bloc

' XMES.DAT : Fichier de données à transmettre

' USAGERS : Fichier de paramètres usagers

```
=====
' INITIALISATION
=====
```

debut:

```
NumB% = 0
SOH$ = HEX$(204) ' hex$(204)= cc
Id% = 1
NumEnr% = 0
NomMpB% = 0
CSME% = 0
DIM NomMpB%(256)
DIM XMES(1024)
DIM USAGER(512)
DebuExp$ = HEX$(222)
NombExp% = 0
```

```
=====
' INITIALISATION DU PORT
=====
```

```
PRINT " Entrez le numéro du port série (1=com1:, 2=com2:)"
PRINT
PRINT " ! AU LOCAL 5026 IL FAUT UTILISER = Com 2 ="
```

```
INPUT PORT
```

```
IF PORT = 1 THEN
    PO$ = "com1"
ELSE
    PO$ = "COM2"
END IF
```

```
OPEN PO$ + ":1200,n,8,2,cs0,ds0,rb16384,bin" FOR OUTPUT AS #1
```

```

=====
' Début de l'expérience
=====

PRINT "Le "; DATE$, "a"; TIME$
PRINT " PROGRAMME EMETTEUR  "
PRINT "===== "

=====
' OUVERTURE DU FICHIER DE DONNEES APPELE " XMES "
=====
OPEN " XMES " FOR OUTPUT AS #2
=====

' SAUVEGARDER SUR DISQUETTE
=====
'
' ATTENTE
=====

ATT:
PRINT " POUR TRANSMETTRE LES DONNÉES APPUYEZ SUR LA
      TOUCHE s "
DO
LOOP WHILE NOT INKEY$ = "s"

=====
' Les données de supervision sont reçues par le sous-programme : sub1.
=====

PRINT
PRINT " ENTREZ LE NOMBRE D'EXPERIENCES QUE VOUS
      DÉSIREZ EFFECTUER "
INPUT NombExp%

```

encor:

```

PRINT #1, "S"
PRINT #1, "S"
PRINT #1, "S"
PRINT #1, "D"
PRINT #1, NombExp%
PRINT " NOMBRE D'EXPERIENCES A EFFECTUER : "; NombExp%
PRINT "=====
```

```

PRINT "Donnez le nombre total de blocs à transmettre par expérience"
INPUT NomTB%
```

```

FOR NumExp% = 1 TO NombExp%
  NumB% = 0
  PRINT "EXPERIENCE NUM• RO :"; NumExp%
  PRINT "=====
```

Bloc:

```

FOR Ic% = 0 TO 511
  XMES(Ic%) = Ic%
NEXT Ic%
```

```

=====
' TRANSMISSION DES DONNEES DE CHAQUE BLOC
=====
```

```

  PRINT "*** DÉBUT DE LA TRANSMISSION DE L'EXPERIENCE
        NUMÉRO :"; NumExp%
```

```

  GOSUB sub1
  PRINT
  PRINT "DÉBUT DE BOUCLE *** NomTB% ="; NomTB%; "****
        NomMpB% ="; NomMpB%
```

```

  FOR IBLOC% = 1 TO NomTB%
    CSME = 0
    Icf% = IBLOC% * NomMpB%
```



```

Icd% = 1 + Icf% - NomMpB%

FOR Ic% = Icd% TO Icf%
  XMES(Ic%) = Ic%
  PRINT #1, XMES(Ic%)
  PRINT XMES(Ic%)
  CSME = (CSME + XMES(Ic%)) MOD 255
NEXT Ic%

PRINT #1, CSME
PRINT "CHECK SUM="; CSME; "pour le bloc No:"; IBLOC%;
      "de l'expérience No:"; NumExp%

PRINT #1, IBLOC%
PRINT "Fin du bloc No"; IBLOC%;

IF NumB% = NomTB% THEN
  GOTO FINEXP
END IF
GOSUB sub1

NEXT IBLOC%
FINEXP:
PRINT "***** "
PRINT "*   FIN DE L'EXPERIENCE NUMÉRO "; NumExp%, " *"
PRINT "***** "
PRINT

NEXT NumExp%

PRINT " ET FIN DES"; NombExp%; "EXPERIENCES."
GOTO FIN

```

```

=====
' ***** DONNEES DE SUPERVISION *****
=====

```

sub1:

```

Flag1% = 0 'flag=0 ==> paramètres de supervision.
PRINT #1, Flag1%
PRINT
PRINT "EMISSION DU Flag1% "
PRINT Flag1%
PRINT
PRINT " EMISSION DE DONNÉES DE SUPERVISION : "
PRINT

FOR q = 0 TO 300
NEXT q

PRINT #1, SOH$
PRINT "SOH$ ÉMIS = "; SOH$

PRINT #1, Id%
PRINT "Id% ÉMIS = "; Id%
NumB% = NumB% + 1
PRINT #1, NumB%
PRINT "NumB% ÉMIS = "; NumB%
PRINT #1, NomTB%
PRINT "NomTB% ÉMIS = "; NomTB%
NomMpB% = 256 / NomTB%
PRINT "NomMpB% ÉMIS = "; NomMpB%
PRINT
PRINT " FIN DE DONNÉES DE SUPERVISION "
PRINT
Flag2% = 1 ' Flag2=1 ==> données à transmettre
PRINT #1, Flag2%
PRINT "EMISSION DU Flag2"
PRINT Flag2%

```

```
PRINT "LES"; NomMpB%; "MOTS DU BLOC N° :"; NumB%  
RETURN
```

```
FIN:
```

```
  CLOSE #1
```

```
  CLOSE #2
```

```
  CLOSE #3
```

```
  END
```

***** PROGRAMME RECEPTEUR *****

* Pour une communication unidirectionnelle

'*****

* Fichier : RECEPSSD.bas

* Le 21/12/1996

' Réalisé par : ELASRI Brahim

'*****

PRINT

ON ERROR GOTO routineErreur

SCREEN 12

CLS

PRINT "Le "; DATE\$, "a "; TIME\$

PRINT " PROGRAMME RECEPTEUR "

PRINT "===== "

PRINT

'=====

' LES VARIABLES ET LES CONSTANTES

'=====

' NombExp% : Nombre d'expériences à effectuer

' NumExp% : Numéro de l'expérience

' NomTB% : Nombre total de bloc à transmettre

' NumB% : Numéro de bloc

' SOH\$: début de bloc

' Id% : Identification de l'émetteur (# du capteur)

' Enr% : Numéro de l'enregistrement

' CSMR% : Checksum de données du bloc reçu

' NomMpB% : Nombre de Mots par Bloc

' XMES.DAT : Fichier de données à recevoir

' USAGER.DAT : Fichier de paramètres usagers

' BLOCer% : Numéro du bloc erroné

' NomTerr% : Nombre total d'erreurs

' DATE\$: La date qui est donnée par le système

' TIME\$: L'heure donnée sous forme de : Heure-Minute-Seconde

' XMES.ORG : Fichier de données transmises (ORIGINAL)

' NombMOTerr%(NumExp%): Nombre de mots erronés par expérience
 ' MOTerr% : Numéro du mot erroné

```
=====
'
INITIALISATION
=====
```

OPEN "O", 1, "XMES.DAT "

debut:

```

NumB% = 0
NumEnr% = 0
NomMpB% = 0
CSME% = 0
DIM NomMpB%(256)
DIM BLOCerr%(256)
DIM XMES.DAT(1024, 10)
DIM XMES.ORG(1024)
DIM USAGER.DAT(256, 10)
NombExp% = 0
NumExp% = 0
DIM NomTerr%(256)
DIM NomTB%(256)
DIM MOTerr%(256)
DIM SOH$(256)

```

```
=====
' Début de l'expérience
=====
```

```
' LECTURE DES PARAMETRES DE LA DISQUETTE #1
=====
```

```
=====
'
' INITIALISATION DU PORT
'
=====
```

```
PRINT " Entrez le numéro du port série (1=com1:, 2=com2:)"
INPUT port
IF port = 1 THEN
  po$ = "com1"
ELSE
  po$ = "COM2"
END IF
OPEN po$ + ":1200,n,8,1,cs0,ds0,rb16384,bin" FOR INPUT AS #2
```

```
=====
'
' ATTENTE
'
=====
```

ATT:

```
PRINT " POUR RECEVOIR LES DONNEES , VÉRIFIEZ QUE VOS
ANTENNES SONT"
PRINT " BIEN BRANCHEES ET APPUYEZ SUR LA TOUCHE r "
DO
LOOP WHILE NOT INKEY$ = "r"
```

```
=====
'
' ENTETE EXPERIENCE
'
=====
```

```
PRINT "=====
PRINT "= EN ATTENTE ="
PRINT "=====
DExpErr% = 0

FOR t = 0 TO 300
NEXT t

INPUT #2, SYNC$
```

attend:

```

INPUT #2, SYNC$
PRINT SYNC$;

IF SYNC$ = "S" THEN
  GOTO attend1
ELSE
  GOTO attend
END IF

```

attend1:

```

INPUT #2, SYNC$
PRINT SYNC$;

IF SYNC$ = "S" THEN
  GOTO attend1
END IF

IF SYNC$ = "D" THEN
  INPUT #2, NombExp%
  PRINT " NOMBRE D'EXPERIENCES A EFFECTUER : ";
    NombExp%

  PRINT "===== "

  FOR NumExp% = 1 TO NombExp%

```

bloc:

```

  NumB%(NumExp%) = 1

  PRINT "EXPERIENCE NUMÉRO:"; NumExp%
  PRINT "===== "

  FOR Ic% = 1 TO 512
    XMES.ORG(Ic%) = Ic%
  NEXT Ic%

```

```

=====
' Les données de supervision sont reçues par le sous-programme : sub1.
=====

```

```

=====
' RECEPTION DES DONNEES DE CHAQUE BLOC
=====

```

```

    NombMOTerr%(NumExp%) = 0
    PRINT
    PRINT " ***** DEBUT DE LA RECEPTION ***** "
    GOSUB sub1
    PRINT
    PRINT " DEBUT DE BOUCLE *** NomTB% =";
           NomTB%(NumExp%); " *** NomMpB% =";
           NomMpB%(NumExp%)

    FOR IBLOC% = 1 TO NomTB%(NumExp%)

    CSMR = 0
    Icf% = IBLOC% * NomMpB%(NumExp%)
    Icd% = 1 + Icf% - NomMpB%(NumExp%)

    FOR Ic% = Icd% TO Icf%

        INPUT #2, XMES.DAT(Ic%, NumExp%)

        PRINT "reçu:"; XMES.DAT(Ic%, NumExp%)

    IF NOT (XMES.DAT(Ic%, NumExp%) = XMES.ORG(Ic%)) THEN
        NombMOTerr%(NumExp%) = NombMOTerr%(NumExp%) + 1
        m = NombMOTerr%(NumExp%)
        MOTerr%(m) = XMES.ORG(Ic%)
    END IF
    CSMR = (CSMR + XMES.DAT(Ic%, NumExp%)) MOD 255
    NEXT Ic%

```



```

INPUT #2, CSME
PRINT "CHECK SUM des données émises ="; CSME; ";BLOC No:";
      IBLOC%; ",EXPERIENCE No:"; NumExp%
PRINT "CHECK SUM des données reçues ="; CSMR; ";BLOC No:"; IBLOC%;
      ",EXPERIENCE No:"; NumExp%

      IF NOT (CSME = CSMR) THEN
          GOSUB errbloc
      END IF

      INPUT #2, IBLOC%
      PRINT " *** Fin du bloc No ** "; IBLOC%

      IF NumB%(NumExp%) = NomTB%(NumExp%) THEN
          GOTO FINEXP
      END IF

      GOSUB sub1

      NEXT IBLOC%

PRINT "Nombre de mots erronés de L'expérience numéro"; NumExp%;
      "est égale à :"; NombMOTerr%(NumExp%)
PRINT " Les MOTS erronés de chaque expérience seront donnes a la fin des
      expériences"

FINEXP:
      PRINT "***** "
      PRINT "*   FIN DE L'EXPERIENCE NUMÉRO "; NumExp%,
      PRINT "***** "
      PRINT

      NEXT NumExp%
ELSE
      GOTO attend
END IF

```

```
PRINT "ET FIN DES"; NombExp%; "EXPERIENCES"
```

```
PRINT " Voulez vous sauvegarder les résultats des expériences "
```

```
PRINT " Répondez par 'o ' pour (OUI) sinon sur n'importe quelle autre  
touche"
```

```
INPUT R$
```

```
IF R$ = "o" THEN
```

```
  GOSUB sauv
```

```
ELSE
```

```
  GOTO FIN
```

```
END IF
```

```
errbloc:
```

```
  j = NumExp%
```

```
  PRINT " !! Experience No ...."; NumExp%
```

```
  PRINT " DONNEES ERRONNEES DU BLOC No..."; IBLOC%(j)
```

```
  PRINT "*****"
```

```
  PRINT
```

```
  NomTerr%(j) = NomTerr%(j) + 1
```

```
  n = NomTerr%(j)
```

```
  BLOCerr%(n) = IBLOC%
```

```
  RETURN
```

```
'=====
```

```
' DONNEES DE SUPERVISION
```

```
'=====
```

```
sub1:
```

```
  PRINT " RECEPTION DES DONNEES DE SUPERVISION "
```

```
flag1:
```

```
  INPUT #2, flag1%(NumExp%)
```

```
  PRINT
```

```
  PRINT "RECEPTION DU flag1%"
```

```
  PRINT " flag1% RECU ="; flag1%(NumExp%)
```

PRINT

```
IF NOT (flag1%(NumExp%) = 0) THEN
  GOSUB erreur1
END IF
```

entete:

```
INPUT #2, SOH$(NumExp%)
PRINT " SOH$1 RECU  = "; SOH$(NumExp%)
```

```
IF NOT (SOH$(NumExp%) = HEX$(204)) THEN
  GOSUB soherr
END IF
```

```
INPUT #2, Id%(NumExp%)
PRINT " Id% RECU  = "; Id%(NumExp%)
```

```
INPUT #2, NumB%(NumExp%)
PRINT "NumB% RECU = "; NumB%(NumExp%)
```

```
INPUT #2, NomTB%(NumExp%)
PRINT " NomTB% RECU ="; NomTB%(NumExp%)
```

```
NomMpB%(NumExp%) = 256 / NomTB%(NumExp%)
PRINT "NomMpB% RECU = "; NomMpB%(NumExp%)
PRINT
```

flag2:

```
INPUT #2, flag2%(NumExp%)
PRINT "RECEPTION DU Flag2:"
PRINT flag2%(NumExp%)
```

```
IF NOT (flag2%(NumExp%) = 1) THEN
  GOSUB erreur2
END IF
```

```
PRINT " FIN DE DONN• ES DE SUPERVISION "
PRINT
```

```
PRINT "LES"; NomMpB%(NumExp%); "MOTS DU BLOC No :";
  NumB%(NumExp%)
```

```
RETURN ' Fin du sous-programme ( sub1 )
```

```
'DEBUT DE LA ROUTINE D'ERREUR DE PERIPHERIQUE D'E/S :
```

```
routineErreur:
```

```
IF ERR > 0 THEN
  GOSUB coupure
  RESUME
ELSE
  ' Autre erreur; afficher le message et arrêter le programme.
  PRINT ERR
  ON ERROR GOTO 0
END IF
```

```
coupure:
```

```
PRINT " Détection d'un défaut de liaison de transmission "

PRINT "Code Erreur =--"; ERR
RETURN
' FIN DE LA ROUTINE D'ERREUR DE PERIPHERIQUE D'E/S
```

```
erreur1:
```

```
PRINT "valeur du Flag erronée"
PRINT
PRINT " je recommence la réception des données de "
PRINT " supervision du bloc numéro a partir du Flag1%";NumB%(NumExp%)
PRINT
```

```
RETURN flag1
```

```
soherr:
```

```
PRINT "valeur de l'entête (soh) erronée du bloc #"; NumB%(NumExp%)
PRINT
PRINT " je recommence la réception des données de supervision "
PRINT " à partir de l'entête (SOH) du bloc numéro "; NumB%(NumExp%)
PRINT
```

```
RETURN entête
```

```
erreur2:
```

```
PRINT "valeur du Flag erronée "
PRINT
PRINT " je recommence la réception des données de "
PRINT " supervision du bloc numéro"; NumB%; "a partir du Flag2%"
PRINT
```

```
RETURN flag2
```

```
'=====
' CREATION ET OUVERTURE DU FICHIER POUR
' STOCKER LES PARAMETRES USAGERS
'=====
```

```
sauv:
```

```
OPEN "O", 3, "USAGER.DAT"
PRINT #3, NombExp%
```

```
FOR j = 1 TO NombExp%
```

```
PRINT #3, j
NumExp% = j
PRINT #3, Id%(j)
PRINT #3, NomTB%(j)
PRINT #3, NomMpB%(j)
PRINT #3, DATE$
PRINT #3, TIME$
```

```
    PRINT #3, NomTerr%(j)
    n% = NomTerr%(NumExp%)
    PRINT #3, BLOCerr%(n%)
NEXT j
```

```
CLOSE #3: PRINT "sauvegarde terminée"
```

```
PRINT " Voulez vous lire les résultats des expériences "
PRINT " Répondez par o pour (OUI) sinon sur n'importe quelle autre
touche"
```

```
INPUT R$
```

```
IF R$ = "o" THEN
    GOSUB RESULTAT
    GOTO FIN
END IF
```

```
RETURN
```

```
' =====
'  LECTURE DES PARAMETRES USAGERS
' =====
```

```
RESULTAT:
    OPEN "I", 3, "USAGER.DAT"
```

```
TestF:
    IF EOF(3) THEN
        GOTO FinF
    END IF
```

```
INPUT #3, NombExp%
```

```
FOR j = 1 TO NombExp%
```

```

mja$(j) = DATE$
hm$(j) = TIME$
NumExp% = j
INPUT #3, NumExp%
INPUT #3, Id%(j)
INPUT #3, NomTB%(j)
INPUT #3, NomMpB%(j)
INPUT #3, mja$(j)
INPUT #3, hm$(j)
INPUT #3, NomTerr%(j)
n% = NomTerr%(j)
INPUT #3, BLOCerr%(n%)

```

```

NEXT j

```

```

GOTO TestF

```

```

FinF:

```

```

CLOSE #3 ': RETURN
' FIN DU FICHER " USAGER.DAT " ATTEINTE

```

```

=====
' COMPTE RENDU DU TEST
=====

```

```

PRINT "*****"
PRINT "* ***** COMPTE RENDU DU TEST ***** *"
PRINT "*****"

```

```

TstF3:

```

```

'IF EOF(3) THEN
' GOTO Fin
'END IF

```

```

FOR j = 1 TO NombExp%

```

```

PRINT "Le "; DATE$, "a "; TIME$
PRINT " Expérience numéro.....: "; j
PRINT "===== "
PRINT " Identification du capteur.....: "; Id%(j)
PRINT " Nombre total de bloc.....: "; NomTB%(j)
PRINT " Nombre de mot(s) par bloc.....: "; NomMpB%(j)
PRINT
PRINT "Nombre de DebuExp% reçu erroné.....: "; DExpErr%

IF NombMOTerr%(NumExp%) = 0 AND NOT (NomTerr%(j) = 0) THEN
  FOR t = 1 TO n
    PRINT "seul Cheksum reçu est erroné , du bloc"; BLOCerr%(t)
    PRINT "Le bloc"; BLOCerr%(t); "est correct"
  NEXT t
  GOTO encor
END IF

PRINT " Nombre Total de blocs erronés.....: "; NomTerr%(j)
PRINT
NumExp% = j

FOR k = 1 TO NomTerr%(NumExp%)
  PRINT "Numéro(s) du bloc(s) erroné(s).....: "; BLOCerr%(k)
NEXT k

PRINT "Nombre de mots erronés.....: "; NombMOTerr%(NumExp%)

FOR l = 1 TO NombMOTerr%(NumExp%)
  PRINT " MOT erroné .....: "; MOTerr%(l)
NEXT l

PRINT
PRINT "*****"

```


encor:

```
    IF j < NombExp% THEN
        PRINT " APPYEZ SUR LA TOUCHE Enter POUR LIRE LE
RESULTAT DE L'EXPERIENCE SUIVANTE"
    ELSE
        PRINT " FIN DES RESULTATS DE(S) "; j; "EXPERIENCE(S)"
    END IF
```

```
    INPUT a$
```

```
NEXT j
```

```
'GOTO TstF3
RETURN
```

```
' SAUVEGARDER SUR DISQUETTE
'=====
```

FIN:

```
    CLOSE #1
    CLOSE #2
    CLOSE #3
    END
```

Programme en AS11 pour l'émetteur (communication bidirectionnelle)

- * Le 12/4/1997
- * Fichier EmettASS
- * Réalisé en collaboration avec Ali Iraqi (Dans le cadre de son miniprojet)

```

*
SPCR      EQU    $1028      ; décalage du registre de contrôle SPI
BAUD      EQU    $102B      ; décalage du registre de vitesse du SCI
SCCR1     EQU    $102C      ; décalage du registre1 de contrôle du SCI
SCCR2     EQU    $102D      ; décalage du registre2 de contrôle du SCI
SCSR      EQU    $2E        ; décalage du registre d'état du SCI
SCDAT     EQU    $102F      ; décalage du registre de données du SCI
PORTA     EQU    $1000
PORTB     EQU    $1004
PORTC     EQU    $1003
DDRC      EQU    $1007
RESULT    EQU    $80        ; résultat de lecture de l'EPROM

```

```

INIT      ORG    $C000      ; adresse du début du programme
          LDD   #$DA00
          STD   $DB00
          LDS   #$C0        ; initialisation du pointeur de pile
          LDY   #$0000      ; initialisation du checksum
          CLRA
          CLRB
          STAA DDRC         ; Port C en entrée
          STAA $10          ; init. du nombre de renvois de bloc
          STD   $90         ; adresse mémoire
          STAA SCCR1        ; 1 start bit, 8 data bits, 1 stop bit
          LDAA #$33

```

```

    STAA  BAUD          ; communication a 1200 bauds
    LDAA  #$0C
    STAA  SCCR2        ; transmit enabled

    LDX   #$0008       ; initialisation du nombre de blocs
    STX   $50
    STX   $60
    LDAA  #$01         ; initialisation du numéro de bloc
    STAA  $70
    LDX   #$1000
ATTEND   BRCLR  SCSR,X $20 * ; registre de réception plein
    LDAB  SCDAT
    CMPB  #$31
    BNE  ATTEND        ; validation du numéro de capteur

```

***** octets de synchronisation

```

DEBUT   LDAB  #$53      ; code hexa de 'S'
        JSR   SEND
        LDAB  #$53      ; S
        JSR   SEND
        LDAB  #$53      ; S
        JSR   SEND
        LDAB  #$44      ; D
        JSR   SEND

```

***** émission du numéro de capteur

```

        LDAB  #$31      ; capteur #1
        JSR   SEND

```

***** émission du numéro de bloc

```

        LDAB  $70
        JSR   ASCII

```

***** émission du nombre total de blocs

```
LDD  $60
JSR  ASCII
```

***** calcul du nombre de données / bloc

```
LDD  #$0100
LDX  $60
IDIV
XGDX
STAB $40
```

```
DATA  LDD  $90
      JSR  LECTURE
      LDD  RESULT
```

```
JSR  SEND
ABY
TAB
JSR  SEND
ABY
LDD  $90
ADDD #$01
STD  $90
LDAA $40
DECA
STAA $40
CMPA #$00
BNE  DATA
XGDY
```

```
LDY  #$0000 ; reinitialisation du checksum
*   DECB    ; erreur volontaire sur checksum
JSR  ASCII
```

```
LDAB #$46
```

```

JSR SEND ; F
JSR SEND ; F
LDAB #$0D ; code hexa de 'RETOUR'
JSR SEND

```

```

ENCORE PSHX
LDX #$1000

```

```

SAUT BRCLR SCSR,X $20 * ; registre de réception plein

```

```

LDAB SCDAT
CMPB #$0D
BEQ SAUT

```

```

PULX
PSHY
LDY $DB00
STAB 0,Y
LDAA $DB01
ADDA #$01
STAA $DB01
PULY

```

```

CMPB #$31
BEQ SUIVANT
LDAA $10 ; PROBLEME
INCA
STAA $10
CMPA #$03 ; PROBLEME
BEQ SUIVANT
JMP DEBUT

```

```

SUIVANT NOP
CLRA
STAA $10
LDAA $70
INCA
STAA $70

```

```

        CMPA $51      ; nombre total de blocs
BGT  FIN
JMP  DEBUT

```

```

FIN      JMP  FIN

```

```

ASCII    NOP
          PSHB
          CLRA
          ANDB #$F0
          LSRD
          LSRD
          LSRD
          LSRD
          ADDB #$30
          JSR  CORRECT
          JSR  SEND      ; émission du msb
          PULB
          ANDB #$0F
          ADDB #$30
          JSR  CORRECT
          JSR  SEND      ; émission du lsb
          RTS

```

```

CORRECT  CMPB #$39
          BLE  OK
          ADDB #$07
OK        RTS

```

```

SEND     PSHX
          LDX  #$1000
          STAB SCDAT      ; émission des 1.
          BRCLR SCSR,X $80 * ; wait for TDRE
          PULX
          RTS              ; fin de la sous routine

```

```

LECTURE    LDD    $90
           STAB  PORTB    * Adressage mémoire
           LSLA
           LSLA
           LSLA    * Adressage par PA3 et PA4
           STAA  PORTA
           BSR   ACTIVE

           LDAA  PORTC    * Récupération du contenu

SAUT1     STAA  RESULT    * première partie de lecture

           LDAA  PORTA
           ANDA  #%11011111  * Désactivation de l'EPROM
           STAA  PORTA

           LDD  $90
           ADDD #$01
TOP2      STD  $90

           STAB  PORTB    * Adressage mémoire
           LSLA
           LSLA
           LSLA    * Adressage par PA3 et PA4
           CLRA
           STAA  PORTA
           BSR   ACTIVE

           LDAA  PORTC    * Récupération du contenu

           STAA  RESULT+1  * Stockage du résultat

END       RTS

```

```
ACTIVE      LDAA  PORTA
            ORAA  #%00100000  * Activation de l'EPROM
            STAA  PORTA
            RTS
```


**Programme en Qbasic pour le récepteur
(communication bidirectionnelle)**

```
' Fichier=RECEPT.BAS"
' Le 17/12/1996
' Réalisé par ELASRI Brahim

PRINT "PROGRAMME RECEPTEUR: Fichier=RECEPT.BAS"
PRINT "=====

ON ERROR GOTO routineErreur
SCREEN 12
CLS
PRINT "Entrez le numéro du port série (1 = Com1: , 2= Com2:)"
INPUT port

IF port = 1 THEN
    PO$ = "COM1"
ELSE
    PO$ = "COM2"
END IF

OPEN PO$ + ":1200,n,8,1,CS0,DS0,rb16384,bin" FOR RANDOM AS #1

PRINT "=====
PRINT "= ENVOI DE LA COMMANDE DE MESURE ="
PRINT "=====

numero: PRINT "Entrez le numéro de capteur: (Disponible: 1, )"
INPUT c$
IF c$ = "1" THEN
PRINT #1, c$
ELSE GOTO numero
END IF
```

encore:

```
    WHILE INKEY$ = ""
```

attend:

```
    a$ = INPUT$(1, #1)
    PRINT a$;
    IF a$ = "S" THEN
        GOTO attend
    END IF
```

attend1:

```
    IF a$ = "D" THEN
        chksum = 0
```

```
' lecture du numéro de capteur (1 octet)
    capteur$ = INPUT$(1, #1)
```

```
' lecture du numéro de bloc (2 octets)
    msb$ = INPUT$(1, #1)
    lsb$ = INPUT$(1, #1)
    GOSUB converti
    nb$ = HEX$(c)
    IF LEN(nb$) < 2 THEN
        nb$ = "0" + nb$
    END IF
    PRINT nb$;
```

```
' lecture du nombre total de blocs (2 octets)
    msb$ = INPUT$(1, #1)
    lsb$ = INPUT$(1, #1)
    GOSUB converti
    ntb$ = HEX$(c)
    IF LEN(ntb$) < 2 THEN
        ntb$ = "0" + ntb$
    END IF
    PRINT ntb$;
```

```
' calcul du nombre de mots de 16 bits par bloc
  nm = 256 / c
```

```
' réception des données
  FOR k% = 1 TO nm
    a$ = INPUT$(1, #1)
    chksum = chksum + ASC(a$)
    b$ = INPUT$(1, #1)
    PRINT b$;
    chksum = chksum + ASC(b$)
    PRINT a$;

    NEXT k%
  ELSE
    GOTO encore
  END IF
```

```
' lecture du checksum
  a$ = INPUT$(1, #1)
  chksver$ = a$
  PRINT a$;
  a$ = INPUT$(1, #1)
  chksver$ = chksver$ + a$
  PRINT a$;
```

```
'lecture de FF (fin du bloc)
  a$ = INPUT$(1, #1)
  PRINT a$;
  a$ = INPUT$(1, #1)

  IF a$ = "F" THEN
    PRINT a$
    chksum = chksum MOD (256)
    chksc$ = HEX$(chksum)
```

```

IF LEN(chksc$) < 2 THEN
    chksc$ = "0" + chksc$
END IF
PRINT "chksum="; chksc$

' vérification du checksum
IF chksc$ <> chksver$ THEN
    PRINT "Erreur de chksum sur le bloc : "; nb$
    b$ = "0"
    PRINT #1, b$

ELSE
    PRINT "Checksum OK"
    PRINT "Opération réussie avec succès pour le bloc: "; nb$
    b$ = "1"
    PRINT #1, b$

END IF

IF nb$ = ntb$ THEN
    PRINT "Transmission achevée pour le capteur: "; capteur$
END IF
ELSE
    PRINT "erreur de réception"
END IF
attd:
WEND
GOTO attend
END

converti:  IF ASC(msb$) > 57 THEN
c1 = 16 * (ASC(msb$) - 55)
ELSE
c1 = 16 * (ASC(msb$) - 48)
END IF
IF ASC(lsb$) > 57 THEN

```

```
c = c1 + (ASC(lsb$) - 55)
ELSE
c = c1 + (ASC(lsb$) - 48)
END IF
```

```
RETURN
```

routineErreur:

```
IF ERR > 0 THEN '= erreur de PERIPHERIQUE E/S
  GOSUB coupure
  RESUME encore
ELSE

  ' Autre erreur; afficher le message et arrêter le programme.
  PRINT ERR
  ON ERROR GOTO 0
```

```
END IF
```

coupure:

```
PRINT "?";
RETURN
```

```
CLOSE #1
END
```

Programme Matlab pour tracer la variation du débit efficace maximum en fonction de la longueur k des blocs et de la longueur r du checksum.

```
% Programme MATLAB pour tracer
% la variation du débit efficace maximum

% Fichier 'debit.m '
% Le 15/2/1997

s=32;
D=2400;
na=24 ;
for r=8:8:16;
u=r+s+na+2*D*(10e-3);
p(1)=1e-3;p(2)=1e-4;p(3)=1e-5;p(4)=1e-7;p(5)=0;
Deff=[];

for i=1:5
    for(k=16:1:12000)
        t=k+r+s;
        Deff(k-15,i)= (D*(1-p(i))^t)*k/(u+k);
    end
    plot(Deff(:,i))
    hold on
xlabel('Largeur des blocs (en bits)')
ylabel('Débit efficace maximum (en bits/s)')
title('Variation du débit efficace maximum')

end
end
```

Annexe IV

Fonctions de distributions et rapport signal sur bruit S/B [9]

IV-1 Valeur moyenne et variance :

Soit un signal $x(t)$, voir figure A-4-1:

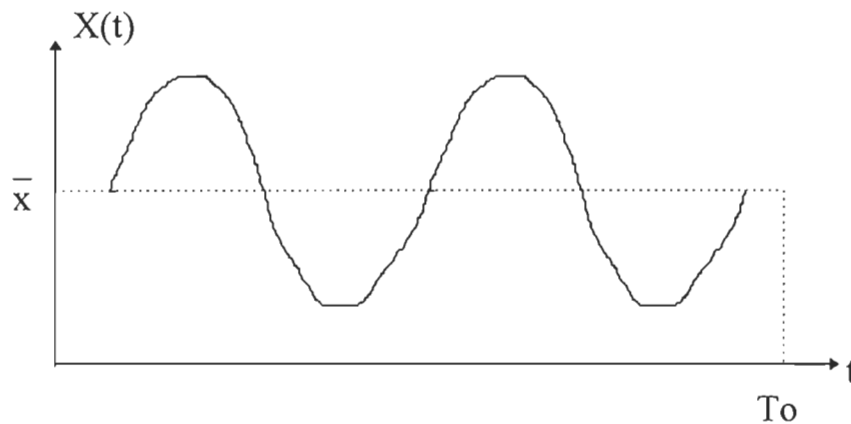


Fig. A-4-1 : valeur moyenne d'un signal exprimée comme une intégrale.

La valeur moyenne \bar{x} du signal $x(t)$ dans un intervalle de temps T_0 est définie par :

$$\bar{x} = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} x(t) \cdot dt \quad (\text{A-4-1})$$

Et si cette moyenne ne varie presque pas pendant un long intervalle de temps T_0 , on peut écrire :

$$\bar{x} = \lim_{T_0 \rightarrow \infty} \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} x(t) \cdot dt \quad (\text{A-4-2})$$

La valeur moyenne \bar{x} est une grandeur importante pour une information, mais ne nous donne pas de combien et comment le signal fluctue autour de la moyenne. Une des grandeurs la mieux utilisée est la valeur quadratique moyenne du signal :

$$\bar{x^2} = \lim_{T_0 \rightarrow \infty} \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} x^2(t) dt \quad (\text{A-4-3})$$

Notons que la valeur quadratique moyenne d'un signal n'est pas la même que le carré de sa moyenne (exemple : $y = \sin \omega t$, $\bar{y} = 0$ et $(\bar{y^2}) = 1/2$).

La relation entre valeur quadratique moyenne d'un signal donne naissance à la notion de la variance du signal, cette variance peut être définie comme étant la déviation de la moyenne du carré du signal autour de sa moyenne, et que l'on note, telle que :

$$\sigma^2 = \lim_{T_0 \rightarrow \infty} \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} [x(t) - \bar{x}(t)]^2 dt \quad (\text{A-4-4})$$

L'énergie d'un signal est donc la somme de l'énergie ac plus l'énergie dc, Autrement dit valeur quadratique moyenne = carré de la moyenne + variance

$$(\bar{x^2}) = (\bar{x})^2 + \sigma^2 \quad (\text{A-4-5})$$

En plus de la valeur quadratique moyenne et de la variance, leur racine carrée respectivement racine quadratique moyenne " root mean square (rms) " et la déviation standard (σ), sont souvent utilisées.

IV-2 Fonction de la densité de probabilité

On définit la fonction de la densité de probabilité d'un signal $x(t)$, appelé aussi la distribution de probabilité, et que l'on note $p(x)$, comme suit :

Si une variable x a la distribution de probabilité $p(x)$, donc la probabilité pour que x prenne une valeur entre x_1 et x_2 est donnée par :

$$\int_{x_1}^{x_2} p(x).dx \quad (\text{A-4-6})$$

Autrement dit, la probabilité pour que la variable x prenne une valeur dans un intervalle $[x_1, x_2]$ donné est égale à l'aire sous la courbe de la densité de probabilité, comme le montre la figure A-4-2.

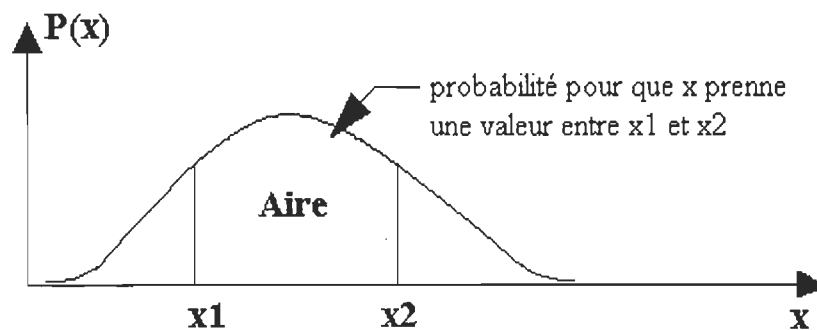


Fig. A-4-2 Fonction de la densité de probabilité

IV-3 Distribution Gaussienne :

Un des modèles qui s'approche le plus possible de plusieurs processus de bruits physiques est la distribution gaussienne, illustrée par la figure A-4-3.

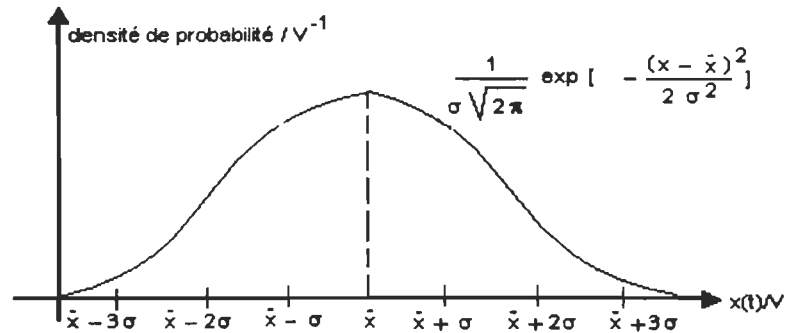


Fig.A-4-3. Distribution Gaussienne

IV-4 La fonction Q

Cette fonction nous donne la probabilité pour que la tension du bruit dépasse une valeur donnée, la figure A-4-4. montre une distribution Gaussienne dans la forme standard, où la valeur de $Q(z)$, de n'importe quelle valeur de z est définie comme l'aire comprise entre $(x/\sigma) > z$, et la courbe de la densité de probabilité et l'axe des z .

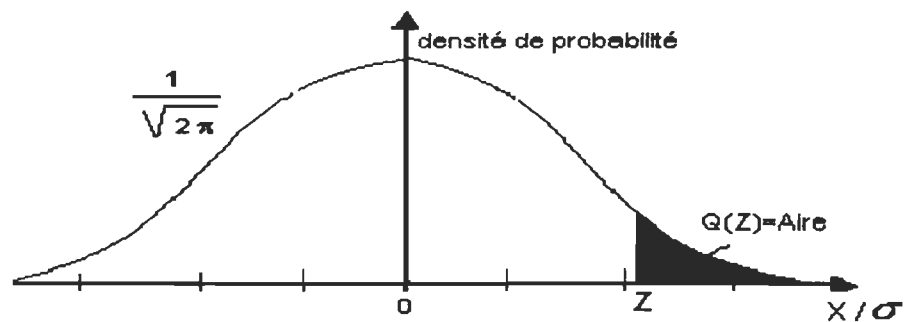


Fig.A-4-4. Définition de la fonction Q, $Q(z) = \text{Aire hachuré}$

Pare exemple, pour qu'une source de bruit gaussienne, de valeur quadratique moyenne $\sigma = 0.2$ volt, la probabilité pour que la tension de bruit ne dépasse pas 1 volt est donnée par:

$$p = Q(1/0.2) = Q(5) = 0.29 \cdot 10^{-6} \quad (\text{A-4-7})$$

Quelques valeurs de $Q(z)$ sont données au tableau A-4-1.

Tableau A-4-1 Valeurs de $Q(z)$

Z	Q(Z)
1	0.16
2	0.023
3	0.0013
4	0.000032
5	0.00000029

Une approximation habituelle de $Q(Z)$ pour les valeurs de z supérieures à 4 est donnée par l'expression:

$$Q(z) = \frac{\exp(-z^2 / 2)}{z\sqrt{2\pi}} \quad (\text{A-4-8})$$

IV-5 Vitesse d'erreur

Dans une transmission numérique, le bruit se manifeste en définitive par les erreurs dans l'identification des données. Les paramètres des erreurs, qui peuvent être calculés par la théorie et mesurés par transmission d'une suite de

données connues, constituent un élément d'importance primordiale pour juger de l'adéquation d'un système de communication à une application déterminée.

La caractéristique des erreurs est simple dans le cas assez courant où les conditions suivantes sont réunies :

- Codage direct de données binaires indépendantes, avec équiprobabilité des 0 et des 1.
- Bruit stationnaire, de densité de probabilité et de domaine spectral très large, donc de temps de corrélation très court.

Les décisions successives sont alors indépendantes, les probabilités sur les 0 et sur les 1 sont égales et leur valeur commune ε suffit pour caractériser la qualité de la transmission. Elle est fonction du codage, du rapport S/N à l'entrée du récepteur et de la forme de la densité de probabilité du bruit.

A titre d'exemple, la figure A-4-6 représente ε en fonction de S/N, pour un code NRZ à niveau symétrique et une densité de bruit gaussienne.

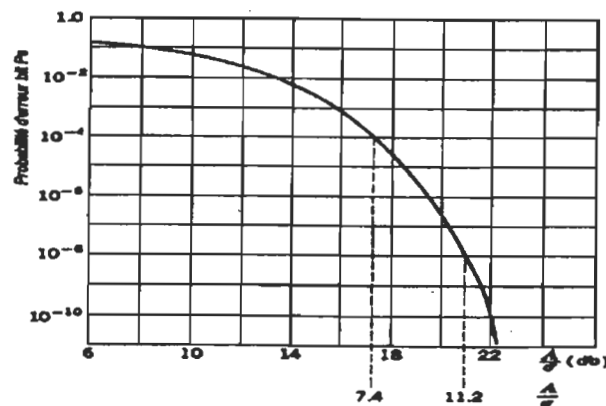
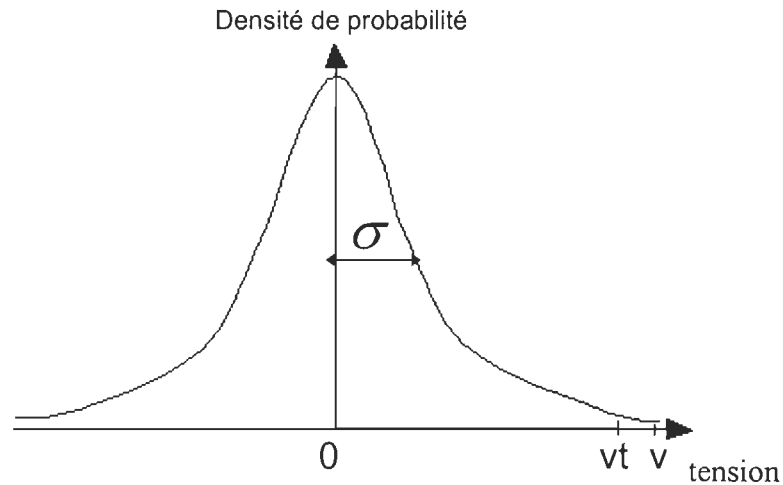
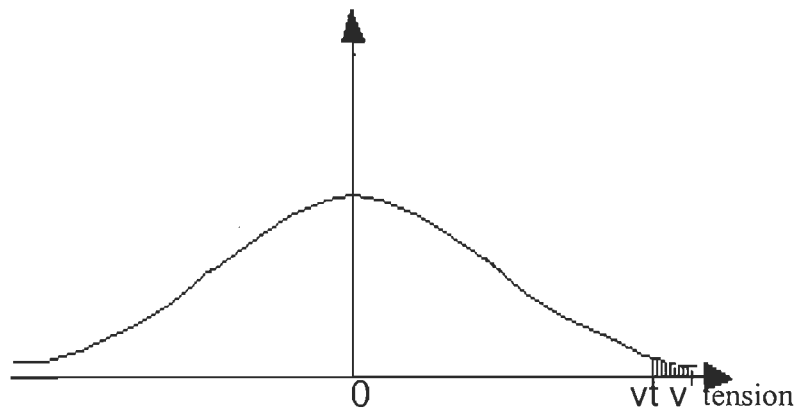


Fig. A-4-6. Erreur de décision due au bruit à l'entrée du récepteur code NRZ à niveaux symétriques [12]

Supposons, par exemple que 0 volt est transmis, correspondant au bit 0, la tension détectée affectée par le bruit et la probabilité pour que le symbole reçu soit interprété comme un 1 sera égale à la probabilité pour que le bruit dépasse le seuil, voir figure A-4-7, [9]. A la figure A-4-7a, le bruit a une faible racine quadratique moyenne (rqm) (égale à la déviation standard pour une moyenne nulle, et il y'a une probabilité négligeable pour que le seuil soit franchi.



(a) : Bruit avec faible rqm (σ)



(b) : Bruit avec forte rqm (σ)

Fig. A-4-7 Fonction de la densité de probabilité du signal reçu quand un 0 binaire est transmis:a) bruit avec faible racine quadratique moyenne (rqm σ)
b) : bruit avec forte rqm (σ)

Le graphe (b), cependant montre un bruit avec un fort rqm, et la probabilité pour que le seuil soit dépassé est égale à l'aire hachurée.

La figure A-4-8 est la situation analogue pour un 1 binaire quand une tension détectée v subit un bruit à fort rqm, la probabilité pour que ce bruit dépasse le seuil est l'aire hachurée.

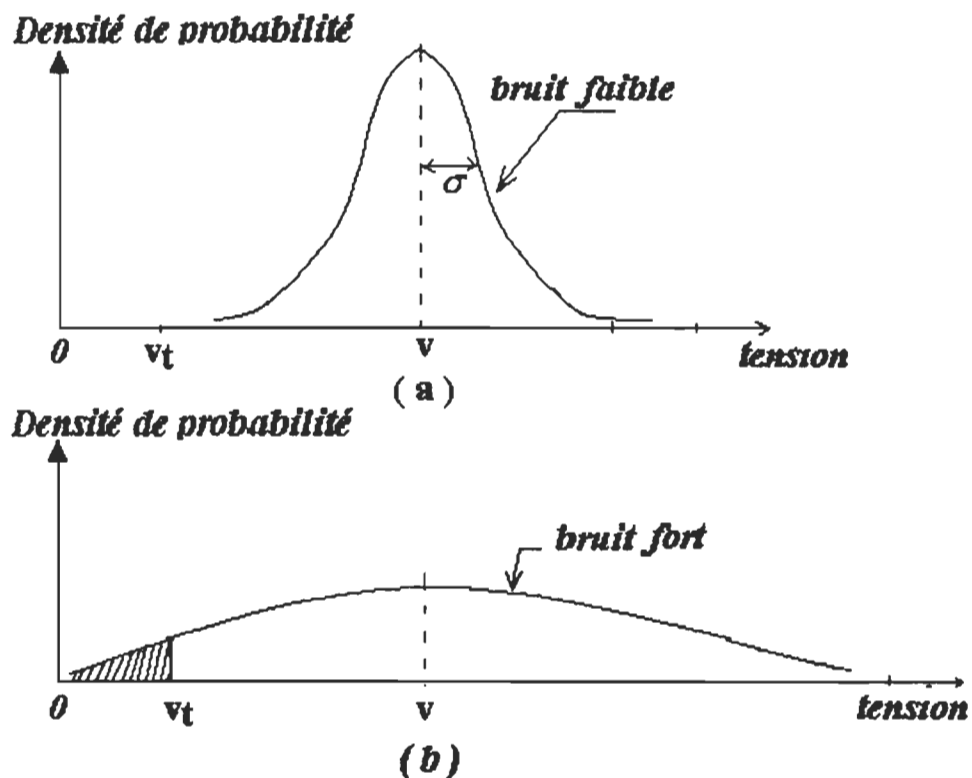


Fig.A-4-8 Fonction de la probabilité d'un signal reçu quand 1 est transmis a) bruit avec faible rqm, b) bruit avec fort rqm, [9]

La probabilité d'erreur est donnée par :

$$P_e = (\text{probabilité du bit 0}) \times (\text{probabilité de mauvaise interprétation du 0}) + (\text{probabilité du bit 1}) \times (\text{probabilité de mauvaise interprétation du 1})$$

La probabilité des 0 et des 1 est la même et égale à 1/2.

Supposons que 0 binaire est représenté par 0 volt et le 1 binaire est représenté par v volts, donc pour une erreur du 0 nous avons:

P_{e0} = probabilité (tension du bruit $> v_t$).

De même pour le 1 binaire:

P_{e1} = probabilité (tension du bruit $< -v_t$).

Les deux probabilités sont représentées par l'aire hachurée respectivement de la figure A-4-7 et la figure A-4-8, et sont égales à $Q(v_t/\sigma) = Q(v/2\sigma)$, et la probabilité totale de l'erreur est donc:

$$P_e = 0.5 * Q(v/2\sigma) + 0.5 * Q(v/2\sigma) = Q(v/2\sigma) \quad (\text{A-4-9})$$

Cette relation peut être exprimée en fonction du rapport signal sur bruit (S/N) du système, ce rapport peut être défini par le rapport de la tension crête du signal sur la tension rqm du bruit soit:

$$\frac{\text{tension crête du signal}}{\text{moyenne quadratique du bruit}} \quad (\text{A-4-10})$$

Ce rapport peut être aussi défini comme suit:

$$\frac{(\text{tension crête du signal})^2}{\text{tension quadratique moyenne du bruit}} \quad (\text{A-4-11})$$

Donc

$$\left(\frac{S}{N} \right)_p = \left(\frac{S}{N} \right)_v^2 \quad (\text{A-4-11})$$

Pour le système binaire simple, sous la considération de la tension crête du signal est v , et la tension moyenne quadratique du bruit, donc $\left(\frac{S}{N}\right)_v = v / \sigma$ et l'expression $P_e = Q(V/2\sigma)$ peut s'écrire sous la forme :

$$P_e = Q\left[\frac{(S/N)_v}{2}\right] \quad (\text{A-4-13})$$

La probabilité d'erreurs d'un système binaire unipolaire peut donc être tracée directement en fonction du rapport signal/bruit, comme le montre la figure A-4-6.

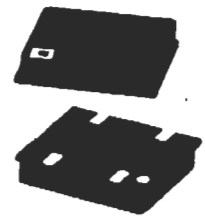
Annexe V

HX1003-1

- Ideal for 418 MHz Unlicensed Transmitters in the UK and USA
- Quartz SAW Frequency Stabilization and Harmonic Filtering
- Compact Surface-Mount Case with $< 90 \text{ mm}^2$ Footprint

The HX1003-1 is a miniature transmitter module that generates on-off keyed (OOK) modulation from an external digital encoder (not included). The carrier frequency is quartz surface acoustic wave (SAW) stabilized and output harmonics are suppressed by a SAW filter. The results are excellent performance in a simple-to-use surface-mount device with low external component count. The HX1003-1 is designed specifically for unlicensed remote-control and wireless security transmitters operating at 418.0 MHz in the UK under Dept. of Trade and Industry (DTI) MPT 1340 regulations and in the USA under FCC Part 15 regulations.

418.0 MHz Hybrid Transmitter



SM-4 Case

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Rating	Value	Units
Power Supply and/or Modulation Input Voltage	10	V
Non-Operating Case Temperature	-40 to +85	°C
10 second Soldering Temperature	230	

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic		Sym	Notes	Minimum	Typical	Maximum	Units
Operating Frequency	Absolute Frequency	f_o	1, 2	417.800	—	418.200	MHz
	Relative to 418.000 MHz	Δf_o		—	—	± 200	kHz
RF Output Power into 50 Ω at 25 °C		P_o	2	-3	0	+2	dBm
	Over Temperature Range		1, 2	-5	0	+2	
Harmonic Spurious Emissions			1, 2	—	-45	-35	dBc
Modulation Input	Input HIGH Voltage	V_{IH}	1, 2	2.5	—	V_{CC}	V
	Input LOW Voltage	V_{IL}		0.0	—	0.3	
	Input HIGH Current	I_{IH}		—	—	100	μA
	Input LOW Current	I_{IL}		0.0	—	—	
Data Timing Parameters	Modulation Bandwidth		1, 2, 3	—	1	—	kHz
	Modulation Rise Time	t_r		—	—	100	μs
	Modulation Fall Time	t_f		—	—	100	
Power Supply	Voltage	V_{CC}		2.7	3	3.3	VDC
	Peak Current	I_{CC}	1, 2, 4	—	7	10	mA
	Standby Current		5	—	—	1.0	μA
Operating Case Temperature Range		T_C		-40	—	+85	°C
Lid Symbolization (in addition to date and/or lot code)				RFM HX1003-1			

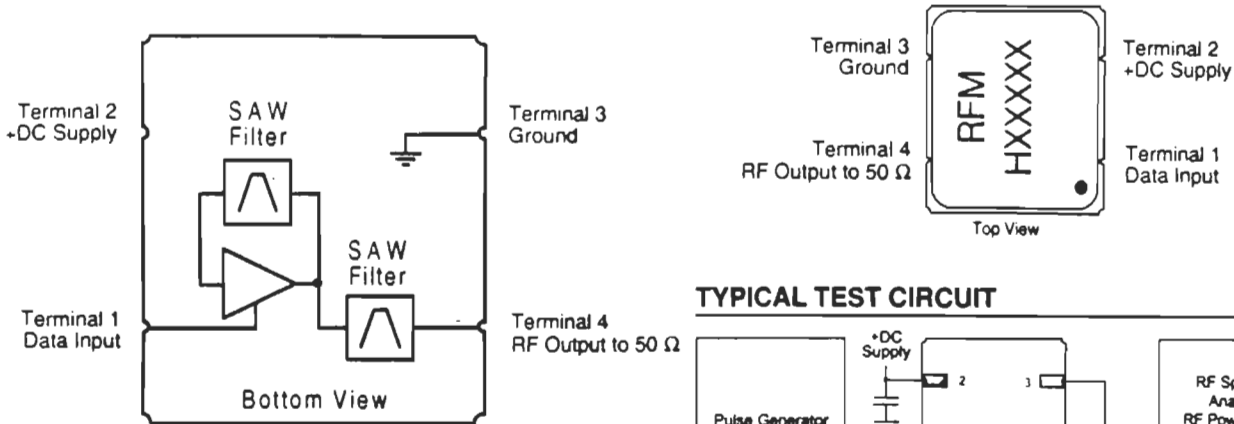
Notes: (Case temperature = $+25^\circ\text{C} \pm 2^\circ\text{C}$, test load impedance = 50 Ω and modulation input is at logic HIGH unless noted otherwise.)

1. Applies over the specified range of operating temperature.
2. Applies over the specified range of operating power supply voltage.
3. The maximum modulation bandwidth (and data rate) is dependent on the characteristics of the external encoding circuitry (not included).
4. The maximum operating current occurs at the maximum specified power supply voltage and maximum specified operating temperature.
5. Standby current is defined as the supply current consumed with the modulation input at logic LOW.
6. The design, manufacturing process, and specifications of this device are subject to change without notice.
7. Manufacturers of end products utilizing this device are responsible for obtaining approval by the appropriate government regulatory agencies.
8. One or more of the following U. S. Patents apply: 4,454,488, 4,616,197, 4,670,681 and 4,760,352.
9. RFM[®] is a registered trademark of RF Monolithics, Inc.
10. CAUTION: ELECTROSTATIC SENSITIVE DEVICE. Observe precautions for handling.

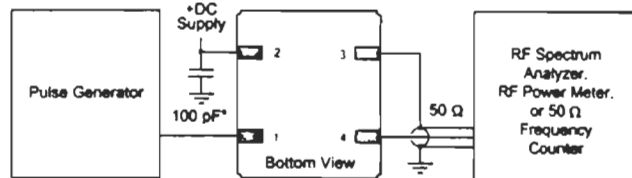




BLOCK DIAGRAM and ELECTRICAL CONNECTIONS

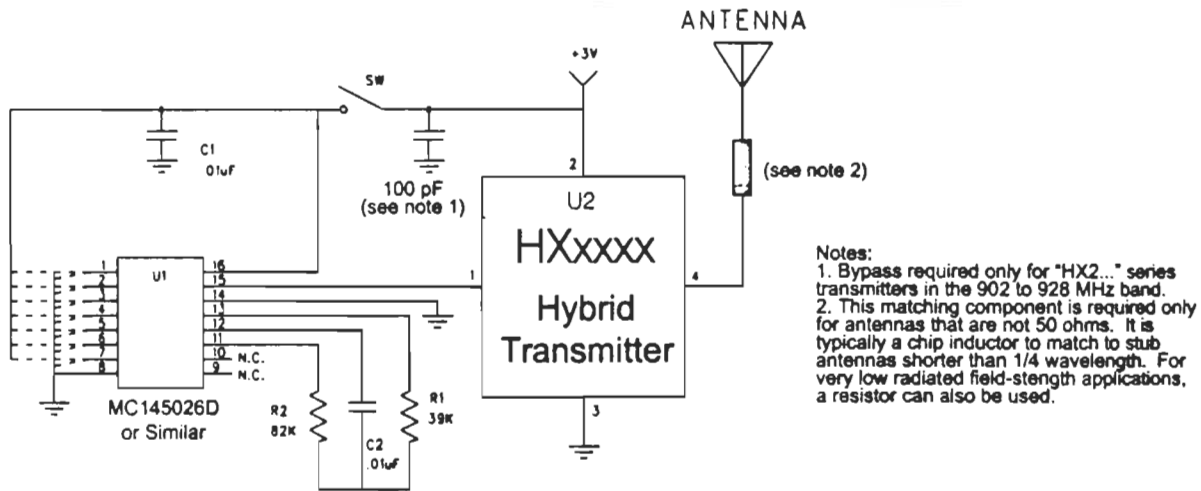


TYPICAL TEST CIRCUIT

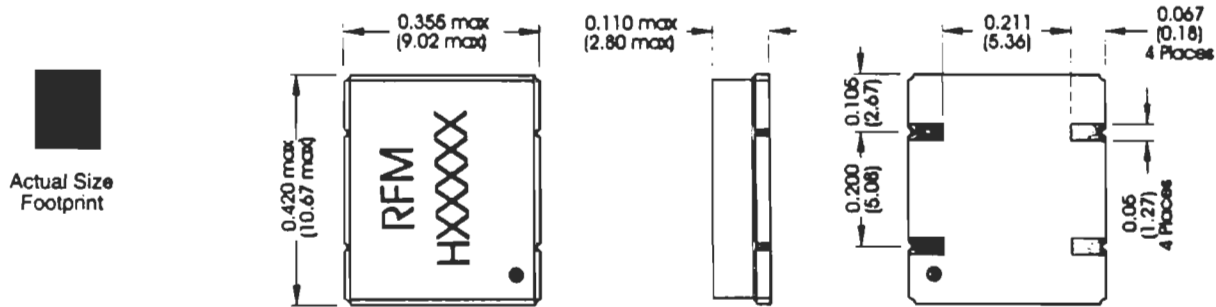


*Note: Bypass required only for "HX2..." series transmitters in the 902 to 928 MHz band.

TYPICAL TRANSMITTER APPLICATION



SM-4 CASE OUTLINE



All dimensions are in inches (mm) and are nominal unless noted otherwise.

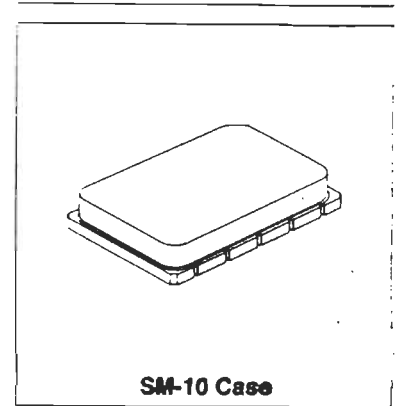
Approx. Scale = 3:1

RX1300

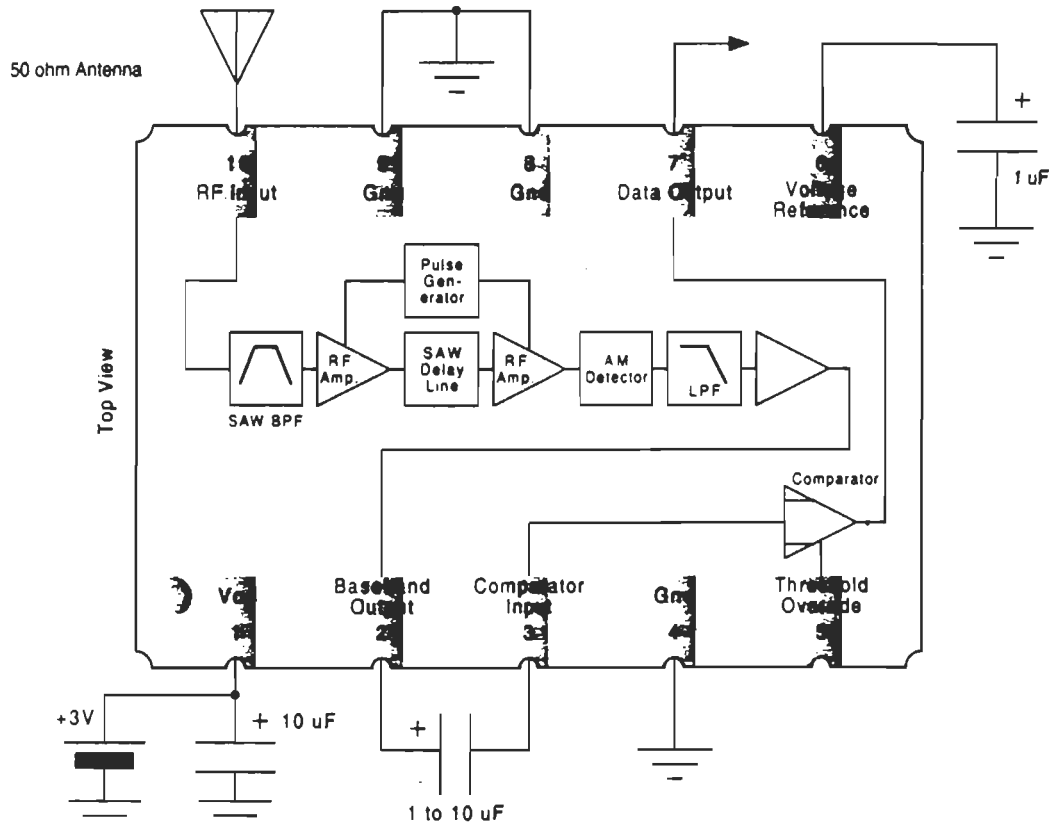
- Ideal for 418 MHz, 3 V Data Receivers in UK and USA
- High-Sensitivity Passive Design with No RF Oscillation
- 2400 b/s Baseband Data Rate
- Simple to Apply with Low External Parts Count
- Rugged, Surface-Mount Package with 1.3 cm² Footprint

418.0 MHz ASH Receiver

This amplifier-sequenced hybrid (ASH) receiver is based on several leading-edge technologies that allow outstanding performance in a small and simple-to-apply module. Two surface acoustic wave (SAW) devices are employed. Front-end filtering by a low-loss coupled-resonator SAW filter provides excellent selectivity. Typical sensitivity better than -100 dBm is achieved with no RF oscillating or regenerative circuits. This results in virtually no RF spurious emissions. A low-loss SAW delay line provides the time delay necessary to sequence the two RF amplifiers. Time sequencing of the RF gain eliminates the need for frequency conversion prior to AM detection. This receiver is designed to operate from a 3 V lithium battery with typically 1.1 mA current. For system design flexibility, the baseband output is accessible and the comparator threshold can be changed externally between two settings. Typical applications include unlicensed wireless remote-control, security and data-transmission devices operating in the UK (DTI MPT 1340) and the USA (FCC Part 15). (USA and other patents pending.)



BLOCK DIAGRAM and ELECTRICAL CONNECTIONS



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

	Rating	Value	Units
Incident RF Power		+10	dBm
Power Supply Voltage (V _{CC} to Ground)		-0.3 to +4.0	VDC
ESD (100 pF, 1.5 kΩ)	Terminals 2, 3, or 7 to Gnd	±2000	V
	All other terminals to Gnd	±300	
Case Temperature		-45 to +100	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Sym	Notes	Minimum	Typical	Maximum	Units	
Operating Radio Frequency	f _c		418.00 Nominal			MHz	
Received Carrier Modulation Type		1	Pulse Modulation (OOK)				
RF Band	Sensitivity	2		-100		dBm	
	Operating Signal Strength				-10	dBm	
	Channel Width			f_c ±200		kHz	
	Noise Equivalent BW		NEB		4.8	kHz	
	Input Impedance		Z _{in}		50 Nominal		
Interference Rejection	Half-Frequency Spurious	3		105		dB	
	f _c ±1 MHz			20			
Sequencing (Sampling)	Sample Duration	4		700		ns	
	Sample Repetition Rate			250		kHz	
Baseband	Data Rate	5			2.4	kb/s	
	3 dB Bandwidth			2.4		kHz	
Comparator Threshold	Default (Terminal 5 NC)	6		25		mV	
	Override (Terminal 5 LOW)			0			
Digital Output	CMOS Load Capacitance	7			10	pF	
	Output HIGH Voltage		V _{OH}	V _{CC} - 0.2	V _{CC}	V	
	Output LOW Voltage		V _{OL}	0.0	0.2		
	Rise Time		t _R		9		μs
	Fall Time		t _F		9		
Power Supply	Operating Voltage	8	2.7	3.0	3.5	VDC	
	Current at 25°C and 3.0 V		I _{CC}		1.1		1.2
Operating Ambient Temperature	T _A	8	-40		+85	°C	
Lid Symbolization (in addition to lot and/or date code)			RFM RX1300				

Notes:

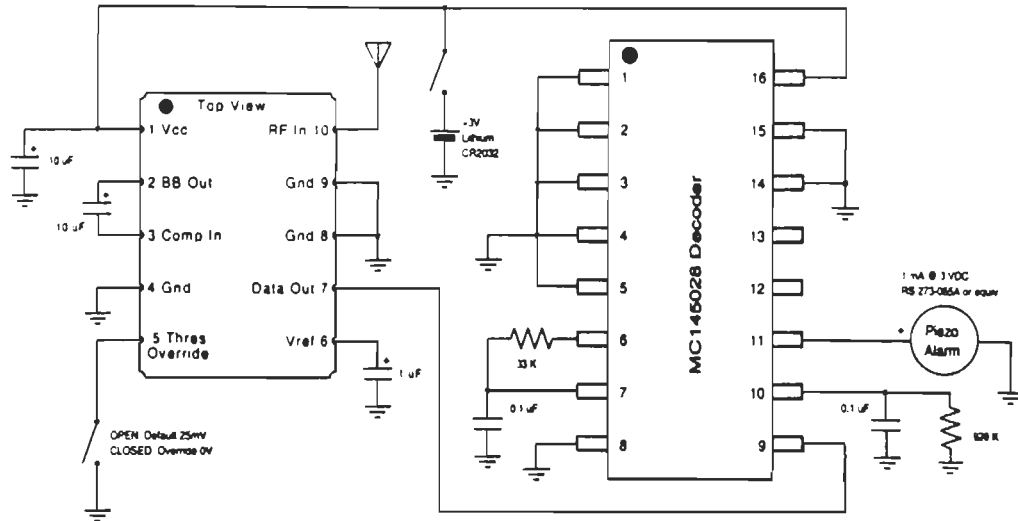
1. A variety of on-off-keyed (OOK) pulse modulation schemes are possible since digital decoding is an external function (not included).
2. These parameters apply over the absolute min. operating passband which is referenced to f_c.
3. With interferer matched to the receiver modulation and code. See the attached frequency response plot for a more detailed view.
4. Sample repetition rates greater than 1 MHz are available in custom versions. Contact RFM for details.
5. Baseband bandwidths and data rates are available to 140 kHz and 56 kHz, respectively, in custom versions. Contact RFM for details.
6. The default comparator threshold (with terminal 5 not connected) is optimized for low duty-cycle, or "bursty", data and eliminates noise output when there is no RF signal. The override threshold (with terminal 5 connected to ground) is optimized for continuous data.
7. The ASH receiver is designed to drive a single CMOS load.
8. Unless noted otherwise, specifications apply over the entire specified operating temperature and voltage ranges.
9. The design, manufacturing process, and specifications of this device are subject to change without notice. One or more of the following U. S. Patents apply: 4,454,488, 4,616,197, 4,749,964, 4,902,925, and others pending. RFM® is a registered trademark of RF Monolithics, Inc.
10. All equipment designs utilizing this product must be approved by the appropriate government agency prior to manufacture or sale.
11. CAUTION: ELECTROSTATIC SENSITIVE DEVICE. Observe precautions for handling!



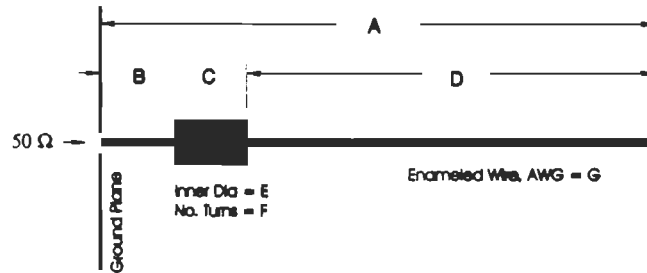
The RX Series ASH Receiver



DEMONSTRATION CIRCUIT



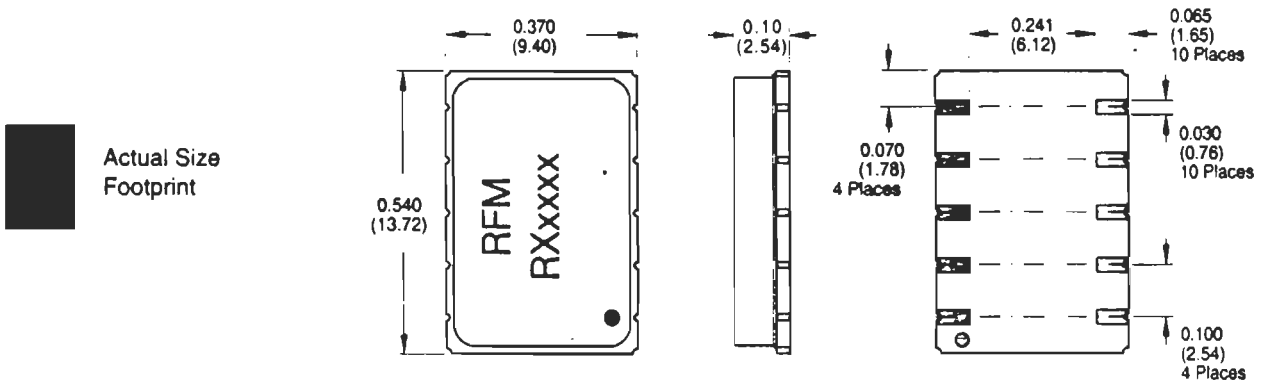
TYPICAL ANTENNAS



Frequency	A	B	C	D	E	F	G
303.825	5.35(13.6)	1.4(3.6)	0.25(0.6)	3.7(9.4)	0.375(1.0)	4T	#20
418.0	3.9(9.9)	0.6(1.5)	0.6(1.5)	2.7(6.9)	0.1(0.3)	16 T	#22
433.92	3.55(9.0)	0.6(1.5)	0.55(1.4)	2.4(6.1)	0.1(0.3)	15 T	#22

Dimensions in inches (mm).

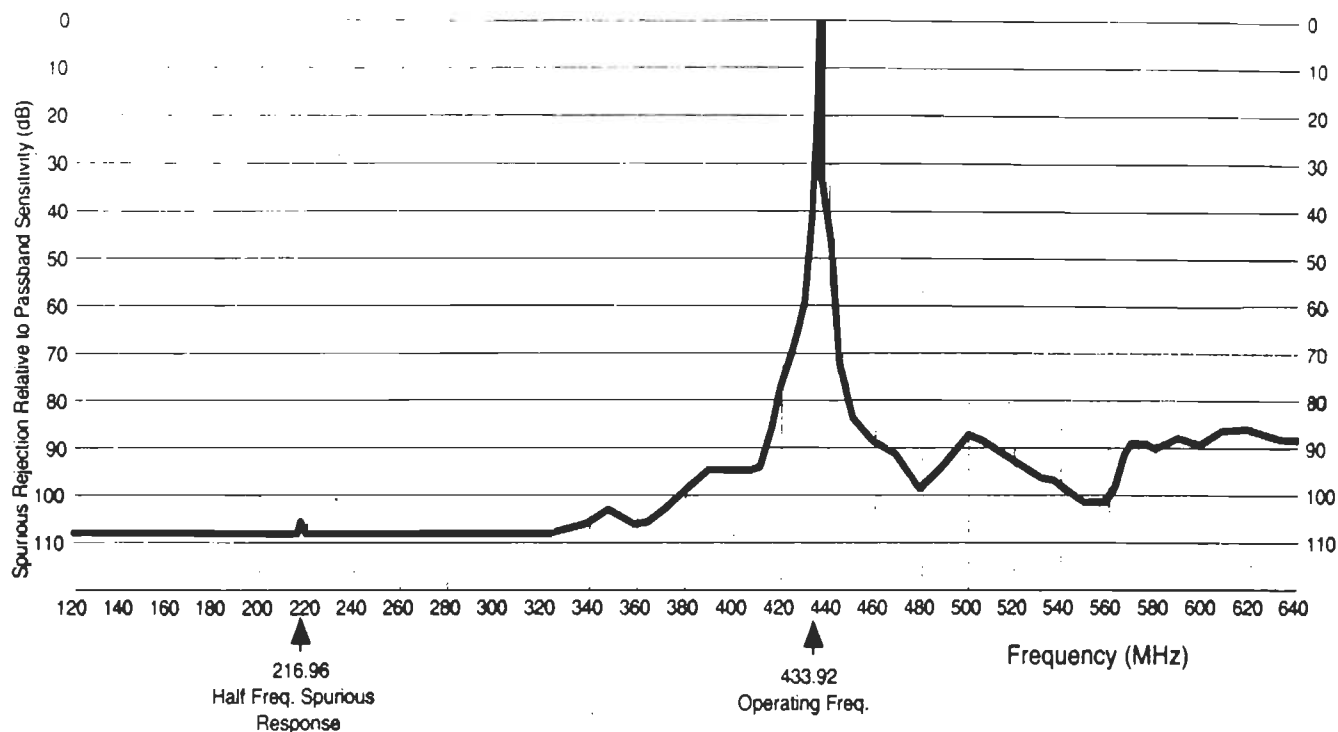
CASE OUTLINE



All dimensions are nominal only and are in inches (mm).

ASH Receiver Typical Performance Data

TYPICAL MODULATED INTERFERENCE REJECTION (433.92 MHz RX1000 shown)



Note: This plot is for an interfering signal modulated with the receiver's modulation and code. CW or signals with other modulation or codes typically result in significantly better rejection performance.



RF Monolithics, Inc.,
 4441 Sigma Road
 Dallas, Texas 75244, USA
 Phone: 214-233-2903
 FAX: 214-387-8148

RFM Europe
 18 allée Marin la Meslée
 78560 Port Marly, France
 Phone: (33) 1 39.16.42.89
 FAX: (33) 1 39.16.42.70

© Copyright 1994, RF Monolithics, Inc.
 All Rights Reserved.

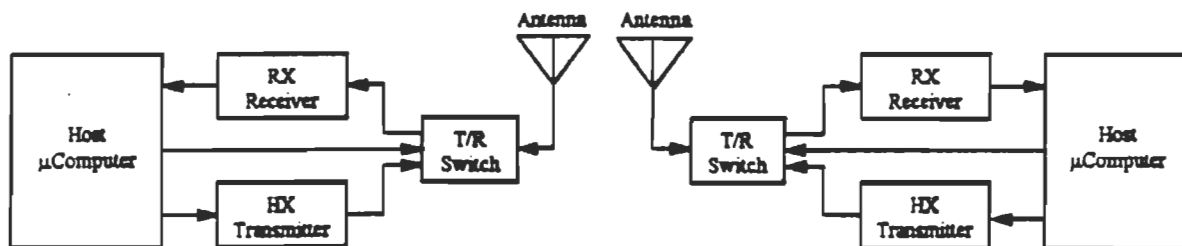


Virtual Wire™ Transmitter and Receiver Hybrids

- Designed for Short-Range Wireless Data Links
- Economically Eliminates Nuisance Wires and Cables
- Small Size, Very Low Power Consumption
- Complete RF Transmitter and Receiver Functions
- Stable, Easy to Use

RFM's *Virtual Wire* transmitter and receiver hybrids are designed to support a wide variety of requirements for short-range wireless one-way or two-way data communications. They are ideal as an economical means of eliminating data communications wires and cables that are a nuisance in many applications. They are suitable for high-volume applications. These transmitter and receiver hybrids feature solid performance, small size, and very low power consumption.

Extensive experience in RF design is not required to use these products successfully. A typical two-way data to RF, RF to data configuration is shown below. RFM's *Virtual Wire* hybrid transmitters (HX series) contain all of the RF electronics required to transmit data in the UHF frequency band, where small antennas can be effectively used. The counterpart *Virtual Wire* hybrid receivers (RX series) contain all of the RF electronics required to amplify and detect the transmitted data. Their high degree of integration also contributes to minimum time-to-market product development schedules.



Typical *Virtual Wire* Data Link Configuration

Virtual Wire hybrid pairs are specifically designed to be flexible, very stable, and easy to use. There are no RF adjustments required in either the transmitters or the receivers. Quartz SAW technology is employed to ensure high performance, long-term stability, and compliance with a wide range of international communications regulations.

4C Simmonds

(514) 466-5250
514 466-5252 Denis Kirby

RF Monolithics, Inc.	4441 Sigma Road, Dallas, Texas 75244, U.S.A.	Phone: (214) 233-2903	Fax: (214) 387-8148
RFM Europe Distribution	P. O. Box 40, Woking, Surrey GU22 7YU, U.K.	Phone: (44) (1483) 747077	Fax: (44) (1483) 747471
RFM Europe Sales	18 allée Maxim la Meslée, 78360 Port Marly, FRANCE	Phone: (33) (1) 39.16.42.89	Fax: (33) (1) 39.16.42.70

RFM's *Virtual Wire* transmitter and receiver hybrids are also compatible with PCMCIA and other miniature packaging formats. The transmitter hybrids measure only 0.42 x 0.36 x 0.11 inch (10.67 x 9.02 x 2.80 mm). The receiver hybrids measure only 0.54 x 0.37 x 0.10 inch (13.72 x 9.40 x 2.54 mm).

The *Virtual Wire* hybrids are especially suited for battery-powered applications using lithium "coin cells." Both the transmitters and receivers are designed for 3 VDC operation. The transmitters draw 1 μ A of standby current and 10 mA during transmission. The receivers, based on RFM's patented ASH architecture, typically require less than 2 mA of current. This makes continuous operation from battery power practical.

RFM's *Virtual Wire* pairs (see table below) are available for all major low-power wireless frequency bands used around the world. Both the transmitters and receivers feature very low spurious emissions. This allows certification to the most stringent international regulations governing low-power RF data communications.

Virtual Wire Pairs

Hybrid Transmitters

	HX1000	HX1002	HX1002-1	HX1006	HX1006-1	HX1003	HX1003-1	HX2000
RX1000	433.92 MHz							
RX1005	433.92 MHz							
ASH Receivers								
RX1100		303.825 MHz	303.825 MHz	303.825 MHz	303.825 MHz			
RX1105		303.825 MHz	303.825 MHz	303.825 MHz	303.825 MHz			
RX1300						418 MHz	418 MHz	
RX1305						418 MHz	418 MHz	
RX2005								916.5 MHz
RX2010								916.5 MHz

Virtual Wire Applications

- Wireless Bar Code Readers
- Wireless ID and Toll Tags
- Wireless Home Automation Systems
- Wireless Assembly Option Control Tags
- Wireless Credit Card Readers/Receipt Printers
- Handheld Computer Data Links
- Portable Data Logging Systems
- Medical/Sports Telemetry
- Instrumentation Links to Moving Apparatus
- Portable Displays for Scales, Tank Levels, Flow Sensors, etc.
- Remote-Reading Utility Meters
- Vehicle Instrumentation and Diagnostic Links
- Factory and Warehouse Automation

RF Monolithics, Inc. 4441 Sigma Road, Dallas, Texas 75244, U.S.A. Phone: (214) 233-2903 Fax: (214) 387-8148
 RFM Europe Distribution P. O. Box 40, Woking, Surrey GU22 7YU, U.K. Phone: (44) (1483) 747077 Fax: (44) (1483) 747471
 RFM Europe Sales 18 allée Marin la Meslée, 78360 Port Marly, FRANCE Phone: (33) (1) 39.16.42.89 Fax: (33) (1) 39.16.42.70

RFM

- Ideal for 916.5 MHz Unlicensed Transmitters in USA and Canada
- Self-Contained RF Functions Shorten Development Time
- Compact Surface-Mount Case with 90 mm^2 Footprint

The HX2000 is a miniature transmitter module that generates on-off keyed (OOK) modulation from an external digital encoder (not included). The carrier frequency is quartz surface acoustic wave (SAW) stabilized and output harmonics are suppressed by a SAW filter. The results are excellent performance in a simple-to-use surface-mount device with low external component count. The HX2000 is designed for unlicensed remote-control, wireless security, and data-link transmitters operating in the USA under FCC Part 15.249 and in Canada under TRS RSS-210.

HX2000

916.5 MHz Hybrid Transmitter



SM-4 Case

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Rating	Value	Units
Power Supply and/or Modulation Input Voltage	10	VDC
Non-Operating Case Temperature	-40 to +85	°C
10 second Soldering Temperature	230	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic		Sym	Notes	Minimum	Typical	Maximum	Units
Operating Frequency	Absolute Frequency	f_0	1, 2	916.300	—	916.700	MHz
	Relative to 916.500 MHz	Δf_0		—	—	± 200	kHz
RF Output Power into 50 Ω	at 25 °C	P_{out}	2	-3	0	+2	dBm
	Over Temperature Range		1, 2	-5	0	+2	
Harmonic Spurious Emissions			1, 2	—	-40	-32	dBc
Modulation Input	Input HIGH Voltage	V_H	1, 2	2.5	—	V_{CC}	V
	Input LOW Voltage	V_L		0.0	—	0.3	
	Input HIGH Current	I_H		—	—	100	μ A
	Input LOW Current	I_L		0.0	—	—	
Data Timing Parameters	Modulation Rise Time	t_r	1, 2, 3	—	—	60	μ s
	Modulation Fall Time	t_f		—	—	30	
Power Supply	Voltage	V_{CC}		2.7	3	3.3	VDC
	Peak Current	I_{CC}	1, 2, 4	—	9	11	mA
	Standby Current		5	—	—	1.0	μ A
Operating Case Temperature Range		T_C		-40	—	+85	°C

Lid Symbolization (if additional product used) or lot code)	RFM HX2000
---	------------

Notes: (Case temperature = +25°C \pm 2°C, test load impedance = 50 Ω and modulation input is at logic HIGH unless noted otherwise.)

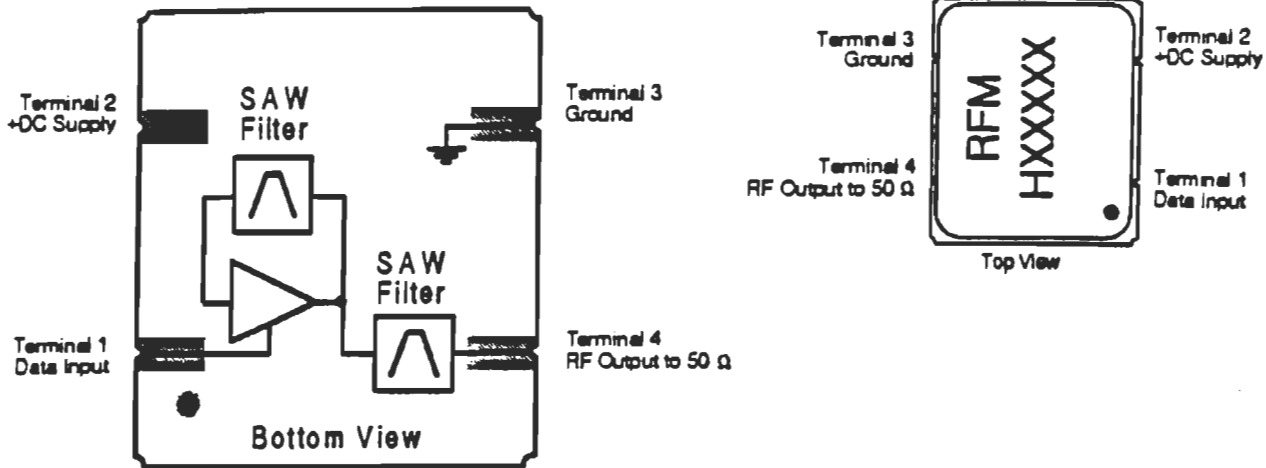
1. Applies over the specified range of operating temperature.
2. Applies over the specified range of operating power supply voltage.
3. The maximum data rate is dependent on the characteristics of the external encoding circuitry (not included).
4. The maximum operating current occurs at the maximum specified power supply voltage and maximum specified operating temperature.
5. Standby current is defined as the supply current consumed with the modulation input at logic LOW.
6. The design, manufacturing process, and specifications of this device are subject to change without notice.
7. Manufacturers of end products utilizing this device are responsible for obtaining approval by the appropriate government regulatory agencies.
8. One or more of the following U. S. Patents apply: 4,454,488, 4,618,197, 4,670,881 and 4,780,352.
9. RFM[®] is a registered trademark of RF Monolithics, Inc.
10. CAUTION: ELECTROSTATIC SENSITIVE DEVICE. Observe precautions for handling.



HX Series of AM Transmitters (continued)

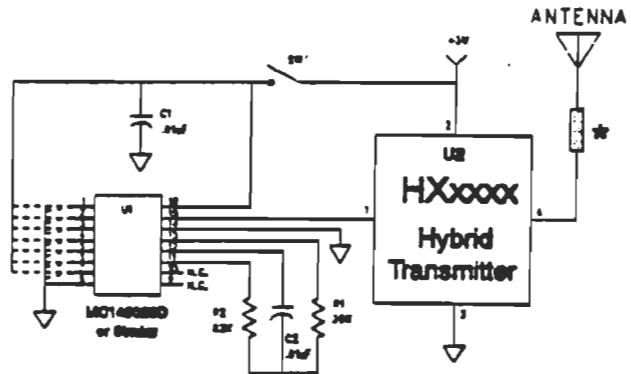
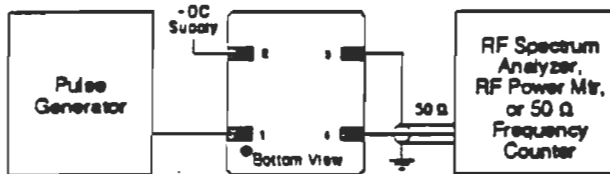


BLOCK DIAGRAM & CONNECTIONS



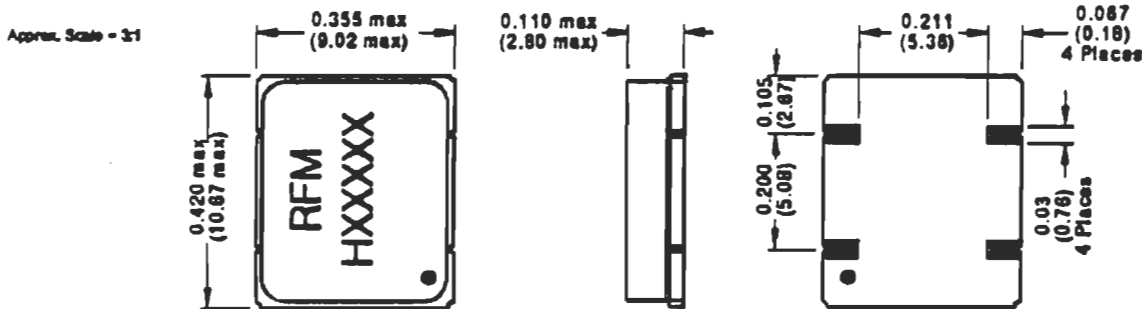
TYPICAL TRANSMITTER APPLICATION

TYPICAL TEST CIRCUIT



*This component is typically a matching inductor, but can be a resistor for very low radiated field strength applications.

SM-4 CASE OUTLINE



All dimensions are in inches (mm) and are nominal unless noted otherwise.

RF Monolithics, Inc., 4441 Sigma Road, Dallas, Texas 75244, USA Phone: 214-233-2903 FAX: 214-387-8148
 RFM Europe, 18 allée Marin la Meslée, 78580 Port Marly, France Phone: (33) 1 39.16.42.89 FAX: (33) 1 39.16.42.70

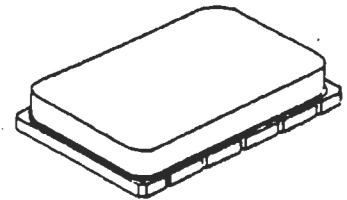


RX2010

916.5 MHz ASH Receiver

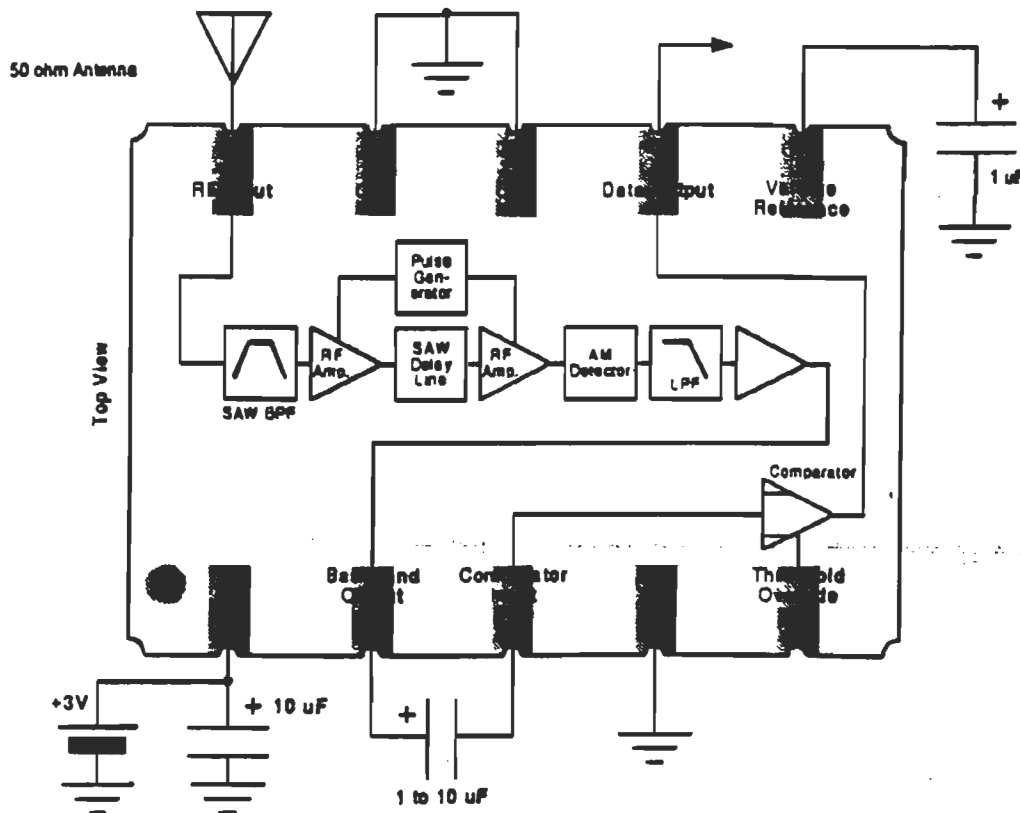
- Ideal for 916.5 MHz, 3 V Data Receivers in the USA and Canada
- Passive Design with No RF Oscillation
- 10 kb/s Baseband Data Rate
- Simple to Apply with Low External Parts Count
- Rugged, Surface-Mount Package with 1.3cm² Footprint

This amplifier-sequenced hybrid (ASH) receiver is based on several leading-edge technologies that allow outstanding performance in a small and simple-to-apply module. Two surface acoustic wave (SAW) devices are employed. Front-end filtering by a low-loss coupled-resonator SAW filter provides excellent selectivity. Typical sensitivity of -75 dBm is achieved with no RF oscillating or regenerative circuits. This results in virtually no RF spurious emissions. A low-loss SAW delay line provides the time delay necessary to sequence the two RF amplifiers. Time sequencing of the RF gain eliminates the need for frequency conversion prior to AM detection. This receiver is designed to operate from a 3 V lithium battery with typically 2.5 mA current. For system design flexibility, the baseband output is accessible and the comparator threshold can be changed externally between two settings. Typical applications include unlicensed wireless remote controls and digital data links operating in the USA under FCC Part 15.249 and in Canada under DoC Telecom Regulatory Service RSS-210. (USA and other patents are pending.)



SM-10 Case

BLOCK DIAGRAM and ELECTRICAL CONNECTIONS



RX2010 Electrical Specifications

RFM

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Rating	Value	Units
Incident RF Power	+10	dBm
Power Supply Voltage (V_{CC} to Ground)	-0.3 to +4.0	VDC
ESD (100 pF, 1.5 k Ω)	Terminals 2, 3, or 7 to Gnd	± 2000
	All other terminals to Gnd	± 300
Case Temperature	-45 to +100	$^{\circ}\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Sym	Notes	Minimum	Typical	Maximum	Units	
Operating Radio Frequency	f_c		916.50 Nominal			MHz	
Received Carrier Modulation Type		1	Pulse Modulation (OOK)				
RF Band	Sensitivity	2		-80		dBm	
			Operating Signal Strength		-10	dBm	
			Channel Width	$f_c \pm 200$		kHz	
			Noise Equivalent BW	NEB	24	kHz	
			Input Impedance	Z_{in}	50 Nominal		
Interference Rejection	Half-Frequency Spurious	3		80		dB	
			$f_c \pm 1$ MHz		15		
Sequencing (Sampling)	Sample Duration	4		700		ns	
	Sample Repetition Rate			625		kHz	
Baseband	Data Rate	5			10	kb/s	
	3 dB Bandwidth		12			kHz	
Comparator Threshold	Default (Terminal 5 NC)	6		25		mV	
	Override (Terminal 5 LGND)			0			
Digital Output	CMOS Load Capacitance	7			10	pF	
	Output HIGH Voltage		V_{OH}	$V_{CC} - 0.2$	V_{CC}	V	
	Output LOW Voltage		V_{OL}	0.0	0.2		
	Rise Time		t_r		5	μs	
	Fall Time		t_f		5		
Power Supply	Operating Voltage	8	V_{CC}	2.7	3.0	3.5	VDC
	Current at 25 $^{\circ}\text{C}$ and 500 V		I_{CC}		2.5	3.0	mA
Operating Ambient Temperature	T_A	8	-40		+85	$^{\circ}\text{C}$	

Lid Symbolization (In addition to lot and/or date code)	RFM RX2010
---	------------

Notes:

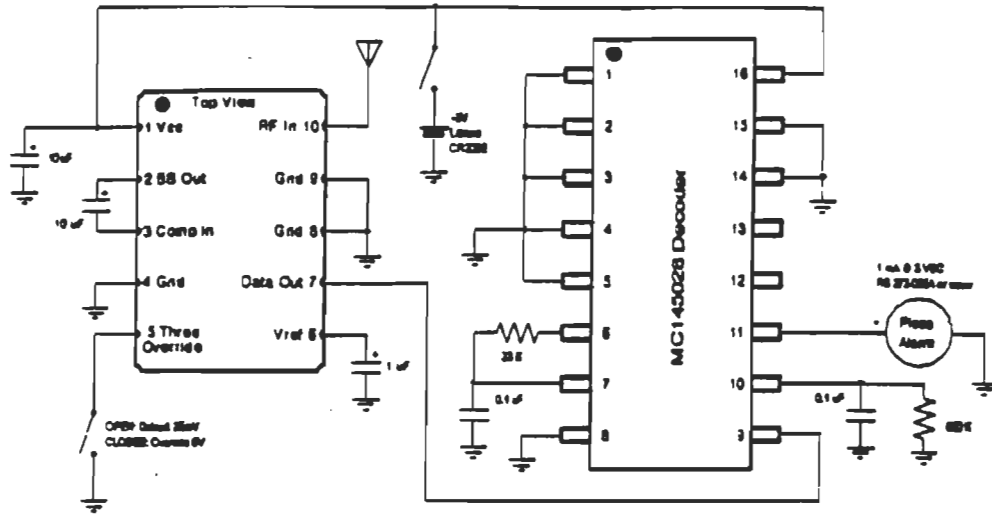
- A variety of on-off-keyed (OOK) pulse modulation schemes are possible since digital decoding is an external function (not included).
- These parameters apply over the absolute min. operating passband which is referenced to f_c .
- With interferer matched to the carrier modulation and code. See the attached frequency response plot for a more detailed view.
- Sample repetition rates greater than 1 MHz are available in custom versions. Contact RFM for details.
- Baseband bandwidths and data rates are available to 140 kHz and 56 kHz, respectively, in custom versions. Contact RFM for details.
- The default comparator threshold (with terminal 5 not connected) is optimized for low duty-cycle, or "bursty", data and eliminates noise output when there is no RF signal. The override threshold (with terminal 5 connected to ground) is optimized for continuous data.
- The ASH receiver is designed to drive a single CMOS load.
- Unless noted otherwise, specifications apply over the entire specified operating temperature and voltage ranges.
- The design, manufacturing process, and specifications of this device are subject to change without notice. One or more of the following U. S. Patents apply: 4,454,488, 4,616,197, 4,749,984, 4,902,925, and others pending. RFM[®] is a registered trademark of RF Monolithics, Inc.
- All equipment designs utilizing this product must be approved by the appropriate government agency prior to manufacture or sale.
- CAUTION: ELECTROSTATIC SENSITIVE DEVICE. Observe precautions for handling!



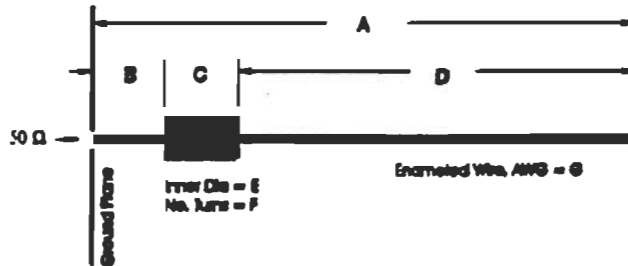
The RX Series ASH Receiver



DEMONSTRATION CIRCUIT



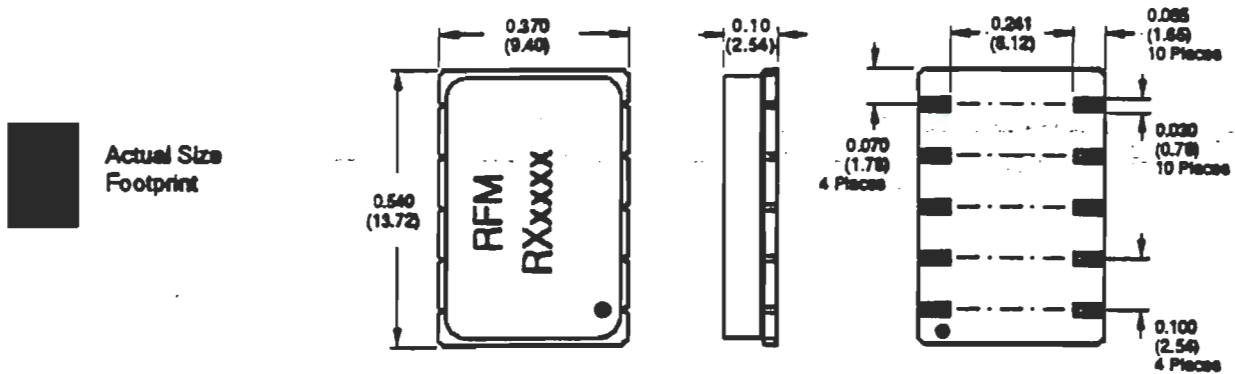
TYPICAL ANTENNAS



Frequency	A	B	C	D	E	F	G
303.825	5.35(13.6)	1.4(3.6)	0.25(0.6)	3.7(9.4)	0.375(1.0)	4T	#20
418.0	3.9(9.9)	0.8(1.5)	0.8(1.5)	2.7(6.9)	0.1(0.3)	16 T	#22
433.92	3.55(9.0)	0.8(1.5)	0.55(1.4)	2.4(6.1)	0.1(0.3)	15 T	#22

Dimensions in inches (mm).

CASE OUTLINE

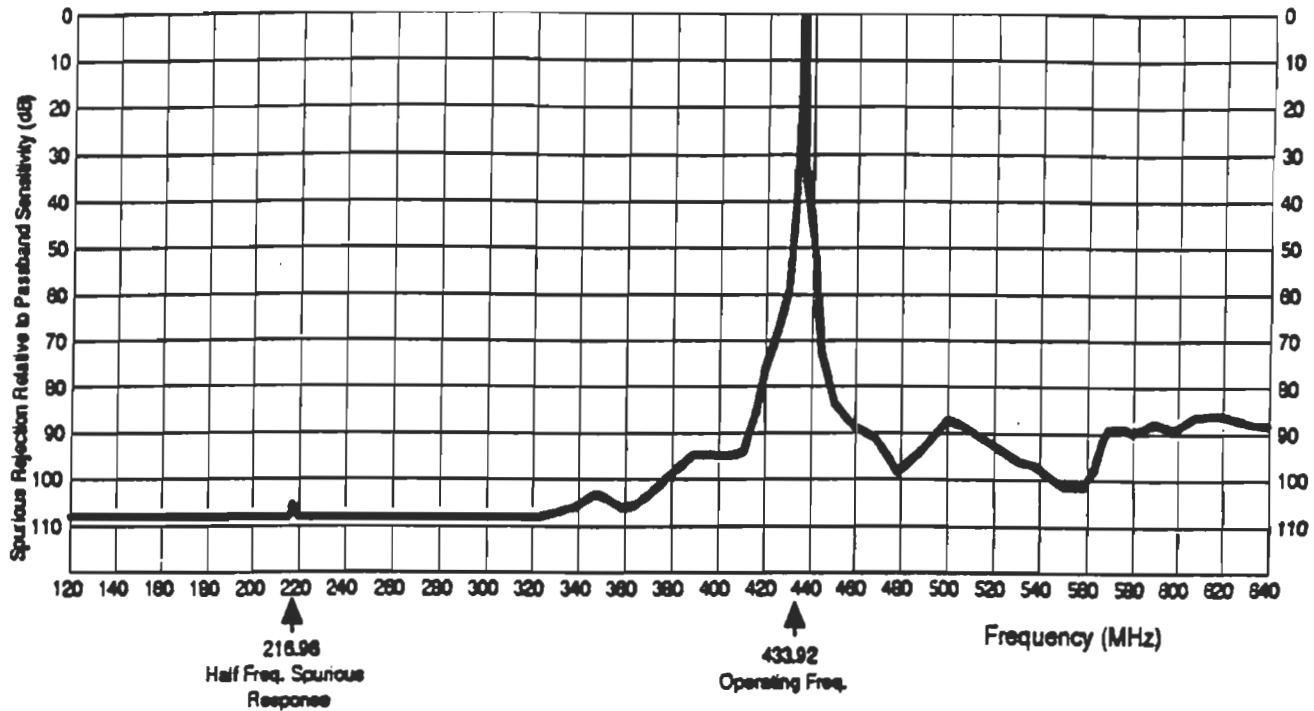


Actual Size Footprint

All dimensions are nominal only and are in inches (mm).

'SH Receiver Typical Performance Data

TYPICAL MODULATED INTERFERENCE REJECTION (433.92 MHz RX1000 shown)



Note: This plot is for an interfering signal modulated with the receiver's modulation and code. CW or signals with other modulation or codes typically result in significantly better rejection performance.

RFM

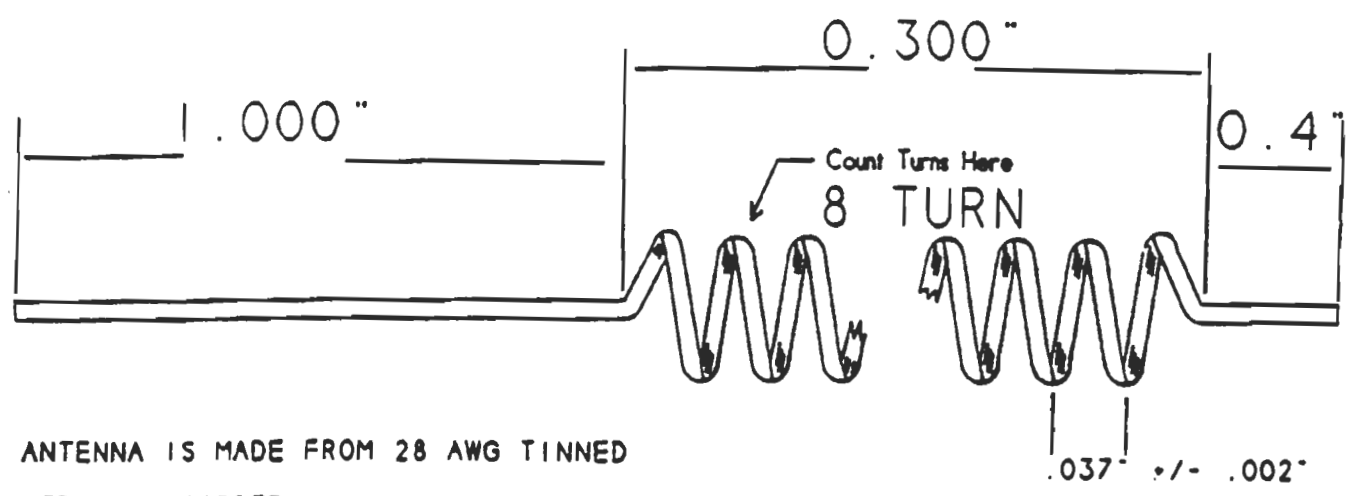
RF Monolithics, Inc.,
4441 Sigma Road
Dallas, Texas 75244, USA
Phone: 214-233-2903
FAX: 214-387-8148

RFM Europe
18 allée Marin la Meslée
78560 Port Marty, France
Phone: (33) 1 39.16.42.89
FAX: (33) 1 39.16.42.70

© Copyright 1994, RF Monolithics, Inc.
All Rights Reserved.

FXMORE,CHP-X-02-121294AC (used as pages 3 & 4 of FX0aux)

Typical 916.5 MHz Antenna Design



1. ANTENNA IS MADE FROM 28 AWG TINNED BERYLIUM-COPPER.
2. WINDINGS HAVE AN INSIDE DIAMETER OF APPROXIMATELY 0.095" (3/32).
3. OVERALL LENGTH OF COMPLETED ANTENNA IS APPROXIMATELY 1.7"

NOT DRAWN TO SCALE

THE FINAL ASH RECEIVER

The final surface mount package dimensions for the complete ASH receiver are $0.540 \times 0.370 \times 0.1$ inches. The case outline drawings for the new hermetic package are shown in Figure 11. A block diagram showing the components and electrical connections required outside the receiver hybrid module is included in Figure 12. There are ten solder pads on the module, three of which are ground connections. Other than the antenna, only three external components are required. All three of these components are capacitors whose values are not critical. A bypass capacitor of $10 \mu\text{F}$ is used on the 3 volt V_{cc} connection to both reduce externally generated noise on that line and to reduce crosstalk between the various functions included in the custom IC. For example, it is not desirable to have residuals from the internal clock generator present on the power supply line for the baseband operational amplifier and comparator circuits. A coupling capacitor, whose value depends upon the data rate, is required between the baseband output and comparator input pads. One of the design considerations was to capacitively couple these two amplifiers to reduce the impact of a CW or FM interfering signal on the performance of the receiver. Such a signal would generate a dc level on the output of the detector and the first operational amplifier. Such a dc level would cause the comparator to slam to one rail or the other on its output. The capacitor blocks the dc and passes only data pulses. The third capacitor is a $1.0 \mu\text{F}$ bypass capacitor on the voltage reference

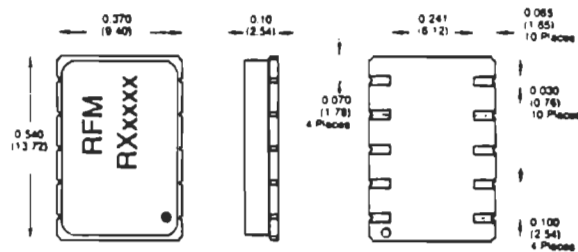


Figure 11 - Surface Mount Package

pad. This internal voltage reference must be bypassed to prevent instabilities in the various references used in the baseband amplifier chain.

Referring to Figure 12, the RF input from the antenna is applied to pin 10 of the receiver. Best sensitivity is obtained if the antenna impedance is close to 50Ω . A large VSWR presented to the receiver input will not cause instability problems but the resulting mismatch loss will reduce the sensitivity. The ground pin 9 is the RF ground point associated with the antenna input. Other than presenting a decent impedance to the receiver input, the PC board layout for the receiver is entirely non-critical. There are no points where the RF signal comes back out of the package for processing. The baseband output signal on pin 2 is the raw demodulated, unprocessed data. At signal levels up to the point where the operational amplifier begins to limit or

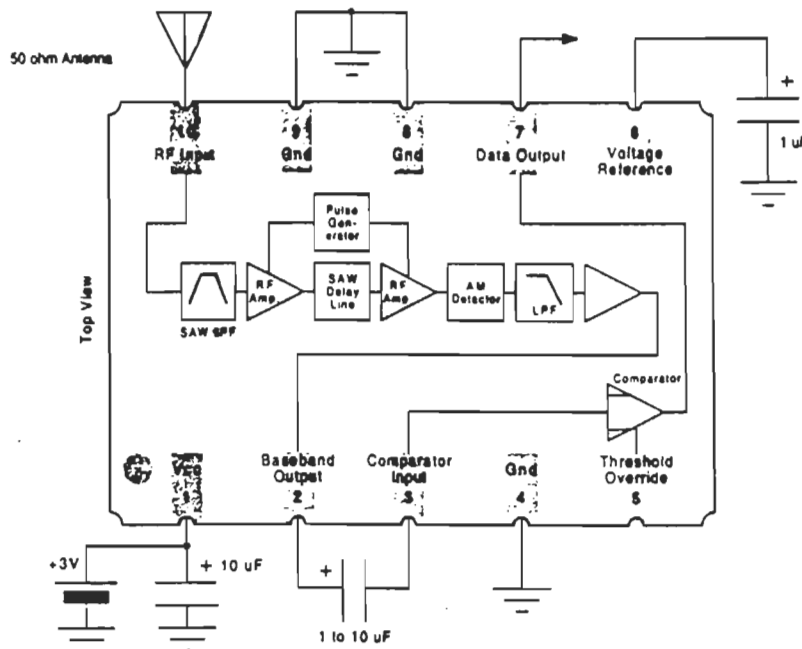


Figure 12 - Block Diagram and Electrical Connections

saturate. t
RF level
dependen
or to drive
this receiv
the baseba
rator input
25 mV w
rator wh
RF signal
application
be confuse
as the best
noise in th
more dem
Grounding
ing an equ
sensitive c
present on
toggle. In t
rail-to-rail
stand it, th
long data st
that used fo
desirable fo
potentiome
potentiome
resistive di

saturate, the level of the data at pin 2 is dependent upon the input RF level. Thus, this output could be used for any function dependent upon signal level such as ranging, direction finding or to drive an AGC circuit, if desired. AGC is not required for this receiver to function as a data receiver. As mentioned earlier, the baseband output is then capacitively coupled to the comparator input. The comparator has a built-in internal threshold of 25 mV which was chosen to give a data output from the comparator which would be relatively free of noise in the absence of an RF signal at the receiver input. This can be important in some applications where the logic being driven by the receiver would be confused by extraneous noise. The 25 mV level was chosen as the best overall compromise between receiver sensitivity and noise in the "no signal" condition; however, for those who are more demanding, a threshold override pin has been provided. Grounding pin 5 completely disables the internal threshold giving an equivalent threshold level of 0 volts. This is the most sensitive condition for the receiver, since the smallest signal present on the baseband output will cause the comparator to toggle. In the "no signal" condition, the zero threshold produces rail-to-rail noise on the comparator output. If the logic circuit can stand it, this would be the most desirable mode of operation for long data streams. For short data streams, "bursty data", such as that used for control functions, a threshold other than 0 volts is desirable for optimum performance. Finally, the wiper of a potentiometer connected to pin 5 and the other two arms of the potentiometer connected to Vcc and ground, or a simple fixed resistive divider, would give the engineer the freedom to set any

threshold voltage level desired. The data output from the comparator on pin 7 is capable of driving a CMOS gate or an equivalent impedance.

Performance Characteristics

Table I includes the performance characteristics of the ASH receiver internally configured for a nominal 1.0 kb/s or a maximum 2.4 kb/s data rate with a center frequency of 433.92 MHz (RX1000). The baseband bandwidth was set for 2.4 kHz giving a noise equivalent bandwidth of 4.8 kHz. The channel width of ± 150 kHz includes the effects of temperature and initial manufacturing tolerance on the SAW coupled resonator filter. The actual filter bandwidth is 500 kHz minimum. The chosen width of the sampling pulse was 0.7 μ s and the period was 4.1 μ s for a sample repetition rate of approximately 250 kHz. This gives a duty factor for the first RF amplifier of 0.17 which increases the receiver noise figure by 7.7 dB over that achievable with the amplifier on full time (assuming stability could be achieved under such a condition). This duty factor of 0.17 causes the receiver current consumption to be approximately 1.1 mA with a Vcc of 3.0 volts. Changing the duty factor to 0.5 yields a current consumption of 2.1 mA and improves the sensitivity or noise figure of the receiver by 4.7 dB. The maximum operating signal level of -15 dBm is very conservative. The receiver has been demonstrated to work very well up to 0 dBm and down to the sensitivity level for over 100 dB of dynamic range.

Characteristic		Sym	Minimum	Typical	Maximum	Units
Operating Radio Frequency		f_c	433.92 Nominal			MHz
Received Carrier Modulation Type		Pulse Modulation (OOK)				
RF Band	Sensitivity		-100	-102		dBm
	Operating Signal Strength				-15	dBm
	Channel Width		$f_c \pm 200$			kHz
	Noise Equivalent BW	NEB		4.8		kHz
	Input Impedance	Z_{in}	50 Nominal			Ω
Interference Rejection	Half-Frequency Spurious			105		dB
	$f_c \pm 1$ MHz			20		
Sequencing (Sampling)	Sample Duration			700		ns
	Sample Repetition Rate			250		kHz
Baseband	Data Rate				2.4	kb/s
	3 dB Bandwidth		2.4			kHz
Comparator Threshold	Default (Terminal 5 NC)			25		mV
	Override (Terminal 5 LOW)			0		
Digital Output	CMOS Load Capacitance				10	pF
	Output HIGH Voltage	V_{OH}	$V_{CC} - 0.2$		V_{CC}	V
	Output LOW Voltage	V_{OL}	0.0		0.2	
	Rise Time	t_r			10	μ s
	Fall Time	t_f			10	
Power Supply	Operating Voltage	V_{CC}	2.7	3.0	3.5	VDC
	Current at 25°C and 3.0 V	I_{CC}		1.1	1.2	mA
Operating Ambient Temperature		T_A	-40		+85	°C

Table I - RX1000 Electrical Characteristic and Specification

A

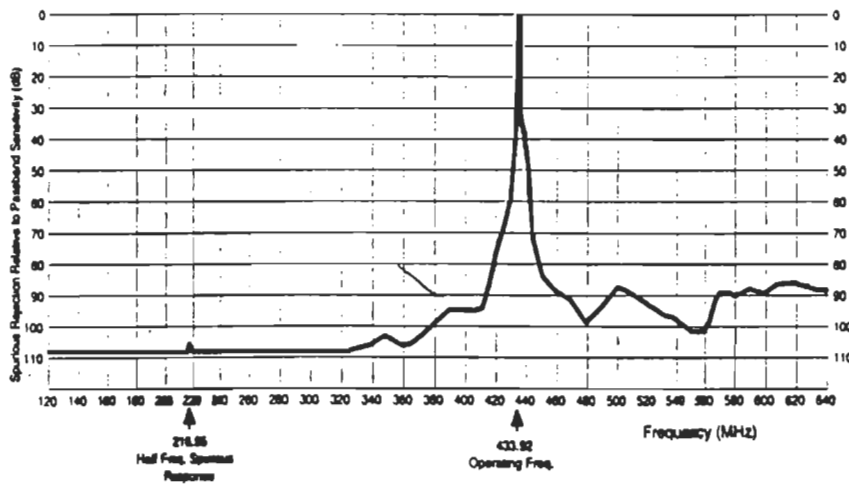


Figure 13 - ASH Receiver Modulated Interference Rejection (RX1000 Shown)

Frequency Selectivity

The frequency response of the 433.92 MHz ASH receiver is plotted in Figure 13. This plot was generated by applying a pulse-modulated RF signal to the receiver input and raising its level until a 10 dB signal-plus-noise to noise ratio was obtained at the baseband output pin. The RF level was then recorded at each frequency to generate the frequency response plot of Figure 13. This plot shows phenomenal performance for the receiver. When the tiny package size is considered, this performance would be difficult, if not impossible, to achieve with any other receiver architecture. On the low frequency side of the response, approximately 108 dB of rejection was demonstrated and approximately 90 dB was obtained on the high frequency side. The 3 dB bandwidth of this response, which is primarily set by the response of the SAW coupled resonator filter, was approximately 600 kHz. Theoretically, the only spurious responses for the ASH receiver architecture are produced by applying a subharmonic of the desired signal frequency. If the subharmonic is large enough in amplitude, it could, theoretically, overdrive the first RF amplifier and produce a harmonic which would be "on-frequency". The worst case subharmonic is at half the desired frequency. From Figure 13, the response of the receiver to the half-frequency signal was 105 dB below the in-band response. The third and fourth subharmonic responses were at or below the ultimate rejection of the receiver. Thus, the new receiver is free from any significant spurious responses.

Receiver/Transmitter Range Measurements

An RFM hybrid transmitter, the HX1000, mounted on the head of an automobile ignition key, was used to evaluate the open-air, line-of-sight range for the ASH receiver^{1,20}. The RF output of the HX1000 was impedance-matched to the metal key shank

using a series chip inductor. This simple antenna circuit, in conjunction with the HX1000, radiated a power level of -10 to -7 dBm. A Motorola MC145026D digital encoder IC was used to modulate the HX1000. This encoder was used only because it was readily available. The receiver antenna was a very low cost coil-loaded monopole as shown in Figure 14. This simple antenna has a gain about 2 dB below that of a quarter wave dipole antenna, whose gain is approximately 0 dB. Figure 15 is a schematic diagram of the receiver circuit used in the range test. A piezoelectric buzzer was used to obtain an audible indication that the MC145028 decoder recognized the code coming from the data output pin of the ASH receiver. The key-mounted transmitter was hand carried down the range, being held at a height of about 4 feet. The receiver was sitting on a cardboard box about 3 feet above the ground. The receiver was still recognizing the transmitted code at a distance of more than 1000 feet from the transmitter. On the same range, competitive receiver technologies were showing reception distances, with the same encoder/decoder combination, of 150 to 300 feet. The measured sensitivity of these receivers, which consisted of both superregenerative and superheterodyne technologies, was equal to and in one case better than the -100 dBm sensitivity of the ASH receiver. The big difference was the selectivity of the other

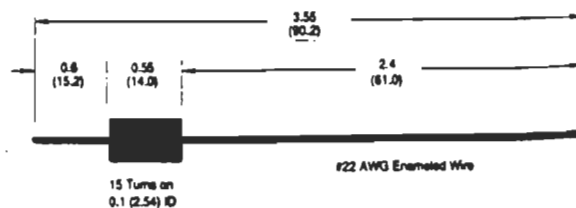


Figure 14 - 433.92 MHz Antenna

receivers level of th 70 dB. Us ing signa pager, UT there w same gen sensitivi nal woul 6 dB loss of two. T power lev 1000 feet receiver v to multipl be reduc urement other ha rejection 100 dB or to -20 dB retical rar

CONCI

A basica RFM to used in sh been real and two S

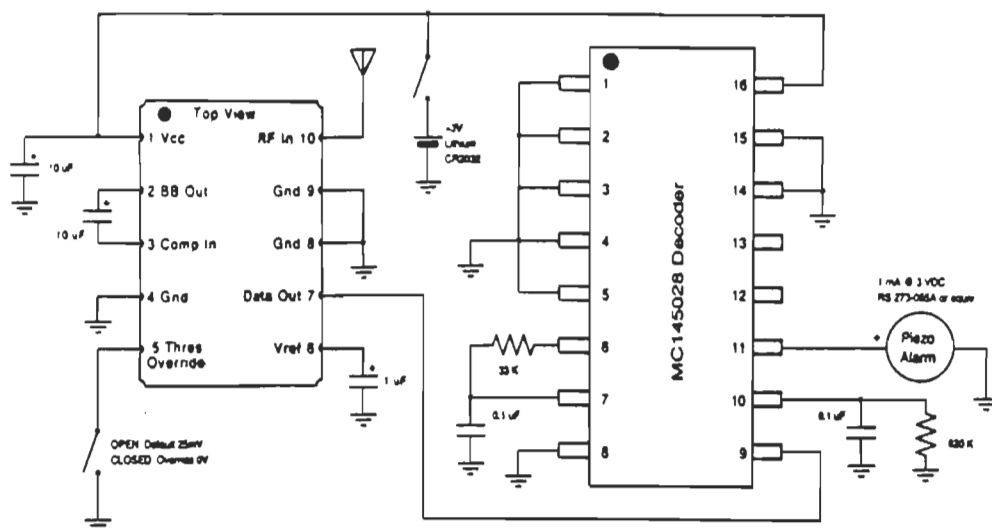


Figure 15 - Demonstration Circuit

receivers compared to the ASH receiver. The typical rejection level of the competitive receivers was 60 dB with an occasional 70 dB. Using a dipole antenna and a spectrum analyzer, interfering signals as high as -20 dBm were measured, especially at pager, UHF TV, VHF TV and FM radio frequencies. In addition, there was the occasional radiotelephone transmission at the same general level. If the receiver has a rejection of 70 dB and a sensitivity level of -100 dBm, a single -20 dBm interfering signal would desensitize the receiver by more than 10 dB. Each 6 dB loss in sensitivity decreases the free-space range by a factor of two. The theoretical range for a -100 dBm receiver and the power level obtained from the key transmitter is approximately 1000 feet. If we assume that the average desensitization of the receiver with 70 dB of interfering signal rejection is 12 dB due to multiple signals and other factors, the theoretical range would be reduced to 250 feet. This is very close to the 300 foot measurements obtained with the better competing receivers. On the other hand, the ASH receiver with a minimum out-of-band rejection of 90 dB on the high frequency side and more than 100 dB on the low frequency side would see no degradation due to -20 dBm interfering signals and would exhibit the full theoretical range of 1000 feet.

CONCLUSION

A basically new receiver architecture has been conceived at RFM to address the shortcomings of previous receiver types used in short range RF link applications. This new receiver has been realized using a custom IC for all of the active functions and two SAW devices, a coupled resonator bandpass filter and

a delay line. The receiver is completely contained in a $0.54 \times 0.37 \times 0.1$ inch hermetic surface mount package. The receiver can be powered with a 3 volt button lithium battery and consumes only 1.1 mA of current. The receiver requires only three external components, all of which are capacitors with non-critical values. There is no alignment or adjustment required with this receiver. The circuit board layout is non-critical and there is absolutely no tendency toward instability even with a large VSWR on the antenna port of the receiver. The receiver does not use an RF oscillator so the many problems associated with meeting radiation requirements, as specified by the various government regulatory agencies, become a non-issue. The new receiver does not have spurious frequency responses such as the familiar image frequency associated with superheterodyne receivers. With a sensitivity of -100 dBm and an out-of-band interfering signal rejection of approximately 100 dB, the ASH receiver has been demonstrated to have an open-air range of 1000 feet compared to 150 to 300 feet with competing receiver technologies. Competing technology receivers with the same measured sensitivity of -100 dBm were desensitized by normally-present interfering signals from pagers, UHF and VHF TV, radiotelephones and FM radio due to insufficient frequency selectivity. Thus, we see that in the crowded spectrum conditions of our present age, it is not good enough to simply have good sensitivity in a receiver. The sensitivity will be lost if sufficient filtering is not incorporated. The new ASH receiver appears to function very well in this environment due to its combination of good sensitivity and excellent out-of-band rejection.

A

REFERENCES

1. Ash, Darrell L., "SAW Devices in Wireless Communication Systems." IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, Vol. 1, pp. 115 - 124, 1993.
2. RF Monolithics, Inc., "Low-Power UHF Radio Component Selection Guide and Catalog," 1994.
3. Ash, Darrell and Coon, Allan, "A Micropower SAW-Stabilized Superregenerative Data Receiver," Application Note 25, RF Monolithics, Inc., July 1992.
4. Rudolph, T., "UAA3201T Application Note," Philips Semiconductors, September 1994.
5. Ash, Darrell L., "Sequential Amplifier," U. S. Patent No. 5,357,206, October 1994.
6. Coon, Allan, "Capabilities and Applications of SAW Coupled-Resonator Filters," Application Note 23, RF Monolithics, Inc., December 1990.
7. Wright, P. V., "Resonator," U. S. Patent No. 4,616,197, October 1986.
8. Heep, Larry, "Selective Null Placement in SAW Coupled Resonator Filters," IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, Vol. 1, pp. 185 - 188, 1991.
9. Wright, Peter, "Group Single-Phase Unidirectional Transducers With 3/8 And 5/8 Sampling," Patent No. 5,073,763, December 1991.
10. Clark, Earl E., "Low-Power Transmitter Design Using SAW Devices," RF Expo East, October 1993.

ABOUT THE AUTHOR

Darrell Ash is a founder and Senior Vice President of Engineering at RF Monolithics, Inc. in Dallas, Texas. He has 21 years of experience in using SAW devices to solve wireless communications problems. He is the inventor of the SAW stabilized superregenerative receiver and the ASH receiver. He previously worked in the Texas Instruments Corporate Research Laboratories applying SAW devices when the technology was in its infancy. Prior to Texas Instruments, he worked for the Magnavox Company in their Government and Industrial division designing UHF receivers and transmitters. He received his BSEE from the University of Evansville and his MSEE from Brigham Young University. Mr. Ash is a Senior Member of the IEEE.

A

This is a pre-print of a paper presented at RF Expo West in San Diego, January, 1995 and is the basis for the cover story of the December, 1994 issue of RF Design magazine.

Annexe VI

2.4.2 Advantages and disadvantages

The greatest benefits of the PBGA package are its low cost and TCE match to organic PCB materials (boards). The most important benefit of CBGA is that it is cost competitive with PBGA and offers higher density and finer pitch connection that reduces board space requirements. CBGA reliability data documents clearly show that TCE mismatch is not an issue for ceramic substrates 25 mm square or less. PBGAs have several technical concerns that CBGA overcomes. Good TCE match between silicon devices and CBGA packages allow for reliable mounting of large-area devices, a real problem for BT resin-based PBGAs. Recent failure analysis studies of PBGA reveal die-to-package failures at the edge of the device. CBGA has no moisture sensitivity eliminating the "popcorn" cracking or delamination problems typical of overmolded packages. Electrically, as stated previously, CBGAs specifications are far superior to PBGAs due to the "die to edge to die" routing required in plastic laminates. Finally, it is important to note that standard CBGA designs incorporate power and ground planes for improved performance, a significant cost adder to PBGAs currently. Table 2.3 summarizes advantages and disadvantages of both CBGAs and PBGAs packages.

TABLE 2.3 CBGA versus PBGA (after Ken Wood).

	Advantages	Disadvantages
Ceramic BGA Package	<ul style="list-style-type: none"> * Highest I/O per area * High power > 2 watts * Low L > 4nH * Low profile < 4 mm * Hermetic (if needed) * No "popcorn" issues * High speed * Large die sizes, TCE * Pwr/Gnd planes * Proven pkg. tech. * MCM capability 	<ul style="list-style-type: none"> * TCE mismatch, PCB limits package size to 25 mm SQ without epoxy underfill. * Slightly higher cost than PBGA
Plastic BGA Packages	<ul style="list-style-type: none"> * Good TCE to PCB * Low cost * Strip assembly * Self-aligns to PCB * Low profile < 2 mm * MCM capability * Most reliability data for board attach 	<ul style="list-style-type: none"> * Lower I/O per area * Less power < 2 W * High L > 10 nH * Routes to edge * Mold problems * High cost pwr./gnd. * Nonhermetic * Big TCE mismatch to silicon * Package camber * "Popcorn" problem