



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère De L'enseignement Supérieur Et De La Recherche Scientifique

Université Des Frères Mentouri Constantine

Faculté Des Sciences De la Technologie

Département D'Electronique



N° d'ordre : 106/D3C/2018

Série : 11/Elec/2018

Thèse

Présentée pour Obtenir le Diplôme de Doctorat 3^{eme} Cycle LMD

En Electronique

Option : Electronique

Thème

**Etude et Réalisation d'une Balise de
Transmission Numérique
Terre/Troposphère**

Présenté par : Ali Srihen Billel

Présenté et Soutenu devant le jury :

Président : Mr Chaabi Abdehafid Professeur-Université Des Frères Mentouri Constantine

Directeur de thèse : Mr Benslama Malek Professeur-Université Des Frères Mentouri Constantine

Examineurs : Mr Redadaa Salah Professeur-Université 8 Mai 1945- Guelma

Mr Boualleg Ahcene Maitre de Conférence A-Université 8 Mai 1945- Guelma

Année Universitaire 2017/2018

Remerciements

Je remercie tout d'abord notre dieu de m'avoir aidé à atteindre ce but et de défier tous les obstacles afin de compléter cette modeste thèse, sans lui rien ne se fait ou ne se crée.

Tout d'abord, je remercie le Professeur BENSLAMA Malek, mon directeur de thèse, qui a toujours suivi ce travail avec intérêt et qui m'a prodigué et aidé par des encouragements. Je remercie aussi le Professeur Jean-Paul Yonnet, mon encadreur de Stages, pour ses explications, son enthousiasme et pour m'avoir donné l'opportunité de venir en France afin de réaliser cette thèse.

Le partenariat exemplaire en matière d'Enseignement Supérieur, entre Université des Frères Mentouri Constantine Algérie et l'Université Joseph Fourier Grenoble 1 France à permis de réaliser la construction et les tests avec succès de la première Balise 406 MHz Algérienne, sous la conduite du directeur de recherche CNRS émérite Monsieur Jean Paul Yonnet en qualité d'encadreur de Stages.

Je tiens à remercier les personnes du laboratoire G2Elab, qui m'ont accueilli dans une ambiance tout à fait familiale dès mon arrivée à Grenoble. Je remercie aussi mes collègues du laboratoire Electromagnétiques et Télécommunications, pour les moments très agréables.

Finalement, Je remercie mes parents, mes frères, ma sœur, ainsi que ma femme qui m'a accompagné au long de cette période difficile pour leurs soutiens et leurs conseils. Et pour tous ceux qui de près ou de loin ont rendu ce travail possible.

Résumé

Le thème de notre thèse est l'étude, la conception, et **la réalisation de la première balise 406 MHz Algérienne par le doctorant Ali Srihen Billel** de transmission numérique, associé à un décodeur de trame 406 Mhz mobile.

L'atmosphère constitue un vecteur important des délais de transmission et réception. Les facteurs climatiques, et géographiques influent sur la qualité de transmission, et en même temps de réception, au fur et à mesure de l'évolution des travaux de recherches, nous a mené d'intégrer les niveaux supérieurs, et même les orbites éloignées.

Cette étude a été scindée en deux grandes parties, une théorique, et l'autre pratique.

Il paraît nécessaire de présenter la structure de l'atmosphère avec les différents types de propagations, ainsi que les bases physiques de la propagation troposphérique, exposer les effets de la propagation troposphérique pour avoir un rayonnement optimal. Un nouveau type d'antenne de type photonique est proposé, il est capable d'envoyer des signaux complexes (numériques), tout en garantissant la sécurité des informations contenues dans les trames.

La structure générale du système COSPAS SARSAT, son concept de fonctionnement, les règles qui régissent le système, son rôle de sauvetage, la récupération des informations des cibles en détresse, localisations et organisation des secours.

La partie pratique, relative, à la conception, la réalisation de la Balise 406 MHz, ainsi que le récepteur décodeur mobile associé à notre Balise, le récepteur est capable de surveiller l'ensemble des différentes fréquences utilisées par les balises 406 MHz.

Les réalisations ainsi que les tests et résultats, ont été effectuées au Laboratoire Génie Electrique G2Elab de Grenoble avec succès.

Les tests de fonctionnement en situation réelle ont été réalisés avec le concours de la station radio amateur de Grenoble France, seule instance civile habilitée à émettre des

signaux et à les recevoir dans la bande 406 MHz, L'enregistrement de la balise et les essais complémentaires ont été réalisés sous la direction du professeur Jean-Paul Yonnet qui assure l'encadrement de mes stages.

L'émission et la réception d'un signal Balise 406 MHz, nécessite de connaître la phénoménologie de la troposphère, pour s'assurer de la meilleur qualité du signal, de cerner les interférences, ainsi que le fading, qui risquent d'influer sur l'émission et la réception.

Dans un souci de miniaturisation de la balise, nous avons opté pour une micro antenne photonique, dans le souci d'améliorer la réception du signale de la balise en détresse, et d'un cryptage future des signaux émis, nous avons démontré le bilan de liaison pour le système MEOSAR, nous avons montré que la liaison montante est plus sensible par rapport à la liaison descendante MEOLUT, enfin nous avons évalué l'impact du temps de montée du signal et du rythme symbole sur la performance de démodulation du message de détresse, chaque pays participant à ce système doit respecter toute la réglementation mise au point par COSPAS SARSAT.

Comme nous l'avons signalé plus haut, notre Balise testée en situation réelle de déploiement, les résultats obtenus sont prometteurs, il est intéressant d'entreprendre des recherches plus profond, afin d'avoir le meilleur panorama explicatif du fonctionnement de la balise, pour une multitude de fonction, entre autre la couverture des frontières terrestres dont un ensemble de réseau englobant les balises, les caméras et les capteurs. On peut envisager ainsi le monitoring des grandes installations pétrolières et gazières avec des balises structurées en réseau et comprenant des capteurs de température, de pression, de l'humidité ainsi qu'un système d'alerte.

Mots clé : Onde électromagnétique, Antennes photoniques, Balise 406 MHz, trames, système COSPAS SARSAT, décodeur, système MEOSAR, propagation troposphérique.

Abstract

The theme of our thesis is the study, design, and realization of the first 406 MHz Algerian beacon by the doctoral student Ali Srihen Billel digital transmission associated with a 406 Mhz mobile frame decoder.

The atmosphere is a vector that is important for transmission and reception times. Climatic and geographical factors affect the quality of transmission and, at the same time, reception, as research evolutions progressed, led us to integrate the higher levels, and even the distant orbits.

This study has been divided into two main parts, one theoretical and the other practical.

It seems necessary to present the structure of the atmosphere with the different types of propagation, as well as the physical bases of the tropospheric propagation, to expose the effects of the tropospheric propagation to have an optimal radiation. A new type of photonic antenna is proposed, it is capable of sending complex (digital) signals, while guaranteeing the security of the information contained in the frames.

The general structure of the COSPAS SARSAT system, its operating concept, the rules that govern the system, its role of rescue, the recovery of information from distressed targets, locations and organization of rescue.

The practical part, relative to the design, the realization of the Beacon 406 MHz, as well as the mobile decoder receiver associated with our Beacon, the receiver is able to monitor all the different frequencies used by 406 MHz beacons.

The achievements as well as the tests and results were carried out at the G2Elab Electrical Engineering Laboratory in Grenoble with success.

The real-life operating tests were carried out with the assistance of the amateur radio station of Grenoble France, the only civilian authority authorized to transmit signals and receive them in the 406 MHz band, the registration of the beacon and the tests.

Complementary projects were conducted under the direction of Professor Jean-Paul Yonnet, who supervises my internships.

The emission and reception of a Beacon 406 MHz signal, requires to know the phenomenology of the troposphere, to ensure the best quality of the signal, to identify the interference, as well as the fading, which are likely to influence the show and the reception.

For the sake of miniaturization of the beacon, we opted for a micro photonic antenna, in order to improve the reception of the signal of the beacon in distress, and a future encryption of the emitted signals, we demonstrated the balance of link for the MEOSAR system, we have shown that the uplink is more sensitive compared to the MEOLUT downlink, finally we have evaluated the impact of the signal rise time and the symbol rate on the demodulation performance of the distress message. each country participating in this system must comply with all the regulations developed by COSPAS SARSAT.

As we pointed out above, our Beacon tested in actual deployment situation, the results obtained are promising, it is interesting to undertake deeper research, in order to have the best explanatory panorama of the operation of the beacon, for a multitude of functions, including coverage of land borders including a set of network encompassing beacons, cameras and sensors. In this way, the monitoring of large oil and gas installations can be envisaged with structured network tags including temperature, pressure and humidity sensors as well as a warning system.

Keywords: Electromagnetic wave, Photonic Antennae, 406 MHz beacon, frames, COSPAS SARSAT system, decoder, MEOSAR system, tropospheric propagation

ملخص

موضوع أطروحة لدينا هو دراسة وتصميم وتحقيق أول منارة 406 ميغاهيرتز جزائرية من قبل طالب الدكتوراه علي سريحن بلال المرتبطة فك تشفير الإطار المحمول 406 ميغاهيرتز.

الغلاف الجوي هو ناقل مهم لأوقات الإرسال والاستقبال. والمناخية والجغرافية وتؤثر على نوعية الإرسال والاستقبال وفي الوقت نفسه، فإن الاستقبال ، مع تقدم الأبحاث ، يقودنا إلى دمج المستويات العليا ، وحتى المدارات البعيدة. تم تقسيم هذه الدراسة إلى قسمين رئيسيين، أحدهما نظري والآخر عملي.

يبدو من الضروري تقديم بنية الغلاف الجوي مع أنواع مختلفة من انتشار فضلا عن الأساس المادي للنشر التروبوسفير، يحمل آثار انتشار التروبوسفير لإشعاع الأمثل. يقترح نوع جديد من الهوائيات الفوتونية ، وهو قادر على إرسال إشارات (رقمية) معقدة ، مع ضمان أمن المعلومات الموجودة في الأطارات.

الهيكل العام للنظام كوسباس-سارسات، مفهوم عملها، والقواعد التي تحكم نظام، ودورها في الإنقاذ، معلومات الاسترداد الأهداف المتعثرة والمواقع والاستجابة لها.

الجزء العملي، نسبة إلى التصميم، وتحقيق ميغاهيرتز بطاقة 406، وفك استقبال المحمول يرتبط مع هذه العلامة، والمتلقي هو قدرة على رصد جميع الترددات المختلفة المستخدمة من قبل 406 علامات ميغاهيرتز.

تم تنفيذ الإنجازات وكذلك الاختبارات والنتائج في مختبر الهندسة الكهربائية G2Elab في غرونوبل بنجاح.

في وأجريت اختبارات التشغيل الفعلي بها مع مساعدة من محطة هواة الراديو في غرونوبل فرنسا، أذن دعوى مدنية فقط لنقل الإشارات واستقبالهم في الفرقة 406 ميغاهيرتز، وتسجيل العلامة واختبار تم تنفيذ مشاريع تكميلية تحت إشراف البروفيسور جان بول يونيت ، الذي يشرف على تدريبي.

نقل واستقبال إشارة منارة 406 ميغاهيرتز، يتطلب معرفة الظواهر التروبوسفير، لضمان أفضل جودة الإشارة، وتحديد التدخل ويتلاشى، والتي قد تؤثر على العرض والاستقبال.

من أجل التصغير للعلامة، اخترنا لهوائي الضوئية الصغيرة، من أجل تحسين استقبال الإشارات من منارة استغاثة، والتشفير المستقبل الإشارات المرسله، أثبتنا الميزانية العمومية رابط لMEOSAR، أظهرنا أن الإرسال هو أكثر حساسية مقارنة MEOLUT الهابطة أخيرا قمنا بتقييم تأثير الوقت صعود إشارة ومعدل الترميز على أداء الإستخلاص من رسالة استغاثة يجب أن تمتثل كل دولة مشاركة في هذا النظام لجميع اللوائح التي وضعتها كوسباس سارسات.

كما ذكرنا أعلاه، لدينا سيكون اختبار في موقع النشر الفعلي، نتائج واعدة، فمن المثير للاهتمام أن إجراء بحوث أكثر عمقا من أجل الحصول على أفضل محة توضيحية للعمل شعارا ل العديد من الوظائف ، بما في ذلك تغطية الحدود البرية بما في ذلك مجموعة من الشبكات التي تشمل المنارات والكاميرات وأجهزة الاستشعار. وبهذه الطريقة ، يمكن تصور مراقبة منشآت النفط والغاز الكبيرة باستخدام علامات شبكة منظمة بما في ذلك أجهزة استشعار درجة الحرارة والضغط والرطوبة ، فضلاً عن نظام إنذار.

كلمات البحث: الموجات الكهرومغناطيسية، الهوائيات الضوئية، المنارات 406 ميغاهيرتز ، الأطر ، نظام كوسباس سارسات ، جهاز فك الترميز ، نظام MEOSAR ، الانتشار التروبوسفيري

Table des matières

Remerciements	i
Résumé	ii
Abstract	iv
ملخص	vi
Table des matières	vii
Table des figures	x
Liste des tableaux	xvi
Introduction Générale	vii
CHAPITRE 1 Propagation Troposphérique et La Méthode FWCIP	1
1.1. Introduction	1
1.2. L'atmosphère	2
1.2.1. Définition et Structure	2
1.2.2. L'humidité	5
1.2.3. Les différentes classes liquide et solide de l'eau	5
1.3. Les types de propagation	6
1.3.1. Les chemins de propagation.....	6
1.3.2. Les diverses gammes d'ondes	7
1.3.2.1. Les ondes moyennes.....	7
1.3.2.2. Les ondes courtes.....	8
1.3.2.3. Les ondes ultracourtes et micro-ondes.....	8
1.3.2.4. Les autres méthodes de communication.....	8
1.4. Propagation troposphérique	8
1.4.1. Equations de Maxwell dans la troposphère	8
1.4.2. Equations Maxwell à l'équation Eikonale.....	11
1.4.3. L'indice de réfraction	15
1.5. La Méthode procédure itérative du concept d'onde rapide FWCIP	16
1.5.1. Définition.....	16
1.5.2. Formulation théorique.....	16
1.5.2.1. Le concept d'onde.....	17
1.5.2.2. Le processus itératif	19
1.6. Conclusions	21
CHAPITRE 2 Système de Recherche et Sauvetage COSPAS SARSAT	23
2.1. Introduction	23
2.2. Recherche et sauvetage par satellite	24
2.2.1. Premiers systèmes de recherche et de sauvetage	24
2.2.2. Conception Générale du Système.....	25
2.3. Localisation de la balise	27
2.3.1. Satellite orbite terrestre LEOSAR.....	27
2.3.2. Satellites en orbite géostationnaire GEOSAR.....	29
2.3.3. Satellite MEOSAR.....	30
2.3.3.1. Définition.....	30
2.3.3.2. Liaison du système MEOSAR	32

a. Liaison montante	33
b. Liaison descendante	35
c. Simulations	38
2.3.4. Comparaison entre systèmes LEOSAR et MEOSAR.....	40
2.3.5. La solution MEOLUT Next (Thales Alenia Space).....	41
2.4. Simulateur COSPAS SARSAT	43
2.4.1. Temps de montée	45
2.4.2. Taux d'erreur binaire	46
2.5. Conclusions	48

CHAPITRE 3 Généralité sur Messages Numériques de la Balise 406 Mhz 49

3.1. Introduction	49
3.2. Caractéristique de la balise	50
3.3. Éléments fonctionnels des balises	51
3.3.1. Générateur de messages numériques	51
3.3.2. Modulateur et transmetteur 406 MHz	53
3.4. Structure de message numérique.....	57
3.5. Codage des Balises 406 MHz	58
3.5.1. Indicateur de format de message, protocole et code de pays	60
3.5.2. Codes de protocole	61
3.5.3. Protocoles d'utilisateur.....	62
3.6. Règlements des participants (ALGERIE) pour COSPAS-SARSAT.....	71
3.6.1. Règlements.....	71
3.6.2. Règlement national des balises PLB en série.....	71
3.6.3. Méthodes de codage d'ELT.....	72
3.6.4. Règlements d'essais de balise.....	72
3.6.5. Points de contact pour les questions de balise	72
3.7. Test de votre balise 406 MHz.....	73
3.8. Conclusions.....	73

CHAPITRE 4 Réalisation de la Balise 406 MHz 74

4.1. Introduction	74
4.2. Balise 406 MHz	75
4.3. Conception de la balise.....	76
4.3.1. Le synthétiseur DDS.....	76
4.3.2. Carte UHF.....	79
4.3.2.1. Multiplicateur.....	79
4.3.2.2. Modulateur	79
4.3.2.3. Oscillateur	84
4.3.3. Carte de pilotage.....	87
4.3.3.1. Générateur de trames (PIC 16F88 ou 16F886).....	89
4.3.4. Connexion du GPS.....	92
4.4. L'émetteur	95
4.5. Les circuits imprimés et la construction.....	96
4.5.1. Carte UHF.....	96
4.5.2. Carte de pilotage	100
1.6. Conclusions	102

CHAPITRE 5 Récepteur et Décodeur de la Balise 103

5.1. Introduction	103
5.2. La carte électronique WAVIX.....	104
5.2.1. Application de la carte WAVIX	105
5.2.2. Modification de la carte WAVIX.....	106

5.3. Alimentation	111
5.4. Surveillance et alarme	111
5.4.1. Système de correction automatique de fréquence (CAF).....	111
5.4.2. Alarme sonore	113
5.4.3. Le S-mètre	113
5.5. Décodeur de trames 406 MHz	115
5.5.1. Le circuit d'alimentation	115
5.5.2. Le circuit d'entrée et de mise en forme des signaux.....	116
5.5.3. Microcontrôleur.....	117
5.5.4. L'entrée GPS.....	118
5.6. Conception du système réception et décodage	119
5.6.1. Réglages et alignement de la carte WAVIX.....	120
5.6.2. Décodeur.....	124
5.6.3. Conception finale du système de réception et décodage.....	132
5.7. Conclusions	133

CHAPITRE 6 Test et Résultats 135

6.1. Introduction	135
6.2. Fonctionnement de la balise 406 MHz	136
6.3. La position de la balise 406 MHz	138
6.3.1. Introduction	138
6.3.2. Remarque sur les trames	138
6.3.3. Utilisation des trames avec un PC par prise USB	139
6.3.4. Utilisation des trames GPS en APRS.....	142
6.4. Le générateur de trames	142
6.5. Visualisation des signaux de sortie du récepteur	143
6.6. Décodeur de trames de balise de détresse 406 MHz	148
6.6.1. Tests et réglages	149
6.6.2. Fonctionnement du décodeur.....	151
6.6.3. Fonctionnement de l'affichage de la distance entre décodeur.....	153
6.6.4. Fonctionnement des mémoires du décodeur.....	155
6.7. Fonctionnement de système récepteur décodeur	156
6.8. Analyse du rayonnement de l'antenne photonique	157
6.9. Conclusions	159

Conclusions Générale et perspectives 161

Bibliographie 164

Table des figures

Figure 1.1- Structure verticale de l'atmosphère terrestre.....	3
Figure 1.2. Différents types de propagation.....	7
Figure 1.3- Circuit Planaire.....	17
Figure 1.4- Vecteurs $\vec{E}_T, \vec{H}_T, \vec{J}$	18
Figure 1.5- Processus itératif.....	20
Figure 1.6. Structure en coin coiffé.....	21
Figure 2.1- Les Participants internationale au COSPAS SARSAT.....	25
Figure 2.2- Balises de détresse du système COSPAS SARSAT	25
Figure 2.3- Fonctionnement du système COSPAS SARSAT.....	26
Figure 2.4- Noms et carte des MCC.....	27
Figure 2.5- Satellites LEOSAR, ET GEOSAR.....	27
Figure 2.6- Orbite et couverture instantanée de LEOSAR.....	28
Figure 2.7- Orbite et Les régions couvertes par GEOSAR.....	29
Figure 2.8- Satellite MEOSAR.....	30
Figure 2.9- Le Concept du système MEOSAR.....	32
Figure 2.10- Bilan de liaison pour le système MEOSAR.....	33
Figure 2.11- Angles d'élévation pour les liaisons montante et descendante.....	35
Figure 2.12- Rapports C/No et C/Io du bilan de liaison pour le système MEOSAR.....	39
Figure 2.13- Comparaison de la zone de couverture des systèmes LEOSAR et MEOSAR.....	40
Figure 2.14- La technologie Révolutionnaire MEOLUT Next.....	42
Figure 2.15- Fonctionnement du Futur Système MEOSAR.....	43
Figure 2.16- Organisation des traitements du simulateur COSPAS SARSAT.....	43
Figure 2.17- Analyse spectrale du signal bruité.....	44
Figure 3.1- Format court message.....	52
Figure 3.2- Format long message.....	52
Figure 3.3- Masque d'émission parasite pour une bande de 406,0 à 406,1 MHz.....	55
Figure 3.4- Schéma de codage et de modulation des données.....	55
Figure 3.5- Définition de la modulation montée et de descente de temps.....	56
Figure 3.6- Résumé des options de codage des Balises 406 MHz.....	58

Figure 3.7- Champs de données du format de message court.....	59
Figure 3.8- Champs de données du format de message long.....	60
Figure 3.9- Affectation de bit pour le premier champ de données protégées (PDF-1) des protocoles utilisateur.....	63
Figure 3.10- Structure de protocole d'utilisateur en série utilisant un numéro de série codé.....	65
Figure 3.11- Structure de protocole d'utilisateur en série l'adresse 24 bits de l'avion.....	66
Figure 3.12- Structure de protocole utilisateur en série.....	67
Figure 3.13- structure format de codage Protocoles national d'utilisateur.....	68
Figure 3.14- Affectation de bit pour le premier champ de données protégées (PDF-1) du protocole Test de l'utilisateur.....	68
Figure 3.15- Affectation de bit pour le premier champ de données protégées (PDF- 1) du protocole d'utilisateur d'aviation.....	71
Figure 4.1. Schéma bloc du la balise 406.040 MHz.....	75
Figure 4.2. Générateur DDS fonctionnant avec un circuit AD9851.....	77
Figure 4.3. Amplitude de sortie du générateur DDS (Mesures effectuées par Manel Zidi au G2E Lab).....	78
Figure 4.4. Générateur DDS réglé sur 12,688,750 Hz, soit 12,688.750 MHz.....	78
Figure 4.5. Schéma bloc fonctionnedu MICRF113.....	79
Figure 4.6. Modulation PSK à $\pm 1,1$ radian.....	80
Figure 4.7. Schéma du modulateur	81
Figure 4.8. Pilotage du modulateur.....	83
Figure 4.9. Le module UHF avec son quartz.....	84
Figure 4.10. Schéma de l'oscillateur	85
Figure 4.11. Le module UHF avec l'arrivée de son signal extérieur.....	86
Figure 4.12. Schéma du montage « générateur de trames ».....	88
Figure 4.13. Chronogramme de fonctionnement.....	89
Figure 4.14. Partie supérieure d'une radiosonde Modem M2K2.....	93
Figure 4.15. Connexions du TRIMBLE Copernicus.....	94
Figure 4.16. Le 74HC04 monté sous le GPS pour inverser le signal de sortie.....	94
Figure 4.17. Passage émission de la Balise.....	95
Figure 4.18. Circuit imprimé de la carte UHF.....	96
Figure 4.19. Traversées isolées du plan de masse.....	97
Figure 4.20. La carte UHF vue cote piste avec ses condensateurs CMS et les diodes	

PIN.....	98
Figure 4.21. La carte UHF vue cote piste avec les lignes coaxiales.....	98
Figure 4.22. La carte UHF câblée.....	99
Figure 4.23. Gros plan sur le module UHF TX-5.....	99
Figure 4.24. Le module TX-5 après modifications, côté pile et coté face. Le quartz 13.560 MHz été remplacé par un quartz 13.500 MHz, et un condensateur ajustable de 20 pF a été ajouté entre le quartz et la masse pour pouvoir régler la fréquence.....	100
Figure 4.25. Circuit imprimé de la carte de pilotage.....	101
Figure 4.26. Carte de pilotage vue cote soudures.....	101
Figure 4.27. La carte de pilotage finie. Au-dessus du PIC, la LED transparente émet une lumière rouge.....	102
Figure 5.1. Schéma de décodeur 406.....	104
Figure 5.2. Schéma très sommaire de la carte électronique.....	105
Figure 5.3. Vue intérieure d'une valise « Stasia 906 » (Photo James Howard)...	105
Figure 5.4. Caractéristique C(V) des diodes BB200.....	107
Figure 5.5. Montage potentiométrique de commande des Vari cap.....	108
Figure 5.6. Les éléments à modifier sur la carte du récepteur WAVIX.....	109
Figure 5.7. Le nouveau quartz du premier oscillateur local.....	109
Figure 5.8. Le deuxième oscillateur local, le quartz 22,1184 est en format HC- 49S.....	110
Figure 5.9. Les différentes fréquences des oscillateurs locaux (OL1, OL2 et OL3) et les fréquences intermédiaires (FI1, FI2 et FI3).....	110
Figure 5.10. Circuit d'alimentation 12V et 5V.....	111
Figure 5.11. Schéma électronique du système CAF.....	112
Figure 5.12. Connexion du bipper au décodeur de trames.....	113
Figure 5.13. Tension de sortie RSSI en fonction du niveau RF.....	114
Figure 5.14. Circuit de pilotage du S-mètre à partir de la sortie RSSI du MC13135.....	114
Figure 5.15. Schéma de la partie alimentation.....	116
Figure 5.16. Schéma du circuit d'entrée et de mise en forme des signaux.....	117
Figure 5.17. Schéma de la partie PIC.....	118
Figure 5.18. Schéma de l'entrée GPS.....	119
Figure 5.19. Les trois parties du système.....	119
Figure 5.20. Filtres hélicoïdaux du circuit d'entrée FL101 et FL102.....	120

Figure 5.21. Filtres hélicoïdaux du circuit d'entrée de la carte WAVIX.....	122
Figure 5.22. Récepteur WAVIX, avec une carte additionnelle pour le S-mètre et la Correction Automatique de Fréquence.....	123
Figure 5.23. Brochage du TLC2274 (un quadruple ampli op).....	124
Figure 5.24. Brochage du 78L05, régulateur 5V 100 mA.....	125
Figure 5.25. Dessin du circuit imprimé (cote pistes).....	125
Figure 5.26. Implantation des composants.....	126
Figure 5.27. Tous les composants pour le décodeur 406 MHz	127
Figure 5.28. Montage des 4 pontages.....	127
Figure 5.29. La carte avec les supports et les résistances montés.....	128
Figure 5.30. La carte est pratiquement finie, il ne reste plus que le montage des 3 LED côté pistes.....	128
Figure 5.31. Les 2 connecteurs 6 broches soudés coté piste cuivre. On voit aussi les 3 LED inclinées vers l'extérieur, ainsi que la vis nylon pour maintenir la carte parallèlement à l'afficheur.....	129
Figure 5.32. Les 2 connecteurs femelles 6 broches soudés sous l'afficheur.....	129
Figure 5.33. Décodeur avec la carte DECTRA.....	130
Figure 5.34. Le système complet de réception et d'écoute des balises 406 MHz..	133
Figure 6.1- Générateur DDS réglé sur 12,688.750 MHz.....	136
Figure 6.2- Balise sur la fréquence 406.040 MHz.....	137
Figure 6.3- Mesure au fréquencemètre de la fréquence UHF obtenue.....	137
Figure 6.4 – Mesure au l'analyseur de spectre de la fréquence d'émission de la balise.....	138
Figure 6.5- Paramétrage de Google Earth.....	139
Figure 6.6- Utilisation du générateur de trames GPS avec Google Earth. La position est montrée par un rond bleu.....	140
Figure 6.7- Positionnement de la balise avec Carto Exploreur 3. La position est montrée par la flèche rouge.....	140
Figure 6.8- Exemple d'utilisation avec le logiciel « Carte sur Table ». Le fond cartographique provient du site France APRS.....	141
Figure 6.9- Avec une connexion internet, on peut utiliser Google Maps Tracker.	141
Figure 6.10- Affichage sur Google Map de la position de la balise.....	142
Figure 6.11- Créneaux en sortie du Générateur de Trames.....	143
Figure 6.12- Enregistrement sur la sortie Haut-Parleur avec Audacity.....	143
Figure 6.13- Visualisation à l'oscilloscope des signaux lors de la réception d'une	

trame.....	144
Figure 6.14- Enregistrement de la même trame par la sortie Discriminateur....	145
Figure 6.15- Signaux de sortie avec le filtre passe-haut. Ce sont les mêmes échelles que pour la photo 2. Les signaux de sortie sont maintenant sous forme de pics alternés.....	145
Figure 6.16- Analyse fréquentielle du signal de la trame sur la sortie Haut-Parleur	
Figure 6.17- Analyse fréquentielle du signal de la trame sur la sortie Discriminateur.....	147
Figure 6.18- Visualisation à l'oscilloscope des signaux lors de la réception d'une trame (récepteur AOR AR 8000).....	148
Figure 6.19 et 6.20- Le décodeur de trames avec sa nouvelle carte DECTRA...	149
Figure 6.21- Réglage du contraste de l'afficheur.....	150
Figure 6.22- Avec le PIC programmé mis en place sur son support, l'écran d'accueil apparaît lors de la mise sous tension.....	150
Figure 6.23- Le décodage d'une trame « Exercice » provenant d'un générateur de trames.....	151
Figure 6.24- Trame reçue sans GPS connecté donnant l'heure.....	152
Figure 6.25- Trame transmise par une balise qui devrait donner sa position.....	152
Figure 6.26- Position Plot in Google Earth.....	153
Figure 6.27 et 6.28- Affichage de distance et du cap	154
Figure 6.29- La position de la balise est discrétisée au pas de 4 secondes d'arc, ce qui conduit à une incertitude de Position de 123 m Nord et 87 m Est.....	155
Figure 6.30- Le récepteur associé au décodeur en fonctionnement.....	156
Figure 6.31. Modèle de champ lointain total d'une source de ligne près d'un coin conducteur.....	157
Figure 6.32. Schémas de champ proche d'une source de ligne près d'une cale conductrice avec un bord coiffé de conducteurs (a) E_z (b) H_ρ (c) H_φ	158
Figure 6.33. Schémas de champ proche d'une source de ligne près d'un coin conducteur avec un bord coiffé de diélectrique (a) E_z (b) H_ρ (c) H_φ	158

Figure 6.34. Motifs de champ proche d'ondes planes incidentes sur une cale conductrice avec un bord coiffé de conducteurs (a) E_z (b) H_ρ (c) H_φ 159

Figure 6.35. Motifs de champ proche d'ondes planes incidentes sur un coin conducteur à capuchon diélectrique(a) E_z (b) H_ρ (c) H_φ 159

Liste des tableaux

Tableau 1.1- Constituants de l'air.....	4
Tableau 2.1 – Paramètres du bilan de liaison pour le système MEOSAR.....	38
Tableau 2.2 – Paramètres du simulateur COSPAS SARSAT.....	45
Tableau 2.3 – TEB obtenus et messages perdus (MP) pour différentes valeurs de Tr et de C/No.....	46
Tableau 2.4 – TEB obtenus, messages perdus (MP) et matrices d'erreurs pour différents C/No et Rs.....	47
Tableau 3.1- Combinaisons de l'Indicateur de format et de l'Indicateur de protocole.....	62
Tableau 4.1. Fréquences standard entre 12,000 et 13,560 MHz, et fréquences UHF obtenues. Pour obtenir exactement 406,000 MHz, il faut un quartz sur 12,6875 MHz.....	86

Introduction Générale

L'objectif recherché de cette thèse est l'étude et la réalisation d'une balise de transmission terre /troposphère. Sur le plan radiocommunications, cette partie de l'atmosphère constitue un vecteur fondamental pour la transmission avec des délais de transmission extrêmement raisonnables. Par la suite, l'évolution du travail de recherche, nous a conduit naturellement à inclure les niveaux supérieurs de l'atmosphère et même des orbites franchement éloignées de la troposphère.

Nous donnons en premier lieu la structure de l'atmosphère, puis dans un deuxième temps les types des propagations ainsi que les bases physiques de la propagation des ondes dans une atmosphère neutre. Par la suite, nous exposerons les effets de la propagation troposphérique. Pour assurer un rayonnement optimal, un nouveau type d'antenne de type photonique est proposé. Ce nouveau type est capable de rayonner des signaux complexes tout en garantissant la sécurité des informations contenues dans les trames. Pour pouvoir modéliser ce type d'antenne, nous avons fait appel à la méthode dite procédure itérative du concept d'onde rapide (Fast Wave Concept Itérative Procédure). Cette méthode à l'avantage de l'actualité de la robustesse, et surtout de son adaptation au traitement des antennes photoniques.

D'un point de vue historique, il est utile de se rappeler les premières balises analogiques appelées balises Argos, Atmos, et Sargos. Ces balises construites auparavant par Marcel Dassault, ont été reprises sous licence par la Société CIES Espace de Toulouse. Actuellement, et sous l'effet de la numérisation, la bande 406 MHz a été réservée aux balises dans un grand conglomérat appelé COSPAS - SARSAT. C'est un système dévolu au sauvetage et à la récupération de cibles en détresse principalement des aéronefs. Nous donnons tout le processus de conception et de réalisation de la balise 406 MHz, ainsi que le processus de connexion avec un système de positionnement dit GPS (Global Positionning System). L'étude et la réalisation de la balise de transmission trouve sa raison dans son utilisation finale. Le système COSPAS SARSAT utilise la balise comme un élément central de son fonctionnement

Cette étude a été scindée en deux grandes parties un aspect théorique, et l'autre pratique, l'aspect théorique comprend trois chapitres,

Le premier concerne la présentation de la structure de l'atmosphère avec les différents types de propagations, ainsi que les bases physiques de la propagation dans une atmosphère neutre, ensuite, il s'agit d'exposer les effets de la propagation troposphérique, pour avoir un rayonnement optimal.

Un nouveau type d'antenne de type photonique est proposé. Ce nouveau type est capable de

rayonner des signaux numériques, tout en garantissant la sécurité des informations contenues dans les trames. Le deuxième chapitre décrit la structure générale du système COSPAS SARSAT, son concept de fonctionnement, les règles qui régissent ce système, ainsi que son rôle dévolu au sauvetage et la récupération des informations des cibles en détresse,

Le troisième chapitre, comprend les généralités sur les messages numériques de la Balise 406 Mhz, son rôle, ses utilités pour le système COSPAS SARSAT.

L'aspect pratique : comprend trois chapitres

1. Réalisation de la balise 406 Mhz
2. Réalisation récepteur et d'un décodeur de Balise.
3. Les tests et résultats.

Ce dispositif indispensable pour tester une chaîne complète d'émission et de réception des trames 406 MHz, sans utiliser une balise en puissance réelle, c'est l'outil qu'il faut avoir à côté de son décodeur de trames, que ce soit un décodeur à microcontrôleur ou un logiciel dans un PC.

La réalisation et les tests ont été effectués au laboratoire G2Elab de Grenoble, les tests de fonctionnement en situation réelle ont été réalisés avec le concours de la station radio amateur de Grenoble France, seule instance civile habilitée à émettre des signaux et à les recevoir dans la bande 406 MHz. L'enregistrement de la balise et les essais complémentaires ont été réalisés sous la direction du professeur Jean-Paul Yonnet qui a assuré l'encadrement des stages.

Sur le plan modélisation, nous avons pensé à inclure une antenne de type photonique au lieu d'une antenne classique pour des raisons d'intégration supplémentaire, de réduction de poids, et pour prospecter de nouveaux champs de rayonnement pour ce type de balise.

Nous pensons en effet, orienter l'utilisation de ce type de balises pour des aspects de monitoring des grandes installations pétrolières, la surveillance des frontières en incluant des dispositifs d'alertes avec des variantes de cryptage qui assure l'étanchéité des transmises de et vers la balise, ainsi que pour la couverture météorologique de grands espaces tels que le désert.

CHAPITRE₁

Propagation Troposphérique et La Méthode FWCIP

Sommaire

1.1. Introduction	1
1.2. L'atmosphère	2
1.2.1. Définition et Structure	2
1.2.2. L'humidité	5
1.2.3. Les différentes classes liquide et solide de l'eau	5
1.3. Les types de propagation	6
1.3.1. Les chemins de propagation.....	6
1.3.2. Les diverses gammes d'ondes	7
1.3.2.1. Les ondes moyennes.....	7
1.3.2.2. Les ondes courtes.....	8
1.3.2.3. Les ondes ultracourtes et micro-ondes.....	8
1.3.2.4. Les autres méthodes de communication.....	8
1.4. Propagation troposphérique	8
1.4.1. Equations de Maxwell dans la troposphère	8
1.4.2. Equations Maxwell à l'équation Eikonale.....	11
1.4.3. L'indice de réfraction	15
1.5. La Méthode procédure itérative du concept d'onde rapide FWCIP	16
1.5.1. Définition.....	16
1.5.2. Formulation théorique.....	16
1.5.2.1. Le concept d'onde.....	17
1.5.2.2. Le processus itératif	19
1.5.3. Analyse de diffusion.....	21
1.5. Conclusions	22

1.1. Introduction :

L'objectif de ce chapitre est de présenter les aspects théoriques des effets de l'atmosphère neutre sur les ondes électromagnétiques. Nous donnons en premier lieu la structure de l'atmosphère, puis dans un deuxième temps les types des propagations ainsi que les bases physiques de la propagation des ondes dans une atmosphère neutre. Par la suite, nous exposerons les effets de la propagation troposphérique. Pour assurer un rayonnement optimal, un nouveau type d'antenne de type photonique est proposé. Ce nouveau type est capable de rayonner des signaux complexes tout en garantissant la sécurité des informations contenues dans les trames. Pour pouvoir modéliser ce type d'antenne, nous avons fait appel à la méthode dite procédure itérative du concept d'onde rapide (Fast Wave Concept Itérative Procédure). Cette méthode à l'avantage de l'actualité de la robustesse, et surtout de son adaptation au traitement des antennes photoniques.

1.2. L'atmosphère :

1.2.1. Définition et Structure:

L'atmosphère terrestre peut être divisée de différentes manières selon le contexte dans lequel cette subdivision est faite. En météorologie, les variations verticales de la température moyenne sont traditionnellement utilisées. La figure 1.1 illustre cette décomposition verticale. En géodésie où la propagation des ondes électromagnétiques au travers de l'atmosphère est déterminante, une subdivision en deux parties est traditionnellement faite : l'ionosphère où les composants atmosphériques sont partiellement ionisés par le rayonnement solaire et l'atmosphère généralement électriquement neutre où se produisent les phénomènes météorologiques. L'ionosphère s'étend de 85 km à 1 000 km d'altitude environ. Du fait de la présence d'ions, cette couche est dispersive aux fréquences radio. Ainsi, ses effets sur les ondes électromagnétiques dépendent de la fréquence de celles-ci. Cela signifie qu'en utilisant des mesures à deux fréquences différentes ou plus, l'effet de l'ionosphère sur les ondes électromagnétiques peut être en grande partie éliminé [1]. Cette étude se focalise sur la propagation des signaux au travers de la deuxième couche : l'atmosphère neutre. L'atmosphère neutre, jusqu'à environ 85 km d'altitude, regroupe les couches météorologiques suivantes qui seront détaillées dans le prochain paragraphe : troposphère, stratosphère et mésosphère (figure 1.1).

La troposphère est la couche météorologique la plus basse où se trouvent la plus part des phénomènes météorologiques. Elle s'étend de la surface du sol jusqu'à environ 10 km d'altitude, là où se situe le brusque changement de température dans le profil vertical de température. La limite supérieure de la troposphère, nommée tropopause, varie en fonction de la latitude et de la saison : entre 6-8 km aux pôles et 16-18 km à l'équateur [2]. Dans la troposphère, la décroissance de la température est d'environ $-6,5 \text{ }^\circ\text{C}\cdot\text{km}^{-1}$. La troposphère contient environ 80 % de la masse atmosphérique totale [3]. Au-dessus de la tropopause, se trouve la stratosphère. Sa limite supérieure nommée stratopause, variable en fonction de la latitude, est située à 50 km d'altitude en moyenne. La stratosphère contient la majeure partie de la couche d'ozone : près de 90 % de l'ozone de l'atmosphère se trouve dans cette couche. A l'intérieur de la stratosphère, le profil moyen de température se redresse et est quasi-isotherme jusqu'à 20 km d'altitude. Entre 20 et 40 km d'altitude, là où les concentrations d'ozone sont les plus élevées, le profil de température s'inverse.

La température augmente avec l'altitude car l'air est réchauffé par l'absorption des rayons ultraviolets solaires par l'ozone. Au niveau de la stratopause, la température avoisine 0 ° C. Au-dessus de la stratopause, se trouve la mésosphère où la température diminue à nouveau avec l'altitude, environ $-2,5^{\circ}\text{C}\cdot\text{km}^{-1}$.

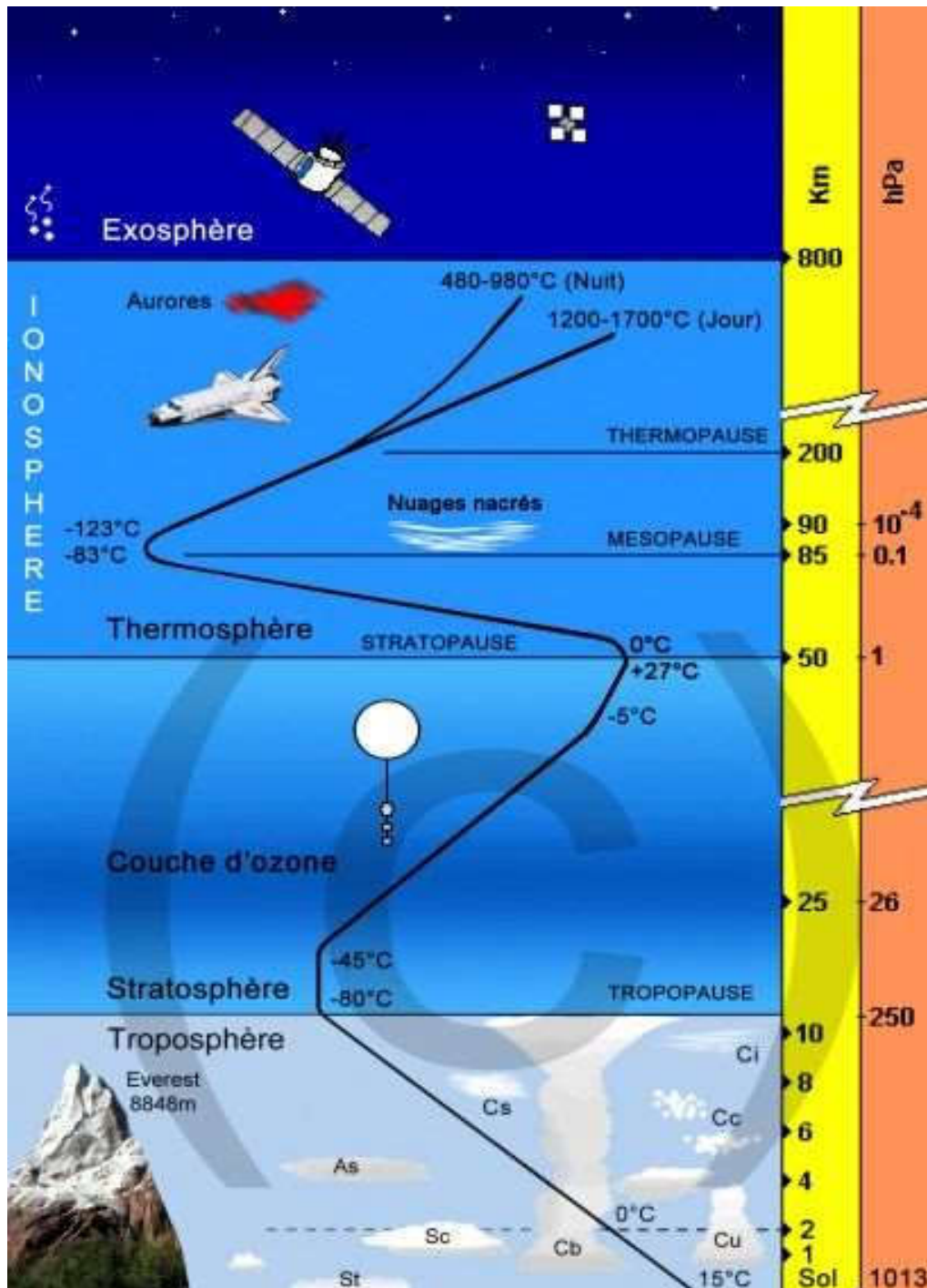


Figure 1.1- Structure verticale de l'atmosphère terrestre
(Site Internet atmospheremeteo.fr)

Malgré le fait que la composition chimique de l'atmosphère neutre varie en fonction de l'altitude, notamment la proportion d'ozone, l'air sec, c'est-à-dire le gaz atmosphérique auquel la vapeur d'eau est retranchée, peut être assimilé à un mélange uniforme de gaz dans l'atmosphère neutre [3]. La composition volumétrique de l'air sec standard est détaillée dans la table 1.1. L'eau est traitée un peu à part en météorologie car elle est présente dans des proportions très variables (de 0,5 à 5 %), majoritairement dans la troposphère et sous forme de vapeur d'eau. De plus, la vapeur d'eau peut changer d'état dans les conditions standards de température et de pression en se transformant en eau liquide ou glace donnant ainsi naissance à des nuages ou à des précipitations. Le mélange d'air sec et de vapeur d'eau est appelé air humide auquel s'ajoutent les phases liquide et solide de l'eau.

Dans ce document, nous négligerons les effets des autres particules liquides ou solides présentes dans l'atmosphère neutre, comme par exemple les aérosols ou les particules des nuages volcaniques, sur la propagation des ondes. Ces effets ont été étudiés par [4]. Ainsi, nous considérons que l'atmosphère neutre est la combinaison de deux gaz : l'air sec et la vapeur d'eau auxquels s'ajoutent les phases liquide et solide de l'eau. L'atmosphère neutre est souvent appelée troposphère par les géodésiens car, contenant la majeure partie de la masse atmosphérique, c'est cette couche qui est responsable de la grande majorité des effets de l'atmosphère neutre sur la propagation des ondes électromagnétiques [1]. Dans la suite, le terme troposphère fera référence à l'atmosphère neutre.

Tableau 1.1- Constituants de l'air [5].

Molécule	Volume occupé (%)
Diazote (N ₂)	78,0840
Dioxygène (O ₂)	20,948
Argon (Ar)	0,9340
Dioxyde de carbone (CO ₂)	0,00039633
Néon (Ne)	0,00001818
Hélium (He)	0,00000524

1.2.2. L'humidité :

L'humidité peut être représentée par différentes grandeurs. Peut être définie comme la quantité de vapeur d'eau présente dans un volume d'air donné. Ainsi, la grandeur la plus naturelle pour l'exprimer est la masse volumique de la vapeur d'eau ρ_v souvent traduite en terme de pression partielle de vapeur détecter et localiser les signaux des balises de détresse. Cette grandeur s'appelle l'humidité spécifique et vaut :

$$q_v = \frac{\rho_v}{\rho} \quad (1.1)$$

où ρ est la masse volumique totale de l'air dans le volume donné. Le rapport de mélange r_v , rapport entre la masse volumique de la vapeur d'eau et la masse volumique de l'air sec ρ_d , peut également être utilisé :

$$r_v = \frac{\rho_v}{\rho_d} \quad (1.2)$$

Enfin, la quantité de vapeur d'eau dans l'atmosphère peut être exprimée comme le rapport entre la pression partielle de vapeur d'eau et la pression de vapeur saturante P_{sat} de l'air humide représentant la quantité maximale de vapeur d'eau que l'air peut contenir à une température donnée. L'humidité relative s'exprime en pourcentage :

$$RH = 100 \cdot \frac{P_v}{P_{sat}} \quad (1.3)$$

1.2.3. Les différentes classes liquide et solide de l'eau :

[2] décrit les différentes classes de particules d'eau solide ou liquide, nommées hydrométéores, communément prises en compte dans les modèles météorologiques. Ces classes sont :

— l'eau liquide en suspension dans les nuages : ces hydrométéores représentent les gouttelettes d'eau liquide dont le diamètre est inférieur à 80 μm considérées comme non précipitantes. Leur concentration dans les nuages peut varier de 0,01 à quelques $\text{g}\cdot\text{kg}^{-1}$;

— la pluie : cette classe regroupe les gouttelettes d'eau liquide dont le diamètre est supérieur à 80 μm considérées comme précipitantes ;

— les cristaux de glace en suspension dans les nuages : ce sont les très petits cristaux de glace dont le diamètre est compris entre 10 et 100 μm ;

— la neige : ce sont les gros flocons dont le diamètre est compris entre 1 et 10 mm en chute lente ;

— les autres espèces glacées ou grésil : ce terme regroupe les particules, précipitantes ou non, de phase solide non représentées par les deux précédentes catégories. Cette catégorie regroupe ainsi le grésil, la grêle et la neige fondue.

Pour notre étude, si on néglige les effets de diffraction dépendant de la taille des particules, la distinction entre les différentes catégories définies en fonction du caractère précipitation n'est pas nécessaire. En effet, la vitesse de chute des hydrométéores, de quelques mètres par seconde, est très petite devant celle de l'onde électromagnétique parcourant la troposphère à une vitesse légèrement inférieure à celle de la lumière. Le phénomène de chute des hydrométéores peut donc être négligé en propagation. Ainsi, seul l'état solide ou liquide des hydrométéores caractérise leurs effets sur la propagation des ondes électromagnétiques. C'est la raison pour laquelle, dans la suite, nous regrouperons les catégories d'hydrométéores de phase liquide (eau liquide en suspension dans les nuages et pluie) sous le terme eau liquide et celles de phase solide (cristaux de glace en suspension dans les nuages, neige et graupel) sous le terme glace. Le contenu massique de chacune de ces deux classes est donc la somme des contenus massiques de chaque classe d'hydrométéores le constituant. On définit ainsi q_l et q_i , respectivement, le contenu spécifique de l'eau liquide et de la glace dans un volume donné, par :

$$q_l = \frac{\rho_l}{\rho} \quad (1.4)$$

$$q_i = \frac{\rho_i}{\rho} \quad (1.5)$$

Où ρ_l et ρ_i sont respectivement les densités de tous les éléments sous forme liquide et solide dans un volume donné d'atmosphère.

1.3. Les types de propagation :

1.3.1. Les chemins de propagation :

Entre une antenne d'émission et une antenne de réception, situées au voisinage de la terre, une onde électromagnétique peut suivre quatre chemins différents : -elle peut se propager en ligne (à peu près) droite d'une antenne à une autre : on parle alors de propagation troposphérique puisque l'onde se déplace dans la troposphère. -elle peut se déplacer suivant le relief du sol : on parle alors de propagation superficielle (ou propagation par ondes de surface ou de sol). -

elle peut être réfléchiée par l'une ou l'autre des couches ionisées de l'atmosphère : on parlera donc de propagation ionosphérique. -elle peut être diffractée au niveau de la troposphère et on parle alors de diffraction troposphérique. On va développer ci-après la propagation superficielle et la diffraction troposphérique.

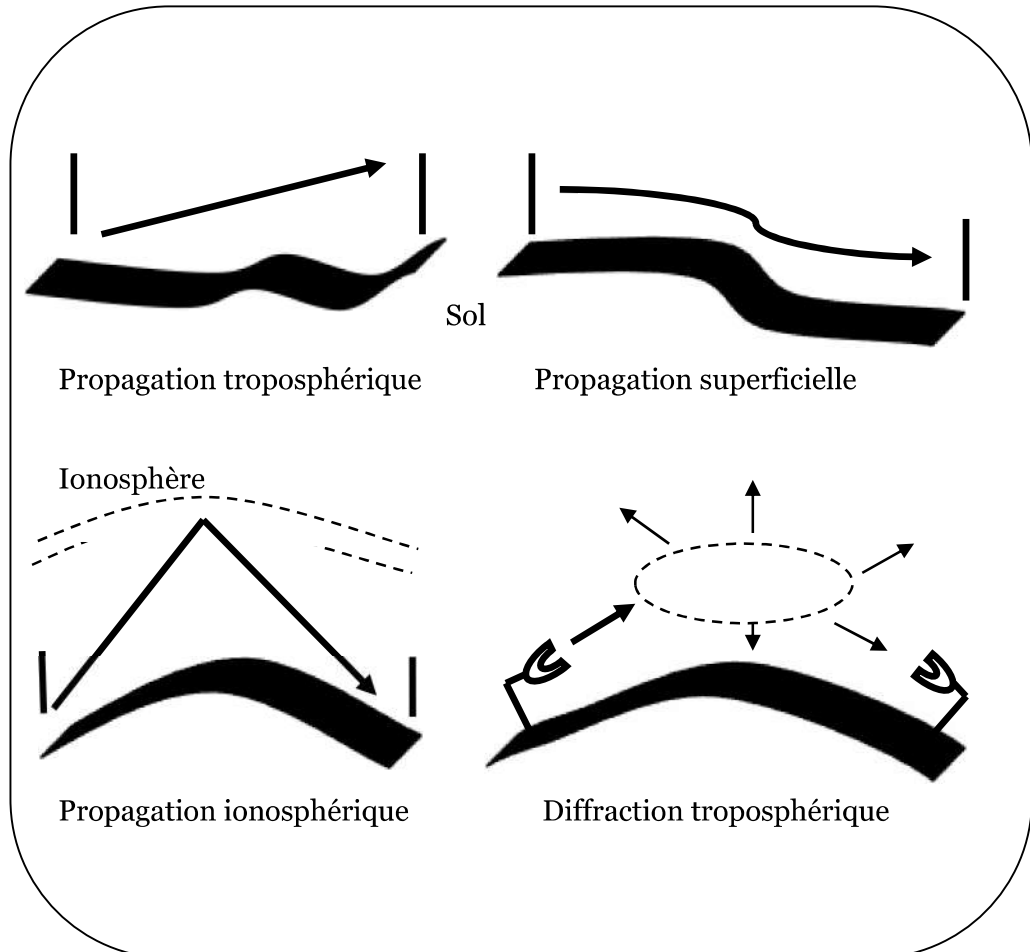


Figure 1.2. Différents types de propagation

1.3.2. Les diverses gammes d'ondes :

1.3.2.1. Les ondes moyennes :

Les antennes sont verticales et près du sol, donc la propagation se fera essentiellement par onde de sol. La propagation est stable et peu sujette à l'évanouissement. La portée dépend de la puissance de l'émetteur et peut dépasser 600 km.

1.3.2.2. Les ondes courtes :

L'onde de sol s'atténue vite vue la fréquence élevée. La propagation se fera donc essentiellement par réflexion ionosphérique. La portée est très grande et peu sujette à l'évanouissement, elle est meilleure la nuit. A faible distance de l'émetteur, on peut capter l'onde du sol, à distance moyenne inférieure au saut, on ne peut plus capter l'émetteur.

1.3.2.3. Les ondes ultracourtes et micro-ondes :

C'est la propagation troposphérique qui est utilisée, la portée est limitée à l'horizon radio, la propagation est fiable. Pour des portées plus grandes, on peut utiliser la diffraction troposphérique.

1.3.2.4. Les autres méthodes de communication :

Lorsque les types de propagation cités sont inapplicables ou insuffisants, on a recours à d'autres techniques :

- les faisceaux hertziens : entre la station d'émission et de réception sont placés une série de répéteurs qui captent le signal, l'amplifient et le réémettent vers le répéteur suivant. La propagation est de type troposphérique, les récepteurs étant suffisamment proches.
- les satellites : ou le répéteur est monté sur un satellite en orbite autour de la Terre, les fréquences utilisées sont telles que les ondes peuvent traverser l'ionosphère.

1.4. Propagation troposphérique :

1.4.1. Les équations de Maxwell dans la troposphère :

La propagation des ondes électromagnétiques est régie par les équations de Maxwell. Dans un milieu quelconque, ces équations s'écrivent sous forme locale de la manière suivante :

$$\overrightarrow{rot}\vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (1.6)$$

$$\overrightarrow{rot} \vec{H} = \vec{j}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (1.7)$$

$$div \vec{D} = \rho_L \quad (1.8)$$

$$div \vec{B} = 0 \quad (1.9)$$

Où \vec{E} est le champ électrique, \vec{B} le champ magnétique, \vec{H} le champ d'excitation magnétique, \vec{D} le champ d'induction électrique \vec{j}_c , le vecteur densité de courant de conduction et ρ_L la densité volumique de charges électriques libres. L'équation de Maxwell Faraday (Éq. 1.6) décrit tous les phénomènes d'induction et permet de montrer qu'un champ magnétique peut créer un champ électrique à circulation constante. L'équation de Maxwell-Ampère (Éq. 1.7) relie le champ magnétique à ses sources et au champ électrique. L'équation de Maxwell-Gauss (Éq. 1.8) exprime le fait que le flux électrique à travers toute surface fermée est égal à la somme des charges intérieures. L'équation de Maxwell-Thomson (Éq. 1.9) traduit la nullité du flux d'induction magnétique traversant toute surface fermée.

Si on considère uniquement les ondes électromagnétiques issues des techniques de géodésie spatiale, objet de cette étude, la troposphère peut être découpée en petits volumes dont les dimensions sont très petites devant la longueur d'onde (au plus décimétrique) de l'onde électromagnétique et de la distance (kilométrique) parcourue par cette onde dans l'atmosphère. Dans chacun de ces volumes, l'atmosphère est assimilée à un milieu :

- linéaire ;
- diélectrique ou isolant : on n'y trouve pas de charges libres, ainsi, $\vec{j}_c = 0$ et $\rho_L = 0$;
- isotrope : les propriétés physiques du milieu sont les mêmes selon les directions ;
- homogène : les propriétés physiques caractérisant le milieu sont constantes dans le volume.

Bien que constantes dans chacun des petits volumes d'atmosphère, les propriétés physiques caractérisant le milieu peuvent varier sur des échelles plus grandes. Un tel milieu est appelé milieu linéaire diélectrique isotrope inhomogène [6]. Sous ces hypothèses, la permittivité diélectrique du milieu ϵ caractérisant la réponse du milieu à un champ électrique est définie par :

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (1.10)$$

Alors que la perméabilité magnétique μ du milieu caractérisant la faculté d'un milieu à modifier le champ magnétique est reliée au champ magnétique et au champ d'excitation magnétique par la relation :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (1.11)$$

On introduit également $\epsilon_0 = 8,854187 \cdot 10^{-12} \text{ F}\cdot\text{m}^{-1}$ la permittivité diélectrique du vide et $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H}\cdot\text{m}^{-1}$ la perméabilité magnétique du vide, milieu usuellement pris comme référence. μ et ϵ caractérisent les propriétés physiques du milieu et sont donc supposés varier lentement par rapport à la longueur d'onde.

Pour l'instant, aucune hypothèse sur le caractère magnétique, dispersif ou absorbant de l'atmosphère n'a été faite. Cependant, comme les caractéristiques de l'atmosphère varient suffisamment lentement par rapport à la durée que met l'onde électromagnétique pour parcourir l'atmosphère, on suppose que les caractéristiques du milieu, ϵ et μ , sont stationnaires c'est-à-dire indépendantes du temps. Ainsi, sous ces hypothèses, les équations (1.6) à (1.9) peuvent se réécrire de la manière suivante :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (1.12)$$

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{H} = \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (1.13)$$

$$\text{div} (\epsilon \vec{E}) = 0 \quad (1.14)$$

$$\text{div} (\mu \vec{H}) = 0 \quad (1.15)$$

En combinant ces équations, on arrive aux équations d'onde bien connues qui suggèrent que l'onde électromagnétique se propage dans le milieu, avec la vitesse de phase v définie par :

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (1.16)$$

[7] où $\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0}$ et $\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0}$ sont respectivement la permittivité et perméabilité relatives du milieu et $c_0 = 2,99792458 \cdot 10^8 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ est la vitesse de la lumière dans le vide.

Jusqu'ici, les propriétés physiques du milieu ont été représentées par μ et ϵ . Ces deux variables sont reliées à une autre grandeur caractéristique importante en propagation troposphérique : l'indice de réfraction n . Cet indice de réfraction est la quantité résultant du rapport entre la vitesse de la lumière dans le vide et la vitesse de phase de l'onde électromagnétique dans le milieu considéré [6] :

$$n = \frac{c_0}{v} = \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (1.17)$$

1.4.2. Equations Maxwell à l'équation Eikonale :

Les champs électriques et magnétiques peuvent être représentés par une onde plane dans chacun des petits volumes d'atmosphère mais cette représentation n'est pas valable sur l'ensemble de l'atmosphère à cause de la variation lente des propriétés physiques de l'atmosphère qui peut courber le front d'onde. Ainsi, pour prendre en compte cette courbure, les champs électrique et d'excitation magnétique en tout point M de l'atmosphère à l'instant t, sont définis par leurs amplitudes complexes $\vec{E}(M, t) = \mathcal{R}e(\vec{E}^*(M, t))$ et $\vec{H}(M, t) = \mathcal{R}e(\vec{H}^*(M, t))$ avec :

$$\vec{E}^*(M, t) = \vec{E}_0(M) e^{-i\omega t} e^{ik_0 S(M)} \quad (1.18)$$

$$\vec{H}^*(M, t) = \vec{H}_0(M) e^{-i\omega t} e^{ik_0 S(M)} \quad (1.19)$$

[7] où $\omega = 2\pi\nu$ est la pulsation, $\lambda_0 = \frac{c_0}{\nu}$ est la longueur d'onde de l'onde électromagnétique dans le vide, ν est la fréquence de l'onde, $k_0 = \frac{\omega}{c_0}$ est le nombre d'onde, $\vec{E}_0(M)$ et $\vec{H}_0(M)$ sont les amplitudes complexes de l'onde et S(M) sa phase, aussi appelée fonction Eikonale.

L'équation de Maxwell-Faraday dans la troposphère (Éq. 1.12) se réécrit dans le domaine complexe de la manière suivante :

$$\overrightarrow{rot} \vec{E}^*(M, t) = i\omega\mu(M) \vec{H}^*(M, t) \quad (1.20)$$

En utilisant la formule classique d'analyse vectorielle $\overrightarrow{rot}(a \vec{V}) = a \overrightarrow{rot} \vec{V} + \overrightarrow{grad} a \wedge \vec{V}$, on a :

$$\begin{aligned} \overrightarrow{rot} \vec{E}^*(M, t) &= \overrightarrow{rot}(\vec{E}_0(M) e^{-i\omega t} e^{ik_0 S(M)}) \\ &= e^{-i\omega t} [e^{ik_0 S(M)} \overrightarrow{rot} \vec{E}_0(M) + \overrightarrow{grad} e^{ik_0 S(M)} \wedge \vec{E}_0(M)] \\ &= e^{-i\omega t} e^{ik_0 S(M)} [\overrightarrow{rot} \vec{E}_0(M) + ik_0 \overrightarrow{grad} S(M) \wedge \vec{E}_0(M)] \end{aligned} \quad (1.21)$$

Pour des petites longueurs d'onde, $\vec{E}_0(M)$ varie beaucoup plus lentement que S(M), ainsi, le premier terme devient négligeable devant le second. Physiquement, cela signifie que la phase du champ varie beaucoup plus rapidement que son amplitude. Cette approximation n'est pas valide lorsque l'amplitude varie appréciablement sur quelques longueurs d'onde : au voisinage

d'une source, des arêtes des bâtiments ou des bords des toits. On néglige donc tous les effets de diffraction. Ainsi, l'équation (1.21) se réécrit :

$$\overrightarrow{rot} \overrightarrow{E}^*(M, t) \approx ik_0 e^{-i\omega t} e^{ik_0 S(M)} \overrightarrow{grad} S(M) \wedge \overrightarrow{E}_0(M) \quad (1.22)$$

Et

$$\begin{aligned} \overrightarrow{rot} \overrightarrow{E}^*(M, t) &= i\omega\mu(M)\overrightarrow{H}^*(M, t) \\ ik_0 e^{-i\omega t} e^{ik_0 S(M)} \overrightarrow{grad} S(M) \wedge \overrightarrow{E}_0(M) &= i\omega\mu(M)\overrightarrow{H}_0(M) e^{-i\omega t} e^{ik_0 S(M)} \\ \overrightarrow{H}_0(M) &= \frac{1}{c_0\mu(M)} \overrightarrow{grad} S(M) \wedge \overrightarrow{E}_0(M) \end{aligned} \quad (1.23)$$

En raisonnant de même sur (1.13), on arrive à :

$$\overrightarrow{E}_0(M) = -\frac{1}{c_0\epsilon(M)} \overrightarrow{grad} S(M) \wedge \overrightarrow{H}_0(M) \quad (1.24)$$

L'équation de Maxwell-Faraday dans la troposphère (Éq. 1.14) se réécrit dans le domaine complexe de la manière suivante :

$$div \left(\epsilon(M) \overrightarrow{E}^*(M, t) \right) = 0 \quad (1.25)$$

En utilisant la formule classique d'analyse vectorielle $(a \vec{V}) = a div \vec{V} + \overrightarrow{grad} a \cdot \vec{V}$, on a :

$$\begin{aligned} div \left(\epsilon(M) \overrightarrow{E}^*(M, t) \right) &= div \left(\epsilon(M) \overrightarrow{E}_0(M) e^{-i\omega t} e^{ik_0 S(M)} \right) \\ &= e^{-i\omega t} \left[\epsilon(M) e^{ik_0 S(M)} div \overrightarrow{E}_0(M) + \overrightarrow{grad} (\epsilon(M) e^{ik_0 S(M)}) \cdot \overrightarrow{E}_0(M) \right] \\ &= e^{-i\omega t} e^{ik_0 S(M)} \left[\epsilon(M) div \overrightarrow{E}_0(M) + \overrightarrow{grad} \epsilon(M) \cdot \overrightarrow{E}_0(M) + ik_0 \epsilon(M) \overrightarrow{grad} S(M) \cdot \overrightarrow{E}_0(M) \right] \end{aligned}$$

Comme précédemment, $\overrightarrow{E}_0(M)$ varie beaucoup plus lentement que $S(M)$, ainsi le premier terme est négligeable devant le troisième. De plus, dans notre cas, les paramètres physiques du milieu ne varient pas trop vite par rapport à la longueur d'onde. On néglige ainsi tous les effets de diffraction et de diffusion dus par exemple aux poussières, aérosols, gouttelettes d'eau ou cristaux de glace contenus dans l'atmosphère. Ainsi, le second terme est négligeable devant le troisième et

$$0 = div \left(\epsilon(M) \overrightarrow{E}^*(M, t) \right) \approx ik_0 \epsilon(M) e^{-i\omega t} e^{ik_0 S(M)} \overrightarrow{grad} S(M) \cdot \overrightarrow{E}_0(M) \quad (1.26)$$

D'où

$$\overrightarrow{\text{grad}} S(M) \cdot \overrightarrow{E}_0(M) = 0 \quad (1.27)$$

En raisonnant de même sur (1.15), on arrive à

$$\overrightarrow{\text{grad}} S(M) \cdot \overrightarrow{H}_0(M) = 0 \quad (1.28)$$

Les équations (1.23), (1.24), (1.27) et (1.28) sont les équations de Maxwell dans le cadre de l'approximation de l'optique géométrique. En effet, toutes les approximations faites jusqu'à maintenant conduisent à la condition de validité de l'optique géométrique : la longueur d'onde est petite devant toutes les autres longueurs d'onde mises en jeu [6]. Autrement dit, l'approximation de l'optique géométrique est valide si les variations de l'indice de réfraction de l'atmosphère sur une longueur d'onde sont négligeables. En géodésie spatiale où les longueurs d'onde utilisées sont au plus de quelques décimètres, cette approximation peut donc être appliquée. L'optique géométrique néglige le caractère ondulatoire des ondes et introduit la notion de rayon dont la trajectoire caractérise entièrement la propagation des ondes sous cette approximation.

De plus, en substituant (1.24) dans (1.23) puis en utilisant (1.27), on arrive à l'équation fondamentale de l'optique géométrique, l'équation Eikonale :

$$|\overrightarrow{\text{grad}} S(M)| = n(M) \quad (1.29)$$

Les surfaces de phase constante ($S(M) = \text{constante}$) sont les fronts d'onde ainsi l'équation Eikonale décrit la courbure du front d'onde. Comme $\overrightarrow{\text{grad}} S(M)$ est perpendiculaire à $\overrightarrow{E}_0(M)$ et $\overrightarrow{H}_0(M)$ (Éq. 1.27 et 1.28), l'énergie électromagnétique se propage dans la direction $\vec{s} = \overrightarrow{\text{grad}} S(M)/n$ à la vitesse $v = \frac{c_0}{n}$. En optique géométrique, le rayon est défini comme l'axe le long duquel l'énergie électromagnétique de l'onde est transportée. La trajectoire du rayon est partout normale au front d'onde et donc, a une tangente toujours parallèle à \vec{s} , le vecteur de rayon. Les variations de la fonction Eikonale le long du rayon peuvent s'écrire :

$$\frac{d S(M)}{ds} = \overrightarrow{\text{grad}} S(M) \cdot \vec{s} = n(M) \vec{s} \cdot \vec{s} = n(M) \quad (1.30)$$

Où s l'abscisse curviligne du rayon. De plus, en différenciant $n \vec{s} = \overrightarrow{\text{grad}} S(M)$, l'équation Eikonale peut être réécrite :

$$\frac{d}{ds}(n \vec{s}) = \overrightarrow{\text{grad}} n(M) \quad (1.31)$$

Cette équation différentielle permet de déterminer directement la trajectoire des rayons à partir de l'indice de réfraction. Physiquement, elle peut être interprétée de la manière suivante : lors d'un déplacement infinitésimal \vec{S} , a tendance à se tourner dans la direction du gradient de l'indice de réfraction. Ainsi, les rayons auront tendance à se propager dans la direction de l'indice de réfraction le plus élevé assurant par la même occasion l'unicité de leur trajectoire. En anticipant légèrement sur la suite du discours, l'indice de réfraction dans l'atmosphère est, dans une première approximation, directement proportionnelle à la pression atmosphérique, exponentiellement décroissante avec l'altitude. On peut en déduire que les rayons auront tendance à se courber "vers le bas" dans la troposphère.

En reprenant l'équation (1.30), on a :

$$d S(M) = n(M) ds \quad (1.32)$$

En intégrant le long du rayon entre deux points A et B, on arrive à :

$$L_e(A, B) = S(B) - S(A) = \int_B^A n(s) ds \quad (1.33)$$

L_e appelé chemin optique en optique géométrique, à la grandeur d'une distance et est défini comme la distance parcourue par un rayon multipliée par l'indice de réfraction que le rayon a rencontré lors de son trajet. Autrement dit, c'est la distance qu'aurait parcourue la lumière dans le vide pendant la durée qu'elle met à effectuer le trajet dans le milieu considéré. Ainsi, L_e/c_0 n'est autre que le temps mis par le rayon pour parcourir le trajet AB. De plus, l'équation (1.33) nous indique que le chemin optique est solution de l'équation Eikonale (Éq. 1.31). En effet, en différenciant (1.33), on a :

$$d L_e(M) = n(s) ds \rightarrow \overrightarrow{\text{grad}} L_e(M) = n(M) \vec{S} \rightarrow |\overrightarrow{\text{grad}} L_e(M)| = n(M) \quad (1.34)$$

1.4.3. L'indice de réfraction :

Dans la section précédente, nous avons pu voir que la propagation des ondes électromagnétiques dans la troposphère peut être déterminée par la connaissance de l'indice de réfraction le long du chemin parcourue par l'onde. D'après [8], dans les milieux gazeux où les interactions entre les molécules sont négligeables du fait de leur espacement important et ainsi où seuls les électrons interagissent avec le champ de l'onde, l'indice de réfraction peut être exprimé en fonction des propriétés atomiques du milieu :

$$n = 1 + \frac{e^2}{2 \epsilon_0 m_e} \sum_k \frac{n_k}{v_k^2 - v^2 + i\gamma_k v} \quad (1.35)$$

Où $e = 1,602176565 \cdot 10^{-19}$ C est la charge électrique d'un électron, $m_e = 9,10938291 \cdot 10^{-31}$ kg est la masse d'un électron, n_k est le nombre d'électrons par unité de volume dans l'air qui ont une fréquence d'absorption de v_k et un coefficient de dissipation de γ_k . La somme présente dans cette équation permet de tenir compte des différents constituants de l'air ainsi que de leurs fréquences d'absorption respectives.

La première chose que l'on remarque dans l'équation (1.35) est que l'indice de réfraction est directement proportionnel aux n_k donc à la densité de l'atmosphère. Ainsi, cette relation indique que l'indice de réfraction augmente au fur et à mesure que la densité de l'atmosphère augmente. Comme l'atmosphère a une densité et pression maximales au niveau de la surface terrestre.

Deuxièmement, l'équation (1.35) est une formulation dans le domaine complexe. L'addition du terme complexe ($i\gamma_k v$) permet de représenter l'absorption de l'air. Comme l'a très justement noté [9], les techniques de géodésie spatiale étant basées sur des mesures de temps, de différence de temps, de phase ou Doppler, le phénomène d'absorption (ne modifiant ni la vitesse ni le trajet) n'influence pas la mesure elle-même mais son incertitude. En effet, une absorption importante aura pour effet de diminuer la puissance du signal donc d'augmenter le rapport signal sur bruit.

Troisièmement, l'équation (1.35) dépend de la fréquence avec le terme $v_k^2 - v^2$ — v^2 représentant la dispersion de l'onde électromagnétique. Ce terme permet de mettre en évidence que plus la fréquence de l'onde électromagnétique est proche de la fréquence d'absorption, plus l'indice de réfraction est grand. De plus, cela

indique également que le terme dispersif de l'indice de réfraction peut être négligé si la fréquence de l'onde est suffisamment "éloignée" d'une fréquence d'absorption.

1.5. La Méthode procédure itérative du concept d'onde rapide FWCIP :

1.5.1. Définition :

La FWCIP (Fast Wave Concept Itérative Procédure) [10], conçue au laboratoire d'électronique de l'E.N.S.E.E.I.H.T. et dont les grandes lignes ont été dévoilées par H.Baudrand [11] est une méthode itérative fondée sur le concept d'onde. Elle découle directement des formulations intégrales. Cette méthode permet la résolution de problèmes électro magnétiques divers. Elle a été explorée dans un premier temps par M. Azizi [12, 13, 14] puis R. S. N'gongo [15, 16]. Le concept d'onde y est introduit pour traduire les conditions aux limites et les relations de continuité sur les différentes régions de l'interface. Le principe de cette méthode est de mettre en relation les ondes incidentes et les ondes réfléchies dans les milieux autour de la discontinuité exprimant la réflexion dans le domaine modal la diffractions dans le domaine spatial. Pour passer rapidement d'un domaine à l'autre, le processus itératif utilise La FMT (Fast Modal Transform) composée en partie par la FFT (Fast Fourier Transform).

Dans un premier temps, seront définis le concept d'onde ainsi que le processus de la méthode itérative. Puis les opérateurs de réflexion et de distraction nécessaires à ce mécanisme seront expliqués. Dans un troisième temps, les expressions des sources planaires, créées pour les besoins de la simulation et qui permettent d'apporter l'énergie au système, seront exposées en détail. Finalement, la FMT qui permet la cohésion de l'ensemble de ces éléments et qui apporte la rapidité à la méthode sera développée.

1.5.2. Formulation théorique :

La méthode itérative est une méthode de modélisation électromagnétique dédiée aux structures résonnantes. Elle est basée sur le concept d'ondes transverses. Nous allons récapituler dans ce chapitre les formules qui régissent la mise en œuvre de cette méthode et donner quelques explications sur son fonctionnement et son utilisation. Considérons le schéma de la Figure 1.3.

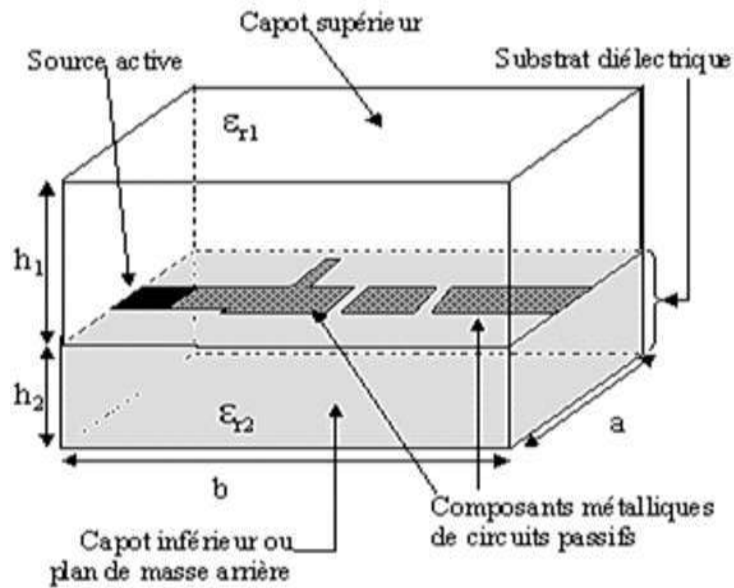


Figure 1.3- Circuit Planaire

Ce schéma représente un circuit planaire imprimé sur un diélectrique et enfermé dans un boîtier. Le circuit planaire est généralement composé d'une source active également planaire reliée à une faible épaisseur de métallisation que l'on considère comme un rayonnement mince, qui forme le circuit passif. Ces deux éléments sont déposés sur une couche diélectrique : les substrats, de constants diélectriques relatifs, habituellement différents de celle du milieu ambiant.

Le circuit planaire se situe entre la couche de substrat et le milieu environnant correspondant en général au milieu supérieur qui est dans la plupart des cas de l'air. Le boîtier est considéré comme infiniment épais pour l'isoler des perturbations électro magnétiques extérieures : ce boîtier peut-être soit métallique (murs électriques) soit plastique ou d'un milieu différent du substrat (murs magnétiques).

1.5.2.1. Le concept d'onde :

Une onde est, selon la définition classique une perturbation, électromagnétique ou non, qui se produit localement dans un milieu élastique et qui se propage dans une direction donnée. Les ondes électromagnétiques ont des composantes transverses, c'est à dire appartenant au plan perpendiculaire à leur direction de propagation. Les vecteurs champs électriques et magnétiques, dont les vibrations caractérisent en général l'onde, constituent ces composantes transverses.

Considérons le domaine fermé représenté sur la Figure 1.4.

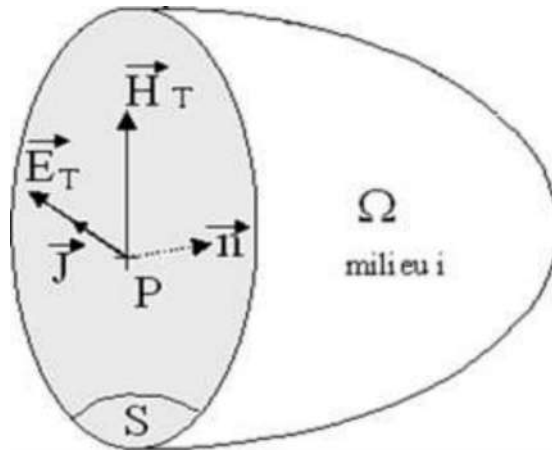


Figure 1.4-Vecteurs \vec{E}_T , \vec{H}_T , \vec{J}

La surface S contenant les champs \mathbf{E} et \mathbf{H} s'appuie sur ce domaine. Ce domaine, de forme quelconque, limitant le milieu i borne le domaine de définition du champ électromagnétique. La surface S a pour normale au point P le vecteur orienté arbitrairement vers l'intérieur du domaine. En fonction du signe de ce vecteur, nous aurons affaire soit à des ondes incidentes que nous noterons \mathbf{A}_i soit à des ondes réfléchies notées \mathbf{B}_i .

Sachant que l'indice i représente le milieu de définition de l'onde, ces ondes sont déterminées de la façon suivante :

$$\mathbf{A}_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0i}}} [\mathbf{E}_i + Z_{0i} (\mathbf{H}_i \wedge \mathbf{z}_i)] \quad (1.36)$$

$$\mathbf{B}_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0i}}} [\mathbf{E}_i - Z_{0i} (\mathbf{H}_i \wedge \mathbf{z}_i)]$$

Avec Z_{0i} l'impédance d'onde du milieu i et \mathbf{z}_i l'axe de propagation de l'onde portée par la normale \mathbf{n} dirigée vers le milieu i. Pour simplifier l'écriture, la densité de courant superficielle \mathbf{J}_i du milieu i est introduite. Ce vecteur ; de même nature que le champ magnétique \mathbf{H}_i , est défini par la relation suivante :

$$\mathbf{J}_i = \mathbf{H}_i \wedge \mathbf{z}_i \quad (1.37)$$

Il sera souvent utilisé à la place du champ magnétique car il présente 2 avantages :

- C'est un vrai vecteur, alors que le champ magnétique est un pseudo-vecteur.

- Dans un guide en mode TE ou TM, il est colinéaire au champ électrique
L'équation de définition des ondes Eq (1.36) devient alors :

$$\mathbf{A}_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0i}}} [\mathbf{E}_i + Z_{0i} \mathbf{J}_i] \quad (1.38)$$

$$\mathbf{B}_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0i}}} [\mathbf{E}_i - Z_{0i} \mathbf{J}_i]$$

On peut obtenir, en combinant ces équations, une définition du champ électrique \mathbf{E}_i et de la densité de courant \mathbf{J}_i en fonction des ondes incidentes et réfléchies \mathbf{A}_i et \mathbf{B}_i .

$$\mathbf{E}_i = \sqrt{Z_{0i}} [\mathbf{A}_i + \mathbf{B}_i] \quad (1.39)$$

$$\mathbf{J}_i = \frac{1}{\sqrt{Z_{0i}}} [\mathbf{A}_i - \mathbf{B}_i] \quad (1.40)$$

1.5.2.2. Le processus itératif :

Le principe d'un procédé itératif se trouve dans la répétition des équations qui le constituent jusqu'à l'obtention de la solution au problème posé. Pour cela, il est nécessaire que toutes les équations soient reliées entre elles et que le résultat de la dernière équation soit une donnée d'entrée de la première.

Explications les relations qui relient les ondes incidentes et les ondes réfléchies entre elles :

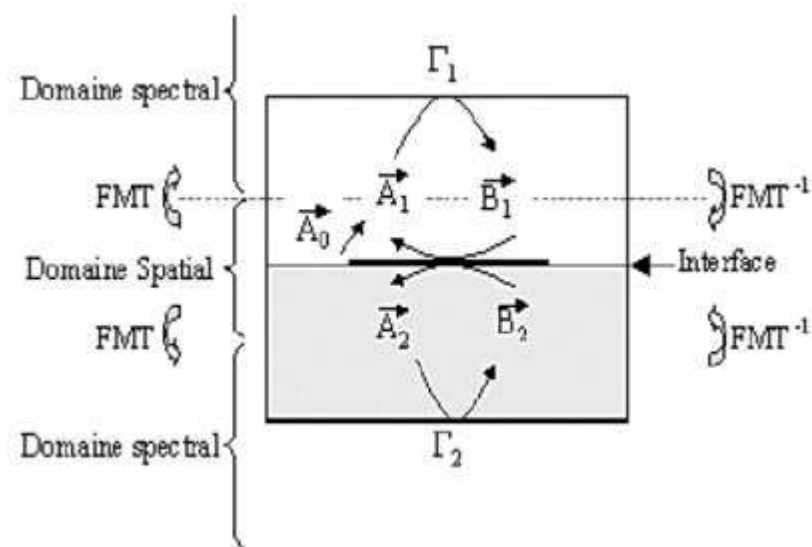


Figure 1.5- Processus itératif

Dans notre cas Figure 1.5, le processus est simplifié au maximum car il ne contient que 2 équations principales qui relient directement les ondes incidentes et les ondes réfléchies.

$$\mathbf{A} = \widehat{\mathbf{S}}_{\text{int}} \mathbf{B} + \mathbf{A}_0 \quad (1.41)$$

$$\mathbf{B} = \widehat{\mathbf{\Gamma}} \mathbf{A} \quad (1.42)$$

ou $\widehat{\mathbf{S}}_{\text{int}}$ est un opérateur de diffraction au niveau de l'interface diélectrique liant les ondes incidentes aux ondes réfléchies dans le domaine spatial et $\widehat{\mathbf{\Gamma}}$ un opérateur de réflexion liant les ondes réfléchies aux ondes incidentes dans le domaine spectral.

Le circuit étant isolé de l'extérieur par l'intermédiaire du boîtier, seules les ondes incidentes dues à la source planaire existent. Ces ondes sont représentées par le vecteur \mathbf{A}_{0i} qui est défini de la manière suivante pour le milieu i :

$$\mathbf{A}_{0i} = \frac{\mathbf{E}_0}{\sqrt{Z_{0i}}} \quad (1.43)$$

ou \mathbf{E}_0 est le champ électrique total qui est produit par la source d'excitation.

Les ondes incidentes se réfléchissent dans un premier temps sur le capot du boîtier par l'intermédiaire de l'opérateur de réflexion puis vont se diffracter sur l'interface diélectrique pour redonner des ondes incidentes qui alimenteront à nouveau le processus itératif à l'itération suivante. Cette diffraction est modélisée mathématiquement grâce à l'opérateur qui traduit les phénomènes physiques à l'interface.

Le processus itératif fait donc successivement l'aller-retour entre le domaine spatial et le domaine spectral 1.5 . Pour passer d'un domaine à l'autre, on utilise la **FMT** (Fast Modal Transform) et son inverse la FMT^{-1} . La FMT est une transformée de Fourier modifiée par sa pondération en modes et qui permet de passer du domaine spatial au domaine fréquentiel.

1.5.3. Analyse de diffusion :

Le RCS d'une cible caractérise sa propriété de diffusion, définie comme la zone interceptant la quantité de puissance qui, lorsqu'elle est diffusée de façon isotrope, produit dans un récepteur une densité égale à la densité diffusée par la cible réelle. Lorsque l'émetteur et le récepteur sont au même endroit, le RCS est appelé mono statique (ou rétrodiffusé), et il est appelé bi statique lorsque les deux sont situés à des positions différentes.

Pour la cible tridimensionnelle, le RCS est donné en termes de densité de puissance incidente, de champ magnétique et de champ électrique [8]. Le RCS en termes de champ électrique est donné par :

$$\sigma_{3-D} = \lim_{\rho \rightarrow \infty} \left[4\pi\rho^2 \frac{|E^s|^2}{|E^i|^2} \right] \quad (1.44)$$

Où ρ est la distance de la cible au point d'observation, E^s et E^i sont dispersés et champ électrique incident respectivement. L'équation (1.44) est valide lorsque la cible est éclairée par une onde plane qui ne peut pratiquement être approchée que lorsque la cible est placée dans le champ lointain de la source i e , c'est-à-dire

$$\rho = \frac{2D^2}{\lambda} \text{ au moins } D \text{ la plus grande dimension de la cible.}$$

Pour une onde incidente polarisée linéairement dans le plan, les sections radar horizontale et verticale rétrodiffusées sont respectivement données par :

$$\sigma_V = \frac{b^2}{\pi} \left| \sigma_{1V} - \sigma_{2V} \left[\frac{1}{\cos \theta} + \frac{\sigma_{2V}}{4} (\sigma_{3V} + \sigma_{4V}) \sigma_{5V}^{-1} \right] \right|^2 \quad (1.45)$$

$$\sigma_H = \frac{b^2}{\pi} \left| \sigma_{1H} - \sigma_{2H} \left[\frac{1}{\cos \theta} - \frac{\sigma_{2H}}{4} (\sigma_{3H} + \sigma_{4H}) \sigma_{5H}^{-1} \right] \right|^2 \quad (1.46)$$

Le but de notre analyse est de trouver les expressions de champ pour le problème de la diffusion par un coin de conduction électrique parfaite (PEC) bidimensionnel (2-D) coiffé d'un cylindre diélectrique comme le montre la Figure 1.6.

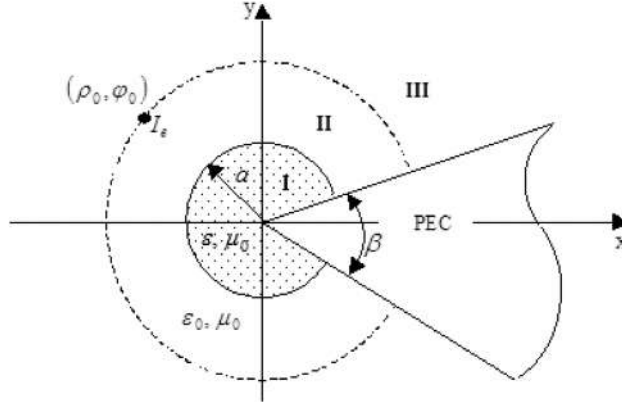


Figure 1.6. Structure en coin coiffé

En utilisant le système de coordonnées cylindriques, l'excitation due à un courant de ligne électrique I_e d'amplitude $\rho_0 \varphi_0$ situé au résultat du champ incident magnétique transversal (TM) avec l'expression du champ électrique donnée par:

$$E_z^i = -I_e \frac{\omega \mu_0}{4} H_0^{(2)}(k_0 |\rho - \rho_0|) \quad (1.47)$$

A partir des équations de Maxwell, la composante de champ magnétique H_φ est liée à la composante de champ électrique E_z pour une onde TM par :

$$H_\varphi = \frac{1}{j\omega\mu} \frac{\partial E_z}{\partial \rho} \quad (1.48)$$

Le composant de champ magnétique H_ρ peut être calculé à partir de :

$$H_\rho = -\frac{1}{j\omega\mu} \frac{1}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \varphi} \quad (1.49)$$

1.6. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons donné les éléments essentiels de la propagation troposphérique dans le but de faciliter la compréhension de nôtre thèse qui s'intéresse essentiellement à l'émission et à la réception d'un signal hyperfréquence par une balise dimensionnée en conséquence. En effet, il est important de connaître toute la phénoménologie prévalente de la troposphère pour s'assurer de la meilleure qualité du signal. Des facteurs désavantageux tels que l'affaiblissement troposphérique, les interférences ainsi que le fading risquent de nuire beaucoup à la qualité de l'émission et de la réception. Dans un souci de réduction des dimensions de la balise, nous avons opté pour une micro antenne photonique pour une meilleure réception de la balise, et en vue d'un cryptage future des signaux émis par la balise.

CHAPITRE2

Systeme de Recherche et Sauvetage COSPAS SARSAT

Sommaire

2.1. Introduction	23
2.2. Recherche et sauvetage par satellite	24
2.2.1. Premiers systèmes de recherche et de sauvetage	24
2.2.2. Conception Générale du Système	25
2.3. Localisation de la balise	27
2.3.1. Satellite orbite terrestre LEOSAR.....	27
2.3.2. Satellites en orbite géostationnaire GEOSAR.....	29
2.3.3. Satellite MEOSAR.....	30
2.3.3.1. Définition.....	30
2.3.3.2. Liaison du système MEOSAR.....	32
a. Liaison montante	33
b. Liaison descendante.....	35
c. Simulations	38
2.3.4. Comparaison entre systèmes LEOSAR et MEOSAR.....	40
2.3.5. La solution MEOLUT Next (Thales Alenia Space).....	41
2.4. Simulateur COSPAS SARSAT	43
2.4.1. Temps de montée.....	45
2.4.2. Taux d'erreur binaire.....	46
2.5. Conclusions	48

2.1. Introduction :

Ce chapitre présente la création des premiers systèmes de recherche et de sauvetage à l'échelle mondiale et introduit le système COSPAS SARSAT actuel qui fonctionne à l'aide de satellites en orbite basse et de satellites en orbite géostationnaire. Pour ce nouveau système, nous étudions la qualité de la liaison montante (entre la balise de détresse et le satellite) et de la liaison descendante (entre le satellite et la station de réception).

Finalement, nous abordons les résultats du simulateur COSPAS SARSAT sur la performance de démodulation des messages de détresse.

2.2. Recherche et sauvetage par satellite :

Cette section présente d'abord un bref historique de l'évolution de la "recherche-et-sauvetage" à l'échelle mondiale, puis introduit le système COSPAS SARSAT actuel. Nous étudions ce système qui fonctionne à l'aide de satellites en orbite basse et géostationnaires.

2.2.1. Premiers systèmes de recherche et de sauvetage :

Les premières radios maritimes ont été installées sur des navires à la fin du XIX^e siècle. Ces instruments étaient utilisés principalement pour la transmission de télégrammes de passagers [1]. Puis, en avril 1912, l'incident majeur de naufrage du paquebot Titanic s'est produit, avec un message de détresse télégraphié en code Morse. Cet évènement a été déterminant dans l'organisation des moyens de recherche et de sauvetage et a conduit, en 1914, à la première convention internationale de sauvegarde de la vie humaine en mer ou SOLAS (*Safety of Life at Sea*). Cette convention imposait des normes de sécurité aux navires, et l'assistance à d'autres navires en détresse [2].

Des moyens de surveillance de détresse ont été mis en place sur les côtes et à bord des navires. Toutefois, le débit d'information des signaux Morse était limité et exigeait des opérateurs qualifiés, ainsi que de nombreuses heures à l'écoute sur la fréquence de détresse. Ce système a progressé et a été étendu à l'aviation en 1950 [3]. Puis, suite à la convention internationale de recherche-et-sauvetage de 1979, le système COSPAS SARSAT est entré en vigueur en 1985 [4]. Le 1er janvier 1988, la fusion des deux systèmes (COSPAS et SARSAT) fut formellement achevée par la signature de l'International COSPAS-SARSAT Programme Agreement à Paris.

Aujourd'hui, la partie COSPAS du système est dirigée par la Russie, tandis qu'aux États-Unis, la responsabilité pour la partie SARSAT a été transmise de la NASA à l'Agence américaine d'étude de l'atmosphère et de l'océan (NOAA). Beaucoup d'autres nations ont rejoint le programme COSPAS-SARSAT aujourd'hui (au total quarante pays et deux organisations en 2010) (Figure 3.1). COSPAS-SARSAT est dirigé par un conseil international, présidé alternativement par un des quatre pays fondateurs : États-Unis, Russie, Canada et France [2].



Figure 2.1- Les Participants internationale au COSPAS Sarsat

2.2.2. Conception Générale du Système :

Le système COSPAS Sarsat a été conçu pour fournir des alertes de détresse et des données de localisation pour faciliter les opérations de recherche et de sauvetage, en utilisant des satellites et des installations au sol pour détecter et localiser les signaux des balises de détresse (Figure 2.2) [5].



Figure 2.2- Balises de détresse du système COSPAS Sarsat [6].

Le système COSPAS Sarsat est un système mondial intergouvernemental fondé entre 1979 et 1988 suivant l'accord signé par le Canada, La France, l'ex URSS et les Etats-Unis, 41 Etats sont actuellement associés, y compris l'Algérie et ce depuis 2010, il est illustré dans la Figure 2.3 ci-dessus :

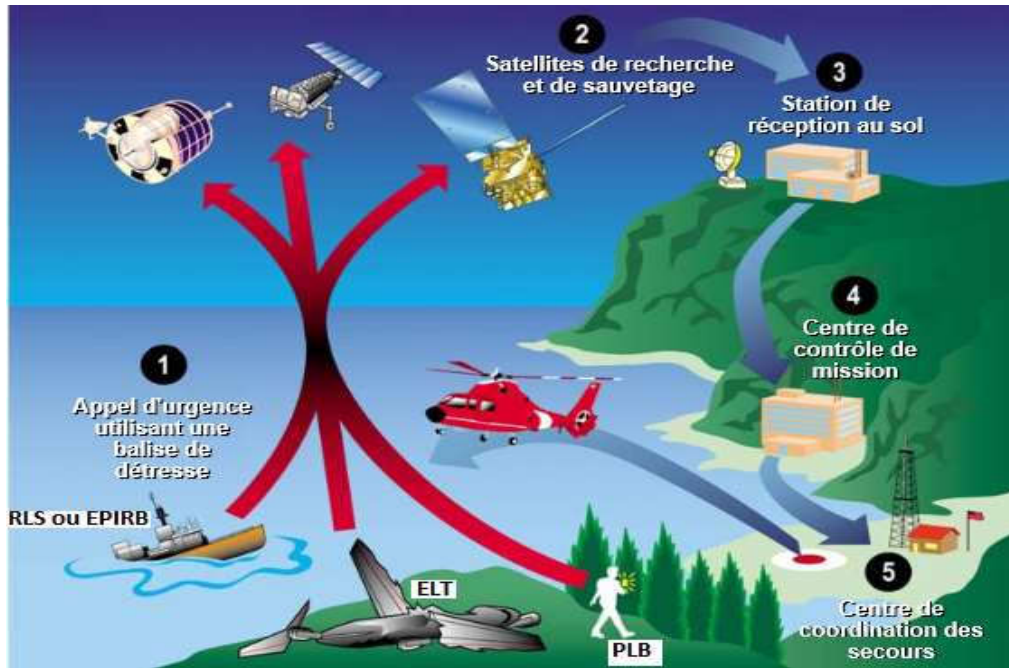


Figure 2.3- Fonctionnement du système COSPAS SARSAT (Figure modifiée de [7]).

La mission de programme et de fournir des alertes de détresse et des données de localisation précises et fiables, afin que les autorités de recherches et sauvetage puissent venir en aide dans des délais réduits, il est composé des éléments suivants :

- **Balises de détresse** : opérant sur la fréquence 406 Mhz (ELT à usage aérien, RLS ou EPIRB à usage maritime et PLB à usage personnel).
- **Charges utiles SAR à bord de satellites** : en orbite polaire basse et en orbite géostationnaire, ces instruments détectent les signaux émis par les radiobalises de détresse.
- **Station sol de réception (LUT)** : qui reçoivent et traitent les signaux transmis sur la liaison descendante du satellite, pour générer les alertes de détresse, réparties dans le monde entier.
- **Un réseau de centres de contrôle de mission (MCC)** : qui reçoivent et traitent les signaux transmis sur la liaison descendante du satellite, pour générer les alertes de détresse pour distribuer les données d’alerte et de localisation aux services SAR à travers le monde.



Figure 2.4- Noms et carte des MCC

2.3. Localisation de la balise :

La constellation de satellites COSPAS-SARSAT se compose de deux types des satellites (Figure 2.5) :

- des satellites en orbite terrestre basse altitude (LEO) qui forment le système LEOSAR.
- des satellites en orbite géostationnaires (GEO) qui forment le système GEOSAR.



Figure 2.5- Satellites LEOSAR, ET GEOSAR

2.3.1. Satellite orbite terrestre LEOSAR :

La configuration de système LEOSAR comprend 4 satellites, 2 COSPAS (Russie) et 2 SARSAT (USA, Canada et France) dans l'orbite près des pôles nord et sud, avec une période orbitale d'approximativement 120 minutes. Les orbites de ces satellites font le scanning de toute la surface de la Terre. Les satellites voient une surface de la terre de 6000 km lorsqu'ils tournent autour de la terre, et montrent instantanément une vue ou une trace (comme dans un rayon d'une lampe portable) d'un continent Figure 2.6

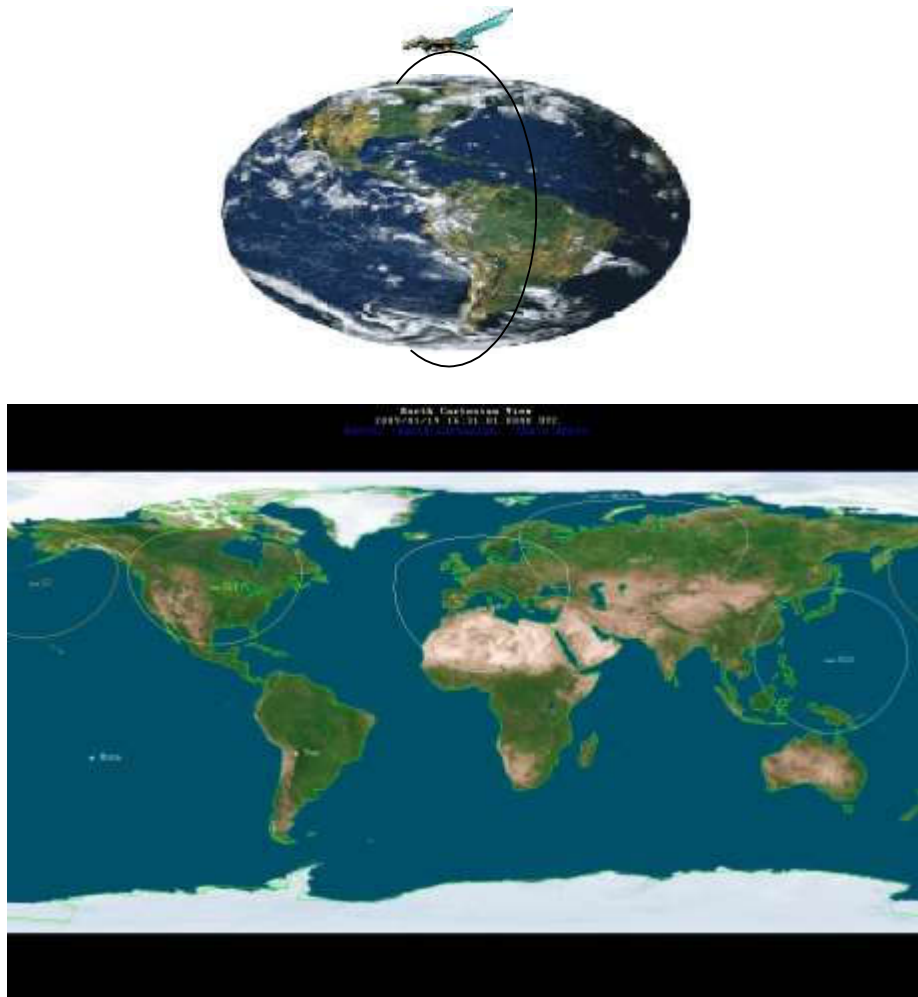


Figure 2.6- Orbite et couverture instantanée de LEOSAR

La couverture n'est pas continue à cause de la période orbitale du satellite. De par la nature des orbites polaires, le temps d'attente pour détection peut être plus long dans les régions équatoriales que dans des latitudes plus hautes, en général 45 minutes.

Lorsque le système LEOSAR détecte une alerte de détresse, il calcule la localisation de la détresse par les techniques Doppler. Le processus Doppler est basé sur le principe que la fréquence de la balise de détresse, comme "entendue" par l'instrument satellite, est affectée par la vitesse du satellite vis-à-vis de la balise. En adaptant le changement de la fréquence de la balise du signal reçu de la balise et connaissant la position exacte du satellite, le système LEOSAR est capable de calculer la position de la balise avec une précision de 5-10 km.

2.3.2. Satellites en orbite géostationnaire GEOSAR :

En 1998, afin de réduire le retard des alertes, des satellites géostationnaires ont été ajoutés au système [8]. Système GEOSAR comprend 4 satellites géostationnaires localisés à approximativement 36000 km au-dessus de l'Equateur à différentes lignes de longitude, donnant une trace instantanée de toute la surface de la terre entre 70° Nord et 70° Sud Figure 2.7.

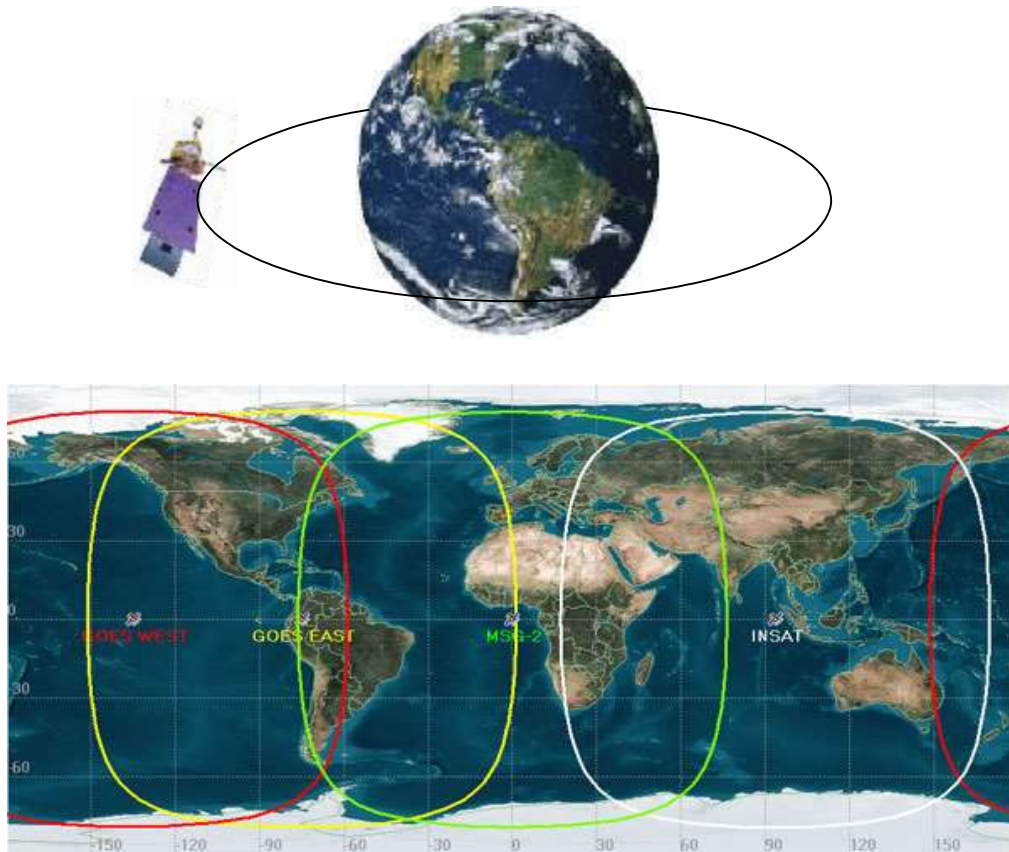


Figure 2.7- Orbite et Les régions couvertes par GEOSAR

En contraste avec les satellites LEOSAR les satellites GEOSAR couvrent continuellement seulement une partie majeure de la terre entre 70° Nord et 70° Sud avec une capacité d'alerte presque immédiate, mais ils ne peuvent pas situer le lieu de la détresse, puisque ces satellites sont fixes par rapport à la Terre, l'effet Doppler ne peut pas être utilisé pour la localisation. Cependant, des balises ont été développées avec un module GPS (*Global Positioning System*) intégré, où la position de la balise est ajoutée dans le message de détresse, ce qui fournit une alerte presque immédiate [9]. La localisation de la détresse doit être soit :

- Acquisie par la balise via un système interne ou externe de fixation de la position, par exemple GPS ou Glonass, et codé dans le message de la balise.
- dérivée, avec des retards possibles, du système LEOSAR.

Un satellite géostationnaire doit graviter à une altitude de 35'784 km par rapport à la surface de la terre. Avec les lois suivantes :

- Seconde loi de Newton : $F = m \times a$
- Mouvement circulaire uniforme : $a = \frac{v^2}{R}$
- Loi de la gravitation universelle : $F = G \times M \left(\frac{m}{R^2}\right)$

2.3.3. Satellite MEOSAR :

2.3.3.1. Définition :

COSPAS-SARSAT modernise actuellement son système en plaçant des récepteurs de recherche et de sauvetage (c.à.d. des répéteurs ou transpondeurs) à bord des nouveaux satellites de navigation opérés par les États-Unis (GPS), la Russie (Glonass), et l'Europe (Galileo), qui a commencé ses lancements le 12 octobre 2012. Une fois qualifié opérationnellement, cet accroissement du système améliorera considérablement la rapidité de détection et la précision de localisation des balises.

Ces satellites sont placés en orbite autour de la Terre à des altitudes comprises entre 19 000 km et 23 000 km, ce qui est considéré comme une orbite d'altitude moyenne (Figure 2.8). Cette composante du Système COSPAS-SARSAT est ainsi dénommé MEOSAR, pour satellites en orbite terrestre moyenne pour les recherches et les sauvetages. Il complétera les systèmes existants LEOSAR et GEOSAR.

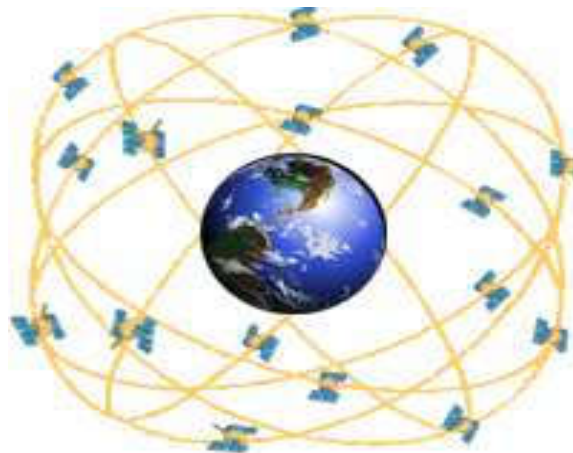


Figure 2.8- Satellite MEOSAR

Les systèmes LEOSAR et GEOSAR actuels contribuent à détecter et localiser les balises de secours qui ont été activées. Le système GEOSAR couvre en permanence l'ensemble de la Terre, à l'exception des régions de hautes latitudes (les régions polaires). Bien que le GEOSAR puisse recevoir des messages de presque partout sur le globe, il ne peut pas localiser la balise, sauf si la localisation de celle-ci est encodée dans le message à partir d'un récepteur de navigation. Le système LEOSAR peut localiser une balise sans l'aide d'un récepteur GPS ou d'un autre signal de navigation, mais il n'a qu'une couverture limitée de la Terre à un instant donné, ce qui peut conduire à un délai dans la réception des messages de détresse fournis par le LEOSAR.

Une fois pleinement opérationnel, le système MEOSAR offrira les avantages des systèmes, LEOSAR et GEOSAR, sans leurs limites actuelles, en transmettant le message de détresse et fournissant sa location de façon indépendante, avec une couverture mondiale en quasi-temps réel.

Le système MEOSAR apportera également d'autres améliorations pour les balises COSPAS-SARSAT, tel une transmission retour vers les balises qui confirmera aux utilisateurs que le message d'alerte a bien été reçu.

Une fois le système complètement opérationnel, le nombre important de satellites COSPAS-SARSAT en orbite permettra à chaque message de détresse d'être relayé en même temps par plusieurs satellites vers plusieurs stations au sol, augmentant ainsi la probabilité de détection et la précision de localisation.

Au début de 2013, COSPAS-SARSAT a lancé une phase de démonstration et d'évaluation (D&E) du système MEOSAR qui a pour objectif de montrer que le MEOSAR répond aux attentes prévues et que les alertes de détresse fournies par le MEOSAR aux autorités de recherche et sauvetage (SAR) ont la fiabilité et l'exactitude requises.

La phase de D&E MEOSAR est prévue à la fin de 2015. Elle sera ensuite suivie par la phase de capacité opérationnelle initiale (IOC) MEOSAR dans laquelle les alertes de détresse fournies par le système MEOSAR seront utilisées de façon opérationnelle par les autorités SAR. Lorsque suffisamment de satellites MEOSAR et de stations terrestres seront disponibles pour offrir une couverture mondiale en

temps réel, le système MEOSAR sera déclaré à sa pleine capacité opérationnelle (FOC).

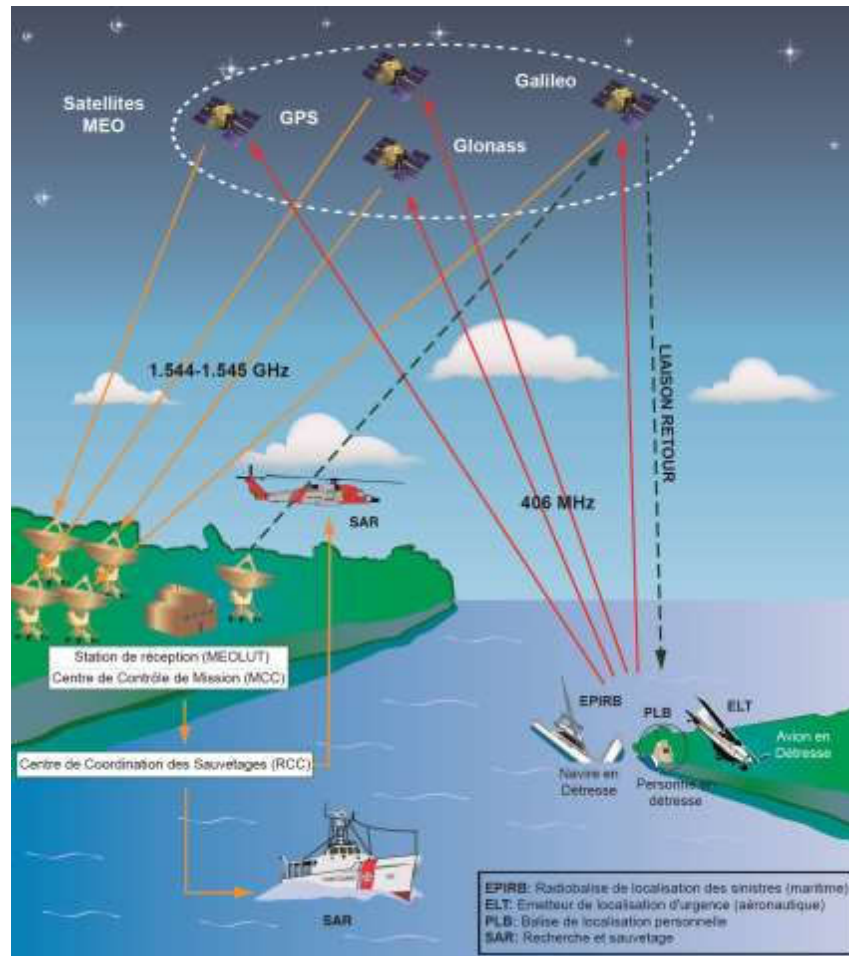


Figure 2.9- Le Concept du système MEOSAR

2.3.3.2. Liaison du système MEOSAR :

Les performances du système MEOSAR dépendent du bilan de liaison entre la balise, le satellite, et la station de réception [8]. Nous décrivons d'abord les éléments du bilan de liaison pour ensuite calculer les indicateurs de qualité des liaisons montante et descendante, qui sont les rapports C/N_0 entre la puissance du signal et la densité spectrale de bruit de ces liaisons. Finalement, des simulations sont présentées en tenant compte des spécifications du système. La figure 2.10 illustre les éléments du bilan de liaison, comprenant une balise et un satellite interférents.

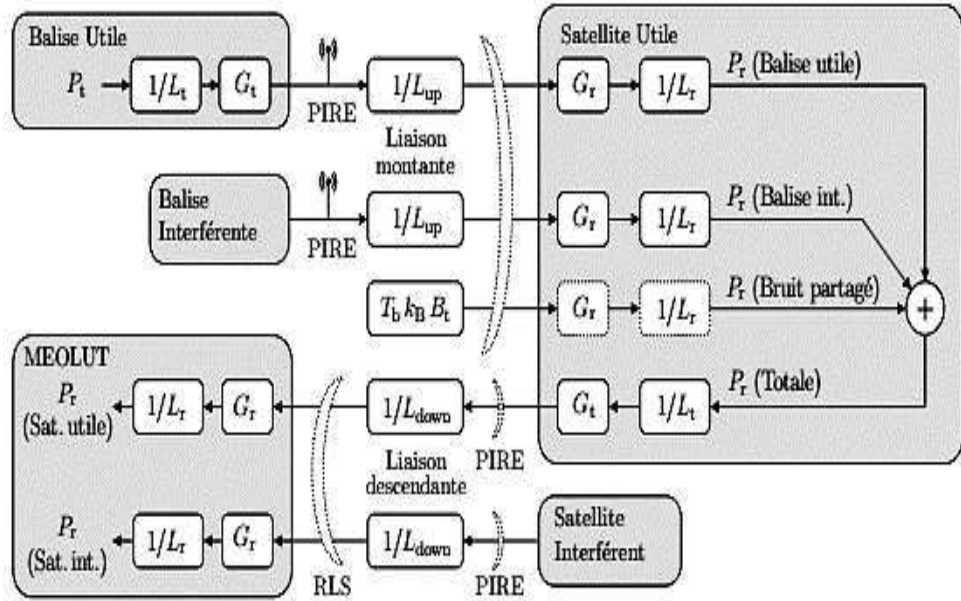


Figure 2.10- Bilan de liaison pour le système MEOSAR.

La qualité de la liaison de bout en bout peut être mesurée par le rapport (C/N_o) total, donné par [10]

$$\left(\frac{C}{N_o}\right)_{total}^{-1} = \left(\frac{C}{N_o}\right)_{up}^{-1} + \left(\frac{C}{I_o}\right)_{down}^{-1} + \left(\frac{C}{N_o}\right)_{down}^{-1} \quad (2.1)$$

où $(C/N_o)_{up}$ est le rapport pour la liaison montante, $(C/N_o)_{down}$ représente le rapport pour la liaison descendante et $(C/I_o)_{down}$ est le rapport entre la puissance du signal et la densité spectrale des signaux interférents pour la liaison descendante. On note que les interférences sont prises en compte sur la voie descendante, car celles-ci occupent une partie de la puissance dans la bande d'émission disponible du satellite [11]. Les sections suivantes présentent le calcul des trois termes dans (2.1).

A. liaison montante :

Le rapport $(C/N_o)_{up}$ pour la liaison montante est donné par [12]

$$\left(\frac{C}{N_o}\right)_{up} = \frac{PIRE_{(Balise\ utile)} (G/T)_{(Sat.\ utile)}}{L_{up} k_B} \quad (2.2)$$

Où la PIRE est la puissance isotrope rayonnée équivalente, le rapport G/T est un indicateur qui caractérise l'équipement de réception

(rapport du gain de réception sur température équivalente de bruit), L_{up} représente les pertes de la liaison montante, et k_B est la constante de Boltzmann. La PIRE est généralement définie comme le produit entre la puissance de transmission P_t et le gain d'antenne G_t . Le gain d'antenne est un facteur qui permet d'augmenter la densité de puissance irradiée dans une certaine direction. Ainsi, pour une antenne qui irradie de façon isotrope dans l'espace libre sans une directivité particulière, $G_t = 1$ et la PIRE est égale à P_t [13]. Dans le cas de la balise utile de la figure 2.11, la PIRE peut être définie en considérant les pertes de transmission (notées L_t), et on obtient

$$PIRE = \frac{P_t G_t}{L_t} \quad (2.3)$$

Les pertes L_{up} pour la voie montante sont données en fonction des pertes en espace libre (L_e), des pertes d'atténuation dans l'atmosphère (L_a) et des pertes par désadaptation de polarisation (L_p), telles que

$$L_{up} = L_e L_a L_p \quad (2.4)$$

Par la suite, nous obtenons une expression pour les pertes en espace libre L_e en fonction de la distance d entre l'émetteur et le récepteur. Ces pertes correspondent à la partie du flux de puissance rayonnée par l'antenne d'émission qui n'est pas interceptée par l'antenne de réception. On calcule donc le rapport de la surface rayonnée à une distance d de l'antenne d'émission par la surface effective A_{eff} de captation de l'antenne de réception. La surface effective A_{eff} d'une antenne est liée à son gain de réception G_r suivant la relation [13]

$$A_{eff} = \frac{\lambda_0^2}{4\pi} G_r \quad (2.5)$$

Où $\lambda_0 = c/f_0$ est la longueur d'onde, c est la vitesse de la lumière et f_0 est la fréquence du signal transmis. Les pertes en espace libre sont calculées pour le cas d'une antenne isotrope (pour laquelle $G_r = 1$), où on obtient $A_{eff} = \frac{\lambda_0^2}{4\pi}$. Ainsi, on calcule L_e en divisant la surface d'une sphère de rayon d par la surface effective de l'antenne d'une antenne isotrope et on obtient [12]

$$L_e = \left(\frac{4 \pi d}{\lambda_0} \right)^2 \quad (2.6)$$

La distance d peut être calculée en utilisant la loi des cosinus (Théorème d'Al-Kashi)

$$d = -r_e \sin \gamma + \sqrt{r_e^2 \sin^2 \gamma + 2r_e a_{sat} + a_{sat}^2} \quad (2.7)$$

Où r_e est le rayon équatorial de la Terre, a_{sat} est l'altitude du satellite, et γ est l'angle d'élévation du satellite, illustré sur la figure 3.11 comme γ_{up} ou γ_{down} selon la liaison étudiée. La section suivante évalue les termes $(C/N_0)_{down}$ et $(C/I_0)_{down}$ dans (3.1) pour la voie descendante.

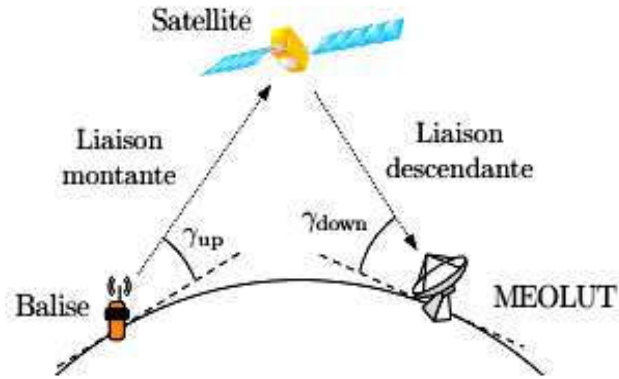


Figure 2.11- Angles d'élévation pour les liaisons montante et descendante.

B. liaison descendante :

Le rapport $(C/N_0)_{down}$ pour la liaison descendante entre le satellite et la station de réception MEOLUT est donné par [14]

$$\left(\frac{C}{N_0} \right)_{down} = \frac{PIRE_{(Sat\ utile)} (G/T)_{(MEOLUT)} \frac{1}{L_{part}}}{L_{dawn} k_B} \quad (2.8)$$

Où L_{down} représente les pertes pour la voie descendante, de façon similaire à L_{up} dans (2.4), mais ce terme comprend aussi les pertes de dépointage L_d liées au désalignement de l'antenne d'émission du satellite et de l'antenne de réception de la MEOLUT, suivant

$$L_{down} = L_e L_a L_p L_d \quad (2.9)$$

L'expression de $(C/N_o)_{down}$ dans (2.8) est similaire à (2.2), avec un facteur supplémentaire L_{part} de pertes partagées. Ces pertes représentent la fraction de la puissance disponible en émission du satellite émetteur allouée pour la balise utile [11, 15]

$$\frac{1}{L_{part}} = \frac{P_r (Balise\ utile)}{P_r (Totale)} \quad (2.10)$$

où la puissance de la balise utile reçue au niveau du satellite peut être obtenue selon la figure 2.10 en fonction des gains et des pertes illustrés. On obtient ainsi

$$P_r (Balise\ utile) = \frac{P_t G_t G_r}{L_t L_e L_a L_p L_r} \quad (2.11)$$

où G_r est le gain de réception de l'antenne du satellite et L_r représente les pertes en réception des câbles et des connecteurs du satellite. La puissance totale reçue au niveau du satellite dans (2.10) est donnée par la somme

$$P_r (Totale) = P_r (Balise\ utile) + N_{bi} P_r (Balise\ int) + P_r (Bruit\ part) \quad (2.12)$$

où N_{bi} est le nombre de balises interférentes, $P_r (Balise\ int)$ est la puissance moyenne reçue des balises interférentes, et $P_r (Bruit\ part)$ est la puissance reçue du bruit partagé, donnée par

$$P_r (Bruit\ part) = T_b k_B B_t \quad (2.13)$$

où T_b est la température du bruit thermique de l'antenne du satellite et B_t est la largeur de bande du transpondeur. Dans le calcul de $P_r (Bruit\ part)$, on note que le gain G_r et les pertes L_r en réception du satellite n'ont pas été pris en compte (ces éléments sont représentés en pointillé dans la figure 2.10. Ceci vient du fait que, en pratique, ces termes sont compris

dans la température de bruit T_b lorsque celle-ci est mesurée à l'entrée du récepteur [16].

Calcul du rapport C/I_0 de la liaison descendante :

Le dernier terme à calculer dans (2.1) est le rapport $(C/I_0)_{down}$ entre la puissance utile et la densité spectrale de puissance des signaux interférents en entrée de la MEOLUT, donné par

$$\left(\frac{C}{I_0}\right)_{down} = \frac{P_r(Sat\ utile)}{I_0} \frac{1}{L_{part}} \quad (2.14)$$

Avec

$$I_0 = \frac{P_r(Sat\ int)}{B_t} \quad (2.15)$$

La puissance du satellite utile et la puissance des satellites interférents reçues par la MEOLUT dans (2.14) et (2.15) sont données par

$$P_r(Sat\ utile) = \frac{PIRE(Sat\ utile)(G/T)(MEOLUT)T_b(MEOLUT)}{L_{down}L_r} \quad (2.16)$$

$$P_r(Sat\ int) = N_{si} \frac{PIRE(Sat\ int)(G/T)(MEOLUT)T_b(MEOLUT)}{L_{down}L_rL_{RLS}} \quad (2.17)$$

où N_{si} est le nombre de satellites interférents, L_r représente les pertes en réception (dues aux câbles et aux connecteurs) et L_{RLS} est l'atténuation des interférences liée au profil de réjection des lobes secondaires de l'antenne de réception à la MEOLUT. Ainsi, le rapport C/N_0 total de la liaison entre la balise, le satellite, et la station de réception peut être calculé avec les expressions (2.2), (2.8) et (2.14), qui ont été validées avec le simulateur SAR/GALILEO décrit dans [16]. Dans la section suivante, ces expressions sont calculées en considérant les spécifications du système.

C. Simulation :

Cette section étudie la qualité des liaisons montante et descendante du système MEOSAR, en prenant en compte les paramètres regroupés dans le tableau 1.1. Dans ce tableau nous retrouvons des éléments de la figure 2.10 et les intervalles de valeurs qui ont été fixés pour quelques paramètres. Afin de représenter la variation de ces paramètres, nous faisons 107 tirages aléatoires suivant une distribution uniforme. La figure 2.12 présente les histogrammes obtenus pour les rapports $(C/N_o)_{up}$, $(C/I_o)_{down}$, $(C/N_o)_{down}$ et $(C/N_o)_{total}$ dans (2.1). On note que les histogrammes semblent proches de lois gaussiennes, ce qui peut se justifier en utilisant le théorème de la limite centrale.

Tableau 2.1 – Paramètres du bilan de liaison pour le système MEOSAR.

	Paramètre	Symbole	Valeur	Unité
	Nombre de tirages aléatoires	N_t	10^7	tirages
	Constante de Boltzmann	k_B	1.3806×10^{-23}	W.s/K
	Rayon équatorial de la Terre	r_e	6378	km
	Altitude des satellites	a_{sat}	23616	km
Balise utile	Fréquence de la porteuse	f_0	406.022 à 406.079	MHz
	Angle d'élevation	γ_{up}	5 à 60	degrés
	Puissance de transmission	P_t	5 à 9	dB W
	Gain de transmission	G_t	-2	dB
	Pertes de transmission	L_t	0.5	dB
	Pertes d'atténuation	L_a	2.5	dB
	Pertes par polarisation	L_p	4 à 4.5	dB
Satellite utile	Fréquence de la porteuse	f_0	1544.0 à 1544.2	MHz
	Angle d'élevation	γ_{down}	5 à 90	degrés
	Puissance isotrope rayonnée équiv.	PIRE	15 à 20	dB W
	Rapport G/T	G/T	-15.7 à -17.7	dB/K
	Pertes d'atténuation	L_a	1	dB
	Pertes par polarisation	L_p	0.2 à 1	dB
	Pertes de dépointage	L_d	0.1	dB
	Pertes en réception	L_r	1	dB
	Température de bruit	T_b	600	K
	Bande du transpondeur	B_t	100	kHz
Interférences	Nombre de balises	N_{bi}	1 à 5	balises
	Fréquence de la porteuse	f_0	1544.0 à 1545.0	MHz
	Nombre de satellites	N_{si}	1 à 6	satellites
	Fréquence de la porteuse	f_0	406.022 à 406.079	MHz
MEOLUT	Rapport G/T	G/T	4	dB/K
	Pertes en réception	L_r	0	dB
	Réjection des lobes secondaires	L_{RLS}	10	dB
	Température de bruit	T_b	150	K

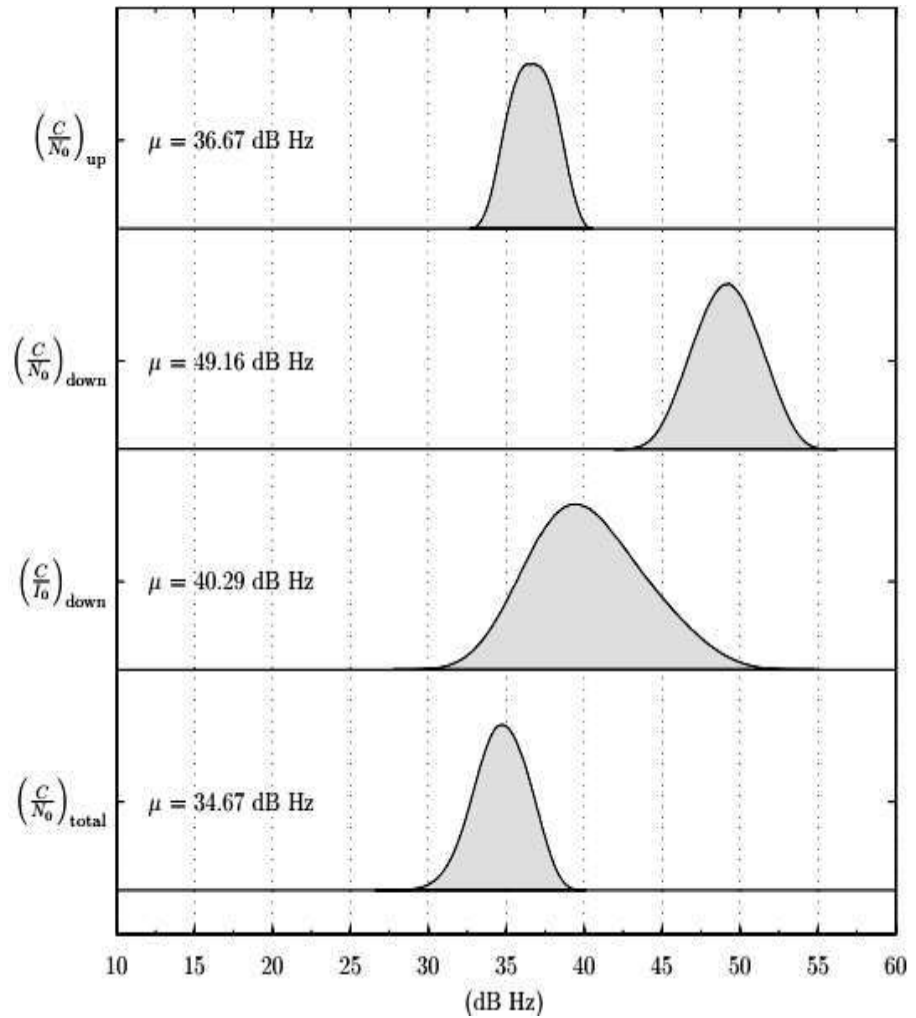


Figure 2.12- Rapports C/N_o et C/I_o du bilan de liaison pour le système MEOSAR.

Les moyennes des histogrammes sont indiquées sur la figure 2.12. On remarque que la valeur de 34.67 dB Hz correspondante au rapport $(C/N_o)_{total}$ est proche de la valeur nominale du système, donnée par $C/N_o = 34.8$ dB Hz [8]. Nous considérons essentiellement des valeurs de C/N_o comprises entre 30 et 40 dB Hz. Dans l'expression (2.1), lorsqu'un des rapports individuels est petit, son inverse devient significatif dans la somme, et ce paramètre est dit dimensionnant. Selon la figure 3.10, on note que le rapport $(C/N_o)_{up}$ est le paramètre dimensionnant, ce qui indique que la liaison montante est la partie la plus sensible de la liaison de bout en bout.

2.3.4. Comparaison entre systèmes LEOSAR et MEOSAR :

En 1997, une étude canadienne a montré qu'une constellation de satellites en orbite moyenne serait plus adaptée pour les applications de recherche et de sauvetage [17]. Puis, en 2000, les États-Unis, la Commission européenne et la Russie ont entamé des négociations avec COSPAS-SARSAT quant à l'installation d'instruments dédiés à la recherche et au sauvetage à bord des satellites de navigation en orbite moyenne (à 23600 km d'altitude) [8]. Ce système a été nommé système MEOSAR (Medium Earth Orbit Search and Rescue). La figure 2.13 compare les zones de couvertures des satellites des systèmes LEOSAR et MEOSAR, où sont illustrées la balise de détresse et la station de réception du système MEOSAR, nommée MEOLUT (Medium Earth Orbit Local User Terminal).

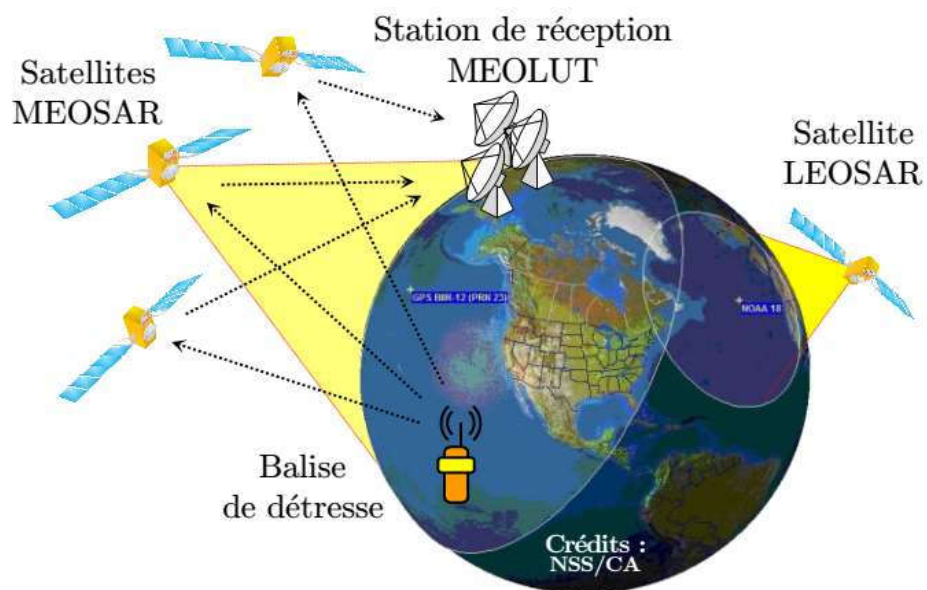


Figure 2.13- Comparaison de la zone de couverture des systèmes LEOSAR et MEOSAR.

La différence d'altitude entre les deux systèmes implique un délai de 30 minutes pour qu'un satellite LEOSAR traverse la zone de couverture d'un satellite MEOSAR [18]. De plus, la constellation de satellites MEOSAR devrait augmenter au fur et à mesure que des charges utiles de recherche et sauvetage sont embarquées dans les satellites de navigation américains (système GPS), russes (système GLONASS) et

européens (système Galileo) [19]. Ainsi, il a été constaté que le système MEOSAR pouvait apporter des bénéfices importants à la recherche et sauvetage par satellite :

- ✓ Couverture continue de la Terre avec une bonne précision pour la localisation indépendante (sans utiliser le module GPS de la balise), permettant des alertes quasi instantanées ;
- ✓ Robustesse face aux obstacles entre la balise et les satellites ;
- ✓ Redondance et disponibilité élevées des satellites ;
- ✓ Possibilité d'une liaison retour pour permettre au centre de contrôle de confirmer à la personne en détresse que son message d'alerte a été reçu [20].

2.3.5. La solution MEOLUT Next (Thales Alenia Space) :

Déjà présent dans le système COSPAS/SARSAT comme fournisseur exclusif des processeurs bord (DSP) des satellites LEOSAR depuis les années 90, Thales Alenia Space propose aujourd'hui une solution inédite concernant les Local User Terminal (LUT). Ces derniers sont chargés de traiter le signal relayé par les satellites et de calculer la position de la balise pour envoi au centre de contrôle de mission.

Le principe réside dans l'utilisation de 2 antennes actives de petite taille, constituées chacune de 64 patches, le tout dans un shelter occupant à peine 15m². Elles disposent d'un bloc Radiofréquence ultra-performant permettant une digitalisation en amont du signal suivi d'un traitement algorithmique particulièrement novateur. Les fabricants américains et canadiens proposent une solution classique comprenant 6 antennes paraboliques et mobilisant environ 10 000 m² au sol (Figure 2.14).



Figure 2.14- La technologie Révolutionnaire MEOLUT Next [21]

A titre comparatif, les solutions MEOLUT classiques, dotées de 6 grandes antennes paraboliques disposées dans un espace comparable à un terrain de football, sont en capacité de recevoir 6 satellites (1 par antenne). La solution de Thales Alenia Space, MEOLUT Next peut quant à elle, à l'aide de ces 2 antennes, disposées sur un espace inférieur à 20 m², poursuivre jusqu'à 30 satellites, ce qui en plus d'élargir la zone de couverture, augmente significativement le taux de détection des balises de détresse. Par ailleurs, étant donné que ces antennes ne comportent aucun élément mécanique, le coût de maintenance associé est le plus compétitif du marché. Plus précise, plus performante, facile à déployer et à maintenir, la solution MEOLUT Next permettra assurément d'améliorer les performances du système global COSPAS SARSAT (Figure 2.15).

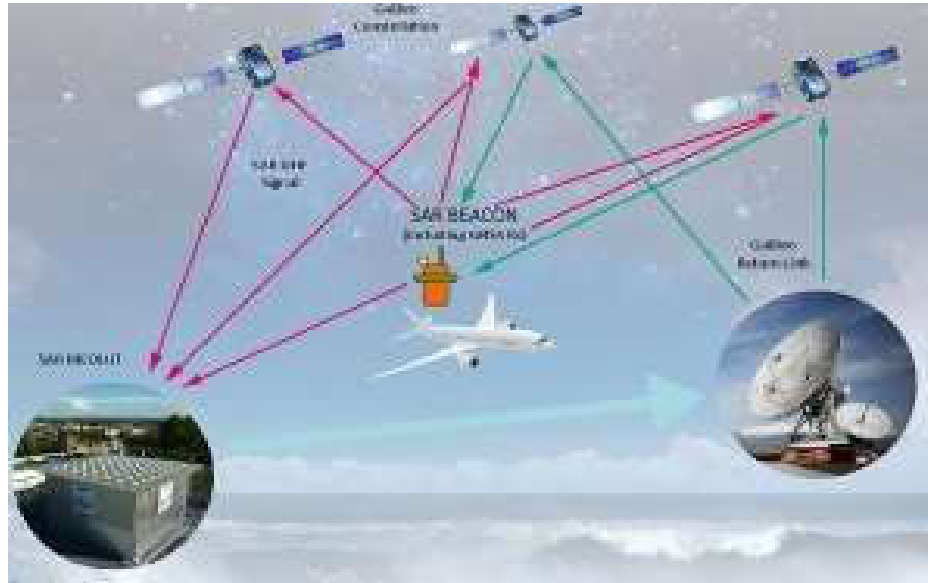


Figure 2.15- Fonctionnement du Futur Système MEOSAR

2.4. Simulateur COSPAS SARSAT :

Cette section présente le simulateur CCOSPAS SARSAT décrit dans [22, 23]. L'objectif est d'identifier les paramètres qui peuvent influencer les performances de démodulation du message de détresse, et qui seront étudiés dans la suite de ce travail. Nous détaillons d'abord l'organisation des traitements dans le simulateur, puis nous présentons des résultats de simulations qui justifient l'intérêt de considérer deux paramètres importants dans la suite de ce travail : le temps de montée du signal et le rythme symbole. La figure 2.16 illustre l'organisation des traitements dans le simulateur.

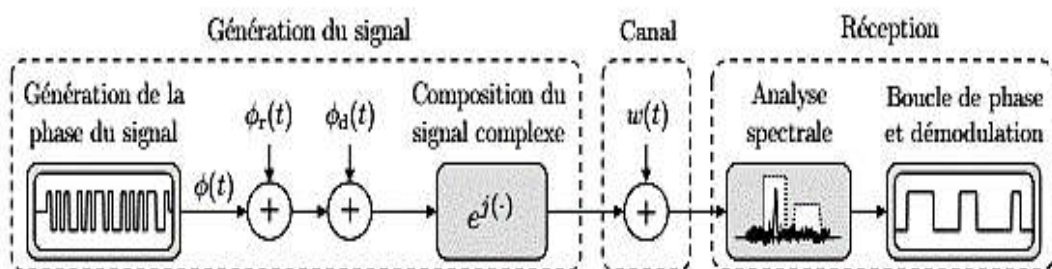


Figure 2.16- Organisation des traitements du simulateur COSPAS SARSAT.

Le message de détresse est d'abord modulé en phase avec un codage Manchester, suivant [24]

$$\phi(t) = \beta \sum_{n=0}^{N-1} b_n g(t - nT) \quad (2.18)$$

Où β est l'indice de modulation, N est le nombre de symboles, $g(t)$ est une impulsion réelle de Manchester, T est la période symbole et $\mathbf{b} = \{b_n\}$ est une suite associée aux bits d'information du message de détresse. Les premières 160 ms du signal sont allouées pour la porteuse à une fréquence $f_0 = 406$ MHz. Lorsque le signal est démodulé, nous retrouvons un résidu f_r de la porteuse en bande de base. Ce résidu est pris en compte dans le simulateur par l'ajout d'un terme linéaire, donné par

$$\phi_r(t) = 2\pi f_r t \quad (2.19)$$

Puis, l'effet Doppler sur le signal est simulé par l'ajout d'un terme quadratique à la phase du signal

$$\phi_d(t) = \pi \alpha_d t^2 \quad (2.20)$$

Où α_d est la dérive Doppler. La phase du signal est donc donnée par la somme de (3.18), (3.19) et (3.20), qui sont utilisées pour construire le signal complexe. Ensuite, un bruit blanc gaussien $w(t)$ est ajouté au signal afin de simuler le canal de transmission dont les parties réelle et imaginaire ont chacune une densité spectrale de puissance égale à N_0 . L'étape suivante est l'analyse spectrale du signal, illustrée sur la Figure 2.17.

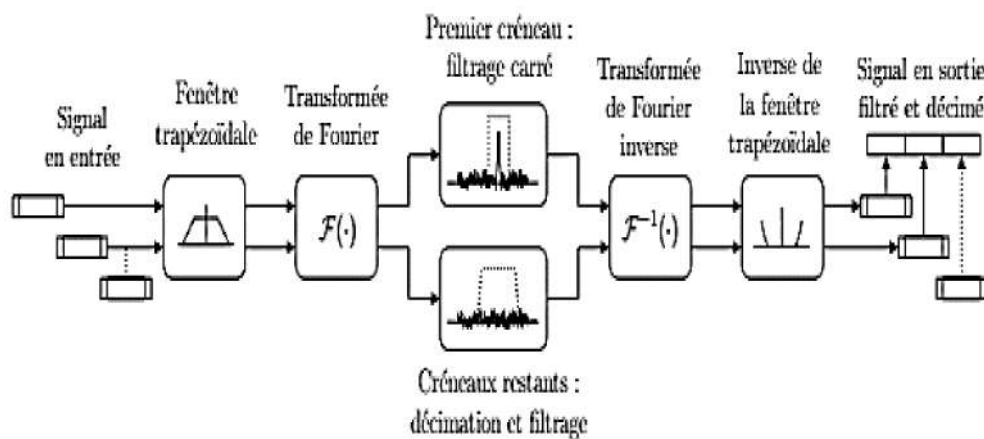


Figure 2.17- Analyse spectrale du signal bruité.

Le signal bruité est filtré et décimé en utilisant une transformée de Fourier avec fenêtrage et recouvrement. Le résidu de la porteuse est estimé sur le premier créneau, après un filtrage par un filtre carré. Les créneaux restants sont filtrés et décimés par un filtre en cosinus surélevé. Le signal obtenu est ensuite démodulé dans une boucle de correction de phase, qui est la dernière étape du simulateur (figure 2.10). Cette boucle est initialisée en utilisant le résidu estimé de la porteuse, puis la

phase du signal est localement approchée par une droite dont les paramètres sont mis à jour par créneaux de temps successifs [23].

Les récepteurs embarqués dans des satellites en orbite moyenne sont moins susceptibles à l'effet Doppler par rapport à ceux qui sont embarqués dans des satellites en orbite basse. En conséquence, la dérive Doppler maximale $\alpha_{d_{\max}}$, qui est d'environ -85 Hz/s pour des satellites en orbite basse [22], est de l'ordre de -1 Hz/s pour des satellites en orbite moyenne [25]. Ainsi, dans le cas du système MEOSAR, la boucle de correction de phase peut être négligée. Les sections suivantes présentent les résultats obtenus avec le simulateur COSPAS SARSAT, où les variations de deux paramètres ont été étudiées : le temps de montée du signal et le rythme symbole.

2.4.1. Ajout du temps de montée :

Selon les spécifications du système COSPAS SARSAT, le temps de montée T_r de détresse est défini comme le temps pour que la phase change de -90% à du signal des balises 90% de l'indice démodulation β [26]. Ce paramètre a été ajouté au simulateur COSPAS SARSAT par un filtrage gaussien de la phase du signal généré. Le tableau 3.2 liste les paramètres du simulateur, où la valeur de la dérive Doppler maximale $\alpha_{d_{\max}}$ a été calculée pour le système MEOSAR.

Tableau 2.2 – Paramètres du simulateur COSPAS SARSAT.

Paramètre	Symbole	Valeur	Unité
Nombre de messages	N_m	6000	messages
Nombre de symboles	N	300	symboles
Rythme symbole	R_s	404	symboles/s
Indice de modulation	β	1.0	radian
Résidu de la porteuse	f_r	10	Hz
Dérive Doppler maximale	$\alpha_{d_{\max}}$	-0.16	Hz/s

Le tableau 2.3 présente le taux d'erreur binaire (TEB) et les messages de détresse perdus (MP) pour différentes valeurs du temps de montée T_r et du rapport C/N_0 . Dans le simulateur, les messages sont considérés perdus lorsque le nombre de symboles du message n'est pas correctement estimé, ou lorsque plus de 4% des bits ne sont pas correctement démodulés [22]. On note que plus

le rapport C/N_0 est faible, plus l'influence du temps de montée sur le taux d'erreur binaire et les messages

Tableau 2.3 – TEB obtenus et messages perdus (MP) pour différentes valeurs de T_r et de C/N_0 .

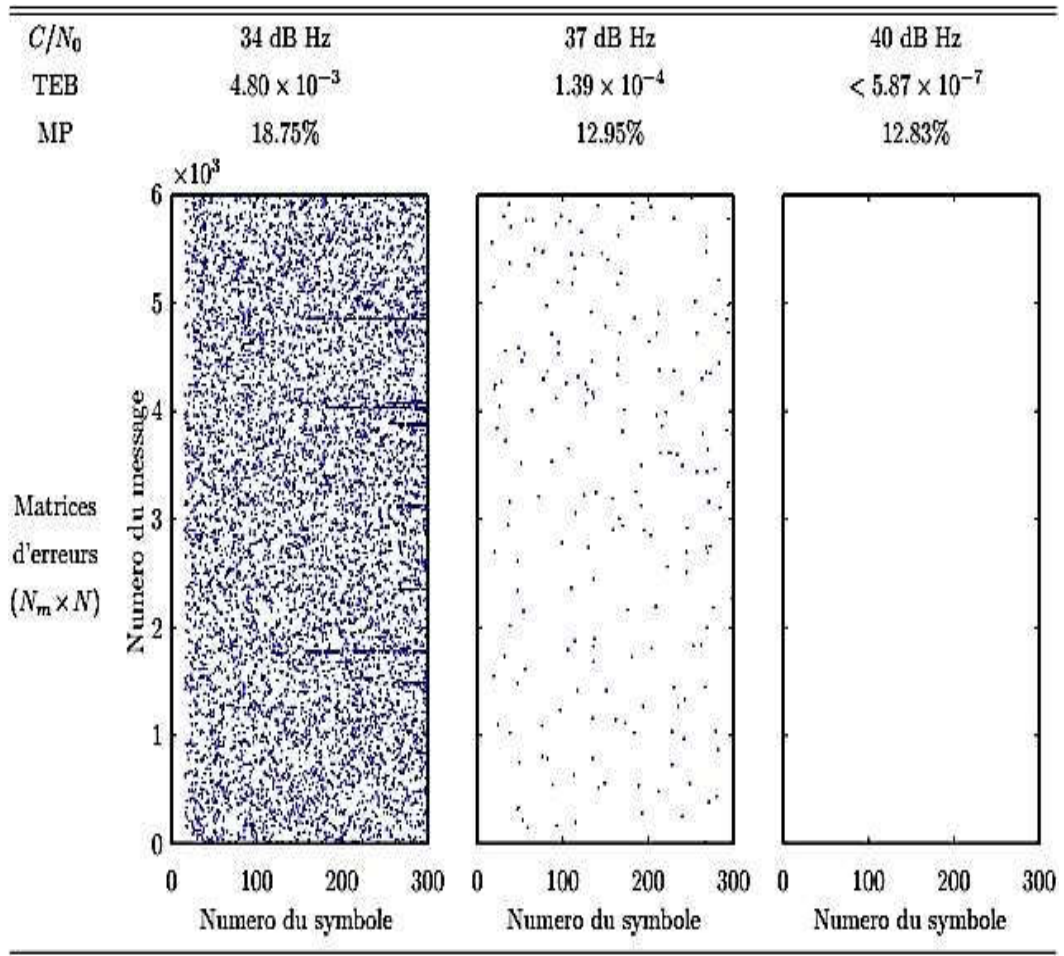
T_r (μ s)	$C/N_0 = 34$ dB Hz		$C/N_0 = 37$ dB Hz		$C/N_0 = 40$ dB Hz	
	TEB	MP	TEB	MP	TEB	MP
0	4.90×10^{-3}	9.28%	1.45×10^{-4}	0.17%	$< 5.87 \times 10^{-7}$	0%
50	4.91×10^{-3}	9.55%	1.43×10^{-4}	0.20%	$< 5.87 \times 10^{-7}$	0%
150	5.04×10^{-3}	10.48%	1.54×10^{-4}	0.33%	$< 5.87 \times 10^{-7}$	0%
250	5.27×10^{-3}	12.65%	1.65×10^{-4}	0.47%	$< 5.87 \times 10^{-7}$	0%
350	5.65×10^{-3}	15.08%	1.96×10^{-4}	0.73%	$< 5.87 \times 10^{-7}$	0%

Perdus est importante. Pour $C/N_0 = 40$ dB Hz, le TEB est noté inférieur à 5.87×10^{-7} car aucune erreur n'a été commise sur la durée de la simulation.

2.4.2. Influence du rythme symbole:

Le rythme symbole R_s des balises a une valeur nominale de 400 symboles/s mais les spécifications du système doivent être capables de faire face à une variation du rythme dans l'intervalle de 396 à 404 symboles/s [26]. Cette section étudie l'influence de ces variations sur la démodulation des messages de détresse. Dans le simulateur COSPAS SARSAT, nous prenons R_s suivant une loi uniforme dans l'intervalle [396, 404] symboles/s, et le temps de montée $T_r = 150 \mu$ s (valeur nominale du système). Les paramètres restants sont listés dans le tableau 2.2. Le tableau 2.4 présente le TEB, les messages perdus et les matrices d'erreurs de démodulation.

Tableau 2.4– TEB obtenus, messages perdus (MP) et matrices d’erreurs pour différents C/N_0 et R_s .



Les erreurs de démodulation d’un message de détresse avec $N = 300$ symboles. On note Chaque ligne de ces matrices représente d’abord l’absence d’erreurs de démodulation sur les premiers bits des messages. En effet, ces bits ne sont pas démodulés puisqu’ils forment un motif connu et qui est utilisé dans le simulateur COSPAS SARSAT pour détecter le signal de détresse. On note également que, pour $C/N_0 = 40$ dB Hz, le TEB est inférieur à 5.87×10^{-7} et pourtant 12.83% des messages ont été perdus. Ceci est dû à une mauvaise estimation du nombre de symboles du message, qui est induite par les variations du rythme symbole.

2.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons introduit le système de recherche et de sauvetage COSPAS SARSAT qui fonctionne à l'aide de satellites en orbite basse (système LEOSAR) et de satellites en orbite géostationnaire (système GEOSAR). Ce système fournit des données de localisation pour faciliter les opérations de recherche et de sauvetage.

Ensuite, nous avons dressé le bilan de liaison pour le système MEOSAR, et nous avons montré que la liaison montante (de la balise de détresse au satellite) est plus sensible par rapport à la liaison descendante (du satellite à la station de réception MEOLUT). Finalement, à l'aide du simulateur COSPAS SARSAT, nous avons évalué l'impact du temps de montée du signal et du rythme symbole sur la performance de démodulation du message de détresse.

CHAPITRE 3

Généralité sur Messages Numériques de la Balise 406 Mhz

Sommaire

3.1. Introduction	49
3.2. Caractéristique de la balise	50
3.3. Éléments fonctionnels des balises	51
3.3.1. Générateur de messages numériques	51
3.3.2. Modulateur et transmetteur 406 MHz	53
3.4. Structure de message numérique	57
3.5. Codage des Balises 406 MHz	58
3.5.1. Indicateur de format de message, protocole et code de pays	60
3.5.2. Codes de protocole.....	61
3.5.3. Protocoles d'utilisateur.....	62
3.6. Règlements des participants (ALGERIE) pour COSPAS-SARSAT	71
3.6.1. Règlements.....	71
3.6.2. Règlement national des balises PLB en série.....	71
3.6.3. Méthodes de codage d'ELT.....	72
3.6.4. Règlements d'essais de balise.....	72
3.6.5. Points de contact pour les questions de balise	72
3.7. Test de votre balise 406 MHz	73
3.8. Conclusions	73

3.1. Introduction :

Le but de ce chapitre est de définir les exigences COSPAS SARSAT pour les balises de détresse 406 MHz, le développement et la fabrication de transmetteurs de localisation d'urgence 406 MHz (ELT).

Les spécifications critiques pour le système COSPAS SARSAT sont définies en détail, Caractéristiques Donne les exigences système pour les balises ELTs. Traite du contenu du message de balise. La structure de message de base. L'affectation et la signification des bits de données disponibles sont définies. Cependant, ses règlements émis par COSPAS SARSAT Participants Concernant le transport de balises 406 MHz. Il comprend également des informations pratiques sur le codage et les exigences d'inscription dans chaque pays, où ces informations ont été mises à la disposition du Secrétariat COSPAS SARSAT.

Ce chapitre est inspiré de la documentation technique de système COSPAS SARSAT [1].

3.2. Caractéristique de la balise :

Le prototype de balise 406 MHz génère des trames identiques à celles des véritables balises COSPAS SARSAT.

Emission :

- Fréquence 406,040 MHz
Fréquence stable à $\pm 1 \cdot 10^{-9}$ (*)
- Modulation de phase +/- 1,1 radians, conforme à la norme COSPAS-SARSAT (*)
- Puissance mesurée 3 W
- Protection de l'émetteur Arrêt de l'émission en cas de défaut sur l'antenne
(Circuit ouvert ou court-circuit)
- Pas d'émission 121,5 MHz pour le moment, mais le montage permet d'ajouter une émission 121,5 sur la même antenne (duplexeur intégré)

Alimentation :

- Batterie 12 V (fonctionne entre minimum 9 V et 15 V ou 20 V maximum)
 - Alimentation interne 7,0 V (volontairement un peu en dessous de la tension nominale pour préserver le module 406)
- Consommation 26 mA en permanence
0,8 A environ en émission (pendant 500 ms)

Modulation :

- Trame 144 bits à 400 bauds (trame longue)
- Type « Test User »
- Informations transmises Identification
Position GPS (avec un GPS connecté)

(*) Données constructeur du module 406

La principale difficulté, c'est le modulateur. Les normes COSPAS SARSAT imposent une modulation de phase très particulière. Les deux états de la modulation correspondent à une phase de $+ 1,1$ radian ou $- 1,1$ radian, avec une précision de $0,1$ radian. La phase saute de $+ 60^\circ$ à $- 60^\circ$. La mise au point d'un oscillateur stable fonctionnant avec une telle modulation est difficile. Heureusement on trouve dans le commerce des composants qui réalisent cette fonction.

3.3. Éléments fonctionnels des balises :

Les exigences pour les deux éléments fonctionnels suivants d'une Balise de détresse 406 MHz sont :

- Générateur de messages numériques ; et
- Modulateur et émetteur à 406 MHz.

3.3.1. Générateur de messages numériques :

Le générateur de messages numériques saisira le modulateur et l'émetteur pour que le message soit transmis.

3.3.1.1. Période de répétition :

La période de répétition ne doit pas être si stable que deux émetteurs semblent être Synchronisés plus de quelques secondes sur une période de 5 minutes. Le but est que deux balises auront tous leurs éclats coïncidents. La période est aléatoire autour d'une valeur moyenne de 50 secondes, de sorte que les intervalles de temps entre la transmission sont distribués au hasard sur l'intervalle de 47,5 à 52,5 secondes.

3.3.1.2. Temps de transmission total :

Le temps de transmission total, mesuré à 90% des points de puissance, doit être 440 ms +1 % pour le message court et 520 ms +1 % pour le message long.

3.3.1.3. Transporteur non modulé :

La première 160 ms +1 % du signal transmis doit être constitués d'un support non modulé à la fréquence d'émission mesurée entre le point de puissance de 90% et le début de la modulation.

3.3.1.4. Message numérique :

Le Bit de La synchronisation consistant en "1" doit occuper les premières positions de 15 bits. Et un motif de synchronisation de trame

composé de 9 bits doit occuper des positions de bits 16 à 24. Le motif de synchronisation des trames en fonctionnement normal doit être 000101111. Cependant, si la balise rayonne un signal modulé en mode autotest, Le modèle de synchronisation des trames doit être 011010000 (c'est-à-dire que les 8 derniers bits sont complétés). Le bit 25 est un bit de drapeau format (F) utilisé pour indiquer la longueur du message à suivre. Valeur "0" indique un message court; La valeur "1" indique un message long.

a- Message court :

Les 280 ms +1 % du signal transmis doivent contenir un message de 112 bits à un débit de 400 bps +1 %. Il occupe 87 bits de message (figure 3.1).

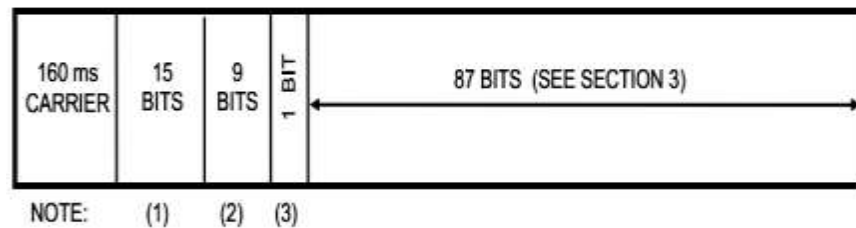


Figure 3.1- Format court message

b- Message long :

Le dernier 360 ms +1 % du signal transmis doit contenir un message 144 bits à un débit de 400 bps +1 %. Il occupe 119 bits de message (figure 3.2).

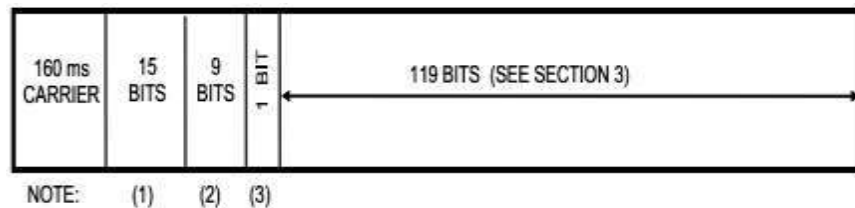


Figure 3.2- Format long message

Remarque:

- (1) Bit Synchronisation : 15 "1" bits
 - (2) Synchronisation de trame : 000101111
 - (3) bit "0" indique un format de message court
- "1" bit indique le format du message long

3.3.2. Modulateur et transmetteur 406 MHz :

3.3.2.1. Fréquence transmis :

Afin d'assurer la capacité du système adéquat et une utilisation efficace de la fréquence disponible spectre dans la bande 406.0 - 406.1 MHz attribué par l'UIT (Union internationale des télécommunications) pour l'exploitation de balises radio de position d'urgence par satellite à faible puissance, un certain nombre de canaux ont été définis dans la bande attribuée et seront assignés par COSPAS SARSAT de temps à autre, si nécessaire Pour satisfaire les exigences de capacité.

Les canaux de fréquence dans la bande 406.0 - 406.1 MHz sont définis par le centre fréquence des chaînes, attribuée par COSPAS SARSAT.

Pour le type de balise approuvé par COSPAS SARSAT pour une opération à 406.025 MHz et 406.028 MHz, la fréquence du support de balise doit être réglée conformément à la table d'affectation des canaux COSPAS SARSAT 406 MHz, comme prévu [22], à la fréquence centrale désignée du canal approprié + 1 kHz, et ne doit pas varier plus de + 5 kHz de cette fréquence centrale du canal en 5 ans.

La fréquence porteuse des balises fonctionnant dans le canal 406.025 MHz conformément à la table d'affectation de canal COSPAS SARSAT 406 MHz doit être réglée à 406,025 MHz + 2 kHz. La fréquence porteuse ne doit pas varier de plus de 5 kHz à partir de 406,025 MHz en 5 ans.

La stabilité à moyen terme de la fréquence transmise doit être définie par la pente moyenne de la fréquence par rapport au temps sur une période de 15 minutes et par la variation de fréquence résiduelle sur la pente moyenne. La pente moyenne ne doit pas dépasser 1 partie en 10⁹ par minute, sauf comme indiqué ci-dessous. La variation de fréquence résiduelle ne doit pas dépasser 3 parties en 10⁹. Après avoir autorisé 15 minutes pour l'échauffement des balises, les exigences de stabilité de fréquence à moyen terme doivent être respectées pour toutes les conditions environnementales définies, à l'exception du gradient de température et du choc thermique.

3.3.2.2. Puissance de l'émetteur :

La sortie de puissance de l'émetteur doit être dans les limites de $5\text{ W} + 2\text{ dB}$ (35 à 39 dBm) mesuré en une charge de 50 Ohm. Cette puissance de sortie doit être maintenue pendant 24 heures fonctionnement à n'importe quelle température dans toute la plage de température de fonctionnement spécifiée. Le temps de montée de la puissance doit être inférieur à 5 ms mesuré entre la puissance de 10% et 90% points. On suppose que la sortie de puissance augmente linéairement de zéro et doit donc être nulle Avant environ 0,6 ms avant le début de la mesure du temps de montée; Si ce n'est pas nul, le niveau maximal acceptable est de -10 dBm.

3.3.2.3. Caractéristiques de l'antenne :

Les caractéristiques d'antenne suivantes sont définies pour tous les angles azimutaux et pour des angles d'élévation supérieurs à 5° et inférieurs à 60° :

- Motif: hémisphérique
- Polarisation: circulaire (RHCP) ou linéaire
- Gain: entre -3 dBi et 4 dBi sur 90% de la région ci-dessus
- Antenne VSWR: pas supérieur à 1,5: 1

Les caractéristiques de l'antenne doivent être mesurées dans une configuration aussi proche que possible de son état de fonctionnement.

3.3.2.4. Émissions parasites :

Les émissions parasites dans la bande ne doivent pas dépasser les niveaux spécifiés par le masque de signal de la figure 3.3, lorsqu'ils sont mesurés dans une bande passante de résolution de 100 Hz.

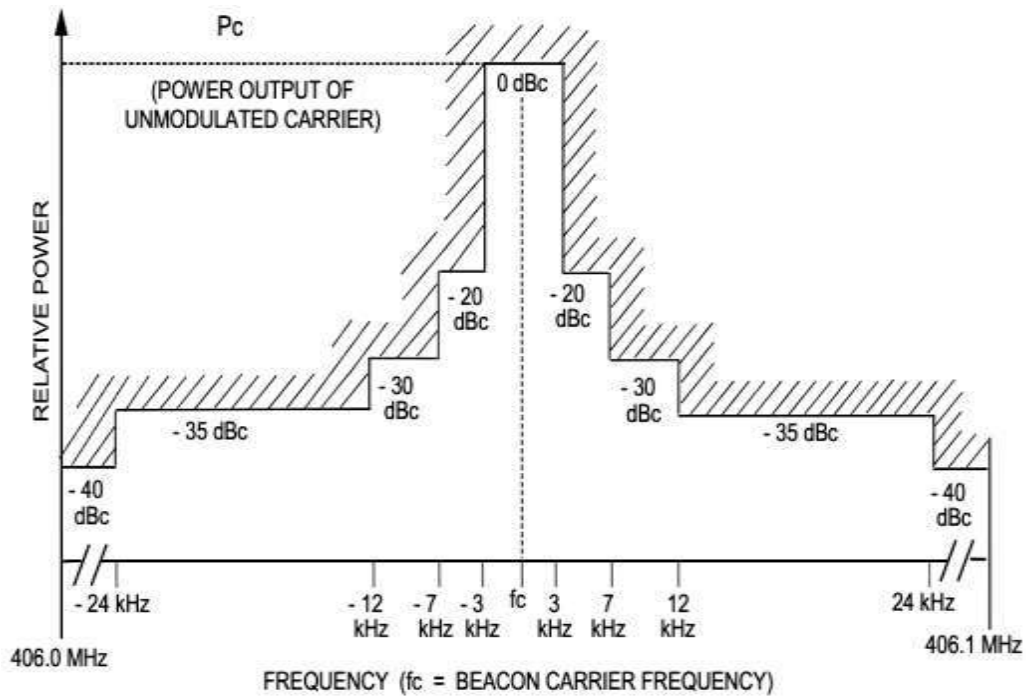


Figure 3.3- Masque d'émission parasite pour une bande de 406,0 à 406,1 MHz

3.3.2.5. Codage de données :

Les données doivent être codées en biphase (L), comme le montre la Figure 3.4.

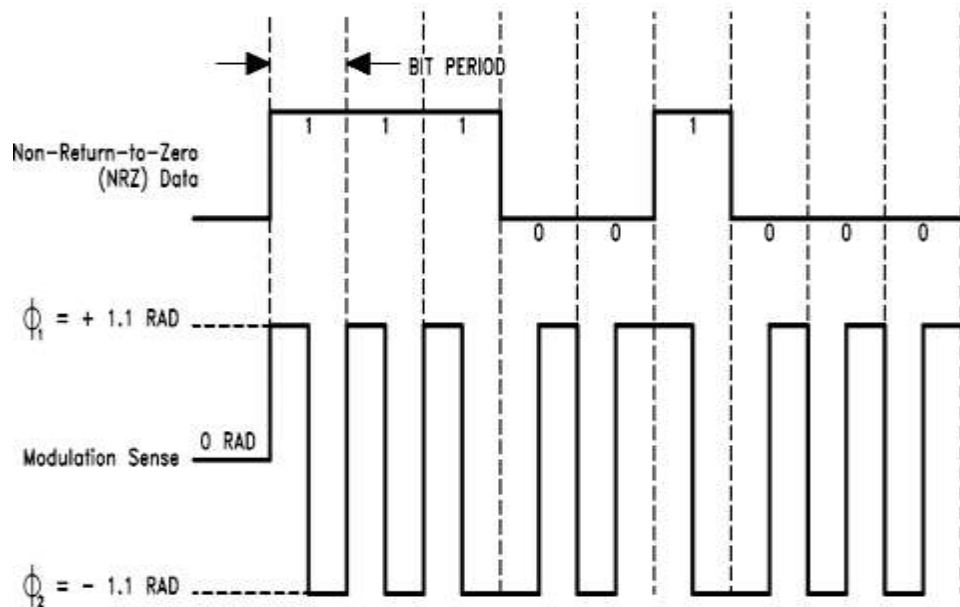


Figure 3.4- Schéma de codage et de modulation des données

3.3.2.6. Modulation :

Le transporteur doit être modulé en phase positive et négative $1,1 + 0,1$ radians par pointe, référencé à un transporteur non modulé. Le déphasage positif se réfère à une avance de phase par rapport à la phase nominale. Le sens de la modulation doit être tel qu'indiqué à la figure 2.5.

Les temps de montée (τ_R) et de chute (τ_F) de la forme d'onde modulée, comme le montre la figure 3.5, doivent être de $150 \pm 100 \mu s$.

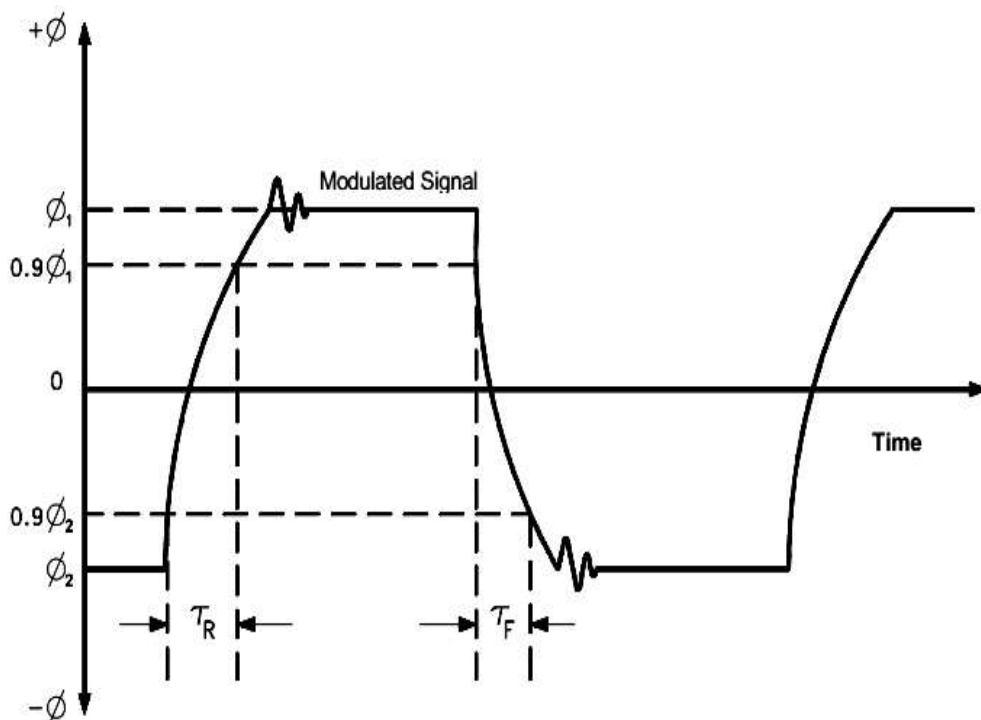


Figure 3.5- Définition de la modulation montée et de descente de temps.

3.3.2.7. Tension ondes stationnaires et Transmission continue maximale :

Le modulateur et l'émetteur de 406 MHz doivent être en mesure de satisfaire à toutes les exigences, à l'exception de celles du paragraphe 1.3.2.2 (sortie de l'émetteur), à n'importe quel VSWR entre 1: 1 et 3: 1 et ne doivent pas être endommagés par une charge de l'ouverture Circuit en court-circuit. Et la balise de détresse doit être conçue pour limiter toute continuité involontaire de 406 MHz Transmission à un maximum de 45 secondes.

3.4. Structure de message numérique :

Le message numérique qui est transmis par la balise 406 MHz comprend :

A) 112 bits pour le message court; et

B) 144 bits pour le message long.

Ces bits sont divisés en cinq groupes:

(1) Les premiers 24 bits transmis, les positions 1 à 24, sont des bits du système; Ils sont utilisés pour la synchronisation des bits et des trames.

(2) Les 61 bits suivants, positions 25 à 85, sont des bits de données. Ce groupe de bits est appelé le premier champ de données protégées (Protected Data Field PDF-1). Le premier bit de données (position 25) Indique si le message est court ou long : "0" = message court, "1" = message long.

(3) Les 21 bits suivants, les positions 86 à 106, sont un Bose Chaudhuri Hocquenhem Ou un code de correction d'erreur BCH (82,61). Ce groupe de bits est appelé le premier BCH Champ de correction d'erreur (BCH-1). Ce code est une forme abrégée d'un BCH (127,106) Code de correction d'erreur triple, tel que décrit à l'annexe B. Ce code peut détecter et Corriger jusqu'à trois erreurs de bit dans les 82 bits de (PDF-1 + BCH-1). La combinaison De PDF-1 et BCH-1 est appelé le premier champ protégé.

(4) Le groupe suivant se compose de bits de données, le nombre et la définition de ces bits Dépend du format du message, comme suit :

A) Message court : les 6 derniers bits du message dans les positions 107 à 112, ces bits de données ne sont pas protégés. Ce groupe de bits est référencé comme champ de données non protégé ;

B) Message long : les 26 bits suivants du message dans les positions 107 par 132. Ce groupe de bits est appelé deuxième champ de données protégées (PDF-2).

(5) Les 12 derniers bits du message long, les positions 133 à 144, sont un code de correction d'erreur Bose Chaudhuri Hocquenhem ou BCH (38,26). Ce groupe de bits est appelé deuxième champ de correction d'erreur BCH (BCH-2). Ce code est une forme abrégée d'un code de correction d'erreur BCH (63,51). Ce code peut détecter et corriger des erreurs jusqu'à 2 bits dans les 38 bits de (PDF-2 + BCH-2). La combinaison de PDF-2 et BCH-2 est appelée le Deuxième champ protégé figure 3.6.

b 25: indicateur de format de message (0 = message court, 1 = message long)					
b 26: indicateur de protocole (0 = protocole maritime/position, 1 = protocoles d'utilisateur)					
b 27 - b 36: chiffres d'identification maritime (MID) (Appendice 43 au Règlement des radiocommunications)					
Protocoles d'utilisateur (b 26 = 1)					
b 37 - b 39: 6 derniers chiffres de l'identité de la station de navire (codé binaire)	b 37 - b 39: protocole d'utilisateur				
b 40 - b 43: position (codé binaire)					
b 44 - b 45: latitude (degrés)					
b 46 - b 47: longitude (degrés)					
b 48 - b 49: jour de la semaine					
b 50 - b 51: heure					
b 52 - b 53: min (par incréments de 2 min)					
b 54 - b 55: utilisation nationale en option					
b 56 - b 57: cap					
b 58 - b 59: vitesse					
b 60 - b 61: période d'activation					
b 62 - b 63: jour de la semaine					
b 64 - b 65: heure					
b 66 - b 67: min (par incréments de 2 min)					
b 68 - b 69: utilisation nationale en option					
b 70 - b 71: type(s) d'autre(s) dispositif(s) auxiliaire(s) de radiolocalisation					
b 72 - b 73: type(s) d'autre(s) dispositif(s) auxiliaire(s) de radiolocalisation					
b 74 - b 75: type(s) d'autre(s) dispositif(s) auxiliaire(s) de radiolocalisation					
b 76 - b 77: type(s) d'autre(s) dispositif(s) auxiliaire(s) de radiolocalisation					
b 78 - b 79: type(s) d'autre(s) dispositif(s) auxiliaire(s) de radiolocalisation					
b 80 - b 81: type(s) d'autre(s) dispositif(s) auxiliaire(s) de radiolocalisation					
b 82 - b 83: type(s) d'autre(s) dispositif(s) auxiliaire(s) de radiolocalisation					
b 84 - b 85: type(s) d'autre(s) dispositif(s) auxiliaire(s) de radiolocalisation					
b 86 - b 106: code de correction d'erreur pour b 25 - b 85					
b 107: code d'urgence, utilisation des b 109 - b 112					
b 108: 0 = pour les radiobalises qui ne peuvent être mises en marche que manuellement 1 = pour les radiobalises qui peuvent être mises en marche manuellement ou automatiquement					
b 109 - b 112: nature du sinistre comme indiqué par l'OMI (voir le Tableau XVI)					
b 113 - b 144: message long en option pour protocoles d'utilisateur maritime/position					
b 113 - b 114: cap					
b 115 - b 121: latitude (degrés)					
b 122 - b 127: longitude (degrés)					
b 128: 0 = nord, 1 = sud					
b 129 - b 136: période d'activation					
b 137 - b 142: jour de la semaine					
b 143: 0 = est, 1 = ouest					
b 144: bit de parité appliqué à b 113 - b 143					
b 145 - b 146: utilisation nationale en option					
b 147 - b 148: utilisation nationale en option					
b 149 - b 150: utilisation nationale en option					
b 151 - b 152: utilisation nationale en option					
b 153 - b 154: utilisation nationale en option					
b 155 - b 156: utilisation nationale en option					
b 157 - b 158: utilisation nationale en option					
b 159 - b 160: utilisation nationale en option					
b 161 - b 162: utilisation nationale en option					
b 163 - b 164: utilisation nationale en option					
b 165 - b 166: utilisation nationale en option					
b 167 - b 168: utilisation nationale en option					
b 169 - b 170: utilisation nationale en option					
b 171 - b 172: utilisation nationale en option					
b 173 - b 174: utilisation nationale en option					
b 175 - b 176: utilisation nationale en option					
b 177 - b 178: utilisation nationale en option					
b 179 - b 180: utilisation nationale en option					
b 181 - b 182: utilisation nationale en option					
b 183 - b 184: utilisation nationale en option					
b 185 - b 186: utilisation nationale en option					
b 187 - b 188: utilisation nationale en option					
b 189 - b 190: utilisation nationale en option					
b 191 - b 192: utilisation nationale en option					
b 193 - b 194: utilisation nationale en option					
b 195 - b 196: utilisation nationale en option					
b 197 - b 198: utilisation nationale en option					
b 199 - b 200: utilisation nationale en option					
b 201 - b 202: utilisation nationale en option					
b 203 - b 204: utilisation nationale en option					
b 205 - b 206: utilisation nationale en option					
b 207 - b 208: utilisation nationale en option					
b 209 - b 210: utilisation nationale en option					
b 211 - b 212: utilisation nationale en option					
b 213 - b 214: utilisation nationale en option					
b 215 - b 216: utilisation nationale en option					
b 217 - b 218: utilisation nationale en option					
b 219 - b 220: utilisation nationale en option					
b 221 - b 222: utilisation nationale en option					
b 223 - b 224: utilisation nationale en option					
b 225 - b 226: utilisation nationale en option					
b 227 - b 228: utilisation nationale en option					
b 229 - b 230: utilisation nationale en option					
b 231 - b 232: utilisation nationale en option					
b 233 - b 234: utilisation nationale en option					
b 235 - b 236: utilisation nationale en option					
b 237 - b 238: utilisation nationale en option					
b 239 - b 240: utilisation nationale en option					
b 241 - b 242: utilisation nationale en option					
b 243 - b 244: utilisation nationale en option					
b 245 - b 246: utilisation nationale en option					
b 247 - b 248: utilisation nationale en option					
b 249 - b 250: utilisation nationale en option					
b 251 - b 252: utilisation nationale en option					
b 253 - b 254: utilisation nationale en option					
b 255 - b 256: utilisation nationale en option					
b 257 - b 258: utilisation nationale en option					
b 259 - b 260: utilisation nationale en option					
b 261 - b 262: utilisation nationale en option					
b 263 - b 264: utilisation nationale en option					
b 265 - b 266: utilisation nationale en option					
b 267 - b 268: utilisation nationale en option					
b 269 - b 270: utilisation nationale en option					
b 271 - b 272: utilisation nationale en option					
b 273 - b 274: utilisation nationale en option					
b 275 - b 276: utilisation nationale en option					
b 277 - b 278: utilisation nationale en option					
b 279 - b 280: utilisation nationale en option					
b 281 - b 282: utilisation nationale en option					
b 283 - b 284: utilisation nationale en option					
b 285 - b 286: utilisation nationale en option					
b 287 - b 288: utilisation nationale en option					
b 289 - b 290: utilisation nationale en option					
b 291 - b 292: utilisation nationale en option					
b 293 - b 294: utilisation nationale en option					
b 295 - b 296: utilisation nationale en option					
b 297 - b 298: utilisation nationale en option					
b 299 - b 300: utilisation nationale en option					
b 301 - b 302: utilisation nationale en option					
b 303 - b 304: utilisation nationale en option					
b 305 - b 306: utilisation nationale en option					
b 307 - b 308: utilisation nationale en option					
b 309 - b 310: utilisation nationale en option					
b 311 - b 312: utilisation nationale en option					
b 313 - b 314: utilisation nationale en option					
b 315 - b 316: utilisation nationale en option					
b 317 - b 318: utilisation nationale en option					
b 319 - b 320: utilisation nationale en option					
b 321 - b 322: utilisation nationale en option					
b 323 - b 324: utilisation nationale en option					
b 325 - b 326: utilisation nationale en option					
b 327 - b 328: utilisation nationale en option					
b 329 - b 330: utilisation nationale en option					
b 331 - b 332: utilisation nationale en option					
b 333 - b 334: utilisation nationale en option					
b 335 - b 336: utilisation nationale en option					
b 337 - b 338: utilisation nationale en option					
b 339 - b 340: utilisation nationale en option					
b 341 - b 342: utilisation nationale en option					
b 343 - b 344: utilisation nationale en option					
b 345 - b 346: utilisation nationale en option					
b 347 - b 348: utilisation nationale en option					
b 349 - b 350: utilisation nationale en option					
b 351 - b 352: utilisation nationale en option					
b 353 - b 354: utilisation nationale en option					
b 355 - b 356: utilisation nationale en option					
b 357 - b 358: utilisation nationale en option					
b 359 - b 360: utilisation nationale en option					
b 361 - b 362: utilisation nationale en option					
b 363 - b 364: utilisation nationale en option					
b 365 - b 366: utilisation nationale en option					
b 367 - b 368: utilisation nationale en option					
b 369 - b 370: utilisation nationale en option					
b 371 - b 372: utilisation nationale en option					
b 373 - b 374: utilisation nationale en option					
b 375 - b 376: utilisation nationale en option					
b 377 - b 378: utilisation nationale en option					
b 379 - b 380: utilisation nationale en option					
b 381 - b 382: utilisation nationale en option					
b 383 - b 384: utilisation nationale en option					
b 385 - b 386: utilisation nationale en option					
b 387 - b 388: utilisation nationale en option					
b 389 - b 390: utilisation nationale en option					
b 391 - b 392: utilisation nationale en option					
b 393 - b 394: utilisation nationale en option					
b 395 - b 396: utilisation nationale en option					
b 397 - b 398: utilisation nationale en option					
b 399 - b 400: utilisation nationale en option					
b 401 - b 402: utilisation nationale en option					
b 403 - b 404: utilisation nationale en option					
b 405 - b 406: utilisation nationale en option					
b 407 - b 408: utilisation nationale en option					
b 409 - b 410: utilisation nationale en option					
b 411 - b 412: utilisation nationale en option					
b 413 - b 414: utilisation nationale en option					
b 415 - b 416: utilisation nationale en option					
b 417 - b 418: utilisation nationale en option					
b 419 - b 420: utilisation nationale en option					
b 421 - b 422: utilisation nationale en option					
b 423 - b 424: utilisation nationale en option					
b 425 - b 426: utilisation nationale en option					
b 427 - b 428: utilisation nationale en option					
b 429 - b 430: utilisation nationale en option					
b 431 - b 432: utilisation nationale en option					
b 433 - b 434: utilisation nationale en option					
b 435 - b 436: utilisation nationale en option					
b 437 - b 438: utilisation nationale en option					
b 439 - b 440: utilisation nationale en option					
b 441 - b 442: utilisation nationale en option					
b 443 - b 444: utilisation nationale en option					
b 445 - b 446: utilisation nationale en option					
b 447 - b 448: utilisation nationale en option					
b 449 - b 450: utilisation nationale en option					
b 451 - b 452: utilisation nationale en option					
b 453 - b 454: utilisation nationale en option					
b 455 - b 456: utilisation nationale en option					
b 457 - b 458: utilisation nationale en option					
b 459 - b 460: utilisation nationale en option					
b 461 - b 462: utilisation nationale en option					
b 463 - b 464: utilisation nationale en option					
b 465 - b 466: utilisation nationale en option					
b 467 - b 468: utilisation nationale en option					
b 469 - b 470: utilisation nationale en option					
b 471 - b 472: utilisation nationale en option					
b 473 - b 474: utilisation nationale en option					
b 475 - b 476: utilisation nationale en option					
b 477 - b 478: utilisation nationale en option					
b 479 - b 480: utilisation nationale en option					
b 481 - b 482: utilisation nationale en option					
b 483 - b 484: utilisation nationale en option					
b 485 - b 486: utilisation nationale en option					
b 487 - b 488: utilisation nationale en option					
b 489 - b 490: utilisation nationale en option					
b 491 - b 492: utilisation nationale en option					
b 493 - b 494: utilisation nationale en option					
b 495 - b 496: utilisation nationale en option					
b 497 - b 498: utilisation nationale en option					
b 499 - b 500: utilisation nationale en option					
b 501 - b 502: utilisation nationale en option					
b 503 - b 504: utilisation nationale en option					
b 505 - b 506: utilisation nationale en option					
b 507 - b 508: utilisation nationale en option					
b 509 - b 510: utilisation nationale en option					
b 511 - b 512: utilisation nationale en option					
b 513 - b 514: utilisation nationale en option					
b 515 - b 516: utilisation nationale en option					
b 517 - b 518: utilisation nationale en option					
b 519 - b 520: utilisation nationale en option					
b 521 - b 522: utilisation nationale en option					

Format de Message Court (Voir la figure 3.7)

Nom du champ de bits

Lieu de bit

Bit de synchronisation	bit 1 à bit 15
Bit de synchronisation de trame	bit 16 à bit 24
Premier champ de données protégées (PDF-1)	bit 25 à bit 85
Premier champ de correction d'erreur BCH (BCH-1)	bit 86 à bit 106
Bit de domaine de données non protégé	bit 107 à bit 112

Format de Message Long (Voir la figure 3.8)

Nom du champ de bits

Lieu de bit

Bit de synchronisation	bit 1 à bit 15
Bit de synchronisation de trame	bit 16 à bit 24
Premier champ de données protégées (PDF-1)	bit 25 à bit 85
Premier champ de correction d'erreur BCH (BCH-1)	bit 86 à bit 106
Deuxième champ de données protégées (PDF-2)	bit 107 à bit 132
Deuxième champ de correction d'erreur BCH	bit 133 à bit 144

	Bit Synchronization	Frame Synchronization	First Protected Data Field (PDF-1)				BCH-1	Non-Protected Data Field
Unmodulated Carrier (160 ms)	Bit Synchronization Pattern	Frame Synchronization Pattern	Format Flag	Protocol Flag	Country Code	Identification or Identification plus Position	21-Bit BCH Code	Emergency Code/ National Use or Supplement. Data
Bit No.	1-15	16-24	25	26	27-36	37-85	86-106	107-112
	15 bits	9 bits	1 bit	1 bit	10 bits	49 bits	21 bits	6 bits

Figure 3.7- Champs de données du format de message court.

	Bit Synchronization	Frame Synchronization	First Protected Data Field (PDF-1)				BCH-1	Second Protected Data Field (PDF-2)	BCH-2
Unmodulated Carrier (160 ms)	Bit Synchronization Pattern	Frame Synchronization Pattern	Format Flag	Protocol Flag	Country Code	Identification or Identification plus Position	21-Bit BCH Code	Supplementary and Position or National Use Data	12-Bit BCH Code
Bit No.	1-15	16-24	25	26	27-36	37-85	86-106	107-132	133-144
	15 bits	9 bits	1 bit	1 bit	10 bits	49 bits	21 bits	26 bits	12 bits

Figure 3.8- Champs de données du format de message long.

3.5.1. Indicateur de format de message, protocole et code de pays :

Les attributions de bits pour l'Indicateur de format de message, le protocole et le code de pays sont identiques dans tous les protocoles de balise. Ils sont affectés en PDF-1 des messages courts et longs comme suit:

<u>Bits</u>	<u>Utilisation</u>
25	Indicateur de format
26	Indicateur de protocole
27-36	Code du pays

3.5.1.1. Indicateur de format :

L'indicateur de format (bit 25) indique si le message est court ou long en utilisant le code suivant :

F=0	Format court
F=1	Format long

3.5.1.2. Indicateur de protocole :

L'indicateur de protocole (bit 26) indique quel type de protocole est utilisé pour définir la structure des données codées, selon le code suivant :

P=0	Protocoles de localisation standard ou protocole de localisation national
------------	---

P=1 Protocoles d'utilisateur ou protocoles de localisation d'utilisateur.

Les différents protocoles sont identifiés par un code de protocole spécifique.

3.5.1.3. Code du pays :

Les bits 27 à 36 désignent un numéro de code décimal à trois chiffres exprimé en notation binaire. Les codes de pays sont basés sur le code de pays d'identification maritime (MID) de l'Union internationale des télécommunications (UIT) disponible sur le site Web de l'UIT [2], les administrations nationales affectées à plus d'un code MID peuvent choisir d'utiliser un seul de ces codes. Cependant, lorsque les 6 chiffres de fuite d'un MMSI sont utilisés pour former l'identification de balise unique, le code de pays doit toujours correspondre aux 3 premiers chiffres du code MMSI.

Pour tous les types de protocoles, à l'exception des protocoles de test, le code du pays désigne l'enregistrement du pays de balise, où des informations supplémentaires peuvent être obtenues à partir d'une base de données.

3.5.2. Codes de protocole :

Chaque protocole de codage est identifié par un code de protocole unique défini comme suit :

- code à 3 bits dans les bits 37 à 39 pour les protocoles d'utilisateur et d'emplacement d'utilisateur ;
- code 4 bits dans les bits 37 à 40 pour l'emplacement standard et les protocoles de localisation nationaux.

Le tableau 3.1 montre les combinaisons de l'indicateur de format et de l'indicateur de protocole qui identifient chaque catégorie de protocoles de codage.

Tableau 3.1- Combinaisons de l'Indicateur de format et de l'Indicateur de protocole

Format Flag (bit 25) → Protocol Flag (bit 26) ↓	0 (short)	1 (long)
0 (protocol code: bits 37-40)	Not Used	Standard Location Protocols National Location Protocol RLS Location Protocols
1 (protocol code: bits 37-39)	User Protocols	User Protocols User-Location Protocols

3.5.3. Protocoles d'utilisateur :

Les formats de message de protocole utilisateur qui peuvent être utilisés pour coder l'identification de balise et d'autres données dans le message transmis par une balise de détresse de 406 MHz.

3.5.3.1. Structure des protocoles utilisateur:

Les protocoles utilisateur ont la structure suivante :

<u>Bits</u>	<u>Utilisation</u>
25	Indicateur de format (message court = 0, message long = 1)
26	Indicateur de protocole (= 1)
27-36	Code du pays
37-39	Code de protocole
40-83	Données d'identification
84-85	Type (s) auxiliaire (s) de localisation radio

Les bits 37 à 39 dans le champ de code de protocole désignent l'un des codes de protocole d'utilisateur énumérés et indiquent comment les bits d'identification restants sont encodés / décodés.

Les bits 40 à 83 sont utilisés pour coder les données d'identification de la balise et, avec le drapeau du protocole, le code du pays, le code du protocole et les bits 84 à 85 doivent constituer une identification unique pour chaque balise.

Les bits 84 à 85 sont utilisés pour indiquer pour tous les protocoles d'utilisateur à l'exclusion du protocole d'orbitographie, le type de dispositif (s) radio-localisateur (s) auxiliaire (s) faisant partie de la balise particulière. L'affectation des bits est la suivante :

Bits 84-85	Type de périphérique de localisation auxiliaire
00	Aucun périphérique auxiliaire de radiolocalisation
01	121.5 MHz
10	Transpondeur de radar de recherche et de sauvetage de 9 GHz maritime (SART)
11	Autre (s) dispositif (s) radio-localisateur auxiliaire

Si un autre dispositif (s) radio-localisateur (s) auxiliaire (s) est (sont) utilisé (s) en plus de 121,5 MHz, le code pour 121,5 MHz (c'est-à-dire 01) doit être utilisé figure 3.9.

SERIAL USER PROTOCOL																	
Bits	25	26	27	36	37	39	40	42	43	44	73	74	83	84	85		
----	0	1	Country Code		0	1	1	T	T	T	C	Serial Number and other Data		C/S Cert. No or National Use		R	L
AVIATION USER PROTOCOL																	
Bits	25	26	27	36	37	39	40						81	82	83	84	85
----	0	1	Country Code		0	0	1	Aircraft Registration Marking (42 bits)					E N ⁴		R	L	
NATIONAL USER PROTOCOL																	
Bits	25	26	27	36	37	39	40									85	
----	F	1	Country Code		1	0	0	National Use (46 bits)									
TEST USER PROTOCOL																	
Bits	25	26	27	36	37	39	40									85	
----	F	1	Country Code		1	1	1	Test Beacon Data (46 bits)									

Figure 3.9- Affectation de bit pour le premier champ de données protégées (PDF-1) des protocoles utilisateur

Remarque:

RL = Dispositif de localisation radio auxiliaire

TTT = 000 - ELT avec numéro de série

010 - EPIRB sans flotteur avec numéro de série

011 - ELT avec adresse d'avion 24 bits

100 - EPIRB sans fil sans fil avec numéro de série

001 - ELT avec opérateur d'avion

110 - balise de localisation personnelle (PLB) avec numéro de série

C = Indicateur de certificat d'approbation de type C / S:

"1" = homologation de type C / S Numéro de certificat codé en bits 74 à 83

"0" = autre usage national

F = Indicateur de format ("0" = message court, "1" = message long)

EN = Numéro ELT spécifique sur un avion désigné.

3.5.3.2. Protocole série utilisateur :

Le protocole de l'utilisateur en série est destiné à permettre la fabrication de balises dont 15 ID Hexa seront identifiées dans une base de données donnant des détails sur l'unité. Les types de données d'identification de série suivants peuvent être codés dans la balise :

- numéro de série
- numéro d'adresse de l'avion 24 bits
- désignateur de l'opérateur d'aéronef et numéro de série.

Les bits 40-42 indiquent le type de balise avec les données d'identification de série codées, comme suit :

000 indique qu'un numéro de série ELT d'aviation est codé dans les bits 44-63

010 indique qu'un numéro de série EPIRB sans flot maritime est codé dans les bits 44-63

100 indique qu'un numéro de série EPIRB non flottant maritime est codé dans les bits 44-63

110 indique qu'un numéro de série de balise de localisateur personnel (PLB) est codé dans les bits 44-63

011 indique que l'adresse 24 bits de l'avion est codée dans les bits 44 à 67 et ELT spécifique nombre dans les bits 68-73 si plusieurs ELT, codés avec la même adresse 24 bits, sont portés dans le même avion

001 indique un désignateur d'opérateur d'aéronef et un numéro de série est codé en bits 44-61 et 62-73, respectivement.

Le bit 43 est un bit de signalisation indiquant que le numéro de certificat d'homologation de COSPAS SARSAT est codé.

Si le bit 43 est réglé sur 1 :

- les bits 64-73 devraient soit être réglés sur tous les os ou alloués à l'usage et au contrôle nationaux (et seront rendus publics lorsqu'ils seront affectés par l'administration responsable) ou utilisés comme Défini pour coder l'adresse 24 bits de l'avion ou le désignateur de l'opérateur d'aéronef ;

- les bits 74 à 83 doivent être encodés avec le numéro de certificat d'homologation COSPAS SARSAT qui est attribué par le Secrétariat COSPAS SARSAT pour chaque modèle de balise approuvé selon la procédure d'homologation du document [2]. Le numéro du certificat doit être encodé en notation binaire avec le bit le moins significatif à droite.

Si le bit 43 est réglé sur 0 :

- les bits 64 à 83 sont destinés à l'utilisation et au contrôle nationaux (et seront rendus publics lorsqu'ils seront affectés par l'administration responsable) ou utilisés comme définis pour coder l'adresse 24 bits ou le désignateur de l'opérateur d'aéronef.

Les détails de chaque type de données d'identification en série sont donnés ci-dessous.

a)- Numéro de série :

Le protocole d'utilisateur en série utilisant un numéro de série codé dans le message de balise à la structure suivante figure 3.10 :

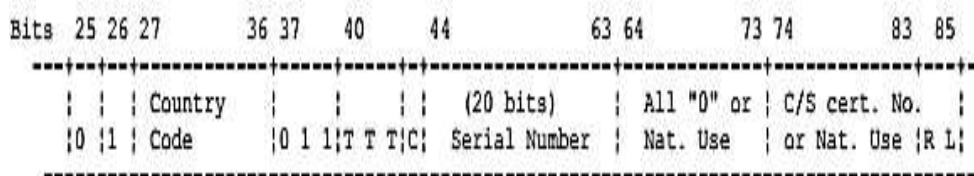


Figure 3.10- Structure de protocole d'utilisateur en série utilisant un numéro de série codé.

<u>Bits</u>	<u>Utilisation</u>
25	Indicateur de format (= 0)
26	Indicateur de protocole (= 1)
27-36	Code du pays
37-39	Code de protocole utilisateur (= 011)
40-42	Type de balise (= 000, 010, 100 ou 110)
43	Bit de signalisation pour le numéro de certificat d'homologation COSPAS SARSAT
44-63	Numéro de série
64-73	Tous les 0 ou l'utilisation nationale
74-83	Numéro de certificat d'homologation de type C / S ou utilisation nationale
84-85	Type (s) auxiliaire (s) de localisation radio

Les bits 44 à 63 désignent un numéro de code d'identification de série allant de 0 à 1, 048,575 (C.-à-d. $2^{20}-1$) exprimé en notation binaire, avec le bit le moins significatif à droite.

Ce numéro de série codé dans le message de balise n'est pas nécessairement le même que le numéro de série de production de la balise.

b)- Adresse 24 bits de l'avion :

Le protocole utilisateur en série utilisant l'adresse 24 bits de l'avion à la structure suivante figure 3.11 :

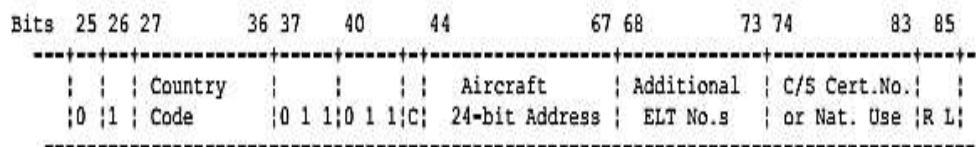


Figure 3.11- Structure de protocole d'utilisateur en série l'adresse 24 bits de l'avion.

<u>Bits</u>	<u>Utilisation</u>
25	Indicateur de format (= 0)
26	Indicateur de protocole (= 1)

<u>Bits</u>	<u>Utilisation</u>
25	Indicateur de format (message court = 0, message long = 1)
26	Indicateur de protocole (= 1)
27-36	Code du pays
37-39	Code national du protocole utilisateur (= 100)
40-85	Utilisation national
86-106	Code BCH-1 de 21 bits
107-112	Utilisation national
113-132	Utilisation national (si message long)
133-144	Code BCH-2 12 bits (si message long)

Une fois que la balise a été activée, le contenu du message dans les bits 1 à 106 doit rester fixe, mais les bits 107 sont modifiés périodiquement, à condition que le code BCH de 12 bits correct soit également recalculé et que ces changements ne se produisent pas plus souvent qu'une fois toutes les 20 minutes.

Il convient de noter que les messages d'alerte de détresse codés avec le protocole utilisateur national peuvent être transmis au sein du système COSPAS SARSAT uniquement en tant que données hexadécimales et que le contenu du message ne peut être interprété que par l'administration nationale appropriée.

3.5.3.4. Test du protocole utilisateur:

Le protocole de l'utilisateur de test sera utilisé pour les démonstrations, l'approbation de type, les tests nationaux, les exercices de formation, etc. Les Centres de contrôle de mission (MCC) ne transmettront pas les messages codés avec ce protocole, à moins que l'autorité qui effectue le test ne le demande.

Le protocole utilisateur de test a la structure suivante figure 3.14:

<u>Bits</u>	<u>Utilisation</u>
25	Indicateur de format (message court = 0, message long = 1)
26	Indicateur de protocole (= 1)
27-36	Code du pays
37-39	Code de protocole utilisateur de test (= 111)
40-85	Utilisateur national

TEST USER PROTOCOL								
Bits	25	26	27	36	37	39	40	85
----	F	1	Country Code	1	1	1	Test Beacon Data (46 bits)	

Figure 3.14- Affectation de bit pour le premier champ de données protégées (PDF-1) du protocole Test de l'utilisateur

3.5.3.5. Protocole d'utilisateur de l'aviation:

Le protocole de l'utilisateur de l'aviation a la structure suivante :

<u>Bits</u>	<u>Utilisation</u>
25	Indicateur de format (= 0)
26	Indicateur de protocole (= 1)
27-36	Code du pays
37-39	Code de protocole utilisateur (= 001)
40-81	Marquage d'enregistrement d'aéronef
82-83	Nombre spécifique ELT
84-85	Type (s) auxiliaire (s) de localisation radio

Les bits 40 à 81 désignent le marquage d'enregistrement de l'aéronef qui est encodé à l'aide du code Baudot modifié. Ce code permet de coder 7 caractères en utilisant 42 bits ($6 \times 7 = 42$). Ces données seront justifiées à juste titre avec un espace Baudot modifié (100100) utilisé là où aucun caractère n'existe.

Les bits 82 à 83 sont utilisés pour créer une identification ELT unique lorsque plusieurs ELT codés avec le protocole de l'utilisateur de l'aviation sont installés sur le même avion. "00" indique le premier ELT sur l'avion codé avec ce protocole et "01", "10" et "11" identifient des ELT supplémentaires, tous codés avec le protocole de l'utilisateur de l'aviation.

AVIATION USER PROTOCOL												
Bits	25	26	27	36	37	39	40	81	82	83	84	85
.....	0	1	Country Code	0	0	1	Aircraft Registration Marking (42 bits)			EN ¹	R	L

Figure 3.15- Affectation de bit pour le premier champ de données protégées (PDF-1) du protocole d'utilisateur d'aviation

3.6. Règlements des participants (ALGERIE) pour COSPAS-SARSAT:

3.6.1. Règlements :

Les nouveaux règlements, entrés en vigueur le 28 août 2000, ont obligé toutes les balises algériennes de 406 MHz à être enregistrées auprès du MCC algérien (ALMCC) et ont précisé les règles applicables en ce qui concerne l'importation de balises 406 MHz dans le pays.

Le transport de l'ELT de 406 MHz par un avion surchargé de l'espace aérien algérien est obligatoire après le 2 janvier 2009.

3.6.2. Règlement national des balises PLB en série :

Les PLB sont destinés à être utilisés par une personne (c'est-à-dire, pas nécessairement lié à un navire ou à un aéronef, comme les RLS et les ELT). Ils peuvent être utilisés dans n'importe quel environnement (par exemple, sur terre, en mer et en avion) et installés dans une unité mobile (par exemple, un navire, un avion). Aucune balise ne se transmet correctement sous l'eau et seules les RLS sont conçues pour fonctionner tout en flottant dans l'eau. La propriété et l'utilisation des PLB dépendent des réglementations nationales, y compris, en particulier, si elles peuvent satisfaire aux exigences de «transport» pour les navires et les aéronefs. Généralement, les PLB ne peuvent être activés que manuellement, à l'exception de certains PLB spécialement conçus pour une utilisation militaire.

Country / Territory	For Terrestrial applications	In maritime environment	On aircraft	Comments
	Country recognises PLB activations	Country recognises PLB activations	Country recognises PLB activations	
Algeria	Y	[Y / N / R]	Y	TBD in maritime environment

Des informations similaires sont disponibles dans le nouveau tableau [1] avec l'indication d'état en couleurs (Y = vert, permet / N = rouge, non autorisé / Restrictions = ambre (voir commentaires) et avec La note que le règlement sur les balises nationales [3].

3.6.3. Méthodes de codage d'ELT :

Country code	USER PROTOCOLS				LOCATION PROTOCOLS							
	Serial user		Aviation user		User location				Standard location			National location
	ELT with serial number	Aircraft operator designator and serial number	Aircraft 24-bit address	Aircraft nationality and registration marking	ELT with serial number	Aircraft operator designator and serial number	Aircraft 24-bit address	Aircraft nationality and registration marking	ELT with serial number	Aircraft operator designator and serial number	Aircraft 24-bit address	Serial number assigned by competent administration
605	Y	Y	N	Y	Y	Y	N	Y	Y	Y	N	N

3.6.4. Règlements d'essais de balise :

Un message de notification du test doit être distribué à tous les MCC du monde entier. Les informations énumérées ci-dessous (A à D) doivent être fournies par la personne qui demande un test opérationnel.

- A - TEST OBJECTIF
- B - LIEU DE L'ESSAI
- C - DATE, HEURE ET DURÉE DU TEST
- D - ID DE BALISE
- E - NOM DU NAVIRE
- F - COLLECTE DE DONNÉES SPÉCIALES ET PRÉPECTIFS
- G - POINT DE CONTACT

3.6.5. Points de contact pour les questions de balise (codage, enregistrement et approbation de type) :

NOM ET ADRESSE:	TÉLÉPHONE / E-MAIL	FAX
EPIRB, ELT, PLB, balises SS:	(213.21) 85 31 73	(213.21) 85 31 73
Centre de Contrôle de Mission	mcc_alger@mdn.dz	
BP 428 , 123 rue de Tripoli		
Hussein Dey, Alger. Alegria		

3.7. Test de votre balise 406 MHz :

L'activation d'une balise de 406 MHz pendant un temps très court générera un message d'alerte de détresse COSPAS SARSAT qui sera transmis aux Services de recherche et de sauvetage pour leur action immédiate. Des balises de détresse de 121,5 / 243 MHz peuvent être activées pour un test à des périodes de temps définies. Les balises 406 MHz sont codées numériquement et transmettent des signaux de détresse sans délai. Par conséquent, les balises de 406 MHz ne devraient pas être activées sauf dans de vraies situations de détresse ou à moins que des arrangements spéciaux antérieurs aient été établis avec le Centre de contrôle de la mission COSPAS SARSAT (MCC) qui dessert votre région.

Attention!!! L'activation d'une balise pour des raisons autres que d'indiquer une situation de détresse ou sans l'autorisation préalable d'un MCC COSPAS SARSAT est considérée comme une infraction dans de nombreux pays du monde et pourrait entraîner des poursuites.

3.8. Conclusion :

Ce chapitre, nous a permis de fixer les caractéristiques de la balise par rapport aux recommandations du système COSPASS SARSAT. Il est impératif de savoir que tout pays participant à ce système, est tenu de respecter toute la réglementation mise au point par COSPASS SARSAT, cette réglementation contenue sous la forme de recommandations tel que stipulé par l'UNION Internationale des télécommunications, garantit des émissions et des réceptions réglementaires. En effet, le déclenchement d'une balise de détresse, entraîne la mise en alerte de tout un réseau mondiale de balises et de stations de réception. Donc la conception de la balise et sa mise en fonctionnement se font suivant une problématique bien précise qui n'a nullement le droit au moindre écart. Après avoir pris connaissance, des caractéristiques de la Balise, et des éléments fonctionnels, on va mettre en évidence les règlements des participants, les méthodes de codage, ainsi, que les règlements des essais de Balise.

CHAPITRE4

Réalisation de la Balise 406 MHz

Sommaire

4.1. Introduction	74
4.2. Balise 406 MHz	75
4.3. Conception de la balise	76
4.3.1. Le synthétiseur DDS.....	76
4.3.2. Carte UHF.....	79
4.3.2.1. Multiplicateur.....	79
4.3.2.2. Modulateur	79
4.3.2.3. Oscillateur	84
4.3.3. Carte de pilotage.....	87
4.3.3.1. Générateur de trames (PIC 16F88 ou 16F886).....	89
4.3.4. Connexion du GPS.....	92
4.4. L'émetteur	95
4.5. Les circuits imprimés et la construction	96
4.5.1. Carte UHF.....	96
4.5.2. Carte de pilotage	100
4.6. Conclusions	102

4.1. Introduction :

D'un point de vue historique, il est utile de se rappeler les premières balises analogiques appelées balises Argos, Atmos, et Sargos. Ces balises construites auparavant par Marcel Dassault, ont été reprises sous licence par la Société CIES Espace de Toulouse. Actuellement, et sous l'effet de la numérisation, la bande 406 MHz a été réservée aux balises dans un grand conglomerat appelé COSPAS - SARSAT. C'est un système dévolu au sauvetage et à la récupération de cibles en détresse principalement des aéronefs. Dans ce chapitre, nous donnons tout le processus de conception et de réalisation de la balise 406 MHz, ainsi que le processus de connexion avec un système de positionnement dit GPS (Global Positioning System).

4.2. Balise 406 MHz :

La balise UHF peut être pilotée en fréquence soit par quartz soit par synthétiseur de fréquence. Quand la balise 406 UHF est pilotée par quartz, il suffit de faire tailler un quartz sur la bonne fréquence. L'oscillateur est un Pierce, avec une multiplication par 32. Pour obtenir une balise sur 406,040 MHz, il faut un quartz de 12,688 750 MHz, le quartz est stabilisé en température. Cette grande stabilité est nécessaire pour la localisation Doppler par les satellites défilants LEOSAR.

La balise est constituée de 2 étages successifs : la carte UHF et la carte de pilotage (Figure 4.1)

- La première carte et compose d'un oscillateur, modulateur.
- La deuxième d'un générateur de trames et GPS.

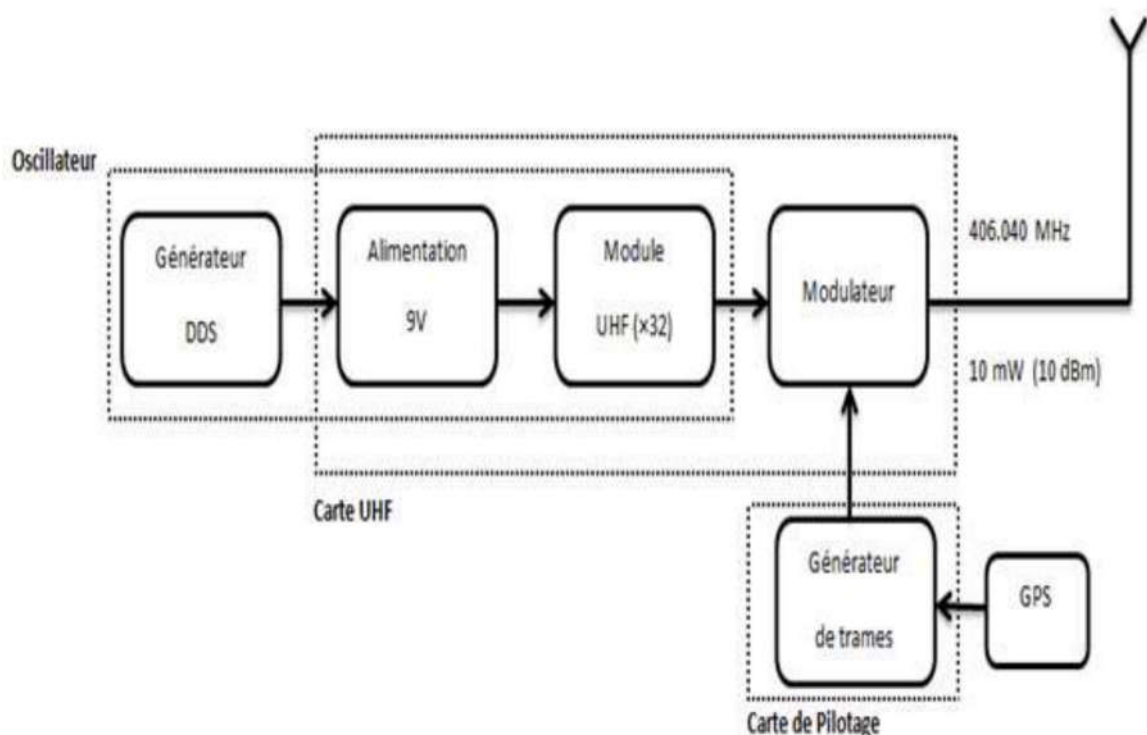


Figure 4.1. Schéma bloc de la balise 406.040 MHz

Le décalage de phase particulier de ces balises, +/- 1,1 radians, est obtenu par deux lignes de déphasage réalisées avec du câble coaxial 50 Ω de 3 mm de diamètre. La commutation entre les lignes de déphasage est effectuée par des diodes PIN.

L'oscillateur UHF utilisé est un module piloté par quartz destiné aux télécommandes UHF, il sort une puissance de 10 mW (10 dBm). La fréquence du quartz est multipliée par 32 pour obtenir 406,040 Mhz. Sur la carte de pilotage de la balise, la trame est générée par un PIC programmé 16F88. Ce microcontrôleur envoie la

modulation et pilote les temporisations : 160 ms de porteuse, puis la trame. La mise en forme des signaux est faite par un CD4070, suivi par un MAX232ECPE pour commander les diodes PIN avec suffisamment de tension.

Pour que le modulateur fonctionne correctement, il faut que le signal fourni par l'oscillateur traverse le modulateur. Pour cela il faut que la sortie du modulateur soit chargée correctement par 50Ω . Il faut mettre une terminaison 50Ω sur la prise BNC de la balise.

4.3. Conception de la Balise :

4.3.1. Le synthétiseur DDS :

Les DDS (Direct Digital Synthesize) courants sont souvent construits autour des circuits AnalogDevices AD9850 ou AD9851. On trouve des cartes électroniques entièrement montées avec ces DDS, avec un microcontrôleur pour le pilotage du synthétiseur et un afficheur pour montrer la fréquence générée. On trouve aussi des cartes avec des AD9833, mais sans le système de pilotage du circuit.

Le synthétiseur est entouré de tous les composants pour le pilotage du circuit DDS AD9851. Un afficheur permet de visualiser la fréquence de sortie (Figure 1), On trouve aussi des cartes avec d'autres DDS, comme le AD9850 ou le AD9854. Certaines de ces cartes n'ont pas le circuit de pilotage, ou bien doivent être connectées à un PC pour programmer la fréquence et les paramètres. Nous avons préféré le modèle montré sur la Figure 4.2 pour son aptitude à fonctionner en autonomie complète.

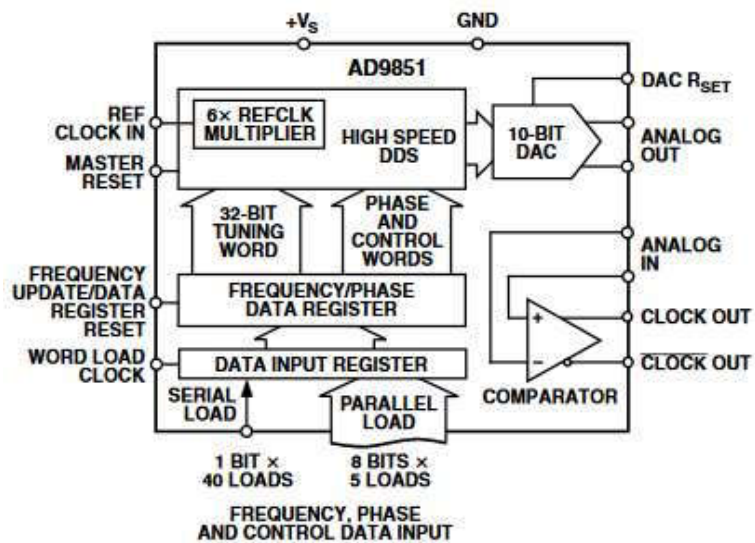


Figure 4.2. Générateur DDS fonctionnant avec un circuit AD9851 [1]

La carte doit être alimentée en 9V (entre 7V et 12V). A la mise sous tension, le générateur démarre toujours sur 100 000 Hz (100 kHz). Une LED rouge montre le fonctionnement. Quatre boutons poussoirs permettent de régler la fréquence. Le premier permet de faire circuler le curseur qui indique le chiffre qu'on peut modifier. Le second permet de faire monter par incréments de 1 la valeur affichée. Le troisième permet de décrémenter le chiffre au-dessus du curseur. Le quatrième permet de sortir du mode programmation. Sinon, sans toucher aux BP pendant une dizaine de secondes, le système sort automatiquement du mode programmation. On peut caler le générateur sur n'importe quelle fréquence entre 1 Hz et 50 MHz au pas de 1Hz.

Les signaux sortent par une prise BNC. Les mesures sur le générateur DDS ont montrées que le signal de sortie est d'amplitude constante puis s'atténue avec la montée en fréquence. Jusqu'à 20 MHz, son amplitude est de l'ordre de 0,3 V chargé sur 50 Ω (Figure 4.3). Une composante continue est superposée au signal sinusoïdal.

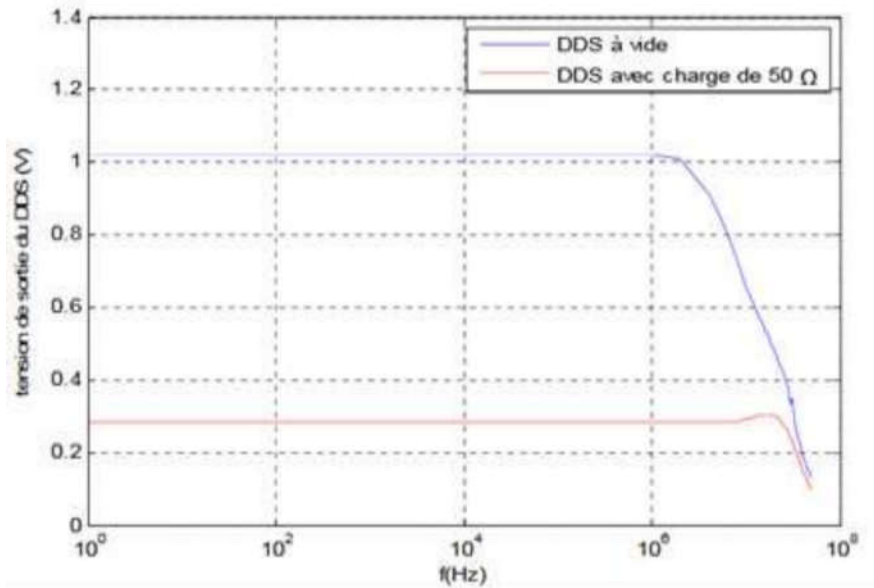


Figure 4.3. Amplitude de sortie du générateur DDS
(Mesures effectuées par Manel Zidi au G2E Lab)

La Figure 4.3. montre le générateur calé sur 12,688 750 MHz. On peut accéder à toutes les fréquences au Hz près.



Figure 4.4. Générateur DDS réglé sur 12,688,750 Hz, soit 12,688.750 MHz

Au passage rappelons que dans la notation française, on met une virgule avant les chiffres décimaux et un point (ou un intervalle) pour séparer les chiffres par bloc de 3, alors que les anglo-saxons font exactement l'inverse, un point pour séparer les chiffres décimaux et une virgule entre les paquets de 3 chiffres. L'affichage de la figure 3.3 avec 2 virgules peut surprendre : en notation française on afficherait 12.688.750 Hz soit 12,688.750 MHz.

4.3.2. Carte UHF :

4.3.2.1. Multiplicateur :

Le module que nous avons utilisé est construit autour d'un circuit intégré MICRF113 qui multiplie par 32 la fréquence d'un quartz ou d'un oscillateur. Ils peuvent fonctionner de 300 MHz à 450 MHz, la modulation est en ASK /OOK (modulation d'amplitude en tout ou rien). La figure 4.5 montre le schéma électrique de ce module UHF. Autour du MICRF113, le nombre de composants est assez réduit.

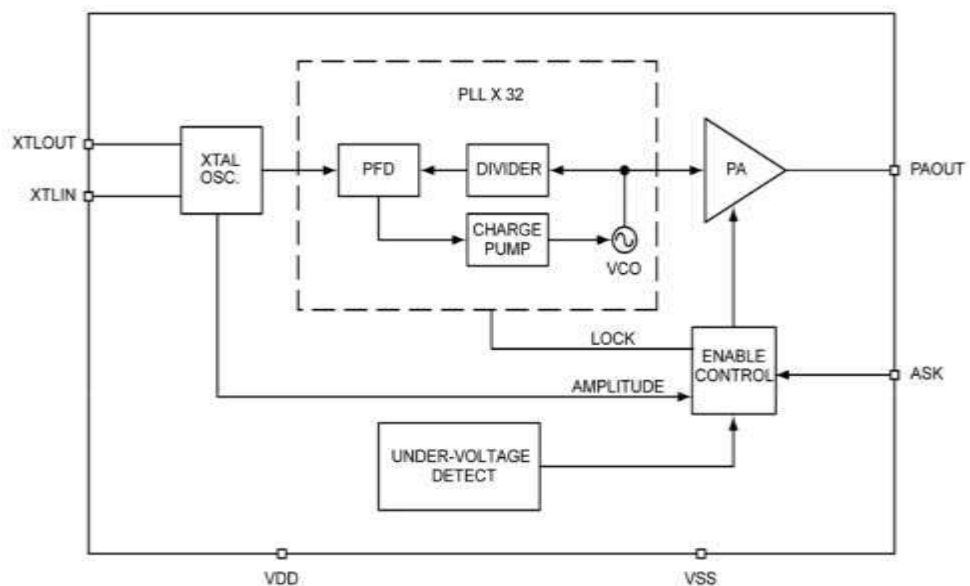


Figure 4.5. Schéma bloc fonctionnel du MICRF113 [2]

Avec des quartz, La fréquence d'émission mesurée varie légèrement d'un module à l'autre. Cela provient de la dispersion du quartz. (La fréquence du module est donnée à +/- 50 kHz).

4.3.2.2. Modulateur :

Les documents COSPAS SARSAT décrivent la modulation avec précision. La trame commence par 160 ms de porteuse avec une phase nulle, puis la modulation est effectuée par déphasage de $\pm 1,1$ radian (Figure 4.6)

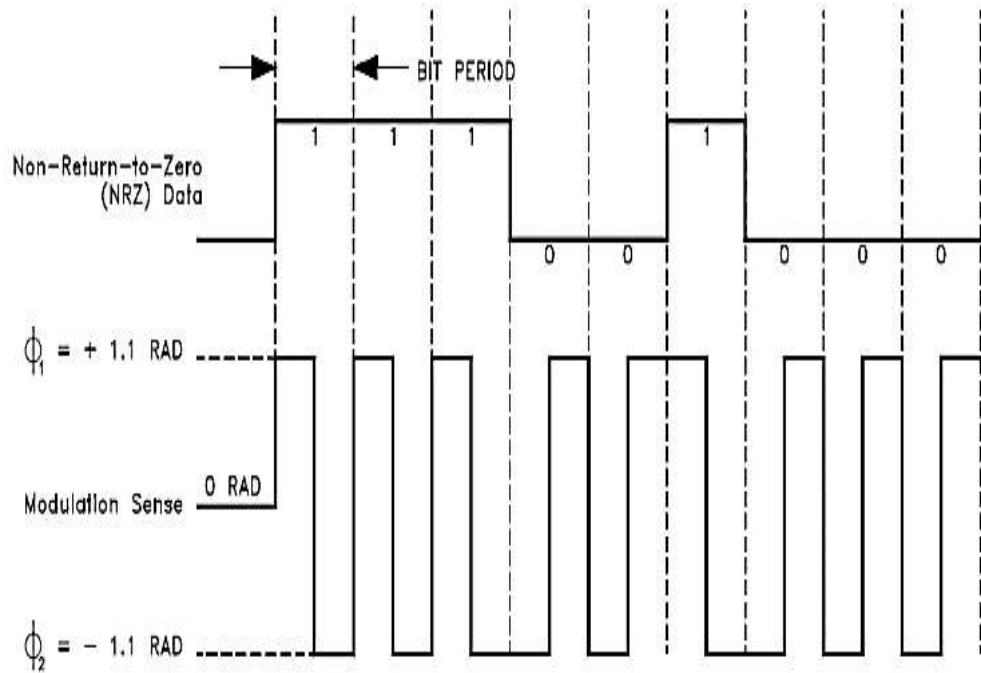


Figure 4.6. Modulation PSK à $\pm 1,1$ radian

Pour réaliser cette modulation, nous avons besoin de trois sources UHF déphasés a $+ 1,1$ radian, 0 radian, et $-1,1$ radian, et de pouvoir basculer de l'une à l'autre. Différentes techniques ont été envisagées, mais certaines atténuent les signaux en les déphasant. Après différents essais, le déphasage par ligne à retard est une solution simple et efficace. Pour réaliser très facilement ce retard, on peut faire circuler le signal UHF dans un câble coaxial.

Après avoir étudié différentes solutions, le principe retenu est un système en série avec la source. Les diodes PIN réalisent un aiguillage du signal UHF, qui traverse ou non le déphaseur par ligne coaxiale (Figure 4.7). Il faut une diode PIN de part et d'autre de cette ligne pour éviter l'effet de la capacité du câble. Par symétrie, le passage direct traverse 2 diodes.

Avec ce nouveau système de modulation de phase, il n'y a plus que 2 signaux de commande S1 et S2 (Figure 4.7). Cela va beaucoup simplifier le pilotage.

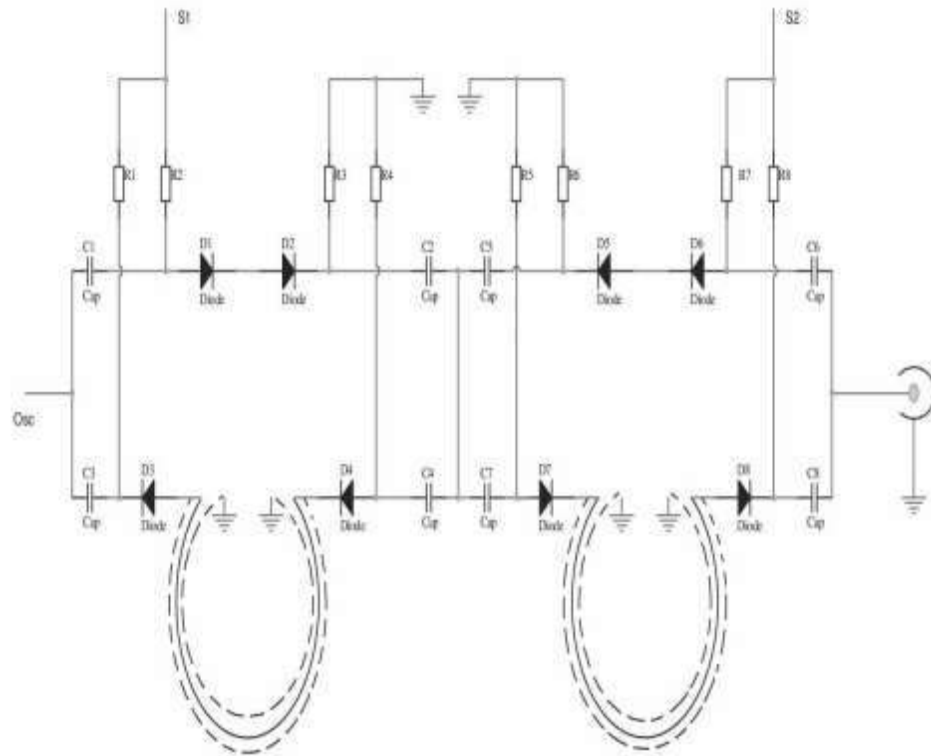


Figure 4.7. Schéma du modulateur

Explication :

A 406 MHz, la longueur d'onde fait 74 cm. En tenant compte des coefficients de vélocité dans le câble (0,66), le signal est déphasé de 1,1 radian après avoir parcouru de 85 mm dans un câble RG174. En réalisant un oscillateur qui alimente successivement deux lignes de 85 mm chacune, en prenant comme référence zéro la phase entre ces deux lignes, la phase est à + 1,1 radian avant la première ligne, et à -1,1 radian après la deuxième ligne (Figure 6). Cette commutation est réalisée par des diodes PIN pilotés par les signaux de modulation.

Chaque signal de pilotage commande deux lignes « résistances - diodes PIN ».

-- Si la tension S1 est positive, le courant de polarisation traverse les diodes PIN D1 et D2 par les résistances R2 et R3 permettant le passage de la HF entre C1 et C2 (Figure 5). Ce même signal S1 bloque les diodes D3 et D4 et interdit le passage par la ligne de déphasage.

-- Si la tension S1 est négative, les diodes D1 et D2 sont bloquées par une tension négative, mais D3 et D4 sont passantes, et le signal HF passe par la

ligne de déphasage et se retrouve au point commun C2-C4-C5-C7 déphasé de $-1,1$ radians.

La seconde partie du modulateur est symétrique de la première. On peut faire passer le signal UHF par 0, 1 ou 2 lignes coaxiales de déphasage.

En prenant comme référence de phase le cas où le signal traverse une seule ligne de déphasage, soit la première soit la seconde, on obtient le tableau suivant :

S1	S2	Déphasage en sortie
-V	-V	-1.1 rd
-V	+V	Référence
+V	-V	Référence
+V	+V	+1.1 rd

Pendant les 160 ms de porteuse, il faut avoir $S1 = +V$ et $S2 = -V$. Durant la modulation, les 2 signaux de commande vont varier en même temps entre $(+V, +V)$ et $(-V, -V)$.

Signaux de commande du modulateur :

La commande du modulateur comporte 2 parties : la logique combinatoire et l'amplification des signaux de pilotage (Figure 4.8).

Pour pouvoir avoir des signaux suffisamment importants pour commander les diodes

PIN, nous avons utilisé un circuit MAX232 habituellement utilisé comme convertisseur TTL -

RS232 (circuit de type convertisseur RS232 comme amplificateur de tension). C'est un détournement de l'utilisation classique du MAX232, mais ce circuit est parfaitement adapté à notre utilisation. Il comporte un étage doubleur de tension, et un étage inverseur de tension. Alimenté par 5V, il est capable de fournir $+10V$ et $-10V$. En pratique, on obtient entre $\pm 9V$ et $\pm 9,5V$ à vide. Ce circuit a aussi 2 inverseurs « entrée TTL – sortie RS232 », dont les entrées sont sur les pins 10 et 11 et les sorties sur les pins 4 et 14. Avec $+5V$ sur ces entrées la tension vaut $-9V$ en sortie, et avec $0V$ on obtient $+9V$. C'est exactement ce qu'il nous faut. On obtient ainsi une tension d'alimentation directe nettement plus élevée que des signaux TTL et une tension inverse largement suffisante pour un blocage correct des diodes PIN.

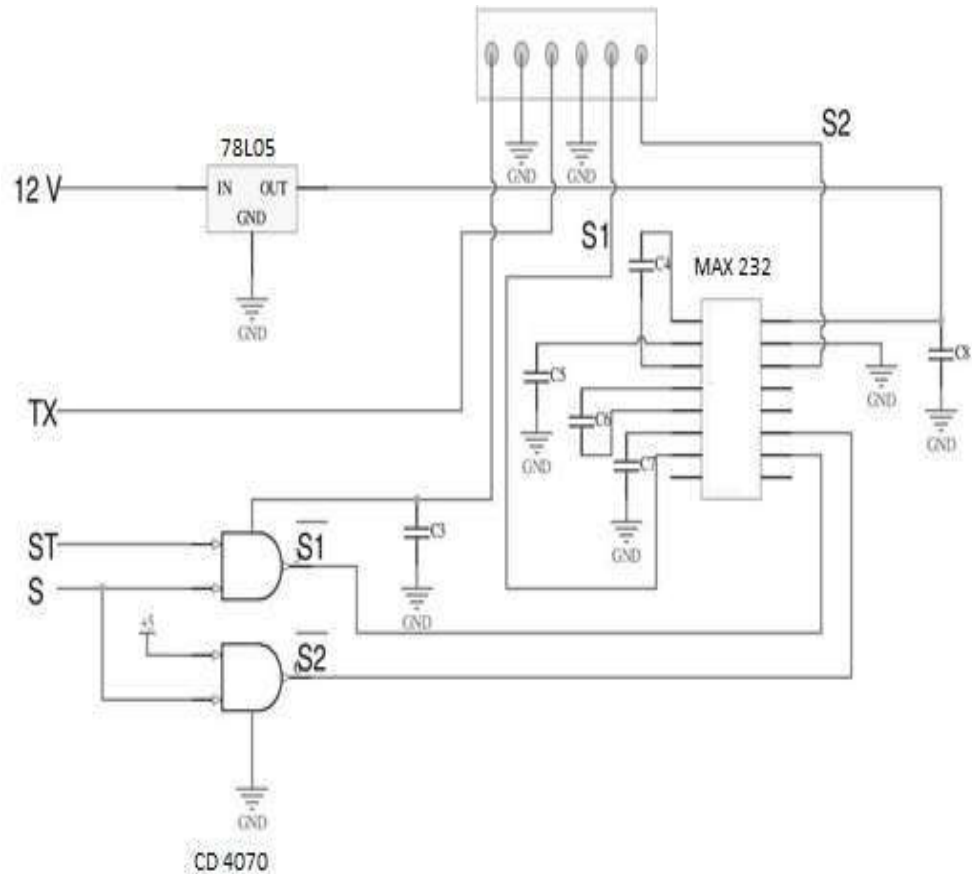


Figure 4.8. Pilotage du modulateur

Le MAX232 fonctionne avec 5 condensateurs $1 \mu\text{F}$ comme composants périphériques, notés C4 à C8 (Figure 4.7).

En pratique, la charge des résistances du modulateur réduit un peu la tension de sortie. En fonctionnement on peut mesurer $\pm 7,5 \text{ V}$ pour les signaux S1 et S2. Le courant continu qui traverse les diodes est de $3,5 \text{ mA}$, ce qui est suffisant pour un bon fonctionnement en interruption de 10 dBm UHF . En fonctionnement bloqué, la tension inverse de $7,5 \text{ V}$ est largement suffisante pour bloquer correctement les diodes PIN.

Pour générer les signaux de pilotage $-S1$ et $-S2$, il faut combiner correctement les signaux S et ST fournis par le PIC. Cette fonction est réalisée par 2 portes « OU-Exclusif ».

Seulement la moitié du circuit CD4070 est utilisée. On peut difficilement faire plus simple.

Pour tester cette partie, on peut mesurer les tensions S1 et S2 entre deux trames. On doit trouver $S1 = +7,5 \text{ V}$ et $S2 = -7,5 \text{ V}$.

4.3.2.3. Oscillateur :

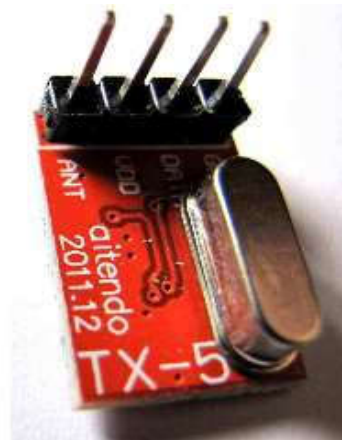


Figure 4.9. Le module UHF avec son quartz [3]

Ces systèmes sont capables de sortir une puissance maximale de 10 dBm (10 mW). La fréquence est donnée par un quartz marqué 13,560 MHz. Prenez votre calculette, et vous pouvez vérifier immédiatement que le montage multiplie la fréquence du quartz exactement par 32.

Ces émetteurs sur 433,920 MHz sont destinés au marché des systèmes de transmission sans fil : serrure automobile, télécommande des climatisations, interrupteurs commandé à distance, etc. Les modules que nous avons utilisés sont construits autour d'un circuit intégré MICRF113 qui multiplie par 32 la fréquence d'un quartz. Ils peuvent fonctionner de 300 MHz à 450 MHz, et donc sur les 2 fréquences de télécommande 315 et 433,920 MHz. La modulation est en ASK /OOK (modulation d'amplitude en tout ou rien). La figure 10 montre le schéma électrique de ces modules UHF. Autour du MICRF113, le nombre de composants est assez réduit. Plutôt que d'utiliser le circuit intégré et de souder les composants autour, dans le but de réaliser un montage facilement reproductible, nous avons utilisé directement un module tout assemblé.

Comme le module UHF est piloté par un quartz (Figure 4.9), il suffit de faire tailler un quartz sur la bonne fréquence. L'oscillateur est un Pierce, avec une multiplication par 32. Pour obtenir une balise sur 406,040 MHz, il faut un quartz de 12,688 750 MHz.

Dans une véritable balise, le quartz est stabilisé en température. Cette grande stabilité est nécessaire pour la localisation Doppler par les satellites défilants LEOSAR. Mais pour une balise de test dont la faible puissance ne sera jamais entendue par les satellites, cette stabilité n'est pas nécessaire, et on peut utiliser un quartz classique.

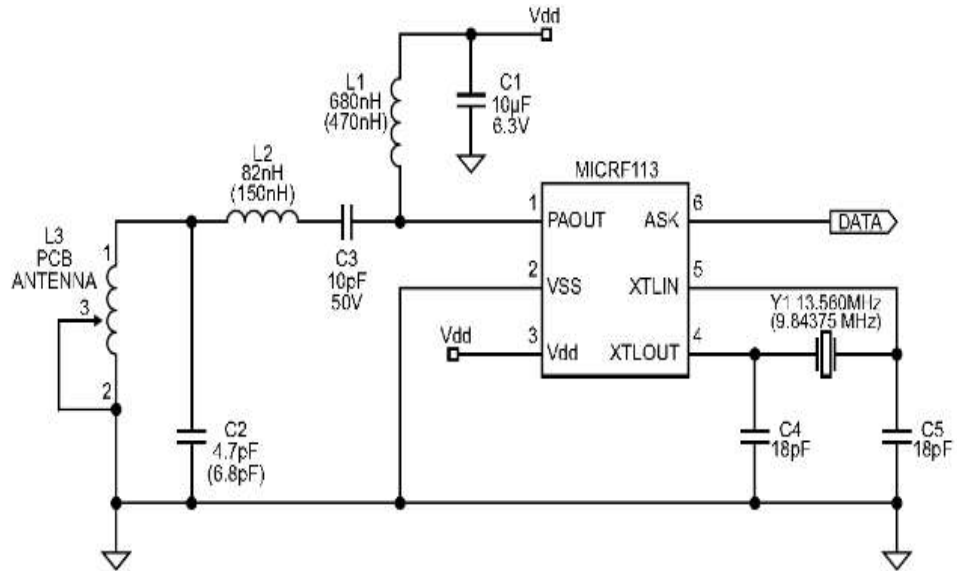


Figure 4.10. Schéma de l'oscillateur

Sur le module UHF, le circuit MICRF113 peut être piloté directement sur l'entrée XTLLIN (Figure 4.10). Dans cette configuration, on n'utilise pas l'oscillateur interne, mais seulement la multiplication de fréquence par 32 et l'amplificateur de sortie. Nous avons réalisé ce pilotage par un générateur DDS autonome et ça fonctionne très bien.

a. Le choix de la fréquence :

En particulier en zone urbaine, on peut entendre de nombreuses transmissions sur cette fréquence qui peuvent perturber les tests de sensibilité. Comme le système est piloté par un quartz, il suffit de changer le quartz de notre montage pour le caler sur une autre fréquence. Pour obtenir exactement 406,000 MHz, il faudrait un quartz résonnant sur 12,6875 MHz. Pour 406,040 MHz, la fréquence du quartz est de 12,68875 MHz. Mais pour une utilisation en balise de tests, il vaut mieux se placer sur une fréquence autre que la fréquence réelle. Nous avons étudié quelles

étaient les fréquences standard pour trouver des quartz pas chers sur des fréquences voisines (voir Tableau 4.1).

Tableau 4.1. Fréquences standard entre 12,000 et 13,560 MHz, et fréquences UHF obtenues. Pour obtenir exactement 406,000 MHz, il faut un quartz sur 12,6875 MHz

Quartz (MHz)	Fréq Balise (MHz)	Ecart (MHz / %)
12,000	384,000	22 / - 5,4
12,288	393,216	12,8 / - 3,2
13,000	416,000	10 / + 2,5
13,500	432,000	26 / + 6,4
13,560	433,920	27,920 / + 6,6

b. Couplage avec le module UHF :

Sur le module UHF, le quartz 13,560 MHz a été enlevé, et le signal de l'oscillateur arrive maintenant par un câble 50 Ω de 3 mm de diamètre. La liaison avec le module est effectuée par un condensateur série de 1 nF pour enlever la composante continue côté module UHF (Figure 4.11), et par une prise BNC côté générateur.

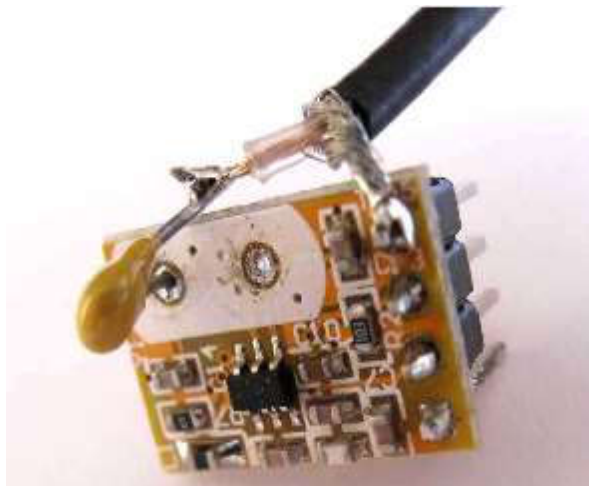


Figure 4.11. Le module UHF avec l'arrivée de son signal extérieur

4.3.3. Carte de Pilotage (Générateur de trame) :

Une balise 406 MHz transmet des trames de 144 bits à 400 bauds. Un microcontrôleur PIC 16F88 a été programmé pour générer ces trames. Et synthétise les trames, avec juste quelques composants périphériques autour du PIC. D'un côté se trouvent les entrées GPS, de l'autre la sortie des trames et la commutation de l'émetteur.

Deux types de trames sont programmés dans le PIC :

- trame SELF-TEST (la trame qui est envoyée quand l'utilisateur teste sa balise),
- trame TEST USER (la trame utilisée pour l'entraînement et les essais)

Il faut générer une trame permettant de piloter le modulateur. Cette fonction est réalisée par un PIC 16F88. C'est exactement le même PIC que celui décrit dans les montages précédents, qui permet de transmettre une trame toutes les 6 secondes ou 50 secondes, cette trame pouvant être une trame de type « Exercice » ou bien de type « Test ».

Sur le PIC 16F88 trois sorties sont utilisées : le signal modulé sur le pin 10 (noté S), le passage en émission sur pin 16 (noté TX), et l'enveloppe du signal modulé sur le pin 12 (noté ST). Sur le générateur de trames, seules les sorties 10 et 16 étaient utilisées. (Figure 4.12). Pour pouvoir piloter les 3 signaux de commutation des diodes PIN, il faut utiliser la combinaison des sorties des pins 10 et 12.

La position GPS est lue par le PIC sur la pin 8. Le GPS peut être connecté soit sur une entrée haute impédance (330 kOhms), soit sur une entrée isolée par un optocoupleur (CNY17-3). Cette position GPS est intégrée dans la trame quand elle est présente. À défaut, une position impossible est transmise (valeur par défaut imposée par COSPAS SARSAT : 127 degrés Nord, 255 degrés Est).

Les deux interrupteurs S1 et S2 sont utilisés pour le paramétrage de trames programmées dans le PIC : S1 (pin 7) donne le type de trames (Test ou Exercice), et S2 pilote le cadencement : une trame toutes les six secondes, ou toutes les 50 secondes. Pour une balise de test, il est préférable d'envoyer une trame toutes les six secondes ; c'est obtenu avec l'interrupteur S2 ouvert.

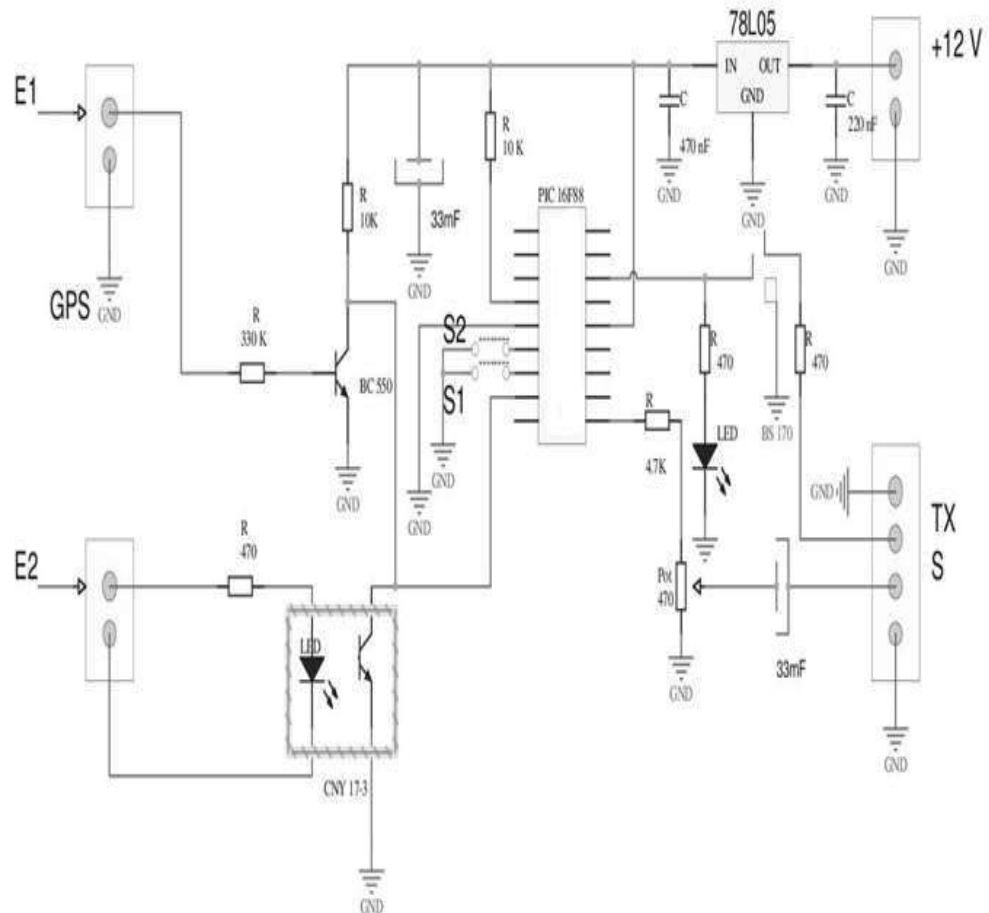


Figure 4.12. Schéma du montage « générateur de trames »

Lorsqu'on modifie un des paramétrages par les interrupteurs S1 et S2, il faut couper l'alimentation du montage puis le remettre sous tension, car les valeurs sont lues au démarrage. Il en est autrement pour l'entrée GPS : si vous branchez le GPS en cours de fonctionnement, la position GPS apparaîtra dans les trames suivantes, et si vous le débranchez elle disparaîtra sans avoir à réinitialiser le fonctionnement.

La figure 4.13 montre le chronogramme de fonctionnement. Avant la transmission de la trame, la pin 16 passe à l'état 1 (+ 5 V). Une porteuse non modulée est envoyée pendant 160 millisecondes. Ensuite, la modulation est transmise par la pin 10. Les 144 bits de la trame sont envoyés à 400 bauds ; la transmission dure 360 millisecondes. En tout, l'émission a une durée totale de 520 millisecondes.

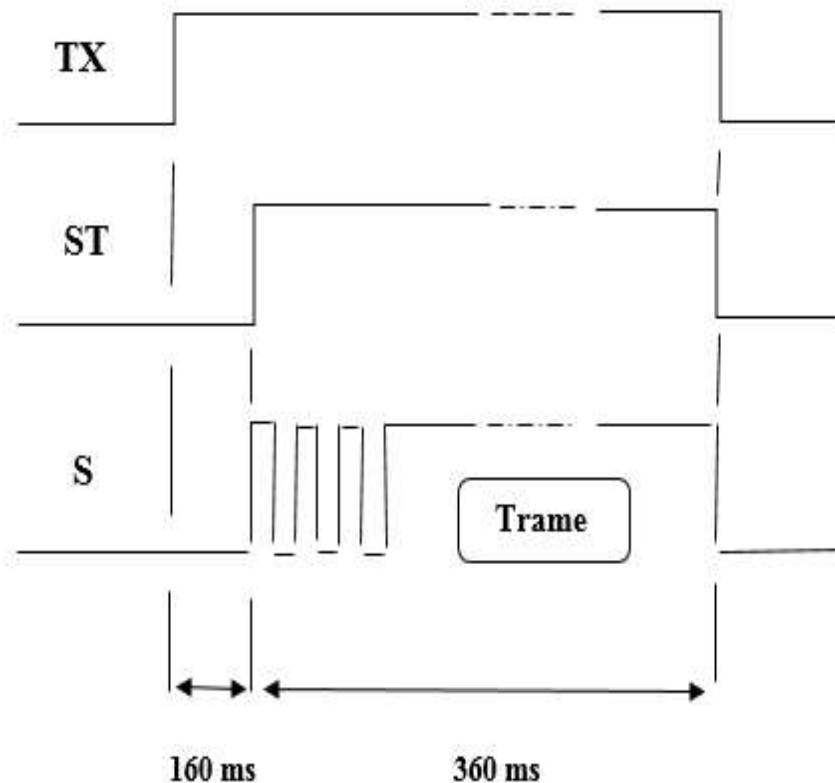


Figure 4.13. Chronogramme de fonctionnement

4.3.3.1. Générateur de trames (PIC : 16F88 ou 16F886) :

Les trames COSPAS SARSAT sont modulées en PSK à 400 bauds. Quand on reçoit une trame par un récepteur NBFM calé sur une des fréquences 406, le signal reçu est une suite de pointes alternativement positives et négatives. Pour recréer ce type de signal avec notre générateur de trames, il suffit de filtrer la sortie. On obtient alors exactement les mêmes signaux que ceux sortant d'un récepteur FM en écoute d'une balise. Le générateur de trames permet ainsi de tester très facilement un décodeur de trames.

La seconde utilisation de notre générateur de trames, c'est la construction de balises d'exercice. Le générateur de trames peut fonctionner avec ou sans GPS. Sans GPS, c'est la position par défaut qui est mise dans la trame (127° N et 255° E). Dès qu'un GPS est connecté et a acquis sa position, elle est transmise dans la trame.

Pour construire une mini-balise d'exercice ou pour tester un décodeur de trames, le générateur réalisé par un PIC 16F88 suffit largement. Le système de correction d'erreurs (appelé BCH pour Bose Chaudri

Hocchenheim) n'est pas codé, mais ce n'est pas nécessaire pour ces utilisations. Ces codes sont remplacés dans la trame par une série de « 0 ». Il existe quelques rares utilisations, comme la construction d'une véritable balise COSPAS-SARSAT, pour lesquelles la trame doit être complète avec les codes BCH. Mais le code complet est trop gros pour entrer dans un 16F88. C'est pourquoi pour ce code complet, nous avons utilisé un 16F886, qui possède une mémoire programme de 16k au lieu de 8k pour le 16F88. Le montage est exactement le même.

a. Configuration et fonctionnement du PIC d'origine 16F88 :

Pour faire fonctionner le PIC 16F88, la configuration minimale n'utilise que 4 broches :

- +5V sur la 14 (alim),
- +5V sur le 4 (MCLR),
- 0V sur la la 5 (masse)

→ sortie sur la 10 (trame « Test » toutes les 6 secondes).

Les autres broches actives sont les suivantes :

-- la 6 : type de trames

- en l'air : trame « Test »,
- à la masse : trame « Exercice »,

-- la 7 : temporisation

- en l'air : tempo 5s,
- à la masse : tempo 50s entre trames successives,

-- la 8 : entrée GPS,

→ la 16 : « commande TX », pour piloter un émetteur

→ la 12 : enveloppe de la trame (en cas de besoin).

Les autres broches du PIC 16F88 ne sont pas connectées : 1, 2, 3, 9, 11, 13, 15, 17 et 18 (n=9).

Les différents types de fonctionnement du PIC :

Pour faire des essais en trame « Test » toutes les 6 secondes : 6 et 7 en l'air.

Pour lire l'identifiant : 6 à la masse (trame « Exercice »).

Pour une Balise d'Exercice : 6 et 7 à la masse (trame « Exercice » toutes les 50s). Le PIC fonctionne avec son horloge interne (sans quartz).

b. Configuration et fonctionnement du PIC 16F886 :

Le PIC 16F886 fonctionne exactement comme le PIC 16F886 possède 28 broches au lieu de 18, le nombre de broches inutilisées est plus élevé (n=18). La masse est sur 2 broches, la 8 et le 19.

Pour faire fonctionner le PIC 16F886, la configuration minimale n'utilise que 5 broches :

- +5V sur la 20 (alim),
- +5V sur le 1 (MCLR),
- 0V sur la 8 et la 19 (masse),

→ sortie sur la 4 (trame « Test » toutes les 6 secondes).

Les autres broches actives sont les suivantes :

- la 21 : type de trames (Inter 2)
 - en l'air : trame « Test »,
 - à la masse : trame « Exercice »,
- la 22 : temporisation (Inter 1)
 - en l'air : tempo 5s,
 - à la masse : tempo 50s entre trames successives,
- la 18 : entrée GPS,

→ la 9 : « commande TX », pour piloter un émetteur

→ la 6 : enveloppe de la trame (en cas de besoin).

Les autres broches du PIC 16F886 ne sont pas connectées : 2, 3, 5, 7, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 23, 24, 25, 26, et la 28 (n=18).

Les différents types de fonctionnement :

Pour faire des essais en trame « Test » toutes les 6 secondes : 6 et 7 en l'air.

Pour lire l'identifiant : 6 à la masse (trame « Exercice »).

Pour une balise d'exercice : 6 et 7 à la masse (trame « Exercice » toutes les 50s).

Le PIC fonctionne avec son horloge interne (sans quartz). Le MCLR est extérieur ; on peut utiliser le MCLR pour faire un reset du PIC.

A la mise sous tension, une trame est envoyée immédiatement (délai 0,5 s). Cette première trame ne contient jamais la position GPS.

c. Correspondance 16F88 - 16F886 :

Fonction	16F88	16F886
+5V	14	20
Masse	5	8
	-	19
MCLR	4	1
Type Trame	6	21
Tempo	7	22
Entrée GPS	8	18
Sortie Trame	10	4
Sortie TX	16	9
Sortie Enveloppe	12	6

Broches non connectées

Pour le PIC 16F88 : 1, 2, 3, 9, 11, 13, 15, 17 et 18 (n=9).

Pour le PIC 16F886 : 2, 3, 5, 7, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 23, 24, 25, 26, 28 (n=18).

4.3.4. Connexion du GPS :

Pour le GPS, nous avons utilisé la partie supérieure d'une radiosonde Modem M2K2. Les premières générations de radiosondes M2K2 utilisaient un GPS Trimble Lassen SQ au milieu de la carte électronique. Ces GPS nécessitent une reprogrammation pour être utilisés. La dernière génération de sondes Modem M2K2 est équipée d'un GPS Trimble de type Copernicus. Le module est placé à 45° sous l'antenne GPS (Photo 6). Ce GPS Trimble Copernicus est très facile à utiliser car, sans aucune modification, sans aucune reprogrammation, le module émet les trames du type \$GPGGA et \$GPVTG toutes les secondes, norme NMEA standard 4800 bauds. Il suffit de l'alimenter par 3,3 V. Sur la Figure 14, on voit le GPS Trimble Copernicus sur la carte électronique, juste en dessous de l'antenne. Le seul composant entre l'antenne et le GPS est un filtre.

Ce GPS Trimble Copernicus est aussi utilisé dans les radiosondes qui remplacent maintenant les M2K2, les Modem M10. Sur ces radiosondes, le montage mécanique est un peu plus difficile à faire qu'avec les M2K2 dernière génération, mais le GPS reste utilisable.

On trouve sur internet de nombreux montages construits avec les GPS de première génération (Lassen SQ), avec déplacement des composants,

reprogrammation, etc. Il est beaucoup plus rare de trouver des montages avec les GPS de dernière génération, le Trimble Copernicus, alors que sa réutilisation est beaucoup plus simple. C'est pourtant un GPS exceptionnel par la sensibilité de son récepteur et par la rapidité de sa réponse. Il n'est pas nécessaire de mettre en mémoire la position précédente, avec une pile pour garder la mémoire, car il est capable de se caler sur sa nouvelle position très rapidement.

Construction du GPS :

- Il faut d'abord couper proprement le circuit imprimé de la radiosonde pour ne garder que la partie supérieure : l'antenne et le GPS.
- Les connexions à faire sur le Trimble Copernicus sont simples. Il suffit de connecter l'alimentation (+ 3,0 à + 3,3 V sur la pin 12 et 0 V à la masse), le signal sort sur la pin 24 marqué TXD-B sur le schéma de connexion (Figure 4.15).

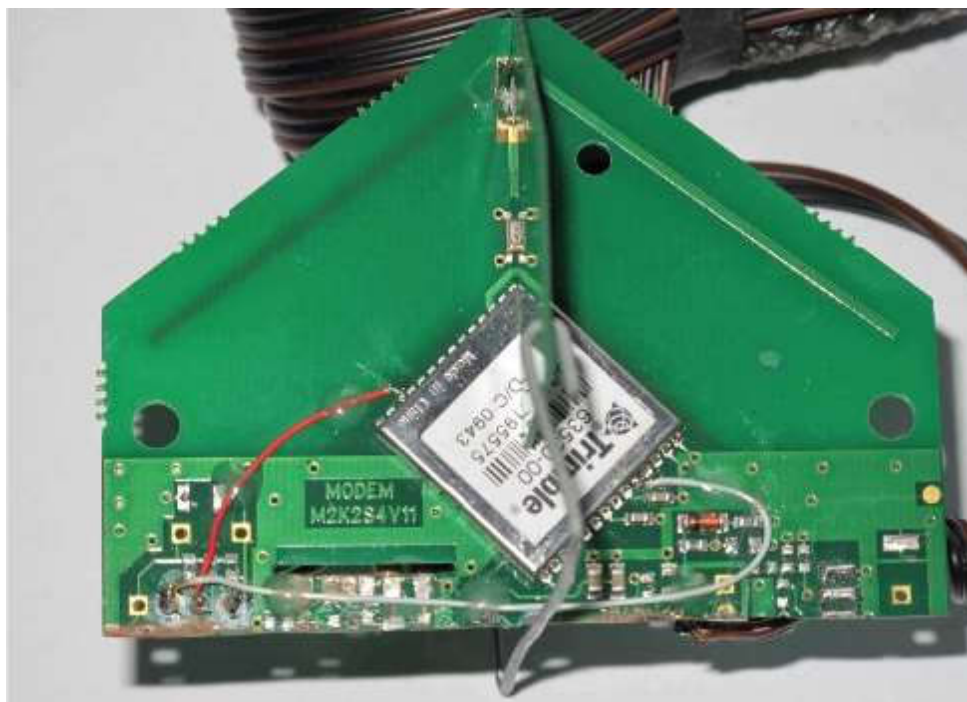


Figure 4.14. Partie supérieure d'une radiosonde Modem M2K2

GND	1		28	GND
GND	2		27	GND
RF-IN	3		26	Reserved
GND	4		25	Reserved
LNA	5		24	TXD-B
Reserved	6		23	TXD-A
Open	7		22	Reserved
Short	8		21	RXD-A
Reserved	9		20	RXD-B
Reserved	10		19	PPS
Xreset	11		18	Reserved
Vcc	12		17	Reserved
GND	13		16	Xstandby
GND	14		15	GND

Figure 4.15. Connexions du TRIMBLE Copernicus [3]

Les signaux de sortie sont inversés par rapport aux signaux envoyés par les GPS classiques (comme un Garmin Etrex) qu'on peut aussi utiliser avec notre petite balise de test. Pour remettre les signaux dans le bon sens, un inverseur utilisant des portes 74HC04 a été utilisé (Figure 4.16).

Fonctionnement du GPS avec la balise :

Il suffit de connecter le Jack 3,5 stéréo sur la balise de test et d'attendre que le GPS soit calé. Dès que la GPS a acquis la position, celle-ci est transmise dans la trame. Et si on débranche le connecteur, la position n'est plus transmise.

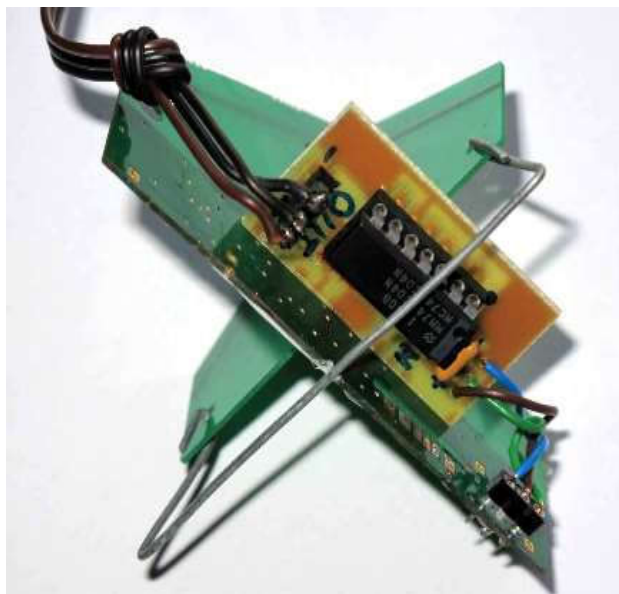


Figure 4.16. Le 74HC04 monté sous le GPS pour inverser le signal de sortie

4.4. L'émetteur :

Le module TX-5 doit être alimenté par 3,6 V. Cette tension de 3,6 V n'est pas conventionnelle. Elle s'explique par le fait que le circuit MICRF113 qui équipe le module a été conçu pour fonctionner avec une pile lithium, dans une télécommande de serrure par exemple.

A partir du 5V, cette tension de 3,6 V est obtenue par les 2 diodes série D11 et D12 . De même pour le signal TX qui commande le passage en émission, avec les diodes D9 et D10. Les LED 1 et 2 permettent de surveiller le fonctionnement. La LED 2 (verte) est allumée en permanence. La LED 1 (orange) s'éclaire quand la balise passe en émission.

Le système avec un cavalier entre les diodes sur le schéma de la Figure 4.17 permet de passer en émission continue. On peut ainsi avoir 2 types de fonctionnement : soit une porteuse continue modulée lors de l'envoi de la trame, soit un passage en émission au moment de la trame. Le premier mode permet de retrouver l'émission et de mesurer sa fréquence. En balise, il faut utiliser le second mode, et laisser fonctionner librement l'entrée TX.

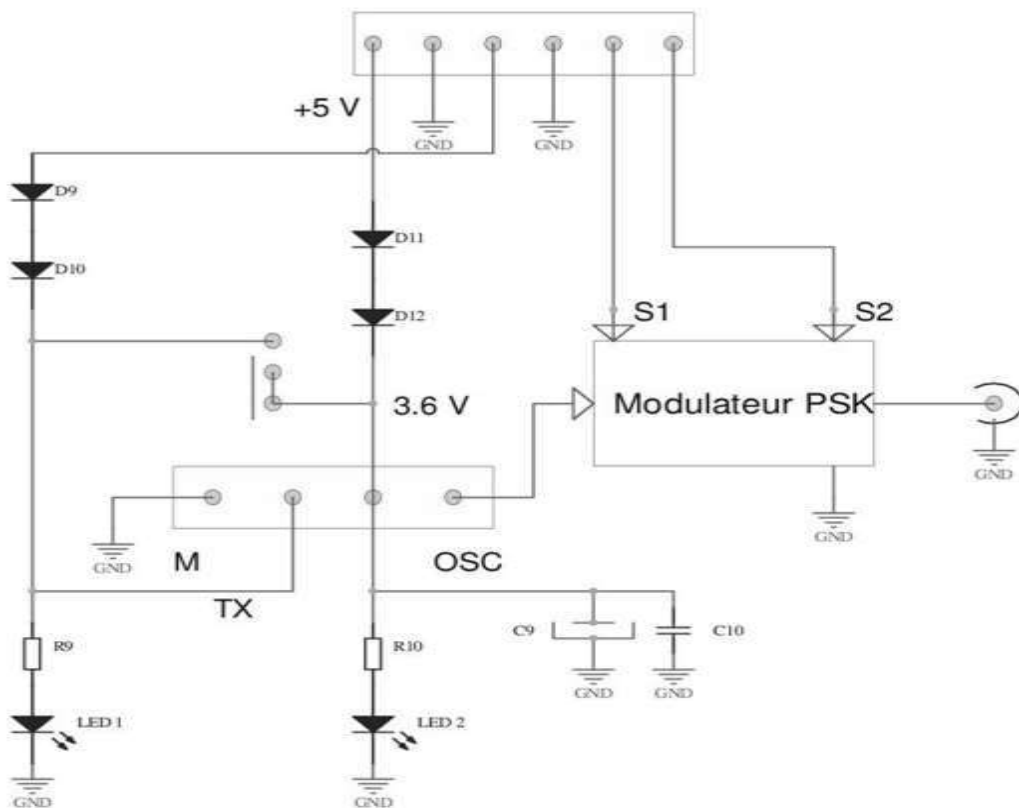


Figure 4.17. Passage émission de la Balise.

4.5. Les circuits imprimés et la construction :

Une balise UHF reproduit exactement la modulation des balises 406. Elle est pilotée par un quartz 13,500 MHz, permettant de la faire fonctionner sur 431,990 MHz. Grâce à ce montage on peut construire une balise 406 émettant sur la bande radioamateur.

Avec la multiplication des décodeurs de trames, le besoin de tester régulièrement son décodeur pour s'assurer que tout fonctionne correctement est régulièrement exprimé. Ces décodeurs peuvent être des systèmes autonomes à microcontrôleur ou bien fonctionner avec un logiciel de décodage dans un PC. Faire ces essais en bande radioamateur UHF (430 – 440 MHz), c'est-à-dire environ 30 MHz au-dessus de la fréquence réelle, peut ne pas être vraiment représentatif car la sensibilité des récepteurs n'est pas constante avec la fréquence. Idéalement il faudrait pouvoir disposer d'une balise de faible puissance sur fréquence réelle. Nous allons voir comment construire cette balise à partir des montages développés précédemment, associés à un générateur DDS autonome.

4.5.1. Carte UHF :

Le circuit imprimé de la carte UHF est double-face avec une seule face gravée (Figure 4.18). L'autre face est un plan de masse.

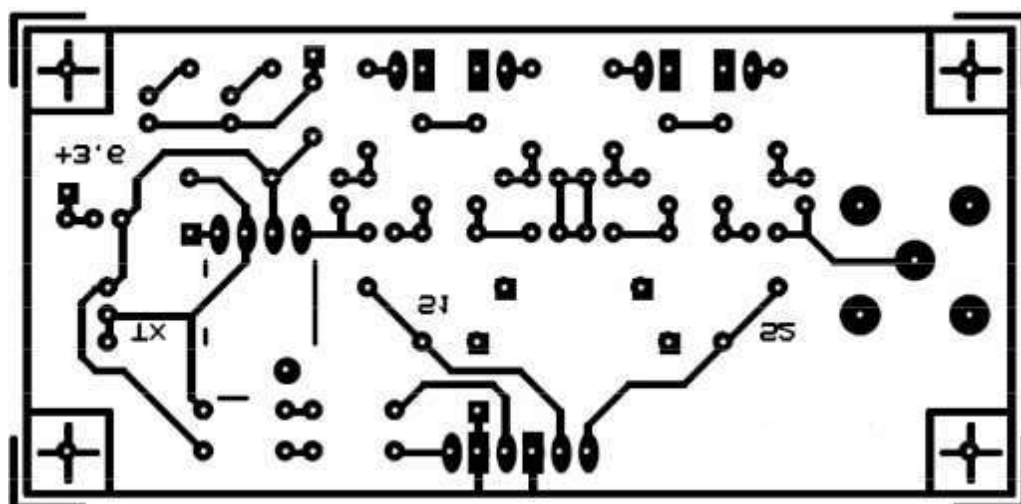


Figure 4.18. Circuit imprimé de la carte UHF

Coté pistes, nous avons gardé des pastilles pour les 8 condensateurs série de 1 nF. En fait nous n'avons pas percé le circuit au milieu de ces 16 pastilles, et nous avons soudé les CMS à la main sur ces pastilles. On peut ainsi remplacer ces CMS par des condensateurs traversant si on veut changer de technologie. Cependant les CMS offrent l'avantage de réaliser des connexions très courtes, bien adaptées en UHF.

A part ces pastilles pour les 8 condensateurs de 1nF, il faut percer toutes les autres pastilles.

Ensuite, coté plan de masse, il faut dégager toutes les traversées isolées avec une mèche de 3 mm (Figure 4.19). Attention à ne pas passer au travers du circuit imprimé ! Les trous non-agrandis sont ceux de la masse qu'il faut souder des 2 cotés. Par faciliter ce travail, les pastilles carrées sont des pastilles de masse (donc à ne pas isoler).

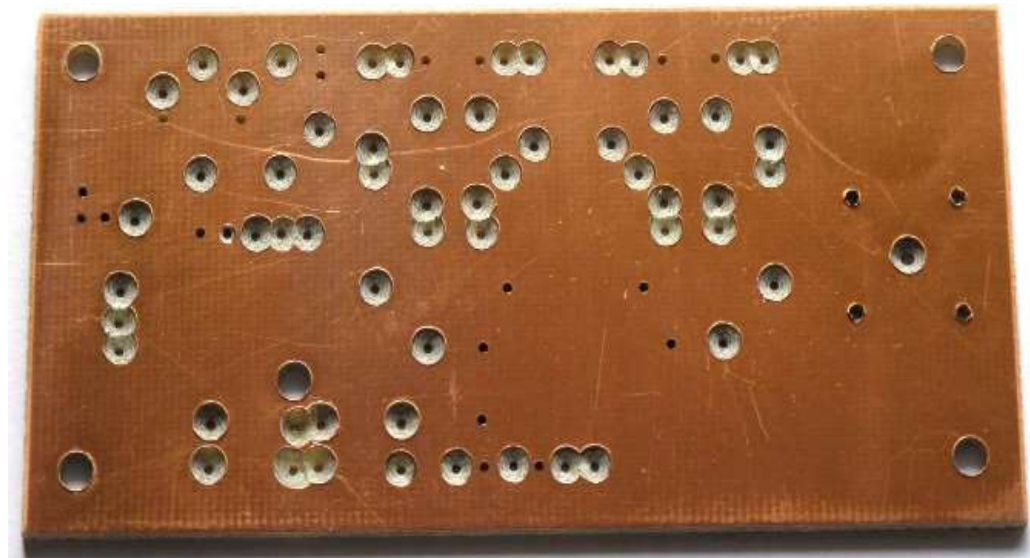


Figure 4.19. Traversées isolées du plan de masse

Les premiers composants à souder sont les CMS. Sur la Figure 4.20, on voit les composants soudés coté pistes : les 8 condensateurs 1 nF et les 8 diodes PIN. Attention au sens des diodes PIN. Autre difficulté : le soudage de la partie femelle du connecteur ; le fer à souder a un peu de mal à passer.

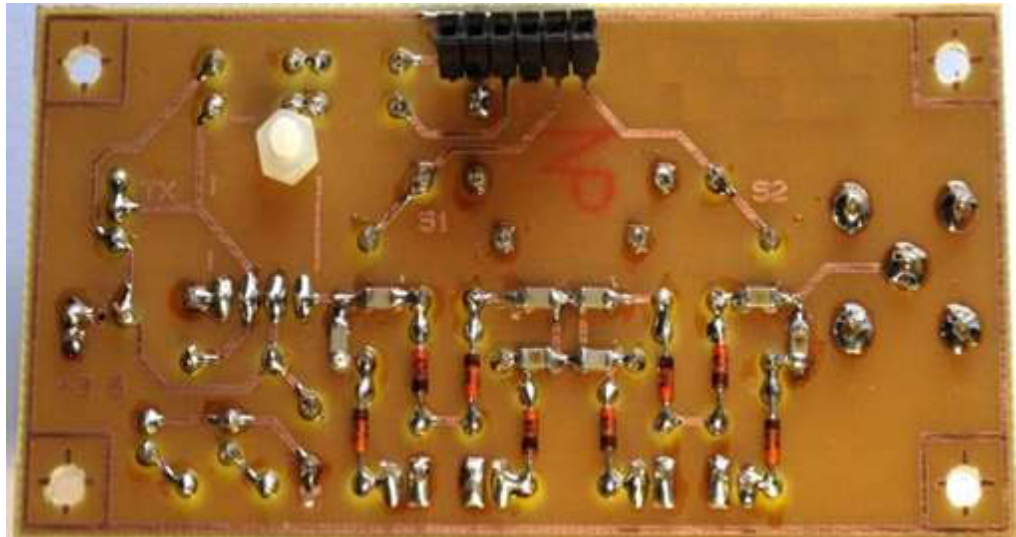


Figure 4.20. La carte UHF vue cote piste avec ses condensateurs CMS et les diodes PIN

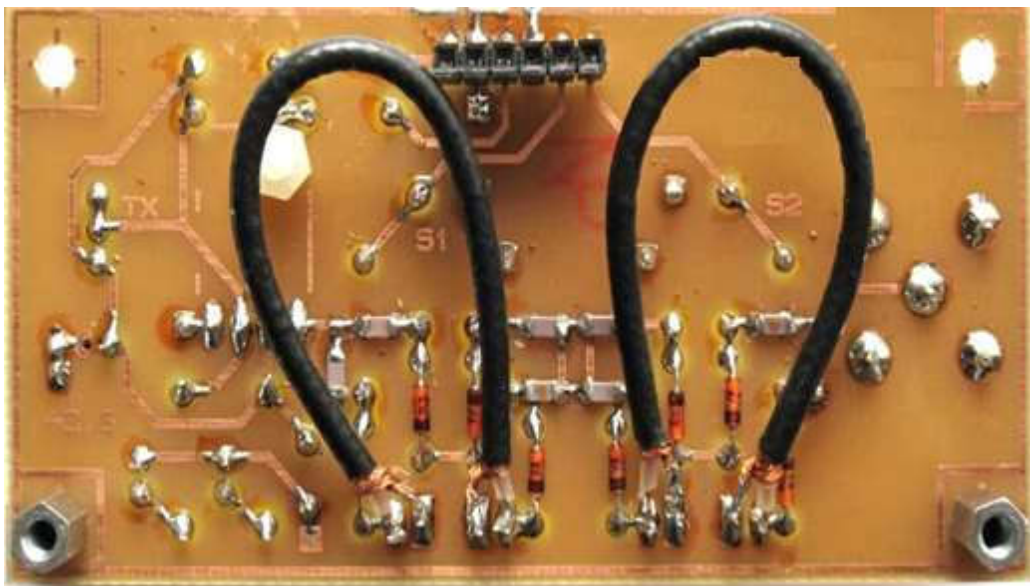


Figure 4.21. La carte UHF vue cote piste avec les lignes coaxiales

Ensuite il ne reste plus qu'à souder les composants traditionnels du côté du plan de masse. Il faut faire attention à bien plier à l'équerre les pattes des composants pour éviter le court-circuit. Les 4 diodes 1N4148 que l'on voit sur la Figure 4.21 peuvent être remplacées par des diodes 1N4004 (ou 1N4001 à 1N4007)

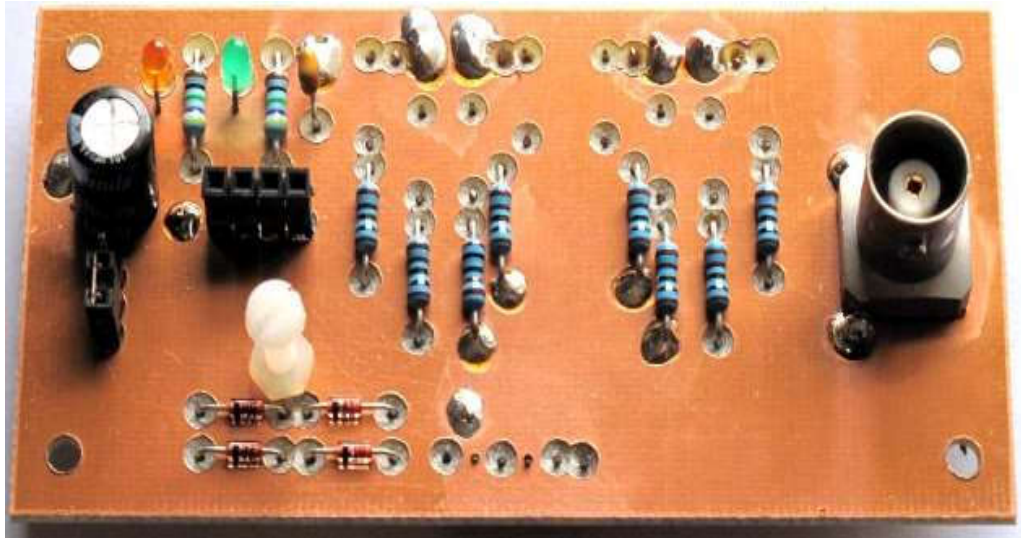


Figure 4.22. La carte UHF câblée

Comme le module UHF est monté en porte-à-faux pour ne pas plier le connecteur, nous avons ajouté une vis nylon qui sert de point d'appui (Figure 4.22). Le trou est repéré sur le circuit imprimé. De cette façon, le module TX-5 reste démontable, tout en restant parfaitement en place.

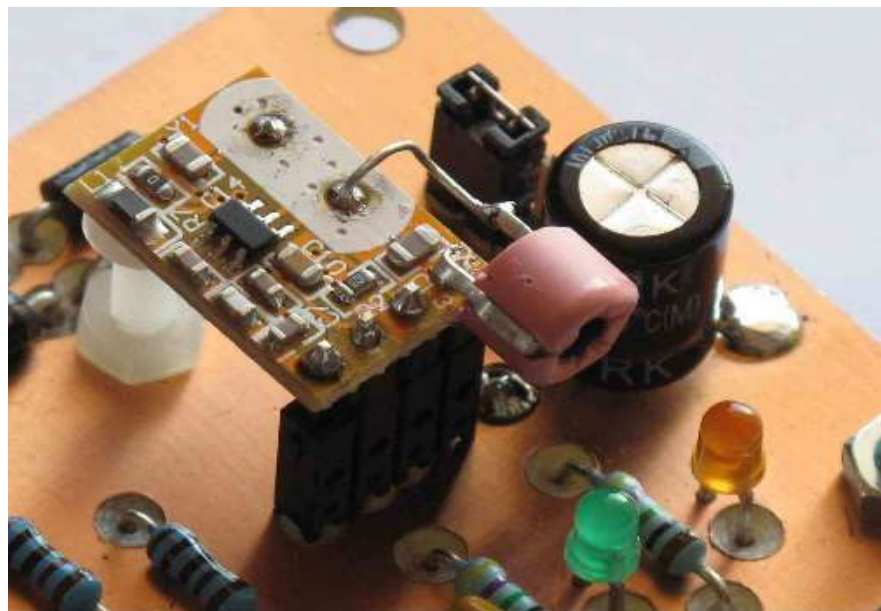


Figure 4.23. Gros plan sur le module UHF TX-5

Il faut noter que la fabrication des modules UHF TX-5 a un peu évolué. Les premiers étaient rouges avec un connecteur à 4 broches. Lors d'une

commande plus récente, ces modules sont orange (voir Figure 4.22 et 4.23) et le connecteur n'a plus que 3 broches. La sortie antenne n'est pas câblée. Il suffit d'ajouter une petite tige dans le trou prévu pour avoir la même connexion que celle des modules précédents.

Le module UHF TX-5 doit subir deux modifications. Un quartz 13.500 MHz remplace le quartz d'origine sur 13.560 MHz, et un condensateur ajustable de 20 pF permet de régler la fréquence finale (Figure 4.22 et 4.24). Comme cela avait été étudié précédemment, l'utilisation de la fréquence 431,990 MHz cause peu de perturbations dans la bande radioamateur.

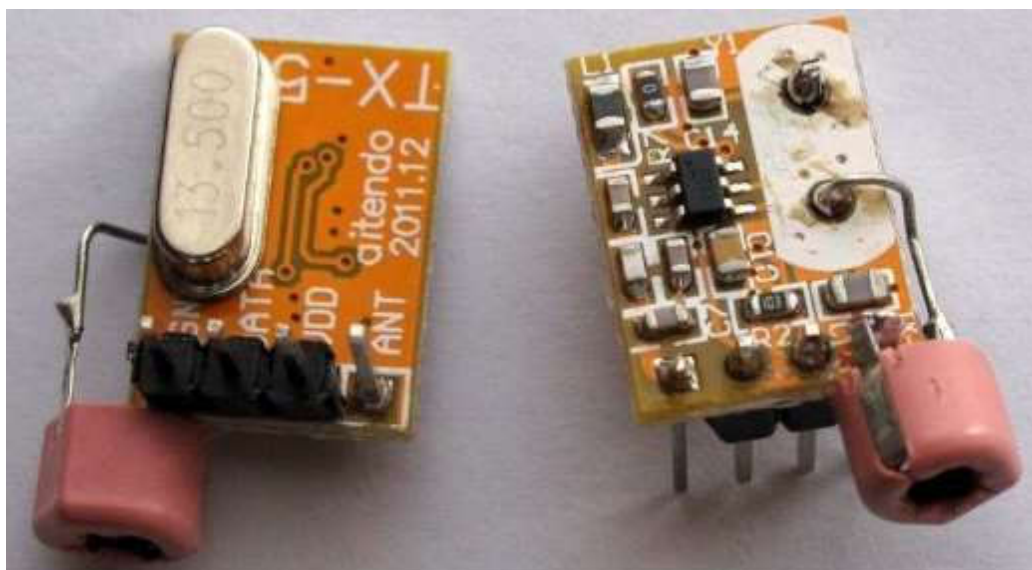


Figure 4.24. Le module TX-5 après modifications, côté pile et côté face. Le quartz 13.560 MHz été remplacé par un quartz 13.500 MHz, et un condensateur ajustable de 20 pF a été ajouté entre le quartz et la masse pour pouvoir régler la fréquence

4.5.2. Carte de pilotage :

Le circuit imprimé de la carte de pilotage est conventionnel (simple face). Ses dimensions sont 91 mm par 43 mm (Figure 4.25). Les signaux repérés S et TS près du PIC sont la sortie de la trame (S) et l'enveloppe de la trame (ST). Les signaux S1 et S2 sont les signaux de pilotage du modulateur. Le passage en émission est commandé par le signal TX.

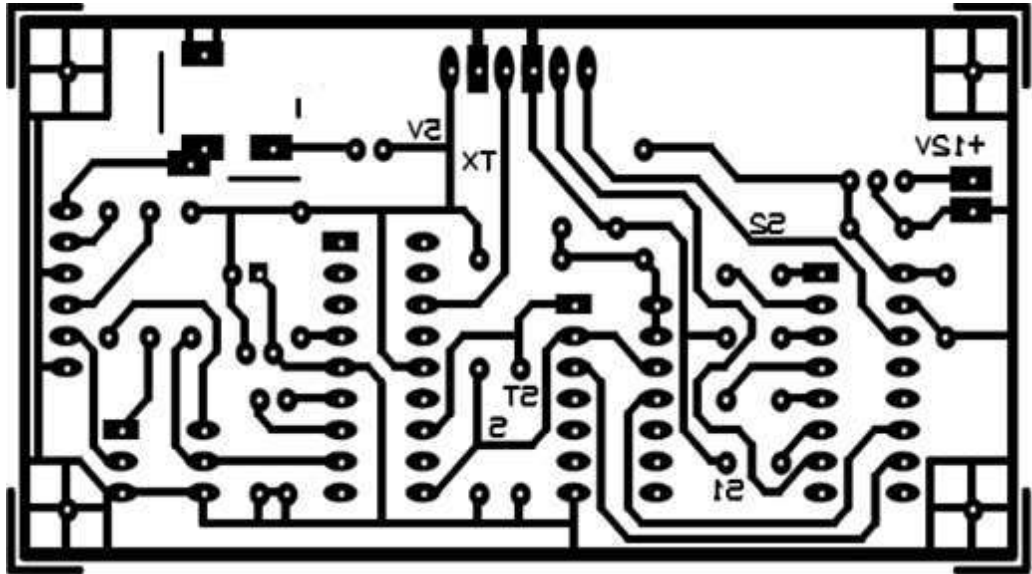


Figure 4.25. Circuit imprimé de la carte de pilotage

La construction de la carte ne pose aucun problème particulier. La Figure 4.26 montre la carte montée côté piste et la Figure 4.27 côté composants.

L'ensemble du montage peut être alimenté par une tension entre 8V et 14V. Le fonctionnement interne de la carte est en 5V.

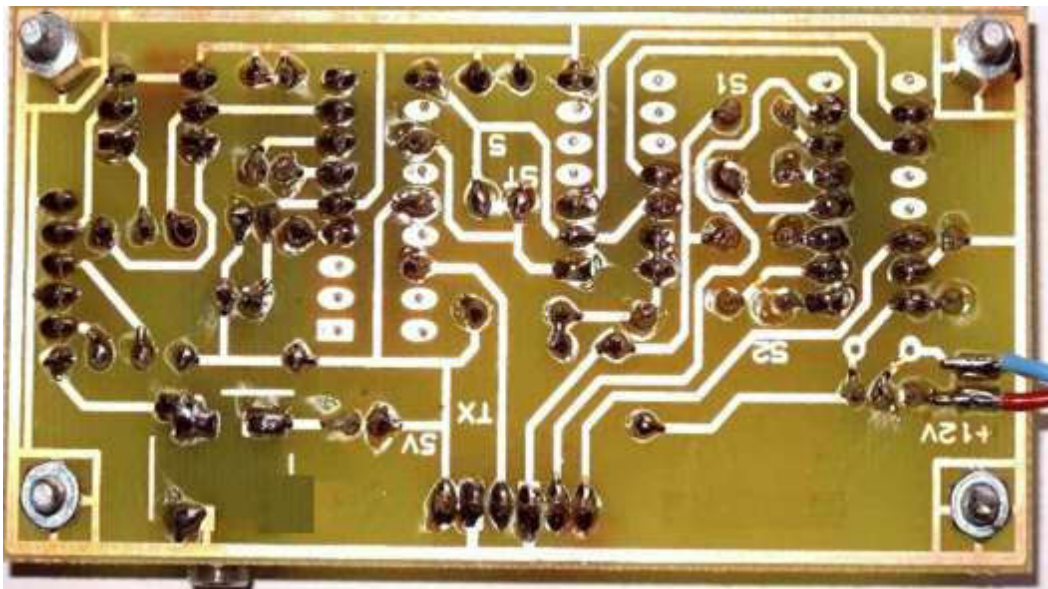


Figure 4.26. Carte de pilotage vue cote soudures

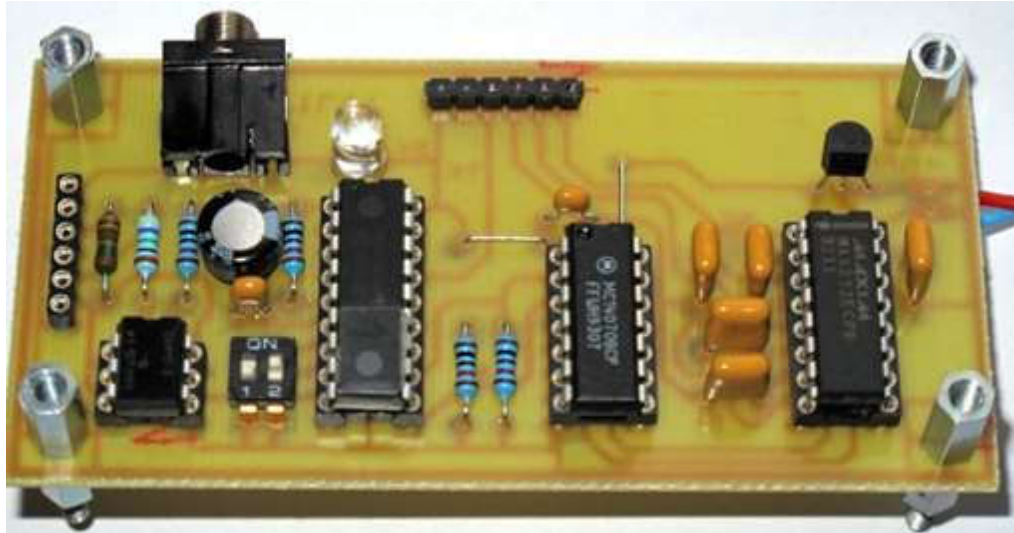


Figure 4.27. La carte de pilotage finie. Au-dessus du PIC, la LED transparente émet une lumière rouge.

4.6. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons réalisé une balise UHF qui reproduit exactement la modulation dans les balises 406. Les modules que nous avons utilisés sont construits autour d'un circuit intégré MICRF113 qui multiplie par 32 la fréquence d'un quartz. La modulation est en ASK (modulation d'amplitude en tout ou rien. Plutôt que d'utiliser le circuit intégré et de souder les composants autour, dans le but de réaliser un montage facilement reproductible, nous avons utilisé directement un module tout assemblé.

Comme le module UHF est piloté par un quartz, il suffit de faire tailler un quartz sur la bonne fréquence. L'oscillateur est un Pierce, avec une multiplication par 32. Pour obtenir une balise sur 406,040 MHz, il faut un quartz de 12,688 750 MHz. Dans une véritable balise, le quartz est stabilisé en température. Cette grande stabilité est nécessaire pour la localisation Doppler par les satellites défilants LEOSAR. Mais pour une balise de test dont la faible puissance ne sera jamais entendue par les satellites, cette stabilité n'est pas nécessaire, et on peut utiliser un quartz classique.

Un premier essai a été fait dans ce sens, par la suite ont utilisé un générateur DDS (Direct Digital Synthétiseur) Grâce à ce montage on peut construire une balise 406 émettant sur la bande radio amateur. Une question mérite d'être posée, pourquoi la bande radioamateur ; il est utile de rappeler que cette bande peut couvrir plusieurs utilisateurs internationaux, donc un signal émis par exemple en Algérie sera reçue en Australie, ceci est des soucis du système COSPAS SARSAT qui exige une écoute et une réception de signaux à l'échelle de toute la terre.

Récepteur et Décodeur de la Balise

Sommaire

5.1. Introduction	103
5.2. La carte électronique WAVIX	104
5.2.1. Application de la carte WAVIX	105
5.2.2. Modification de la carte WAVIX.....	106
5.3. Alimentation	111
5.4. Surveillance et alarme	111
5.4.1. Système de correction automatique de fréquence (CAF).....	111
5.4.2. Alarme sonore	113
5.4.3. Le S-mètre	113
5.5. Décodeur de trames 406 MHz	115
5.5.1. Le circuit d'alimentation	115
5.5.2. Le circuit d'entrée et de mise en forme des signaux.....	116
5.5.3. Microcontrôleur.....	117
5.5.4. L'entrée GPS.....	118
5.6. Conception du système réception et décodage	119
5.6.1. Réglages et alignement de la carte WAVIX.....	120
5.6.2. Décodeur.....	124
5.6.3. Conception finale du système de réception et décodage.....	132
5.7. Conclusions	133

5.1. Introduction :

Ce récepteur est capable de surveiller l'ensemble des différentes fréquences utilisées par les balises 406 MHz grâce à un système de correction automatique de fréquence. L'objectif est de construire un système d'écoute complètement autonome, capable de décoder les trames 406 et d'afficher le contenu dès qu'une balise est entendue. Pour ce type de fonctionnement, les signaux reçus sont très courts et difficiles à prévoir. L'utilisation du S-mètre n'apporte pas une aide importante. Sur la carte d'interface, nous lui avons préféré une fonction « bipper », avec un bip sonore qui est émis à chaque réception de trame. Comme cela, sans avoir les yeux rivés sur le récepteur, l'avertisseur sonore nous prévient de la réception éventuelle d'une balise 406.

Le système est composé de 3 parties : la carte WAVIX connectée à l'antenne 406 MHz, le décodeur pour analyser les trames reçues et afficher les informations contenues, et une carte d'interface qui gère les alimentations des autres cartes, le système de Correction Automatique de Fréquence et l'alarme sonore. Le système final d'écoute et de décodage n'est relié qu'à l'antenne 406 MHz et à l'alimentation 12V (Figure 5.1).

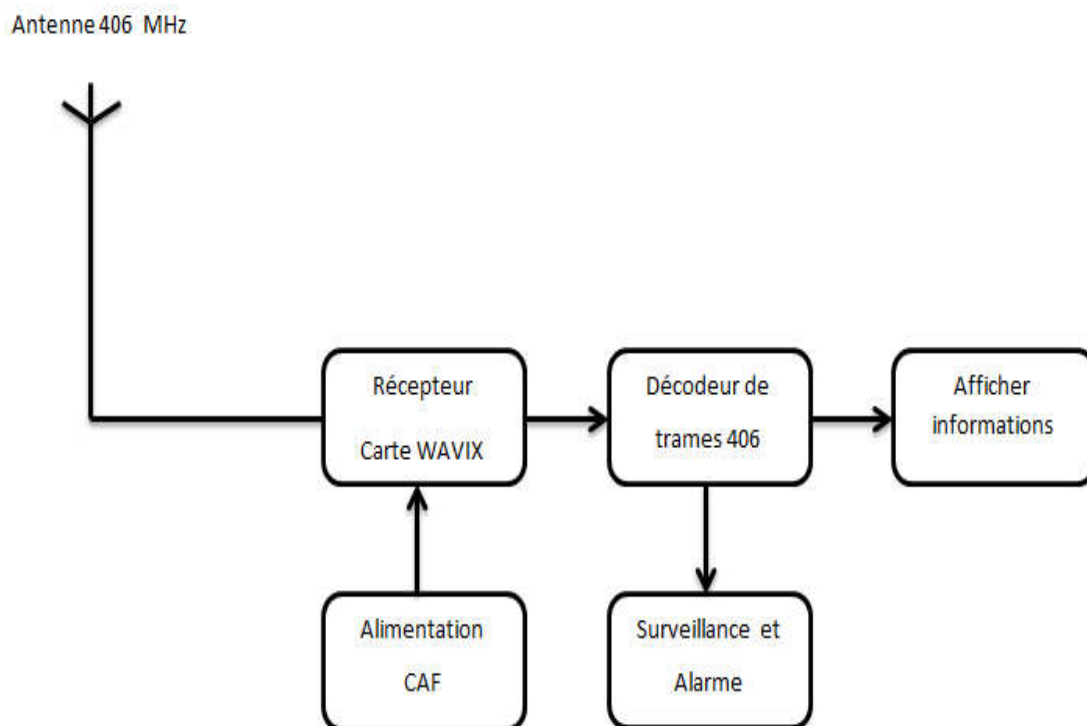


Figure 5.1. Schéma de décodeur 406.

5.2. La carte électronique WAVIX :

Ces cartes électroniques sont distribuées par un vendeur anglais bien connu, « Mainline Electronics ». Le schéma est assez simple. Le premier OL (oscillateur local) est réalisé par un oscillateur à quartz à 20,630 MHz, dont la fréquence est multipliée par 18. Les deux autres OL sont aussi des oscillateurs à quartz autour d'un circuit spécialisé MC13135. La chaîne de réception est très bien filtrée. Globalement, c'est un récepteur de qualité à triple changement de fréquence, bien filtré et entièrement piloté par quartz.

La seule partie détaillée du schéma est l'ensemble de composants autour du quartz du premier OL (voir Figure 5.2).

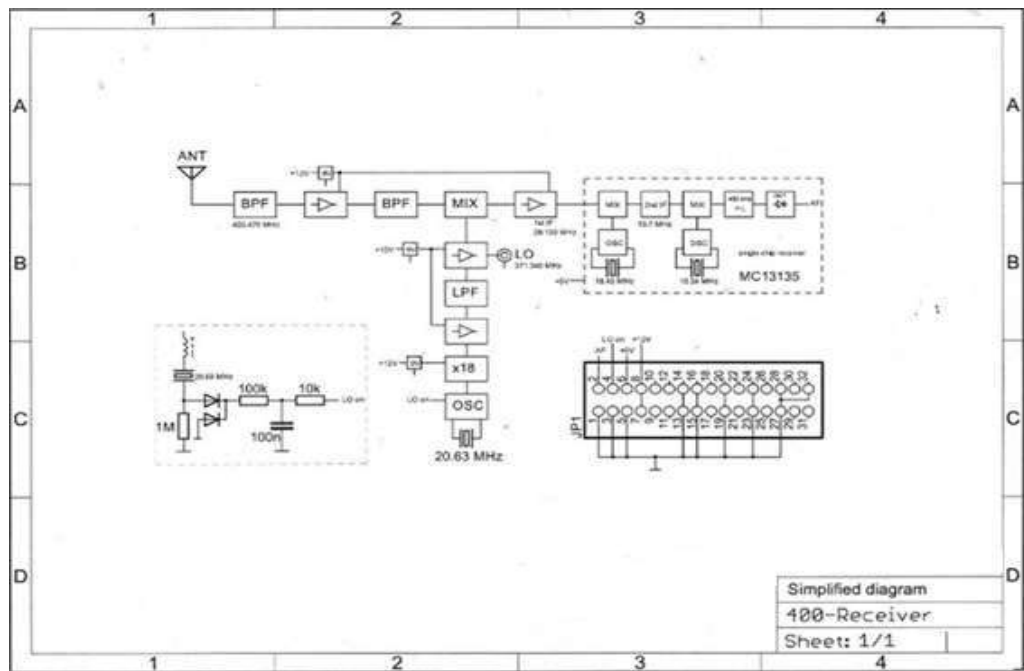


Figure 5.2. Schéma très sommaire de la carte électronique [1]

5.2.1. Application de la carte WAVIX :

On trouve quelques informations sur l'origine de ces cartes électroniques. C'est un projet qui a été développé autour des années 1998 à 2002, pour faire un service de messagerie de type Email par satellites. Ce système était destiné à couvrir les zones difficiles et les pays sous-développés. Il était prévu d'équiper des ONG comme VITA (Volunteers In Technical Assistance).

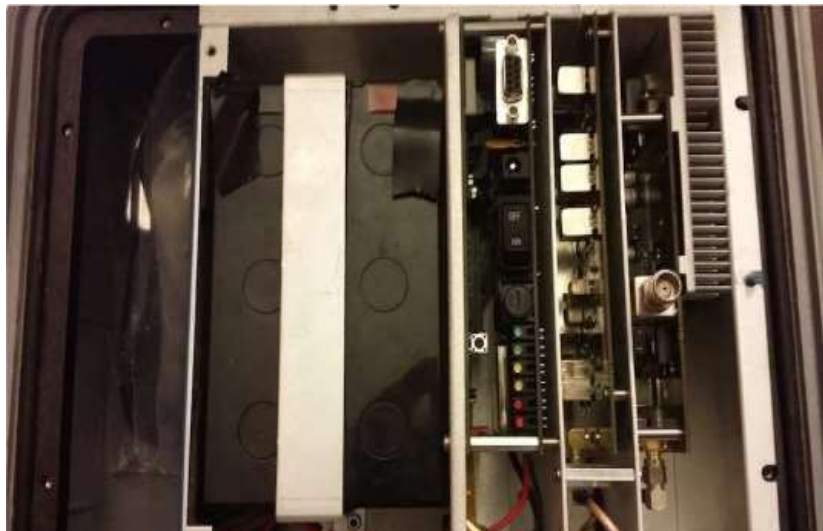


Figure 5.3. Vue intérieure d'une valise « Stasia 906 » (Photo James Howard).

Les premiers satellites de la constellation ont été HealthSat-2 et UoSat-12. Ce sont des satellites en orbite basse (type « Little LEO »). Les cartes électroniques proviennent des valises « Stasia 906 » utilisées comme stations terrestres (Figure 5.3). Ces valises intègrent un récepteur UHF, un émetteur VHF et le système d'alimentation autonome. Le système est adapté aux transmissions de données à 2400 ou 9600 bauds. Les fréquences utilisées par le réseau VITA sont dans les bandes VHF pour la voie montante vers les satellites, dans la bande 149,810 - 149,900 MHz. La voie descendante des satellites vers la Terre est en UHF, dans la bande 400,598 - 400,645 MHz [2].

Les cartes électroniques vendues par Mainline proviennent de ces valises « Stasia 906 ». Ces cartes de réception 400 MHz WAVIX sont complètes : du connecteur coaxial à la sortie BF non filtrée. En plus des cartes de réception UHF, Mainline propose aussi les cartes d'émission VHF.

5.2.2. Modification de la carte WAVIX :

Premier modification :

En examinant de près le fonctionnement de la carte WAVIX, nous nous sommes aperçu que la seule partie du schéma qui était documentée comportait une erreur importante. D'après le schéma de la Figure 2, les diodes associées au quartz du premier LO sont reliées à la sortie appelée « LO on » (broche 4 du connecteur), comme si c'était une détection du fonctionnement de l'oscillateur local.

En fait, les diodes sont des Varicap (Diodes à Capacité Variable) de type BB200 de Philips - NXP (marquage « SBp ») dont la capacité est pilotée par la tension de polarisation envoyée sur la broche 4 du connecteur. Ces diodes Varicap fonctionnent avec une tension assez réduite (Figure 5.4). En alimentant la broche 4 par une tension variable allant de 0,5 V et 2,5 V, on fait glisser la fréquence de réception autour de la fréquence centrale. Selon les cartes on obtient une excursion de ± 25 kHz à ± 40 kHz.

Low-voltage variable capacitance double diode

BB200

GRAPHICAL DATA

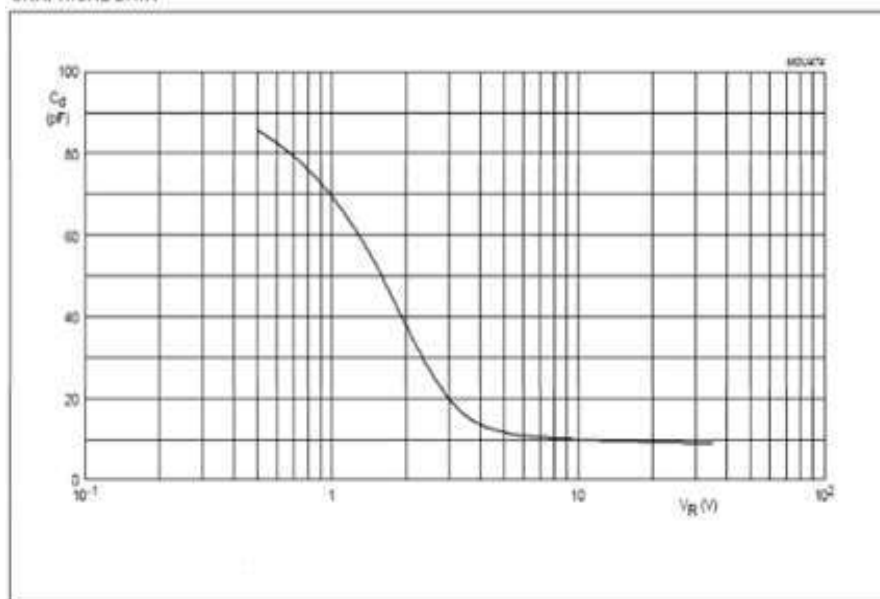


Figure 5.4. Caractéristique $C(V)$ des diodes BB200 [2]

Si on se replace dans le fonctionnement de la valise « Stasia 906 », la réception des satellites LEO est affectée d'un effet Doppler important. Quand on calcule cette variation de fréquence, on obtient :

– fréquence apparente : $f = f_0 / (1 - v / c)$

Où f_0 est la fréquence de l'émetteur, c la vitesse de la lumière et ' v ' la vitesse d'approche du satellite.

– variation de fréquence maximale : $\Delta f_{\text{MAX}} = f_0 \cdot v / c$

– une orbite circulaire en 90 min correspond à une vitesse

$$v = 8 \text{ km/s}$$

– pour $f_0 = 400 \text{ MHz}$, on obtient finalement : $\Delta f_{\text{MAX}} = 10,6 \text{ kHz}$

Ce décalage maximal en fréquence peut être facilement corrigé par l'excursion du système à Varicap ($\geq \pm 25 \text{ kHz}$).

Pour piloter la tension de commande des Varicap V_{VCP} , nous avons utilisé un simple diviseur potentiométrique (Figure 5.5). La tension de commande des Varicap V_{VCP} peut être ajustée entre 0,5V et 2,5V.

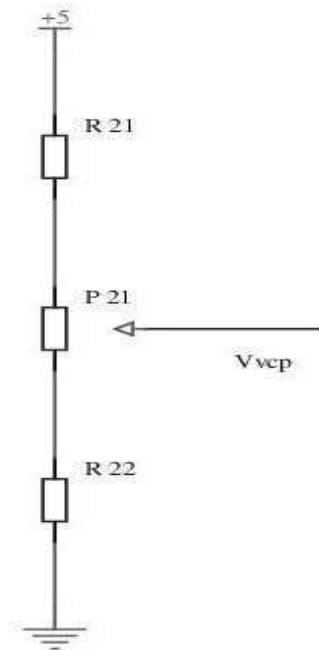


Figure 5.5. Montage potentiométrique de commande des Vari cap

Si on n'utilise pas cette fonction de variation de fréquence, il ne faut pas oublier d'appliquer une tension fixe sur la broche 4 du connecteur (par exemple 2,5V) pour éviter tout glissement non contrôlé de la fréquence.

Pour une utilisation de la carte comme récepteur de balise 406, il faut pouvoir recevoir les fréquences allant de 406,025 MHz à 406,040 MHz. Plus exactement les quatre fréquences 406,025 MHz, 406,028 MHz, 406,037 MHz, 406,040 MHz. La plage de 15 kHz de ces différentes fréquences est facilement couverte par le pilotage des vari cap sans modification particulière.

Deuxième modification :

Les modifications sur la carte ne portent que sur le changement de 2 quartz, notés XTAL201 et XTAL301 sur la Figure 5.6.

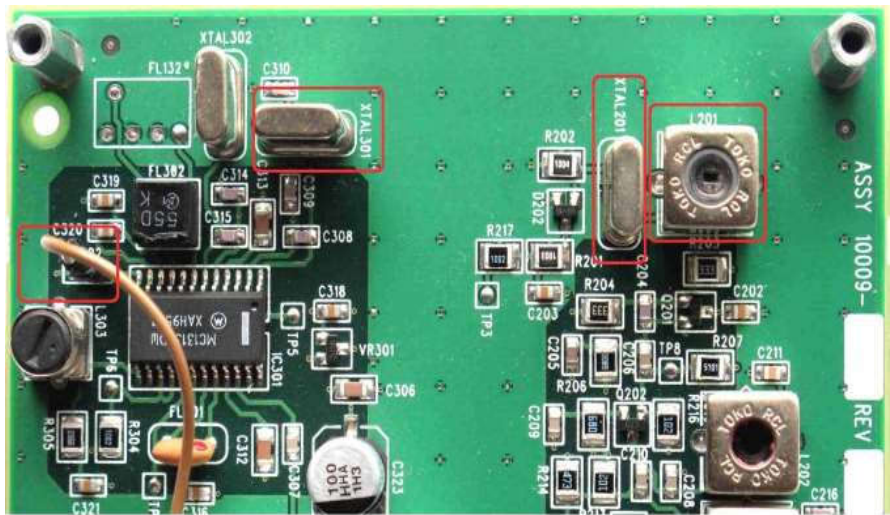


Figure 5.6. Les éléments à modifier sur la carte du récepteur WAVIX

Sur la partie gauche, autour du circuit MC13135, il faut changer XTAL301 et sur la partie droite (oscillateur OL1), il faut remplacer XTAL201.

L'inductance L201 permet d'ajuster la fréquence centrale, et le fil ajouté sur C322 est utilisé pour mesurer la force du signal (RSSI ou S-mètre).

Pour le premier oscillateur local, le quartz 20,63MHz est remplacé par un quartz Q1 = 20,736 MHz (Figure 5.7) et le quartz 18,43 MHz du second oscillateur par un quartz Q2 = 22,1184 MHz (Figure 5.8).

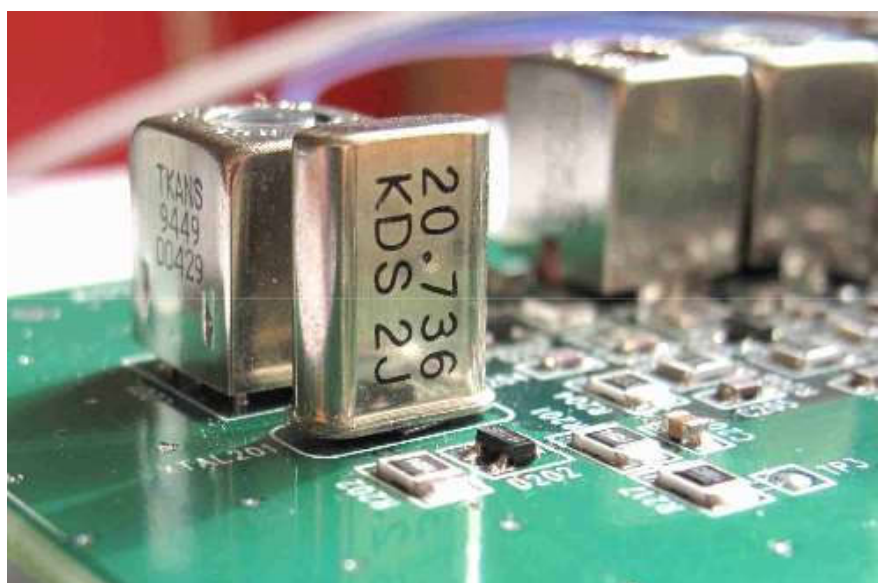


Figure 5.7. Le nouveau quartz du premier oscillateur local

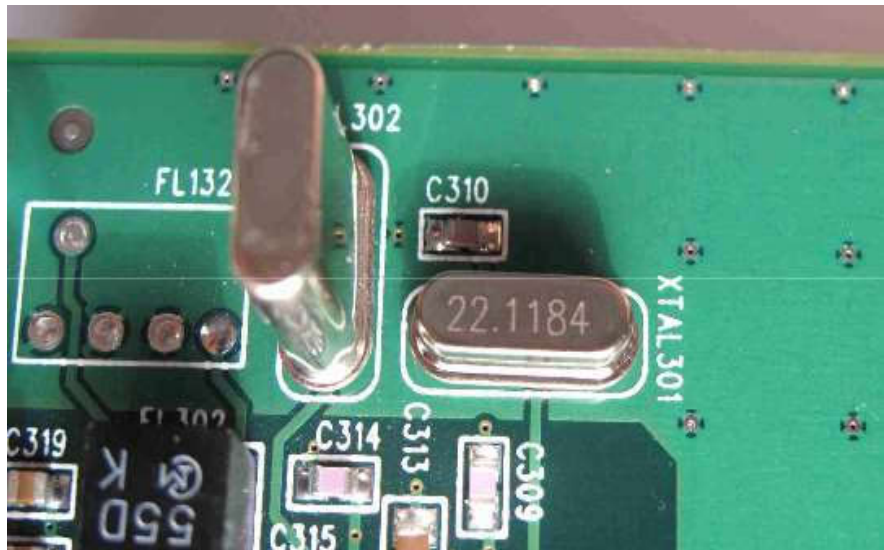


Figure 5.8. Le deuxième oscillateur local, le quartz 22,1184 est en format HC-49S

Le schéma de la Figure 5.9 montre le fonctionnement du récepteur, avec son triple changement de fréquence et ses trois oscillateurs locaux. Le premier oscillateur est maintenant équipé d'un quartz 20,736 MHz dont la fréquence est multipliée par 18 pour donner la première fréquence $OL1 = 373,214$ MHz. Les deux autres oscillateurs sont gérés par le circuit MC13135.

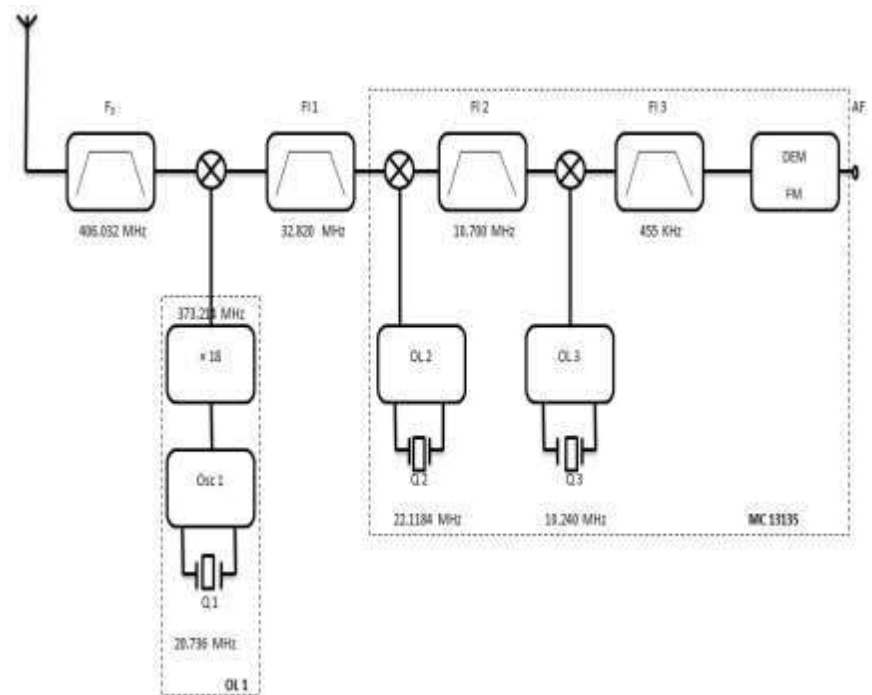


Figure 5.9. Les différentes fréquences des oscillateurs locaux (OL1, OL2 et OL3) et les fréquences intermédiaires (FI1, FI2 et FI3)

5.3. Alimentation :

L'alimentation de la carte WAVIX est effectuée en 12V pour les circuits d'entrée, et 5V pour la démodulation. La tension 5V est obtenue par un régulateur 7805 Figure 5.10.

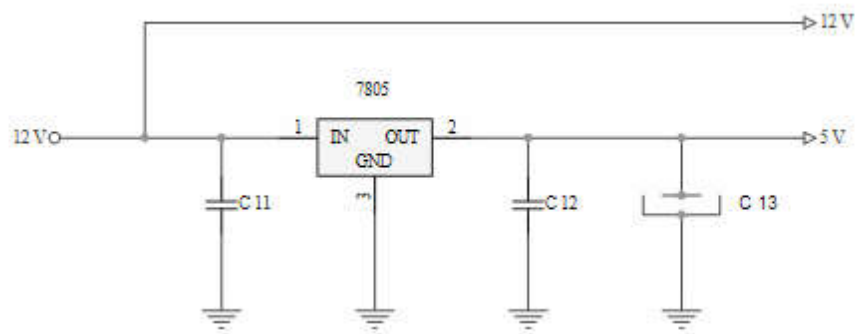


Figure 5.10. Circuit d'alimentation 12V et 5V

5.4. Surveillance et alarme :

5.4.1. Système de correction automatique de fréquence (CAF):

En faisant varier la tension de commande de la Varicap BB200, la réponse n'est pas vraiment linéaire. La valeur médiane de la tension de la Varicap est de l'ordre de 1,25 V. Autour de cette valeur, la fréquence varie dans le même sens que la tension de pilotage. Cette variation est de : $\Delta f / \Delta VC = + 50 \text{ kHz} / \text{V}$

L'excursion maximale mesurée est de 100 kHz pour une variation de 0,50 V à 2,75 V. C'est pour une tension de commande comprise entre 0,5 V et 2,0 V, ce qui correspond à $1,25 \text{ V} \pm 0,75$, que la réponse est la plus linéaire, donnant une variation de 70 kHz.

Pour réaliser le système de Correction Automatique de Fréquence (CAF), il faut d'abord filtrer la sortie du MC13135 pour en extraire la composante continue d'offset. Ensuite il faut amplifier le signal de commande et piloter la tension de la Varicap BB200. Par exemple si la fréquence reçue est plus élevée que la fréquence nominale, la tension d'offset va augmenter. En utilisant cette tension d'offset pour augmenter

la fréquence de l'OL1, la fréquence de réception va augmenter, et le récepteur va se caler sur la fréquence reçue en annulant l'offset. Dès qu'il reçoit une porteuse, le récepteur est ainsi capable de s'accorder automatiquement sur la fréquence reçue.

Le montage réalisé pour le système de CAF est présenté sur la Figure 5.11. Le signal d'entrée est connecté directement sur la sortie AF du récepteur (sortie discriminateur non filtrée). En sortie du montage, la tension VD est la tension de pilotage des diodes Varicap. Le filtrage de la sortie AF est effectué par un filtre passif du premier ordre, suivi d'un filtre actif toujours du premier ordre. L'étage final donne un peu de gain ; le gain global de la boucle de CAF n'est que de 3 environ.

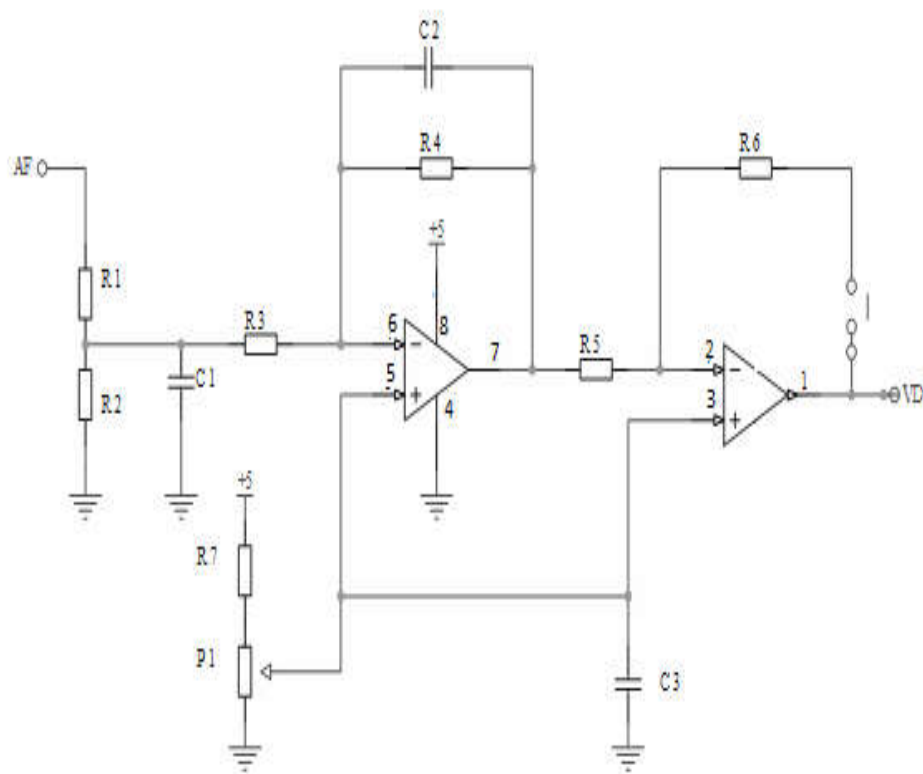


Figure 5.11. Schéma électronique du système CAF

Pour recevoir les différentes fréquences utilisées par les balises, le récepteur est équipé d'un système de Correction Automatique de Fréquence (CAF) qui couvre 60 kHz environ. Ce système est piloté par la composante continue présente dans la sortie démodulée, notée AF. La CAF agit sur la diode Vari cap BB200 de l'oscillateur OL1, commandée par la tension VD.

5.4.2. Alarme sonore :

Le rôle du bipper est d'émettre une alarme sonore quand une trame est reçue et décodée. Cette fonction est pilotée par la sortie 7 du microcontrôleur 18F2685 du décodeur DECTRA. Cette sortie passe au niveau haut le temps du décodage de la trame. La LED pilotée par cette broche 7 s'allume pendant une seconde lors du décodage. C'est ce signal de la sortie 7 qu'on peut utiliser pour commander l'alarme sonore (Figure 5.12).

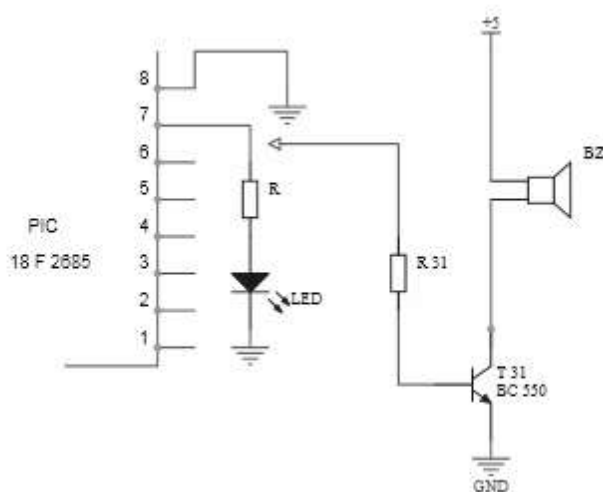


Figure 5.12. Connexion du bipper au décodeur de trames

Le son est émis par un « buzzer » 5V, qui consomme environ 20 mA en fonctionnement. Le buzzer neuf est livré avec un autocollant pour le protéger lors de la soudure à la vague. Comme le bruit est assez fort, nous avons laissé cet autocollant pour réduire le bruit lors des essais de mise au point. En fonctionnement, avec le récepteur en veille dans un coin, le buzzer est là pour alerter de la réception d'une balise de détresse.

5.4.3. Le S-mètre :

La documentation du circuit MC13135 fournit les informations sur la sortie RSSI qui permet de piloter la fonction S-mètre (broche 12). La sortie varie linéairement de 0,4 V à 1,2 V pour un signal allant de -120 dBm à -40 dBm (Figure 5.13, extraite de la documentation du circuit MC13135). La dynamique est de 80 dB est remarquable.

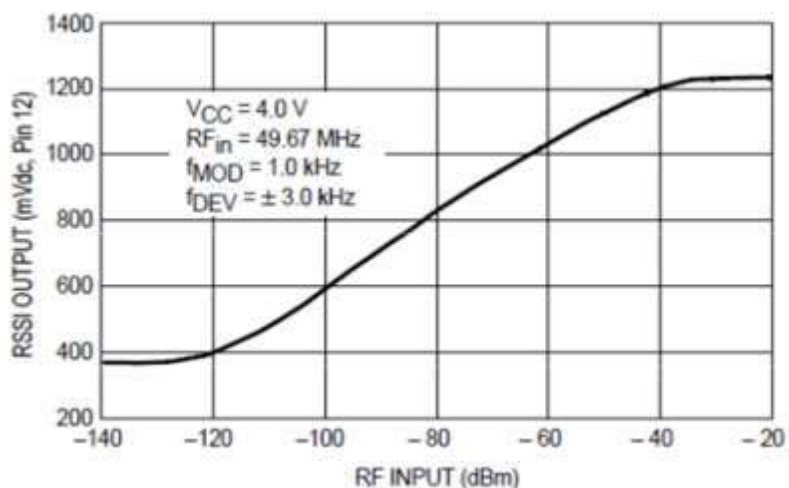


Figure 5.13. Tension de sortie RSSI en fonction du niveau RF[3]

Le montage utilisé pour piloter le S-mètre (Figure 5.14) permet d'avoir une grande impédance d'entrée pour ne pas perturber le circuit. Le premier étage, à haute impédance d'entrée, donne un gain de 3, ce qui convertit l'excursion [0,4 – 1,2V] en [1,2 – 3,6V]. Le second étage est un convertisseur tension – courant ajustable entre 100 μ A PE et 500 μ A PE. En l'absence de signal, il faut régler le zéro par P2. Puis avec un signal qui sature le récepteur, on peut régler la course du S-mètre avec P1.

Avant de modifier la carte WAVIX, il faut vérifier le bon fonctionnement du S-mètre avec un générateur UHF ou une source UHF en 400 MHz. Quand ce S-mètre est correctement monté et calibré, c'est un outil de mesure très utile quand on va modifier les oscillateurs et la fréquence reçue. Il permettra de s'assurer de l'accord du récepteur.

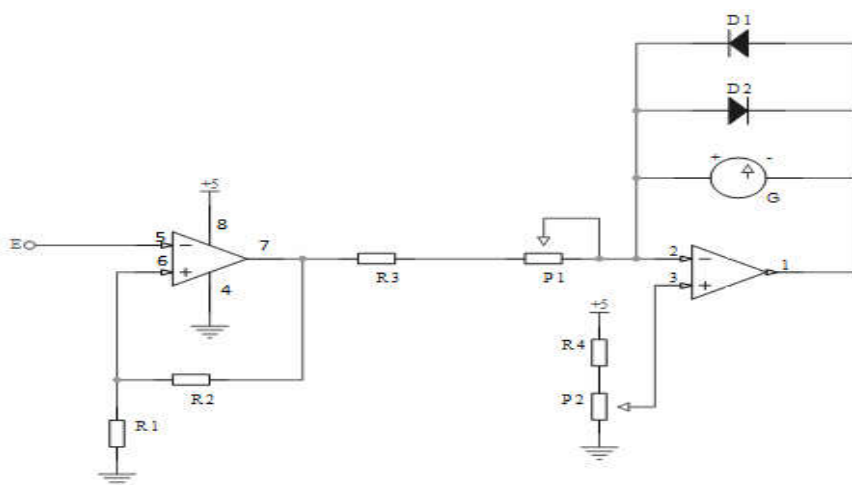


Figure 5.14. Circuit de pilotage du S-mètre à partir de la sortie RSSI du MC13135

5.5. Décodeur de trames 406 MHz :

Ce décodeur permet d'afficher sur 4 lignes les informations contenues dans la trame. L'heure de la réception est enregistrée et affichée, et il est possible de rappeler les trames précédentes. Associé à un récepteur calé sur la fréquence de la balise, le décodeur fonctionne de façon complètement autonome. Pour avoir une bonne réception, il est préférable d'utiliser la sortie « discriminateur » sur le récepteur associé. Un système de surveillance du fonctionnement par LED a été ajouté. Il permet de vérifier que le récepteur FM est correctement relié au décodeur. L'étage d'entrée a été conçu autour d'un circuit TLC2274 (4 AOP « rail-to-rail »), a été appelée « DECTRA » pour « DECodeur de TRAmes ».

Le cœur du montage est un PIC de Micro chip : le 18F2685. Le microcontrôleur assure le décodage, pilote l'affichage, et enregistre les trames antérieures. Il faut entrer dans le microcontrôleur le programme « VD3F.hex ». Le décodeur est présenté en quatre parties : l'alimentation, le circuit d'entrée et de mise en forme des signaux, le PIC et l'afficheur, et l'entrée GPS pour l'acquisition de l'heure.

5.5.1. Le circuit d'alimentation :

La partie alimentation est très classique. Le régulateur est un circuit 78L05 (en boîtier TO92) encadré par 2 condensateurs céramiques C11 à C14 de 100 pF (Figure 5.15). Pour C12 on peut utiliser un condensateur électrochimique de 100 μ F, ou bien condensateur tantale de 10 μ F.

Le connecteur CN11 permet de fournir l'alimentation 12V (entre 7 et 15V). Le connecteur CN12 a été ajouté en série pour pouvoir relier un interrupteur en façade. Si cette fonction n'est pas utilisée, on peut shunter ce connecteur sur les pistes. Quant au connecteur CN13, il porte un cavalier à 2 positions qui permet d'alimenter ou non l'éclairage de l'afficheur. Il est aussi possible de relier ce connecteur avec un interrupteur en façade.

La valeur de la résistance série R11 est à adapter en fonction de l'afficheur. Il faut pouvoir lire l'afficheur de nuit sans le transformer en un système d'éclairage nocturne. Avec les afficheurs récents à haute luminosité, on peut monter cette valeur à 2,2 k Ω , ce qui réduit la consommation de l'éclairage à moins de 5 mA.

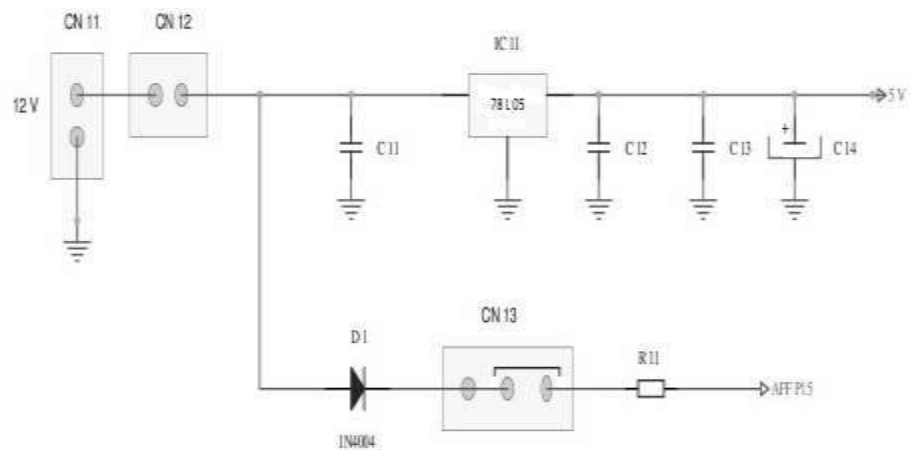


Figure 5.15. Schéma de la partie alimentation

5.5.2. Le circuit d'entrée et de mise en forme des signaux :

Les signaux sont amplifiés et filtrés par le premier étage du circuit d'entrée (Figure 5.16). Le potentiomètre P21 permet d'ajuster le niveau d'entrée et C21 supprime la composante continue. Le pont diviseur R27 – R28 fournit le niveau de polarisation à 2,5 V pour les entrées de références des amplificateurs.

Le niveau de la sortie du second étage bascule entre 0 et 5V, ce qui fait qu'une seule des deux LED (LED21 et LED22) est allumée. En fonctionnement, le bruit de fond de sortie FM du récepteur produit un basculement rapide de la sortie, ce qui fait que les deux LED paraissent rester allumées. Si une seule LED seulement est allumée, le décodeur n'entend pas le bruit de fond du récepteur. Le troisième amplificateur n'est utilisé que pour la mise en forme des signaux avant traitement par le PIC.

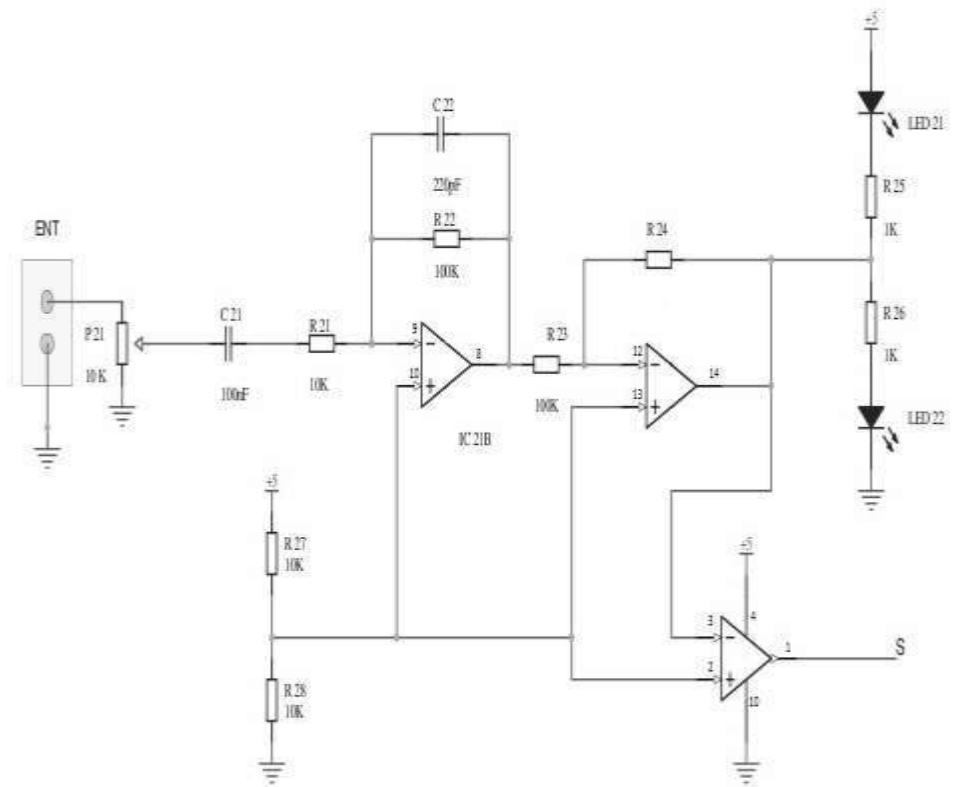


Figure 5.16. Schéma du circuit d'entrée et de mise en forme des signaux

Les résistances R23 et R24 servent à définir le seuil de basculement du second ampli, qui est de 250 mV avec les valeurs utilisées. Avec le gain de 10 du premier ampli, la sensibilité du montage est de 25mV. Elle est bien adaptée pour la plupart des récepteurs. Dans le cas où on aurait besoin d'accroître cette sensibilité, il faudrait augmenter R22 et réduire C22 dans la même proportion pour garder la même fréquence de coupure du filtre.

5.5.3. Microcontrôleur :

Le PIC ne fonctionne qu'avec quelques composants périphériques, et il pilote l'affichage. Les entrées directes sont S (Signaux Carrés) et G (Entrée Horloge), Pour le montage autour du microcontrôleur, la résistance R31 a été ajoutée sur la broche 26 (Figure 5.17). D'autre part, les résistances en série avec les boutons poussoirs ont été augmentées à 4,7 k Ω .

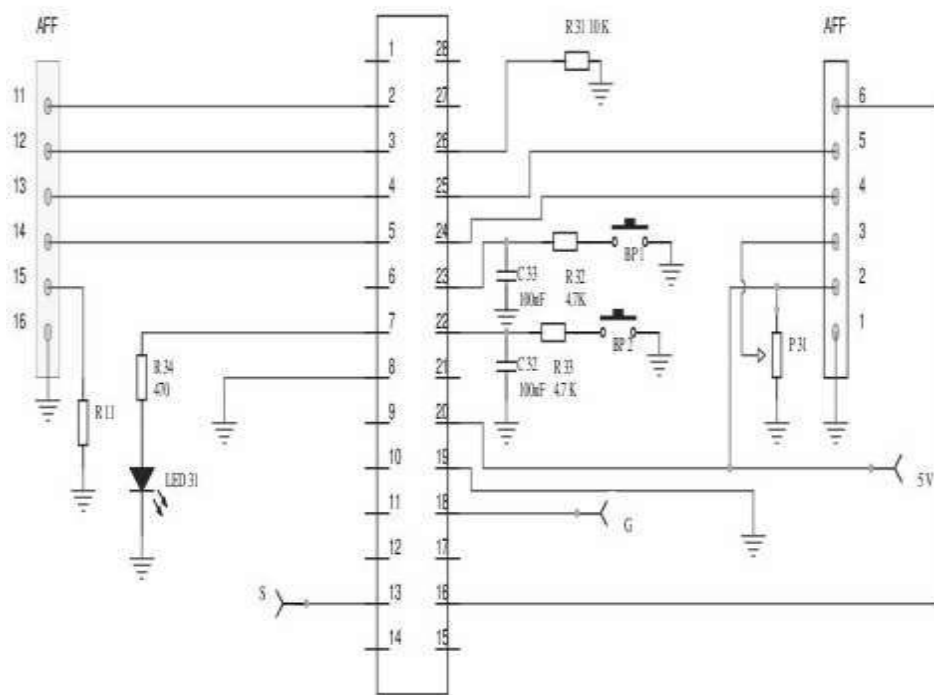


Figure 5.17. Schéma de la partie PIC

Le programme du PIC intègre un algorithme de reconstitution des créneaux quand la réception est perturbée par le bruit. Quand les créneaux sont plus courts que les 1,25 ms ou 2,50 ms attendus (transmission à 400 bauds), ils sont reconstitués. Il faut juste que 15 créneaux consécutifs dans la trame de synchronisation initiale soient reçus correctement sans perturbation pour déclencher l'acquisition.

5.5.4. L'entrée GPS :

Le GPS n'est utilisé que pour récupérer l'heure. Elle est lue dans les trames de type \$GPGGA. L'entrée GPS1 est en haute impédance ($R_{41} = 100 \text{ k}\Omega$), alors que l'entrée GPS2 est isolée par un opto-coupleur (CNY 17-3). La sortie G de cette partie est l'« Entrée Horloge » du PIC (Figure 5.18).

Cette entrée GPS est facultative. Le décodage fonctionne très bien sans GPS connecté. L'heure reste alors à 8888Z. Quant à la lettre Z, initialement destinée à l'identification du décodeur qui reçoit la trame dans un fonctionnement en réseau, elle n'est modifiable que dans le logiciel.

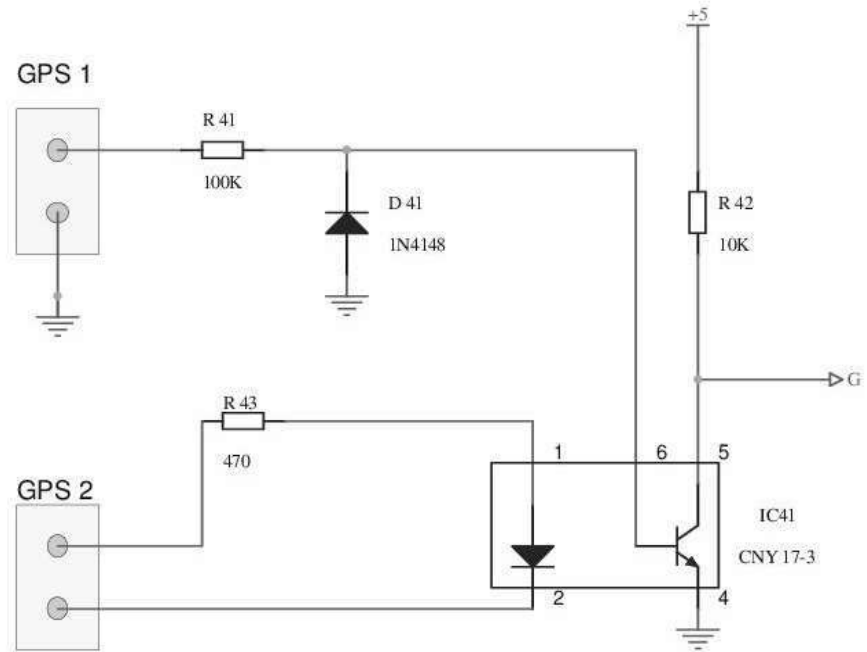


Figure 5.18. Schéma de l'entrée GPS

5.6 Conception du système réception et décodage :

Le système complet est composé de 3 parties : la carte WAVIX, le décodeur, et une carte d'interface qui gère les alimentations et le système de Correction Automatique de Fréquence et l'alarme sonore. Le système final est relié qu'à l'antenne 406 MHz et à l'alimentation 12V (Figure 5.19).

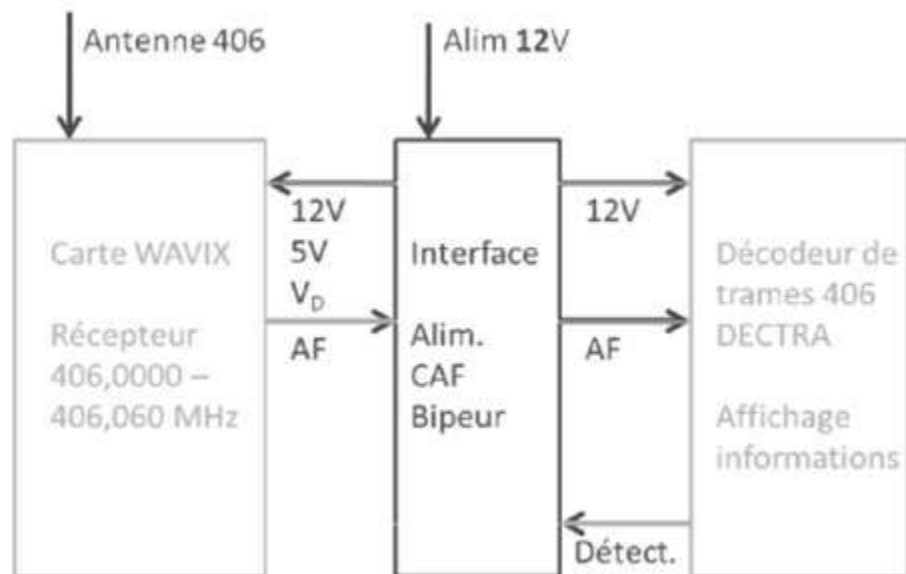


Figure 5.19. Les trois parties du système.

Sur la carte d'interface, il est possible de bloquer le système de CAF et de rester sur la fréquence centrale de réception. Pour cela, un dispositif permettant d'isoler la sortie 1 de l'AOP a été prévu sur la Figure 11. En isolant cette sortie, en enlevant l'AOP de son support et en reliant les broches 1 et 3 (ou 5) sur le support, la tension VD de commande des Varicap est directement reliée à la sortie du potentiomètre de réglage. De cette façon, on peut imposer une tension continue de 1,25 V pour VD. Quand le réglage de la fréquence centrale est effectué, pour mettre en service le système de CAF il faut remettre l'AOP en place et relier la broche 1 avec la résistance R6. Cette liaison est faite par le cavalier à 2 positions qu'on voit sur la Figure 5.15 à côté de l'AOP.

5.6.1.2. Calage de la fréquence centrale de réception sur 406,032 MHz :

Conditions de mesure :

- Générateur UHF : fréquence 406,032 MHz, niveau de l'ordre de -70 à -80 dBm.
- Tension de commande des Varicap : VD = 1,25 V.

Point de réglage : Inductance L201

Points de mesure :

- Tension continue RSSI (extrémité de C322 la plus proche du MC13135).
- Fréquence mesurée sur le connecteur central de la carte (connecteur SMB).

Objectifs :

- Obtenir la tension RSSI la plus élevée possible. Elle doit être supérieure à 800 mV.
- La fréquence mesurée (OL1) doit se situer autour de 373,215 MHz.

5.6.1.3. Réglage des circuits d'entrée pour obtenir la sensibilité maximale :

Conditions de mesure :

- Générateur UHF : fréquence 406,032 MHz non modulé, niveau autour de -110 dBm
- Tension de commande des Varicap : $V_D = 1,25$ V

Point de réglage : Filtres hélicoïdaux FL101 et FL102 (Figure 5.20 et 5.21)

Point de mesure : Tension continue RSSI (extrémité de C322 la plus proche du MC13135)

Objectif : Obtenir la tension RSSI la plus élevée possible. Par rapport au réglage précédent, sur une carte alignée d'origine pour 400 MHz, on arrive à gagner environ 30 à 50 mV.



Figure 5.21. Filtres hélicoïdaux du circuit d'entrée de la carte WAVIX

5.6.1.4. Mise en route de la Correction Automatique de Fréquence :

Conditions de mesure : Générateur UHF (fréquence alternativement sur 406,020 MHz et sur 406,040 MHz (± 10 kHz autour de la fréquence centrale), niveau de l'ordre de -70 dBm).

Point de mesure :

- Tension continue RSSI (extrémité de C322 la plus proche du MC13135)
- Tension de commande des Varicap : V_D
- Fréquence mesurée sur le connecteur central de la carte (connecteur SMB)

Objectifs :

- Vérifier la tension VD, qui doit passer de 1,05 V à 1,45 V ($\pm 0,05$ V)
- Vérifier que la tension RSSI ne change pas.
- La fréquence mesurée (OL1) doit varier alternativement entre 373,205 MHz et 373,225 MHz (± 5 kHz).

5.6.1.5. La carte WAVIX :

Le récepteur WAVIX fonctionne grâce à un oscillateur à quartz (bande 20 MHz) dont la fréquence est multipliée par 18, suivi par un circuit MC13135 opérant par double changement de fréquence et démodulation FM (Figure 5.22). Nous avons développé en particulier comment il est possible de :

- ajouter un S-mètre analogique pour visualiser la force des signaux reçus,
- piloter les oscillateurs par synthétiseur DDS,
- adapter la plage de fréquence reçue par changement de 2 quartz,
- ajuster la fréquence du premier oscillateur par diode Varicap.

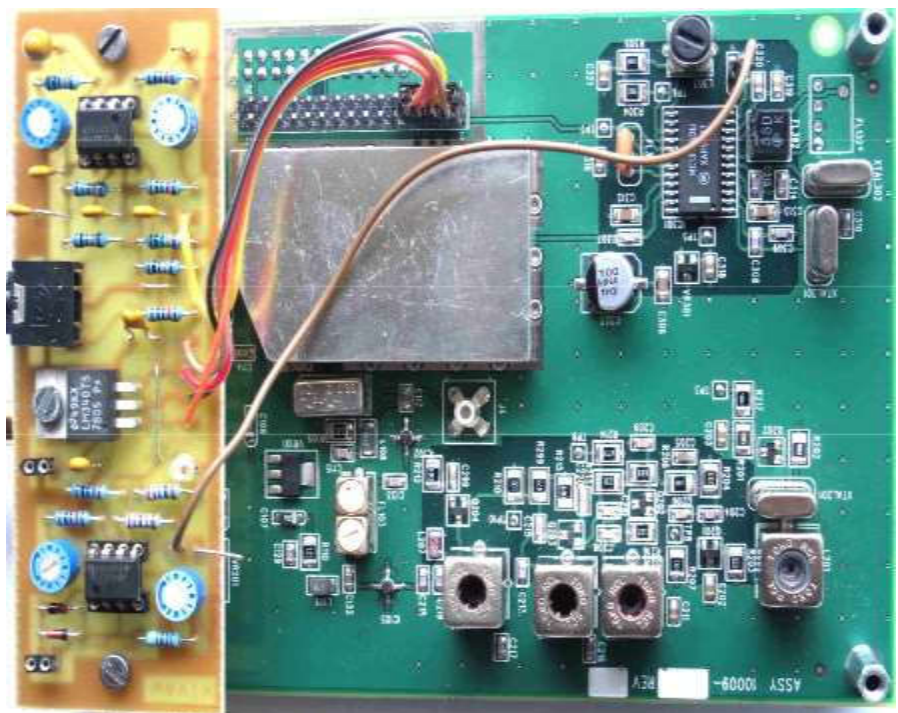


Figure 5.22. Récepteur WAVIX, avec une carte additionnelle pour le S-mètre et la Correction Automatique de Fréquence.

5.6.2. Décodeur :

5.6.2.1. Le choix des composants :

Le circuit d'entrée est construit autour d'un circuit TLC2274CN (ou TLC2274IN). C'est un quadruple Amplificateur Opérationnel faible bruit en boîtier DIL14, moyennement rapide (slew rate $3,6 \text{ V} / \mu\text{s}$), « rail-to-rail » en sortie, et qui fonctionne très bien en 5V mono-tension. Son courant de sortie est limité, mais suffisant avec une résistance de 1k en série avec les diodes vertes de surveillance du fonctionnement.

En utilisant un amplificateur « rail-to-rail », on peut utiliser pleinement la dynamique de tension de sortie de 5V, soit une excursion de 2,5V autour du point milieu. Sur le montage précédent nous avons utilisé des amplificateurs TLC272 (ce qui correspond au TLC274 en boîtier à 4 amplificateurs) qui n'ont pas cette caractéristique ; alimenté en 5V, leur tension haute de sortie ne dépasse pas 4V, ce qui limite la dynamique et peut conduire à décentrer le point milieu de polarisation.

Comme le brochage est standard (Figure 5.23), ce circuit TLC2274CN peut être remplacé par un circuit équivalent. Chez Texas, on trouve par exemple le TLV2374IN. Chez Microchip, les circuits équivalents sont limités en tension mais ils peuvent fournir un courant plus élevé : le MCP6004-I/P peut être utilisé, voire le MCP604-I/P ou le MCP6024-I/P.

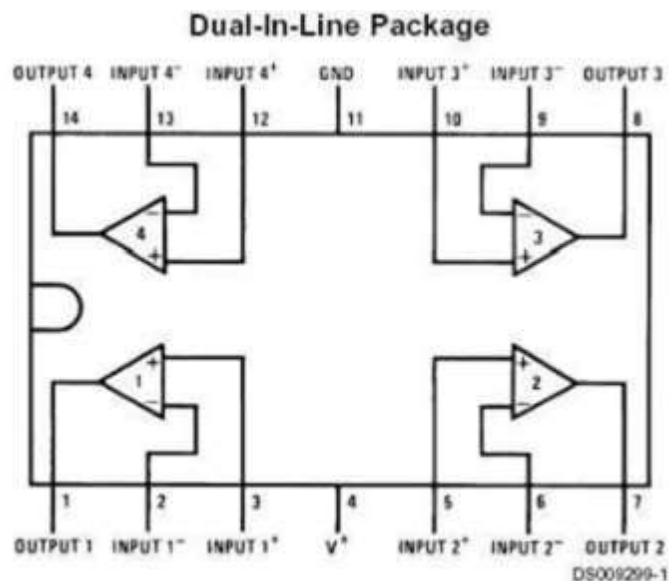


Figure 5.23. Brochage du TLC2274 (un quadruple ampli op) [4]

Pour l'alimentation, vu le courant consommé par le montage (28 mA au repos et 32 mA en décodage), un régulateur 78L05 est suffisant. Son brochage est présenté sur la Figure 5.24.

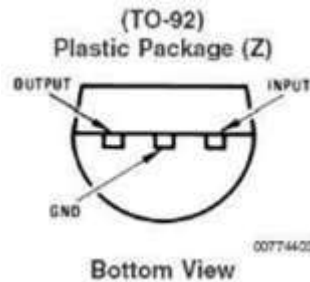


Figure 5.24. Brochage du 78L05, régulateur 5V 100 mA [4]

Les autres composants actifs sont identiques à ceux du premier montage : le microcontrôleur PIC 18F2685 de Microchip, et un opto-coupleur de type CNY17-3 ou équivalent. Pour les diodes, les 2 diodes vertes jouent un rôle complémentaire ; elles doivent être visibles côte à côte. La troisième diode, de couleur rouge (ou orange) doit être séparée pour bien montrer le fonctionnement du décodage

5.6.2.2. Implantation des composants:

Le circuit imprimé est présenté sur la Figure 5.25. Des pastilles supplémentaires ont été ajoutées pour pouvoir utiliser des condensateurs au pas de 2,54 ou 5,08 mm. Pour faciliter la reproduction et le tirage de la carte DECTRA, plus aucune piste ne passe entre les pattes des circuits intégrés . Toutefois, pour rester en circuit simple face, il a fallu conserver 4 pontages (4 straps) qu'il ne faut pas oublier lors de la construction. Trois de ces pontages sont placés sous les circuits intégrés : il vaut mieux commencer par ces liaisons au début du câblage.

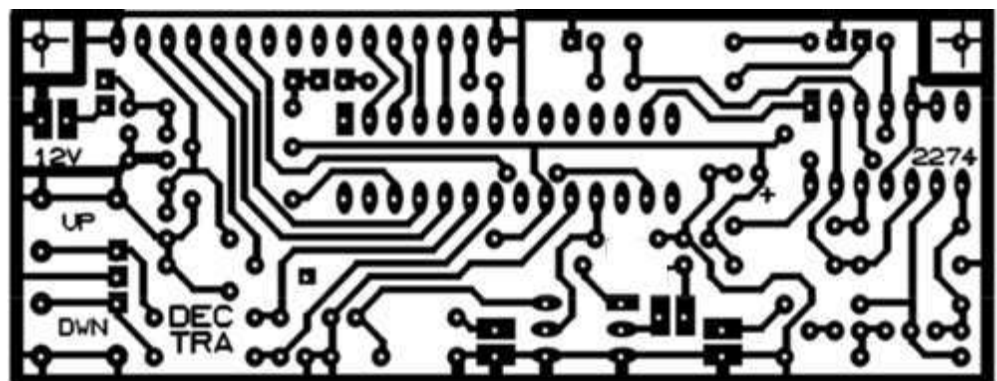


Figure 5.25. Dessin du circuit imprimé (cote pistes)

Le circuit imprimé a été prévu pour de nombreuses variantes, par exemple l'alimentation du circuit d'entrée (ampli op) peut être en 8V ou en 5V. Avec une alimentation par accu 9V, tous les circuits sont alimentés avec la tension 5V stabilisée. On peut alors ne monter qu'un seul régulateur, un 7805 et ponter le second régulateur. Le point marqué 12V est le point d'arrivée de la tension d'alimentation quand le montage est alimenté en 12V. et l'implantation des composants sont présentés sur les Figures 5.26.

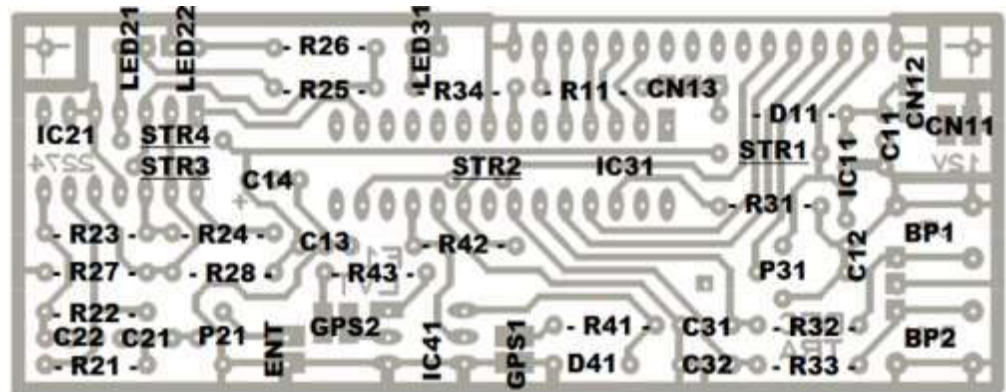


Figure 5.26. Implantation des composants

5.6.2.3. La construction du décodeur:

Tout d'abord il faut rassembler tous les composants (l'afficheur 4 lignes de 20 caractères, le PIC 18F2685 programmé, et le circuit imprimé), ainsi que tous les composants périphériques (Figure 5.27).

Sur le circuit imprimé, il faut percer les 171 trous à 0,8 mm. Il faut ensuite agrandir les trous des BP et des connecteurs de l'afficheur à 1,1 mm. Les 3 trous de fixation sont à percer à 3 mm. Le troisième trou permet de mettre une vis nylon de 3 mm qui sert uniquement d'appui entre le circuit imprimé et l'afficheur quand la carte est fixée derrière l'afficheur.

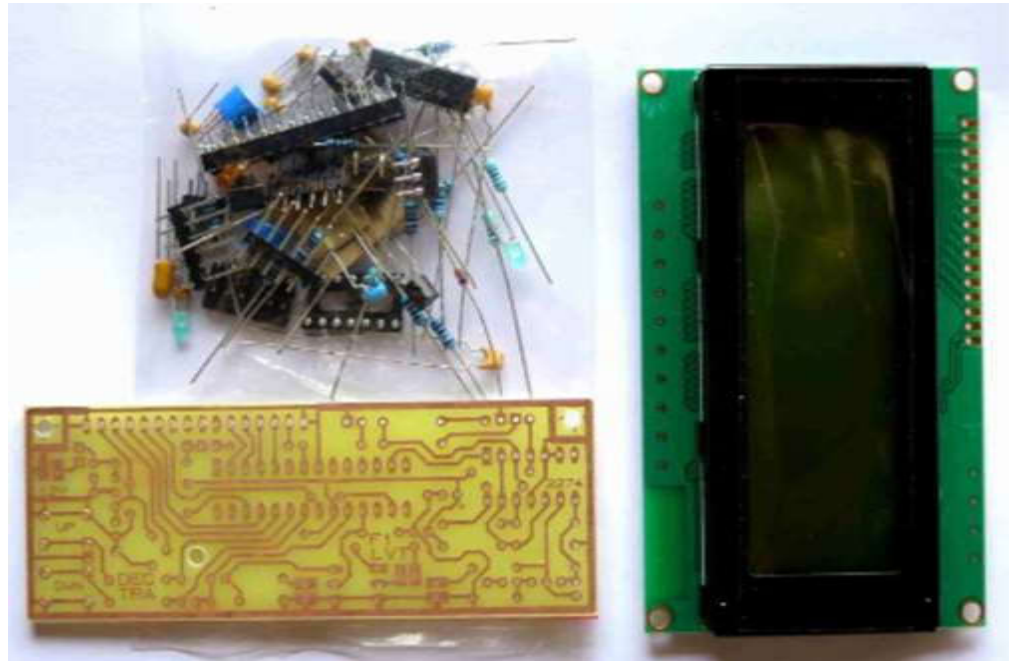


Figure 5.27. Tous les composants pour le décodeur 406 MHz

5.6.2.4. Les différentes étapes de la construction :

1. Il faut d'abord commencer par souder les 4 pontages (Figure 5.28).

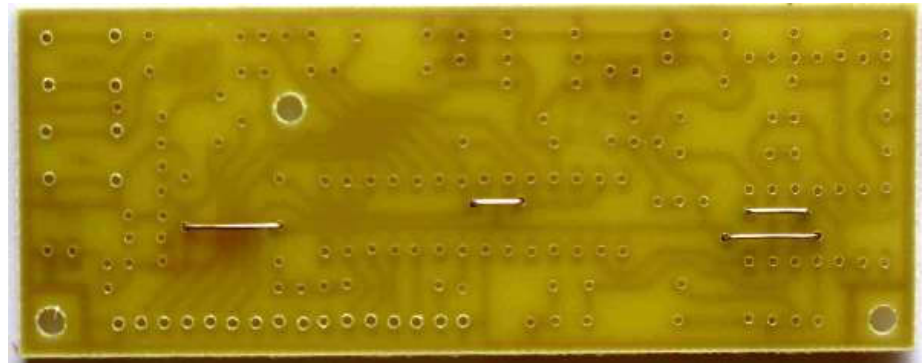


Figure 5.28. Montage des 4 pontages

2. On peut ensuite souder les composants plats : résistances, diodes et les supports des circuits intégrés (Figure 5.29).
3. Les composants plus hauts peuvent être ensuite ajoutés : condensateurs, régulateur, connecteurs (Figure 5.29). La Photo 5.30 montre la vérification de la valeur du condensateur C22 de 220 pF du filtre d'entrée.

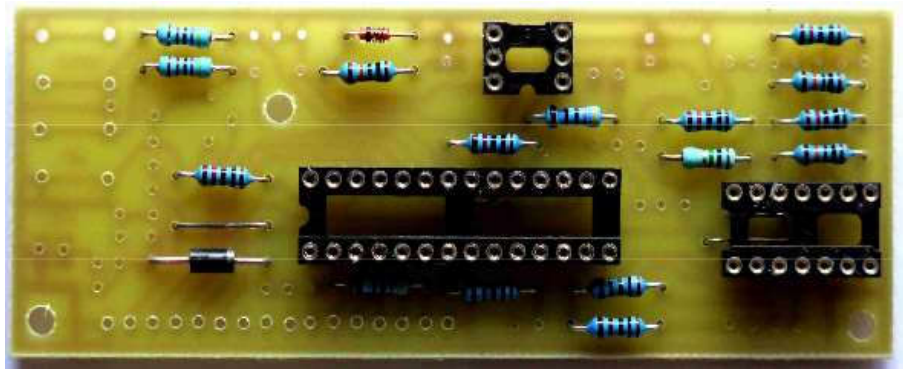


Figure 5.29. La carte avec les supports et les résistances montés

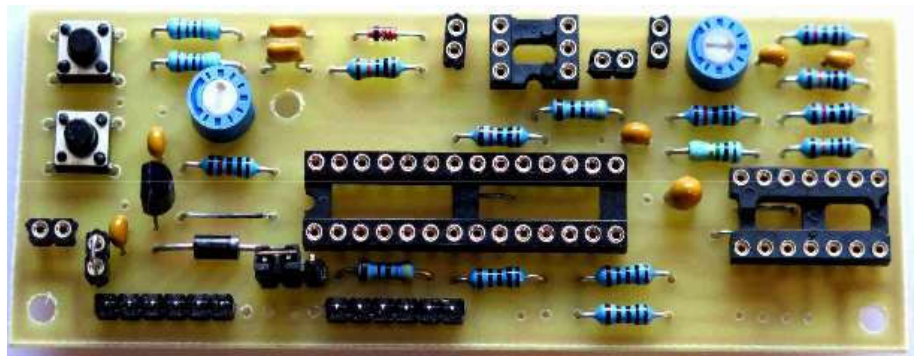


Figure 5.30. La carte est pratiquement finie, il ne reste plus que le montage des 3 LED côté pistes.

4. Le montage des connecteurs de l'afficheur est effectué coté pistes (Figure 5.31). Cette Photo montre aussi les LED montées côté pistes et inclinées vers l'extérieur pour pouvoir être vues au-dessus de l'afficheur. On voit aussi la vis nylon utilisée pour maintenir la carte parallèlement à l'afficheur.

Les 2 barrettes à 6 broches femelles sont soudées sous l'afficheur (Figure 5.32)

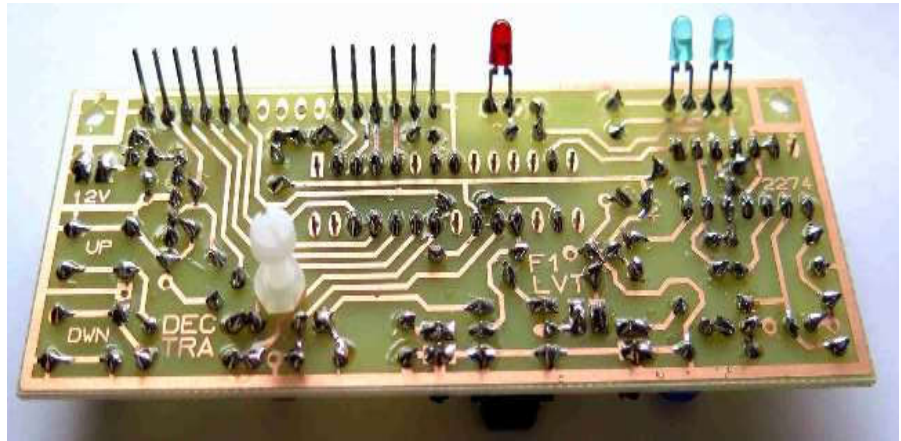


Figure 5.31. Les 2 connecteurs 6 broches soudés coté piste cuivre. On voit aussi les 3 LED inclinées vers l'extérieur, ainsi que la vis nylon pour maintenir la carte parallèlement à l'afficheur

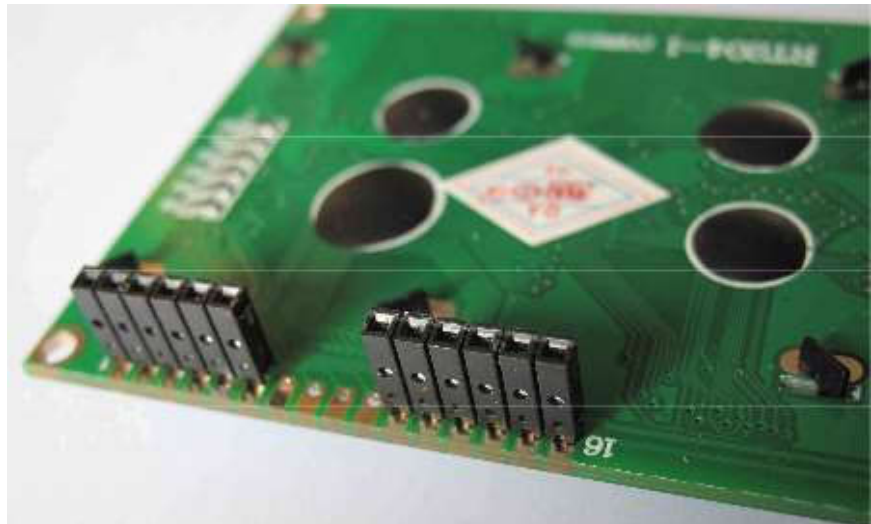


Figure 5.32. Les 2 connecteurs femelles 6 broches soudés sous l'afficheur

Pour le sens des LED, les cathodes sont repérées sur le circuit imprimé par des pastilles carrées. Sur les LED elles-mêmes, les cathodes sont identifiées par un plat latéral ou par une patte plus courte. Une autre solution consiste à alimenter le montage sans les circuits intégrés, à ponter les broches 7 et 20 du support du PIC et à présenter la LED rouge : elle doit s'allumer. Toujours alimenté, quand les 2 LED vertes sont correctement orientées, elles doivent aussi s'allumer toutes les 2.

A la fin la figure 5.33 présente Le décodeur de trames avec la carte DECTRA et son afficheur, on voit les LED Verts allumées du système de surveillance du fonctionnement.



Figure 5.33. Décodeur avec la carte DECTRA

5.6.2.5. Fonctionnement du décodeur :

A. Page d'accueil

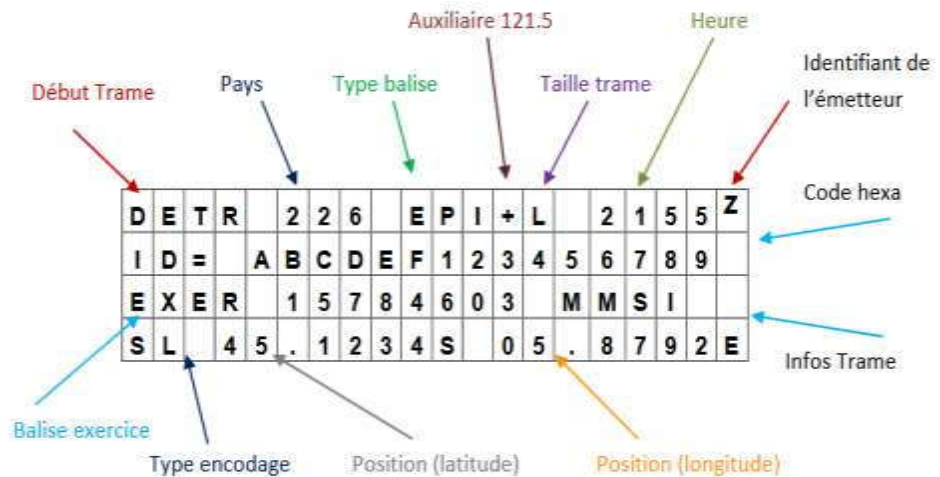
A la mise sous tension, le décodeur affiche une page d'accueil. Il est en écoute, prêt à fonctionner.

R	e	c	e	p	t	e	u	r	T	r	a	m	e	s	4	0	6				
									P	r	o	j	e	t			2	0	1	6	
									I	n	i	t	:	O	K						
A	t	t	e	n	t	e	d	e	t	r	a	m	e	.	.	.					

Dès qu'une trame est reçue et décodée, la LED à côté des boutons poussoirs s'allume pour indiquer la réception et le traitement. Chaque fois qu'une nouvelle trame est reçue, elle est affichée et il est possible de retrouver les précédentes trames en faisant défiler les mémoires.

B. Page de réception de trame

Détails de l'affichage et relations avec les informations transmises :



Première ligne :

- Sur l'exemple ci-dessus, DETR (pour DETRESSE) est donné par le début de la trame. Si c'est une balise en test, ces 4 lettres sont remplacées par TEST.
- Les 3 chiffres qui suivent indiquent le pays d'enregistrement de la balise. Les valeurs 226, 227 et 228 correspondent à la France.
- Les 3 lettres suivantes donnent le type de balise. Trois affichages possibles : EPI (pour EPIRB, balise de bateau), ELT (balise d'avion) ou PLB (balise personnelle).
- Le signe « + » qui apparaît à la suite de ces 3 lettres indique la présence d'émission 121,5 en plus du 406.
- La lettre « L » ou « C » donne le type de trame : « L » pour une trame longue et « C » pour une trame courte.
- Les 4 caractères suivants indiquent l'heure UTC quand le décodeur est relié à un GPS. En l'absence d'informations GPS, il est affiché et stocké 8888.
- Enfin le dernier caractère de la ligne est utilisé quand plusieurs récepteurs sont service, avec retransmission. En l'absence d'un système à plusieurs récepteurs, la lettre utilisée est le Z. Elle peut alors être interprétée comme « l'heure zoulou ».

Deuxième ligne :

- C'est l'identifiant à 15 caractères hexadécimaux. Quand il se produit une anomalie de lecture, cet identifiant est encadré de signes « / ».

Troisième ligne :

- Les 3 premiers caractères sont soit « REEL » (pour la presque totalité des cas), soit « EXER » (pour une balise d'exercice).
- La suite de la ligne donne quelques informations contenues dans la trame. Ces informations dépendent du type de balise et du type de codage.

Quatrième ligne :

- Les 2 premiers caractères fournissent le type de protocole d'encodage de la trame : SL pour Standard Location, UP pour User Protocol, et NL pour National Location. La position est donnée sous la forme « Latitude » puis « Longitude », en degrés et fractions de degrés. Exemple : 45.1234N 05.6789E
- Même si la balise est codée en degré – minutes – secondes avec une précision de 4 secondes dans le meilleur des cas, nous pensons qu'il est préférable d'afficher la position en degrés et fractions de degrés « dd, dddd » car c'est beaucoup plus facile à utiliser sur le terrain que les degrés sexagésimaux.

Quand les informations ne correspondent pas aux choix possibles, l'affichage est remplacé par « ERR », ou « ER ». Et si le remplissage du tableau de données déborde, alors la trame est affichée, mais l'identifiant est encadré par des « / ». Dans ce cas, le début de la trame est souvent correct (pays, identifiant), mais la fin (la position) est erronée.

5.6.3. Conception finale du système de réception et décodage :

Le système « récepteur-décodeur » est maintenant pleinement opérationnel pour être à l'écoute permanente des balises de détresse (Figure 5.34). Sa sensibilité est très bonne. Dès qu'une balise passe en émission, quelle que soit sa fréquence, le récepteur se cale automatiquement sur la fréquence réelle de la balise et le décodeur affiche les informations contenues dans la trame. Le son du buzzer se fait alors entendre pendant une seconde.

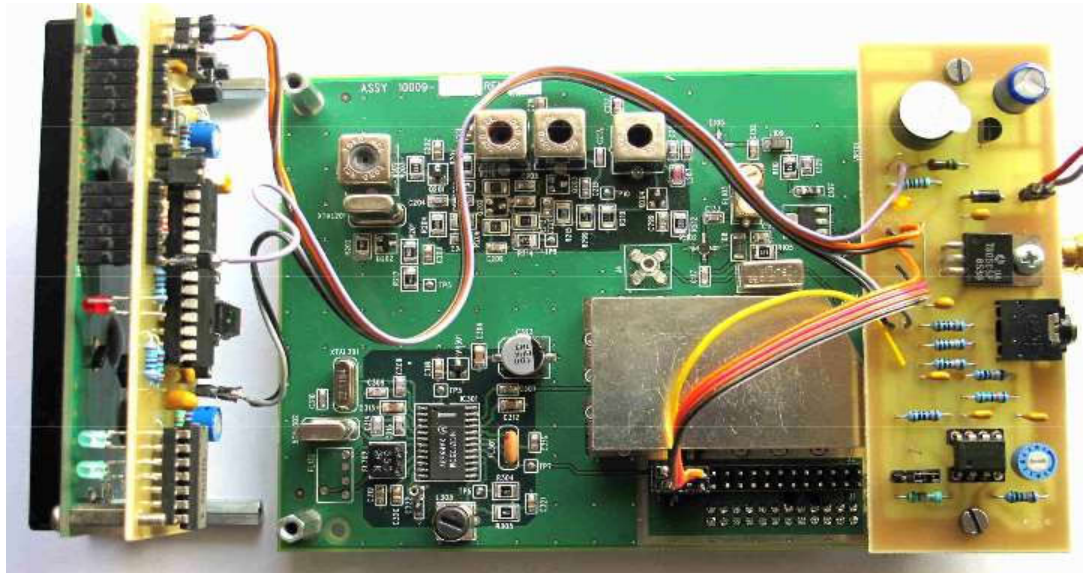


Figure 5.34. Le système complet de réception et d'écoute des balises 406 MHz

5.7. Conclusion :

Ce chapitre le couplage du récepteur avec un décodeur de trames 406 MHz, on obtient une station de réception de balises, qui peut fonctionner comme un écouteur permanent, et il décodera automatiquement la trame transmise, de sorte que notre récepteur-décodeur est opérationnel pour être écouté en permanence d'un signal sur n'importe quelle fréquence, le récepteur se stabilise automatiquement sur la fréquence de la balise et notre décodeur affiche les informations contenues dans le cadre (coordonnées GPS et distance entre décodeur mobile et balise), ce qui nous permettra de localiser rapidement l'endroit, faciliter l'intervention des sauvetages, par conséquent, réduire le temps de recherche.

CHAPITRE 6

Tests et Résultats

Sommaire

6.1. Introduction	135
6.2. Fonctionnement de la balise 406 MHz	136
6.3. La position de la balise 406 MHz	138
6.3.1. Introduction	138
6.3.2. Remarque sur les trames	138
6.3.3. Utilisation des trames avec un PC par prise USB	139
6.3.4. Utilisation des trames GPS en APRS.....	142
6.4. Le générateur de trames	142
6.5. Visualisation des signaux de sortie du récepteur	143
6.6. Décodeur de trames de balise de détresse 406 MHz	148
6.6.1. Tests et réglages	149
6.6.2. Fonctionnement du décodeur	151
6.6.3. Fonctionnement de l'affichage de la distance entre décodeur et la balise..	153
6.6.4. Fonctionnement des mémoires du décodeur.....	155
6.7. Fonctionnement de système récepteur décodeur	156
6.8. Analyse du rayonnement de l'antenne photonique	157
6.9. Conclusions	159

6.1. Introduction :

La Balise est pilotée par un générateur DDS dont le fonctionnement s'avère parmi les meilleurs. L'ensemble comprenant la balise et le générateur constitue ce qu'on convient d'appeler balise 406 MHz complètement autonome ; Ce type de balise émet des trames en conformité avec les gabarits recommandés par COSPAS SARSAT qui sont généralement de faible puissance (10 mW). L'émission peut être calée sur toute fréquence comprise entre 200 et 500 MHz, et en particulier sur les fréquences réelles COSPAS SARSAT cadencées à 406 MHz

C'est un dispositif indispensable pour tester une chaîne complète de réception des trames 406 MHz, avec récepteur et décodeur de trame, sans utiliser une balise en puissance réelle. C'est l'outil qu'il faut avoir à côté de son décodeur de trames, que ce soit un décodeur à microcontrôleur ou un logiciel dans un PC. Les tests ont été effectués au laboratoire G2Elab de Grenoble. L'indisponibilité des équipements radio à nécessité le concours de la station Radio Amateur pour l'enregistrement de la balise et les essais

complémentaires [1] ont été réalisés sous la direction du professeur Jean-Paul Yonnet qui a assuré l'encadrement des stages.

Sur le plan modélisation, nous avons pensé à inclure une antenne de type photonique au lieu d'une antenne classique pour des raisons d'intégration supplémentaire, de réduction de poids, et pour prospecter de nouveaux champs de rayonnement pour ce type de balise. Nous pensons en effet, orienter l'utilisation de ce type de balises pour des aspects de monitoring des grandes installations pétrolières, de la surveillance des frontières en incluant des dispositifs d'alertes avec des variantes de cryptage qui assure l'étanchéité des transmises de et vers la balise, ainsi que pour la couverture météorologique de grands espaces tels que le désert.

6.2. Fonctionnement de la Balise 406 MHz :

A la mise sous tension, le générateur DDS démarre sur 100 kHz. Il faut lui programmer la bonne fréquence figure 6.1, qu'il conserve tant qu'il est alimenté. La figure 6.2 présente l'ensemble « Générateur DDS » et « La Balise » en fonctionnement sur 406,040 MHz, une des fréquences attribuées aux balises COSPAS SARSAT. La puissance d'émission est de 10 mW, dissipée dans la charge 50 Ω . Le rayonnement extérieur est très faible, mais suffisant pour régler un récepteur.



Figure 6.1- Générateur DDS réglé sur 12,688.750 MHz.

Le système utilise un oscillateur 30 MHz comme base de temps. La précision relative de la fréquence est donnée par cet oscillateur. Si on n'est pas exactement sur la bonne fréquence mais décalé de 1 kHz par exemple, il suffit de corriger le générateur DDS de 30 Hz pour obtenir la fréquence exacte.



Figure 6.2- Balise sur la fréquence 406.040 MHz.

En alimentant le module par 3,3 V, et en lui envoyant le signal du générateur sur 12,688.750 MHz, l'émission du module est exactement sur 406,040 MHz (Figure 6.3 et Figure 6.4). La visualisation à l'oscilloscope des signaux montre une porteuse pure, sans déformation. Nous avons fait des tests large bande, et nous avons pu vérifier que le montage est capable de sortir une puissance de 10 mW à peu près constante de 200 MHz à plus de 500 Mhz (DDS de 6 MHz à 16 MHz).



Figure 6.3- Mesure au fréquencemètre de la fréquence UHF obtenue[1].

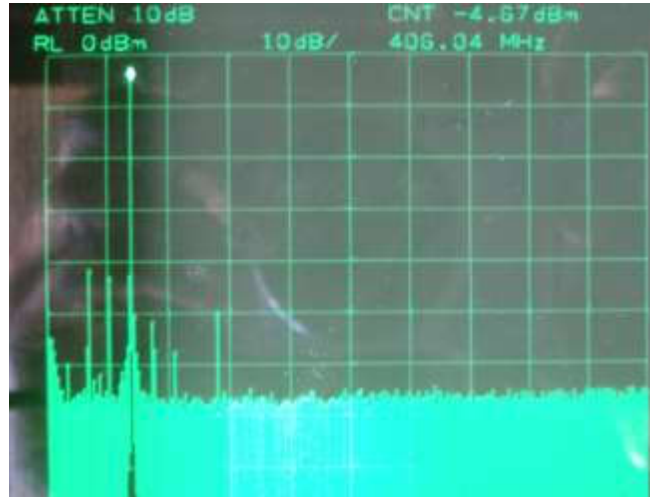


Figure 6.4 – Mesure au l'analyseur de spectre de la fréquence d'émission de la balise.

6.3. La position de la balise 406 MHz :

6.3.1. Introduction :

La donnée la plus importante à retransmettre, c'est la position de la balise. En cas de déclenchement, il faut aller sur cette position le plus vite possible. Et une façon simple de transmettre une position, c'est une trame GPS. C'est pourquoi nous avons ajouté dans le programme du PIC un sous-programme qui est activé quand le décodeur reçoit une trame 406 qui contient la position de la balise. Nous avons choisi de générer la trame standard « \$GPGGA », avec la position de la balise dans les champs réservés à la position. Ainsi, le décodeur se comporte exactement comme le GPS de la balise, en donnant la position de la balise.

6.3.2. Remarques sur les trames :

La trame 406 est transmise par radio sur la bande 406 MHz. La porteuse est modulée en PSK, à la vitesse de 400 bauds. La trame est une succession de « 1 » et de « 0 », et sa longueur fait 144 bits (ou 112 bits pour les trames courtes).

Quant au GPS, il transmet sa position sous forme de chaînes de caractères en ASCII, à la vitesse de 4800 bauds, dans la norme NMEA 0183.

Pour la trame « \$GPGGA », cette chaîne de caractères est du type : \$GPGGA,254036.000,9836.5375,N,19740.9373,E,1,04,3.2,200.2,M,,0.000
 Les champs sont délimités par des virgules. Dans la trame précédente on peut lire successivement l'heure, la latitude, la longitude, l'altitude, etc. C'est ce type de trame GPS que nous avons programmé dans le décodeur car c'est la trame la plus courante pour transmettre une position. Cette trame

GPS ne peut pas être transmise directement par radio ; elle doit être exploitée par un système informatique. Cela peut être l'entrée RS232 d'un PC ; on peut alors afficher le contenu des trames GPS avec la fonction « Hyperterminal ». Avec un convertisseur RS232 – USB, on peut envoyer la trame GPS sur un port d'entrée USB d'un PC, et afficher la position en temps réel sur une carte. On peut aussi exploiter cette trame avec un TinyTrak et envoyer la position en APRS. On trouve même des « loggers » capables d'enregistrer les trames GPS. Ces exemples montrent que les utilisations possibles de ces trames GPS sont nombreuses et assez variées.

6.3.3. Utilisation des trames avec un PC, par prise USB :

La première utilisation de la liaison USB est la connexion à un PC. Il existe toute une série de logiciels capables de positionner les trames envoyées sur une prise USB. Pour afficher la position, les cartes peuvent être enregistrées, ou téléchargées. Par exemple avec Google Earth (Figure 6.5), on voit apparaître la photo aérienne du lieu de positionnement de la balise. Un exemple de copie d'écran est montré sur la Figure 6.6.

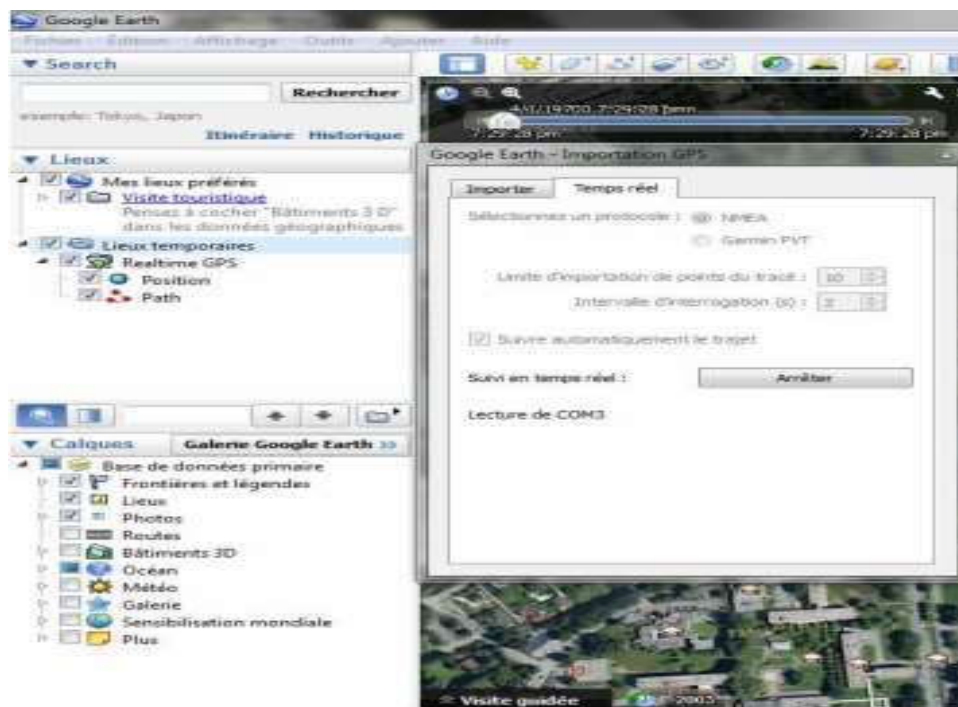


Figure 6.5-Paramétrage de Google Earth.

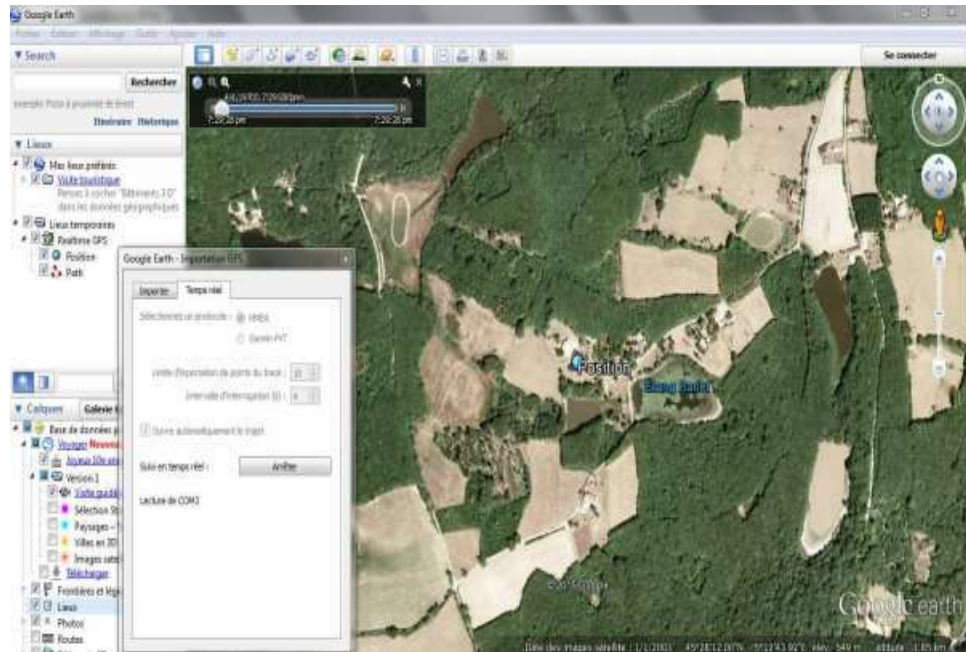


Figure 6.6- Utilisation du générateur de trames GPS avec Google Earth. La position est montrée par un rond bleu

Nous avons aussi essayé d'autres logiciels comme « Carto Explorateur 3 », qui affiche les cartes IGN au 1/25000^{ème} (Figure 6.7). La Figure 6.8 montre le résultat avec le logiciel « Carte sur Table », qui fonctionnent avec des cartes pré-calibrées. La position de la balise s'affiche sans problème.

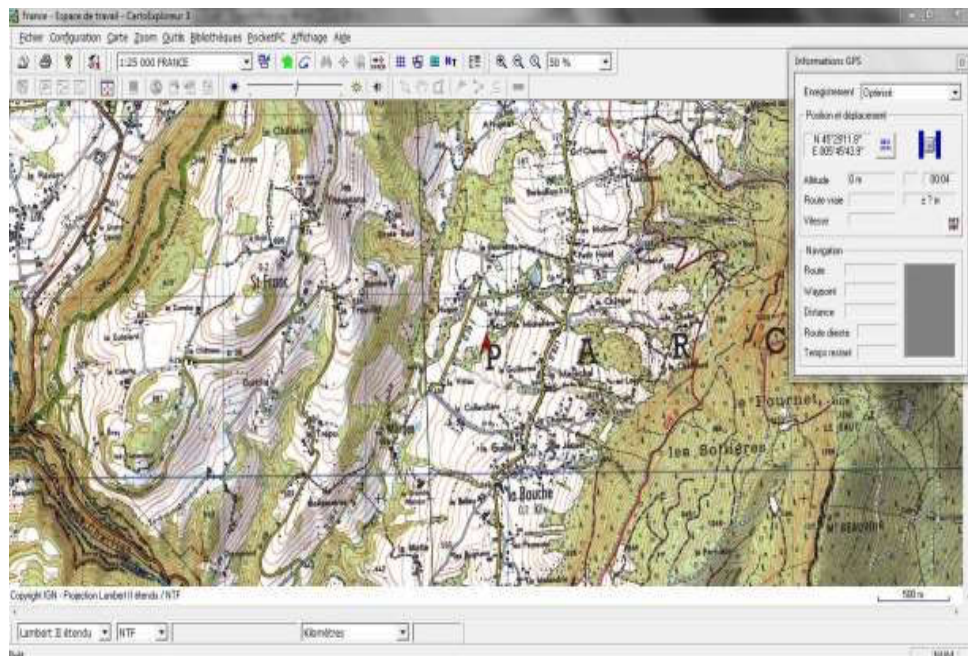


Figure 6.7-Positionnement de la balise avec Carto Explorateur 3. La position est montrée par la flèche rouge [1].

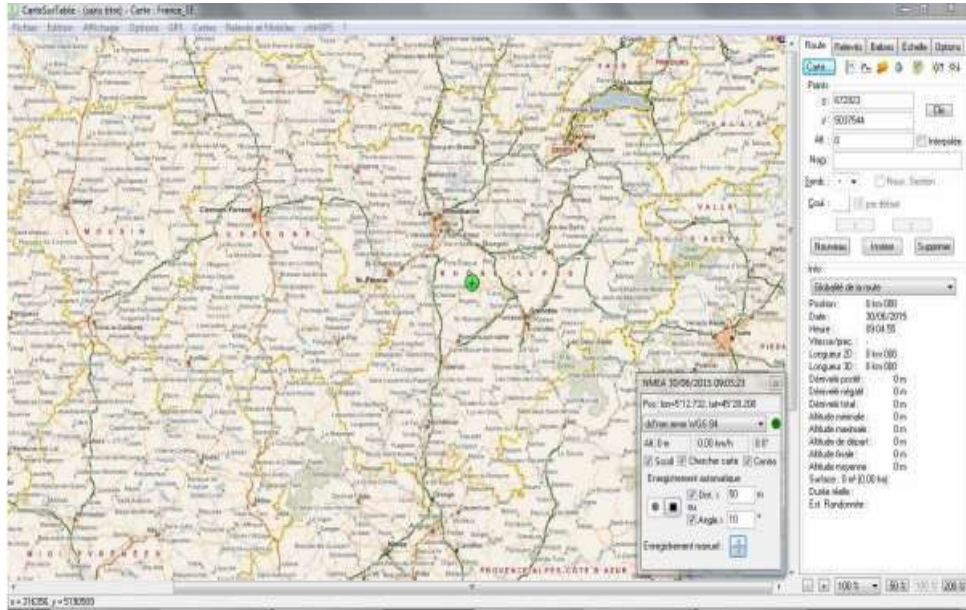


Figure 6.8- Exemple d'utilisation avec le logiciel « Carte sur Table ». Le fond cartographique provient du site France APRS [1].

Avec Google Maps Tracker, il faut une connexion internet pour avoir le fond de carte (Figure 6.9). Il est possible de zoomer pour repérer la position. A vrai dire, parmi tous les logiciels qui permettent de positionner une trame GPS, nous n'avons pas identifié de logiciel qui ne fonctionne pas avec les trames générées par notre décodeur. Comme la trame \$GPGGA est une trame très classique pour se positionner, elle est acceptée par de très nombreux systèmes.

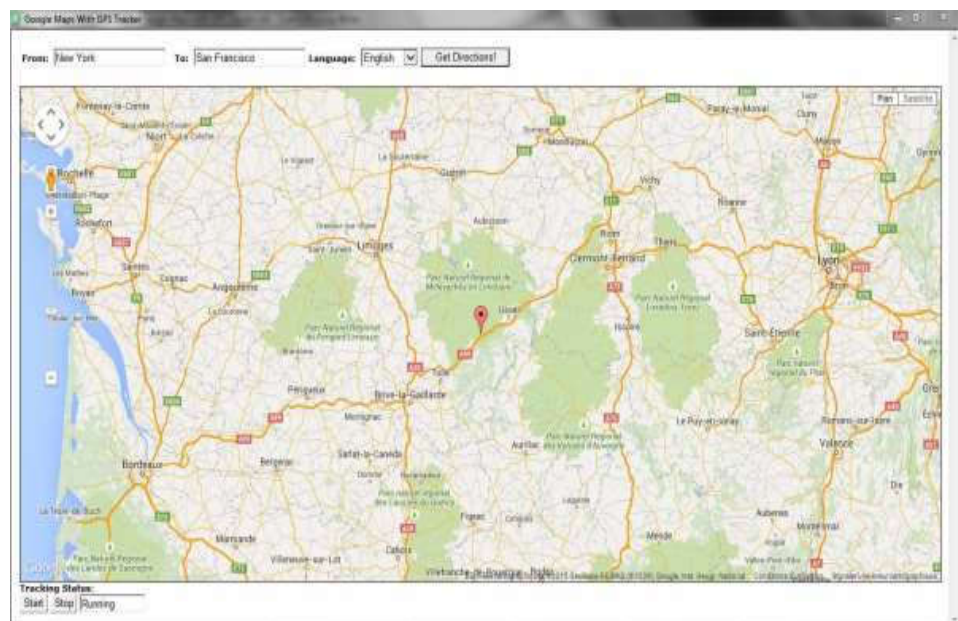


Figure 6.9- Avec une connexion internet, on peut utiliser Google Maps Tracker.

6.3.4. Utilisation des trames GPS en APRS :

Sur le site « fr.aprs.fi », on peut voir la position sur une carte Google Map. Sur la Figure 6.10, la balise est représentée par le triangle rouge, Si bien la position de la balise 406 qui est représentée sur la carte.

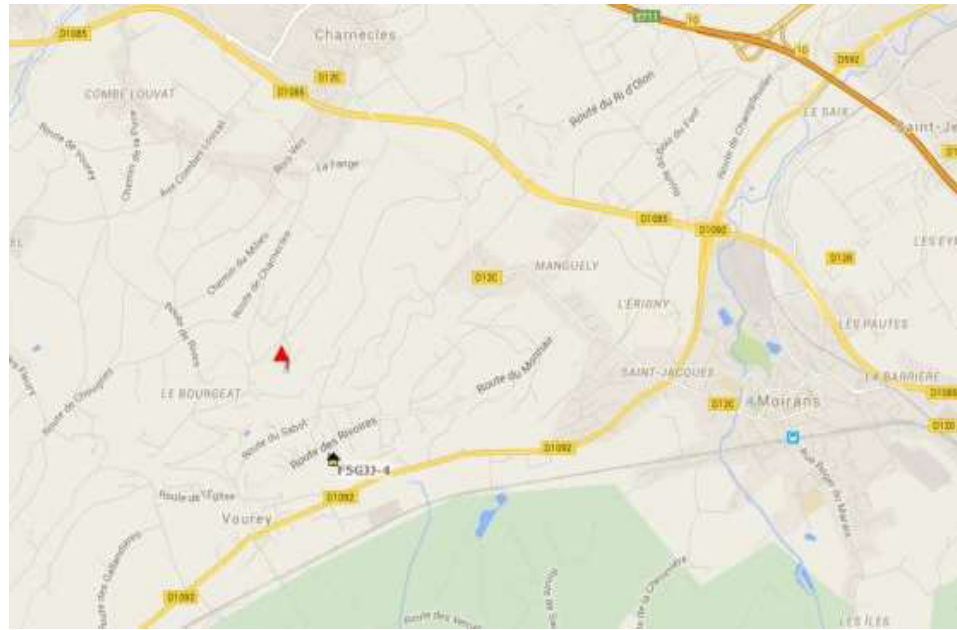


Figure 6.10- Affichage sur Google Map de la position de la balise.

Cette transmission en APRS est une solution bien adaptée pour positionner les équipes de recherche sur le terrain. L'envoi de la position de la balise dès qu'elle est décodée permet d'accélérer la transmission de l'information. On peut aussi imaginer d'autres utilisations comme l'écoute permanente en point haut.

6.4. Le Générateur de trames

En sortie du Générateur de Trames, les signaux sont des créneaux de 1,25 ms ou 2,5 ms de largeur, ce qui correspond à du 400 bauds. L'amplitude est atténuée par le diviseur potentiométrique de 10, elle ne peut pas dépasser 0,5 V crête. Par exemple la Figure 6.11 montre les signaux de sortie : les créneaux ont une amplitude de 200 mV.

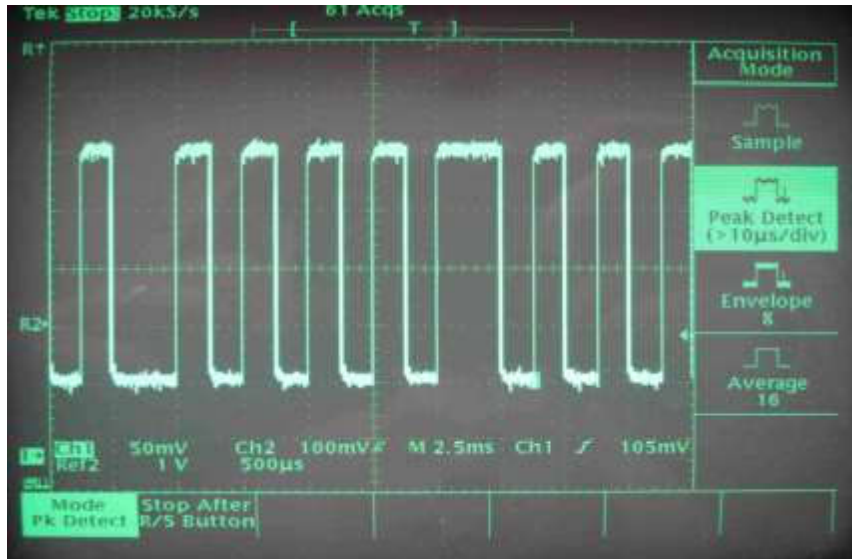


Figure 6.11- Créneaux en sortie du Générateur de Trames.

6.5. Visualisation des signaux de sortie du récepteur :

On peut visualiser facilement les signaux numériques. Par exemple les enregistrements des Figure 6.12 et 6.14 ont été réalisés avec un récepteur Yupiteru 7100 (modifié par l'addition d'une prise « sortie Discriminateur » avec une résistance de 10 k Ω en série) et avec le logiciel Audacity. Dans un premier temps, le signal de la sortie Haut-Parleur a été visualisé par connexion directe sur un PC (entrée ligne). Le signal obtenu lors de la réception d'une trame 406 a été enregistré avec Audacity. En dilatant l'échelle du temps, on voit apparaître des pics alternativement positifs et négatifs, qui font de 300 à 500 mV d'amplitude (Figure 6. 12). L'intervalle entre 2 pics correspond soit à 1,25 ms, soit à 2,5 ms (transmission en 400 bauds). Ce sont ces intervalles qui contiennent l'information de la trame.

On peut constater que les signaux sont déformés. On retrouve les pointes qui correspondent aux changements de phase, mais certaines pointes sont réduites, et il apparaît des signaux supplémentaires plus arrondis en particulier lors des grands intervalles de 2,5 ms (Figure 6.12).

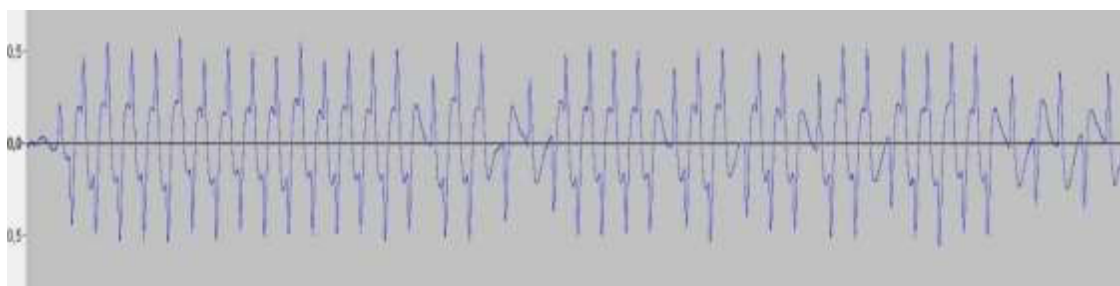


Figure 6.12- Enregistrement sur la sortie Haut-Parleur avec Audacity [1].

La Figure 6.13 montre les mêmes signaux visualisés à l'oscilloscope pour un récepteur AOR AR 8000. La courbe du haut montre la sortie « discriminateur » ; les pics ont une amplitude d'environ 160 à 200 mV. La sortie « prise écouteur » est présentée sur la courbe du bas ; les signaux atteignent 2V crête (volume au maximum). La série de pics est devenue un signal vaguement sinusoïdal avec des pointes correspondant aux pics d'origine.

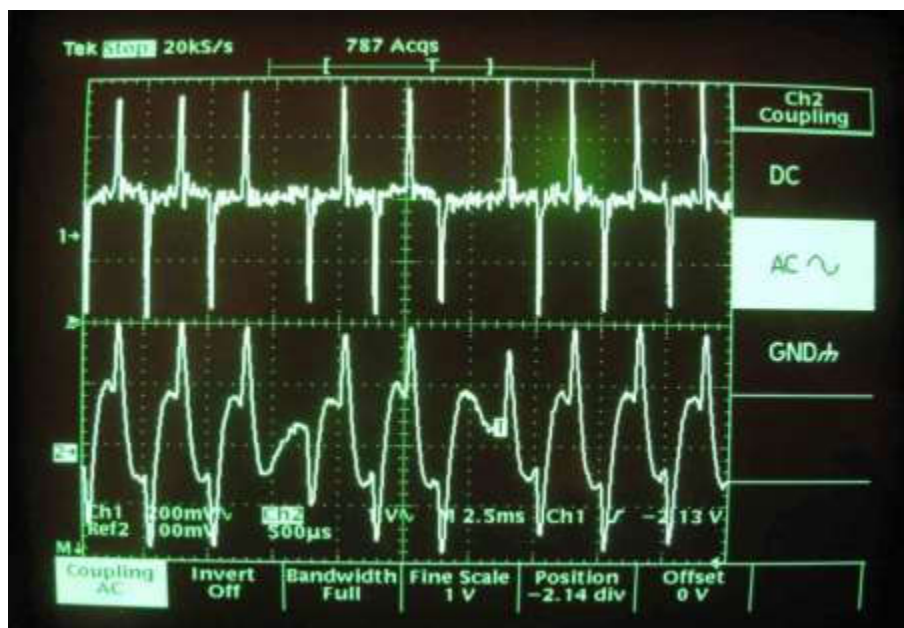


Figure 6.13- Visualisation à l'oscilloscope des signaux lors de la réception d'une trame (récepteur AOR AR 8000)

En haut : sortie « discriminateur », les pics ont une amplitude d'environ 160 à 200 mV.

En bas : sortie « prise écouteur », les signaux atteignent 2V crête (volume au maximum).

Les signaux en sortie d'un récepteur FM qui reçoit une balise 406 sont une série de pics, alternativement positifs et négatifs. Ces pics sont espacés de 1,25 ms ou 2,5 ms. Ils correspondent aux sauts de phase de la modulation PSK. En fait ces pics correspondent aux fronts montants et aux fronts descendants des créneaux qui pilotent le modulateur PSK.

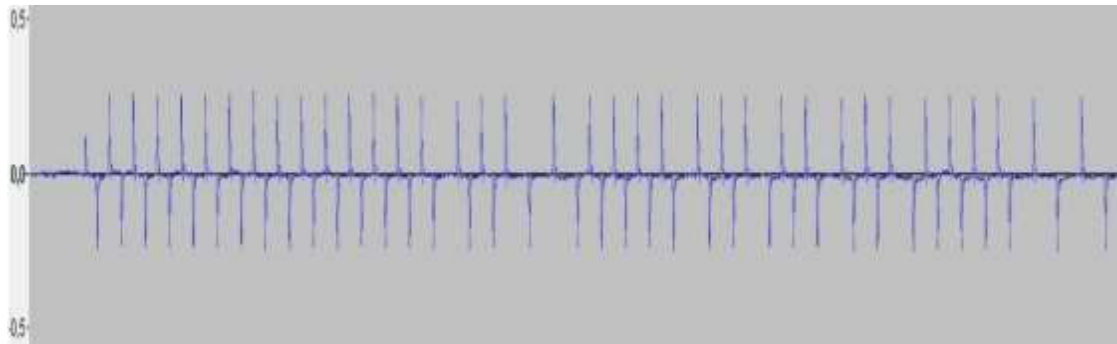


Figure 6.14- Enregistrement de la même trame par la sortie Discriminateur [1].

Pour décoder cette série de pics, à l'entrée du décodeur de trames on trouve deux étages successifs de traitement du signal. Le premier étage amplifie les signaux avec un filtre passe-bas pour limiter les fréquences élevées. Le second reconstitue les créneaux du signal modulant grâce à un seuil qui fait basculer la sortie. Le signal en créneaux est le même que celui du signal modulant.

La Figure 6.15 montre les signaux à la sortie du filtre passe-haut. L'information de la trame n'est plus portée par des créneaux mais par des pics. Les échelles sont les mêmes que celles de la Photo 2. Avec ce type de sortie par pics, le Générateur de Trames effectue une excellente simulation de la chaîne « balise 406 + récepteur FM ». On peut tester tous les décodeurs, mais aussi les logiciels qui décodent les trames. Chaque décodeur doit être associé à une source de trames comme celle que nous venons de montrer pour vérifier son bon fonctionnement, ou bien être testé par des trames enregistrées. Il est important d'être opérationnel au bon moment.



Figure 6.15- Signaux de sortie avec le filtre passe-haut. Ce sont les mêmes échelles que pour la photo 2. Les signaux de sortie sont maintenant sous forme de pics alternés.

La Figure 6.16 montre le spectre du signal qui sort par le Haut-Parleur. On voit clairement le fondamental à 400 Hz ; c'est normal pour une transmission à 400 bauds. Les harmoniques les plus importantes sont les harmoniques impaires : 3 (1200 Hz), 5 (2000 Hz), 7 (2800 Hz), etc. Ces harmoniques sont de plus en plus atténuées en montant en fréquence. Par exemple l'harmonique 13 (5200 Hz) est atténué de 40 dB par rapport au fondamental.

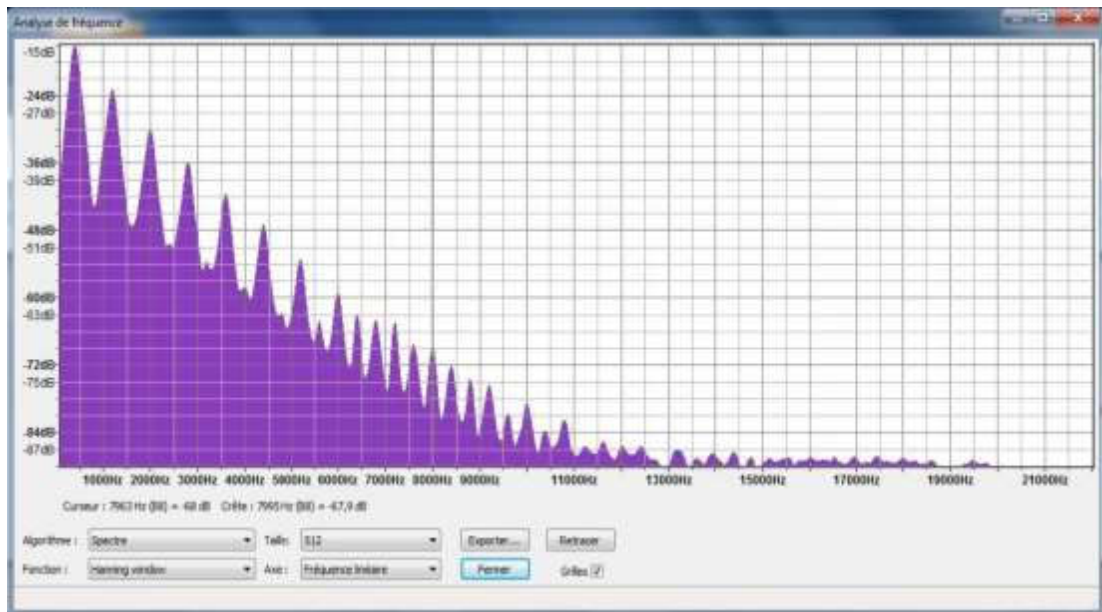


Figure 6.16- Analyse fréquentielle du signal de la trame sur la sortie Haut-Parleur

La même analyse fréquentielle peut être effectuée sur la sortie Discriminateur. Le spectre de fréquence (Figure 6.17) montre que les harmoniques ont un niveau beaucoup plus élevé. Par exemple l'harmonique 13 est n'atténué que de 11 dB par rapport au fondamental ; la sortie Discriminateur, sans passer par les filtres de sortie, permet de gagner 30 dB sur cette fréquence. Cette richesse en harmoniques est caractéristique des signaux avec des fronts raides.

Même sans oscilloscope, ces résultats montrent qu'on peut analyser facilement les signaux BF avec un ordinateur et certains logiciels gratuits comme Audacity. Les résultats sont très probants. Par la sortie Haut-Parleur, les signaux sont déformés et avec un niveau variable par le volume, et donc difficile à régler sans visualisation. Arriver au bon réglage pour le niveau d'entrée du décodeur est très difficile voire impossible. En comparaison, les signaux de la sortie Discriminateur sont des pointes bien propres. Grâce à leur niveau constant et indépendant du volume, l'adaptation au décodeur est facile à réaliser. C'est la seule solution pour travailler correctement.

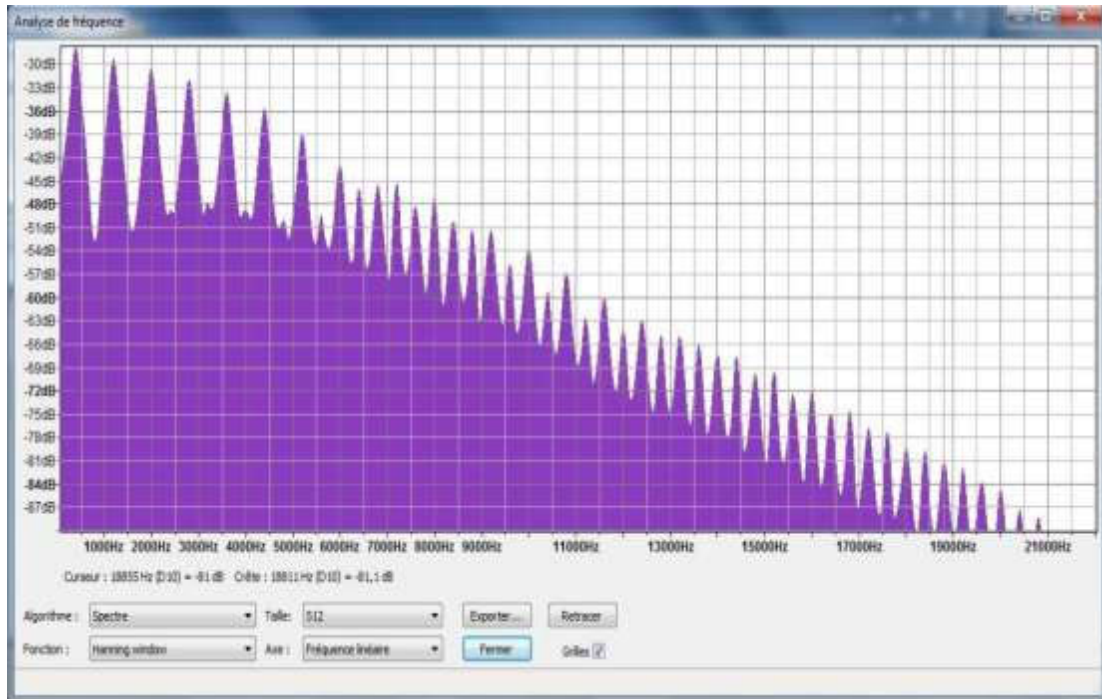


Figure 6.17- Analyse fréquentielle du signal de la trame sur la sortie Discriminateur

La dérivation du signal audio :

On voit sur la Figure 6.15 que les pics de la modulation PSK apparaissent toujours dans le signal audio. Par dérivation de ce signal audio, les pics qui ont une pente de montée et de descente très élevée vont générer deux pics alternés (la fonction mathématique « dérivée » du pic), qui ont une amplitude nettement supérieure au reste du signal. Ces doubles pics vont permettre de reconstituer le signal de la modulation en créneaux (Figure 5.18). Comme le décodeur fonctionne aussi bien avec les signaux en créneaux qu'avec les signaux en pics alternés (sortie discriminateur) en entrée, il décode très bien les signaux issus du module « Dériva-audio ».

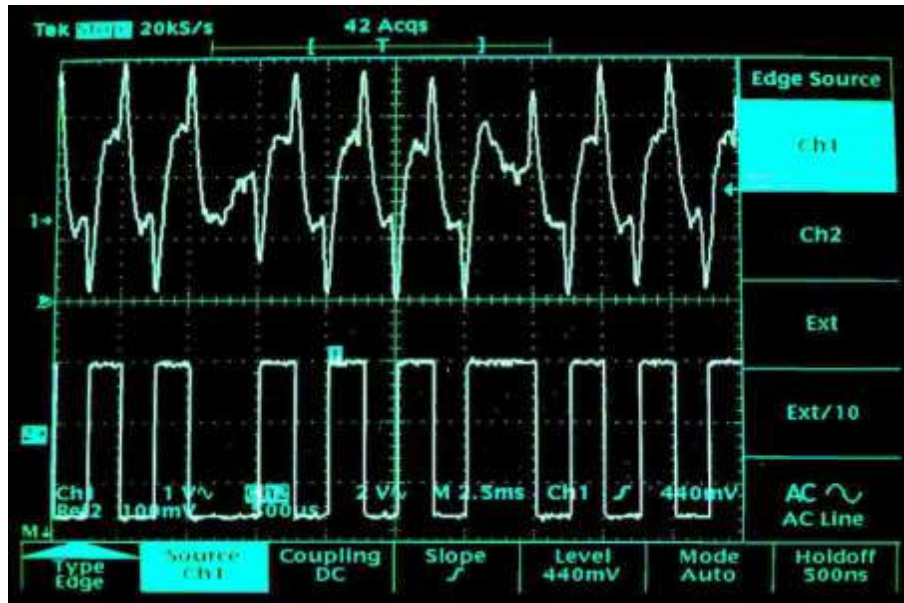


Figure 6.18- Visualisation à l'oscilloscope des signaux lors de la réception d'une trame (récepteur AOR AR 8000)

En haut : signal de la prise écouteur à l'entrée de la carte « Dériaudio ».

En bas : sortie en créneaux de la carte « Dériaudio » qui reproduit la modulation d'origine.

6.6. Décodeur de trames de balise de détresse 406 MHz :

Ce décodeur permet d'afficher sur 4 lignes les informations contenues dans la trame [1, 2, 3] (Figure 6.19). L'heure de la réception est enregistrée et affichée, et il est possible de rappeler les trames précédentes. Associé à un récepteur calé sur la fréquence de la balise, le décodeur fonctionne de façon complètement autonome. Pour avoir une bonne réception, il est préférable d'utiliser la sortie « discriminateur » sur le récepteur associé. La nouvelle carte a été appelée « DECTRA » pour « DECodeur de TRAmes » (Figure 6.20).



Figure 6.19 et 6.20- Le décodeur de trames avec sa nouvelle carte DECTRA

et son afficheur. Au-dessus de l’afficheur, on voit les 2 LED vertes
allumées du système de surveillance du fonctionnement

6.6.1. Tests et de réglages :

Il faut vérifier que l’alimentation fonctionne correctement. Il faut mettre le montage sous tension (carte seule, sans l’afficheur et sans circuit intégré) en alimentant le montage par 12 V.

Mettre sous tension avec l’afficheur et régler le potentiomètre 10 k Ω pour faire apparaître une série de carrés noirs ■ sur la première et la troisième ligne de l’afficheur (Figure 6.21).

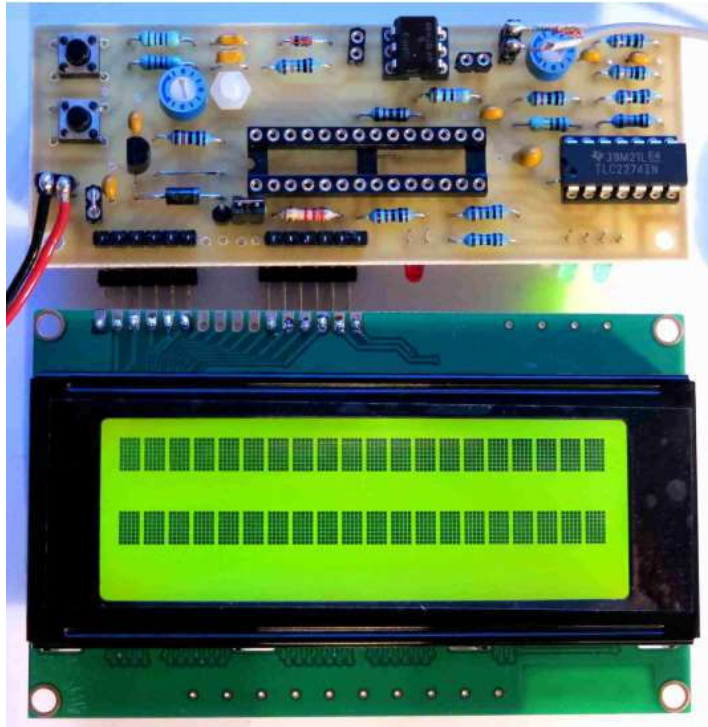


Figure 6.21- Réglage du contraste de l'afficheur.

Mettre sous tension avec l'afficheur et le PIC ; la page d'accueil doit apparaître sur les 4 lignes de l'afficheur (Figure 6.22).



Figure 6.22- Avec le PIC programmé mis en place sur son support, l'écran d'accueil apparaît lors de la mise sous tension.

Pré positionner le potentiomètre P21 à mi-course. Mettre sous tension et envoyer un signal sur l'entrée. Ce signal peut provenir soit d'un générateur de trames, soit d'une trame enregistrée. La trame doit s'afficher (Figure 6.23). On peut retoucher légèrement le niveau d'entrée (potentiomètre P21) pour s'adapter à la source et rechercher la meilleure position. Ce niveau dépend du récepteur utilisé.



Figure 6.23- Le décodage d'une trame « Exercice » provenant d'un générateur de trames.

A ce niveau de construction, le décodeur est pleinement opérationnel pour le décodage des trames reçues. En envoyant une trame (trame enregistrée ou trame fournie par un générateur de trames), en plus des LED vertes la LED rouge doit s'allumer, puis on voit s'afficher les informations contenues dans la trame sur 4 lignes.

6.6.2. Fonctionnement du décodeur :

Les photos suivantes (Figure 6.24 et 6.25) correspondent à une balise d'avion (« ELT »), en mode TEST. La trame est une trame longue (« L »), qui contient la position, affichée sur la quatrième ligne.

Sur la Photo 4, toutes les informations sont présentes sauf l'heure de réception. Cela vient du fait que le GPS n'était pas connecté au décodeur. Par

contre la GPS de la balise a transmis la position qui apparaît sur la dernière ligne (vous pouvez chercher où était la balise ...).

Pour récupérer l'heure par un GPS, nous avons programmé la détection des trames de types \$GPGGA. Le plus souvent, nous faisons fonctionner nos prototypes avec un GPS Trimble Copernicus récupéré dans une tête de radiosonde Modem M2K2.



Figure 6.24- Trame reçue sans GPS connecté donnant l'heure.
La position est transmise par la balise.

Cette fois-ci le GPS est connectée au décodeur et l'heure est lue et enregistrée. Mais nous avons enlevé le GPS de la balise. La nouvelle position transmise devient une position par défaut (127°N et 255°E : un point difficile à localiser !). Le décodeur identifie correctement cette position par défaut et affiche « Position Absente ».



Figure 6.25- Trame transmise par une balise qui devrait donner sa position, mais le GPS de la balise ne fonctionne pas. L'heure de la réception est affichée.

L'expérience du récepteur GPS se réalise dans le laboratoire de construction G2Elab à l'INP de Grenoble. La figure 5.26 montre Longitude Est 05.7611° et Latitude Nord 45.2088° montre la position dans Google Earth. Cela indique le point indiqué dans la figure en haut du bâtiment où cette expérience a été effectuée.

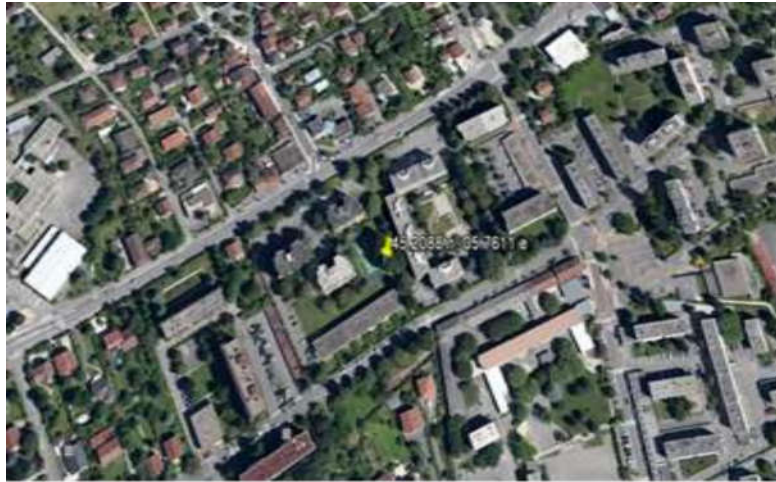


Figure 6.26- Position Plot in Google Earth

6.6.3. Fonctionnement de l'affichage de la distance entre le décodeur et la balise :

Le calcul et l'affichage de la distance sont entièrement automatiques. Dès que le décodeur connaît sa position et celle de la balise, il affiche la distance et le cap à la place de l'identification de la balise sur la seconde partie de la troisième ligne. La Figure 6.27 montre l'affichage de la distance : il est 11h51 (heure locale), et la balise entendue est à 289 km, direction plein Ouest. En déconnectant le GPS, la trame suivante est présentée sur la Figure 6.28 : on est revenu à l'affichage conventionnel.



-avec GPS

- sans GPS

Figure 6.27 et 6.28- Affichage de distance et du cap [1]

Si on a besoin de cette identification et pas de la distance, il suffit de déconnecter le GPS pour revenir à l’affichage de cette identification. Les autres informations sont inchangées (type detrames, pays, identifiant à 15 hexa, position, etc.). Pour récupérer le cap et la distance il suffit de reconnecter le GPS et d’attendre qu’il se cale.

La distance a été volontairement bridée. Au-delà de 5000 km (!), le décodeur affiche « **D=>>>km** ». A quelques dizaines ou quelques centaines de kilomètres autour de la balise, la précision de distance est supérieure au pour cent.

Il faut faire attention à la précision à courte distance. La balise transmet sa position par pas de 4 secondes d’arc. Cette discrétisation correspond à 123 m de latitude et 87 m de longitude sous le 45^{ème} parallèle. Si l’interpolation de la position est faite correctement dans la balise, par exemple la position « 4 secondes » (Figure 6.29) signifie que la balise est entre « 2,00 secondes » et « 5,99 secondes ». Pour l’ensemble des positions dans le carré bleu, la seule position donnée par la balise est celle du centre du rectangle). On comprend tout de suite que si la balise est proche d’un coin du rectangle, l’erreur de position va devenir très importante, et le cap peut même être inversé.

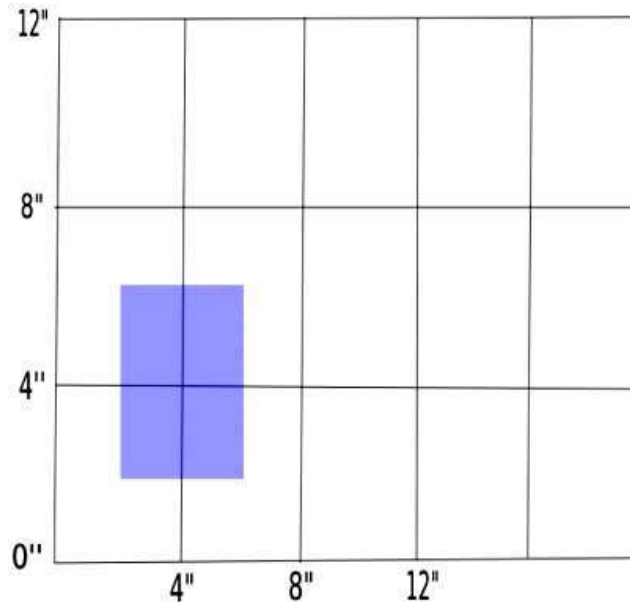


Figure 6.29- La position de la balise est discrétisée au pas de 4 secondes d'arc, ce qui conduit à une incertitude de

Position de 123 m Nord et 87 m Est.

6.6.4. Fonctionnement des mémoires du décodeur :

Les mémoires sont enregistrées dans l'EEPROM, ce qui permet de conserver les informations même si l'alimentation est coupée.

Quand une trame est reçue, elle est automatiquement enregistrée en mémoire 1, appelée M1. Si une seconde trame est reçue, elle est enregistrée sur la première mémoire M1 et la précédente est décalée en M2. Et ainsi de suite ... Le décodeur peut enregistrer 9 trames, référencée de M1 (pour la plus récente) à M9 (pour la plus ancienne). Quand le décodeur est relié à un GPS, ce qui permet de récupérer l'heure de réception de la trame, cette heure est enregistrée dans la mémoire et peut être rappelée en même temps que la trame. Il faut noter que l'horaire est en « Heure TU », donc il est décalé par rapport à l'heure locale en fonction des saisons.

Et pour la RAZ, si on veut effacer toutes les mémoires, il suffit d'appuyer continûment pendant au moins 5 secondes sur un des boutons-poussoirs, puis éteindre le décodeur. A la remise sous tension, toutes les mémoires sont effacées.

Ces modifications ne concernent que le logiciel interne du PIC. Elles fonctionnent aussi bien avec les circuits imprimés de première génération qu'avec la carte DECTRA qui est sortie très récemment.

6.7. Fonctionnement de système récepteur décodeur :

Un système « récepteur-décodeur » d'écoute permanente des balises de détresse complètement autonome, capable de décoder les trames 406 et d'afficher le contenu dès qu'une balise est entendue figure 6.30. Sa sensibilité est très bonne. Dès qu'une balise passe en émission, quelle que soit sa fréquence, le récepteur se cale automatiquement sur la fréquence réelle de la balise et le décodeur affiche les informations contenues dans la trame. Sur la carte d'interface, nous lui avons préféré une fonction « bipeur », avec un bip sonore qui est émis à chaque réception de trame. Comme cela, sans avoir les yeux rivés sur le récepteur, l'avertisseur sonore nous prévient de la réception éventuelle d'une balise 406.

Le système est maintenant en veille permanente dans la station. Pour le moment il n'a reçu et décodé que des balises en essai sur l'aérodrome voisin ...

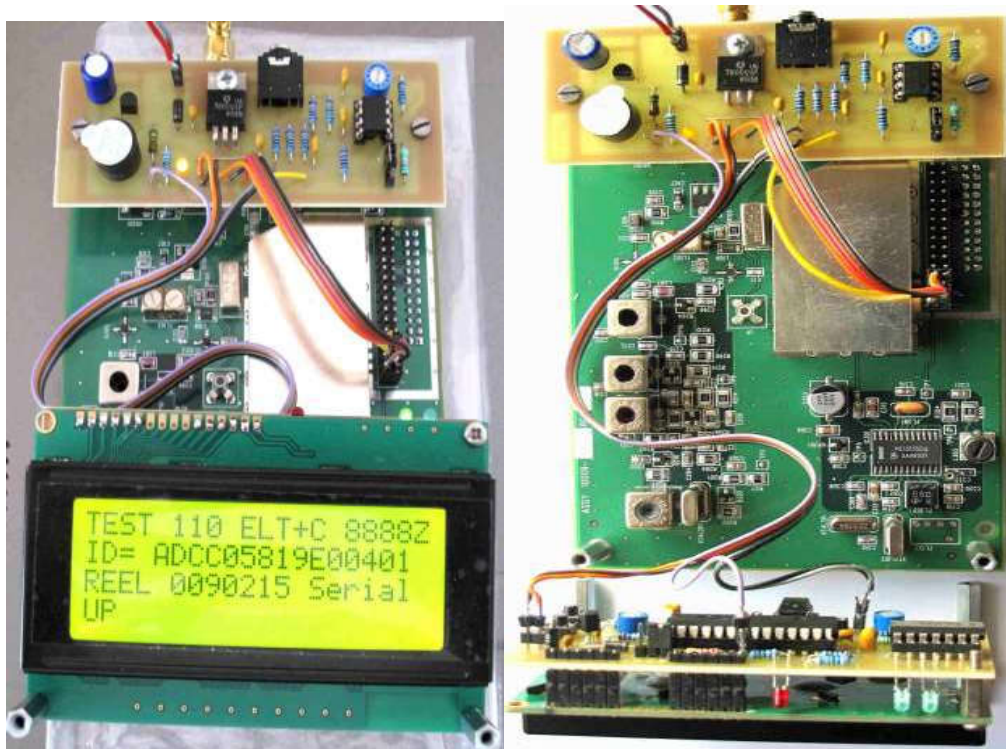


Figure 6.30- Le récepteur associé au décodeur en fonctionnement.

6.8. Diffusion des ondes dans les structures d'antenne à gap photonique :

La télédétection d'antennes traite de l'extraction d'informations d'objets à partir de paramètres d'ondes électromagnétiques. Pour exploiter pleinement le potentiel d'acquisition d'informations quantitatives, une description détaillée de la diffusion des micro-ondes est nécessaire. La recherche sur ce sujet était principalement consacrée à l'analyse en champ lointain qui suppose une onde plane incidente, calcule son champ dispersé et évalue la section efficace radar (RCS). Cependant, dans certaines conditions pratiques, l'analyse en champ lointain n'est pas valide et une analyse en champ proche est nécessaire. Dans cet article, nous avons donné une analyse complète du champ proche d'une structure de coin en raison d'un champ électrique incident provenant d'une source linéaire ou d'une onde plane dans le cas de d'antenne à gap photonique Le modèle de champ lointain, dans le cas d'une source linéaire excitant la structure, est également analysé.

Les formules de la partie 1.5.3. ont été programmées sur Matlab, elles nous donnent les résultats suivants reportés dans les figures ci-dessous.

La figure 6.31 présente le champ lointain d'un coin recouvert en présence d'un champ de source de ligne électrique. Nous montrons clairement comment les paramètres du bouchon affectent le rayonnement maximum de la source de ligne en présence de coin.

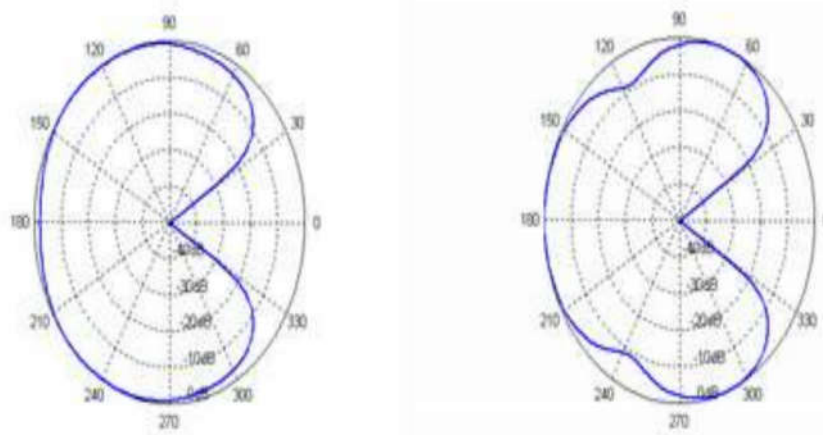


Figure 6.31. Modèle de champ lointain total d'une source de ligne près d'un coin conducteur. (a) bord à coiffe conductrice. (b) bord à coiffe diélectrique.

La distribution des composantes des champs sur le champ proche de deux cas (bord de conduction conducteur, bord coiffé de diélectrique) est calculée et montrée aux Figure 6.32 et 6.33

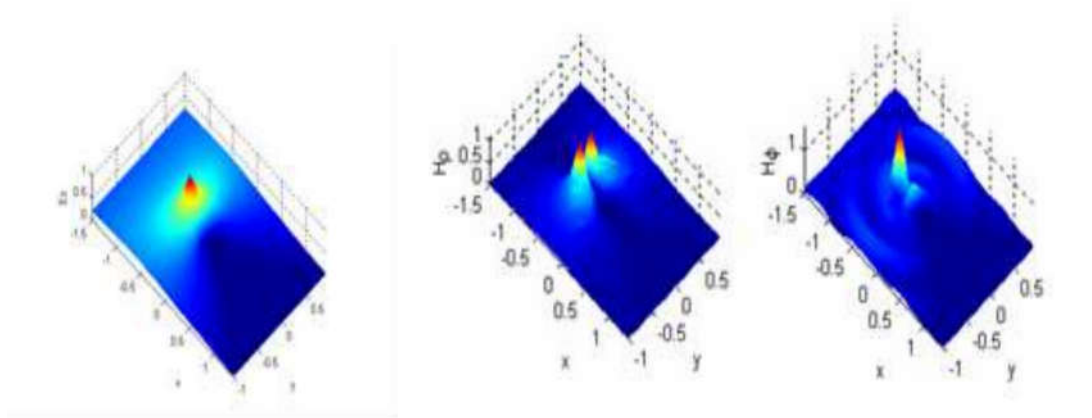


Figure 6.32. Schémas de champ proche d'une source de ligne près d'une cale conductrice avec un bord coiffé de conducteurs (a) E_z (b) H_ρ (c) H_φ .

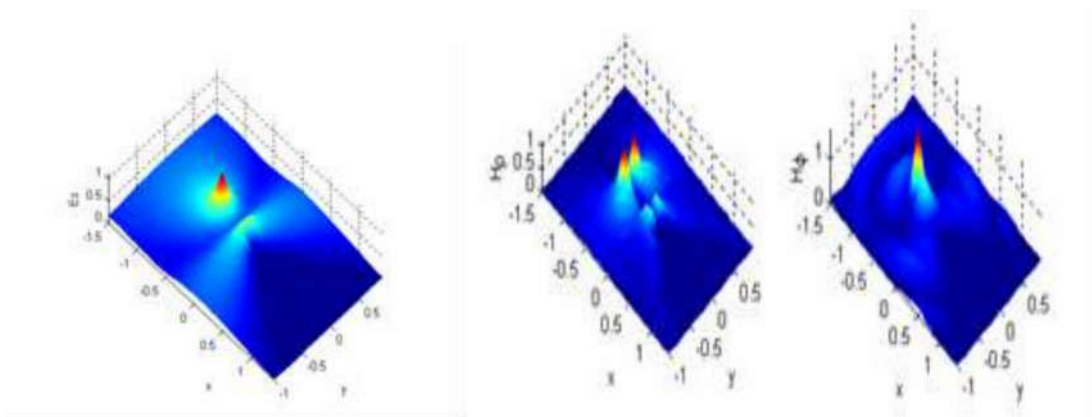


Figure 6.33. Schémas de champ proche d'une source de ligne près d'un coin conducteur avec un bord coiffé de diélectrique (a) E_z (b) H_ρ (c) H_φ .

La distribution du champ proche pour un champ d'onde incidente des deux types de cales est également calculée et représentée sur les Fig.6.34 et 6.35 Ces distributions de champ proche ont clairement démontré l'effet des paramètres de la coiffe dans la modification du comportement singulier du tranchant. Nous avons utilisé les paramètres de structure de coin suivants :

$$a = 0.15 \text{ m}, \rho_0 = 0.5 \text{ m}, \alpha = \beta = 30^\circ, \varepsilon_r = 3, I_e = 1 \text{ mA}$$

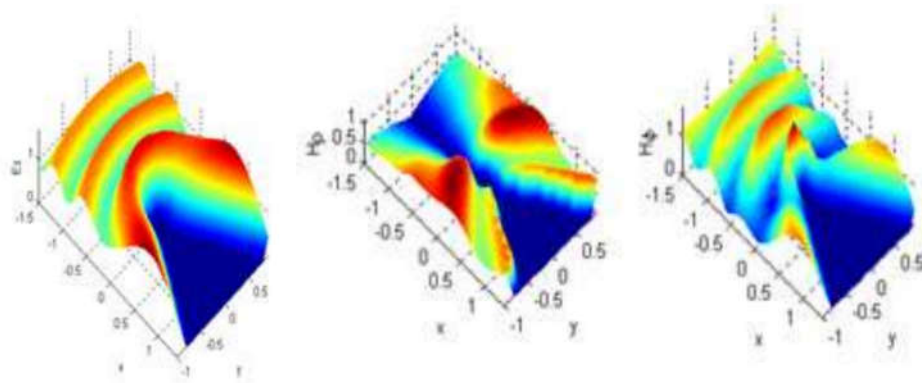


Figure 6.34. Motifs de champ proche d'ondes planes incidentes sur une cale conductrice avec un bord coiffé de conducteurs (a) E_z (b) H_ρ (c) H_ϕ .

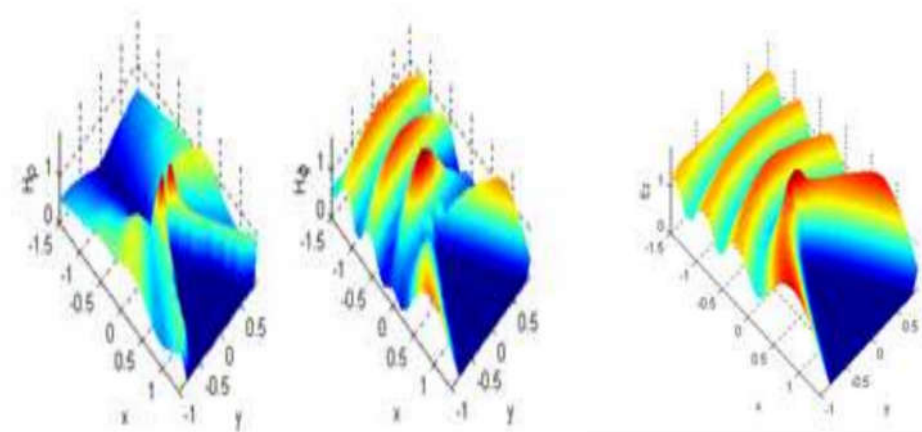


Figure 6.35. Motifs de champ proche d'ondes planes incidentes sur un coin conducteur à capuchon diélectrique(a) E_z (b) H_ρ (c) H_ϕ .

6.9. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons testé la balise en situation réelle de déploiement. La Balise émet des trames en conformité avec les gabarits recommandés par COSPAS SARSAT qui sont généralement de faible puissance (10 mW). L'émission peut être calée sur toute fréquence comprise entre 200 et 500 MHz, et en particulier sur les fréquences réelles COSPAS SARSAT cadencées à 406 MHz. Les résultats obtenus sont prometteurs,

il est cependant recommandé de tester la balise dans des environnements différents pour apprécier la robustesse et la fiabilité des résultats obtenus. Dans une première étape, nous avons pensé à changer le vecteur de rayonnement en incluant un élément photonique susceptible de garantir des diagrammes de rayonnement plus colorés dans le sens d'une meilleure résolution en site et en azimut. Il se dégage, qu'une analyse complète de la diffusion électromagnétique est vitale. Nous avons traité un cas de section radar rétrodiffusée pour une plaque plane rectangulaire. Une analyse des modèles de champ proche pour une structure angulaire montre l'effet des paramètres maximaux sur le rayonnement maximal de la source linéaire. Nous avons également examiné l'effet des paramètres de la coiffe sur le comportement du tranchant pour une onde plane incidente.

Conclusion Générale

Dans le but de faciliter la compréhension de notre thèse qui s'intéresse essentiellement à l'émission et à la réception d'un signal hyperfréquence par une balise dimensionnée en conséquence, nous avons donné les éléments essentiels de la propagation troposphérique. En effet, il est important de connaître toute la phénoménologie prévalent de la troposphère pour s'assurer de la meilleure qualité du signal. Des facteurs désavantageux tels que l'affaiblissement troposphérique, les interférences ainsi que le fading risquent de nuire beaucoup à la qualité de l'émission et de la réception. Dans un souci de réduction des dimensions de la balise, nous avons opté pour une micro antenne photonique pour une meilleure réception de la balise, et en vue d'un cryptage future des signaux émis par la balise.

Nous avons par la suite, introduit le système de recherche et de sauvetage COSPAS SARSAT qui fonctionne à l'aide de satellites en orbite basse (système LEOSAR) et de satellites en orbite géostationnaire (système GEOSAR). Ce système fournit des données de localisation pour faciliter les opérations de recherche et de sauvetage.

Ensuite, nous avons dressé le bilan de liaison pour le système MEOSAR, et nous avons montré que la liaison montante (de la balise de détresse au satellite) est plus sensible par rapport à la liaison descendante (du satellite à la station de réception MEOLUT). Finalement, à l'aide du simulateur COSPAS SARSAT, nous avons évalué l'impact du temps de montée du signal et du rythme symbole sur la performance de démodulation du message de détresse.

Il est impératif de savoir que tout pays participant à ce système, est tenu de respecter toute la réglementation mise au point par COSPASS SARSAT, cette réglementation contenue sous la forme de recommandations tel que stipulé par l'UNION Internationale des télécommunications, garantit des émissions et des réceptions réglementaires. En effet, le déclenchement d'une balise de détresse, entraine la mise en alerte de tout un réseau mondiale de balises et de stations de réception. Donc la conception de la balise te sa mise en fonctionnement se font suivant une problématique bien précise qui n'a nullement le droit au

moindre écart. Après avoir pris connaissance, des caractéristiques de la Balise, et des éléments fonctionnels, on va mettre en évidence les règlements des participants, les méthodes de codage, ainsi, que les règlements des essais de Balise.

Dans ce chapitre, nous avons réalisé une balise UHF qui reproduit exactement la modulation dans les balises 406. Les modules que nous avons utilisés sont construits autour d'un circuit intégré MICRF113 qui multiplie par 32 la fréquence d'un quartz. Ils peuvent fonctionner de 300 MHz à 450 MHz, et donc sur les 2 fréquences de télécommande 315 et 433,920 MHz. La modulation est en ASK /OOK (modulation d'amplitude en tout ou rien. Plutôt que d'utiliser le circuit intégré et de souder les composants autour, dans le but de réaliser un montage facilement reproductible, nous avons utilisé directement un module tout assemblé.

Comme le module UHF est piloté par un quartz, il suffit de faire tailler un quartz sur la bonne fréquence. L'oscillateur est un Pierce, avec une multiplication par 32. Pour obtenir une balise sur 406,040 MHz, il faut un quartz de 12,688 750 MHz.

Dans une véritable balise, le quartz est stabilisé en température. Cette grande stabilité est nécessaire pour la localisation Doppler par les satellites défilants LEOSAR. Mais pour une balise de test dont la faible puissance ne sera jamais entendue par les satellites, cette stabilité n'est pas nécessaire, et on peut utiliser un quartz classique.

Un premier essai a été fait dans ce sens, par la suite ont utilisé un générateur DDS (Direct Digital Synthétiseur), grâce à ce montage on peut construire une balise 406 émettant sur la bande radio amateur. Une question mérite d'être posée, pourquoi la bande radioamateur ; il est utile de rappeler que cette bande peut couvrir plusieurs utilisateurs internationaux, donc un signal émis par exemple en Algérie sera reçue en Australie, ceci est un des soucis du système COSPASS SARSAT qui exige une écoute et une réception de signaux à l'échelle de toute la terre.

Dans ce chapitre, nous avons testé la balise en situation réelle de déploiement. La Balise émet des trames en conformité avec les gabarits recommandés par COSPAS SARSAT qui sont généralement de faible puissance (10 mW). L'émission peut être calée sur toute fréquence comprise entre 200 et 500 MHz, et en particulier sur les fréquences réelles COSPAS SARSAT

cadencées à 406 MHz. Les résultats obtenus sont prometteurs, il est cependant recommandé de tester la balise dans des environnements différents pour apprécier la robustesse et la fiabilité des résultats obtenus. Dans une première étape, nous avons pensé à changer le vecteur de rayonnement en incluant un élément photonique susceptible de garantir des diagrammes de rayonnement plus colorés dans le sens d'une meilleure résolution en site et en azimut. Il se dégage, qu'une analyse complète de la diffusion électromagnétique est vitale. Nous avons traité un cas de section radar rétrodiffusée pour une plaque plane rectangulaire. Une analyse des modèles de champ proche pour une structure angulaire montre l'effet des paramètres maximaux sur le rayonnement maximal de la source linéaire. Nous avons également examiné l'effet des paramètres de la coiffe sur le comportement du tranchant pour une onde plane incidente.

Le système SARSAT repose sur le concept Sar qui veut dire Synthetic Aperture Radar ou bien Radar à ouverture synthétique. Il est tout à fait naturel d'entreprendre des travaux dans ce sens pour avoir le meilleur panorama explicatif du fonctionnement de la balise. Ces travaux en cours ont donné lieu à une publication internationale parue (1), et une autre en cours d'évaluation (2). Nous escomptons que la combinaison des travaux de recherches sur SAR et la balise, ainsi que d'autres travaux de recherches au sein du laboratoire sur les réseaux adhoc, nous permettrons de développer l'une des meilleures applications possibles pour les balises 406 MHz, pour une utilité, autre que les détresses, ces applications iront de la couverture des frontières terrestres par un réseau englobant des balises, des caméras, et des capteurs, on pourra aussi envisager le monitoring des grandes installations pétrolières et gazières avec des balises structurées en réseau et comprenant des capteurs de température, pression et humidité, ainsi qu'un système d'alerte précoce.

1. Zaakouf; S. Readaa, M.Benslama: Closed form of topographic elevation in the context of interferometric synthetic aperture. International Journal of Numerical Modeling, Electronic Networks, Devices and Field, Volume 30, Issue 2, March/April 2017.
2. Omar Tekkouk, Billel Ali Srihen, Jean-Paul Yonnet and Malek Benslama: Denoising synthetic aperture radar images by compressed sensing techniques. International Journal of Numerical Modeling, Electronic Networks, Devices and Field.

Bibliographies

CHAPITRE 1

- [1] B. Hofmann-Wellenhof, H. Lichtenegger, et E. Wasle. *GNSS – Global Navigation Satellite Systems: GPS, GLONASS, Galileo, and more*. Springer, 2007. ISBN 9783211730171.
- [2] S. Malardel. *Fondamentaux de météorologie : à l'école du temps*. Editions Cépaduès, 2009. ISBN 9782854288513.
- [3] J. Wallace et P. Hobbs. *Atmospheric Science : An Introductory Survey*. International Geophysics. Elsevier Science, 2006. ISBN 9780080499536.
- [4] F. S. Solheim, J. Vivekanandan, R. H. Ware, et C. Rocken. Propagation delays induced in GPS signals by dry air, water vapor, hydrometeors, and other particulates. *Journal of Geophysical Research : Atmospheres*, 104(D8) :9663–9670, 1999. ISSN 2156-2202.
doi:10.1029/1999JD900095.
- [5] Meteo France, <http://education.meteofrance.fr/dossiers-thematiques/le-fonctionnement-de-l-atmosphere/la-composition-de-l-atmosphere/la-structure-de-latmosphere>, 2017
- [6] R. Taillet. *Optique physique : Propagation de la lumière*. LMD Physique. De Boeck Supérieur, 2006. ISBN 9782804150365.
- [7] M. Born, E. Wolf, et A. Bhatia. *Principles of Optics : Electromagnetic Theory of Propagation, Interference and Diffraction of Light*. Cambridge University Press, 1999. ISBN 9780521642224.
- [8] R. Feynman, R. Leighton, et M. Sands. *The Feynman Lectures on Physics*. Number vol. 1 in The Feynman Lectures on Physics. Addison-Wesley, 1963. ISBN 9780201021165.
- [9] T. Nilsson, J. Böhm, D. Wijaya, A. Tresch, V. Nafisi, et H. Schuh. Path Delays in the Neutral Atmosphere. In J. Boehm et H. Schuh, editors, *Atmospheric Effects in Space Geodesy*, Springer Atmospheric Sciences, pages 73–136. Springer Berlin Heidelberg, 2013. ISBN 978-3-642-36931-5. doi:10.1007/978-3-642-36932-2_3.
- [10] N. Cohen, " *Fractal antenna applications in wireless telecommunications*" Proceedings of Electronics Industries Forum of New England, 1997, pp. 43 - 49.
- [11] R.S. N'Gongo, H. Baudrand, " *Modélisation des antennes actives planaires de forme arbitraire par une méthode itérative* ", Workshop IEEE-MTT-Ed, La Rochelle, Mai 1998.
- [12] M.Azizi, H.Baudrand, " *A new iterative method for scattering problems.*" European Microwave Conf., Proc., vol. 1, pp. 255-258, 1995.

- [13] M.Azizi, M.Boussouis, H.Aubert and H.Baudrand, " *A three dimensional analysis of planar discontinuities by an iterative method.*", Microwave and optic. Tech. Letters, 20 dec. 1996, Conf., Proc., vol.1, pp. 255-258.
- [14] M.Azizi, " *Contribution à la résolution des problèmes de diffractions dans les dispositifs micro-ondes par une méthode itérative.*", Thèse de doctorat INPT 1997.
- [15] R.S. N'Gongo, " *Modélisation électromagnétique des circuits planaires. Application à l'influence du boîtier.*" Thèse de doctorat de l'INPT, 1999.
- [16] R.S. N'gongo, H.Baudrand, " *A new approach for micro strip active antennas using modal FFT algorithm* ", IEEE AP.S., pp. 608-615, Orlando 1999.
- [17] Balanis C. A. Antenna theory: Analysis and design, John Wiley & Sons, 2nd edition, New York, 1997.

CHAPITRE 2

- [1] M. Ahmed. Satellite-aided Search and Rescue (SAR) System. In *Int. Conf. on Advances in Space Technologies*, pages 43–48, Sept. 2006. (Cité à la page 6).
- [2] D. S. Ilcev. History of mobile radio and satellite communications. *Telecommunication Sciences*, 2(1) :57, 2011. (Cité à la page 6).
- [3] L. C. Boussard. ICAO proposes international search and rescue service to aid aircraft in distress. ICAO News Release, July 1950. (Cité à la page 6).
- [4] R. S. Jakhu, T. Sgobba, and P. S. Dempsey. *The Need for an Integrated Regulatory Regime for Aviation and Space : ICAO for Space ?* Studies in space policy. Springer, 2011. (Cité à la page 6).
- [5] Cospas-Sarsat Council. Introduction to the Cospas-Sarsat system. Technical Report G.003, Issue 6, Cospas-Sarsat, Oct. 2009. (Cité à la page 6).
- [6] C. Bertoia. Bulletin d'information. COSPAS-SARSAT, Feb. 2012. (Cité aux pages xv, 7 et 97).
- [7] J. Reich. SARSAT Overview. SAR Controllers Training 2013, Lanham, USA, March 2013. (Cité aux pages xv et 7).
- [8] Cospas-Sarsat Council. Cospas-Sarsat 406 MHz MEOSAR Implementation Plan. Technical Report R.012, Issue 1, Revision 8, Cospas-Sarsat, Oct. 2012. (Cité aux pages 8, 10, 11, 16, 17, 33 et 71).
- [9] I. Joo, J.-H. Lee, Y.-M. Lee, C. S. Sin, S.-U. Lee, and J.-H. Kim. Development and Performance Analysis of the Second Generation 406 MHz EPIRB. In *Advanced Satellite Mobile Systems*, pages 333–336, 2008. (Cité à la page 8).

- [10] M.J. Miller, B. Vucetic, and L. Berry. *Satellite communications : mobile and fixed services*. Kluwer international series in engineering and computer science. Kluwer Academic Publishers, 1993. (Cité à la page 11).
- [11] Cospas-Sarsat Council. Cospas-Sarsat Frequency Requirements and Coordination Procedures. Technical Report T.014, Issue 2, Revision 1, Cospas-Sarsat, Oct. 2010. (Cité aux pages 11, 14, 16 et 24).
- [12] G. Maral and M. Bousquet. *Satellite Communications Systems : Systems, Techniques and Technology*. Wiley, 2002. (Cité aux pages 12 et 13).
- [13] J. G. Proakis and M. Salehi. *Digital Communications*. Mc-Graw Hill, Boston, 5th edition, 2008. (Cité aux pages 12, 35, 79 et 80).
- [14] J. Colasson. Document de Spécification Technique SAR/GALILEO. Technical Report 113200-SRS-08-0167-E, Thales Services, March 2010. (Cité aux pages 13, 14, 15 et 16).
- [15] J. Hahn, B. Peeters, I. Stojkovic, L. Ruiz, and J. Perlas. Search and Rescue Mission on Galileo : Implementation Aspects. Technical report, ESA Netherlands, 2002. (Cité à la page 14).
- [16] M. Monnerat and S. Journo. Rapport d'étude des traitements, Phase B. Technical report, Alcatel, April 1999. (Cité aux pages 18, 19 et 20)
- [17] CAL Corporation. Follow-On SAR System Final Report, March 1997. (Cité à la page 9).
- [18] O. Kilic and A. Solak. Recent Improvements in Satellite Networks for Search and Rescue : MEOSAR. In *Advanced Satellite Mobile Systems*, pages 317–319, 2008. (Cité à la page 10).
- [19] National Search and Rescue Secretariat. Information for the Canadian aviation community about the switch to 406 MHz. *Cospas-Sarsat : saving lives with higher frequency*, 2011. (Cité à la page 10).
- [20] C. Bertoia. Bulletin d'information. COSPAS-SARSAT, Sept. 2013. (Cité à la page 10).
- [21] Groupe Thales, <https://www.thalesgroup.com/fr>. 23/07/2017.
- [22] M. Monnerat and S. Journo. Rapport d'étude des traitements, Phase B. Technical report, Alcatel, April 1999. (Cité aux pages 18, 19 et 20)
- [23] M. Monnerat. Description des Algorithmes de Traitement ARGOS 3 / SARSAT 3, Phase C/D. Technical report, Alcatel, Dec. 2001. (Cité aux pages 18 et 19).
- [24] P. C. Gomez, C. F. Prades, J. A. F. Rubio, G. S. Granados, and I. Stojkovic. De sign of Local User Terminals for Search and Rescue Systems with MEO Satellites. In *Proc. of the 2nd ESA Workshop on Satellite Navigation User Equipment Technologies (NAVITEC)*, Noordwijk, The Netherlands, Dec. 2004. ESA/ESTEC. (Cité à la page 18).

- [25] J. B. Y. Tsui. *Fundamentals of Global Positioning System Receivers : A Software Approach*. A Wiley Interscience publication. Wiley, 2000. (Cité aux pages 19 et 31).
- [26] Cospas-Sarsat Council. Specification for Cospas-Sarsat 406 MHz distress beacons. Technical Report T.001, Issue 3, Revision 13, Cospas-Sarsat, Oct. 2012. (Cité aux pages 16, 20, 21, 24, 26, 32, 34, 41, 51, 52, 58, 70 et 88).

CHAPITRE 3

- [1] Programme International Cospas-Sarsat, <https://www.cospas-sarsat.int/fr/23/04/2018>.
- [2] Union internationale des télécommunications (UIT), <http://www.itu.int/en/ITU-T/terrestrial/fmd/Pages/glad.aspx>. 23/07/2017.
- [3] Cospas-Sarsat Council. COSPAS-SARSAT 406 MHz distress beacon type approval standard. Technical Report T.007, Issue 4, Revision 8, Cospas-Sarsat, Oct. 2013.

CHAPITRE 4

- [1] Analog Devices, <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9851.pdf>. 25/05/2018.
- [2] MICREL (Micrel Semiconductor), <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/234587/MICREL/MICRF113/+Q34599VKhwSGMdRMpZMvzE+/datasheet.pdf>. 25/05/2018.
- [3] EEant Technology CO.,LTD, <http://www.eeant.com/datasheet/et-tx-5.pdf>. 25/05/2018.
- [4] Trimble Corporate , http://trl.trimble.com/docushare/dsweb/Get/Document501977/Copernicus-II_DS.pdf. 25/05/2018.

CHAPITRE 5

- [1] Mainline Electronics Ltd, <https://www.mainline-group.com/>. 25/05/2018.
- [2] Philips Semiconductors Datasheets http://www.datasheetlib.com/datasheet/641815/hdsp-0881-bb200_agilent-technologies.html. 25/05/2018.
- [3] Motorola Literature Distribution, <https://www.futurlec.com/Datasheet/Motorola/MC13135.pdf>, 25/05/2018.
- [4] Texas Instruments, <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlc2274-ht.pdf>, 25/05/2018

CHAPITRE 6

- [1] Jean-Paul Yonnet, Radio Amateur de Grenoble, <https://www.filvt.com/>. 09/05/2016.