



Radar CONSERT pour la mission Rosetta : calibration de l'instrument

Moussa Djibrilla Maiga

► To cite this version:

Moussa Djibrilla Maiga. Radar CONSERT pour la mission Rosetta : calibration de l'instrument. Instrumentation et méthodes pour l'astrophysique [astro-ph.IM]. Université Grenoble Alpes; Université des sciences, des techniques et des technologies de Bamako (Mali), 2017. Français. ⟨NNT : 2017GREAY077⟩. ⟨tel-01792326⟩

HAL Id: tel-01792326

<https://theses.hal.science/tel-01792326v1>

Submitted on 15 May 2018

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



HAL Authorization

THÈSE

Pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE LA COMMUNAUTE UNIVERSITE
GRENOBLE ALPES**

préparée dans le cadre d'une cotutelle entre **la Communauté
Université Grenoble Alpes et l'Université des Sciences,
des Techniques et des Technologiques de Bamako**

Spécialité : **Physique / Astrophysique**

Arrêté ministériel : le 6 janvier 2005 – 25 mai 2016

Présentée par

Moussa Djibrilla MAIGA

Thèse dirigée par **Jean-Louis MONIN**

Codirigée: **Alain HERIQUE** et **Badié DIOURTE**

Préparée au sein de l'**Institut de Planétologie et d'Astrophysique
de Grenoble (IPAG)**
dans le cadre de l'**École Doctorale de Physique de Grenoble**

Radar CONSERT pour la mission Rosetta : Calibration de l'instrument

Thèse soutenue publiquement le **27 octobre 2017**,
devant le jury composé de :

Mme. Claudine Kahane Professeur UGA, Grenoble Présidente

M. Jean-Paul Rudant Professeur UPEM, Paris Rapporteur

Mme. Valérie Ciarletti Professeur UVSQ, Paris Rapporteur

M. Stéphane Garambois Professeur UGA, Grenoble Examineur



Communauté Universitaire Grenoble Alpes



THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE LA COMMUNAUTE UNIVERSITE GRENOBLE ALPES

préparée dans le cadre d'une cotutelle entre **la Communauté Université
Grenoble Alpes et l'Université des Sciences, Techniques et des
Technologiques de Bamako**

Spécialité : **Physique / Astrophysique**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

Moussa Djibrilla MAIGA

Thèse dirigée par **Jean-Louis MONIN**

Codirigée: **Alain HERIQUE** et **Badié DIOURTE**

Préparée au sein de l'**Institut de Planétologie et d'Astrophysique de Grenoble
(IPAG)**

dans le cadre de l'**École Doctorale de Physique de Grenoble**

Radar CONSERT pour la mission Rosetta :

Calibration de l'instrument

Thèse soutenue publiquement le **27 Octobre 2017**,
devant le jury composé de :

Mme. Claudine Kahane Professeur UGA, Grenoble Présidente

M. Jean-Paul Rudant Professeur UPEM, Paris Rapporteur

Mme. Valérie Ciarletti Professeur UVSQ, Paris Rapporteur

M. Stéphane Garambois Professeur UGA, Grenoble Examineur

Ceux qui sont destinés à devenir grands, sont caractérisés par la patience, ils sont forgés par les épreuves, leurs racines se fortifient dans le secret. Le silence les construit et ils apprennent dans l'humilité, souvent même dans l'humiliation. Mais quand vient leur temps, ils sortent non pas comme des lionceaux, mais comme des lions.

- Sagesse africaine. -

Dédicaces

A mes chers parents, pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse, leur soutien et leurs prières tout au long de mes études.

A mes chères sœurs et frères pour leurs encouragements permanents, et leur soutien moral.

A toute ma famille pour leur soutien tout au long de mon parcours universitaire,

A ma femme et à mes enfants qui m'ont toujours encouragé et entouré de son affection tout au long de ces années

*Que ce travail soit l'accomplissement de vos vœux tant allégués, et le fruit de votre soutien infallible,
Merci d'être toujours là pour moi.*

Table des matières

1. Généralités sur les comètes	1
1.1 Histoire de l'étude des comètes	1
1.1.1 Les premières observations	1
1.1.2 L'histoire des sciences des cométaires en quelques grandes dates.....	2
1.1.3 Les comètes aujourd'hui.....	3
1.2 Origines et orbites des comètes	3
1.2.1 L'origine et les deux réservoirs de comètes	3
1.2.2 Orbite des comètes	6
1.2.3 Désignation des comètes	8
1.3 Étude des noyaux cométaires	9
1.3.1 Les modèles de noyaux cométaires	9
1.3.2 L'apport du spatial :	10
1.4 Propriétés Physique du noyau	11
1.4.1 Activité du noyau	11
1.4.2 Composition des glaces et de Poussières.....	14
1.4.3 La coma et les queues.....	16
1.5 La mission spatiale Rosetta	17
1.5.1 Cadre de la mission	17
1.5.2 Les objectifs de la mission	17
1.5.3 Profil de la mission.....	18
1.5.4 Caractéristiques la sonde	18
1.5.5 La comète 67P/ Churyumov – Gerasimenko.....	21
1.5.6 Instrument embarqués	22
1.6 Rosetta depuis novembre 2014.....	25
1.6.1 Le rendez- vous avec la comète.....	25
1.6.2 SDL : Séparation, Descente et Atterrissage.....	27
1.6.3 FSS : premières mesures "science" effectuées après atterrissage (12 au 15 novembre).....	29
1.7 Fin de la mission.....	30

2	L'expérience CONSERT à bord de la sonde ROSETTA	32
2.1	Présentation générale.....	32
2.2	Objectifs scientifiques	35
2.3	Principe de mesure de permittivité	36
2.4	Description temporelle du signal	40
2.4.1	Code pseudo-aléatoire	41
2.4.2	Addition cohérente	42
2.4.3	Fenêtre de Transmission Tx / fenêtre de réception Rx	42
2.5	Le système de transmission/réception	43
2.5.1	Le système de transmission	43
2.5.2	Le système de réception	44
2.5.3	Schéma d'architecture détaillé	45
2.5.4	Caractéristique technique de l'instrument CONSERT	47
2.6	Scénario lié à la géométrie (Orbiteur-Comète-Lander).....	48
2.6.1	Phases de visibilité	48
2.6.2	Période d'occultation.....	49
2.7	Mesures effectuées par CONSERT	50
2.7.1	Permittivité moyenne	50
2.7.2	Localisation du Philae après atterrissage.....	51
3	Calibration des données CONSERT.....	55
3.1	Introduction	55
3.1.1	Contexte général.....	55
3.1.2	Test général	55
3.2	Modèle et équipement de test	56
3.2.1	Les différents modèles de Consert	56
3.2.2	Configuration de test	56
3.2.3	Les calibrations en vide thermique (VT).....	62
3.3	Calibrations utilisés pendant la thèse :	63
3.3.1	Test face au blanc : linéarité de récepteur et de rampe du gain	63
3.3.2	Test de Ping-pong utilisé	65
3.3.3	Ping-pong aux transitions ou cycle de température.....	67
3.4	Problème de calibration détecté	67
4	Calibration du gain : AGC	70

4.1	Introduction :	70
4.1.1	Généralités sur les AGC	70
4.1.2	AGC CONSERT	71
4.1.3	Test AGC.....	72
4.2	Analyse des données de test	74
4.2.1	Evolution du signal par sounding	74
4.2.2	Valeur efficace de la puissance à la sortie.....	76
4.2.3	Variabilité de la puissance de sortie en fonction de la température	77
4.2.4	Variabilité du gain du système en fonction de la puissance d'entrée et de la température	77
4.2.5	Zoom sur l'AGC du modèle FMO.....	79
4.3	Calibration de l'AGC	81
4.3.1	La puissance maximale à après correction.....	82
4.3.2	Correction des gains du système :	83
4.4	Analyse de la courbe de calibration du GCW	83
4.4.1	Correction en fonction de la température	85
4.4.2	Le GCW comme un bloc de 5 bits :	86
4.4.3	Le effet de la température.....	89
4.5	Calibration des autres modèles.....	90
4.5.1	Modèle de rechange Orbiteur : FSO.....	90
4.5.2	Modèle de vol Lander (ou Philae) : FML.....	91
4.5.3	Modèle de rechange Lander : FSL	93
4.6	Calibration des autres modèles : FSO, FML et FSL	94
5	Calibration du gain : les autres contributions	97
5.1	Signal réel & imaginaire (I et Q).....	97
5.1.1	Problème général	97
5.1.2	Calibration I/Q.....	98
5.2	Variation du gain moyen en fonction de la température	100
5.2.1	Méthode d'interpolation	101
5.2.2	Gain moyen du modèle FMO	101
5.2.3	Les autres Modèles FSL, FSO et FML.....	102
5.3	Modèle d'interpolation	104
5.3.1	Tableaux des modèles des polynômes.....	104
5.3.2	Conclusion des variations sur les modèles	104

6	Délai système : FMO, FML, FSL et FSO	106
6.1	Valeur obtenue du délai système pour FMO, FML, FSO et FSL.....	106
6.1.1	Introduction	106
6.1.2	La mesure du temps d'arrivée	106
6.1.3	Délai- système: Méthode de la moyenne glissante.....	107
6.1.4	Estimation du délai-système FMO-QML	108
6.1.5	Le FSO/QML	109
6.1.6	Le QMO/FML et QMO/ FSL	110
6.2	Ping-Pong à température ambiante.....	112
6.2.1	délai-système à température ambiante : FMO/QML	112
6.2.2	Délai système température ambiante : FSO/QML, FML/QMO et FSL/QMO.....	112

Abréviations

CONSERT	Comet Nucleus Sounding par Radio-wave Transmission
AGC	contrôle automatique de gain
APID	Application Process Identifier
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CANACCU	Convertisseur analogique numérique et accumulateur
CDH	Consert Data Handling software
CNES	Centre National d'Etudes Spatiales
DAC	Convertisseur Numérique Analogique
DLR	Deutsches Zentrum für Luft-und Raumfahrt/ Agence Spatiale Allemande.
EGSE	Electrical Ground Support Equipment
ESA	European Space Agency
FEA	fréquence radio, avec amplificateur
FM	Flight Model
FML	Model de val Lander
FMO	Model de vol Orbiter
FS	Flight Spare
FSL	Model de rechange Lander
FSO	Model de rechange Orbiter
FSS	First Science Sequence
GCW	Gain control Word
HK	Housekeeping
LCN	Consert Lander
OBDH	On-Board Data Handling
OCN	Consert Orbiter
OCXO	Oven Controlled X-tal(Crystal) Oscillator (oscillateur à quartz thermostaté)
PLL	boucle à verrouillage de phase
PSK	Phase-shift keying,
QML	modèles de qualification Lander
QMO	modèles de qualification Orbiter
RF	Radio fréquence
Rx	mode récepteur
SNR	rapport signal sur bruit
TR	commutateur transmission
Tx	mode transmission
UAI	Union Astronomique Internationale
VGA	amplificateur à gain variable
WBB	bande de base de transmission
WIF	fréquence intermédiaire à large bande

Remerciements

Avant tout je remercie tout d'abord Dieu Tout Puissant de m'avoir donné le courage, la force et la patience d'achever ce modeste travail.

C'est avec beaucoup de plaisir que je profite de l'occasion qui m'est offerte ici pour remercier un certain nombre de personnes qui ont contribué à l'amélioration de mes travaux de recherche et m'ont ainsi permis d'aboutir à l'élaboration de ce document de thèse.

Mes remerciements vont tout d'abord à mon directeur de thèse, le Professeur Jean-Louis MONIN. Le soutien que vous m'avez accordé m'a permis de réaliser ce travail dans de très bonnes conditions. Je vous dis simplement merci pour tout ce que vous avez fait pour l'aboutissement de ce travail.

J'exprime mes vifs remerciements et ma profonde gratitude à mon co-encadrant de thèse, M. Alain HERIQUE, pour m'avoir accueilli au sein de l'équipe radariste de l'IPAG. Je tiens également à le remercier pour la pleine confiance qu'il m'a accordé dès le début de ce projet, pour le temps qu'il m'a consacré, la patience et le soutien indéfectible qu'il m'a exprimé tout le long de cette thèse. Son encadrement a été porteur d'un enrichissement certain pour moi, tant sur le plan des connaissances acquises que sur le plan humain. Merci au fond au cœur !

J'adresse de chaleureux remerciements à mon co-encadrant de thèse, M. Badié DIOURTE, Professeur à la faculté des Sciences des Techniques et des Technologiques de Bamako (Mali), pour son attention quotidienne sur mes travaux, ses conseils avisés et son écoute permanente qui ont été d'un apport inestimable pour la bonne réussite de cette thèse. Son énergie et sa confiance ont été des éléments moteurs pour moi. Je vous dis tout simplement *“Allah ka-i saarah, initché à ini baradjih”*.

Je voudrais ensuite remercier les membres du jury qui ont pris soin de juger avec pertinence et avec suffisamment de recul les travaux présentés dans ce manuscrit. Il s'agit de :

- Madame Claudine KAHANE, professeur à l'Université Grenoble Alpes, pour avoir accepté la présidence de ce jury de thèse. Ses remarques et suggestions ont fortement contribué à amélioration de ces travaux :
- Monsieur Jean-Paul RUDANT, professeur à l'Université-Paris-Est-Marne, pour avoir accepté de juger cette thèse en tant que rapporteur.
- Madame Valerie CIARLETTI, professeur et membre de l'équipe IMPEC de LATMOS, pour avoir accepté de juger cette thèse en tant que rapporteur.
- Monsieur Stephane GARAMBOIS, professeur à l'Université Grenoble Alpes au laboratoire ISTerre pour sa disponibilité à de faire partie de ce jury en qualité d'examineur.

Je remercie, Monsieur Wlodek KOFMAN, chercheur CNRS émérite dans l'équipe PLANETO ; l'initiateur du projet CONSERT. Je vous dis merci de votre disponibilité, pour votre dévouement et vos encouragements sans limite.

Je souhaite par ailleurs remercier Yves ROGER, Sonia ZINE, Oriane GASSOT du groupe RADAR de l'IPAG de Grenoble, Pierre PASQUERO ainsi que Bernard SCHMITT qui m'ont reçu si gentiment lors de mes différents séjours à Grenoble. Merci pour vos conseils et vos explications qui, m'ont beaucoup aidé dans le développement de mes idées.

Je tiens aussi à mentionner le plaisir que j'ai eu à travailler au sein de l'IPAG, et j'en remercie ici tous les membres, en particulier son directeur actuel monsieur François-Xavier DESERT.

Je remercie aussi le Programme de Formation des Formateurs (PFF du Mali) qui a financé mes séjours de recherche à l'IPAG. Je tiens également à remercier le programme LabEx OSUG@2020 qui m'a aidé et soutenu pendant ma thèse. Les remerciements vont également à l'ensemble du corps enseignant de la faculté des sciences des techniques et des technologiques de Bamako.

L'aboutissement de cette thèse a aussi été encouragé par de nombreuses discussions avec des collègues de disciplines variées. Je ne citerai pas de noms ici, pour ne pas en oublier certains.

D'autres personnes m'ont encouragé à finir ce travail par des gestes d'amitié dont je suis reconnaissant. A titre d'exemple, je citerai M. Elmoctar S. TOURE, M. Mamadou DANSOKO, M. Alhadar ABACAR, Seydou HAROUNA, et mon oncle M. Oumar ALOUSEYNI pour ses conseils.

Résumé

L'expérience Comet Nucleus Sounding par Radio-wave Transmission (CONSERT / Rosetta) a été conçue pour scanner l'intérieur de la comète 67P / Churyumov-Gerasimenko. Cet instrument se compose de deux parties: l'une à bord de Rosetta et l'autre à bord de Philae. Les données disponibles à partir des tests de fonctionnement et d'étalonnage ont permis de faire une calibration de l'instrument de bout à bout. Cette calibration a permis de corriger le déséquilibre d'amplitude à 5%, de la puissance de sortie et de construire une loi de compensation pour les différents modèles de vol et de recharge. Celui-ci a augmenté la précession de l'AGC et gain système et enfin nous avons estimé le délai engendré par les filtres et l'électronique du système pour les différents modèles. Les résultats obtenus sur la calibration des données sur chaque modèle réduiront, en conséquence, les erreurs d'estimation. Enfin, l'étalonnage de CONSERT a beaucoup contribué à améliorer les mesures effectuées lors de l'atterrissage du Philae sur la comète.

Mots clés:

Rosetta, Philae CONSERT, les tests, la calibration, l'AGC, délai- système, comète

Abstract

The Comet Nucleus Sounding Experiment by Radio-wave Transmission (CONSERT / Rosetta) was designed to scan the interior of the comet 67P / Churyumov-Gerasimenko. This instrument consists of two parts: one on board of Rosetta and the other on board of Philae. The data available from operational and calibration tests allowed an end-to-end calibration of the instrument. This calibration enabled to correct the amplitude imbalance at 5%, of the output power and to build a compensation law for the different models of flight and recharging. This increased the precision of the AGC and gain system and finally we estimated the delay generated by the filters and electronics system for the different models. The results obtained on the calibration of the data on each model will consequently reduce the estimation errors.

Finally, the calibration of CONSERT contributed significantly to improve the measurements made during the landing of the Philae on the comet.

Mots clés:

Rosetta, Philae CONSERT, the tests, the calibration, the AGC, delay- system, comet

Introduction générale

Motivations

La mission Rosetta est une des « Corner Stones » du programme de l'Agence Spatiale Européenne. Elle a pour mission un rendez-vous avec la comète 67P/ Churyumov-Gerasimenko.

Quelques sondes ont visité des comètes avant Rosetta dont la plus connue est la mission Giotto vers la comète de Halley. Mais de nombreuses questions demeuraient sans réponse et pour y répondre il fallait une mission plus ambitieuse. Les sondes précédentes avaient survolé une comète. La Rosetta a été conçue pour l'accompagner jusqu'à son périhélie et pouvoir analyser plus longtemps le développement de son activité.

L'expérience Comet Nucleus Sounding par Radio-wave Transmission (CONSERT) instrument de bord de Rosetta et de Philae, est un radar bi-statique conçu pour étudier la structure interne du noyau de la comète Churyumov-Gerasimenko (67P/ CG). Cet instrument, proposé par un Consortium dirigé par Wlodek Kofman. Dans ce groupe, Alain Hérique, avait la charge d'analyse de données CONSERT. C'est ainsi qu'il m'a associé à ce projet comme doctorant.

CONSERT utilise des mesures de propagation électromagnétique entre l'atterrisseur Philae, fixés sur la surface de la comète, et l'orbiteur Rosetta. Les mesures donnent le retard de propagation et l'amplitude du signal pour chaque trajectoire.

Des tests ont été effectués avec CONSERT dans les années 2001 à 2003 pour étudier son fonctionnement et l'étalonner avant que l'équipement ne soit intégré sur la sonde spatiale. Après dépouillement des données de test, il s'avère dans ces tests que la température et les atténuateurs influencent les gains système et le délai système de chaque modèle de vol ou de rechange. Il est donc nécessaire de compenser cette variation avec une procédure de calibration afin d'améliorer la précision des mesures C'est dans ce cadre que s'inscrit cette thèse.

Objectifs de la thèse

La thèse a été menée au sein de l'équipe Planéto de l'Institut de Planétologie et d'Astrophysique de Grenoble (IPAG) en collaboration avec université des sciences techniques et technologiques de Bamako (USTTB). Son sujet est "Radar CONSERT pour la mission Rosetta / Calibration de l'instrument". Son objectif est la calibration des données du radar CONSERT. Cela passe par l'analyse des données existantes et l'identification des jeux de mesures pour des différents modèles de vol afin de développer des lois de compensations et proposer une mise en œuvre pour les mesures complémentaires

Démarche

La démarche de notre calibration consiste en :

- Le dépouillement des données existantes afin d'identifier les tests pertinents pour les différents modèles et températures

- L'analyse des données pour extraire les grandeurs utiles et leurs courbes en fonction du sounding number ou des paramètres d'entrée (puissance, température) afin de déterminer la méthode de correction applicable
- La Méthodes ajustement aux données afin de construire une fonction de calibration en minimisant les différences entre les grandeurs corrigées et les grandeurs calculées.

Organisation du manuscrit

Le premier chapitre, nous présentons les **comètes** dans leur aspect le plus général depuis les premières observations jusqu'à leur mort, en passant par leur transformations de leurs grains dans les nuages interstellaires. Nous présentons ensuite ma **mission ROSETTA** et de son rendez-vous avec la comète jusqu'à la fin de la mission afin de montrer l'intérêt de cette mission.

Le second chapitre : porte sur l'expérience **CONSERT à bord de la sonde Rosetta** ; nous présentons l'expérience CONSERT et ses objectifs. Nous abordons d'abord le fonctionnement de l'instrument et les paramètres mesurés. Ensuite nous passons à la description de l'électronique. Enfin, nous abordons les scénarios de mesures et les résultats obtenus par Consert après l'atterrissage du Philae.

Le troisième chapitre expose la problématique de la **calibration des données CONSERT** à travers les différents tests sur lesquels nous avons travaillé. Cela commence par la description de ces tests pour les différents modèles et continue avec l'explication des jeux de mesures et de leurs calibrations.

Le quatrième chapitre constitue le cœur de nos travaux: la **calibration du contrôle de gain**. Nous procédons à la correction de l'AGC et cela passe par la correction de la puissance de sortie en fonction du contrôle de gain. Ensuite, nous analysons les erreurs résiduelles le modèle FMO d'une part et d'autre sur les autres modèles.

Le cinquième chapitre porte sur la **calibration du gain système**, cette calibration fait intervenir la correction de I&Q d'une part et de l'autre part de correction de de l'AGC. Ensuite, nous décrivons la variation du gain moyen en fonction de la température pour chaque modèle.

Pour finir, dans le sixième chapitre, nous abordons le calcul du délai système qui passe par la synchronisation du signal. Cela nous permet de déterminer la valeur moyenne du retard engendré pour tous les modèles.

Chapitre 1

1. Généralités sur les comètes

1.1 Histoire de l'étude des comètes

1.1.1 Les premières observations

Les comètes sont observées depuis la plus haute Antiquité. Elles ont toujours été considérées avec crainte par les peuples anciens et ceux du Moyen Age [Imago, 1985 ; préface de M. Vovelle], qui les soupçonnaient, d'apporter sur Terre toutes sortes de calamités, de maladies et notamment la peste.

La première trace écrite d'observations de comètes, le plus ancien passage attesté de la comète de Halley et le plus ancien dessin de comètes sont retrouvés dans les documents chinois entre les XI^e et IV^e siècle avant J.C. dont un atlas des comètes dans un livre de soie (Figure 1.1 à droite).



Figure 1.1 : Les traces de l'observation des comètes dans l'histoire. A gauche : Atlas chinois de comètes. A droite : représentation de la comète de Halley sur la tapisserie de Bayeux

Les grecs se querellaient, les comètes sont-elles des planètes ? Et pourquoi donc ont-elles une queue ? Aristote (384 – 322 avant J.C.) y voit des phénomènes météorologiques, puisqu'elles ne cessent de changer d'aspect au contraire, les pythagoriciens considèrent qu'il s'agit de planètes rarement observables. Diodore de Sicile (90-30 av. J.-C.) y voit des poutres enflammées alimentant le soleil.

Chez les Romains, Sénèque (4 avant J.-C.- 65 après. J.-C) reprend la théorie selon laquelle les comètes sont des astres errants revenant à des périodes trop longues à l'échelle d'une vie humaine. Malgré ces interprétations de savants et de philosophes, la croyance populaire en fait à cette époque (et jusqu'au XX^e siècles) des signes annonciateurs, le plus souvent de mauvais augure, plus rarement d'attirer les faveurs : ainsi les Chaldéens et les Mésopotamiens leur offrent de l'encens

pour infléchir le funeste présage ; certaines femmes grecques et romaines en deuil délient leurs cheveux pour manifester leur chagrin ; certains astrologues égyptiens pensent que sacrifices et prières ne peuvent conjurer leur pouvoir annonciateur ; les astrologues au Moyen Âge les associent à des morts illustres : comète de 451 pour la mort d'Attila, de 632 pour Mahomet, de 1223 pour Philippe-Auguste, comète de Halley pour Henri IV, etc. Outre ces présages funestes, elles sont également associées à des batailles (bon augure pour les Normands, mauvais pour les Anglo-saxons lors de la Bataille d'Hastings). La tapisserie de Bayeux représente des faits historiques de l'Angleterre allant de 1064 à 1066. On y discerne la comète de Halley dont le passage en 1066 est interprété comme présage de l'invasion des Normands (voir Figure 1.1 à droite).

1.1.2 L'histoire des sciences des cométaires en quelques grandes dates

C'est au XVI^e siècle que la science cométaire a vraiment débuté même si, dans les Grèce Antique, Aristote proposait déjà une interprétation des comètes comme phénomène atmosphérique. En 1472, l'astronome Johann Müller observe une comète à Nuremberg. Il fonde la cométographie. Paolo Toscanelli observe les comètes de 1433, 1449, 1456 et calcule leur position.

En 1531, P. Apian et J. Fracastor observent que les queues des comètes sont opposées au soleil. Ce n'est qu'en 1577 que Tycho Brahé et d'autres observateurs mesurent la parallaxe de la comète de 1577, établissant qu'elle est plus loin que la Lune, alors que l'on croyait que les comètes étaient des phénomènes atmosphériques. En 1600, J. Kepler propose ses lois, qui permettront de comprendre les orbites cométaires. I. Newton montre en 1686, à partir des travaux de Johannes Kepler sur les orbites, que la comète de 1680 a suivi une trajectoire elliptique. E. Halley réalise en 1705 que les comètes observées en 1531, 1607 et 1682 sont un seul et même objet et prédit son retour pour 1758. Une fois confirmé, on lui donna le nom de « comète de Halley » (ou 1P/ Halley). On savait alors que les comètes pouvaient être périodiques et il était alors possible d'attribuer des événements cométaires à un même objet.

Dans la période contemporaine, les astrophysiciens ont commencé à essayer de décrire la physique même des comètes. En 1812 puis 1836 H. W. M. Olbers propose que les queues de comètes sont constituées de particules solides repoussées par le soleil. Les premières photographies d'une comète, C/1858 L1(Donati) sont prises par W. Usherwood et W.C. Bond en 1858. La première observation spectrale est réalisée par Giovanni Donati en 1864 sur la comète C/1864 N1 Tempel [Donati, 1864], qui lui permet de conclure qu'une partie de la comète est gazeuse. La notion d'objet qui perd de la matière est renforcée par Giovanni Schiaparelli qui fait le lien entre l'essaim météoritique des perséides et la comète 109/ Swift – Tuttle [Schiaparelli, 1867].

En 1900, plusieurs chercheurs, comme H. Deslandres et F. Baldet à l'observatoire de Meudon, identifient les bandes observées dans les spectres cométaires à des radicaux et ions observés dans des spectres de laboratoire. Entre 1930 et 1940 K. Würm puis P. Swings proposent que les radicaux observés dans la comète proviennent de molécules mères telles que l'eau, l'ammoniac, le méthane. Dès 1950, Fred Whipple identifie des modifications non gravitationnelles de l'orbites de la comète 2P/ Encke. Il propose alors que les comètes soient composées principalement de glace d'eau dont la sublimation induirait ces perturbations ; il décrit le noyau cométaire comme une boule de neige sale [Whipple, 1950], un modèle qui est encore utilisé aujourd'hui. La même année, Swings et al.,

calculent à Liège des spectres synthétiques de fluorescence moléculaire reproduisant fidèlement les spectres des comètes. L'apparition en 1973 de la comète C/1973 E1(Kohoutek) est l'occasion d'une campagne d'observation internationale conjuguant moyens spatiaux et instruments au sol, préfigurant les campagnes d'observations modernes comme celle de la comète de Halley.

1.1.3 Les comètes aujourd'hui

L'origine du mot comète vient du grec *komètès* qui signifie « astre chevelu ». Si cette définition était assez claire à l'équipe puisqu'elle qualifiait des objets éphémères très visibles dans le ciel, aujourd'hui la famille des comètes est beaucoup plus complexe à définir. Les comètes forment, avec les astéroïdes, la famille des petits corps, regroupant tous les objets célestes qui ne sont pas des planètes ou leurs satellites. La grande majorité des petits corps est stockée dans la ceinture principale, la ceinture de Kuiper et le nuage d'Oort. Il existe d'autres familles dynamiques telles que les centaures qui gravitent entre Jupiter et Neptune.

Les comètes contiennent une quantité importante de glace. À l'approche du soleil, les éléments volatils subliment et la comète est active. Mais les techniques d'observations de plus en plus performantes montrent une faible activité sur certains corps qu'on qualifiait d'astéroïdes. C'est le cas, par exemple, de certains centaures comme Chiron qui a été renommé, 95P/Chiron après la découverte de son activité cométaire [Meech and Belton, 1989], on parle d'ailleurs d'astéroïde cométaire. On sait aussi que les objets tran-Neptuniens contiennent de grandes quantités de glace mais ils orbitent trop loin du soleil pour avoir une sublimation efficace [Perna et al., 2013]. À l'inverse, les comètes perdent leurs composants volatils passage après passage et leur activité décroît en conséquence. Elles tendent donc irrémédiablement à devenir un petit corps inerte donc la partie solide sera assimilée à un astéroïde [Coradini et al., 1997]. Demeo et Binzel (2008) montrent d'ailleurs que certains astéroïdes géocroiseurs (qui croisent l'orbite terrestre) présentent une activité très faible, et leurs paramètres orbitaux suggèrent qu'ils sont issus de populations cométaires.

1.2 Origines et orbites des comètes

1.2.1 L'origine et les deux réservoirs de comètes

Selon la théorie aujourd'hui admise, le système solaire s'est formé à partir d'un nuage de gaz et de poussières appelé la "nébuleuse pré-solaire" (Figure 1.2) [Weidenschilling et al. 1989]. Ce nuage s'est contracté sous sa propre gravitation, la température et la densité en son centre ont atteint des valeurs suffisantes pour que les réactions thermonucléaires se déclenchent, et permettent la naissance du système solaire. En se contractant, le nuage, en rotation autour du proto-Soleil, s'est aplati, formant un disque épais.

La matière qui forme le disque protoplanétaire se condense en petits grains qui s'agglomèrent pour former des cailloux. Ces cailloux devenant plus grands et plus massifs sont soumis à la pesanteur, une force qui attire cailloux et poussières environnantes de façon à former des planétésimaux, de quelques kilomètres ; certains de ces planétésimaux s'assemblent pour donner naissance aux

planètes. Il reste les planétésimaux résiduels, ceux qui n'ont pas été assemblés pour former les planètes.

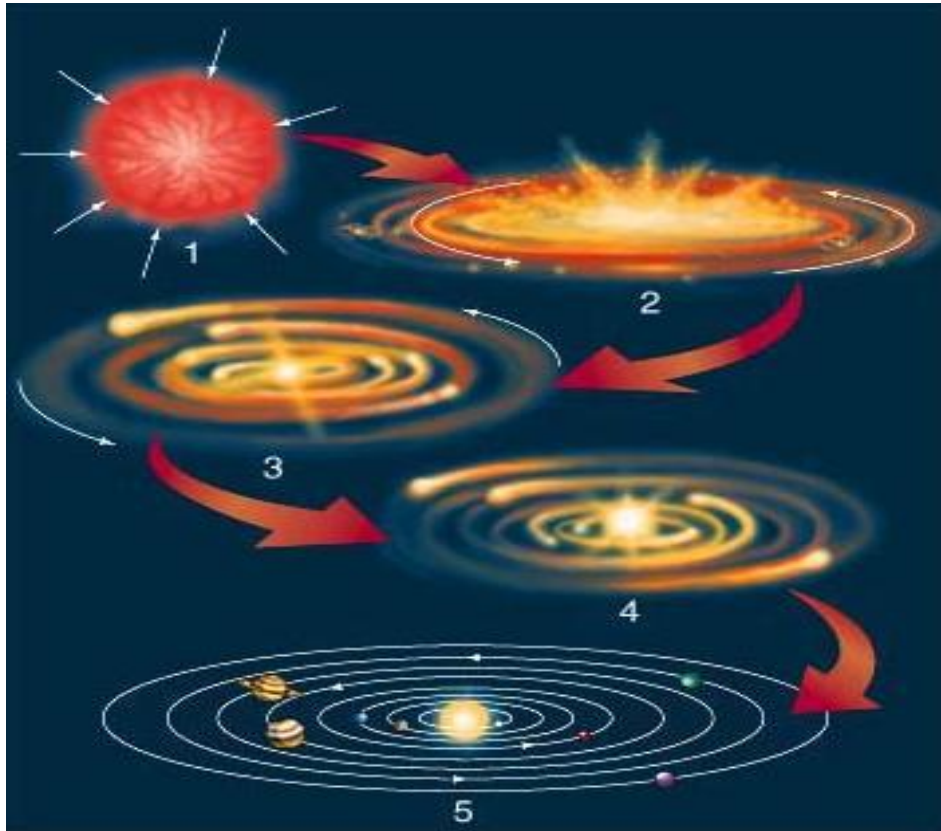


Figure 1.2 : La séquence chronologique du modèle laplacien de formation du système solaire à partir de la nébuleuse primitive (crédit Whipple [1972]).

Les comètes sont donc des résidus du disque protoplanétaire externe, formés au-delà de la limite des glaces. Elles sont principalement stockées dans deux grands réservoirs : le nuage d'Oort et la ceinture de Kuiper (Figure 1.3), et les perturbations peuvent les injecter dans le système solaire interne sur des orbites à forte excentricité. Ainsi les comètes observées depuis la Terre ne représentent qu'une toute petite fraction des comètes du système solaire.

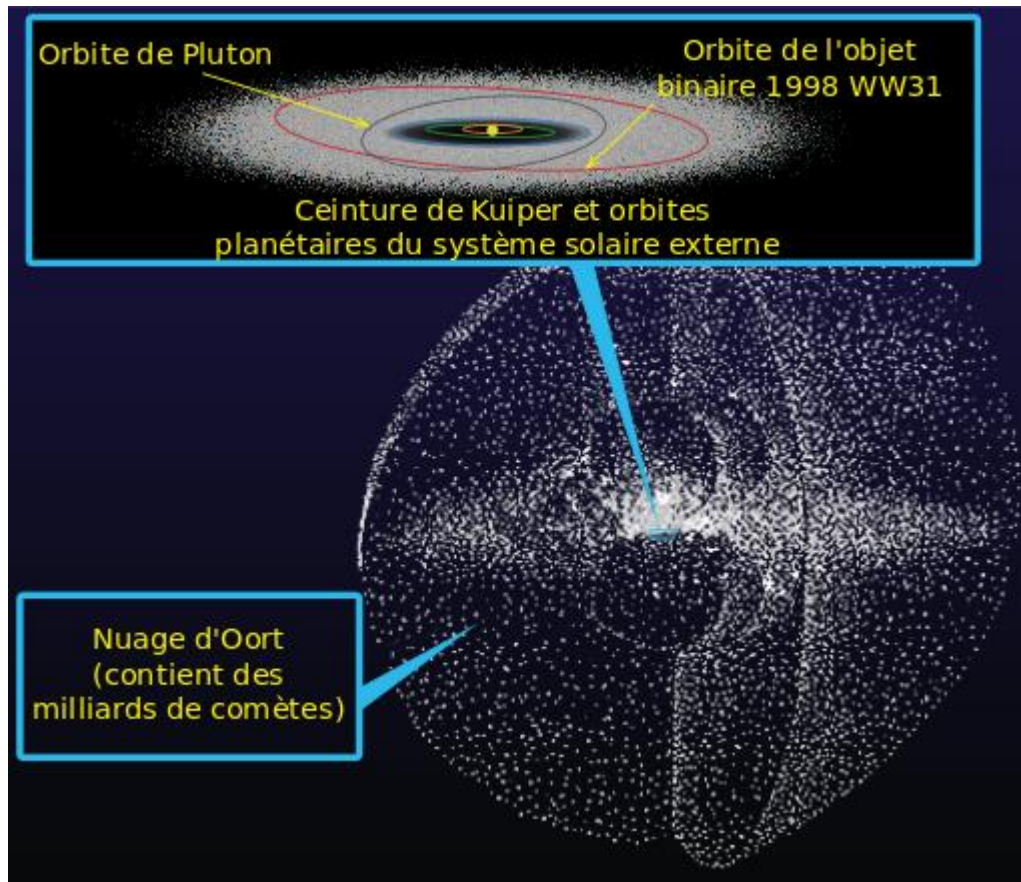


Figure 1.3: une représentation du nuage d'Oort et de la ceinture de Kuiper en son centre. On note que le nuage d'Oort contient deux composants : la sphère et une partie en forme de disque.

- La ceinture de Kuiper

La ceinture de Kuiper est constituée de petits corps glacés, et s'étend au-delà de l'orbite de Neptune, entre 30 et 55 unités astronomiques (UA). Elle est 20 fois plus large et de 20 à 200 fois plus massive que la ceinture d'astéroïdes. Alors que la ceinture d'astéroïdes est principalement composée de corps rocheux et métalliques, des composés volatils gelés comme le méthane, l'ammoniac ou l'eau ont été observés sur des objets de la ceinture de Kuiper. Depuis la découverte du premier objet en 1992, plus de mille autres objets ont été découverts dans la ceinture de Kuiper et elle contiendrait plus de 70 000 corps de plus de 100 km de diamètre. Elle serait le principal réservoir des comètes périodiques dont la période de révolution est inférieure à 200 ans. Cependant, la migration des comètes de la ceinture de Kuiper jusqu'au système interne est un processus relativement lent qui se fait sur des temps caractéristiques de l'ordre de 10 000 ans [Duncan et al, 2004].

- *Le Nuage d'Oort*

Le Nuage d'Oort est le domaine situé de 20 000 à 100 000 UA du soleil, c'est un réservoir beaucoup plus conséquent qui pourrait contenir jusqu'à 10^{12} comètes. Toutes les inclinaisons sont représentées et le milieu est extrêmement épars (50 à 100 masses terrestres au total), c'est pourquoi on le représente par une sphère diffuse qui englobe le Système solaire (Figure 1.3). Les systèmes d'étoiles peuvent perturber les orbites des corps du nuage d'Oort jusqu'à les réinjecter vers le soleil avec une très grande excentricité et une inclinaison quelconque, la comète est alors appelée « *dynamiquement nouvelle* ». Pour son premier passage, la comète possède encore tout son matériel volatil et peut se montrer spectaculaire comme la comète C/1995 O1 Hale-Bopp.

1.2.2 Orbite des comètes

À la fin du 17^e siècle, Isaac Newton établissait la loi de la gravitation universelle. Il démontre en particulier que, si on ne considère que le Soleil et un autre corps, une comète par exemple, l'orbite de cette dernière ne peut être qu'une ellipse, une parabole ou une hyperbole. Une comète ayant une orbite elliptique sera périodique. Celles ayant une orbite parabolique ou hyperbolique nous visiteront une seule fois puis elles repartiront au-delà des frontières de notre système solaire (Figure 1.4).

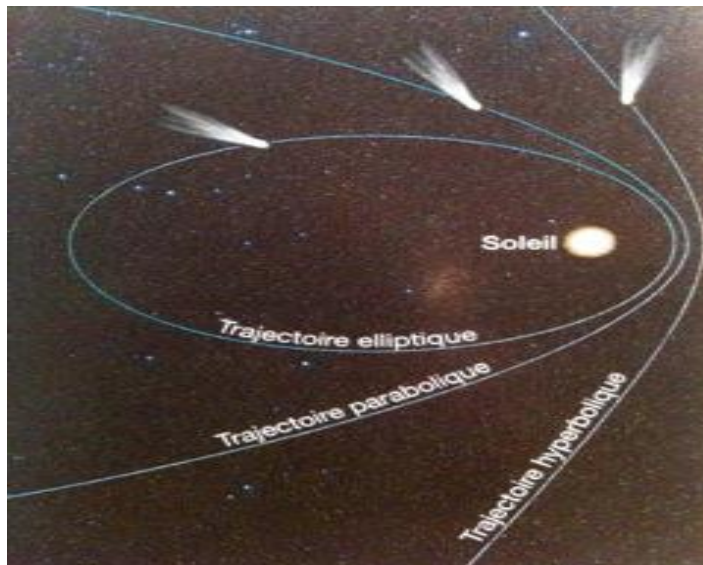


Figure 1.4 : différentes trajectoires que peuvent suivre les comètes

Une fois dans le système solaire interne, les orbites de certaines comètes subissent de fortes perturbations par les planètes géantes ou le Soleil. En 1992, la comète Shoemaker-Levy 9 a été capturée par la force d'attraction de Jupiter. Les forces gravitationnelles de Jupiter ont rompu le noyau de la comète en 21 fragments qui se sont ensuite écrasés sur Jupiter en juillet 1994 en créant des impacts dont l'énergie dégagée était équivalente à des milliers de bombes atomiques. Plusieurs comètes ont ainsi été capturées par les grosses planètes par exemple, Jupiter possède environ 70

comètes en orbite, avec des périodes allant de 5 à 8 ans. Ces comètes sont très difficiles à observer à cause de leurs très faibles brillances. Saturne possèderait environ 6 comètes, Uranus en aurait 3 et Neptune en aurait 9.

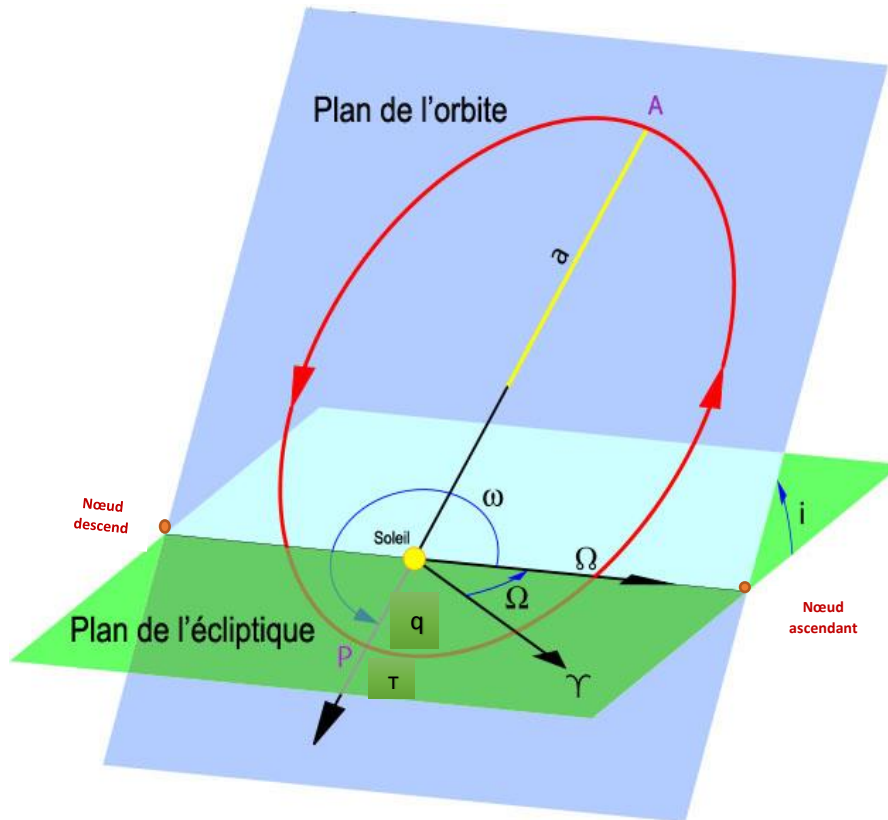


Figure 1.5 : Principaux paramètres orbitaux d'une comète périodique (crédit : Wikipédia orbitale cométaire). Avec : P = périhélie, A = aphélie, i = inclinaison, ω = argument du périhélie, Ω = nœud ascendant, γ = point vernal

L'Orbite d'une comète, bien que variable, est définie par 7 paramètres orbitaux (Figure 1.5)

- Date du prochain passage au périhélie T ;
- Période de révolution P ;
- Périhélie q ;
- Excentricité e de la conique ;
- Inclinaison i du plan de l'orbite par rapport à l'écliptique ;
- Argument du périhélie ω (ou angle orbital entre le périhélie et le nœud ascendant) ;

- Longitude du nœud ascendant Ω .

Les comètes suivent généralement des orbites coniques de forte excentricité autour du Soleil. Quand $e > 1$, la comète a une orbite hyperbolique et quitte le système interne après son passage. On observe ainsi un grand nombre de comètes provenant du Nuage d'Oort qui font un unique passage dans le système interne. Les comètes avec une excentricité $e < 1$ ont des orbites elliptiques et périodiques. Pour les périodes très courtes $P < 20$ ans, on parle de comète de famille de Jupiter, l'aphélie se situant entre les orbites de Jupiter et Saturne. La famille de Jupiter a une inclinaison moyenne très faible ($i_m = 11^\circ$) [Duncan et al., 2004], ce qui suggère qu'elle est principalement peuplée de corps provenant de la ceinture de Kuiper. Les comètes de type Halley, ont une période $20 < P < 200$ ans. Les inclinaisons pouvant prendre toutes les valeurs possibles entre 0 et 90° (orbites directes) et 90 et 180° (orbites rétrogrades). Cependant, les orbites très instables des comètes font qu'on ne peut pas connaître leur origine, à partir seulement de leur dynamique.

1.2.3 Désignation des comètes

Bien que l'on ait commencé à caractériser les différentes orbites de comètes (parabolique, elliptique, hyperbolique), il va falloir attendre le milieu du vingtième siècle pour qu'une désignation réglementée de ces corps voie le jour. A partir de 1995, l'Union Astronomique Internationale (UAI) a adopté la nomenclature qui est toujours en vigueur aujourd'hui. Leur nom est alors composé de lettres et de chiffres comme suit :

1. Une lettre qui indique le type de la comète : P pour une comète à courte période (inférieure à 200 ans), C pour une à longue période (supérieure à 200 ans) ou non périodique et enfin X et D pour respectivement des comètes dont on est incapable de déterminer l'orbite et qui ont disparu,
2. l'année de la découverte,
3. une lettre indiquant la quinzaine du mois de découverte,
4. un chiffre indiquant le numéro de la découverte dans cette quinzaine de mois,
5. le nom du ou des découvreurs

Par exemple, La désignation "C/1995 O1" montre que c'était la première comète découverte dans la seconde moitié de juillet (lettre O plus nombre 1) de l'année 1995; les moitiés de mois sont données comme des lettres, avec "A" couvrant du 1 au 15 janvier, "B" du 16 au 31 janvier., "C" du 1 au 15 février, etc. ("I" étant omis); le "C/ " indiquant que c'est une comète de longue période. Dans le cas des comètes à courte période, lorsqu'elles sont confirmées par leur retour, on change leur désignation en leur assignant un nombre avant le P qui correspond à leur ordre de découverte au sein des comètes périodiques. Ainsi la comète de Halley porte aussi le nom de 1P/Halley indiquant qu'elle est la première à courte période confirmée.

1.3 Étude des noyaux cométaires

1.3.1 Les modèles de noyaux cométaires

L'étude de la physique des comètes commença par celle de leur coma et queues. Isaac Newton et Heinrich Olbers (1758-1840) s'attelèrent à expliquer leur forme. Grâce aux observations de la comète de Halley en 1835, Friedrich Wilhelm Bessel remarqua des structures et des formes dans la coma qu'il expliqua par des jets provenant de différentes régions du noyau. Il fit l'hypothèse que les noyaux cométaires devaient être composés de différents types de terrains. Cela constituait une première approche de la nature réelle des noyaux.

Il faudra néanmoins attendre les années 1950 pour voir apparaître les premiers modèles de noyaux avec Whipple (1950). Son modèle est plus connu sous le nom de boule de neige sale, un conglomérat de glaces et de poussières. C'est sur ce modèle que s'appuieront ceux des forces non-gravitationnelles de Marsden (1969) et Marsden et al. (1973).

Dans les années qui suivirent, plusieurs modèles furent proposés (Figure.1.6) :

- Le « rubble pile » de Weissman (1986) ; il considère que le noyau est formé de plusieurs blocs collés les uns aux autres qui permettent d'expliquer les faibles densités des noyaux et leur fragmentation.
- L'agrégat fractal de Donn et Hughes (1986) ; le noyau serait constitué de gros blocs et les vides seraient remplis par des blocs de plus en plus petits.
- Le modèle de colle glacée de Gombosi et Houpis (1986) ; le noyau serait composé de gros blocs rocheux collés entre eux par de la glace.
- Le modèle en strate de Belton et al. (2007). Le noyau serait constitué de plusieurs couches de poussières et de glaces s'étant déposées durant sa formation.

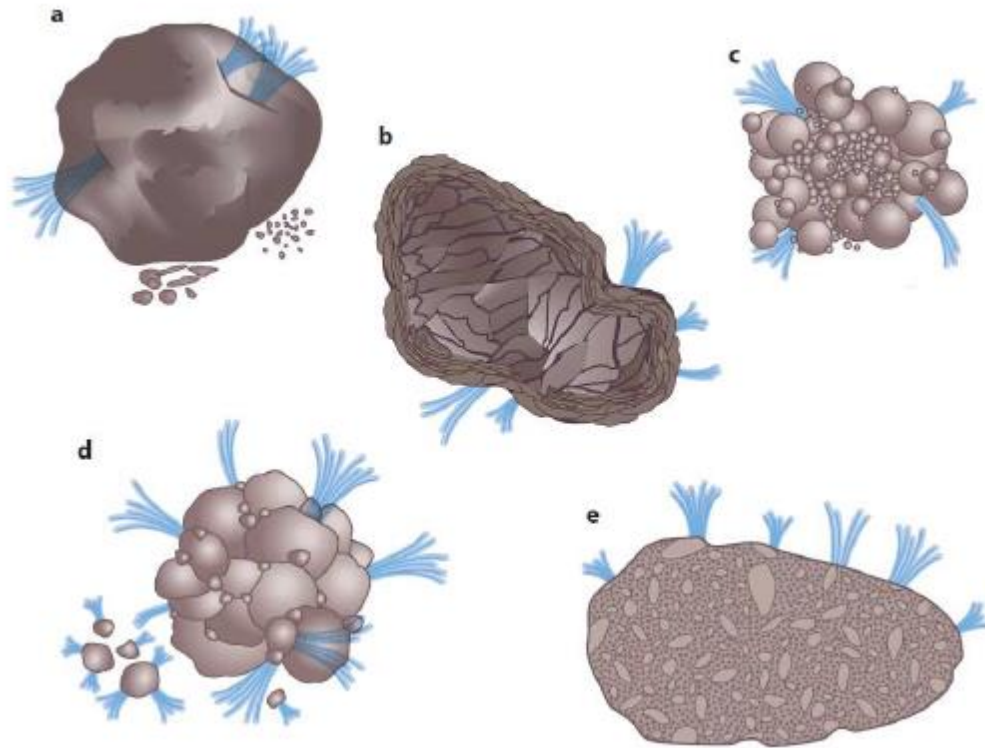


Figure 1.6 : - Les différents types des noyaux : (a) la boule de neige sale de Whipple (1950), (b) le modèle en strate de Belton et al. (2007), (c) l'agrégat fractal de Donn et Hughes, (1986), (d) le rubble pile de Weissman (1986) et (e) le modèle de collé glacée de Gombosi et Houpis (1986) [figure extraite de A 'Hearn (2011)]

Malgré l'apport d'images des sondes spatiales ayant survolé des noyaux cométaires, on ne sait lequel de ces modèles représente au mieux les comètes. Il faudra attendre la sonde Rosetta (ESA) munie d'un atterrisseur pour avoir une idée plus précise de la structure des noyaux.

1.3.2 L'apport du spatial :

Les survols des comètes par les sondes spatiales représentent le seul moyen d'obtenir une taille et une forme précise des noyaux cométaires. A ce jour, seuls six noyaux cométaires ont pu être directement imagés par des sondes spatiales qui les ont survolés : la comète de Halley par les sondes *VEGA* et *Giotto* en mars 1986, la comète 19P/Borrelly par la sonde *Deep Space 1* en septembre 2001, la comète 81P/Wild 2 par la sonde *Stardust* en janvier 2004, la comète 9P/Tempel 1 par la sonde *Deep Impact* en juillet 2005, la comète 103P/Hartley 2 par la sonde *EPOXI* (nouveau nom de *Deep Impact*) en novembre 2010 et la comète 67P/Churyumov-Gerasimenko dont *Rosetta* a pris des milliers d'images entre 2014 et 2016.

L'apport des sondes ne se limite pas seulement à la forme et à la taille. Grâce à elles, on a pu confirmer le fait que l'activité cométaire est localisée sur des zones discrètes du noyau. Les mesures d'albédo ont révélé des valeurs très faibles [Crovisier et Encrenaz, 2000]. On a pu aussi observer différentes morphologies montrant parfois des terrains assez lisses et sans cratères révélateurs d'une activité à la surface des noyaux.

La figure 1.7 montre les images des noyaux obtenus dans les différentes missions spatiales. On identifie trois principaux types de formes :

- En haut, les noyaux légèrement oblates (à gauche : Wild 2 et à droite : Tempel 1) ;
- Au milieu, les noyaux très prolates ou sphéroïdes c'est à dire les noyaux ont forme d'un ballon de rugby (à gauche : Borelly et à droite : Hartley 2) ;
- En bas, un ensemble de deux sphéroïdes agglomérés (à gauche : Halley et à droite : Churyumov-Gerasimenko).

Comète	Dimensions Km×km×km	Densité	Masse kg	Référence
1P/ Halley	16×8×8	0,55	3×10^{14}	Basilevsky and Kellet (2006)
9P/ Tempel 1	7,5×6,2×5,1	0,4	$4,5 \times 10^{13}$	Richardson et al. (2007a)
19P/ Borelly	8×3×3	0,49	$3,9 \times 10^{13}$	Basilevsky and Kellet (2006)
81P/ Wild 2	5,5×4×3	0,6	$2,3 \times 10^{13}$	Davidson and Gutierrez (2006)
103P/ Hartley 2	2,3×0,6×0,6	0,3	$2,4 \times 10^{11}$	Thomas et al. (2013)
67P/ C-G	5×3,7×3,3	0,47	$1,0 \times 10^{13}$	Sierks et al. (2015a)

Tableau 1. 1 : caractéristiques des noyaux observés par les sondes spatiales.

Les noyaux peuvent donc présenter des structures très diverses rappelant qu'ils ont chacun une origine et une histoire différentes. Les dimensions principales des noyaux mesurés observés par les missions spatiales sont présentées dans le tableau 1.1. Les tailles de ces noyaux vont de 2,3 à 16 km. Depuis les observations au sol, on estime que le noyau de C/1995 O1 Hale-Bopp a une taille de l'ordre de 70 km et que les plus petits noyaux ne font que quelques centaines de mètres [Lamy et al., 2004], laissant penser que la gamme des tailles de noyau pourrait presque couvrir 3 ordres de grandeur de ≈ 100 m à ≈ 100 km. Les densités sont assez variables de 0,3 à 0,62 mais leur estimation est extrêmement difficile.

1.4 Propriétés Physique du noyau

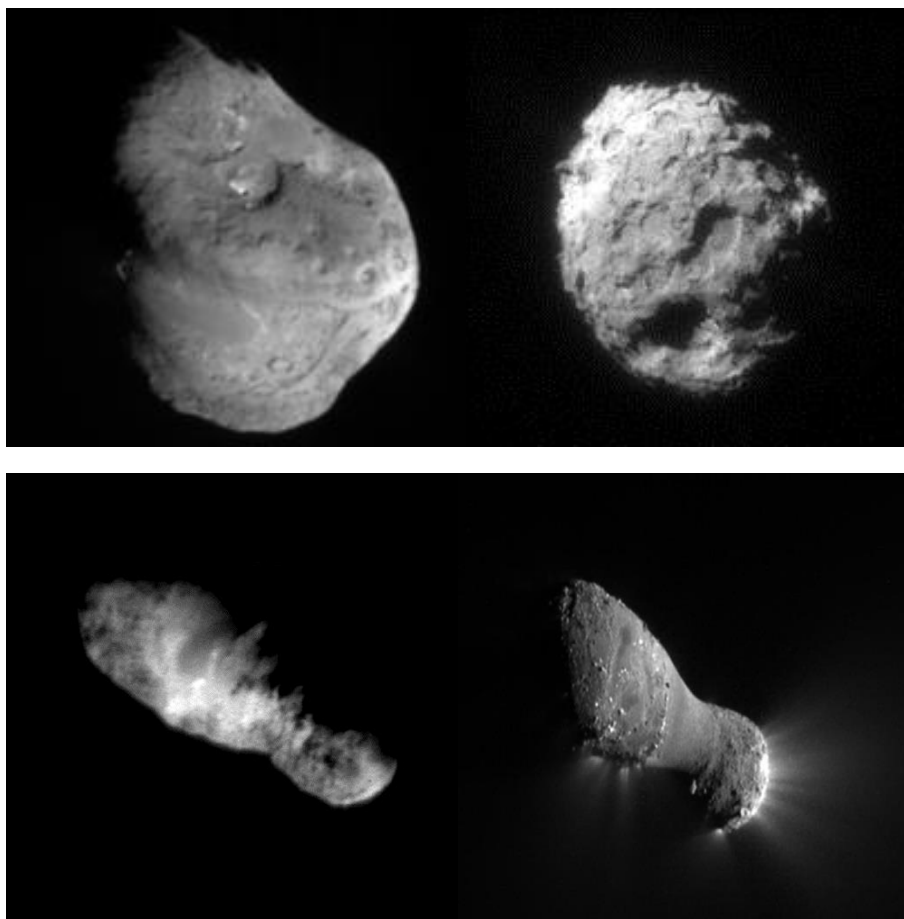
1.4.1 Activité du noyau

Les noyaux cométaires sont parmi les objets les plus sombres du système solaire et donc les plus difficiles à détecter avant le début de la sublimation, avec un albédo 2-5%, [Lamy et al., 2004].

À l'approche du soleil (Figure 1.8), quand la température de surface atteint la température de sublimation des glaces, des gaz s'échappent du noyau, la comète devient active. Les espèces les plus volatiles peuvent commencer à sublimer très tôt mais la matrice des glaces étant dominée par l'eau, ce n'est qu'à sa température de sublimation dans le vide, environ 200 K (soit – 73 degrés Celsius) atteinte vers 2,5 UA, que l'activité de la comète commence vraiment. Les glaces de la

surface subliment très rapidement une fois exposées au soleil, laissant une couche réfractaire sur le noyau. Les plus gros réservoirs de glaces sont donc en profondeur et subliment plus lentement au gré de la conduction thermique relativement faible en raison de la grande porosité du noyau. Cette porosité permet aussi aux molécules venant des profondeurs de s'échapper et de reformer une fine couche de glace superficielle quand la nuit locale revient [[De Sanctis et al., 2015](#)].

La plupart des molécules observées dans le visible et dans le domaine ultraviolet ne viennent pas directement de la sublimation, ce sont les molécules filles. Elles sont produites par réaction chimique ou par photolyse par le soleil des molécules originelles dites molécules parentes [[Feldman et al., 2004](#)].



1.4.2 Composition des glaces et de Poussières

La connaissance de la composition des glaces provient essentiellement de l'observation des molécules présentes dans la coma. En effet, seule la signature spectrale de la glace d'eau a été clairement identifiée sur les noyaux de 9P/Tempel 1, 103P/Hartley 2 [Sunshine et al., 2007 ; A' Hearn et al., 2011] et plus récemment sur 67P/C-G [De Sanctis et al., 2015]. Un grand nombre de molécules ont été identifiées [Bockelée-Morvan, 2011] et H₂O reste le composant majoritaire de la coma dans toutes les comètes observées à moins de 2,5 UA du Soleil.

La figure 1.9 présente les abondances relatives par rapport à H₂O des différentes molécules identifiées dans les atmosphères cométaires. Les molécules de CO₂ et CO sont très volatiles et peuvent dépasser 10% en abondance. On remarque que l'abondance de CO est très variable, de 0,5% à plus de 20%, alors que celle CO₂ est plus stable (3% à 12%). On observe CH₄, NH₃, H₂S, CH₃OH, H₂CO à hauteur de quelques %. De manière générale, l'abondance des molécules diminue avec leur complexité sauf pour les hydrocarbures. Les molécules les plus complexes comme l'éthylène glycol (CH₂ OH)₂ et le formamide (NH₂ CHO) qui n'avaient été observées que sur Hale-Bopp, ont été détectées plus récemment sur d'autres comètes [Biver et al. 2014]. Le formamide est le plus simple des amides et pourrait être l'élément de départ de la prébiotique [Saladino et al., 2012].

Il faut noter que les abondances sont estimées à partir des mesures spectroscopiques dans la coma et peuvent être biaisées par rapport aux abondances dans le noyau. En fait, les mécanismes de sublimation peuvent favoriser certaines molécules en fonction de la distance héliocentrique. Cependant, même si on observe des taux de production très variables avec la distance héliocentrique [Drahus et al., 2011], les abondances mesurées semblent stables pour $r_h < 3\text{UA}$. Par exemple, les abondances montrées sur les trois mois autour de la mission EPOXI sont constantes pour la comète Hartley 2 [Mumma et al., 2011]. De même pour la comète 73P/Schwassmann-Wachmann 3 (P = 5,4 ans) on observe aucune variation temporelle des abondances [Dello Russo et al., 2007].

Les comètes se sont formées à des distances héliocentriques très variables, ce qui peut expliquer les grandes variations d'abondances entre les différents individus. Une étude de [A' Hearn et al., 1995] et mise à jour par [Schleicher, 2008] identifie deux grandes classes de comètes en fonction de leur abondance en radicaux C₂ et C₃ : les comètes « typiques » et les comètes « appauvries en carbone ». Dans la famille de Jupiter, principalement peuplée par la ceinture de Kuiper, la moitié des comètes sont « appauvries en carbone » alors que dans les comètes dynamiquement nouvelles du nuage d'Oort, elles sont plus rares.

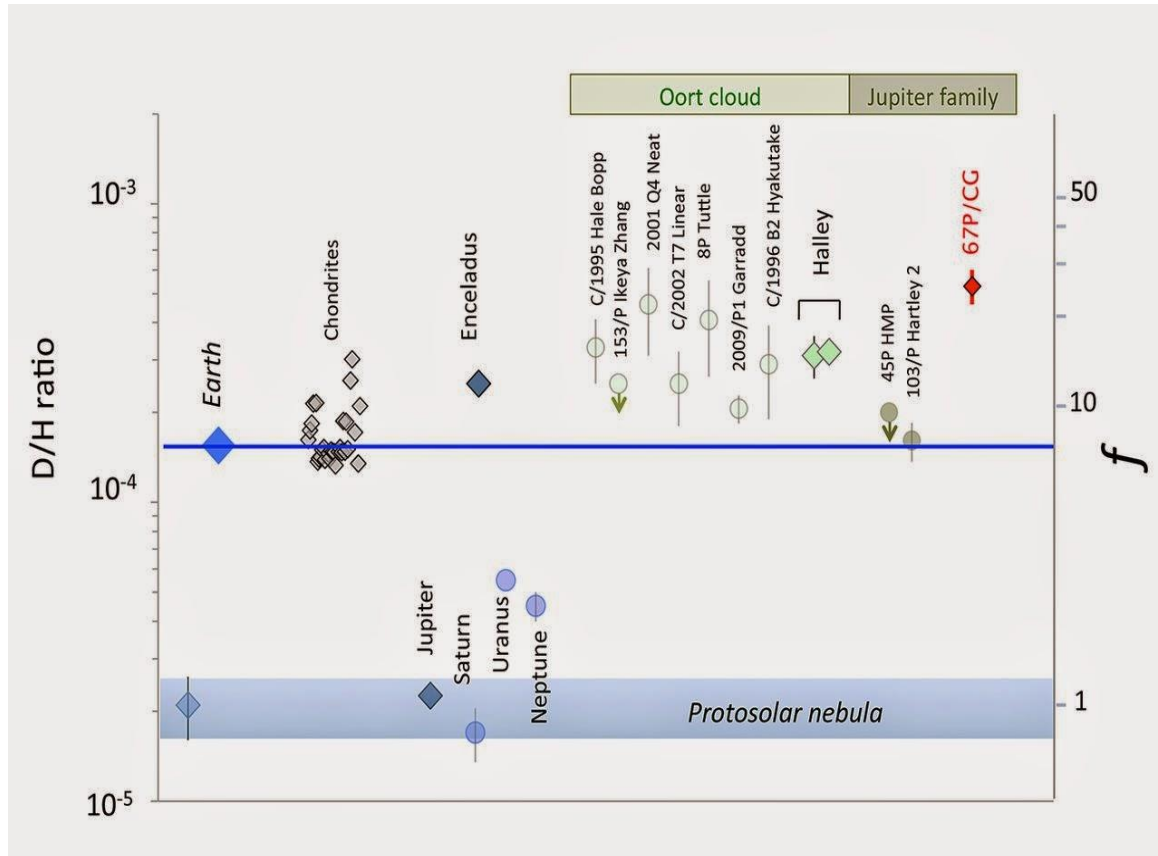


Figure 1.6 : Rapport D/H mesuré dans les molécules d'eau des comètes [extrait de Bockelée-Morvan et al., 2015]. Eart = océans terrestres, CI = chondrites carbonées, J → N= Jupiter → Neptune, Proto- solar = Milieu Protosolaire, ISM = Milieu Interstellaire.

Les rapports isotopiques mesurés dans les comètes sont un autre indicateur important des conditions de formation et d'évolution des comètes [Bockelée-Morvan et al., 2015a]. On constate des variations de l'abondance en deutérium (D/H) dans le système solaire, relevant des environnements de formation très divers pour les planétésimaux et les petits corps [Ceccarelli et al., 2014]. Le rapport D/H est principalement mesuré sur l'eau (HDO/H₂O) mais aussi d'autres volatils comme HCN, CH₄ ou encore NH₃. Les premières mesures sur les comètes ont révélé un rapport D/H élevé $\approx 3 \times 10^{-4}$ par rapport à celui trouvé dans le système proto-planétaire et les planètes géantes (Figure 1.8). Plus récemment, sur 103P/Hartley 2, [Hartogh et al., 2012] ont mesuré D/H = $1,6 \times 10^{-4}$ proche de celui des océans terrestres ($1,55 \times 10^{-4}$) plaçant les comètes de la famille de Jupiter au cœur du débat sur l'origine de l'eau sur terre. Par contre, les récentes mesures in situ du D/H de 67P/C-G par ROSINA montrant un rapport élevé [Altwegg et al., 2015], suggérant une diversité isotopique au sein de la famille de Jupiter. Cette diversité est en accord avec le mélange radial provoqué par la migration des planètes [Walsh et al., 2012].

1.4.3 La coma et les queues

Les molécules s'échappent du noyau, une fois à l'état gazeux, créant une pseudo-atmosphère, la coma (ou chevelure) qui s'étend sur 10^6 km. On parle de pseudo-atmosphère car la masse du noyau est beaucoup trop faible pour la lier gravitationnellement. Les gaz s'échappent à une vitesse supersonique accélérée par l'expansion. Ils entraînent avec eux les poussières de la surface qui réfléchissent la lumière visible du soleil, constituant ainsi un halo autour du noyau. Les poussières vont ensuite former une traînée sur l'orbite de la comète, la queue de poussière qui s'étend jusqu'à 10^7 km. Cette queue réfléchit le spectre solaire (Figure 1.11). Le rayonnement ultraviolet solaire va ioniser une partie des molécules gazeuses. La dynamique des ions ainsi formés est dominée par l'interaction avec les vents solaires, créant ainsi la queue d'ions dans la direction antisolaire. Elle peut s'étendre jusqu'à 10^8 km et a un spectre très fin et bleuté (Figure 1.11). C'est bien l'ensemble du noyau, de la coma et des deux queues que l'on appelle alors comète même si souvent seules les queues sont visibles depuis le sol.

Il faut noter que les grains de poussières peuvent être recouverts de glace qui continue de sublimer loin du noyau. De même, certaines molécules sont chimiquement créées loin du noyau. On parle dans ces cas de sources distribuées. Ce phénomène a été observé sur la comète 1P/Halley grâce à la résolution spectrale de la mission Giotto. En effet, [Eberhardt et al., 1987] ont montré que l'abondance relative de CO est de 5% à 20 000 km, suggérant que seul un tiers vient du noyau et que le reste provient d'une source distribuée, possiblement la photodissociation de CO_2 .



Figure 1.71 : photo de la comète Hale-Bopp avec ses queues de poussières (en blanc) et d'ions (en bleu)

L'activité de la comète augmente globalement au fur et à mesure que la distance héliocentrique diminue. Cependant, la forme particulière du noyau et les hétérogénéités de sa composition peuvent entraîner des variations en fonction de la face exposée au soleil. De plus, l'activité perçue par l'observateur peut varier beaucoup selon son angle de phase par rapport au soleil. On pourra ainsi constater des variations périodiques de l'activité de la comète en fonction des rotations d'Euler de la comète (mouvements de rotation propre, de nutation et de précession). On enregistre aussi parfois des sursauts d'activité quand, par exemple, des glaces profondes sont exhumées après une modification majeure de la surface [A' Hearn, et al., 2005].

1.5 La mission spatiale Rosetta

1.5.1 Cadre de la mission

La mission Rosetta (figure 1.12) est la 3ème pierre angulaire du programme scientifique Horizon 2000 de l'Agence Spatiale Européenne. Après l'abandon d'un retour d'échantillon cométaire, jugé trop ambitieux sur les plans technique et budgétaire, la mission a été redéfinie en 1993 comme une mission de rendez-vous avec un noyau cométaire. En effet, après avoir réalisé un survol rapide d'une comète (68 km/s par la sonde Giotto pour la comète de Halley), il était important d'effectuer une nouvelle mission pour recueillir, lors d'observations prolongées en orbite et sur le sol même de la comète, de nouvelles mesures permettant de conforter les théories actuelles ou d'en développer de nouvelles.



Figure 1.8 : la sonde spatiale ROSETTA (source ESA).

1.5.2 Les objectifs de la mission

Les objectifs scientifiques de la mission sont :

- l'origine des comètes, leur âge, le lieu de naissance dans le Système Solaire.
- leur relation avec le milieu interplanétaire, en particulier avec le vent solaire.
- leur lien potentiel avec l'apparition de la vie sur Terre : molécules complexes déjà présentes dans le matériau cométaire, acides aminés.

Les mesures réalisées couvrent :

- la caractérisation globale du noyau : forme, structure interne, relief, évolution dans le temps.
- l'analyse des matériaux volatiles et réfractaires : contenu des glaces, des gaz et des poussières, caractéristiques physiques (magnétisme, température, vitesses, ...).

- l'observation de l'environnement cométaire proche : chimie de la coma et de la queue cométaire, interaction avec le rayonnement et les particules émises par le Soleil.

1.5.3 Profil de la mission

Afin de rejoindre sa cible, le satellite ROSETTA a suivi une trajectoire faisant appel à quatre assistances gravitationnelles (par la Terre à trois reprises et par Mars) permettant de modifier sa trajectoire initiale sans dépense excessive d'ergols (figure 1.14).

Cette stratégie impose une durée de croisière longue (10 ans) mise à profit pour survoler deux astéroïdes. La phase d'observation de la comète, a duré plus de deux ans, débutant en mai 2014 pour s'achever comme prévu par un impact de la sonde à surface de la comète en septembre 2016. Pendant cette phase les instruments de l'orbiteur se sont activés simultanément, lorsque les ressources le permettaient, sinon séquentiellement.

1.5.4 Caractéristiques la sonde

La sonde Rosetta (Figure 1.13), mesure $2 \times 2 \text{ m}^2$ de base, 2,5 m de haut, pour 32 m d'envergure et 60 m^2 de panneaux solaires avec, une antenne de 2,2 m de diamètre. Les principales contraintes pesant sur la sonde sont :

- la longue durée prévue de la mission. En effet, plus de 10 ans ont séparé le décollage de la sonde en Mars 2004 de la fin de la mission le 30 septembre 2016 (figure 1.14 à droite). Un haut niveau de redondance équipe la sonde et une stratégie d'hibernation de longue durée a été appliquée durant les phases de croisière. Le tableau 2.2 présente les principales phases de vol de la sonde.

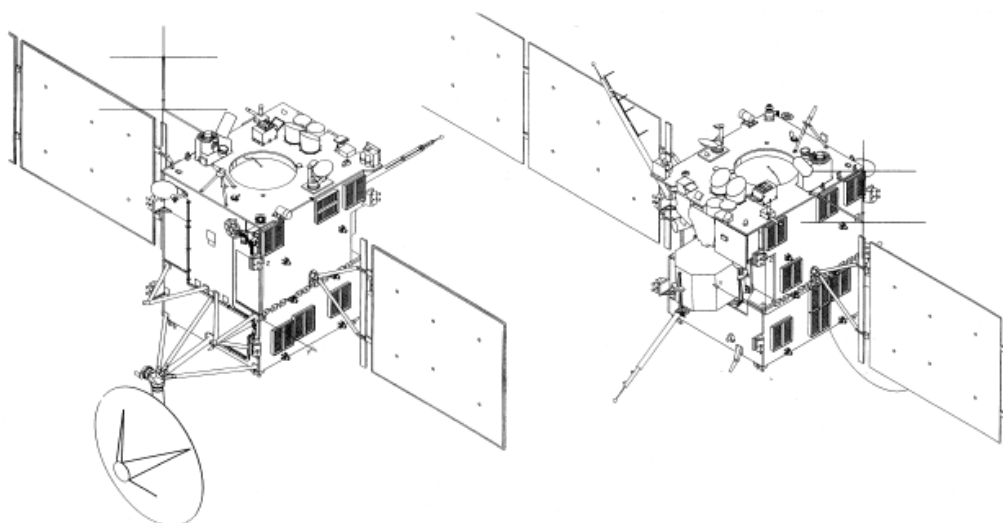


Figure 1.93 : la sonde spatiale ROSETTA (crédit ESA).

- les phases critiques d'assistance gravitationnelles martiennes et terrestres et les survols des astéroïdes. Une antenne à grand gain (bande X et S) de 2,2 m et ayant deux articulations associée à deux antennes omni-directionnelles de faible gain permettent d'assurer les communications quelle que soit la position relative de la Terre.
- la large variation de la distance séparant la sonde du soleil et la variation de température et d'éclairement qui en découle. Cette contrainte a imposé la conception d'une architecture spécifique de protection thermique pouvant protéger la sonde des grandes variations de température. Les 60 m² de panneaux solaires assurent la production électrique même au plus loin du soleil, là où la sonde ne reçoit que 4% de l'énergie qu'elle recevrait au niveau de la Terre.
- la spécificité de l'environnement à explorer. En effet, la sonde se maintient durant plus de 2 ans et demi à quelques kilomètres du noyau cométaire s'exposant ainsi aux jets de gaz et de poussières. Une attention particulière a été ainsi accordée à la protection de la sonde et de ses instruments.

La principale particularité de la mission Rosetta, outre la mise en orbite autour du noyau de la comète 67P, réside dans le module d'investigation en surface Philae qui était embarqué à bord de la sonde. L'ESA a opté pour une étude in situ du noyau cométaire, s'affranchissant ainsi de la difficulté technique que représenterait un retour d'échantillons sur Terre

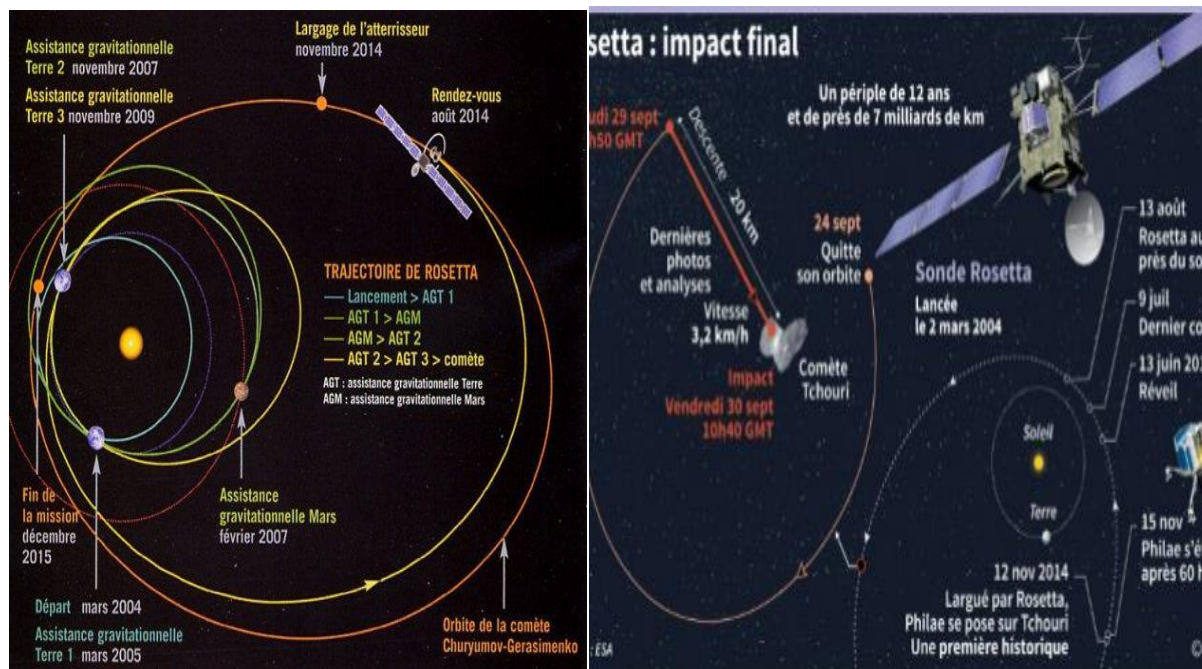


Figure 1.10 : A gauche : trajectoire de la sonde Rosetta. Quatre assistance gravitationnelles (Terre -Mars- Terre -Terre) et le survol de deux astéroïdes (Steins et Lutetia) ont été effectués et atteindre la comète 67P ; jusqu'à décembre 2015. A droite : la suite de la mission jusqu'à l'impact final le 30 septembre 2016.

Le module Philae a été largué par la sonde le 12 novembre 2014, quelques mois après son arrivée et sa mise en orbite autour de la comète. Une fois au sol, ce module automatique disposait seulement de quelques dizaines d'heures (72 heures de fonctionnement en tant que spécification nominale) pour effectuer toutes les expériences scientifiques embarquées.

Durant la phase d'étude du noyau, une orbite adéquate a été choisie pour la sonde de manière à assurer :

- la visibilité constante de la Terre (communication Orbiteur-Terre) et du soleil (énergie),
- la visibilité régulière du module Philae (communication Orbiteur-Atterrisseur),
- la sécurité de la sonde sur son orbite. L'orbite choisie doit assurer la stabilité de la sonde et présenter le minimum de risque de collision avec les débris s'éjectant du noyau [Desvoivres et al., 2000].

Date	Evènement
1969 :	Découverte de la comète par Klim Churyumov et Svetlana Guerasimenko
1993 :	ESA décide la construction de Rosetta
2 Mars 2004 :	Lancement de Rosetta par Ariane 5
4 Mars 2005 :	1 ^{ère} Assistance gravitationnelle de la Terre
25 Février 2007 :	Assistance gravitationnelle de Mars
13 novembre 2007 :	2 ^e assistance gravitationnelle de la Terre
1 ^{er} Septembre 2008 :	Survol de l'astéroïde Steins
13 Novembre 2009 :	3 ^e et dernière assistance gravitationnelle de la Terre
10 Juillet 2010 :	Survol de l'astéroïde(21) Lutetia
8 juin 2011 :	Mise en sommeil de la sonde pour 31 mois
20 Janvier 2014 :	Réveil de la sonde Rosetta
Mars 2014 :	Réveil de l'atterrisseur Philae
6 Aout 2014 :	Mise en orbite autour de la comète
12 Novembre 2014 :	Atterrissage de Philae
Août 2015 :	Passage au périhélie
30 Septembre 2016 :	Fin de la mission

Tableau 1. 2 : Echelles de temps à l'échelle du projet de la mission Rosetta.

1.5.5 La comète 67P/ Churyumov – Gerasimenko

1.5.5.1 Découverte et dynamique

La comète 67P/ Churyumov-Gerasimenko a été découverte par les astronomes Klim Ivanovich Churyumov et Svetlana Ivanovna Gerasimenko en septembre 1969. Il s'agit d'une découverte fortuite puisque les plaques photographiques sur lesquelles elle figurait servaient en réalité à effectuer un suivi de la comète 32P/Comas-Solà. C'est une comète de la famille de Jupiter.

Des passages récents près de Jupiter avaient fortement modifié l'orbite de 67P jusqu'à amener son périhélie à 1,24UA et permettre sa découverte. Du fait de sa faible inclinaison par rapport à l'écliptique, 67P semble provenir de la ceinture de Kuiper. Ses caractéristiques orbitales sont les suivantes :

- date de passage au périhélie $T=13$ Août 2015 ;
- période de révolution $P = 6,44$ ans;
- orbite inclinée $i= 7,04^\circ$;
- distance au périhélie $q= 1,24$ UA ;
- demi-grand axe $a = 3,5073$ UA ;
- excentricité $e = 0,641$;
- Argument du périhélie $\omega= 12,80^\circ$
- Longitude du nœud ascendant $\Omega = 50,14^\circ$
- Distance à l'aphélie $Q = 5,68$ UA ;
- Vitesse au périhélie $V_p = 34,21$ Kms⁻¹
- Vitesse à l'aphélie $V_a = 7,49$ Kms⁻¹

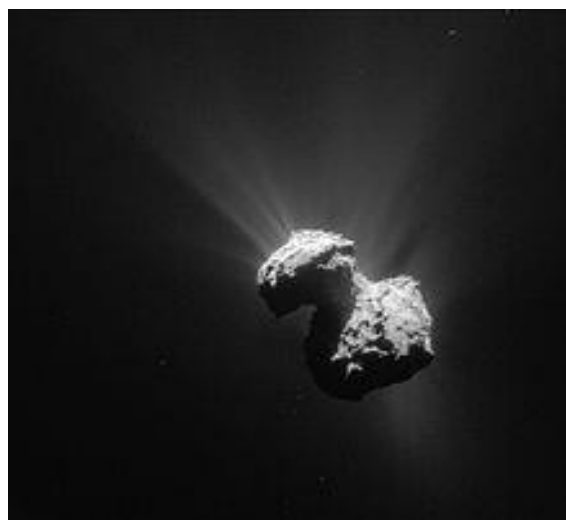


Figure 1.11 : forme de la comète 67P/CG

1.5.5.2 Le noyau de la comète

Le noyau a une forme bilobée très atypique (Figure 1.15). Le lobe principal et le lobe secondaire ont des formes proches d'ellipsoïdes de dimensions $4,1 \times 3,2 \times 1,3$ km³ et $2,5 \times 2,5 \times 2,0$ km³ respectivement. La forme du noyau étant assimilée à celle d'un canard, les lobes principal et secondaire sont informellement désignés par respectivement « corps » et « tête » et le « cou » désignant la zone qui les relie. L'estimation de sa masse avec les données de la mission Rosetta est de $(19.982 \pm 3) 10^{12}$ kg, pour une masse volumique de 533 ± 6 kg m⁻³ qui suggère une importante porosité (72-74 %, [Pätzold et al. 2016](#)). Le noyau a une rotation propre de période $T_r = 12,4$ heures.

Les images du noyau prises par la caméra OSIRIS de Rosetta montrent des états de surfaces très variables. Des régions ont été définies pour caractériser la géomorphologie de la surface (figure 1.16) [[Thomas et al., 2015](#)], elles reprennent les noms de divinités égyptiennes (dieux pour le corps et déesses pour la tête). Ces régions identifient cinq grands types morphologiques : terrain couvert de régolithe, structure complexes à l'aspect fragile, grande dépressions, terrain lisse et matériaux consolidés d'apparence rocheuse.

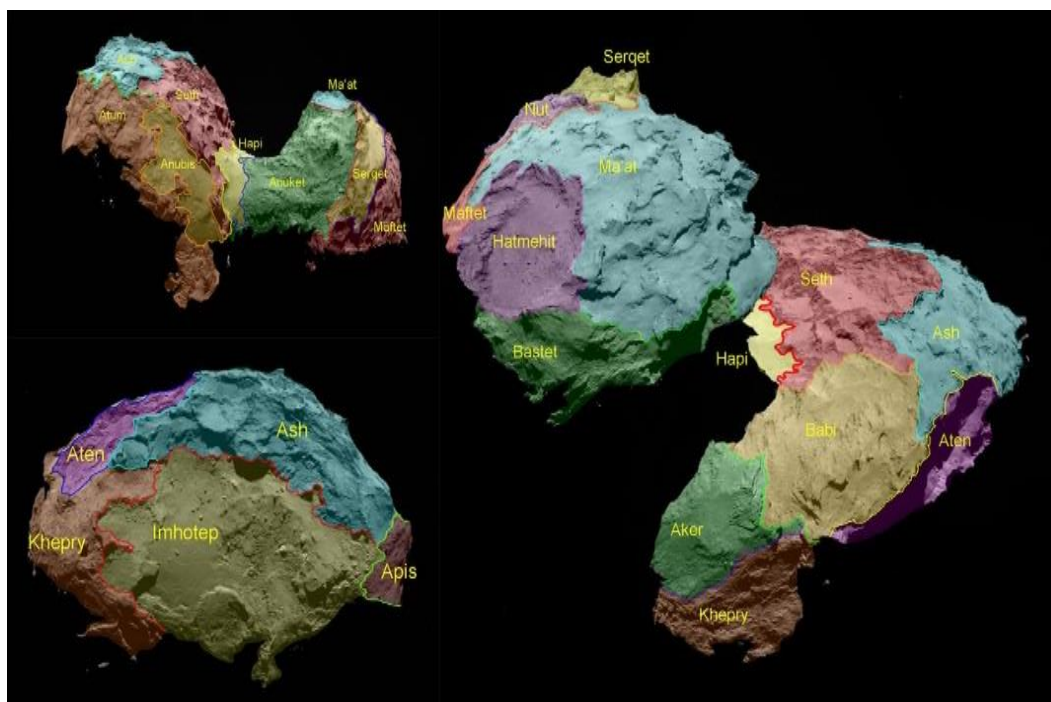


Figure 1.12 : Définition des régions géomorphologiques de la comète 67P
(extrait de Thomas et al 2015)

1.5.6 Instrument embarqués

La sonde Rosetta embarque 300 kg d'instruments scientifiques dont 100 kg pour le module Philae. Ces instruments constituent un ensemble complémentaire et permettent de caractériser le noyau de 67P/Churyumov-Gerasimenko et son atmosphère en utilisant différentes techniques d'observations. Le Tableau 2.3 présente l'ensemble des instruments embarqués à bord de l'orbiteur et l'atterrisseur. Les instruments de la sonde Rosetta (sauf RPC, Rosetta Plasma Consortium) sont disposés sur une même face de la sonde qui est constamment dirigée vers le noyau de la comète. Les orientations des panneaux solaires et de l'antenne de communication à grand gain évoluent de manière à assurer un pointage constant respectivement du Soleil et de la Terre.

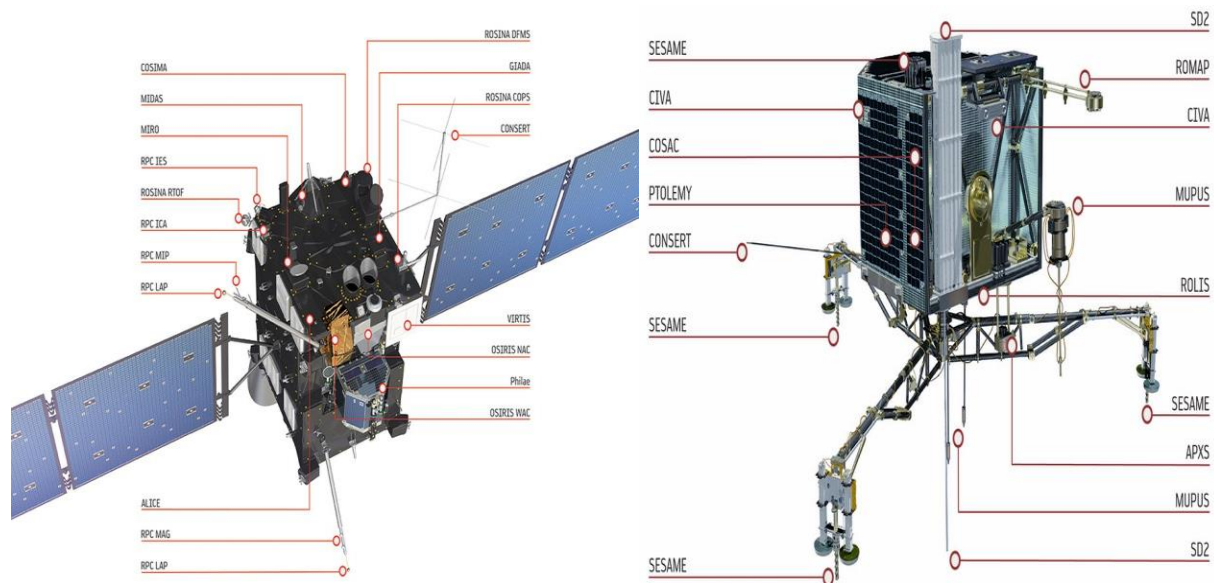


Figure 1.17 : Disposition des instruments scientifiques à bord de la sonde Rosetta. Le module Philae restera attaché sur l'un des côtés de la sonde durant toute la durée du voyage jusqu'à la comète (crédit ESA).

Instruments de ROSETTA	
Téledétection	
OSIRIS	Image visible et infrarouge NAC (Narrow Angle Camera) 2,35°×2,35° WAC (Wide Angle Camera) 12°×12° (250nm-1000nm)
ALICE	Spectrométrie UV (70 nm-205 nm)
VIRTIS	Spectro-imagerie dans le visible et IR (0,25µm - 5µm)
MIRO	Spectrométrie micro-onde (1,3 mm et 0,5mm)
Analyse de gaz et de poussières	
ROSINA	Spectrométrie de masse de gaz neutres et ionisés (12-200amu)
COSIMA	Spectrométrie de masse de poussières
MILAS	Morphologie des grains de poussières (résolution nanométrique)
Etude de la structure interne du noyau	
CONSERT	Sondage radio du noyau cométaire.
Analyse de flux de poussières	
GIADA	Mesure de la vitesse et de la quantité de mouvement des poussières.
Plasma	
RPC	Magnétomètre, analyseur de composition d'ions, sonde de Langmuir.
Instruments de Philae	
APXS	Spectrométrie de rayon X.
COSAC	Pyrolyseur et analyseur des gaz et les molécules organiques complexes prélevés dans le sol
CIVA	Caméra panoramique et microscope pour l'étude de la matière cométaire
ROLIS	Système d'imagerie active pendant la descente du Philae Imagerie des zones d'échantillonnage.
SESAME	Propriétés électriques et mécaniques de la surface cométaire
MUPUS	Mesure des propriétés thermiques de la surface cométaire
ROMAP	Magnétomètre et analyseur de plasma
CONSERT	Sondage radio du noyau cométaire.
PTOLEMY	Mesure les relations isotopiques d'éléments légers
SD2	Forage d'un trou de 20 cm de profondeur pour y collecter des échantillons, analysés par la suite.

Tableau 1. 3 : Instruments embarqués à bord de Rosetta et du module Philae

1.6 Rosetta depuis novembre 2014

1.6.1 Le rendez-vous avec la comète

1.6.1.1 Le réveil de la sonde :

Depuis fin janvier 2014, la trajectoire de la sonde est proche du Soleil. Après 31 mois d'hibernation [Esa.int 1], le rayonnement solaire est alors de nouveau suffisamment important pour que les panneaux solaires fournissent l'énergie nécessaire aux principaux systèmes, autorisant ainsi la réactivation de la sonde spatiale.

Après avoir réchauffé ses instruments de navigation puis, grâce à ses propulseurs, stoppé sa rotation et positionné ses panneaux solaires face au Soleil, Rosetta pointe son antenne grand gain vers la Terre. Le premier signal témoignant du réveil de la sonde est reçu (figure 1.18), avec un léger retard mais dans la fenêtre temporelle prévue, par les stations de Goldstone en Californie et de Canberra, en Australie [Esa.int 2].



Figure 1.18 : Copie d'écran du spectre du signal émis par la sonde Rosetta après son réveil. Le signal a été reçu à 18h17 UTC. Crédit image : ESA

Les instruments de Rosetta sont activés les uns après les autres, puis testés. Le 21 mars, la caméra à haute définition NAC d'Osiris fournit une première image dans laquelle on peut distinguer la comète que poursuit la sonde spatiale sous la forme d'un simple point lumineux. Le 28 mars, l'atterrisseur Philae est réactivé à son tour et ses instruments commencent une séquence de tests. Progressivement, la comète grossit sur les images prises périodiquement par la caméra. À compter de fin avril, on commence à distinguer un nuage diffus de gaz et de poussière autour de la comète : celle-ci, en se rapprochant du Soleil, commence à se réchauffer, et des gaz s'évaporent de la surface, formant une queue caractéristique dont la longueur est évaluée à cette date à 1 300 km.

Ce phénomène était prévu, mais à une distance plus faible du Soleil : 3 U.A alors que la comète se trouve encore à 4 UA.

1.6.1.2 Site d'atterrissage et ses conditions :

La sonde se rapproche progressivement de la comète, en suivant une trajectoire corrigée en permanence par le contrôle au sol, de manière à éviter la poussière laissée dans son sillage par la comète, tout en bénéficiant de bonnes conditions d'éclairage.

Petit à petit, la sonde spatiale va se rapprocher par paliers, à 50 puis 30 kilomètres. À cette dernière altitude, la force d'attraction gravitationnelle de la comète devient suffisamment importante pour maintenir la sonde spatiale sur une orbite elliptique [[Esa.int 4](#)].

L'orbiteur cartographie le noyau de manière détaillée afin de permettre la sélection de 5 sites d'atterrissage potentiels. Ces sites sont des ellipses d'environ 1 km² car il est impossible d'être plus précis étant données les incertitudes liées au déroulement de l'atterrissage. Le site retenu doit remplir plusieurs conditions [[Esa.int 5](#)] :

- l'horizon doit être suffisamment dégagé pour permettre d'établir des communications régulières entre Philae et Rosetta ;
- le site doit bénéficier d'au moins 6 heures d'éclairage par rotation de la comète pour permettre la recharge des batteries de l'atterrisseur par ses panneaux solaires (tout en n'étant pas trop éclairé car cela pourrait causer une surchauffe) ;
- il doit bénéficier d'une période nocturne pour que les instruments puissent mesurer l'amplitude thermique jour-nuit ;
- il doit être relativement plat (déclivité faible). L'inclinaison maximale de Philae par rapport à l'horizontale doit être d'environ 30° ;
- il ne doit pas comporter de gros rochers ni crevasses ou pentes raides.

Le 25 Août, après analyse des données acquises à 100 km de distance par Rosetta (images à haute définition, mesures de la température de surface de la comète, pression et densité du gaz autour du noyau, orientation de la comète vis-à-vis du Soleil, rotation, masse, gravité de surface), cinq sites d'atterrissage potentiels (A, B, C, I et J) sont retenus par le Landing Site Selection Group [[Esa.int 6](#)]. Le 29 septembre, ce même groupe choisit le site J qui est situé sur le petit lobe comme site d'atterrissage principal. L'ellipse estimée d'incertitude d'atterrissage est de 900 mètres de long sur 600 mètres de large (Figure 1.19). Un deuxième site situé sur le grand lobe était également retenu au cas où les investigations détaillées sur le premier site n'étaient pas satisfaisantes. Le site d'atterrissage, baptisé Aguilkia à la suite d'un concours lancé par les agences allemande, française et italienne, présente des pentes généralement de moins de 30 degrés ce qui limite le risque de renversement de Philae et peut être atteint au prix d'une descente au sol relativement courte (7 heures) qui n'entame pas trop les réserves de la batterie primaire de l'atterrisseur.

Philae dispose de dix instruments, chacun est prêt pour accomplir une expérience scientifique donné à l'approche, ou une fois débarqué sur la comète.

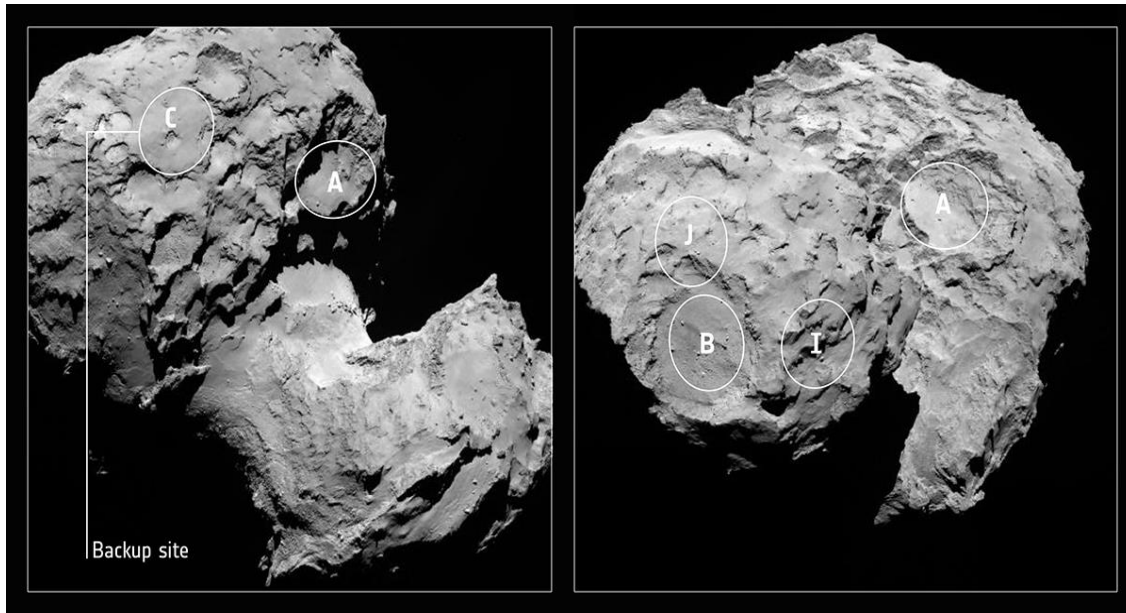


Figure 1.19 : site J choisi pour l'atterrissage, ESA/Rosetta/MPS for OSIRIS Team

Après avoir étudié de façon rapprochée le site d'atterrissage choisi (à une distance d'environ 10 km), Rosetta s'est éloignée pour préparer le déploiement de Philae. La mission exploratoire est découpée en trois phases : SDL, FSS et LTS.

1.6.2 SDL : Séparation, Descente et Atterrissage

La séparation du Philae et de l'orbiteur a eu lieu le 12 novembre 2014 [Biele, 2015]. Rosetta débutera sur une orbite légèrement elliptique à environ 30 km du centre comète. Le 12 novembre à 8 h 03 (heure de Paris soit UTC+1), environ deux heures avant la séparation, une manœuvre a lieu pour placer Rosetta sur une orbite hyperbolique en face de la comète.

Les instruments de Philae sont activés les uns après les autres. À 9 h 35, l'atterrisseur se détache de Rosetta avec une vitesse relative de 0,187 m/s (0,67 km/h), et entame sa descente, d'une durée de 7 heures, vers le sol de la comète sur sa seule inertie. La descente de l'atterrisseur *Philae* vers le sol de la comète se fait de manière complètement automatique compte tenu du délai des communications, 28 minutes et 20 secondes ; la confirmation de la séparation n'arrive ainsi sur Terre qu'à 10 h 03. L'atterrisseur ne dispose d'aucun système de propulsion lui permettant de corriger sa trajectoire. La précision de l'atterrissage dépend donc de la bonne connaissance de la position et du déplacement de Rosetta au moment du largage, ainsi que de la précision de l'orientation de la poussée exercée au moment de la séparation. Dix minutes après la séparation, l'atterrisseur déploie son train d'atterrissage tripode et ses antennes.

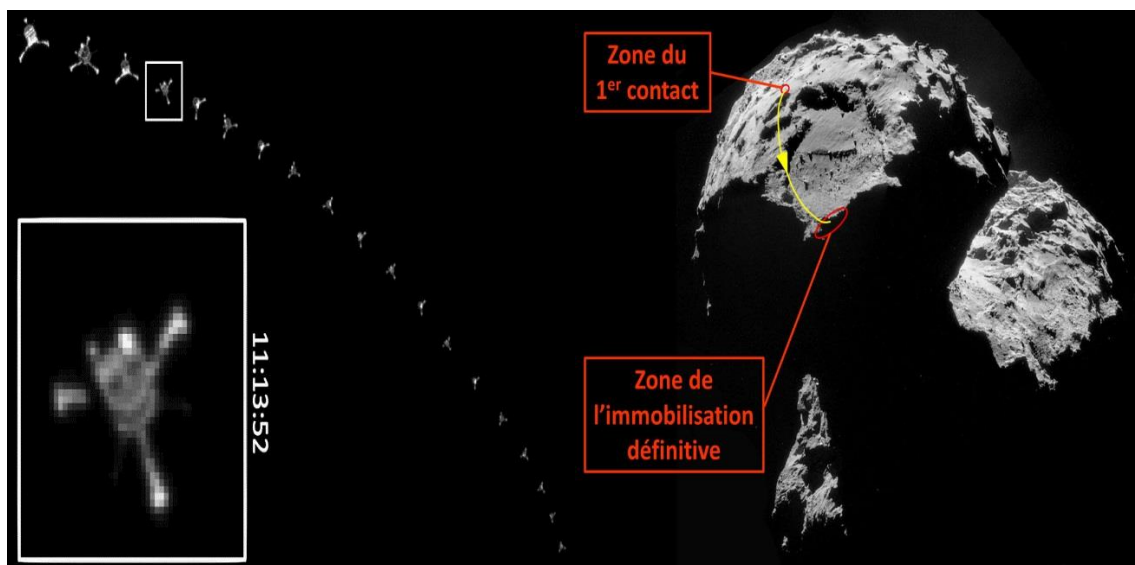


Figure 1.13 : (a) Philae quittant Rosetta, image de Navcam (b) : position de la zone du premier contact et de la zone d'immobilisation. Source : Esa

Durant la descente de l'atterrisseur, ses instruments ROMAP, CONSERT et SESAME effectuent des mesures respectivement du magnétisme, de la distance entre le sol et l'atterrisseur et des vibrations. Quarante minutes après la séparation avec Philae, lorsque Rosetta est à environ 20 km de la comète, une autre manœuvre déplace Rosetta loin de cette orbite vers une région qui garantit la visibilité de Philae par la sonde.

Au moment de l'atterrissage de Philae, la comète se situe à près de 650 millions de kilomètres de la Terre et navigue à plus de 135 000 km/h.

Le même jour vers 16 h 34 (± 40 min) heure française, soit 7 heures après la séparation, Philae se pose à la surface de la comète à une vitesse d'environ 0,95 m/s (environ 3 km/h) ; la confirmation de l'atterrissage devait arriver sur Terre 28 minutes plus tard, à 17 h 02 (± 40 min). La confirmation a finalement lieu à 17 h 4. Le choc est absorbé par le train d'atterrissage et un système d'amortisseur interne. Ceux-ci sont conçus pour faire face à tout type de terrain : sol incliné, roche ou sol de faible densité. À la surface de la comète, l'atterrisseur, d'une masse de 100 kg, ne pèse que l'équivalent d'1 gramme à la surface de la Terre, aussi plusieurs dispositifs doivent être utilisés pour empêcher Philae de rebondir et de repartir dans l'espace.

L'atterrissage a lieu avec une très bonne précision évaluée à quelques dizaines de mètres mais les harpons qui devaient ancrer *Philae* au sol ne fonctionnent pas. Du fait de la faible gravité, l'atterrisseur rebondit jusqu'à une altitude évaluée à 1 km et effectue un premier vol d'une durée de 2 heures avant de toucher le sol et de rebondir encore pour une durée de quelques minutes. Le dernier rebond s'achève contre une paroi. D'après les images fournies par les caméras Civa, l'atterrisseur est dans une position inclinée (un des trois pieds se trouve au-dessus du sol) et une partie des panneaux solaires ne peut pas être éclairée par le Soleil (Figure 1.21). Dans les jours qui suivront, Consert permettra de localiser Philae avec une précision d'une centaine de mètre [Herique, 2015] : Le site de l'atterrissage final se trouve à plus d'un kilomètre du lieu visé [Esa.int 7]

1.6.3 FSS : premières mesures "science" effectuées après atterrissage (12 au 15 novembre)

Une séquence d'observations préprogrammées devait être exécutée par les instruments scientifiques de *Philae* durant les 54 premières heures du séjour sur le sol. L'objectif de cette phase est de recueillir les données permettant de remplir les principaux objectifs assignés à la mission avant l'épuisement de la batterie primaire. Mais sa réalisation est en partie compromise par les circonstances de l'atterrissage.

Les panneaux solaires de *Philae* ne disposent que de 1,5 heure d'ensoleillement à chaque rotation de la comète sur elle-même (durée 12,4 h). De plus l'atterrisseur ne repose pas horizontalement sur le sol et ses panneaux solaires mal orientés fournissent peu d'énergie lorsqu'ils sont éclairés. Les différents instruments passifs essayent de recueillir le maximum des données. Les données recueillies sont transmises à l'orbiteur puis sont relayées jusqu'à la Terre.

Durant les trois jours que passera *Philae* sur le site d'Abydos en novembre 2014 avant de s'éteindre les batteries vides, les équipes au sol ont complètement repris les opérations en fonction du nouveau site d'atterrissage et de la position inconnue (potentiellement instable) de *Philae*. La durée de la première séquence de la science qui peut effectivement être exécutée dépend de la durée de vie de la batterie principale.

Le 14 novembre, *Philae* ne dispose plus que d'une journée d'énergie mais a rempli, selon les scientifiques, environ 80 % de ses objectifs. Dans la nuit du 14 au 15 novembre, l'orbiteur reprend contact avec *Philae* qu'il survole à nouveau. Après une heure de communications, la charge de la batterie primaire non rechargeable est épuisée et l'atterrisseur entre en hibernation.



Figure 1.14 : Première panoramique comète sur la surface de 67P / CG, avec une indication de l'orientation de l'atterrisseur superposée sur le dessus de celui-ci. Crédit: ESA / Rosetta / Philae / CIVA

Les premiers résultats sont fournis dans les jours qui suivent l'atterrissage. L'instrument MUPUS indique que la température à 1,5 mètre de la surface est de -170°C . La résistance rencontrée par la sonde de cet instrument qui devait être enfoncée dans le sol permet d'en déduire que sa dureté est comparable à celle de la glace alors que les scientifiques s'attendaient à un sol mou. Les mesures des accéléromètres de SESAME prises au moment des impacts confirment cette indication. Les premiers résultats de COSAC semblent indiquer que la comète dégaze des composés organiques.

1.7 Fin de la mission

Après plus de deux ans autour de 67P, Rosetta, mission historique de l'ESA, s'est achevée comme prévu par un impact contrôlé de la sonde à la surface de la comète qu'elle accompagnait depuis plus de deux ans.

Le centre de contrôle de l'ESA, à Darmstadt (Allemagne), a déclaré la mission officiellement terminée à 11 h 19 temps universel (13 h 19 heure de Paris) le 30 septembre 2016, après avoir constaté la perte du signal de Rosetta, au moment de l'impact.

Rosetta avait amorcé une trajectoire de collision avec la comète, depuis une altitude d'environ 19 km, exécutant ainsi sa dernière manœuvre. La destination ciblée était située sur le plus petit lobe de la comète 67P/Tchourioumov-Guerassimenko, à proximité d'une zone comportant des fosses actives, dans la région de Ma'at.

Chapitre 2

2 L'expérience CONSERT à bord de la sonde ROSETTA

2.1 Présentation générale

Les radars ont démontré depuis longtemps leur capacité à sonder la subsurface des environnements glacés [Holt et al 2008, Philips et al 2008, Picardi et al 2005...]. La technique est donc supposément particulièrement adaptée à l'exploration de l'intérieur du noyau cométaire.

CONSERT (acronyme de *COMet Nucleus Sounding Experiment by Radio-wave Transmission*) qui signifie “ sondage d'un noyau cométaire par transmission d'ondes radio ” est l'une des expériences embarquées à bord de la sonde ROSETTA. Cette expérience rappelle l'imagerie médicale par tomographie ou les mesures d'atmosphère planétaire par occultation d'étoiles. C'est le seul instrument, à bord de la mission Rosetta, à être capable de fournir des informations sur l'intérieur cométaire, et à dépasser ainsi la surface immédiate.

Il s'agit du premier GPR bistatique utilisé dans un contexte spatial, donc comprenant deux antennes, par opposition aux radars monostatiques, pour lesquels l'antenne d'émission et de réception est la même. Une antenne est placée sur le Lander Philae, l'autre sur l'orbiteur Rosetta. Une des nombreuses originalités de l'instrument est donc que le signal traverse le noyau de 67/P de part en part, ce qui signifie que les signaux radars mesurés ne sont pas ceux des ondes réfléchies par les diffuseurs dans le noyau, mais celles transmises.

A l'intérieur du noyau de la comète, l'onde se propage plus lentement et perd de l'énergie, ces effets étant dus aux caractéristiques des matériaux rencontrés : l'onde radio est retardée, en fonction de la permittivité de la tangente de pertes diélectriques du matériau rencontré, de sa structure et sa porosité (Figure 2.2). Le front d'onde sortant est déformé, une partie est réfléchi, diffusée, la polarisation peut changer, ceci permet d'identifier la composition, et la structure du noyau.

Le but est de confirmer, ou d'infirmer, les modèles de structure existants, et d'améliorer leur paramétrisation, dans le but d'affiner la connaissance de l'intérieur du noyau cométaire. De ce qui était connu de la composition cométaire au moment du lancement de Rosetta, le noyau était supposé quasi transparent aux ondes radio [Kofman et al 1998].

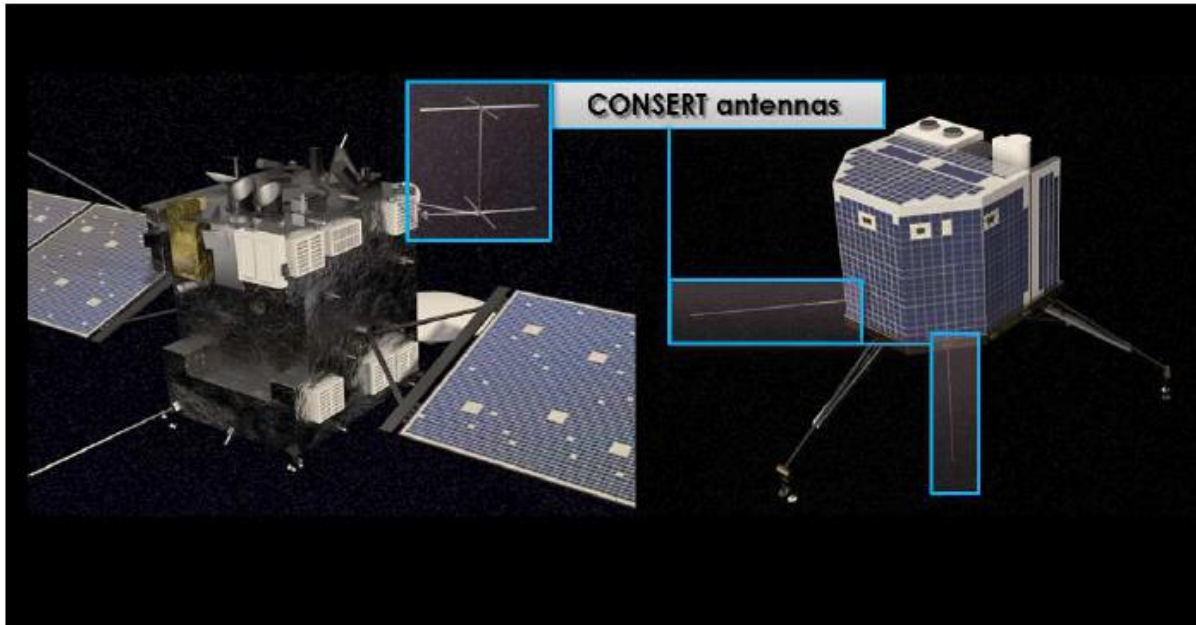


Figure 2.1 : les antennes CONSERT sur Rosetta

Afin d'y parvenir, l'instrument CONSERT donne accès au retard de propagation et d'amplitude des ondes qui parviennent au récepteur de manière précise, dans ce but une transmission radio en bande large est utilisée entre l'orbiteur et l'atterrisseur. Si l'on choisit comme référence le noyau, l'orbiteur est vu comme l'émetteur en mouvement et l'atterrisseur comme récepteur fixe (grâce à la réciprocité électromagnétique). Durant la révolution de l'orbiteur autour du noyau, les périodes de visibilité entre l'orbiteur et l'atterrisseur seront séparées par des périodes de non visibilité. Pendant ces occultations par le noyau de la comète, les ondes se propageant entre l'orbiteur et l'atterrisseur croiseront le noyau et exploreront l'intérieur.

L'instrument étant à bord d'une mission spatiale, il a des contraintes à la fois en masse (3 kg dans l'orbiteur, 2.3 kg dans le Lander) et en puissance (3 Watts pour chaque partie) qui n'existent pas pour des radars au sol, et qui ont été déterminantes dans le choix de la méthode décrite ci-après.

Rosetta devait à l'origine visiter la comète 46/P Wirtanen, d'un diamètre estimé à $650 \text{ m} \pm 100 \text{ m}$ [Lamy 1996], mais à cause d'un retard du lanceur, a dû changer de cible pour 67/P, d'une dimension, on l'a vu, largement supérieure, le lobe principal a pour dimension $4.1 \times 3.3 \times 1.8 \text{ km}$, son lobe secondaire $2.6 \times 2.3 \times 1.8 \text{ km}$. Il n'était donc pas acquis que des signaux puissent traverser le noyau.

L'expérience CONSERT a été proposée par un groupe international de scientifiques coordonnés par Wlodek Kofman de l'Institut de Planétologie et d'Astrophysique de Grenoble (IPAG). Le

développement de l'instrument a été financé par le CNES¹ et le DLR², respectivement agence spatiales française et allemande.

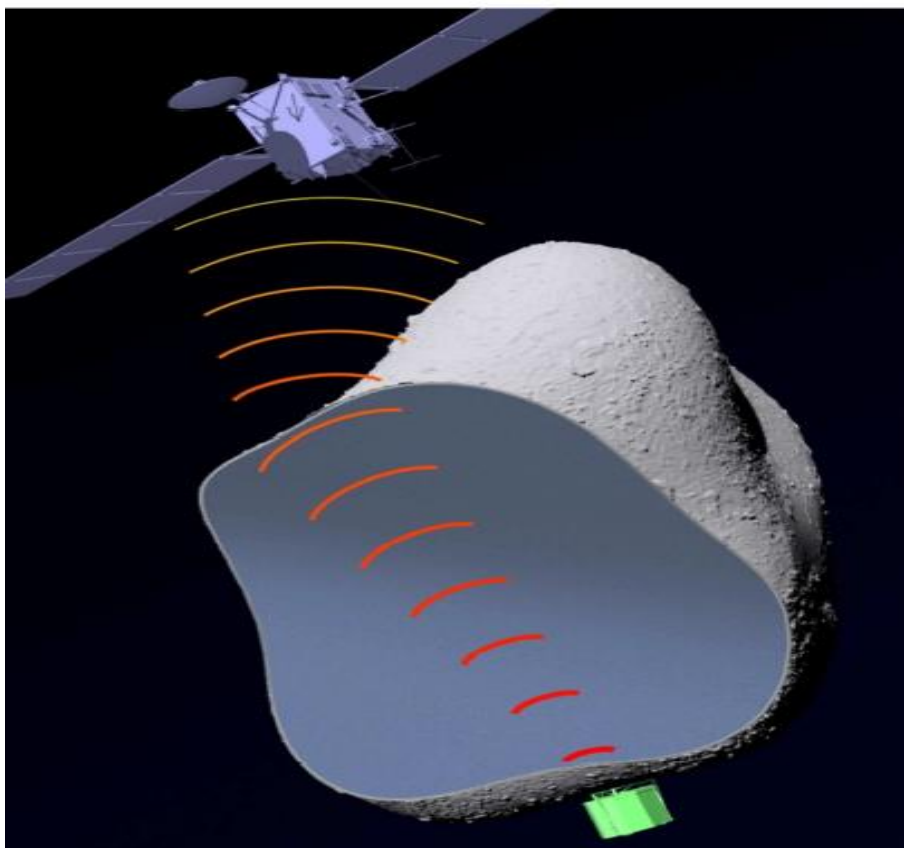


Figure 2.2 : La propagation Electromagnétique à travers le noyau

La principale contrainte de Consert est la stabilité des horloges du Lander et de l'orbiteur afin de faire une mesure précise de délai de propagation. Pour pallier cette contrainte une structure de transpondeur a été choisie.

En pratique, le sondage est réalisé de manière périodique. Le signal électromagnétique, codé et périodique, est transmis de l'orbiteur à l'atterrisseur. La transmission d'un code dure 25,5 μ s et est répétée pendant environ 200 ms. Le signal reçu est numérisé, accumulé pendant un certain temps afin d'augmenter le rapport signal sur bruit. Après traitement à bord de Philae pour détecter le temps d'arrivée du signal le plus fort, le nouveau signal synchronisé sur ce temps est émis vers Rosetta. Après propagation à travers le noyau, ce signal est reçu par le récepteur sur Rosetta, stocké dans la mémoire et puis transmis sur Terre pour analyse.

¹ Centre National d'Etudes Spatiales

² Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt/ Agence Spatiale Allemande.

La propagation de l'orbiteur à Philae synchronise les deux systèmes de temps tandis que la mesure scientifique est dans la propagation de Philae à l'orbiteur. Ce principe permet de relâcher la contrainte de précision sur les horloges et de satisfaire aux limitations de masse et de puissance disponible à bord de la sonde et de l'atterrisseur. Ces contraintes sur la stabilité des horloges permettent une détente à $\Delta f/f = 10^{-7}$ pendant une période de 10 heures.

2.2 Objectifs scientifiques

Le principal objectif du module de CONSERT est de relever la structure interne et de composition du noyau cométaire. CONSERT permet de :

- 1) Déduire la permittivité diélectrique moyenne du noyau cométaire, par mesure du délai de propagation induit par le passage dans le noyau cométaire. La permittivité entre dans la détermination des propriétés électriques du matériau cométaire. [Kofman et al 1998].
- 2) Déduire l'absorption diélectrique du noyau cométaire, par mesure de l'atténuation du signal propagé dans le noyau. De la même manière, cela servira à la caractérisation du matériau rencontré [Kofman et al 1998].
- 3) Déduire la longueur de corrélation du signal en fonction du point d'orbite, qui est directement liée à la taille des inhomogénéités structurales rencontrées dans le noyau [Kofman et al 1998].
- 4) Déduire de la structure temporelle du signal reçu, les différents trajets de propagation ainsi que leur nombre, pour permettre d'identifier des cométésimaux, et d'estimer leur taille, en cas de structure à blocs. Leurs interfaces seront possibles à identifier, et donc à les localiser [Kofman et al 1998].
- 5) Déduire le coefficient de diffusion volumique de la nature du signal observé. Il permet de mesurer l'homogénéité de l'intérieur du noyau. [Kofman et al 1998].

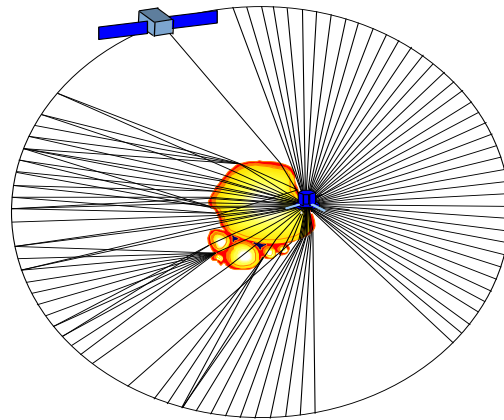


Figure 2.3 : Logo de l'expérience CONSERT

L'expérience CONSERT a donc comme objectif global de poser des contraintes sur modèle du noyau de 67P/ Churyumov Gerasimenko pour mieux contraindre les modèles de formation des noyaux cométaires, il y a 4,6 milliards d'années. L'expérience CONSERT s'inscrit alors parfaitement dans les objectifs de la mission Rosetta qui est de mieux connaître l'origine et la formation du Système Solaire.

2.3 Principe de mesure de permittivité

L'expérience CONSERT est simple dans son principe. Un émetteur radio équipe l'orbiteur Rosetta et un récepteur équipe le Lander (Philae). Une impulsion radio (ou signal) est émise depuis la sonde en orbite, qui, après s'être propagé dans le vide, traverse une partie du noyau de la comète. Pour une position favorable de l'orbiteur et de l'atterrisseur, le signal est reçu par l'atterrisseur. Le délai de propagation et l'amplitude de ce signal sont mesurés et comparés aux valeurs théoriques d'un même signal se propageant dans le vide. Toute variation du délai de propagation ou de l'amplitude du signal reflète la répartition spatiale et les propriétés électriques du matériau cométaire traversé. Deux paramètres importants caractérisant le signal utilisé sont sa fréquence porteuse et sa largeur de bande.

Le choix de la fréquence porteuse découle d'un compromis entre la puissance d'émission du signal et la taille de l'antenne qui l'émet. En effet, dans le cas général, l'absorption d'une onde dans la bande VHF ou UHF augmente avec la fréquence. Le matériau cométaire³ n'échappant pas à cette règle, nous sommes tentés d'émettre un signal long ayant la fréquence la plus basse possible pour minimiser les pertes par absorption et du coup minimiser la puissance d'émission nécessaire pour qu'il soit reçu. Cependant, les dimensions, et donc la masse et l'encombrement des antennes, sont inversement proportionnels à la fréquence porteuse. De même, la puissance du bruit galactique augmente lorsque la fréquence diminue. Un consensus entre puissance d'émission et encombrement (masse et volume) de l'émetteur a dû être trouvé. Une première estimation des propriétés électriques du matériau cométaire [Kofman et al., 1998 ; Barbin et al., 1999] a permis de choisir la fréquence de 90MHz comme fréquence porteuse. Quant à la largeur de bande du signal, elle a été fixée pour satisfaire aux contraintes de précision de mesure.

La constante diélectrique moyenne est obtenue en mesurant le temps de propagation du signal radio entre l'orbiteur et l'atterrisseur. En effet, le temps de propagation τ du pulse entre l'émetteur et le récepteur s'écrit :

$$\tau = t_{TX} - t_{RX} = \frac{1}{c_o} (R_v + R_c \sqrt{\epsilon})$$

Et le temps additionnel de propagation, exprimant la différence de la propagation dans le noyau et dans le vide, est alors :

$$\tau_a = \frac{1}{c_o} R_c (\sqrt{\epsilon} - 1)$$

³ À base de glace d'eau et de silicates

Où

- t_{TX} temps de départ de l'onde depuis l'émetteur, lu sur une horloge (référence absolue),
- t_{RX} temps d'arrivée de l'onde sur le récepteur, lu sur une horloge (référence absolue),
- R_c est la longueur du trajet dans la comète,
- R_v est la longueur du trajet dans le vide,
- ε est la permittivité moyenne de la matière cométaire traversée par l'onde,
- C_0 est la célérité de la lumière dans le vide.

Le délai de propagation est donné par la différence ($t_{TX} - t_{RX}$). Bien sûr l'orbiteur et l'atterrisseur possèdent des horloges différentes mais ce problème est résolu par la structure de transpondeur.

La permittivité moyenne correspondant au trajet de l'onde peut être calculée, avec une précision limitée, à partir des valeurs de t_X , t_{TX} , R_v .

Pour obtenir une précision de 1% sur la permittivité diélectrique nous devons mesurer le temps de propagation τ du pulse avec une précision de 100 ns. Cette précision est estimée pour un trajet moyen à l'intérieur de la comète (petite lobe de taille $2,5*2,5*2,0$ km) de longueur $R_c = 2500$ m (les premières estimations du rayon de 67P/GC donnaient 2500 m). Dans ce cas, le pulse émis doit alors avoir une large bande maximale de 10 MHz, ce qui correspond à une précision de 100 ns sur τ . Pour ce calcul, il est nécessaire de connaître de la distance R_v pour chaque sondage donc de connaître la forme extérieure de la taille de la comète avec une précision de 10 m.

Les images la caméra OSIRIS (système d'imagerie scientifique) à bord de Rosetta, nous a fournis le modèle de la forme du noyau de la comète 67P/ Churyumov-Gerasimenko, avec une distance relative de 28 km et d'une résolution de 2,4 m/ pixel [Sierks H., et al. 2015]. Il est aussi nécessaire de connaître les positions relatives de l'atterrisseur et de l'orbiteur pour l'expérience.

L'expérience CONSERT permet d'effectuer une tomographie en transmission sur la base des mesures de l'onde radio en propagation à travers le noyau des comètes de Philae (le véhicule qui a atterri sur la surface du noyau des comètes) et le satellite qui orbite autour de ce noyau. Le signal transmis est mesuré en fonction du temps et du temps relatif Position de l'orbiteur et de l'émetteur pour un certain nombre de points le long d'une "orbite", comme illustré sur la figure.2.3. La mesure du délai de propagation avec une précision de 100 ns pour obtenir une tomographie fiable.

Afin de mesurer précisément le temps de propagation, deux horloges sont embarquées, une sur le Lander, et une sur l'orbiteur. Ces deux horloges doivent être synchronisées. Cette synchronisation ne peut être maintenue par contact radio pendant l'occultation, puisque la transmission va être altérée par le noyau, ce qui est précisément ce que l'on souhaite mesurer. Il est donc nécessaire de les synchroniser avant l'occultation. Les deux horloges doivent donc être suffisamment précise pour que le drift pendant l'orbite soit inférieur à la précision de mesure voulue, soit moins que 100 ns sur la durée totale de l'expérience (12h). Ceci impliquerait, en cas de mesure directe, une stabilité relative de 10^{-12} , impossible à réaliser pour des horloges légères et peu gourmandes en énergie, adaptées à la mission.

L'atterrisseur doit être utilisé comme un répéteur radio, ensuite les transmissions sont synchronisées sur l'onde arrivant depuis l'orbiteur. L'atterrisseur envoie un signal propre. Avec une transmission depuis l'atterrisseur, l'orbiteur détecte l'arrivée du signal avec deux fois le délai de propagation PD (figure 2.4).

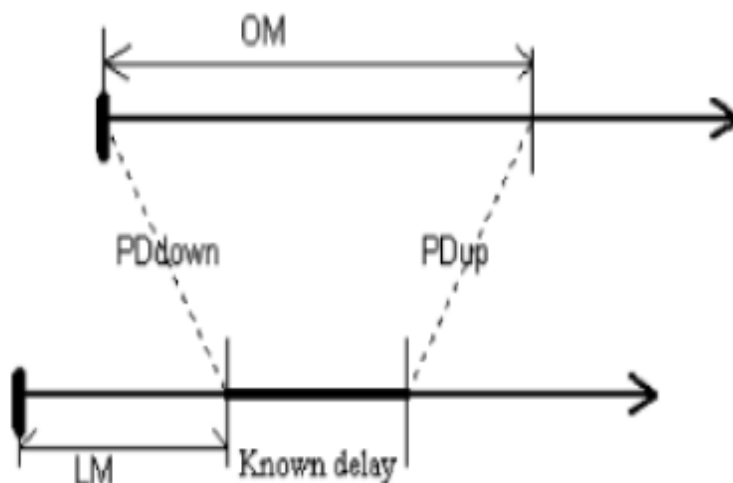


Figure 2.4 : schéma de principe de la synchronisation temporelle CONSERT (Barbin, 1999)

La conception de l'instrument est faite pour accommoder à la fois les contraintes matérielles liées à la spatialisation, comme le poids et la puissance disponible, et de l'autre l'ignorance de la structure du noyau cométaire. Il est en effet impossible d'imaginer une expérience où le Lander serait un réflecteur passif, le signal subissant alors une atténuation de 300 dB [Barbin et al., 1999]. Les principales contraintes sont évidemment que le signal reçu sur Philae et sur Rosetta doit être cohérent, avec une phase relative stable, et un rapport signal sur bruit (signal-to-noise ratio, ou SNR) suffisant pour être détecté.

Les limitations en puissance ne permettent pas d'utiliser Philae comme réflecteur passif, nous allons donc l'utiliser comme réflecteur actif, avec un délai fixé. De plus, pour assurer une détection de signal malgré la faible puissance disponible, la mesure ne peut être réalisée par un simple pulse émis par l'une des parties et détectée par l'autre, car le rapport signal sur bruit (SNR) serait beaucoup trop faible. Il a donc fallu mettre en place une méthode utilisant une accumulation cohérente d'un signal codé périodique, pour augmenter drastiquement le SNR : Concrètement, une mesure se passe de la manière suivante :

L'orbiteur transmet un signal pendant 200 ms, pendant lesquels Philae va ouvrir une fenêtre de réception, de 26 ms. La fenêtre de réception de Philae doit être comprise dans ces 200 ms pendant toute la durée d'une orbite CONSERT, soit 12 heures maximum, c'est une première contrainte d'horloge.

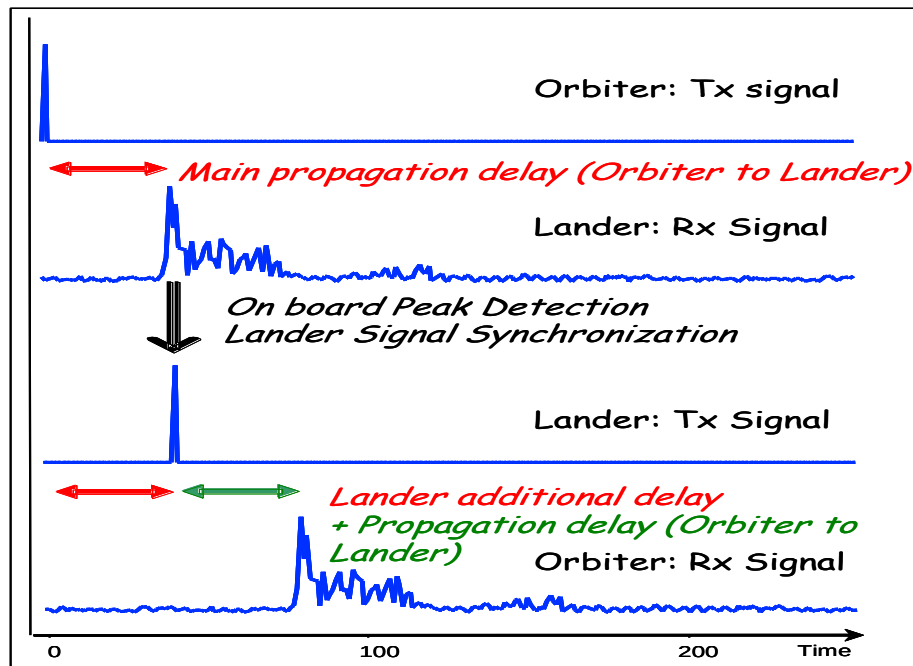


Figure 2.5 : La synchronisation atterrisseur: effet sur le signal mesuré en tenant compte de la périodicité du signal calculé

Le signal propagé est modulé par PSK (Phase-shift keying, littéralement « modulation par changement de phase ») binaire, aussi appelé BPSK, permettant à la phase de prendre seulement deux valeurs opposées de 180° . On utilise un code binaire composé de 255 symboles, d'une durée totale de $25.5\mu\text{s}$, envoyé périodiquement. Ce signal est accumulé de manière cohérente par Philae, avec la période de $25.5\mu\text{s}$. Pour que l'addition reste cohérente, il faut que la fréquence de la porteuse utilisée pour la démodulation sur Philae reste cohérente avec celle de l'orbiteur, et ce pendant les 26ms de la fenêtre de réception, ce qui est une deuxième contrainte d'horloge. L'accumulation du signal permet une meilleure détection du signal, en améliorant le rapport signal sur bruit. En effet, [Barbin et al \(1999\)](#) a calculé une augmentation du SNR de 54dB de la méthode avec BPSK envoyé périodiquement et addition cohérente, par rapport à un simple pulse.

Toujours sur Philae, le signal ainsi reçu et accumulé est compressé, ce qui signifie qu'il est convolué avec le code BPSK initial, et le temps d'arrivée du premier trajet (appelé trajet principal) de propagation mesuré. Ce point temporel va nous servir de référence temporelle pour la propagation en retour, partant de Philae (Figure. 2.4 et 2.5).

Après un délai fixé, Philae émet à son tour le signal BPSK pendant 200 ms, reçu dans une fenêtre de 26 ms par l'orbiteur, et accumulé et compressé de la même manière. C'est ce signal qui stocké dans la mémoire, pour être ensuite renvoyé sur Terre.

Le temps d'arrivée sur l'orbiteur du trajet principal de propagation, va être égal à deux fois le temps de propagation dans le milieu cométaire (figure 2.5), un pour l'aller, un pour le retour, plus le délai

ajouté par le Lander. En effet, Le délai fixé ainsi que le temps de propagation est suffisamment faible (quelques dizaines de microsecondes) pour considérer l'orbiteur fixe pendant la mesure, et donc considérer que les chemins orbiteur-Lander et Lander-orbiteur sont les mêmes. Ce temps de trajet va être l'observable CONSERT principale que nous utiliserons dans ce travail.

Pendant le traitement à bord du Lander, les deux horloges doivent rester synchrones. C'est la troisième contrainte sur les horloges.

Consert a été conçu pour que les trois contraintes sur les horloges soient compatible avec une horloge de type quartz régulée en température soit une stabilité de 10^{-7} sur la durée d'une campagne de mesure. Une phase de tuning en début de chaque séquence de mesure permet de synchroniser les deux horloges en fréquences et de temps.

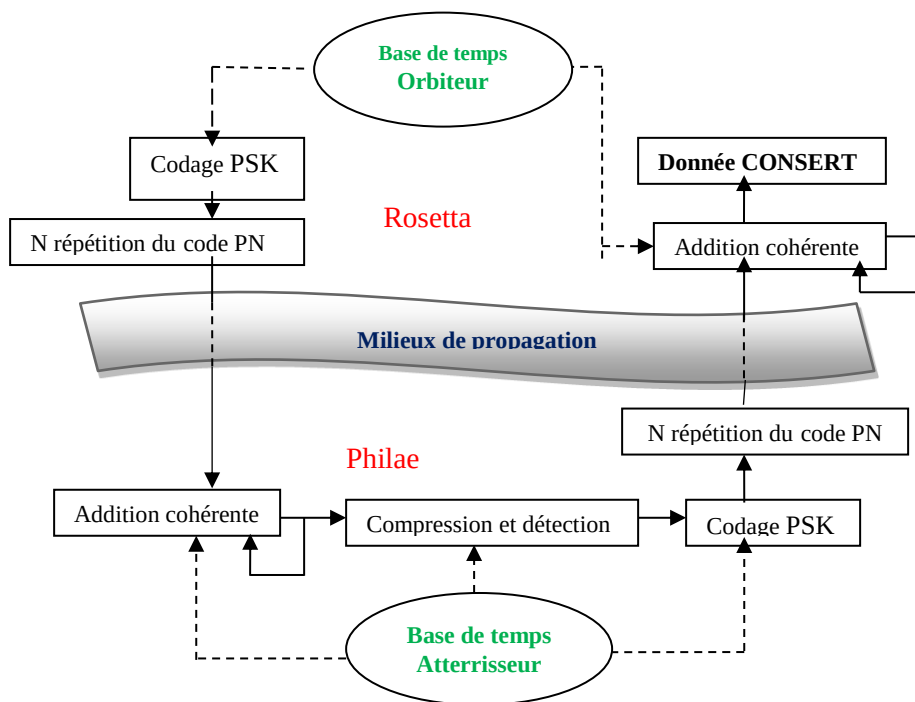


Figure 2.6 : Principe de fonctionnement de l'instrument CONSERT

2.4 Description de temporelle du signal

Le signal radio envoyé par l'orbiteur ne peut pas être une impulsion courte: compte tenu des atténuations étendues pour une comète 67P de plus de 2500 m (la tête de la comète).

Il faudrait émettre une impulsion d'une puissance de plusieurs kilowatts [Kofman et al., 1998] pour recevoir un signal de quelques nanowatts. Ceci est une chose évidemment impensable sur la sonde spatiale. Seule l'utilisation d'un signal codé peut nous permettre de contourner cette contrainte.

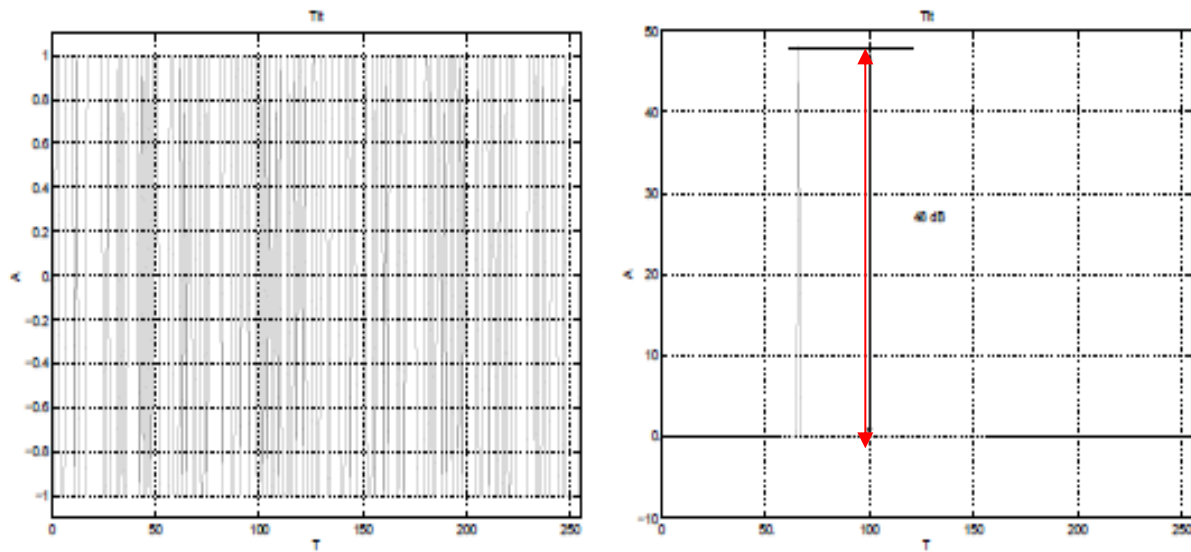
2.4.1 Code pseudo-aléatoire

Au lieu d'émettre un pulse unique, l'instrument CONSERT émet un code pseudo-aléatoire. Un code pseudo-aléatoire p -PN est une séquence numérique polaire ou non-polaire⁴ ayant les propriétés suivantes :

- une périodicité p correspondant à la longueur de code,
- des propriétés spectrales approchant celle d'une séquence numérique totalement aléatoire tout en étant un code déterministe,
- un fin pic principal d'autocorrélation de hauteur $20 \log (1/p)$ par rapport aux lobes secondaires.

Ce type de séquences pseudo-aléatoires trouve son intérêt principalement dans la communication par étalement de spectre et dans les applications de radar.

Pour CONSERT, un code 225-PN (code d'une longueur de 255 bits) d'une durée de 25,5 μ s a été choisi. Une telle longueur assure d'une part de bande visée (10MHz) et d'autre part évite toute ambiguïté de mesure (τ_a a été évalué à 20 μ s lors de la conception de l'instrument). Ce signal donne, après compression⁵, une différence de 48dB entre le pic principal et les pics secondaires. En pratique, les non-linéarités présentes dans la chaîne de traitement électronique de l'instrument réduisent cette valeur à environ 30dB. La figure 2.7 montre la structure de ce code qui est modulé par une porteuse à la fréquence de 90MHz.



(a) Structure temporelle du code

(b) code compressé

Figure 2.7: Structure du code numérique utilisé par CONSERT

⁴ Polaire : utilisant l'alphabet $[-1,1]$; non-polaire : utilisant l'alphabet $[0,1]$.

⁵ Le terme compression est souvent utilisé pour désigner l'opération d'autocorrélation.

2.4.2 Addition cohérente

Pour améliorer encore le rapport signal sur bruit, le code décrit précédemment est transmis 1024 fois à la suite. Ceci est possible car la sonde se déplace très lentement sur son orbite (quelques cm.s^{-1}). A la réception, la suite de code sera accumulée dans une mémoire de 255 bits. Si les horloges de l'orbiteur et l'atterrisseur sont synchronisées, les signaux vont se superposer de manière cohérente, contrairement au bruit. Le niveau de bruit va alors se réduire par rapport à celui du signal utile. L'addition des signaux reste cohérente tant que la phase n'a pas dérivé de plus d'une demi-période sur tout le temps d'intégration. A 90 MHz, la demi-période vaut 5,5 ns, ce qui donne un temps d'intégration maximal 27,7 μs en utilisant des horloges avec des stabilités⁶ de 2.10^{-7} . Le choix d'accumulateur 1024 codes correspondant à un temps d'intégration de 26,1 μs nous assure un gain de 30 dB sur le rapport sur le bruit. Le choix d'accumuler 1024 codes correspondant à un temps d'intégration de 26,1 microsecondes nous assure un gain de 30 dB sur le rapport signal sur bruit.

2.4.3 Fenêtre de Transmission Tx / fenêtre de réception Rx

Pour chaque sondage, une première propagation de l'onde est transmise de Orbiter à Lander pour synchroniser les deux appareils. Le signal est ensuite émis par Lander à Orbiter dans une deuxième vague, le long du chemin de propagation même exacte pour effectuer la mesure dont – on a besoin (mesures science).

La Figure 2.6 détaille le déroulement d'une mesure et l'évolution d'une campagne de mesures respectivement. Les temps caractéristiques sont :

- T_X largeur de la fenêtre d'émission = 209 ms,
- R_X largeur de la fenêtre de réception = 26 ms,
- P_X durée du traitement = 104 ms (atterrisseur uniquement),

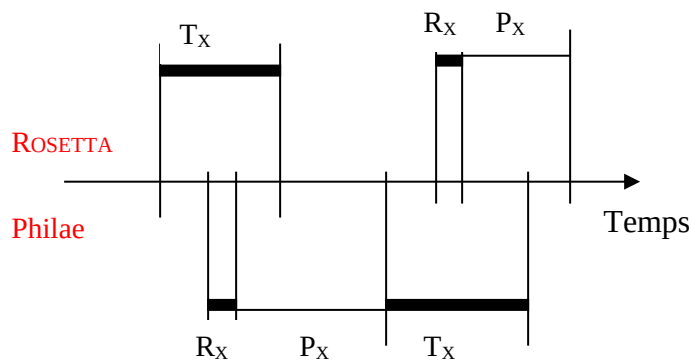


Figure 2.8 : Séquence temporelle d'une mesure CONSERT

⁶ La dérive des horloges peut-être interpréter comme un déplacement radiale de la sonde. Une stabilité de 2.10^{-2} peut alors interpréter comme une vitesse radiale de 60ms^{-1} . La sonde ne doit pas atteindre de telles vitesses, la limitation provient alors effectivement des horloges.

2.5 Le système de transmission/réception

L'architecture complète d'un radar est très complexe et varie considérablement selon son type (radar classique, à effet Doppler, à compression d'impulsions) et suivant les applications envisagées, tout comme le type d'impulsions générées. Les figures 2.9 et 2.10 à la fois représentent un synoptique de radar bistatique simplifié, présentant ses principaux composants, afin de comprendre le fonctionnement des radars dans leur globalité. L'implémentation détaillée est donnée 2.12

2.5.1 Le système de transmission

La chaîne d'émission associe un générateur de signaux codé de 255 symboles et chaque symbole est égal ± 1 . En suite ce code est modulé à une fréquence de 90MHz. En à la sortie du modulateur on a un signal BPSK sous forme de cosinus multiplié par plus ou moins la valeur unitaire. Cette étape est suivit par un passage dans un amplificateur de puissance qui permet d'avoir une puissance 1 W sur l'antenne. Et avant d'arriver à l'antenne, le signal passe dans un filtre passe bande de fréquence porteuse f_0 .

Les antennes sont communes pour les signaux émis et reçus. Il s'agit ici de deux monopoles croisés sur le Lander et de deux dipôles croisés sur l'orbiter (Figure 2.1).

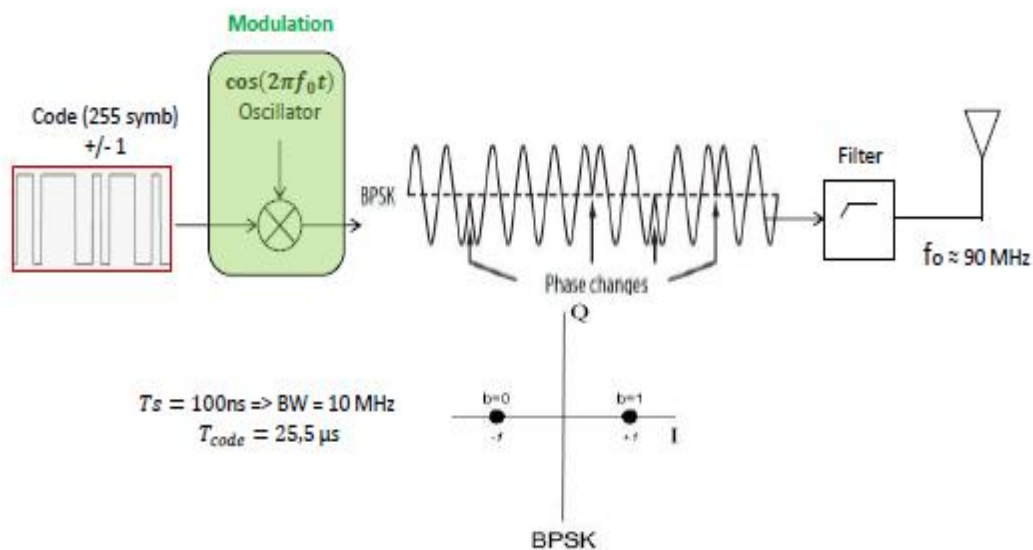


Figure 2.9 : système de transmission ou émetteur

2.5.2 Le système de réception

Le système de réception ou la chaîne de réception est constitué de plusieurs blocs ayant chacun une fonction bien précise. Il est l'un des éléments les plus complexes d'un radar. Le système doit posséder à la fois très grande sensibilité mais également permettre l'amplification des signaux reçus dans de très grandes proportions, ceci afin d'avoir le meilleur rapport à signal à bruit possible.

La tête du récepteur à 90MHz amplifie les signaux reçus par l'antenne. Dans notre cas la tête de réception comprend en amont un Limiteur (figure 2.11 : schéma de bloc) qui permet de protéger le reste de la chaîne de réception d'éventuelles surcharge (champs électromagnétique de fortes intensité) suivi d'un filtre et un amplificateur variable (AGC).

L'AGC est un atténuateur programmable dont la calibration à toutes températures fait partie de notre étude. Sa fonction est de fournir au récepteur un signal de puissance (ou amplitude) quasi constante alors que la puissance à l'entrée du récepteur varie sur une très grande dynamique, ce qui est le cas lorsque la distance entre l'émetteur et le récepteur varie ou que les conditions de propagation évoluent.

Après l'amplification du signal, c'est l'étape où le signal sera démodulé en amplitude à l'aide de démodulateur en phase et en quadrature. En sortie de celle-ci il y aura la voie de I (en phase) et Q (en Quadrature). En pratique, la démodulation est effectuée d'abord autour de 30 MHz puis en bande de base (I&Q). A chaque étage de démodulation, il y a amplification et filtrage du signal.

Enfin la compression - c'est-à-dire une autocorrélation entre le signal reçu et le code initial- est effectué à bord sur le Lander pour mesurer le délai de propagation.

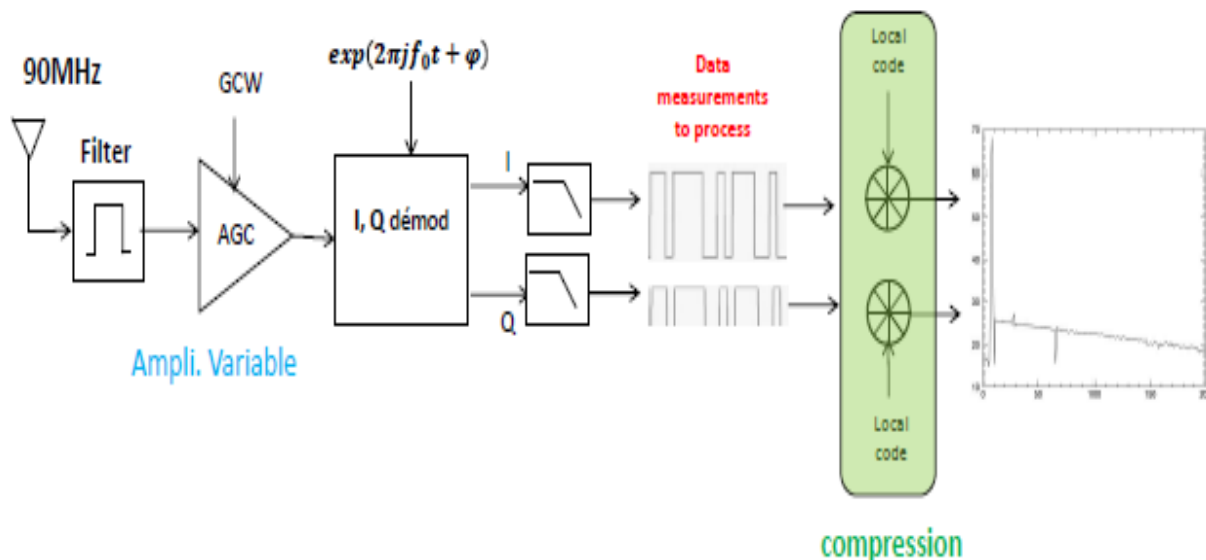


Figure 2.10 : système de réception

2.5.3 Schéma d'architecture détaillé

Pour simplifier la conception, intégration et les tests, les deux parties de l'instrument embarquées de l'atterrisseur et de l'orbiteur sont exactement les mêmes. Seul le programme chargé à bord de chacun le configure comme étant atterrisseur ou orbiteur.

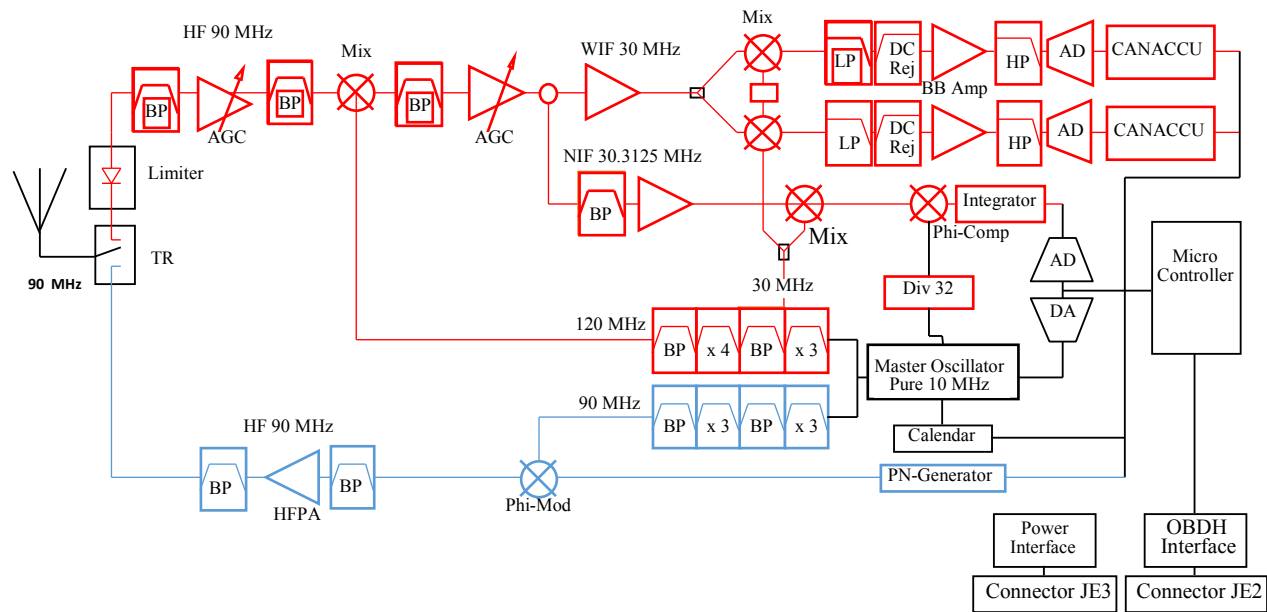


Figure 2.11 : Schéma bloc de l'instrument CONSERT : en bleu la chaîne d'émission, en rouge la chaîne de réception. Les éléments de gestion et la base temps sont en noir.

La figure 2.11 présente le schéma bloc de la structure complète de l'expérience CONSERT. On y distingue en bleu la chaîne d'émission et en rouge la chaîne de réception. Les éléments de gestion y figurent en noir.

A gauche, l'antenne est reliée à la transmission et la réception (TR) interrupteur. La partie supérieure de la figure montre le récepteur.

La chaîne de réception se distingue essentiellement par ses amplificateurs à gain ajustable AGC qui permettent d'ajuster au mieux le niveau du signal reçu. De gauche à droite, on peut reconnaître la section de fréquence radio, avec amplificateur (FEA), des filtres passe-bande, le contrôle automatique de gain (AGC), puis un mélangeur avec un 120MHz. Elle est suivie d'une section à fréquence intermédiaire à large bande (WIF) autour de 30 MHz suivit de la démodulation en phase et en quadrature détecteurs. Un filtre passe-bas est prévu pour les deux amplificateurs I et Q en bande de base (WBB) et un filtre passe-haut est présent pour éliminer les composantes DC continues.

Chaque section de récepteur (RF, WIF, et WBB) a un gain maximum de 30 dB environ et chaque gain AGC prene une valeur comprise entre 0 et -31 dB. Par conséquent, le gain total de la partie analogique prend une valeur comprise entre 28 et 90 dB. L'accumulation se réalise dans les systèmes cohérents intégrateurs (CANACCU).

Le tuning en fréquence avec la boucle à verrouillage de phase (PLL) ne sera pas détaillé ici. Deux modes de fonctionnement en réception sont prévus :

- le premier est un mode de synchronisation basé sur une boucle à verrouillage de phase PLL. Ce mode assurera la synchronisation des deux horloges de l'atterrisseur et de l'orbiteur avant l'occultation.
- Le second est le mode de mesure proprement dit. Dans ce mode les signaux reçus seront démodulés suivant deux voies quadratiques, puis échantillonnées et convertis en 8 bit.

En bas, la voie de transmission suit directement la description que nous en avons fait précédemment. Il est aussi à noter que la porteuse de fréquence de 90 MHz est générée à partir d'un oscillateur de 10 MHz suivi par un ensemble de multiplieurs. Cette porteuse module le code PN avant son émission. La partie inférieure du diagramme correspond à l'émetteur avec un registre à décalage pseudo- bruit générateur, multiplieurs de fréquence, un modulateur de phase et un amplificateur de puissance.

Masse			
	Electronique	Antenne et harnais	Masse totale
ROSETTA	1475 g	1380 g	2855 g
Philae	1475 g	425 g	1900 g
Electronique			
Horloges			
Fréquence	10MHz		
Précision Δ f/f	Minimale	nominale	maximale
	-	2.10 ⁻⁷	4.10 ⁻⁷
Emission			
Modulation	BPSK à 90 MHz		
Code PN	255*100 ns =25,5 μ s		
Répétition du code	8*1024 =209 ms		
Puissance d'émission	2,0 w - Orbiteur		
	0,2 w - Atterrisseur		
Réception			
Bande de réception	85 MHz à 95MHz		
Plage de Gain	Ajustable de 30 dB à 90 dB (avec AGC)		
Conversion A/N	8 bits à 10MHz (sur deux voies I et Q)		
Traitement			
Addition	Addition cohérente en temps réel		
Nombre additions	M. Dégradé 256 M. Nominal 1024		
Gain de addition	M. Dégradé 24 dB M. Nominal 30 dB		
Télémasure			
ROSETTA	24 Mbits par orbite		
Philae	500 Kbits par orbite		
Consommation			
	Minimal	Nominal	Maximal
ROSETTA	1,6 w	1,9 w	2,95 w
Philae	-	1,5 w	1,95 w
Fonctionnement			
	Minimal	Nominal	Maximal
Durée d'une orbite	2 h	10 h	15 h
Nb de mesure/orbite	3000	3000	3000

Tableau 2. 1 : Principales caractéristiques technique de l'instrument CONSERT

2.5.4 Caractéristique technique de l'instrument CONSERT

Avec ses 5 kg et ses 2 W de consommation, CONSERT est l'un des plus petits instruments de la mission. Deux antennes équiperont l'orbiteur et le Philae. L'antenne de l'orbiteur est un double dipôle croisé placé à l'avant d'un réflecteur (Figure 2.1). Après le lancement de la sonde, cette antenne s'est dépliée grâce à un système pyrotechnique. L'antenne de l'atterrisseur (Figure 2.12) est constituée de deux monopoles orthogonaux. Ce type d'antenne assure d'une part une

communication en polarisation circulaire pour s'affranchir des problèmes de changement de polarisation au contact de la surface cométaire, et d'autre part un rayonnement quasi hémisphérique pour explorer tous les chemins de communication possibles entre l'orbiteur et l'atterrisseur.



Figure 2.12 : Boîte électronique de CONSERT (Source Consert)

2.6 Scénario lié à la géométrie (Orbiteur-Comète-Lander)

Une séquence de mesure de Consert autour de la comète comporte plusieurs phases.

2.6.1 Phases de visibilité

Durant la période initiale de visibilité entre l'orbiteur et l'atterrisseur, il y a trois phases :

Réchauffement (ou Warming-up) : l'instrument a besoin du temps pour obtenir la température de fonctionnement permettant la stabilisation d'horloge appropriée. On appelle cette phase TUNETIC dans le tableau de mission des essais. Il correspond au temps nécessaire au chauffage de l'instrument pour atteindre leur température nominale d'utilisation garantissant une précision et une stabilité meilleure. Celui-ci est d'environ 5 minutes mais peut être changé dans la table de mission.

Réglage (ou tuning) : cette phase critique, obligatoire après l'échauffement, nécessite un signal direct entre l'orbiteur et le Philae permettant de faire correspondre la fréquence ces deux horloges et de synchroniser les deux calendriers. C'est aussi le temps nécessaire au verrouillage des horloges. Il est nécessaire à la synchronisation des oscillateurs atterrisseur et orbiteur à $\Delta f/f < 10^{-7}$, il est d'environ une minute.

Le tuning exige qu'il y ait une visibilité directe entre OCN et LCN, et un signal suffisamment fort entre les deux antennes (moins de 105 dB de perte, y compris désadaptation de polarisation) [Herique et al., 2015] . Dans la pratique, il n'a pas été possible que soit garantie, ou même le respectée, cette contrainte lors de la première séquence science (FSS) la distance orbiteur -

atterrisseur pourrait dépasser les 30 km spécifiés. En outre, du fait de la position finale du gain d'antenne limité par le Philae, et le manque de connaissance de son environnement immédiat ; il était impossible d'estimer correctement un lien ou de coordonner à l'avance les séquences opérationnelles entre l'OCN et LCN. Cette difficulté opérationnelle a été résolue par la mise en œuvre d'un mode stroboscopique qui ne nécessite pas une phase de réglage au prix de performances réduites.

En attente (ou Waiting) : c'est l'intervalle de 5 minutes avant occultation. Cet intervalle de balayage permet d'améliorer la restitution d'orbitographie. Cette séquence suit directement la période de 10 minutes de la visibilité afin de permettre un tuning et le début des soundings (mesures). On l'appelle aussi STARTTIC dans les tableaux des essais effectués ; correspond aussi au temps écouté entre la fin du réglage des horloges et le début du cycle de sondage.

2.6.2 Période d'occultation

Pendant l'occultation, plusieurs centaines de mesures sont nécessaires en mode transpondeur. Une fois Rosetta redevenu visible quelques mesures en mode transpondeur sont effectuées. Cela permet de contrôler la qualité du signal. Les périodes de visibilité et entre l'Orbiteur et l'atterrisseur seront comparées par des périodes de non-visibilité ; grâce, au calcul de délai de propagation. Vue la durée de vie de l'atterrisseur, le nombre d'arcs de mesures dont dispose l'expérience CONSERT dépend essentiellement de la dynamique de rotation du noyau cométaire.

Ces sondages sont faits dès que la comète cache le module atterrisseur. Chaque séquence de mesure scientifique (appelée séquence de balayage) implique l'instrument de l'orbiteur et l'instrument Lander. La durée de cette séquence de balayage est liée à la durée de l'orbite de la sonde Rosetta relativement au Lander sur le noyau de la comète en rotation. Cette durée est typiquement de l'ordre d'une période de rotation du noyau. Ces orbites réservées à Consert sont nommés Consert orbites.

Au cours de cette séquence de balayage, environ 12 000 mesures individuelles, appelés sondages sont prises. La durée d'un sondage est inférieure à une seconde.

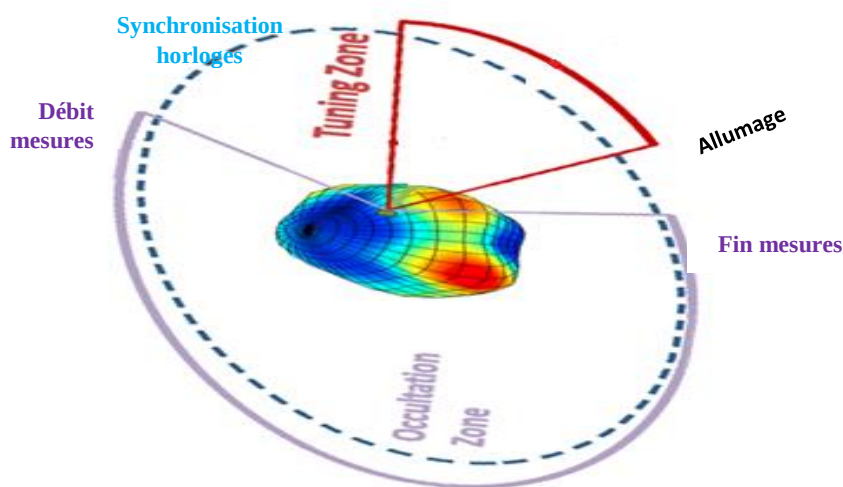


Figure 2.13 : déroulement d'une campagne de mesures (Roger Y, al, 2015)

Une campagne de mesure se déroule comme suit :

- durant la période de visibilité directe entre l'atterrisseur et l'orbiteur, l'instrument Consert est mis sous tension. Il s'ensuit une période de stabilisation thermique.
- L'instrument charge sa table des opérations contenant les paramètres nécessaires à la conduite de la campagne de mesures.
- Débute ensuite la phase de synchronisation des horloges respectives de l'orbiteur et de l'atterrisseur. les horloges ont besoin d'être synchronisées en fréquence et en temps. Pour garantir que les périodes d'émission couvrent les périodes de réception, le signal utile est émis 8 fois de suite, soit 8×1024 fois le code.

La campagne de mesure proprement dite débute légèrement avant l'occultation. A la fin des mesures, l'instrument est soit mis hors tension, soit une nouvelle phase de synchronisation est initiée. C'est l'hypothèse qui a été prévu dès le départ dans le cas où tout va se passer bien.

2.7 Mesures effectuées par CONSERT

2.7.1 Permittivité moyenne

La comète se présente comme un amas irrégulier de gros blocs, émergeant de surfaces granuleuses entourées de dépressions où se dépose une poussière plus fine.

Plutôt qu'une "boule de neige sale" comme on considérait les comètes avant d'en avoir observée une de si près, 67P serait donc une "boule de poussière compacte glacée" (le rapport poussière/glace mesuré varie de 0,4 à 2,6) dont le ciment serait davantage formé par la roche poussiéreuse que par la glace. Et cette boule est légère, poreuse : son noyau, dépourvu de tout magnétisme, Consert a pu déterminer une permittivité moyenne est de 1,27. Cela signifie que cette région à un rapport volumique de poussière/glace est de 0,4 à 2,6 et une porosité de 75 à 85.

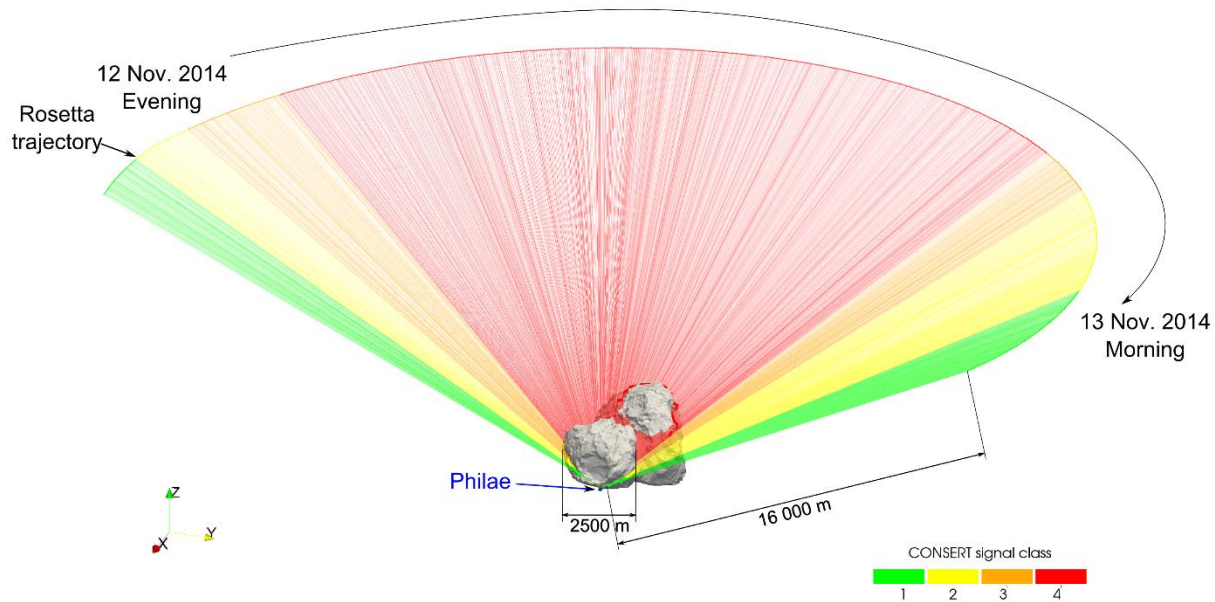


Figure 2.14 : propagation du signal entre Philae et Rosetta le code couleur indique la qualité du signal reçu (Kofman 2015)

Ce diagramme illustre la propagation des signaux entre Rosetta et Philae à travers le noyau de la comète, entre 12 et 13 Novembre 2014. Le vert représente la meilleure qualité de signal (Figure 2.14), la diminution de la qualité au rouge pour aucun signal. Les signaux sont envoyés et reçus par l'instrument CONSERT, qui est à la fois sur l'orbiteur et l'atterrisseur.

2.7.2 Localisation du Philae après atterrissage

Le 2 septembre dernier, la caméra OSIRIS à bord de Rosetta a pris des images de l'atterrisseur Philae sur la surface de la comète 67P/Churyumov-Gerasimenko. Il se trouve dans une anfractuosité (cavité profonde irrégulière), au cœur de la zone prédite par le radar CONSERT.

Cela met fin à une recherche commenc e au lendemain du 12 novembre 2014. En effet, moins de 12 heures après l'atterrissage mouvement  de Philae, CONSERT avait pu fournir une première estimation de la position de l'atterrisseur à partir des mesures acquises dans la nuit. En collaboration avec les centres d'opération de Rosetta, la localisation a été rapidement revisitée en utilisant une meilleure connaissance de la trajectoire réelle de Rosetta (cercle violet sur la figure.2.15) [Kofman, 2015].

Dans les jours qui ont suivi l'atterrissage, grâce à des mesures supplémentaires effectuées à la demande de l'ESA, CONSERT a été utilisé comme un GPS pour trianguler la position de Philae sur la comète 67P. L'analyse complète des mesures et des trajectoires de la sonde a permis d'aboutir à une estimation finale de la position de Philae dans une zone de 22 x 106 m (en jaune sur la figure – Herique et al., 2015).

Cette localisation a piloté depuis novembre 2014 les campagnes de recherche optique de Philae : il n'était pas possible de couvrir l'ensemble de la comète avec une résolution suffisante, c'est donc autour de cette zone que les équipes de l'instrument OSIRIS (Max-Planck Institute for Solar System Research, MPS et le Laboratoire d'astrophysique de Marseille, LAM) et celles de l'ESA ont concentré leurs efforts. Après l'identification de nombreux candidats possibles, c'est finalement le 2 septembre 2016, lorsque la sonde a été assez proche pour offrir des images haute résolution, que Philae a été imagé avec suffisamment de détails pour être identifié sans ambiguïté.

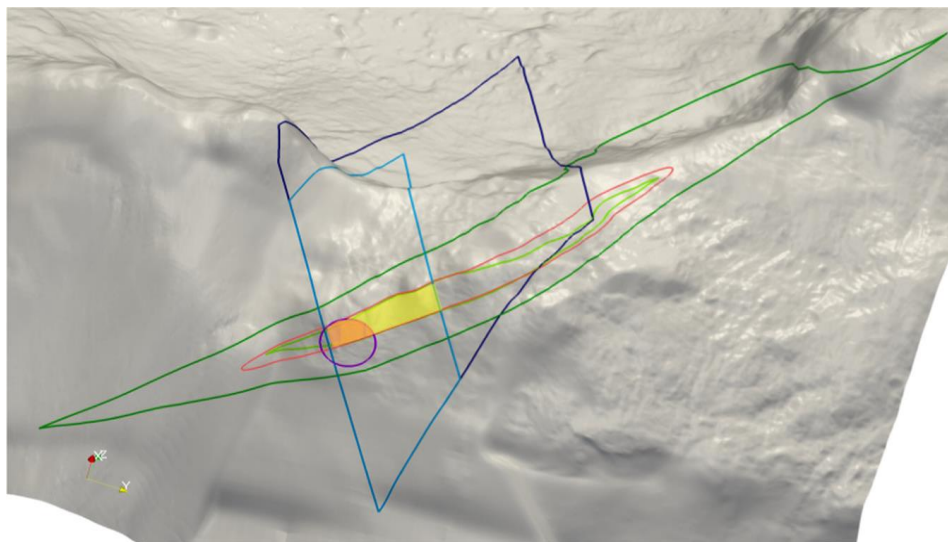


Figure 2.15 : Zone jaune : en tenant compte de toutes les mesures (22.5x106.5m2)
Zone Orange: l'estimation la plus probable (22.6x41.5m2) (Herique et al, 2015)

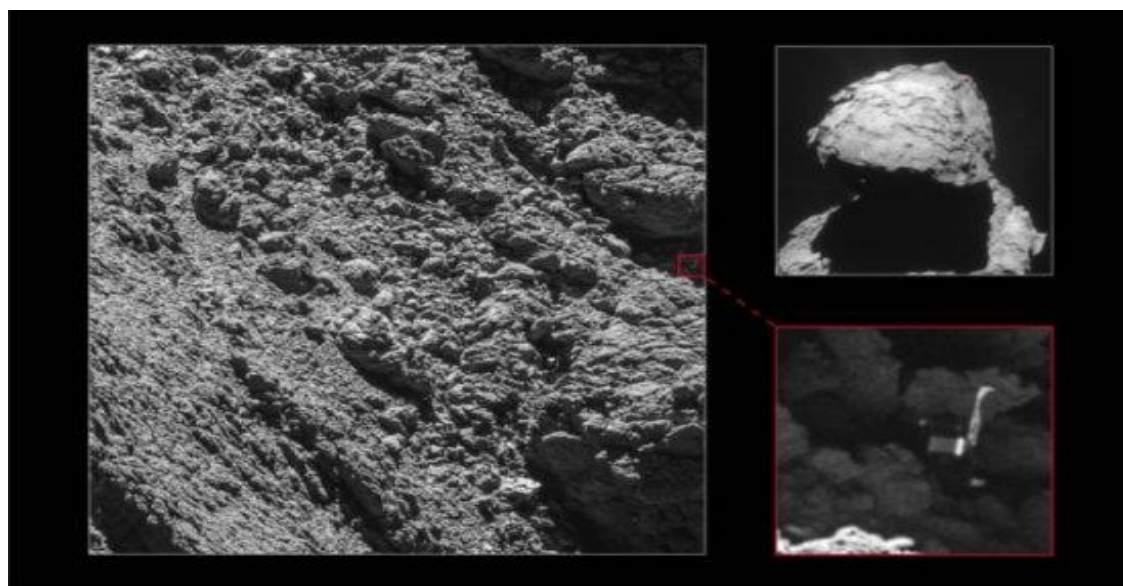


Figure 2.16 : Image de PHILAE sur la comète prise par OSIRIS. ESA/Rosetta/MPS for OSIRIS Team MPS/UPD/LAM/IAA/SSO/INTA/UPM/DASP/IDA; Contexte (en haut à droite) : ESA/Rosetta/NavCam

Ces images (Figure 2.16) ont été prises le 2 septembre par la caméra à angle étroit OSIRIS alors que la sonde effectuait un passage à 2,7km de la surface, et montrent clairement Philae, dont le corps mesure 1m, et deux de ses pieds. Ces images fournissent également l'orientation de Philae et confirment pourquoi il fut si difficile d'établir la communication avec Philae après son atterrissage le 12 novembre 2014.

Chapitre 3

3 Calibration des données CONSERT

3.1 Introduction

3.1.1 Contexte général

Les opérations de calibration permettent d'obtenir des paramètres stables décrivant l'instrument de façon à ce que le modèle s'approche au mieux de la réalité. Les calibrations(ou étalonnages) permettent de mesurer les caractéristiques de l'instrument, et ainsi, de corriger ses défauts pour améliorer la qualité de la mesure. Un processus de calibration mal effectué a des conséquences sur les mesures scientifiques.

Dans notre cas plus précis, la visualisation des données de tests montre que la calibration est nécessaire. Dans la mesure où ces données mesurées varient en fonction de la température, de la puissance d'entrée. Le but recherché de la calibration est d'améliorer la précision des mesures pour différents modèles sur lesquels nous avons eu à travailler. Une bonne calibration de la puissance mesurée, et une correction d'amplitude de I&Q permettent de :

- d'augmenter la précision du délai-système et donc de l'estimation du temps d'arrivé ;
- d'améliorer l'estimation de la permittivité.

Dans le contexte général de la calibration, l'objectif est d'évaluer la qualité de données. Le travail réalisé ici fournit une synthèse des outils mathématiques et algorithmiques permettant de réaliser une telle opération. Cela passe d'abord par le dépouillement des données existantes et leur analyse. Ensuite, nous proposons une méthode de compensation des erreurs de mesures permettant d'améliorer la qualité globale de données. Les méthodes élaborées permettent entre autres d'identifier des défauts dans la structure des données. Leurs applications sont illustrées dans le cadre de l'évaluation de paramètres sensibles aux effets de température, avec l'objectif d'apporter des corrections aux différents jeux de mesures.

Le travail de récupération des données et leur prétraitement, ou calcul d'erreurs est nécessaire pour un gain système. Ce qui importe c'est l'analyse des données ; le centre d'intérêt n'est alors plus porté sur l'instrument mais sur les mesures disponibles. La calibration (étalonnage) est exprimée ici sous la forme d'une courbe d'étalonnage. Dans notre cas, il consiste en une correction additive ou multiplicative de la mesure avec une incertitude de mesure associée.

3.1.2 Test général

Les tests généraux regroupent un ensemble de tests auxquels est soumis l'instrument Consert à différentes étapes de sa construction. Le but étant bien sûr de s'assurer qu'une fois l'instrument dans l'espace, rien ne viendra en perturber le fonctionnement. Lors de ces essais, on simule les conditions extrêmes de température pour vérifier le bon fonctionnement de Consert et effectuer des contrôles thermiques.

Deux types de test sont effectués à savoir, le test à vide thermique et calibration et le test de fonctionnel :

- Les tests à vides thermiques et calibration correspondent aux conditions que la sonde rencontrera dans l'espace. Les essais de simulation permettent de valider les modèles thermiques théoriques pour s'assurer de l'équilibre thermique du satellite et de son efficacité. Chaque test d'intégration est précédé d'un test préliminaire. Et ces tests préliminaires ont pour but de vérifier le bon fonctionnement des signaux d'interface en charge de la carte analogique avec les autres cartes. Les performances des instruments sont alors vérifiées dans les mêmes conditions de température qu'en orbite.
- Ensuite, il y a aussi le test fonctionnel ; c'est un processus nécessitant l'exécution d'une série d'étapes, et donc d'une série de cas d'utilisation. Ces tests ont pour but de tester le bon fonctionnement du récepteur en mode mesure avec la corrélation et l'addition cohérente.

3.2 Modèle et équipement de test

3.2.1 Les différents modèles de Consert

Deux électroniques Consert ont été fabriquées pour chacun des sondes (Rosetta et Philae) : le Flight Model (FM) ou modèle de vol et le Flight Spare (FS) ou modèle de rechange. Ainsi FMO désigne le modèle de vol Orbiteur et FML désigne modèle Lander (Philae). De même, le FSO et le FSL désignent les modèles de rechanges Orbiter et Lander.

En pratique, le Flight Spare est fabriqué pour pouvoir remplacer le Flight Modèle en cas de problème lors de l'intégration sur la sonde. C'est ce qui s'est passé pour le Lander. C'est donc le FMO et le FSL qui ont été utilisés lors de la mission, nous nous sommes alors concentrés sur les mesures effectuées entre 2001 et 2003 avec ces deux électroniques pour la calibration avant la livraison des modèles.

Pendant les tests, les modèles de qualification (QM) ont été utilisés pour « répondre » aux modèles de vols : c'est le QMO ou QML selon qu'il soit du côté orbiteur ou du Philae. Les modèles de qualification QMO et QML sont des modèles internes similaires au FMO et au FSL.

Dans les tests de calibration, le FMO est seul face au banc HP de mesures et en face du modèle Lander QML (Quantification Model orbiter), lors des expériences de ping-pong. De même, le modèle de rechange orbiteur (FSO) est en face au banc au QML. Le FML et le FSL sont testés face au QMO ou face au banc HP.

3.2.2 Configuration de test

L'intégration des différents modèles, avec les essais de fonctionnement au laboratoire IPAG et sa caractéristique ont permis de calibrer l'instrument de bout à bout avant son envoi sur Rosetta. Le modèle de vol CONSERT a été soumis à des tests poussés au Laboratoire. L'instrument a été placé dans un environnement à des températures différentes, proches de celle attendues en vol (la sonde s'approche de la comète), et à différents types de mesures pour étudier ses réactions. L'objectif était d'analyser ces données pour en extraire des caractéristiques essentielles, notamment l'amplitude du signal, le retard engendré par les systèmes. Tous ces jeux de mesures se font à différente température ; avec un palier à -20°C, 0°C, +20°C, et +50°C.

Une configuration de test en mode transmission (Tx) et une configuration en mode récepteur (Rx) sont nécessaires pour les différents modèles de tests.

Quatre configurations de test ont été utilisées pour les tests fonctionnels et la calibration (figure 3.1):

- Le modèle à tester (FMO ici) face à un stimulateur de l'autre sexe (QML ici), communiquant à travers l'atténuateur programmable et la voie directe du coupleur directionnel. Test en Tx et Rx
- En dérivation sur le montage précédant, le banc HP connecté sur la sortie -30 dB du coupleur. Test en Tx seul
- Le FMO sur le banc à travers un atténuateur fixe. Test en Tx
- Le banc sur le FMO à travers un atténuateur fixe. Test en Rx.

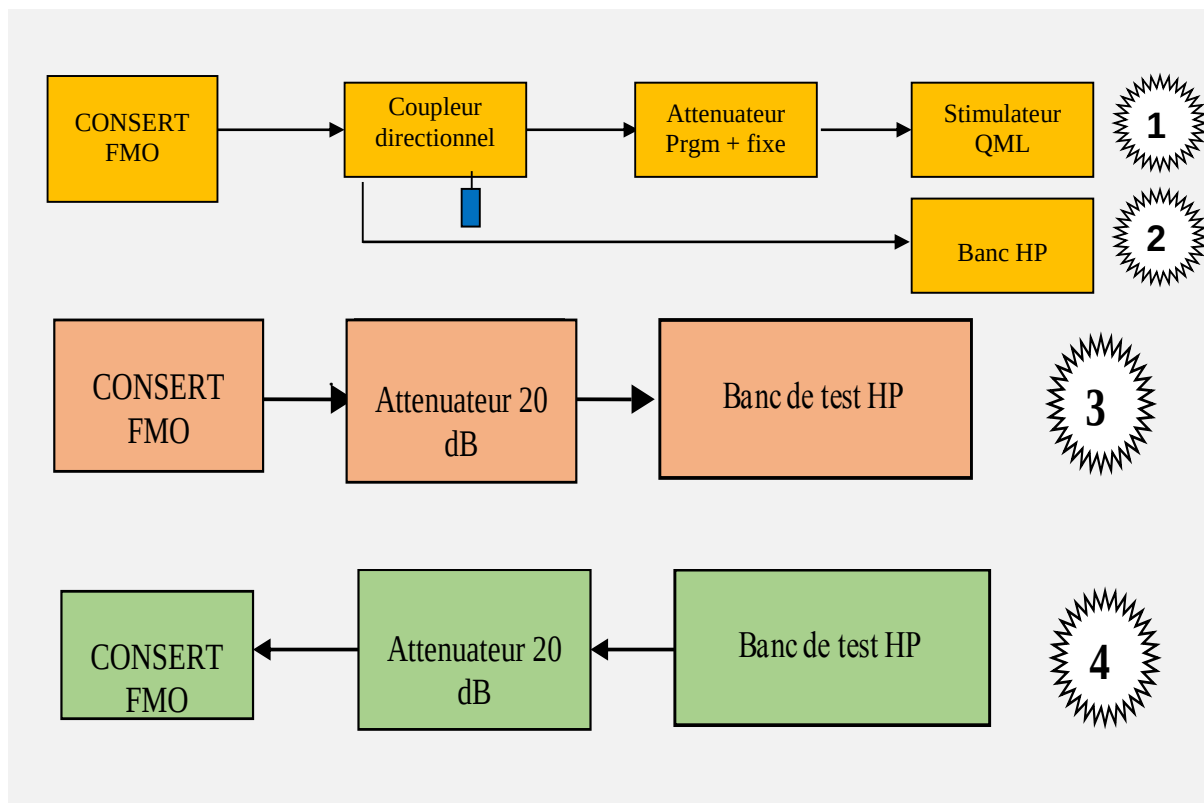


Figure 3.1 : Les différentes configurations de test

La première configuration est utilisée pour faire du ping-pong (c'est-à-dire utiliser le transpondeur complet avec un orbiteur et un Lander). Les tests sont effectués entre l'orbiteur et le Lander à travers un atténuateur programmable. On retrouve dans le montage un modèle de vol ou de rechange face un simulateur (QML ou QMO). Différent types d'expérience ont été effectués avec

la température fixe ou variable ou bien avec l'atténuation fixe ou variable entre l'orbiteur et Lander. Le FMO est dans une enceinte sous vide et à température souhaitée pour faire une expérience. Les signaux venant du FMO sont enregistrés par le QML et par le banc que l'on a mis en dérivation à travers un coupleur au cours du ping-pong. Ici nous nous occupons uniquement des données acquises par les instruments CONCERT (FMO et QML).

La deuxième configuration n'utilise pas de simulateur. Le banc est connecté à la sortie du coupleur. Tout type d'expérience est possible à température fixe ou variable. Les données enregistrées par le banc proviennent uniquement du modèle se trouvant dans l'enceinte.

La troisième configuration, diffère de la deuxième par la présence de l'atténuateur fixe. L'instrument en émission, face au banc, avec un atténuateur de 20 dB qui remplace le coupleur directionnel. Le sens du montage va de Consert vers le banc, l'atténuateur est intercalé entre les deux. Cette configuration dispose des tests pour la qualité et du niveau de l'émission de l'Orbiteur ou du Lander.

La configuration quatre est montage FMO en réception face au banc à travers l'atténuateur de 20dB. Cette configuration est adoptée pour les tests de la linéarité du récepteur (raie H4) et de la raie orthogonale.

Ces configurations sont les mêmes pour tous les modèles à savoir pour les FMO, FML, FSO et FSL.

Lorsque vous exécutez une campagne de test, les valeurs de paramètre sont extraites du jeu de données en fonction des paramètres définis pour chaque configuration de test (température, AGC etc.).

3.2.2.1 Liste des appareils et dispositifs de mesure :

Ces équipements servent surtout à effectuer l'étalonnage des mesures à effectuer ensuite à l'aide de l'équipement d'analyse permanent constitué du récepteur radio et d'un analyseur permettant de relever les paramètres BF importants :

- *Le Coupleur* permet de connecter en même temps Consert sur le banc de mesure HP et sur le stimulateur (QML ou QMO) afin de pouvoir enregistrer le signal en ping-pong et sur le banc.

- *L'atténuateur* permet de diminuer le niveau des signaux captés par l'antenne pour les ramener à des valeurs mesurables dans la dynamique appropriée du récepteur. Il doit avoir une position 0 dB pour permettre de mesurer des perturbations de faible amplitude et être programmable avec la meilleure précision possible (meilleure que 1 dB si possible) sur une dynamique importante (20 à 50 dB souhaitable).

Le dispositif d'atténuation joue le rôle frein dans l'installation ; c'est la comète. en prenant une atténuation de 20dB, suppose que le milieu étudié est homogène. C'est qui d'estimer de délai système, et l'amplitude du signal pour une température donnée.

- *La charge fictive* ne sert que de référence d'adaptation de l'entrée antenne du récepteur sur son impédance nominale (50 Ω) pour déterminer le facteur de bruit aux fréquences utilisées.

-*Le banc HP* est un système qui peut travailler en émission et en réception. En réception : il enregistre le signal Consert et permet de le récupérer. En émission : il émet un signal RF qui est acquis par CONSERT

Le banc HP (une partie de l'EGSE avec d'autre élément tel que les alimentations, PC) est connecté sur l'entrée de l'antenne du QMO (entrée RF). Il peut enregistrer les signaux émis par Consert ou émettre des signaux qui seront mesurés par Consert (cas de la raie H4).

Chaque test correspond à un programme spécifique sur le banc. Par exemple, ACQUI_R8_en_TX_derrière_coupleur.vee permet de faire l'acquisition sur le Banc de mesures et la sauvegarde du signal émis par CONSERT, démodulé en bande de base, mais ni additionné et ni corrélé. Cela permet par exemple la calibration absolue de l'horloge. [[RO-OCN-TR-3802 FSL calibration V8-2](#)]

- *Le simulateur de satellite* est un boîtier qui connecte les modèles Consert avec un ordinateur. De son côté Consert, a les mêmes connections et le même format de communication que Rosetta (de manière qu'il peut être connecté au QMO, au FMO ou au FSO). De l'autre côté, il peut être connecté à un PC qui envoie et reçoit les télémetries mesures(TM). Ce simulateur permet d'envoyer des télécommandes prédéfinies à l'instrument et de recevoir les données scientifiques.

De même un simulateur de Philae peut être connecté aux modèles Lander pour les piloter avec un PC et sauvegarder leur télémetries.

La figure 3.2, représente schématiquement la configuration du montage à vide thermique avec ses différentes parties. Chaque test au laboratoire fait intervenir un certain nombre d'instruments comme : - l'interface, - l'instrument Lander, - le banc de test, - l'atténuateur, et un ordinateur. Consert FMO, ou FSO ou ... est en réception face au banc à travers un atténuateur pour les différents modèles.

Le montage peut se décrire en deux parties :

- La partie supérieure du montage qui permet d'obtenir à partir de la boîte Consert, les données brutes et qui sont enregistrées sous forme de fichiers TM (télémetrie mesure).
- La partie inférieure du montage qui permet avec le logiciel CDH de lire ces données brutes et permet aussi de les décommuter pour qu'elles soient lisibles avec d'autres logiciels comme Matlab.



Figure 3.2 : schéma de montage face au banc des tests à vide thermique et calibration

La configuration du schéma serait différente pour les tests d'intégration et de calibration et couplage au banc. Et tout dépend de quel type test on veut effectué que ça soit du côté Orbiteur ou du côté de Lander, mais aussi à quelle température test est réalisé. Le test de ping-pong nécessite deux ordinateurs, deux interface PC-Consert pour la réalisation.

Mesure de puissance	HP Power Meter E4419A
Analyseur de spectre	HP 8590A
Analyseur de Réseau Vectoriel	HP 8753C
Compteur Fréquencemètre	HP53132/012
Oscilloscopes numériques	Tektronix TDS544A
Banc de Mesures Consert	HP/Agilent (dont générateur ESG-D)
Ordinateur de pilotage du banc	HP Vectra VL
Atténuateur de Précision RSP	Rohde & Schwarz RSP 831.3515.02
Atténuateur Fixe connectorisé N	Radiall -10dB (2 unités sur entrée et sortie du RSP)
Multimètre	Wavetek 27XT
Micromètre	RCNF1
Alimentation de Laboratoire	HP HPE3632A
Coupleur bidirectionnel (a -30 dB)	Werlatone modèle 01569
Sonde de courant	Tektronix TCP202.
Référence de Fréquence	USO du HP53132/012
Disques vierges CDR pour l'archivage des données sur le PC Vectra du Banc	

Tableau 3. 1 : équipements et leurs caractéristiques pour les différents tests

3.2.2.2 Consert Data Handling : CDH

Une fois que ces équipements sont en marche, la récupération des données acquises par Consert est possible (ce sont les télémetries). Elles peuvent être ainsi visualisées par le logiciel CDH. À partir de ce dernier, les données peuvent être sauveées sous un format lisible par d'autres logiciels de traitement des données (IDL, Matlab etc.).

Consert Data Handling (CDH) a été développé par l'équipe de Consert pour les manipulations de données. C'est comme une interface entre Consert et les autres logiciels de traitement des données. Il permet aussi d'enregistrer des données, puis de les rechercher, de les visualiser. Il permet de spécifier les types des données la structure des données contenues dans la base de données. Il manipule les fichiers de la base de données, transmet les données vers les autres programmes, et vérifie la cohérence et l'intégrité des données.

Le programme d'EGSE Consert Data Handling (CDH) relit l'ensemble de ces formats:

- Les Header spécifiques sont supprimés pour arriver au format unique OBDH. Dans le cas particulier du format .xls, un header OBDH fictif est simulé pour demeurer compatible avec les six autres formats.
- Les données sont ensuite analysées à partir d'une boucle unique qui distribue ensuite sur un traitement Orbiteur et un traitement Lander. Le traitement d'autres APID lié au Lander ou au spacecraft s'est progressivement greffé sur cette boucle.

- Les deux traitements du Lander et de l'Orbiter reposent sur un unique objet au sens informatique (Tconsert) qui inclut toutes les méthodes de traitement et de normalisation afin d'assurer la totale cohérence des deux canaux.

3.2.3 Les calibrations en vide thermique (VT)

Les tests en vide thermique et de calibration sur le FMO, FML FSO et FSL ont eu lieu à l'Institut d'Astrophysique Spatiale à Orsay en 2001 et 2002. Ces tests ont porté sur le fonctionnement des modèles (FMO, FML...) seul face à un banc HP de mesure (configuration numéro 3 et 4), et en face du modèle orbiteur (QMO,...) configuration (numéro 1 et 2) de la figure 3.1, lors des expériences de ping-pong et cela pour les tous paliers de températures (50°C, 20°C, 0°C, -20°C et -40°C), et les transitions de température.

La figure 3.3, donne les positions des sondes de température lors des tests en vide thermique. Toutes les sondes sont doublées le plus souvent à des positions symétriques par rapport au centre de l'instrument.

Lors des tests à vide thermique les cycles de chauffage et de refroidissement sont montrés avec leurs différents paliers de température durant tous les tests effectués sur le FMO. Durant les expériences la pression est aussi mesurée. Elle varie de la pression atmosphérique (en début d'expérience) à un minimum de $8.3 \cdot 10^{-7}$ mbar lorsque l'on est à -40°C correspondant à un vide secondaire moyen. La pression dépend de la température de l'enceinte, elle est à $3.6 \cdot 10^{-6}$ mbar en fin d'expérience à 20°C, avant remise à l'air de l'enceinte expérimentale.



Figure 3.3 : photo prise durant l'installation de CONSERT dans la cuve Mercure des tests thermiques

Nous décrivons le test à vide thermique pour un seul modèle (FMO), mais la procédure suivie a été identique pour les autres modèles. Prenons le cas du FMO pour expliquer le test à vide thermique. Les tests effectués à vide thermique dans la plus part des cas sont :

- *les tests de ping-pong* effectués entre un Orbiteur et un Lander c'est-à-dire le FMO et le QML. Deux types d'expérience ont été effectués à chaque température : la première, teste le gain du FMO en faisant varier l'atténuation entre le Lander et l'Orbiter ; la deuxième, teste l'accord en fréquence et la qualité de l'émission / réception pour des fréquences de porteuse différentes de celle obtenue lors d'un tuning parfait.

- *Le test de la raie H4* : Le test avec la raie H4 est de vérifier la linéarité du récepteur sur toute la gamme de l'atténuateur GCW. Pour cela on présente sur l'antenne de Consert FMO une raie synchrone avec l'addition cohérente. Les niveaux la puissance d'entrée RF du générateur à la fréquence 90 MHz + H4 (soit 90.15686 MHz) sont programmée par pas de 1 dB de -110 dBm à +10 dBm en intercalant un atténuateur de 20 dB (en tenant compte des pertes).

- *Le test de transitions en température* sur de larges plages de températures ; la température de l'enceinte à variant de +50° C à -50° C puis à -40 °C, et lors de la seconde transition elle varie de -40°C à +50°C, ensuite à -40°C ; puis on l'a stabilisé à -20°C.

Dans l'instrument nous disposons de deux thermistances placées l'une sur le générateur de fréquence (Temp. OCXO) et l'autre sur la carte numérique (Temp. DIG). Les valeurs des températures sont converties en un nombre codé sur 8 bits et sont transmis dans les télémesures par les paramètres de Housekeeping de CONSERT. Ces tests de trop longue durée permettent d'estimer le délai système.

- *Le test de bruit sur le FMO (ou FML, FSO et FSL)* : consiste à évaluer le spectre de bruit mesuré sur un grand nombre de soundings. Le spectre est obtenu pour chaque température sur le modèle où un bouchon de 50 Ω est placé sur l'antenne.

3.3 Calibrations utilisés pendant la thèse :

3.3.1 Test face au blanc : linéarité de récepteur et de rampe du gain

3.3.1.1 Objectifs

La linéarité du récepteur qui est étudiée ici, consiste à vérifier que la puissance de sortie et le contrôle de gain sont linéaires en fonction de la puissance d'entrée. Le signal issu du démodulateur aura généralement une forme différente du signal qui a servi à moduler l'émetteur.

Les mesures des données Consert disponibles lors des différents tests à vide thermique et fonctionnel sur les modèles de vols et de rechange, nécessitent une calibration des paramètres. Ces paramètres sont beaucoup sensibles aux effets de température et du contrôle de gain (GCW). L'objectif recherché est de calibrer ces paramètres indépendamment de la température. Cela permet de faire :

- compensation des erreurs de mesures ;

- correction du gain système ;
- estimation du délai système engendré par les filtres pour chaque sounding.

3.3.1.2 Procédure expérimentale

Pour la procédure expérimentale, on utilise un signal généré par le banc : une sinusoïde proche de 90 MHz. Cette sinusoïde correspond à la quatrième harmonique de la fréquence de répétition du code soit $f = 4 / 25.5\mu s = 156863 \text{ Hz}$. Pour ce test, le banc émet donc une sinusoïde à +90.156863MHz la figure 3.4 représente le spectre acquis pour ce test par le FMO à la température de -20°C.

Cette raie a été choisie pour éviter les problèmes d'échantillonnage.

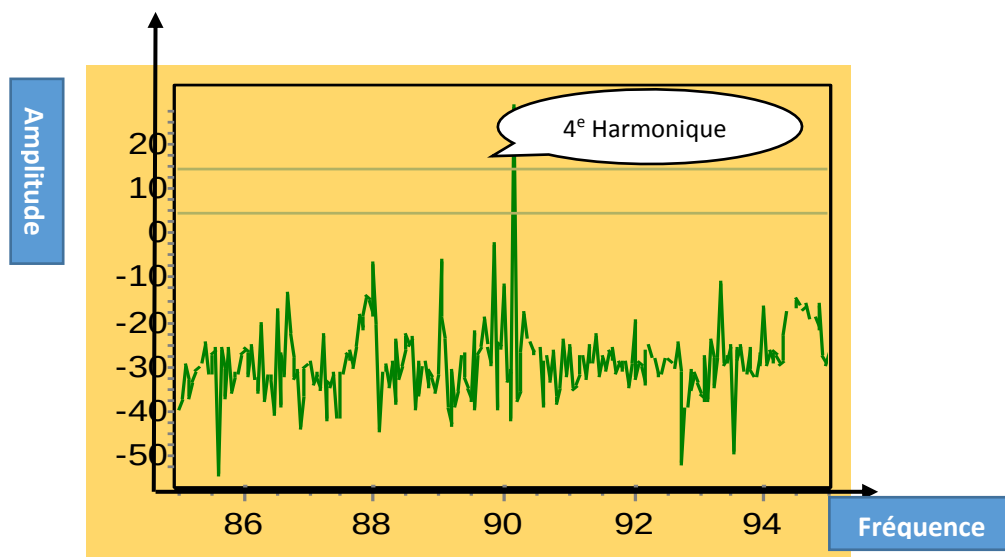


Figure 3.4 : Spectre d'un signal de raie H4.

3.3.1.3 Analyse primaire

La méthode de calibration proposée a été testée sur tous les modèles. Comme procédure, il suffit de prendre par exemple pour le modèle FMO, à la température -20°C, de voir la variabilité de la puissance de sortie, de l'AGC et du gain système. Sur ces variations, on constate des erreurs de mesures sur chaque étage de la puissance d'entrée. La méthode qui est testée sur ces jeux de mesures permet de faire disparaître ces erreurs constatées ou les minimiser, pour que à la sortie la qualité de mesures soit au rendez-vous. Ces variations résiduelles viennent des amplificateurs et des filtres.

A partir des erreurs constatées, nous essayons d'établir une loi de compensation indépendante de la température. Afin que chaque modèle sera affecter d'un vecteur de compensation.

Cependant, il faut ajouter à cela la procédure de correction du déséquilibre amplitude entre du signal réel et celui du signal imaginaire. Le signal est dès le départ un signal complexe et sinusoïdal. L'amplitude du signal réel est multipliée par une constante α . Cela permet de trouver un équilibre entre les deux signaux I&Q.

$$s(t) = (1 + \alpha) \times I + Q$$

Avec $1 + \alpha_i = \sum_i \frac{V_{effQ_i}}{V_{effI_i}}$ et i : ensemble des soundings

Pour évaluer la qualité des résultats sur les différents modèles, on calcule la moyenne et l'écart-type de ses erreurs signalées. L'erreur sur les variables est le vecteur des paramètres estimés. L'erreur moyenne nous informe sur la capacité de convergence de l'algorithme et l'écart-type nous informe sur la fiabilité des résultats. Pour chaque test, l'algorithme a été testé avec les jeux de paramètres initiaux différents (cf. chapitre 4 ; figures 4.13 et 4.24) pour constater l'évolution des erreurs résiduelles en fonction du AGC et de la température des différents modèles.

Une partie importante de la méthode que nous devons évaluer est dans une zone utile, c'est à dire les mesures sont entre la zone dominée par le bruit et la zone de saturation. Afin d'évaluer la calibration par rapport aux données non corrigées, nous avons testé quatre modèles ; à la suite, nous avons constaté une nette réduction de ces erreurs mises en évidence dès le départ.

3.3.2 Test de Ping-pong utilisé

3.3.2.1 Objectifs adoptés

Les objectifs de calibration de tests de ping-pong :

- Permet d'estimer la valeur du délai système moyenne
- Permet de voir le comportement des températures digitales et ocxo
- Permet de corriger du signal total mesuré par le radar.

L'estimation du temps d'arrivée est obtenue du côté Orbiter, puisque c'est la mesure science qui nous intéresse (c'est-à-dire le signal retour de Lander vers l'orbiter). Le Lander et l'Orbiter sont connectés par un câble coaxial de longueur fixe. On peut étudier la variation du temps d'arrivée en fonction de la température. C'est la variation du délai système : délai additionnel entre la réception du signal par le Lander et son émission vers l'orbiter.

Les tests sont de longue durée, où toute la gamme de la température est utilisée.

3.3.2.2 Procédure expérimentale

Les tests de ping-pong font intervenir Consert -Orbiteur et Consert-Lander dans la configuration 1 présentée à la figure 3.3. Les étapes restent les mêmes que celle du modèle face au banc.

Les tests de ping-pong entre un Orbiter et un Lander du modèle FMO (c'est-à-dire le FMO et le QML) sont de deux types d'expériences et ont été effectués à chaque température.

- Le premier test : on teste le gain du FMO en faisant varier l'atténuation présente entre le Lander et l'Orbiter.
- l'atténuateur entre le FMO et le QML est fixe et l'on mesure le signal pendant plusieurs heures avec une température fixe

3.3.2.2.1 Atténuation variable

La procédure de tests consiste à faire varier la valeur de l'atténuateur. L'atténuateur est programmée d'une valeur de 0 dB à 129,9 dB et ceci dans la gamme de fréquence radio utilisée par CONCERT. Il y'a quatre niveaux d'atténuation qui sont utilisés pour les tests qui sont entre 30 à 80 dB. L'atténuation 50 dB sert au tunning. Ces valeurs permettent d'obtenir des atténuations totales pour les gammes de températures +50°C +20°C, 0°C et -20°C.

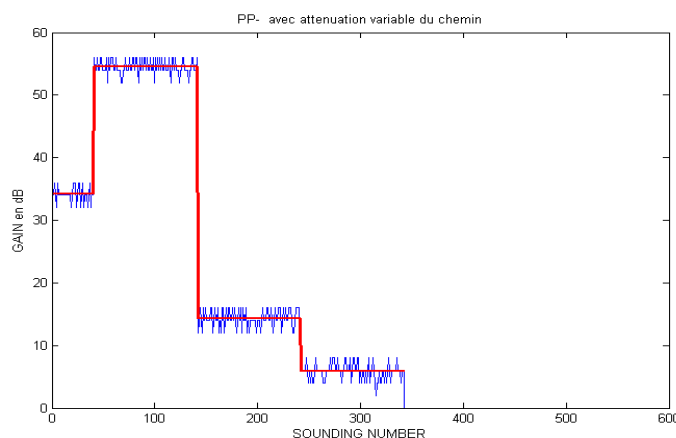


Figure 3.5 : variation du GCW en fonction sounding number la courbe en bleue indique le GCW non corrigé et le rouge celle corrigé.

La méthode de calibration est toujours la même ; la variation du GCW est de 0 à 18 dB d'où la correction de ce dernier est identique que lorsque le modèle est en face du banc.

3.3.2.2.2 Atténuation fixe :

Les tests à atténuation fixe sont ceux auxquels nous nous sommes beaucoup intéressés et avons cherché à comprendre l'analyse statistique des données de manière générale. L'atténuation est programmée à 20 dB (deux fois 10 dB).

Dans les différents tests fixes, l'atténuation de 20 dB on ne couvre pas la totalité des amplitudes et de l'AGC.

3.3.3 Ping-pong aux transitions ou cycle de température

3.3.3.1 Objectifs

Ces tests permettent de suivre le comportement de l'instrument dans des conditions s'approchant des conditions expérimentales de 67P : plusieurs heures de mesure et une température variable.

3.3.3.2 Procédure expérimentale

Ces tests sont faits en ping-pong (configuration 1 figure 3.1) avec une atténuation fixe. Ils regroupent :

- des tests effectués à chaque plage de température ou pendant un cycle complet de variation de température.
- les tests sont appelés multi cycle, qui sont plus longs que les tests par transition de température. On commence à 0°C et on termine à +20°C, en passant par quatre cycles entre -20°C et +50°C.

3.3.3.3 Analyse préliminaire

Ces tests sont les plus longs permettent de :

- Calculer le retard engendré par les filtres pour chaque sounding number, et par suite d'en tirer un délai moyen de chaque système.
- Voir le comportement de la température en fonction du sounding number.

3.4 Problème de calibration détecté

Les différents tests de mesures ont montré des fluctuations qui engendrent d'erreurs et pour pallier à ces erreurs des nombreux jeux de données sont à prendre en considération :

- L'erreur de la mesure de l'AGC par rapport à la puissance d'entrée, le gain théorique et le GCW mesuré ne sont pas les égales. Ce qui nécessite la calibration de l'AGC.
- la nécessité de calibrer l'amplitude du signal réel et du signal imaginaire pour la suite de mesures ; la correction du rapport I&Q
- La calibration du gain pour différentes températures

Le travail de Pierre Pasquero qui a porté sur les aspects traitement du signal et sur la qualité de l'estimation du temps d'arrivée et ne fait pas partie de mon travail de thèse.

Le développement d'une technique d'interpolation qui permet d'améliorer la précision de l'estimation des temps d'arrivée ou la position des pics [Pierre Pasquero, 2017].

La logique de la calibration consiste à faire :

- Dépouillement des données existantes :

On repère les données selon leurs appartenances c'est-à-dire si elles sont du Lander, de l'Orbiter ou de ping-pong. Aussi permet-elle de savoir à quelle température les données ont été obtenues.

Chaque donnée de test est enregistrée dans le rapport des tests ; elle est facile à retrouver à travers le type de test en fonction de la température quel que soit le modèle de test.

- Analyse des données :

La première étape consiste souvent à tracer des courbes, qui pour chaque test permettent de voir comment la grandeur (AGC, gain, ou etc.) se comporte en fonction du numéro de sondage ou de la puissance d'entrée avant de procéder à la calibration de la grandeur dont il est question. Ceci permet aussi de savoir quelle méthode de correction on doit appliquer pour que la correction apportée soit meilleure que possible.

- Méthodes ajustement aux données

Cette méthode n'est utilisée que lorsqu'une mesure est complètement hors norme de ses paires c'est-à-dire la mesure est trop décalée par rapport aux autres mesures.

Le principe général de la méthode de l'ajustement aux données consiste à chercher des méthodes ou à apporter des corrections aux paramètres initiaux des mesures qui vont minimiser les différences entre les grandeurs mesurées (non corrigées) et les grandeurs calculées (modèle obtenu)

Pour pouvoir comparer les paramètres mesurés et calculer, nous devons effectuer plusieurs corrections explicites. Dans le cadre de nos modèles, j'en ai testé deux : la méthode des moindres carrés et la méthode d'interpolation.

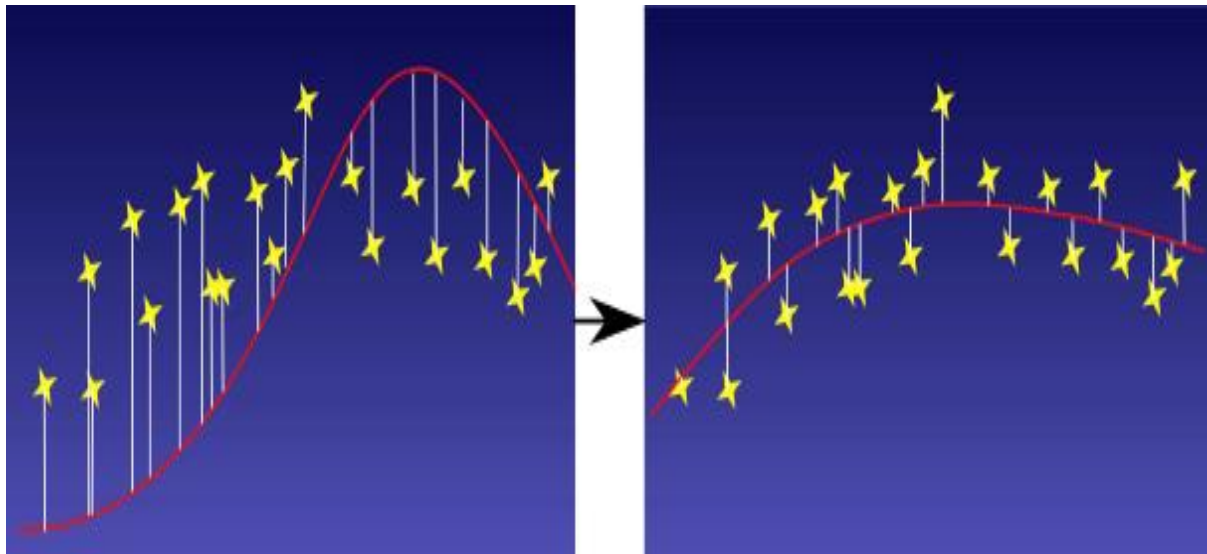


Figure 3.6 : Schématisation du principe général de l'ajustement. La courbe rouge représente le modèle mathématique

Chapitre 4

4 Calibration du gain : AGC

4.1 Introduction :

4.1.1 Généralités sur les AGC

Dans les premières années des circuits radio, le fading (définie comme des variations lentes de l'amplitude de signaux reçus) a nécessité des ajustements continus du gain du récepteur afin de maintenir un signal de sortie constant relatif. Une telle situation a conduit à la conception de circuits, dont la fonction première était de maintenir un niveau de signal constant à la sortie, indépendamment des variations de l'entrée du système. À l'origine, ces circuits étaient décrits comme un contrôle automatique du volume, quelques années plus tard, ils ont été généralisés sous le nom de : Automatic Gain Control (AGC).

Avec le développement des systèmes de communication au cours de la seconde moitié du XX^{ème} siècle, le besoin de sélectivité et de bon contrôle du niveau du signal de sortie est devenu fondamental dans la conception de tout système de communication. De nos jours, les circuits AGC se trouvent dans un dispositif ou un système dans lequel de grandes variations d'amplitude du signal de sortie pourraient entraîner une information ou à une performance inacceptable du système [Isaac Martinez G., 2001].

D'un point de vue pratique, la description la plus générale d'un système AGC est présentée comme un système disposant d'entrée et de sortie. Dont les mesures à la sortie sont fonction des paramètres d'entrée (puissance, température, etc.). Le signal d'entrée est amplifié par un amplificateur à gain variable (VGA), dont le gain est commandé par un signal externe. La sortie du VGA peut encore être amplifiée une seconde fois par un préamplificateur pour générer un niveau adéquat. Certains paramètres du signal de sortie, tels que l'amplitude, la fréquence porteuse, l'indice de modulation ou la fréquence, sont détectables ; des composants indésirables sont filtrés. Une partie de la grandeur de sortie réglée est réinjectée sur un comparateur qui donne une information d'erreur qui modifier le système afin qu'il fonctionne de manière stable. Le résultat de la comparaison est utilisé pour générer la tension de commande (V_s) et ajuster le gain.

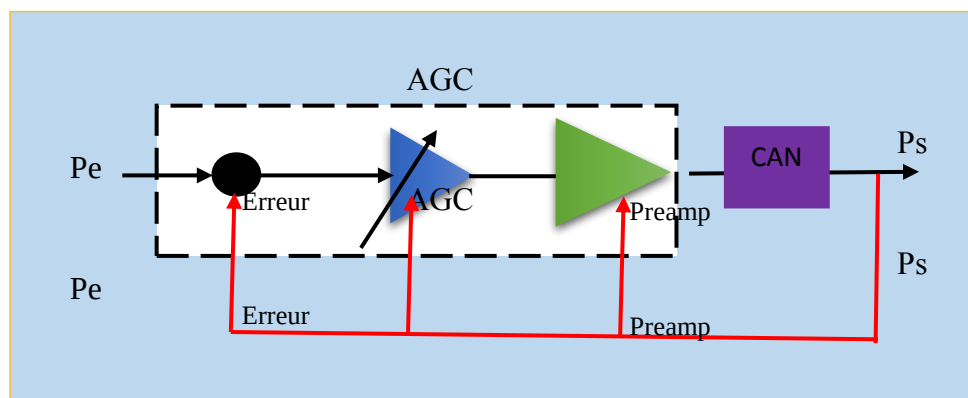


Figure 4.1 : Principe d'un contrôle automatique de gain

Si la puissance à l'entrée P_{ent} augmente dans un premier temps, la puissance en sortie P_{sor} augmente, puis la tension de sortie V_s augmente, ce qui entraînera une diminution de la tension V_e . Si V_e diminue, alors le gain de l'amplificateur à gain variable diminue, et P_{sor} diminue. Le système réagit donc de manière à maintenir la puissance de sortie quasiment constante. C'est un système bouclé qui réalise la régulation de la puissance de sortie. La rapidité du système est liée à la constante de temps du filtre passe-bas du détecteur.

A fort niveau, l'amplificateur à gain variable se comporte comme un atténuateur quand le niveau d'entrée baisse, son gain augmente progressivement jusqu'à sa valeur maximale. Les tensions V_e et V_s variant en fonction du signal reçu et peuvent être étalonnées pour indiquer la puissance reçue.

Le contrôle de gain est très utilisé en modulation d'amplitude. En modulation angulaire (modulation de fréquence ou modulation de phase) on utilise plutôt des circuits limiteurs (écrêteurs) pour maintenir l'amplitude du signal constant avant la modulation.

De manière générale, AGC fonctionne efficacement pour contrôler le gain du signal du récepteur. Le contrôle automatique de gain (AGC) amplificateur est une autre catégorie d'amplificateurs qui peuvent varier son gain en fonction du niveau du signal d'entrée. Leur principe, c'est de fournir assez d'amplification pour les signaux faibles et d'empêcher ou de limiter des signaux forts. Ces AGC ont essentiellement été conçus pour le circuit de récepteur radio qui reçoit l'intensité du signal très variable selon les conditions climatiques et s'appliquent au cas d'un gain très élevé. Lorsque le signal diminue, ils diminuent automatiquement leur gain. Ils sont également utilisés dans des circuits d'amplificateurs audio, dans les analyseurs de signaux, etc.

4.1.2 AGC CONSERT

L'AGC CONSERT, joue le même rôle comme se définit dans la généralité. Il comprend deux atténuateurs programmables qui permettent d'éviter la saturation du signal. Il fonctionne sur un certain nombre de bits qui sont liés aux résistances de l'atténuateur.

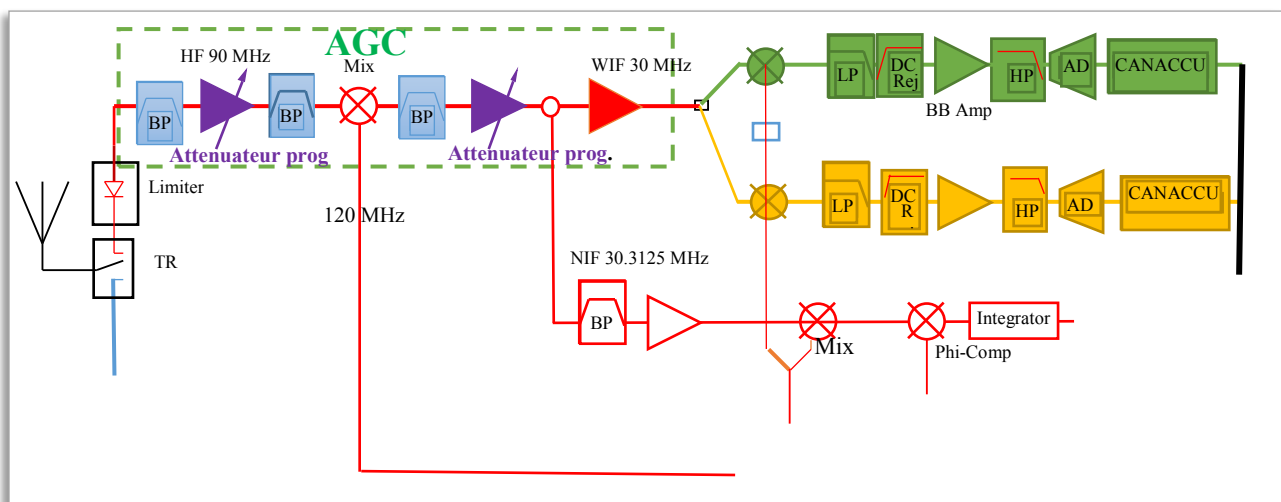


Figure 4.2 : place des AGC dans la partie du récepteur de Consert

La figure 4.2, représente une partie du récepteur de Consort ; avec deux atténuateurs programmable (en couleur violette). Ce schéma, nous permet de comprendre le principe de fonctionnement des atténuateurs programmables des AGC. Comme son nom le laisse entendre, l'atténuateur atténue, c'est à dire qu'il y a moins de puissance (de tension, et de courant) en sortie qu'à l'entrée. Ils sont commandés par le FPGA (*field-programmable gate array*) : le FPGA ajuste la commande des atténuateurs en augmentant progressivement le gain jusqu'à ce que le signal occupe la quasi-totalité de dynamique de l'ADC sans saturation. Le gain est ajusté en début de chaque phase d'acquisition. Avec l'hypothèse de moyenne amplitude constante du signal d'entrée pendant la phase d'accord tout, le gain peut être gelé (la boucle de commande de gain est ouverte) pendant l'acquisition du signal.

La commande est un mot binaire, à 5 bits : GCW ou contrôle de gain mot. C'est un mot binaire, qui contrôle la valeur du gain d'amplification de l'AGC. Cette commande est décimale et varie de 0 à 31. Chaque circuit atténuateur programmable a une dynamique d'atténuation de 31dB par pas de 1 dB. Comme nous utilisons deux atténuateurs (figure 4.2) dans la chaîne de réception (celui de la RF et celui de la section FI), puis nous avons une gamme totale de 62 dB.

Ainsi, le gain de l'AGC en dB est égal à deux fois le GCW (Gain control Word) contenue dans la TM science. Ce qui permet de faire le lien entre le gain AGC et le paramètre GCW quel que soit les signaux (longs ou courts).

4.1.3 Test AGC

Les tests de l'AGC sur les modèles (FMO, FML, etc.) ont pour effets de vérifier son bon fonctionnement. En faisant varier le niveau de la puissance d'entrée RF (au niveau du générateur) par un pas de 1dBm. En vérifiant la consigne d'atténuation pour chaque niveau RF. La figure 4.3 est une schématisation de la configuration pour les tests de l'AGC ; pour différentes températures.

Nous utilisons la quatrième harmonique (la raie H4) du code de durée 25.5µs (255 symboles). C'est-à-dire une sinusoïde de fréquence à 156kHz modulée à 90MHz. Le banc transmet donc le signal à travers un atténuateur de 20 dB auquel il faut rajouter les pertes de câbles qui sont de l'ordre de 1.4 dB (test FMO, $t = -20^{\circ}\text{C}$), [[RO-OCN-TN-3811 FMO](#)]. Le banc HP émet en permanence, la puissance émise change de 1 dB toutes les 60 secondes pour chaque expérience.

L'étude du modèle FMO, à une température, permet d'identifier des variations peu différentes (avec les modèles mathématiques) sur le comportement de la grandeur mesurée en question et met aussi l'accent sur les erreurs de mesures.

Chaque test fait à une température donnée, permet de mesurer les signaux réel et imaginaire ; les valeurs efficaces des puissances mesurées et de l'AGC. Ceux-ci, nous permettra d'accéder à toute la variation du gain.

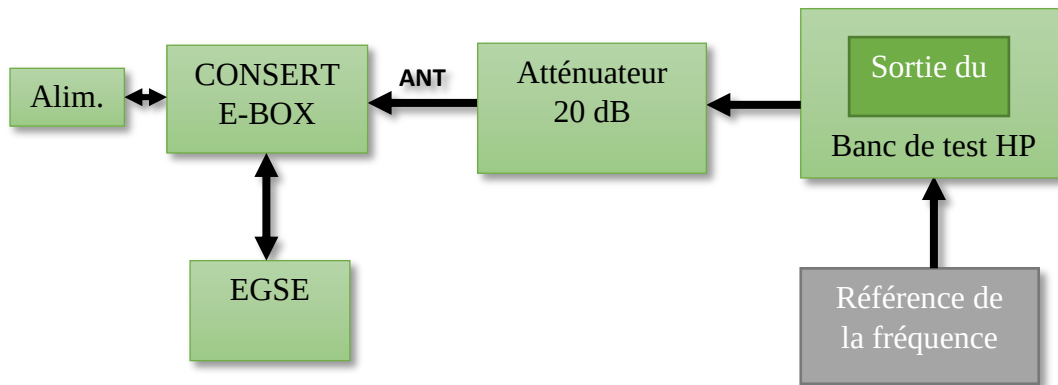


Figure 4.3 : Schématisation de la configuration adoptée pour le test de l'AGC face au banc.

En traçant la variation de l'AGC en fonction du numéro de sondage, celle-ci nous permet de savoir sur quelle partie de la variation on pourrait apporter une correction. La Figure.4.4, nous disposons de trois zones (dans lesquelles on peut estimer l'AGC). La première c'est la zone dans laquelle l'AGC est constant et est égale à zéro (nul), zone où le signal transmis par le banc est peu puissant et où l'amplification doit être maximale. Au début de cette zone, le signal est moins puissant que le bruit instrumental. La deuxième zone c'est la partie utile, pour l'étude, l'AGC est une fonction croissante. Cette zone sera plus détaillée dans les sections ci-dessous et enfin, la zone de saturation, zone où le gain est constant et où le signal sature le récepteur.

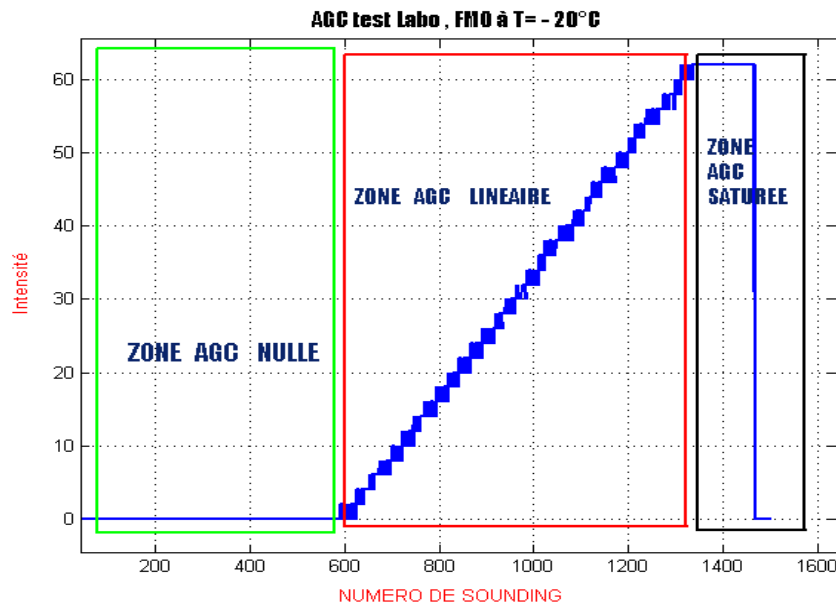


Figure 4.4: Evolution de l'AGC en fonction du numéro de sondage

Quand on parle du gain dorénavant, il s'agit de la différence entre puissance mesurée (c'est-à-dire les valeurs efficace de la puissance à la sortie du convertisseur plus AGC) et la puissance à l'entrée. La calibration du gain revient à calibrer la puissance de sortie en fonction de la température, du gain automatique et du signal I et Q. La puissance d'entrée est donnée par le banc de mesure.

Les tests sur lesquelles nous avons travaillés montrent, que les valeurs pratiques de l'AGC sont différentes des valeurs théoriques. Cela est dû aux atténuations subites par le signal et par la variabilité de l'électronique avec la température. Donc le AGC théorique est différent du AGC mesuré ce constat est partagé par les autres modèles.

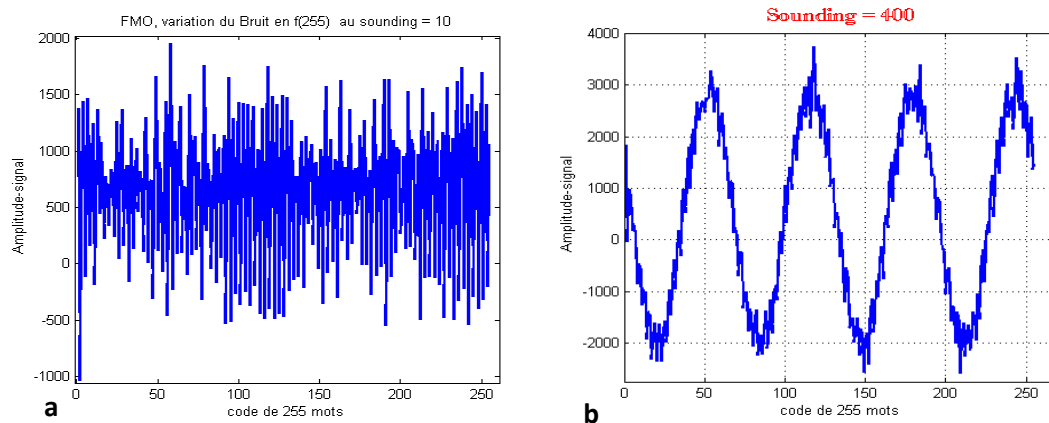
On trouve le même comportement pour les autres modèles (FML, FSO et FSL) et pour chaque température. Ce qui nous amène à une identification de l'AGC en fonction la puissance, de la température pour les modèles. La calibration du gain automatique est un passage incontournable pour avoir un gain à la sortie du convertisseur constant. Mais avant cela nous parlerons d'abord des signaux transmis par les différents modèles de test face au banc de test.

4.2 Analyse des données de test

4.2.1 Evolution du signal par sounding

En prenant le modèle FMO avec la raie H4 à la température de -20°C , nous essayons de décrire l'évolution du signal transmis par le modèle pour un certain nombre de soundings. Ceci, nous permettra de voir le comportement du signal sous forme d'intervalles et d'en sortir une zone utile où le signal complexe est meilleur. Dans le récepteur, le signal reçu (porteuse modulé) est fortement atténué par la propagation. Le test effectué sur le modèle indique que le bruit n'est pas négligeable devant le signal reçu.

La figure 4.5 présente l'évolution du signal pour différents points de mesures. Ces courbes ont été obtenues à partir des données de tests disponibles du modèle de vol orbiteur. On retrouve le comportement décrit sur la figure précédente (figure 4.3)



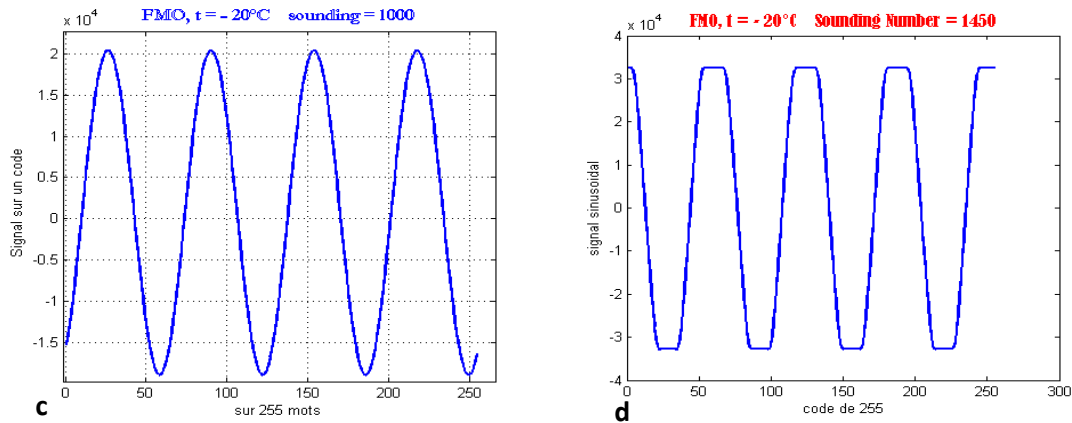


Figure 4.5 : évolution du signal complexe pour différents soundings, modèle FMO à la température -20°C .

- a) sounding = 10 : la mesure enregistrée est un bruit ;
- b) sounding = 400 : montre un signal sinusoïdal bruité ;
- c) sounding = 1000 : signal sinusoïdal ;
- d) sounding = 1450 : signal carré

Les premières soundings sont dominés par le bruit (voir la figure 4.5.a.). Cette mesure de bruit, dure jusqu'à sounding 200. Le bruit ou un signal parasite a un caractère aléatoire. Dans cette zone, le rapport signal sur bruit est très faible.

A partir de sounding 300, la forme du signal sinusoïdal s'apparaît mais avec une addition de bruit (figure 4.5.b). Au fur et à mesure que la puissance d'entrée augmente l'influence du bruit sur le signal complexe, diminue. Ceci est constaté jusqu'au sounding 590, et jusqu'à cette dernière valeur le GCW est toujours nul.

Le meilleur signal sinusoïdal est aperçu dans l'intervalle 590 à 1410 (figure 4.5.c) ; à ce niveau on constate également que l'AGC varie par pas de 2 dB. Cet intervalle constitue la zone utile, pour la calibration, celle où le gain varie de façon linéaire.

Après la zone utile, le contrôle de gain est constant est égal à 31. Le signal complexe est un signal carré (figure 4.5.d). La valeur de l'amplitude du signal est pratiquement constante en fonction de la puissance d'entrée ; qui correspond à la saturation.

Pour les autres températures du modèle FMO, le constat reste le même. Au début de mesure, on enregistre du bruit, ensuite le signal sinusoïdal commence à apparaître. Plus la puissance d'entrée augmente plus le signal devient de plus en plus propre jusqu'à la saturation ; idem, pour les autres modèles (FSO, FML et FSL).

4.2.2 Valeur efficace de la puissance à la sortie

La figure 4.5, montre les courbes de variations du AGC et la puissance mesurée en fonction des sondages pour une température de -20°C . La courbe en bleu représente la variation de la puissance efficace. Et la courbe en rouge est celui de contrôle de gain ($\text{AGC} = 2 * \text{GCW}$). Nous considérons la zone utile c'est-à-dire zone où les variations sont croissantes.

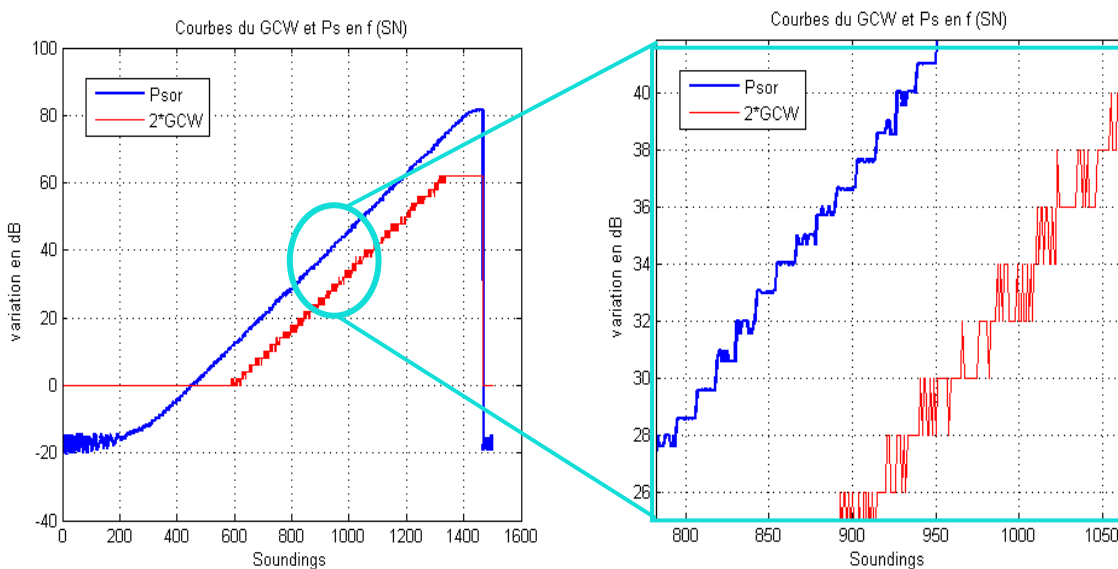


Figure 4.6 : À gauche : Variation expérimentale du GCW et puissance en fonction de la puissance d'entrée RF et de la Température de l'enceinte à 20°C . À droite : zoom sur les courbes des valeurs efficaces P_s et AGC

La variation de l'AGC en fonction de la puissance d'entrée est une fonction croissante (courbe en rouge). Sa zone utile, dans laquelle les caractéristiques de l'AGC correspondent aux spécifications de fonctionnement normal ou linéaire, elle est intercalée entre deux zones de variations constantes (zone où le gain est égal à 0 et celle où il est égal 62 ou la saturation). Cette variation est faite sous forme d'escalier et par pas de 2 dB (voir dans la partie zoomée). Pour une même puissance d'entrée on a plusieurs valeurs possibles de l'AGC(ou GCW).

En bleu, la puissance efficace correspond à la variation du signal mesuré par Consert (valeur efficace au carré) corrigée de la valeur théorique de l'AGC ($2 * \text{GCW}$). La zone utile, montre que la puissance est croissante par pas de 1dB. Mais dans la partie zoomée chaque escalier est affecté par une erreur multiplicative. Pour une même puissance en entrée on obtient différentes puissances mesurée en sortie de Consert. Cette erreur correspond à des fluctuations irrégulières de faible intensité mais de nature apparemment aléatoire. Nous verrons qu'elle est liée à la valeur de l'AGC.

Donc une étape d'étalonnage de cette donnée est nécessaire pour que le fonctionnement de l'instrument soit meilleur.

4.2.3 Variabilité de la puissance de sortie en fonction de la température

Le modèle de vol orbiteur (FMO) dans l'enceinte expérimentale sous vide et à différentes températures. Les mesures ont été faites en augmentant et en baissant la température de l'enceinte. Sur la figure 4.7, la variation de la puissance -efficace de sortie en fonction des sounding science est tracée pour différentes températures.

La courbe en rouge représente la variation de la puissance de sortie à la température de -20°C et la courbe en violet celle pour la température de 0°C . Les courbes noire et verte représentent respectivement les puissances de sortie des températures $+20^{\circ}\text{C}$ et $+50^{\circ}\text{C}$.

Cette courbe est tracé en fonction du sounding number : on doit noter que le décalage entre les courbes provient des incertitudes sur le temps de démarrage de l'expérience et non pas sur de différence de gain du récepteur.

À la sortie du convertisseur, la puissance mesurée est linéaire dans la zone utile (300 et 1400 SN) en fonction de températures de la puissance d'entrée à une atténuation fixe de 20 dB. Cette variation est beaucoup influencée par des erreurs. La courbe de la puissance à une caractéristique sous forme d'escalier qui à chaque niveau est impactée par l'erreur observée précédemment. Ces erreurs sont à plus ou moins égale 0,5 dB (dans le cadrant bleu) de la figure 4.7, pour différentes températures. Elles affectent la précision des mesures. La complexité de ces mesures réside du fait que les erreurs signalées ne sont pas uniformes et dépendent aussi de la température.

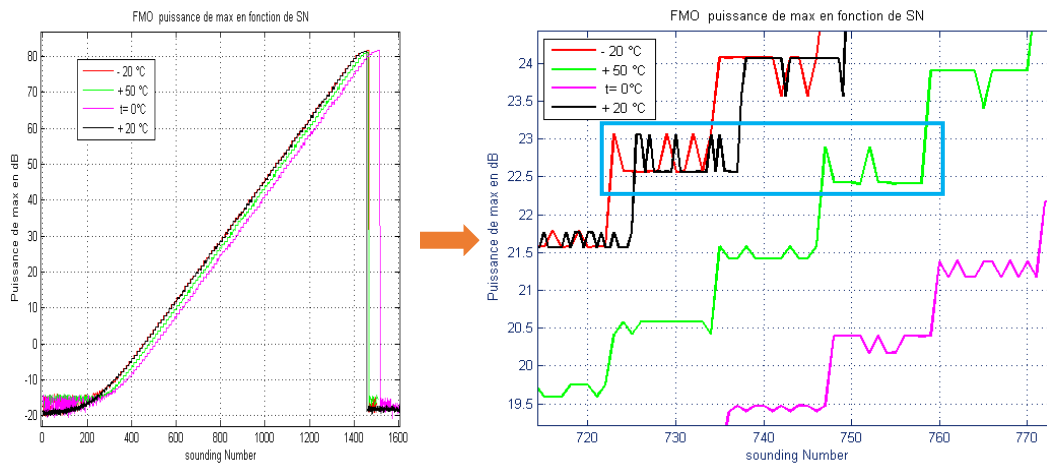


Figure 4.7 : variation de la puissance de sortie en fonction de températures et de sounding du modèle FMO.

4.2.4 Variabilité du gain du système en fonction de la puissance d'entrée et de la température

La figure 4.8 trace le gain du système en fonction du sounding number pour différentes températures : la courbe rouge représente la variation à la température de -20°C et les courbes verte, violette et noire à 0°C , $+20^{\circ}\text{C}$ et $+50^{\circ}\text{C}$, respectivement.

Le gain est calculé pour chaque mesure sounding. C'est la relation qui lie, la différence entre la puissance de sortie et la puissance d'entrée plus la valeur de l'AGC.

$$\sum_i G_i = \sum_i (P_{sor_i} - P_{ent_i}) + \sum_i AGC_i$$

Où le gain s'exprime en dB.

Le gain calculé n'a de sens que lorsque le rapport signal bruit est positif : c'est notre zone utile à partir du sounding 400 où la puissance d'entrée est entre : - 60 à +10 dB. Dans la partie constante (encadrée) du gain, il y a toujours des fluctuations résiduelles que l'on constate sur la puissance à calibrer. Cela est dû aussi par le fait que le gain est lié aux variations sensible du contrôle de gain. Mais aussi aux fluctuations constatées sur variation de la puissance de sortie (maximale) ; nous l'avons soulignés ci-dessus (dans la section 4.2.2).

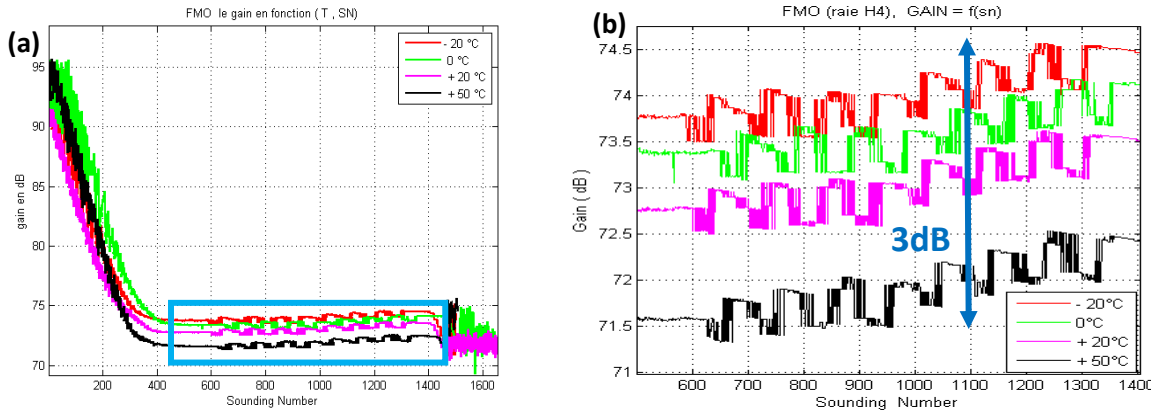


Figure 4.8 : (a) : variation du gain en fonction de (Températures, Sounding-Number) et (b) : zoom sur la zone utile de la variation du gain

D'après la figure 4.8.b, les quatre courbes sont parallèles ; nous montre que le gain diminue lorsque la température augmente. De même, les fluctuations sur l'ensemble des courbes de températures entraînent une variabilité de 3dB. Cette influence de la température sur la variation du gain correspond à la variation du gain analogique en fonction de la température due à la dérive en température des amplificateurs et des filtres.

En expliquant le gain par paquet(ou par moyenne), sa variation en fonction la puissance d'entrée est pour tracer sur la figure 4.9.

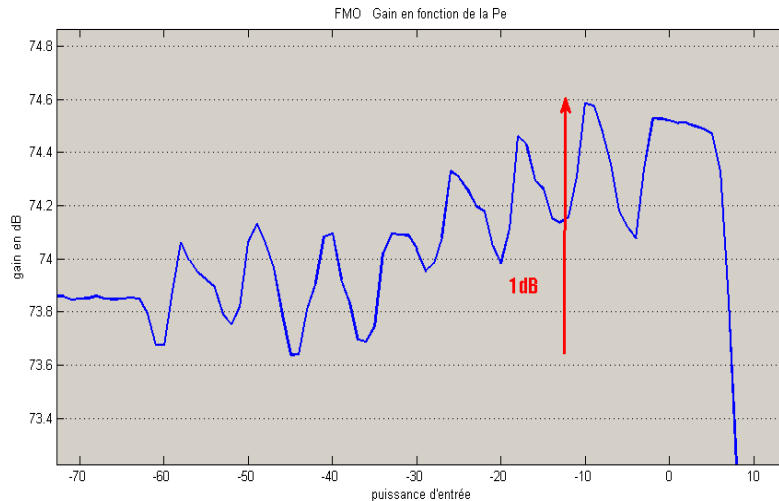


Figure 4.9 : gain moyenne en fonction (-20°C et P_{en})

Pour la température de -20°C (figure 4.9), on trace la variation du gain moyenne en fonction de la puissance d'entrée. On constate une variation de 1dB, ce qui est considérable.

Ces erreurs sont aussi visibles sur les autres variations du gain du modèle en fonction de la température. Donc à la réception, le signal est entaché d'erreurs.

4.2.5 Zoome sur l'AGC du modèle FMO

Il s'agit ici de voir le comportement de la puissance de sortie en fonction de GCW à chaque pas de puissance d'entrée. Puisque la grandeur AGC est sensible aux variations de températures. Pour bien comprendre aussi l'erreur sur le gain du système, la relation qui lie la puissance mesurée et l'AGC ; nous permet de voir d'où vient ce décalage entre les valeurs mesurées et les valeurs théorique des puissances mesurées.

Cela permet de proposer une méthode de correction pour compenser le décalage entre les niveaux de puissances de sorties. La figure 4.10, décrit la puissance mesurée en fonction de la valeur de l'AGC et nous montre que pour une puissance d'entrée et pour deux niveaux de GCW donnés, leurs puissances de sortie ne sont pas exactement au même niveau.

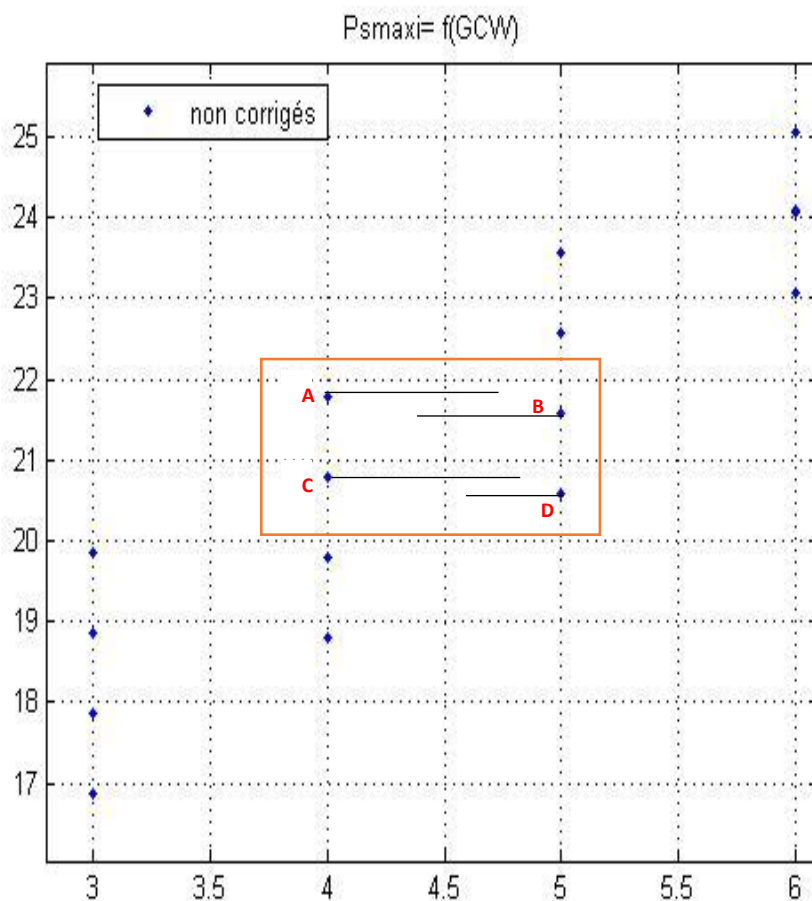


Figure 4.10 : variation de la puissance de sortie non corrigée en fonction du GCW à la température de -20°C

Par exemple sur la figure 4.8, le GCW égal à 4 (point A) et le GCW égal à 5 (point B) n'ont pas le exactement le même niveau de puissance de sortie (~ 21 dB dans notre échelle arbitraire). Comme avons vu, la même puissance en entrée peut correspondre à deux GCW différents (4 et 5) : Consert donne alors deux puissances différentes (21.8 et 21.6 dB). On retrouve exactement le même décalage sur le palier précédent (points C et D) : cela montre que c'est effet vient du GCW. L'AGC n'est pas parfaitement linéaire et doit être calibré.

Cette différence de niveau entre les puissances existe aussi pour les autres températures du modèle FMO. Les modèles (FML, FSO et FSL) sont aussi affectés par les mêmes erreurs.

4.3 Calibration de l'AGC

L'analyse de la variation de la puissance en fonction de l'AGC, permet de dégager des valeurs de correction du gain. Sur la figure 4.8, pour un GCW on a un ensemble de 4 paliers de puissance d'entrée et aussi un ensemble sur chaque palier, on a plusieurs réalisations.

Les quatre paliers de puissance d'entrée de chaque de GCW, auront une valeur de correction. Donc que GCW sera affecté d'une valeur de correction (Figure 4.11).

L'idée est de faire de telle sorte que pour chaque température et à chaque puissance d'entrée nous avons à la sortie la même puissance quel que soit le GCW. Sur la figure 4.11, les points bleu représentent les valeurs de la puissance maximale non corrigées (ou y_i) et les points en rouge les valeurs de la puissance corrigées (ou y_{corr}).

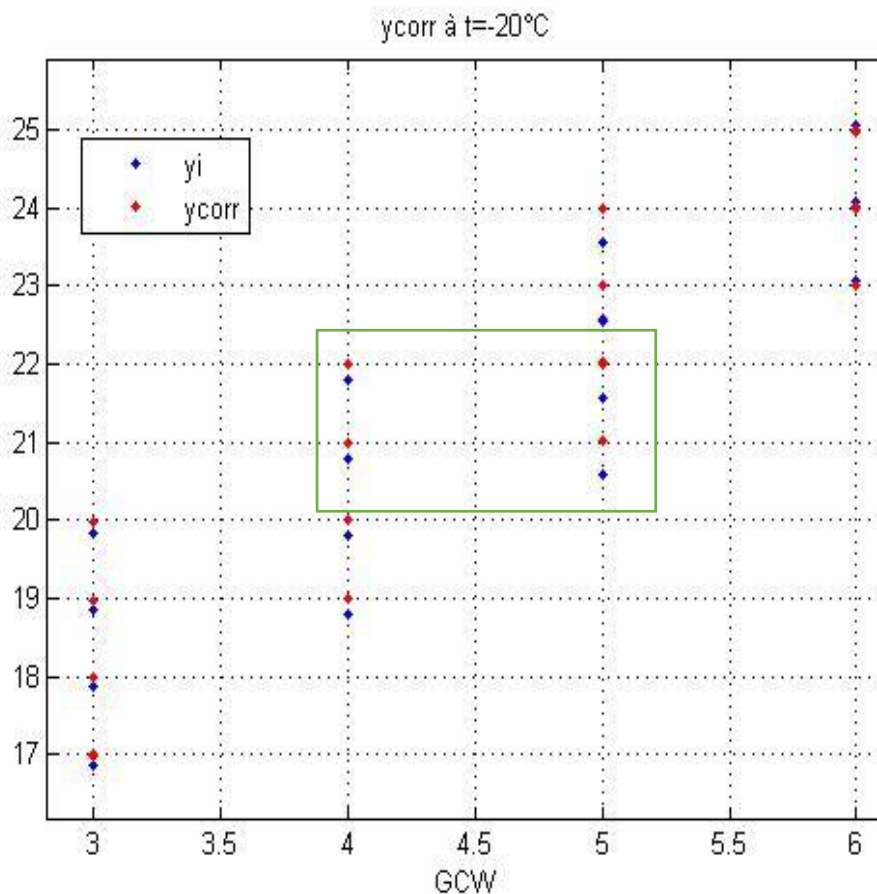


Figure 4.11 : variation de la puissance de sortie corrigée en fonction du GCW à la température de -20°C . Les points en rouge représentent les valeurs corrigées

Ces résidus permettent d'équilibrer la relation entre la puissance de sortie et l'AGC. Ensuite réduire considérablement l'erreur sur le gain du système.

L'étalonnage de la puissance de sortie passe forcément par la nécessaire de corriger les valeurs efficaces le déséquilibre d'amplitude des signaux (réel et imaginaire) ; et aussi la correction du AGC. En pratique, les deux étapes (AGC et équilibre IQ) ont été faites conjointement : l'équilibrage de IQ sera développé dans le chapitre 5.

4.3.1 La puissances maximale après correction

Comme nous l'avons souligné dans la section précédente, les erreurs sont prévisibles sur les courbes de la puissance et à toutes les températures c'est à dire que les erreurs s'ajoutent au signal. En estimant cette erreur qui tourne autour de 1 dB et en passant à la calibration, cette erreur a beaucoup diminué pour ne pas dire disparu (Figure 4.12). La correction est faite à chaque niveau de la puissance d'entrée et des valeurs résiduelles. La variation de la puissance est sous forme d'un escalier, c'est ce qui permet de faire la moyenne à chaque niveau d'escalier. A note que c'est la zone utile qui est pris en compte. Au début, il y a que du bruit ou bien l'atténuation est très forte ; et la fin, on la saturation, où le signal est constant.

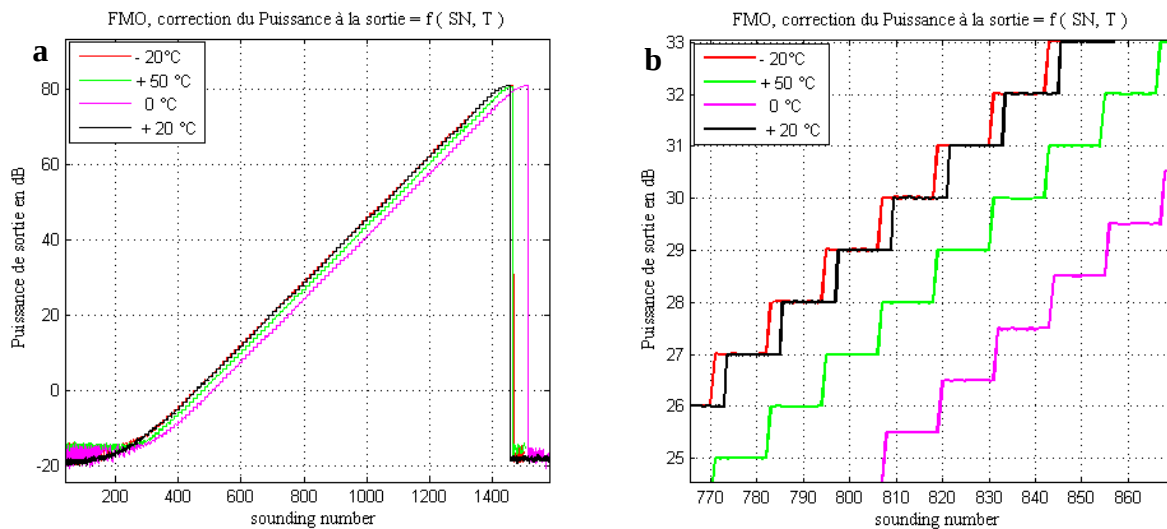


Figure 4.12 : (a) : correction du Puissance à la sortie en fonction de (Températures, sounding number) et (b) : le zoom sur les courbes, modèle FMO

Chaque couleur représente une variation de puissance de sortie corrigée à une température donnée (figure 4.12 b). On constate qu'il y a plus des petits sauts comme précédemment signalé.

On peut noter qu'au démarrage le niveau de bruit n'est pas le même pour les instruments. Il varie avec les conditions mais peut aussi varier avec la pollution radio environnante (ce qui explique que cela n'est pas monotone avec la température).

4.3.2 Correction des gains du système :

En considérant la variation du gain en fonction de la température -20°C , on pourra estimer l'erreur sur la courbe du gain de mesure. Puisqu'on sait qu'elle était de 1dB avant de faire passer le signal dans la chaîne de correction et à la sortie, cette erreur est égale à 0,031 dB. L'estimation est faite sur dans la zone où la variation du gain est constante en fonction de la puissance d'entrée RF, puisque après cette zone utile, le signal saturé.

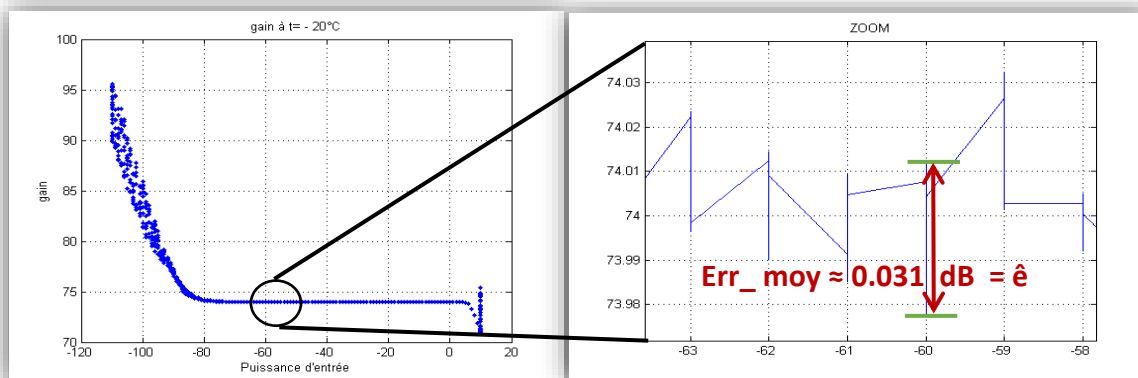


Figure 4.13 : variation du gain corrigé en fonction (P_e , -20°C)

4.4 Analyse de la courbe de calibration du GCW

Le problème sur les valeurs de GCW a été évoqué dans les différentes sections ci-dessus ; l'atténuateur qui agit sur l'AGC donnée une information.

Comme nous connaissons maintenant d'où vient les erreurs et nous pouvons les compenser pour chaque températures. Nous essayons dans la suite d'étudier comment elles varient en fonction de la puissance d'entrée et de la température. Pour chaque modèle de vol ou de recharge, essayons de tracer la variation pour différente température.

Avec les données du modèle de vol orbiteur, nous obtenons pour les quatre températures les courbes de calibration tracés en fonction de la puissance d'entrée (voir : figure 4.11). On constate que pour la puissance augment plus les corrections de calibration décroissent. Les variations n'ont pas la même forme d'évolution et qui ne semblent pas décrire une fonction mathématique.

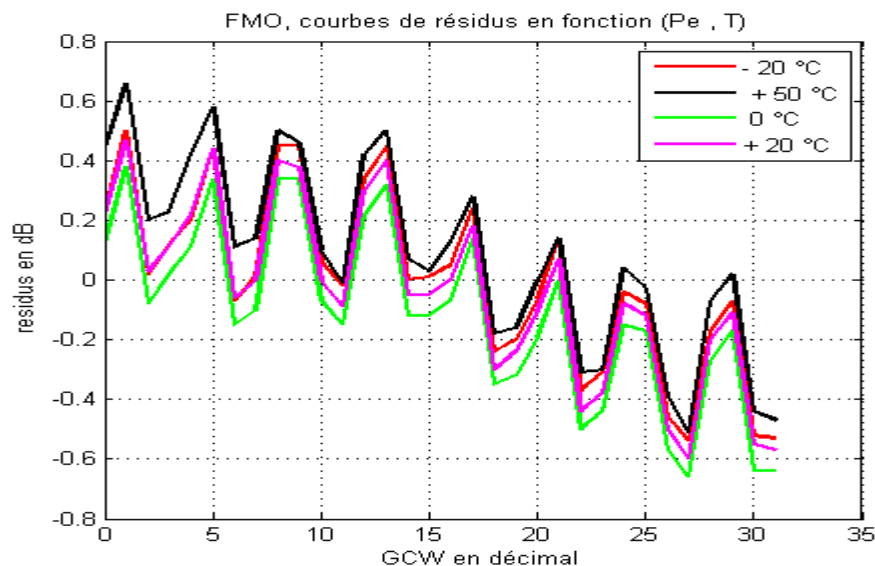


Figure 4.14 : loi de calibration en fonction du GCW et température, du modèle FMO.

La correction est entre $-0,57$ à $+0,50$ dB (voir figure 4.14). Cette valeur (en valeur absolue) n'est pas aussi loin de la valeur d'erreur estimée sur gain du système pour les différentes températures.

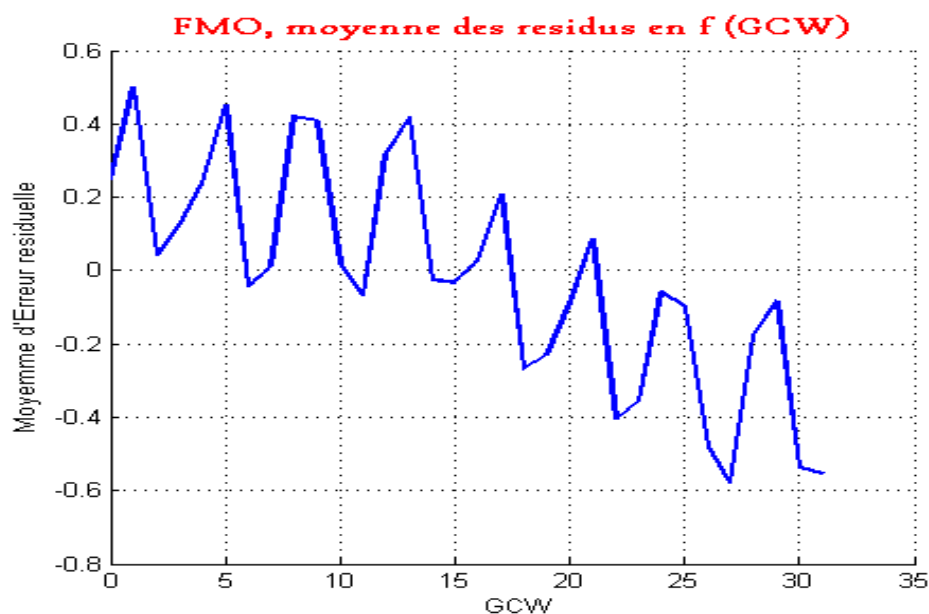


Figure 4.15 : Variation de la moyenne de la calibration en fonction du GCW, du modèle FMO (moyenne avec les températures).

Ce résidu moyen est indépendant des températures ; il jouera le rôle "correctif" aux données de mesures du contrôle automatique mot du modèle FMO. Nous savons que le GCW à 32 valeurs

décimales dont les valeurs théoriques et valeurs mesurées sont différentes. D'après la relation, le GCW corrigé est égal au GCW mesuré plus le correctif (résidu moyen). Donc chaque valeur du GCW a un correspondant dans les valeurs de correctif (voir tableau 4.1 ci-dessous).

GCWt heo	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Corr. FMO	0.25 00	0.50 25	0.04 25	0.12 00	0.23 75	0.45 00	- 25	0.01 25	0.42 25	0.40 75	0.02 25	- 75	0.32 00	0.41 75	- 50	0.02 25
	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31
	0.02 75	0.21 00	0.26 75	0.23 00	0.08 75	0.08 75	0.40 50	0.35 75	0.05 75	0.10 00	0.48 0	0.57 75	0.17 75	0.08 25	0.53 75	0.55 25

Tableau 4.1 : valeurs du correctif du GCW du modèle FMO

Ces valeurs permettent de corriger toutes mesures faites sur le modèle FMO et pour toutes les températures. Elles servent aussi aux tests de ping-pong et aux tests à l'atténuation variable du modèle.

4.4.1 Correction en fonction de la température

La fonction (RES_temp – RES_moy) du modèle FMO est tracé en fonction de la puissance d'entrée RF. Cette différence nous renseigne sur d'autres types d'erreurs dans l'électronique des systèmes qui ne sont pas aussi les erreurs aléatoires sur les mesures. Et qui atténue le signal.

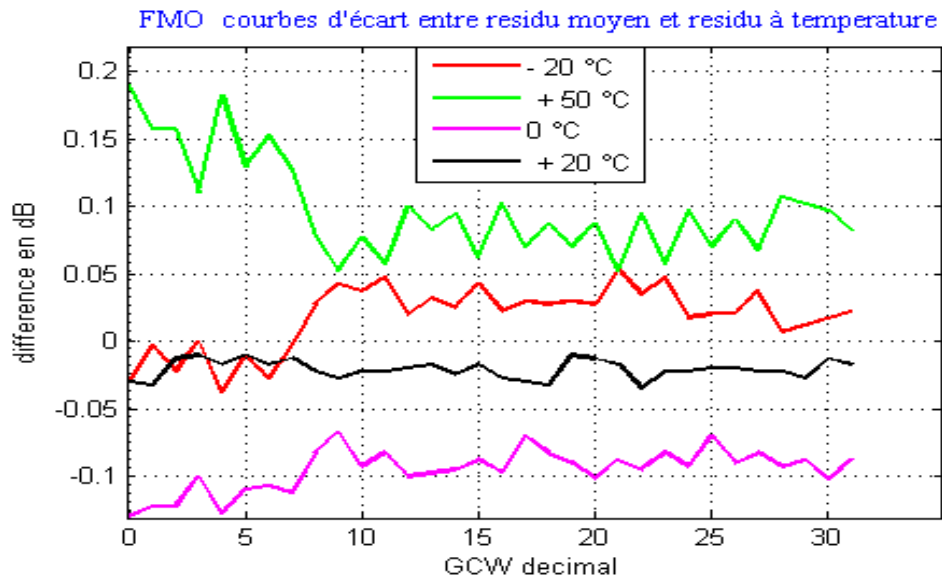


Figure 4.16 : Courbes d'écart entre les corrections à différentes températures et la correction moyenne

La figure 4.16, représente la valeur des résidus en fonction des valeurs de GCW. On observe une variation des corrections au-dessus et en-dessous de l'axe d'ordonnée égale à zéro.

Il est clair que le signal est ici beaucoup chahuté par d'autres effets qu'on peut qualifier d'erreurs d'électronique et qui atténuent le signal dans sa transmission. Ce type d'erreur peut être lié à l'insertion aux atténuateurs de 20dB qui sont insérés dans le système installation.

4.4.2 Le GCW comme un bloc de 5 bits :

4.4.2.1 Schéma de l'atténuateur en f (bits)

Le fonctionnement de l'atténuateur programmable est extrêmement simple dans son principe: il est basé sur un amplificateur différentiel monté en sommateur inverseur. Un chiffre binaire, 0 ou 1, est représenté sous forme analogique par une tension prenant les valeurs $\pm 5V$. La dynamique d'un signal est le rapport entre la tension maximale et la tension minimale que pourra prendre ce signal. Nous avons un GWC de 5bits donc la dynamique vaut 32 (de 0 à 31 il y a 32 niveaux)

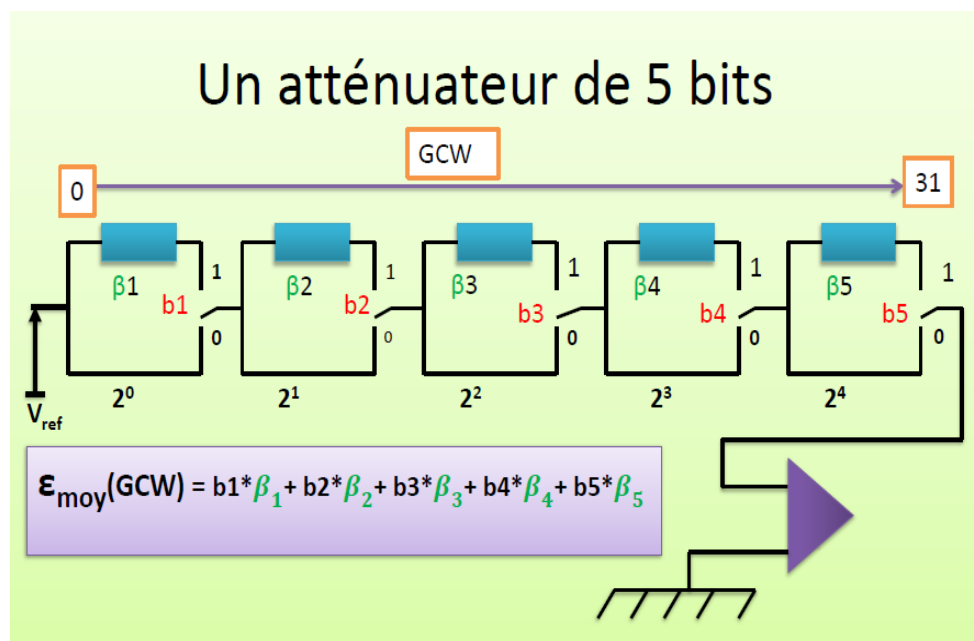


Figure 4.17 : Schéma de principe d'un convertisseur à résistances pondérées (5 bits)

Les principaux constituants sont :

- un amplificateur opérationnel (que l'on déjà vue dans le schéma de l'AGC).
- une référence de tension qui va définir la pleine échelle du convertisseur.
- une série de résistances dans un rapport des puissances successives de 2 (1, 2, 4, 8, 16).
- une série de registres numériques contenant le code binaire d'entrée.
- des commutateurs analogiques (interrupteurs commandés électriquement par les signaux logiques) reliant les résistances à la référence de tension.

Le schéma de la figure 4.17 montre un atténuateur de 5 bits. Dont chaque résistance correspondra à une atténuation de 1, 2, 4, 8 et 16 dB respectivement. Chaque interrupteur est commandé par un bit de GCW. Cela permet de tout avoir entre 0 et 31 dB d'atténuation.

La forme de la courbe 4.1 et la structure de l'atténuateur permet de penser que l'erreur provient de l'incertitude sur chacune des résistances ainsi que de sa dérive thermique. Donc on peut faire un modèle de calibration indépendamment. Pour cela, on utilise la transformée de Hadamard.

4.4.2.2 Transformées de Walsh – Hadamard

La transformée de Walsh est une transformée classique, qui est souvent associée avec les transformées de Hadamard ou de Paley. Une définition des vecteurs d'une base de Walsh peut être donnée par l'étude des passages par zéro de certaines fonctions sinus et cosinus. Dans [Peyré, 2004], une autre manière de voir la transformée de Walsh est proposée : la transformée de Walsh n'est autre que la réécriture d'une transformée de Fourier sur un groupe abélien $G = (\mathbb{Z}/2\mathbb{Z})^k$. La définition complète des fonctions de Walsh est présentée dans le livre [Beauchamp, 1975]. En réordonnant les fonctions de bases définissant la transformée de Walsh, on peut retrouver la Transformée de Hadamard. Si WH_n et WH_{n+1} indiquent des matrices Walsh Hadamard de dimension 2^n et 2^{n+1} respectivement, la règle est la suivante :

$$WH_{n+1} = \begin{bmatrix} WH_n & WH_n \\ WH_n & -WH_n \end{bmatrix}, \text{ où } -WH_n \text{ est considéré comme un élément.}$$

Au facteur de normalisation près, cette matrice est la matrice d'Hadamard. On peut montrer que cette matrice est symétrique et unitaire : $WH_n WH_n = I_{2^n}$. Pour effectuer la reconstruction, il suffit donc d'appliquer à nouveau la transformation. Si l'on omet le facteur de normalisation, on voit que cette transformée ne fait intervenir que des facteurs 1 ou -1 ce qui dans les applications peut présenter un avantage. En effet, 1 étant l'élément neutre de la multiplication, les opérations de la transformation s'effectuent uniquement dans l'espace d'origine des données. Cette caractéristique est particulièrement intéressante pour le codage de données entières (par exemple les valeurs des pixels d'une image) puisque les opérations sur les entiers s'exécutent plus rapidement que les opérations sur des types "flottant".

Pour le cas particulier de $n = 5$ (notre cas), la transformée de Walsh Hadamard du signal

$$\beta_i = \{\beta_0, \beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4\}$$

Peut être représentée par la matrice suivante :

$$WH\{X\} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta_0 \\ \beta_1 \\ \beta_2 \\ \beta_3 \\ \beta_4 \end{bmatrix}$$

4.4.2.3 Analyse de la calibration moyenne

La matrice de correction moyenne est fonction qui lie aux nombres binaires de résistance et aussi au vecteur $(\beta_1, \dots, \beta_5)$ qui sera déterminé par une méthode mathématique. Le signal étant compressé, donc chaque morceau du signal est en fait un élément du signal binaire ou bit. Ce vecteur est pondéré aux éléments du GCW. C'est qui nous permet de construire une matrice de 32 colonnes et 5 lignes. Donc pour que modèle on procède de la même manière. La méthode de détermination des valeurs efficaces des bits, est la même quelques les modèles de vol ou de rechange. L'expression du correctif permet de voir la relation de pondération entre les bits et les inconnues à déterminer.

$$\varepsilon_{\text{moy}}(\text{GCW}) = b_1 * \beta_1 + b_2 * \beta_2 + b_3 * \beta_3 + b_4 * \beta_4 + b_5 * \beta_5 + \varepsilon_{\text{résiduel}}$$

avec $b_1 \dots b_5$ les 5bits du mot GCW.

En utilisant la transformée Hadamard à l'expression du correctif pour déterminer la matrice correspondante grâce à :

$\beta_i = WH\{X\}$: sont des valeurs pondérées ;

$$b_i = (-1)^{(\text{GCW}_{\text{theo}} + 1)} \text{ et } \text{GCW}_{\text{théo}} = 0 \text{ à } 31$$

$$WH\{i\} = \frac{1}{32} \times \sum (\text{Correctifs} \times b_i) \times 2$$

Cette relation nous permet de déterminer toutes les valeurs de pondération ; pour chaque modèle souhaité. Cette méthode peut être appliquée à chaque de température (voir le Tableau 4.2 ci-dessous).

En appliquant la méthode de la transformée Hadamard au modèle de vol orbiteur, ceci nous a permis d'avoir des valeurs de Pondération algébrique qui décrivent parfaitement le correctif. Elles sont liées aux nombres binaires, pour vérifier la véracité de nos valeurs, nous essayons de tracer la variation de moyenne des correctifs et de tracer aussi la variation avec les valeurs pondérées (tableau 4.2) d'un nouveau " modèle équivalent " en fonction de la puissance d'entrée.

FMO	β_0	β_1	β_2	β_3	β_4
Val. Pondérées	0.0625	-0.3850	-0.0588	-0.1037	-0.4163

Tableau 4. 2 : Valeurs algébriques pondérées du modèle FMO

Sur la figure 4.18, les deux courbes sont presque identiques. L'écart entre eux est très proche de "zéro" quelle que soit la variation de la puissance d'entrée. Ces valeurs de pondérations permettent de corriger l'atténuateur et aussi de calculer la tension (expression de la tension en fonction de bits) par la formule ci-dessus.

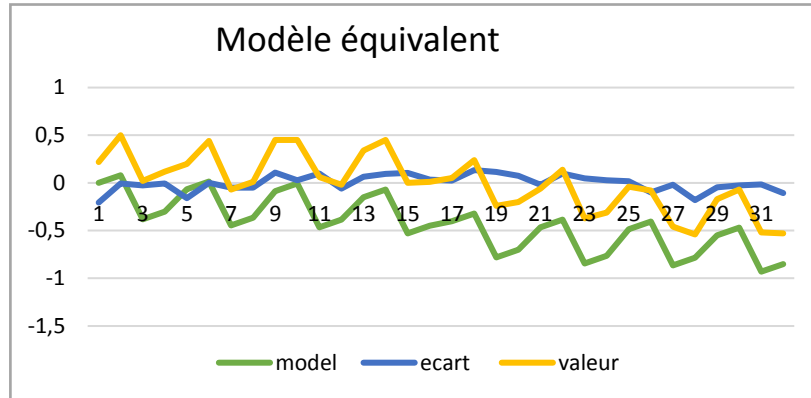


Figure 4.18 : variation de la moyenne ou correctifs (c'est la courbe en jaune), et le modèle équivalent (en verte) et l'écart entre les deux (en bleue), les courbes sont décalées pour faciliter la lecture

FMO	T= - 20°C	T= 0 °C	T= +20 °C	T= +50 °C
β_0	0,08	0,03	0,07	0,06
β_1	-0,38	-0,4	-0,39	-0,385
β_2	-0,065	-0,06	-0,07	-0,06
β_3	-0,085	-0,135	-0,09	-0,105
B4	-0,4	-0,445	-0,4	-0,42

Tableau 4. 3 : les valeurs pondérées pour chaque température du modèle FMO

Le modèle équivalent permet juste de données plus de crédibilité à la valeur moyenne ou la calibration calculée. L'écart entre deux courbes est comme le curseur qui permet de juger la qualité du modèle équivalent. Plus l'écart est proche de 0 plus l'équivalent est meilleur plus les valeurs de pondérations le sont aussi.

4.4.3 Le effet de la température

D'après la figure 4.16, la température est un facteur d'influence sur les différents paramètres. L'effet est beaucoup considérable par exemple pour la température +50°C (bornée à 0,2 dB) que celle de + 20°C.

4.5 Calibration des autres modèles

4.5.1 Modèle de rechange Orbiteur : FSO

La configuration du montage est presque la même que celle du FMO, la seule modification est le changement du modèle dans la boîte de Consort orbiteur (E-Box). L'atténuateur reste fixe, deux fois 10 dB (20 dB) intercalé entre le banc HP et la boîte de Consort (ou encore simulateur). Les données du modèle FSO sont toujours celles faites pendant les tests à vide thermiques. C'est aussi des tests de linéarité du récepteur et de la rampe de gain (test en H4). Ils ont été faits à cinq niveaux de températures (-20°C, 0°C, +20 et +50°C).

Les données mesurées sont influencées par des erreurs comme nous l'avons vu avec le modèle de FMO. Le banc transmet le signal à travers un atténuateur de 20 dB le fonctionnement du GCW, la puissance mesurée et gain en fonction de la puissance RF (au niveau du générateur) sont tous instables. Nous n'allons pas tracer les courbes de variations des données mesurées qui sont similaires à celles de modèle FMO, ci-dessus.

La méthode de correction est identique à celle du modèle de vol orbiteur. Les courbes de variation du gain pour chaque température sont tracées (figure 4.13). Nous constatons que le gain est meilleur lorsque la température de l'enceinte est entre 0°C et -20°C. De même, plus la température augmente plus gain diminue.

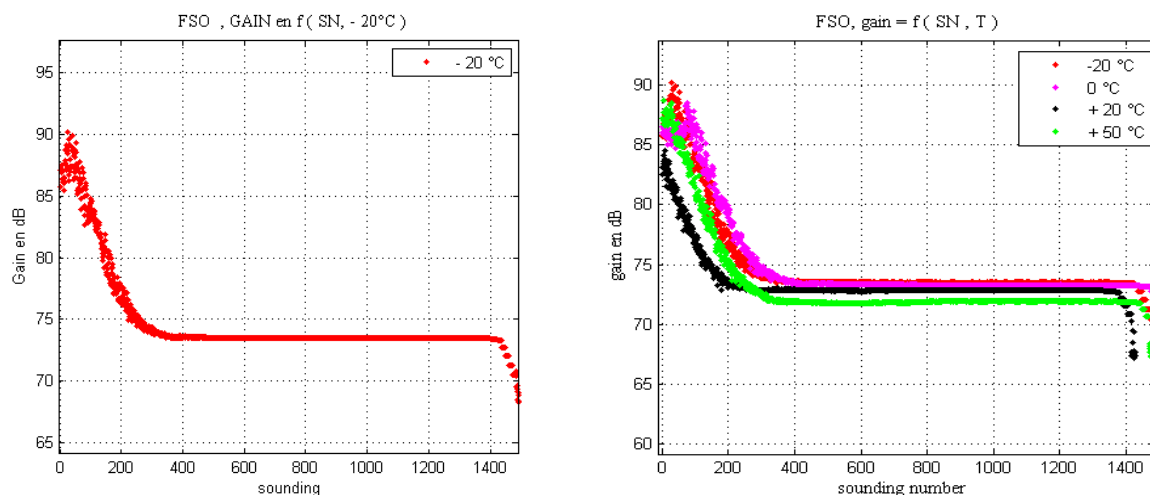


Figure 4.19 : les quatre courbes représentent : variations des gains en fonction de sounding number et des Températures FSO

En considérant l'évolution du gain (courbe en bleue, figure 4.19) en fonction de la puissance d'entrée à la température de -20°C et normalement, pendant la mesure et le balayage en fréquence, le gain doit être bloqué à une valeur constante. Par hypothèse (qu'avant la calibration), l'erreur sur gain est de 1dB. Et après toute correction, c'est à dire correction du l'AGC, de la puissance de sortie on a trouvé une variabilité réduite à 0,03 dB.

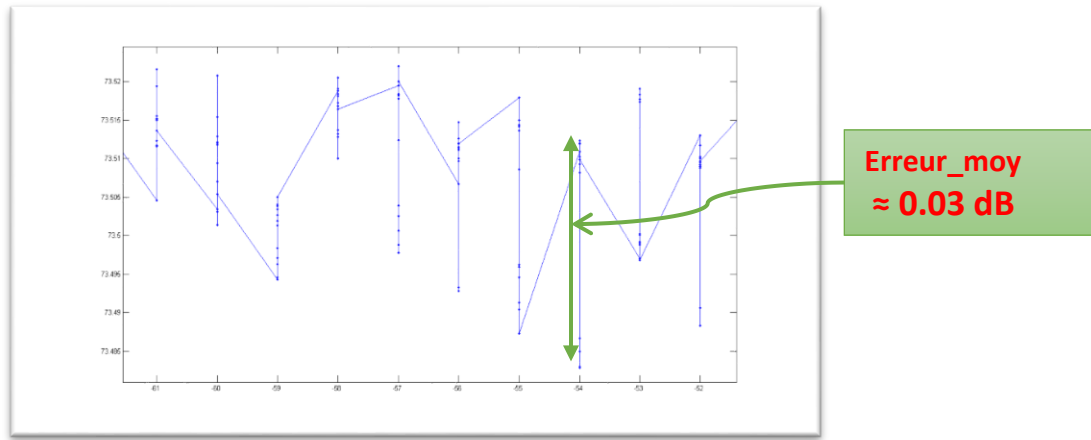


Figure 4.20 : estimation de l'erreur sur Le gain en fonction de la puissance d'entrée RF à la température -20°C

Cette réduction d'erreur sur le gain fait partie de l'un des objectifs des tests de l'étalonnage de l'instrument. Ces tests permettent d'acquérir des signaux de référence pour pouvoir calibrer l'instrument et estimer ses performances en faisant varier les conditions expérimentales.

4.5.2 Modèle de vol Lander (ou Philae) : FML

Nous avons ici trois niveaux de température (-40°C 0°C et +50°C) avec ce modèle, donc un test de linéarité du récepteur (H4) n'a pas eu lieu. Sur les modèles Lander, le signal n'est pas conservé pour tous les soundings afin de limiter le volume de télémetrie : seul un sounding sur trois est disponible. Comme on peut le voir sur la figure 4.20. De même, en dehors de la zone plus atténuée (de 0 à 400 sounding), le gain est pratiquement constant en fonction de la puissance d'entrée RF ; et en fonction de la température le gain décroît. De -40°C à +50°C le gain a diminué de 2,5 dB, c'est qui montre que la température est un paramètre qui influence la dynamique du système.

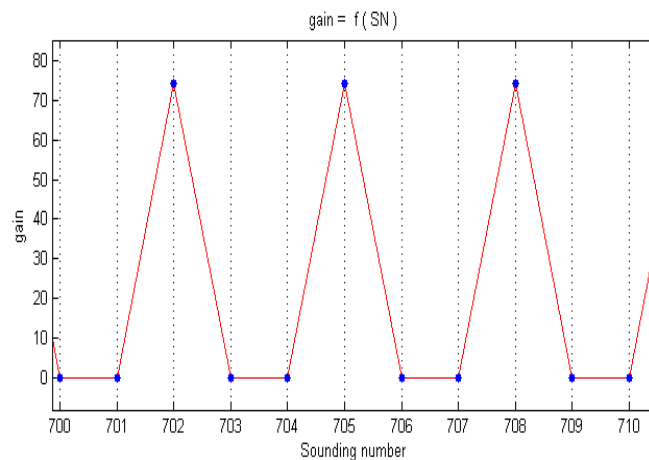


Figure 4.21 : Variation du gain en fonction de Sounding Number avec des mesures nulles, à la T= -40°C ; modèle FML

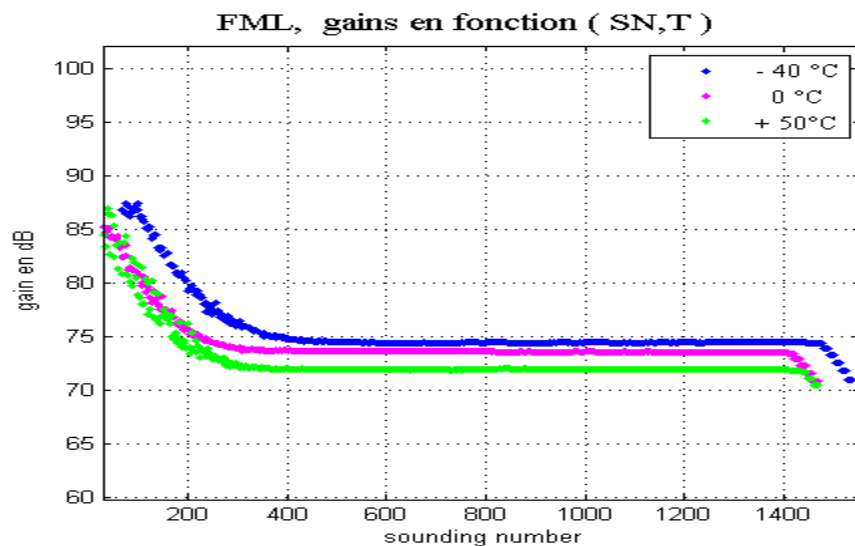


Figure 4.22: les trois courbes représentent : variations des gains en fonction de sounding number et des Températures FML

Sur la figure 4.23, l'atténuation qui était de 1 dB au départ est réduite à 0,03 dB en moyenne.

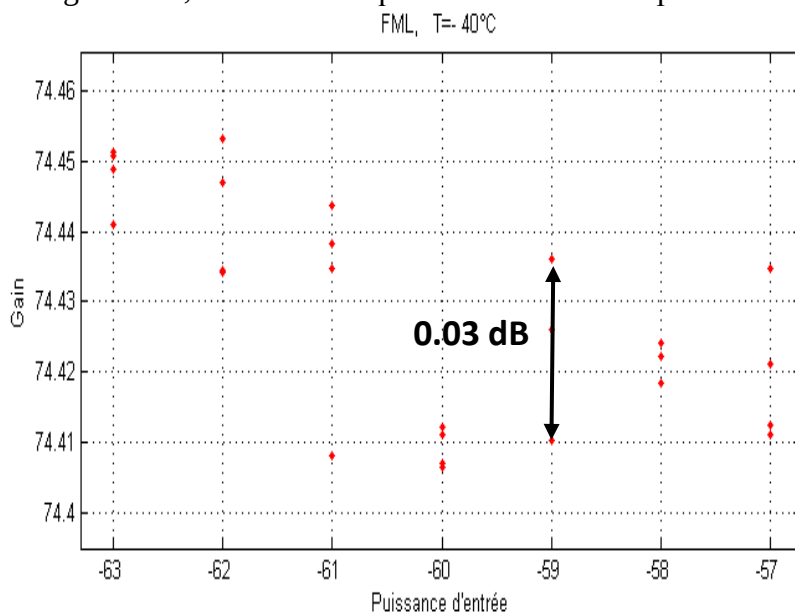


Figure 4.23 : estimation de l'erreur sur Le gain en fonction de la puissance d'entrée RF à la température -40°C

Le processus de traitement ou la calibration effectuée a permis de diminuer les erreurs sur la variation du gain du récepteur de 1 dB à 0,03 dB. Cette diminution d'erreur est aussi constatée pour les autres températures du même modèle.

4.5.3 Modèle de recharge Lander : FSL

Nous avons utilisé la même méthode de correction ; avec le modèle FSL, les mesures conservées ne représentent que 1/10. La variation du gain en fonction de sounding science pour différentes températures est tracée sans les valeurs nulles. Les niveaux de températures (-40°C -20°C 0°C +20°C et +50°C) permettent de voir l'influence de la température du gain du modèle.

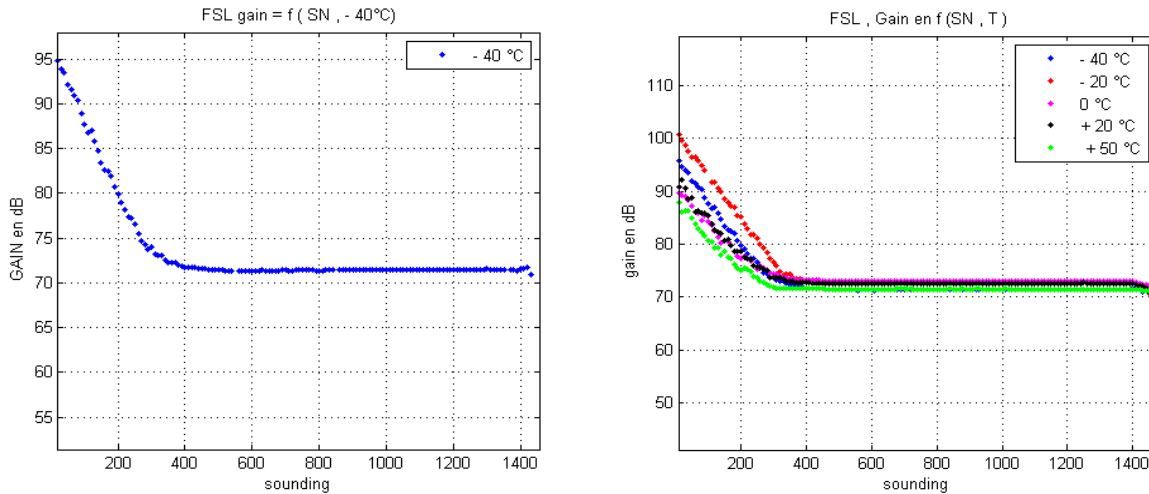


Figure 4.24 : courbes représentent variations des gains en fonction de sounding (non nul) number et des Températures FSL

En prenant la courbe de variation du gain à la température de -40°C (figure 4.24), on constate que l'estimation d'erreur qui était à 1dB est reduite à 0,04dB.

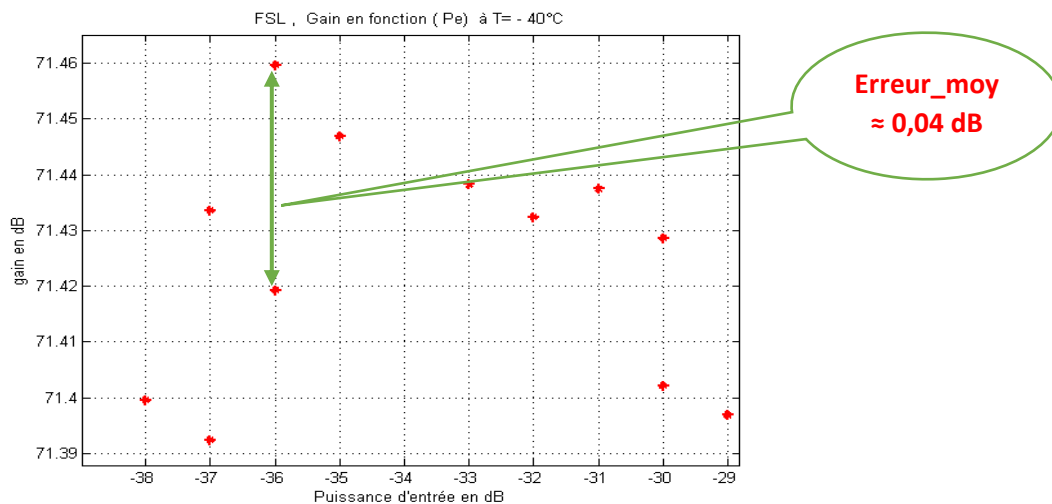


Figure 4.25 : estimation de l'erreur sur Le gain en fonction de la puissance d'entrée RF à la température -40°C

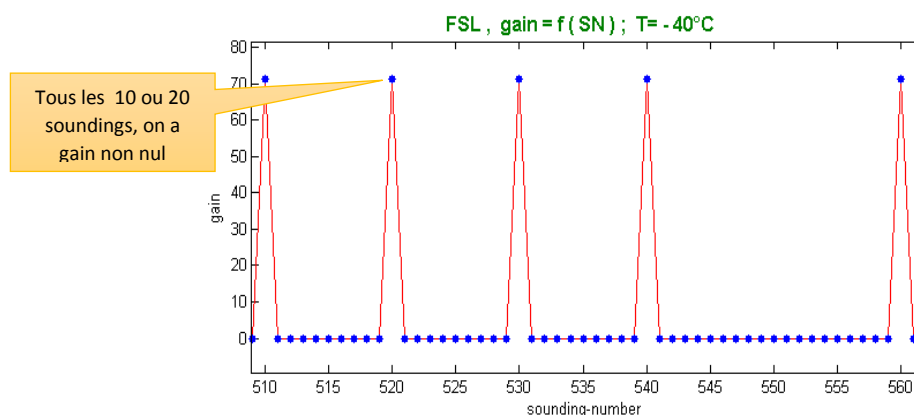


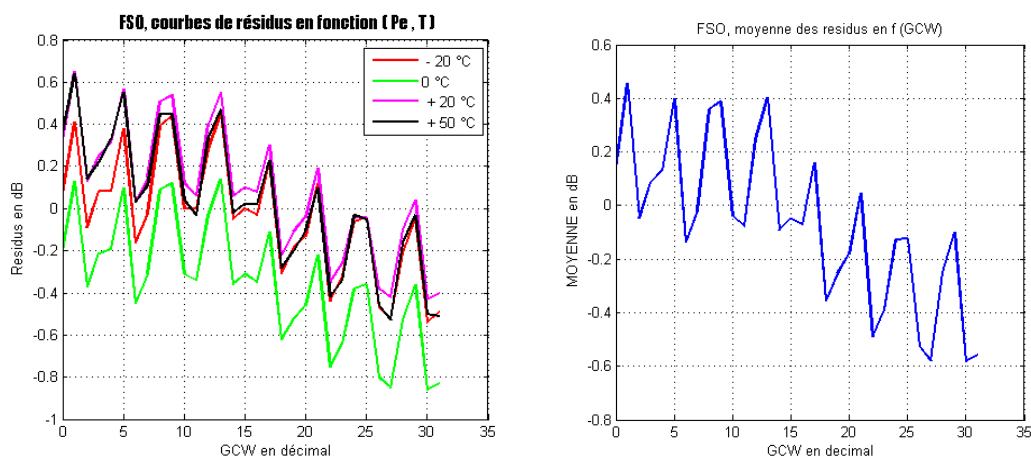
Figure 4.26 : Variation du gain en fonction de Sounding avec des mesures nulles, à la $T = -40^{\circ}\text{C}$, modèle FSL

4.6 Calibration des autres modèle : FSO, FML et FSL

Les courbes de calibrations pour les trois modèles ont toutes des formes irrégulières qui ne sont ni sinusoïdales ni monotones. Elles décroissent en fonction de la puissance mais cette variation n'est pas constante.

Les variations moyennes représentent des “ correctifs ” pour les modèles respectifs. Ceux qui permettent de corriger les tests faits avec les modèles FSO, FML et FSL. Les valeurs des correctifs ne sont pas liées aux variations de températures. Elles sont adaptables aux mesures du modèle ; les correctifs du modèle FMO ne remplacent pas ceux du FSO du FSL ou du FML. Puisque les modèles ne sont pas les mêmes. La variation des correctifs du modèle FSL a une forme différente des autres modèles.

- FSO



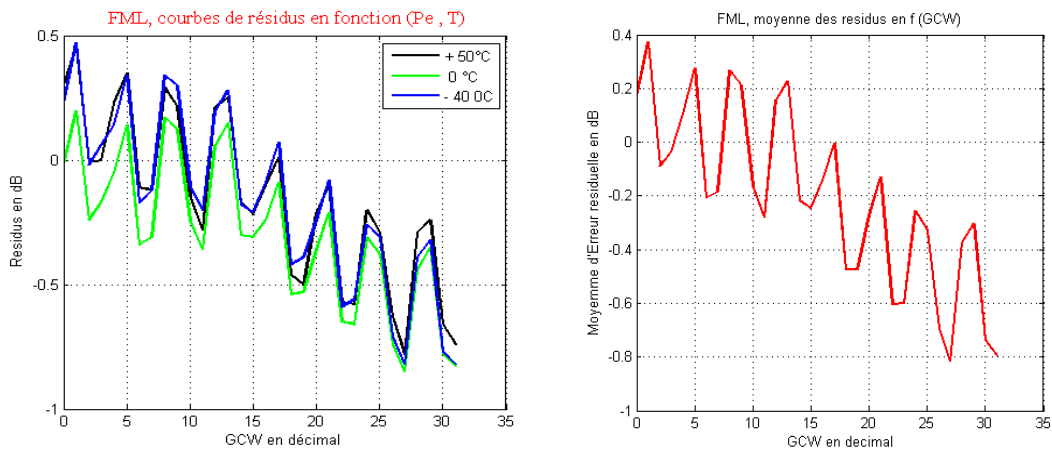
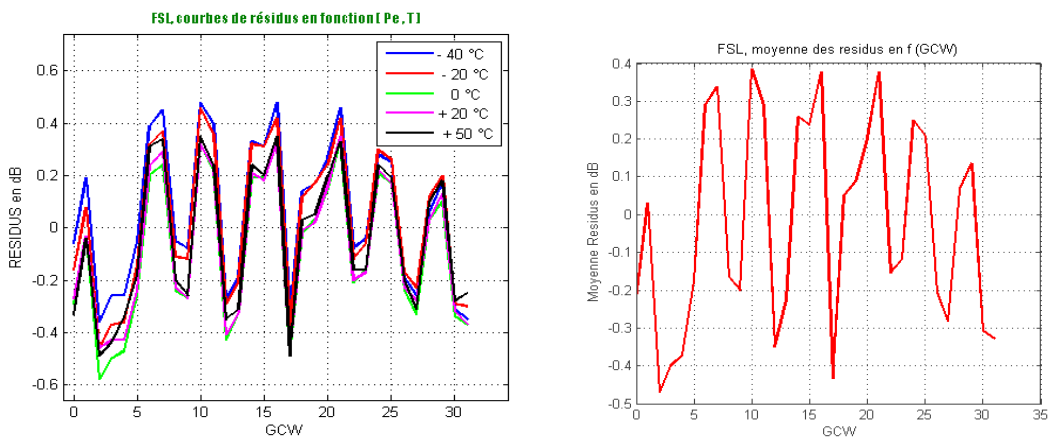
- FML- FSL

Figure 4.27 : (à droite) : variation des résidus en fonction de puissance et de la température et (à gauche) : la variation moyenne indépendamment de la température.

La méthode de détermination des valeurs pondérées indépendamment de la température reste la même que celle du modèle FMO. Cela se fait par mathématique ou la transformée de Hadamard utilisée ci-dessus.

Pour les courbes de variations et les tableaux des valeurs voir l'annexe 2. Où est résumé leur loi de calibration.

Chapitre 5

5 Calibration du gain : les autres contributions

5.1 Signal réel & imaginaire (I et Q)

5.1.1 Problème général

L'entrée RF de l'Orbiter ou du Lander est en réception face au banc à travers une atténuation de 20 dB dans les tests de la raie H4. Du fait de son architecture en lien avec la fréquence porteuse. En conséquence, le signal reçu s'exprime comme étant :

$$s_{Rx}(t) = s_{Rx_I}(t) + js_{Rx_Q}(t)$$

Où $s_{Rx_I}(t)$ et $s_{Rx_Q}(t)$ désignent respectivement la voie en phase et la voie en quadrature du signal d'intérêt.

C'est un signal complexe qu'on peut facilement visualiser avec le CDH ; à partir du signal complexe on obtient les deux composantes du signal complexe. L'amplitude du signal réel et celle du signal imaginaire n'ont pas les mêmes valeurs efficaces (figure 5.1). En zoomant les amplitudes crêtes, on constate que l'amplitude du signal imaginaire est un peu plus grande que celle du signal réel. De même, les amplitudes à près compression du signal I & Q ne sont aussi égales.

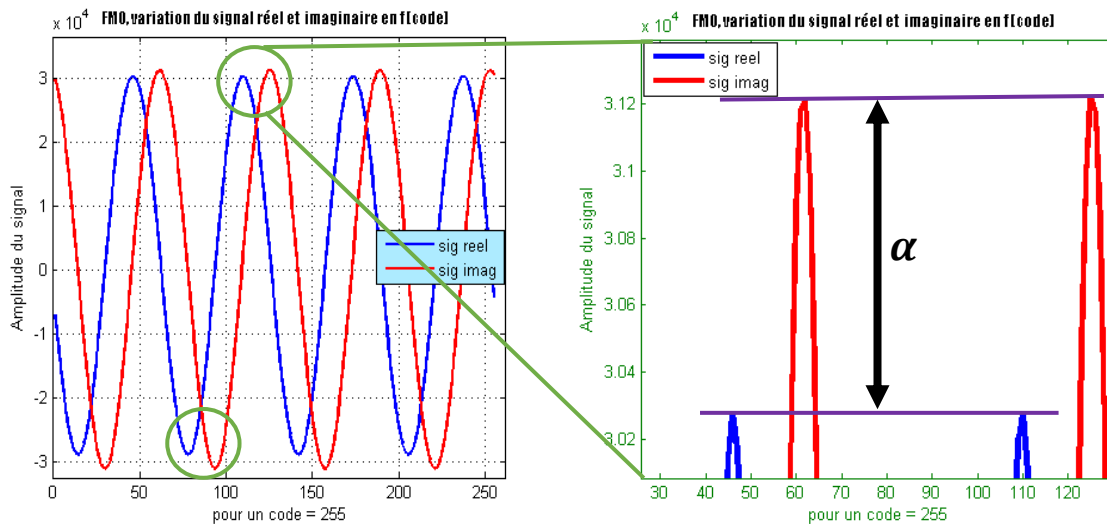


Figure 5.1: À gauche : variation du signal réel et imaginaire à la température de -20°C . À droite : le zoom sur le déséquilibre entre l'amplitude du signal I et du signal Q ; modèle FMO

Ce rapport “ α ” entre le signal réel et d’imaginaire varie aussi en fonction du sounding number ; ce problème de déséquilibre est constaté à chaque modèle et aussi à toutes températures. Ceci engendrera des erreurs dans le calcul de la puissance de sortie, dans le calcul du gain et dans le calcul du délai-système. Cela nécessite une correction de deux amplitudes en amont de tout processus de traitement.

5.1.2 Calibration I/Q

La correction du déséquilibre consiste à trouver une relation qui à chaque jeu de mesures permet aux deux amplitudes de ne pas dériver quelle que soit la variation du AGC et de la température.

Pour chaque modèle, nous pouvons tracer le rapport de la valeur efficace du signal I /signal Q en fonction de la température et de la puissance d'entrée pour voir son comportement de même que pour tous les modèles. La méthode permet de trouver cette constante est dans un premier temps, pour chaque modèle d'estimer la valeur moyenne de cet écart moyenne et dans un second temps de les comparer avec les autres modèles. Le principe était de trouver une valeur constante approximative ; et cette constante “ α ” est obtenue en faisant la moyenne des valeurs sur chaque modèle. Puisque en traçant pour chaque modèle l'écart d'amplitude en fonction des températures cette variation tourne autour d'une valeur constante.

Nous avons abouti à une valeur qui est la même pour toutes les températures et pour tous les modèles. Cette valeur moyenne est :

$$1 + \alpha = \frac{V_{effQ}}{V_{effI}} = 1 + 5\%$$

Ainsi ce rapport d'amplitude moyenne d'I/Q équivaut à 5% sera considéré et appliqué à tous les jeux mesures. C'est-à-dire dans les simulations de puissance, de gain et de calculs de délais systèmes.

L'objectif de la démodulation I/Q (ou en phase et quadrature) est de recouvrer le signal reçu à la fréquence 90MHz, c'est-à-dire retrouver le signal d'entrée $S_e(t)$ défini ci-dessus. La démodulation est dite en phase/quadrature, c'est-à-dire que l'on va utiliser deux voies pour démoduler, la première voie récupère l'information en phase et la seconde récupère l'information en quadrature. Pour ce faire, on génère (par l'intermédiaire d'un oscillateur par exemple) deux signaux, tous deux à la fréquence porteuse de réception f_0 mais déphasés de $\frac{\pi}{2}$:

$$s_I^{OL}(t) = \cos(2\pi f_0 t)$$

$$s_Q^{OL}(t) = -\sin(2\pi f_0 t)$$

On multiplie le signal reçu par $s_I^{OL}(t)$ (dans une première voie) et par $s_Q^{OL}(t)$ (dans une seconde voie). En combinant cette opération avec un filtre passe bas, on récupère sur les deux voies la partie réelle et la partie imaginaire du signal et on introduit le signal complexe reçu :

$$r_{Rx}(t) = r_{RxI}(t) + jr_{RxQ}(t)$$

Ce signal juste à la sortie du filtre passe bas, est donc issu de l'étage de démodulation du signal reçue. Il est à noter que l'opérateur de modulation/démodulation est dos-à-dos, c'est-à-dire qu'en l'absence de bruit et d'interférences, on récupère les messages originaux transmis.

En pratique, le signal reçu est bruité, les filtres et la propagation engendrent des retards. Ce qui permet de tenir compte de ce décalage dans l'équation du signal reçu.

Le signal temporel est de la forme $I - j Q$ pour obtenir le spectre correct de 85 à 95 MHz. Ce signal reçu peut alors s'exprimer sous la forme suivant :

$$s(t) = A e^{j\varphi} * e^{-j2\pi(t-\tau)f_0}$$

Où $s_e(t) = A e^{j\varphi}$: est un scalaire complexe inconnu de module A, qui est lié l'atténuation du signal (pertes).

Le déphasage φ étant inconnu, de la phase inconnue $e^{-j2\pi f_0}$. On en déduit l'expression du signal physique (la partie réelle de $s(t)$) :

$$s(t) = A [I \cdot \cos(2\pi f_0(t - \tau) + \varphi) - Q \cdot \sin(2\pi f_0(t - \tau) + \varphi)]$$

Après démodulation, on obtient deux signaux $I_r(t, \tau)$ et $Q_r(t, \tau)$, dont l'un est donnée par :

$$I_r(t, \tau) \triangleq s_e(t, \tau) \times \cos(2\pi f_0 t) = \frac{A}{2} [I(t - \tau) \cos \varphi + Q(t - \tau) \sin \varphi + \text{termes}(2 * 2\pi f_0)]$$

et l'autre par :

$$\begin{aligned} Q_r(t, \tau) &\triangleq s_e(t, \tau) \times \sin(2\pi f_0 t) \\ &= \frac{A}{2} \left[I(t - \tau) \cos \left(\varphi + \frac{\pi}{2} \right) + Q(t - \tau) \sin \left(\varphi + \frac{\pi}{2} \right) + \text{termes}(2 * 2\pi f_0) \right] \end{aligned}$$

où les termes en $(2 * 2\pi f_0 \text{ ou } 2 * \omega_0)$ sont supprimés par un filtre passe-bas. On note alors I_r^F (resp. Q_r^F) le signal obtenu après filtrage de I_r (resp. Q_r).

L'intérêt d'avoir considéré les deux signaux $I(t)$ et $Q(t)$ apparaît maintenant. En effet, si on avait pris un seul signal, par exemple $I(t)$ et une seule démodulation $\cos(\omega_0 t)$ le signal démodulé pourrait s'annuler à cause du terme $\cos \varphi$.

Le fait d'utiliser les deux signaux $I(t)$ et $Q(t)$ permet de s'assurer que l'on sera toujours en capacité de "voir" la cible (encore faut-il que la cible nous réémette une quantité suffisante d'énergie).

En pratique, à la réception du signal (figure 5.2), on opère une démodulation du signal selon deux voies différentes : une démodulation en phase $s_e(t) \times \cos(2\pi f_0 t)$ et une démodulation en quadrature $s_e(t) \times \sin(2\pi f_0 t)$. Ces deux électroniques différents (filtres, DAC, ampli) ont donc des caractéristiques et des dérives légèrement différentes. C'est l'origine du déséquilibre de gain ou de retard.

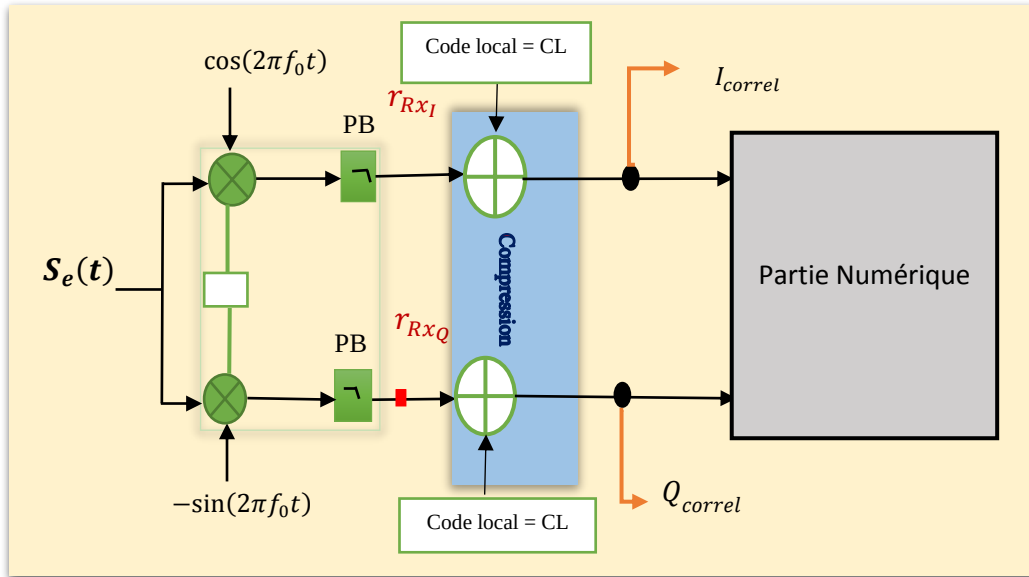


Figure 5.2: schéma représentant le principe de la démodulation du signal selon deux voies différentes

5.2 Variation du gain moyen en fonction de la température

Dans le chapitre IV on dispose à chaque température, de la variation du gain en fonction de la puissance d'entrée. L'idée est dans un premier temps de faire la moyenne du gain pour chaque température et dans second temps de tracer l'évolution du modèle en fonction de la température. Ceci permet de décrire le comportement du gain système lorsque la température augmente ou qu'elle diminue. La moyenne est faite sur la zone utile de la variation du gain (figure 5.3a).

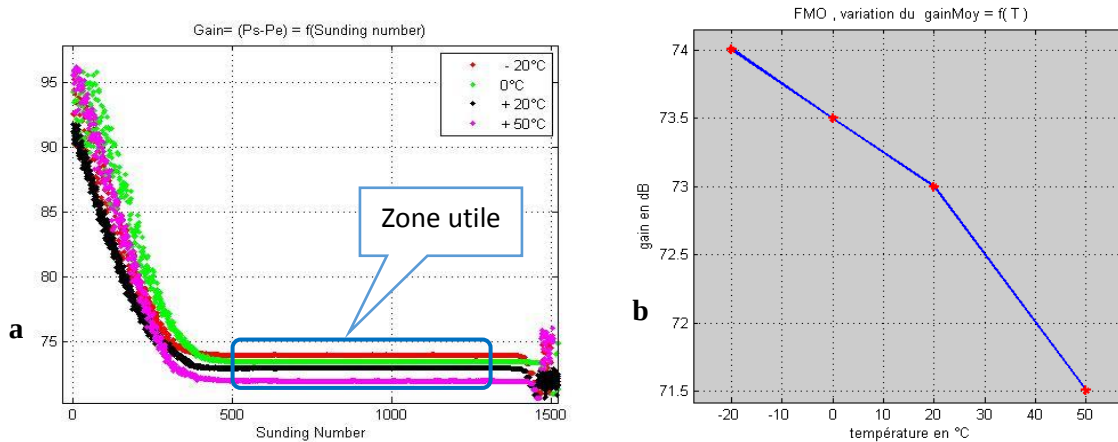


Figure 5.3 : (a) : variation du gain en fonction de la puissance d'entrée pour les quatre températures du modèle FMO. (b) : variation du gain moyen en fonction de la température.

Pour le modèle FMO, chaque température est associée une valeur moyenne du gain (figure 5.3b). La fonction gain moyen avec la température ou ces séries de mesures tracées, ne nous indiquent pas grand-chose. Nous allons lui appliquer une méthode mathématique permettant de donner plus de sens physique à ces mesures de moyenne et de mieux les interpréter.

De même pour les autres modèles, la variation du gain moyen en fonction de la température ne permet pas d'interpréter efficacement leurs courbes obtenues donc une méthode interpolation est nécessaire pour les expliquées.

5.2.1 Méthode d'interpolation

Les techniques d'interpolation sont appliquées chaque fois que l'on veut connaître la valeur de la fonction en dehors des points mesurés ou calculés. En utilisant la méthode, cela permet aussi de lisser la courbe de variation. Pour cela, on cherche un polynôme qui passe par tous ces points et éventuellement vérifie d'autres conditions, de degré si possible le plus bas. La Méthode générale consiste à remplacer les coordonnées des points dans l'expression du polynôme. Etant donné que nos points en abscisse sont liés à la variation de la température.

On dispose de points caractérisés par leurs coordonnées $((T_i, G_i))$. Ces points forment le support d'interpolation. Une fois les coefficients du polynôme d'interpolation déterminés, il est possible d'évaluer ou de tracer ce polynôme.

L'ordre 2 correspond le mieux pour décrire les mesures. L'interpolation passe par le maximum des points. On peut généraliser facilement la démarche précédente au cas de l'ajustement des points de mesure par un polynôme de degré p :

$$P(x) = c_0 + c_1x + c_2x^2 + \dots + c_px^p = \sum_{j=0}^p c_j x^j$$

Or p doit vérifier :

$$p(x) = y_i \quad ; \quad \forall i \in \{1, \dots, n\} \text{ suivant le modèle.}$$

Les coefficients C_j du polynôme d'ajustement sont à nouveau déterminés par la méthode des moindres carrés.

5.2.2 Gain moyen du modèle FMO

La démarche consiste à rechercher un polynôme du second degré (modèle mathématique) qui passe par les points $(-20^\circ\text{C}, 0^\circ\text{C}, +20^\circ\text{C} \text{ et } +50^\circ\text{C})$ successifs de l'échantillonnage. On noté ici que nous avons fait interpolation quadratique sur les points qui correspondent aux températures $(-20^\circ\text{C}, 0^\circ\text{C}, +20^\circ\text{C} \text{ et } +50^\circ\text{C})$ puisque la température de l'enceinte où loge le modèle de vol orbiteur peut prendre toutes ces valeurs de température.

Le calcul du gain moyen est fait sur la variation du gain en fonction de la puissance d'entrée et à une température. Puisque nous avons quatre séquences de mesures sur le modèle du FMO, nous aurions quatre valeurs du gain moyen qui sont proportionnelles aux températures. La valeur du gain moyen est déterminée dans la zone utile de la variation du gain.

La figure 5.4, illustre l'interpolation polynomiale (en traits pleins rouge) et les points en bleu représentent les mesures. La variation du gain système nous indique que plus la température augmente plus le gain système diminue. Le gain est meilleur lorsque la température de l'enceinte est à -20°C .

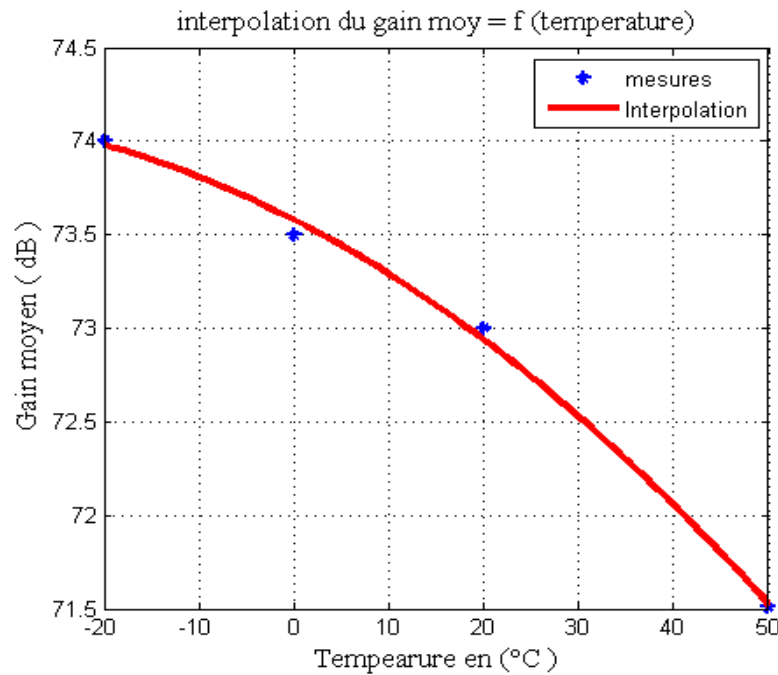


Figure 5.4 : Les points bleu correspondent aux points (x_i, y_i) représentent les mesures et la courbe en rouge représente le polynôme d'interpolation

Le calcul de coefficient de détermination du modèle est de $R^2 = 0,96$. Cela signifie que 96 % des variations du gain système sont expliquées par le modèle mathématique ; cette valeur permet de dire que l'ajustement effectué est bon.

5.2.3 Les autres Modèles FSL, FSO et FML

La démarche reste le même que celui du modèle FMO. Cependant, pour le modèle FSL, on dispose de cinq points de mesures (-40°C , -20°C , 0°C , $+20^{\circ}\text{C}$ et $+50^{\circ}\text{C}$) ; pour le modèle FSO, on a quatre points de mesures (-20°C , 0°C , $+20^{\circ}\text{C}$ et $+50^{\circ}\text{C}$) et celui de FML on en a trois points ($-$

40°C, 0°C et +50°C). Les mesures à températures -20°C et +20°C n'ont pas été faites sur le modèle FML.

La température -40°C du côté Lander suppose que sur la comète, la température peut atteindre cette valeur. Raison plus pour tester les modèle FSL et FML à cette valeur.

Pour effectuer les vraies mesures avec Consert sur la comète, deux modèles ont été envoyés sur Rosetta ; qui sont FMO et le FSL.

La variation du gain système du modèle FSL est maximale lorsque la température est à 0°C, et minimale à -40°C. La courbe d'interpolation quadratique décrit bien les données de mesures (figure 5.5a). Le coefficient de détermination du modèle du FSL est de 0,96.

Celle de la variation du modèle FSO, montre que plus de température augment plus de gain système décroît. Il est maximal quand la température est à -20°C (figure 5.5b). Le coefficient de détermination du modèle du FSO est de 0.97.

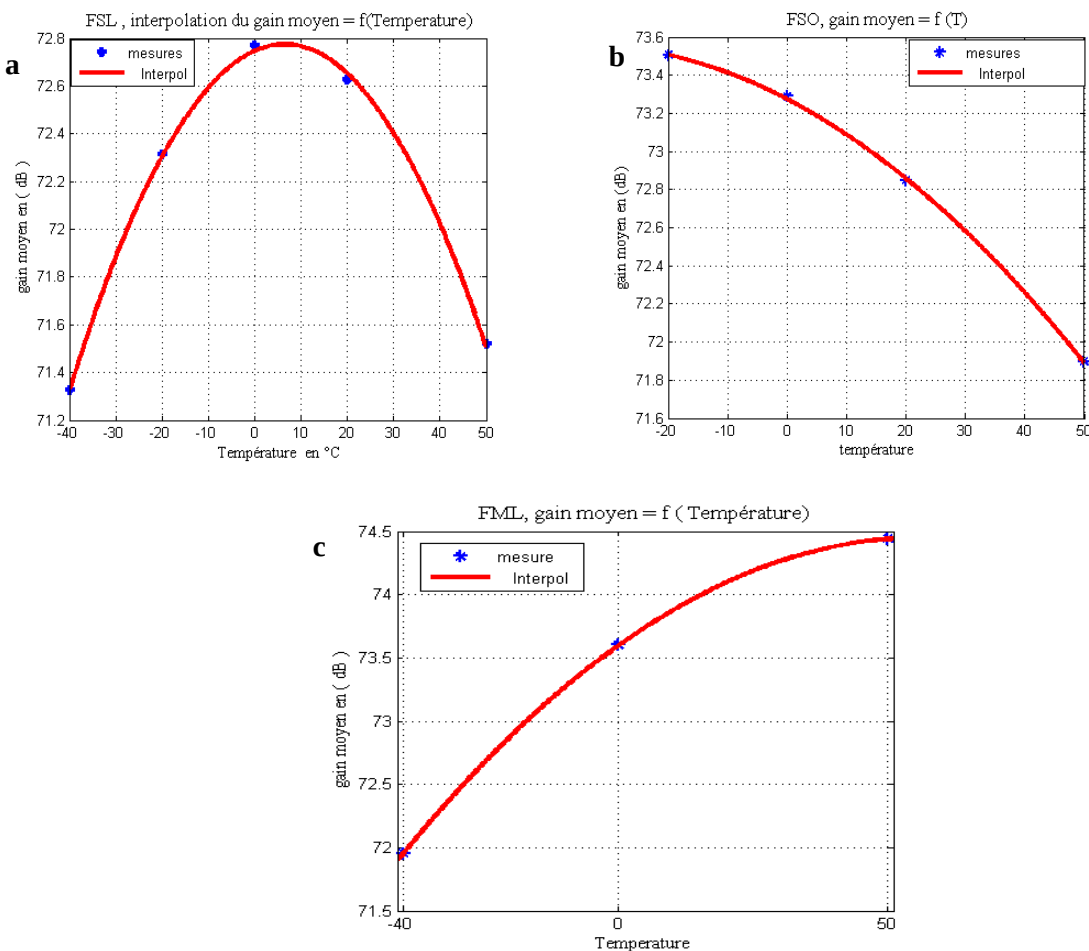


Figure 5.5 : courbes d'interpolation du gain système du FSL, FSO et FML en fonction de la température

Le modèle FML au grand gain système à la température 50°C. La courbe d'interpolation croît en fonction de la température. Son coefficient de détermination du modèle est 0,97. C'est aussi plus grand coefficient par rapport aux autres modèles précédemment décrits ci-dessus.

5.3 Modèle d'interpolation

5.3.1 Tableaux des modèles des polynômes

Les tableaux ci-dessous représentent les valeurs du gain moyen interpolé. Ces valeurs sont étés obtenues à partir de la fonction polynomiale qui décrit les quatre modèles d'interpolation. Le modèle mathématique est un polynôme du second ordre. Les coefficients a, b et c nous permettent de trouver le tracé des courbes d'interpolation.

Modèle FML	Valeurs polynomiales en fonction de la température		
Coeff. polynom	a	b	C
FMO	- 0,003	- 0,026	74
FSO	- 0,0023	-0,016	73
FML	-0,00027	0,03	74
FSL	-0,00067	0,0087	73

Tableau 5. 1 : les coefficients du polynôme interpolation des différents des modèles.

5.3.2 Conclusion des variations sur les modèles

Pour chaque modèle, nous disposons d'une valeur minimale et maximale du gain moyen. En dehors des températures classiques, nous pouvons définir d'autres valeurs de températures en fonction des gains moyens correspondants.

Chapitre 6

6 Délai système : FMO, FML, FSL et FSO

6.1 Valeur obtenue du délai système pour FMO, FML, FSO et FSL

6.1.1 Introduction

La mesure du retard de propagation est un des objectifs de l'expérience Consert. Cela s'est fait lorsque l'orbiteur et Lander sont en face. En pratique, l'expérience consiste à la transmission des ondes électromagnétiques entre les atterrisseurs et l'orbiteur à travers la comète pour étudier son structure interne [Kofman et al., 1998]. Les mesures fournissent le retard de propagation et l'amplitude du signal pour chaque trajectoire. Ce délai est directement lié à la permittivité diélectrique du milieu traversé et qui peut être utilisé pour déterminer les propriétés électriques du matériau trouvé dans le noyau comète.

A ce délai de propagation s'ajoute retard engendré par les filtres ou l'électronique : c'est le délai système. Cette inconnue a une importance capitale pour bien estimer le délai de propagation dont l'expression est :

$$\tau_{total} = \tau_0 + \tau_{mes}$$

Avec τ_0 : délai système, retard provoqué par les filtres et l'électronique

τ_{mes} : délai mesuré à la surface du comète

Dans notre démarche, c'est le délai τ_0 (engendré par les filtres) qui nous intéresse. Nous allons plus le développer pour les différents modèles de vol de l'orbiter ou du Lander. Afin d'en déduire une valeur moyenne pour chaque modèle. La connaissance du délai de propagation supplémentaire permet de déduire la valeur moyenne de la permittivité.

6.1.2 La mesure du temps d'arrivée

Le temps d'arrivée est mesuré globalement pour le couple FMO-QML. C'est avec des données de ping-pong que s'est effectuée la détermination du délai. La méthode de détermination du délai passe par la correction de l'AGC, par celle du déséquilibre d'amplitude du signal réel et d'imaginaire ainsi que par l'autocorrélation. Pour chaque sounding, nous pouvons observer le pic de corrélation et en déduire la valeur du retard ou du temps d'arrivée.

Le signal reçu par l'entrée RF traverse différents composants électroniques qui contribuent par leur temps de réponse à son retard. De plus, les câbles utilisés pour connecter les différents blocs et les antennes ajoutent un retard supplémentaire en fonction de leurs longueurs. Ce retard ne peut pas être négligé dans le cadre du système radar. En effet, une nanoseconde de retard correspond à une distance parcourue de trente centimètres environ dans le vide. De ce fait, le retard dû à l'électronique doit être estimé et pris en compte afin d'augmenter la précision.

La Figure 6.1 montre le retard temporel subit par un signal issu d'un récepteur et de l'émetteur en mode ping-pong. Dans ce cas, le pic du signal est attendu au temps qui correspond à un indice temporel $\tau_0 = 7$ (pour une fréquence d'échantillonnage $f_e = 10\text{MHz}$) pour une valeur de sounding du modèle FMO.

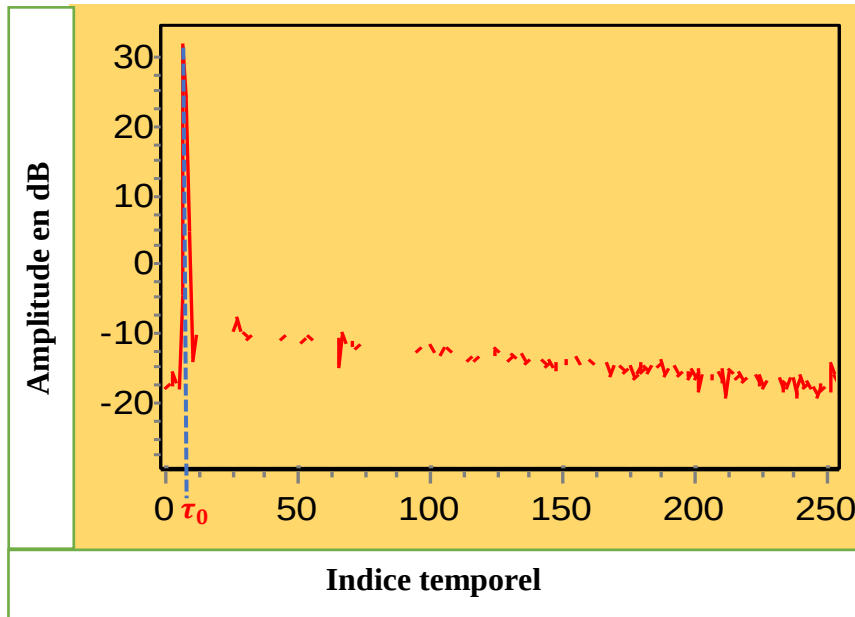


Figure 6.1 : le pic après synchronisation du signal entre l'orbiteur et le Lander du modèle FMO / QML

Le délai correspond à la position du maximum. Cette valeur τ_0 sera multipliée par le pas de code (100 ns) pour donner le retard dû aux filtres (ex. pour un sounding = 35, figure 6.1). Ce qui nous permet d'estimer la valeur du retard en fonction du sounding sur l'ensemble de mesures du modèle.

Pour meilleur estimation du système ; plusieurs techniques de mesure du délai ont été proposées. [Pierre Pasquero. et al, 2017] propose une méthode consistant à faire une interpolation sur les mesures du temps d'arrivé du signal émis du côté orbiteur et Lander. Nous avons utilisé les temps d'arrivé calculés par cette méthode dans les traitements qui suivent.

6.1.3 Délai- système: Méthode de la moyenne glissante

Afin de réduire la variance du délai, nous avons appliqué un filtre par moyenne glissante sur l'ensemble des soundings

Le filtre à moyenne glissante trouve son application dans l'analyse des séries temporelles de données en permettant la suppression des fluctuations de façon à en souligner les tendances sur le long terme. Cette façon de faire tend à lisser le phénomène étudié en noyant les valeurs extrêmes dans une masse de données davantage représentative d'une tendance moyenne.

D'une façon générale, la moyenne glissante s'écrit :

$$\bar{\tau}_N = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N \tau_{n-k} \quad \text{ou bien} \quad \bar{\tau}_N = \bar{\tau}_{n-1} + \frac{\tau_n - \tau_{n-N}}{N}$$

Où

- N représente le nombre de valeurs successives à prendre en compte dans le sounding.
- τ_n représente la valeur de référence du délai.
- k représente le rang de sounding.

C'est une moyenne qui au lieu d'être calculée sur l'ensemble des n valeurs d'un échantillonnage est calculée tour à tour sur chaque sous-ensemble de N valeurs consécutives ($N \leq n$). Le sous-ensemble utilisé pour calculer chaque moyenne, parfois appelé « fenêtre », « glisse » sur l'ensemble des données d'un modèle.

Par exemple : cette moyenne est calculée par paquet de 10 soundings, de 100 soundings, et de 500 soundings. On recherchera, sur un ensemble de mesure, la valeur maximale de la moyenne glissante, qui devra être inférieure à une concentration donnée. L'intérêt d'une moyenne glissante est de lisser les éventuels écarts accidentels.

6.1.4 Estimation du délai-système FMO-QML

Les données sont obtenues à partir de l'expérience de ping-pong avec le modèle FMO dans une enceinte sous vide et à température variable et le QML dans le simulateur. Les signaux venant du FMO sont à la fois enregistrés par le QML et par le banc que l'on a mis en dérivation à travers un coupleur au cours du ping-pong. Ici nous nous occupons uniquement des données acquises par les instruments CONCERT (FMO et QML). Les expériences ont été réalisées à +50°C, -40°C, -20°C et 0°C.

Une moyenne calculée tour à tour sur N valeurs consécutives d'une série de valeurs : pour chaque échantillon de mesure, on calcul la moyenne des M échantillons (ou paquet) précédents et de l'échantillon courant. La moyenne avec le paquet de M=10 fluctue fortement. De même, celle de la moyenne M=100. Par contre la moyenne glissante par paquet (échantillon) de M= 500 donne une allure plus lisse que les deux précédentes (figures 6.2.c), comme on peut s'y attendre.

La valeur moyenne engendrée par les filtres est de $T_{OA} = 7,3 * 100$ ns ; avec un écart type de 0,5 après moyenne. Les fluctuations observées peuvent provenir des traitements (erreur de resynchronisation cf [Pasquero, 2017](#)) ainsi que d'effet instrumentaux (stationnaire des horloges qui corréle les différentes mesures).ces fluctuations entraînent des erreurs dans les mesures.

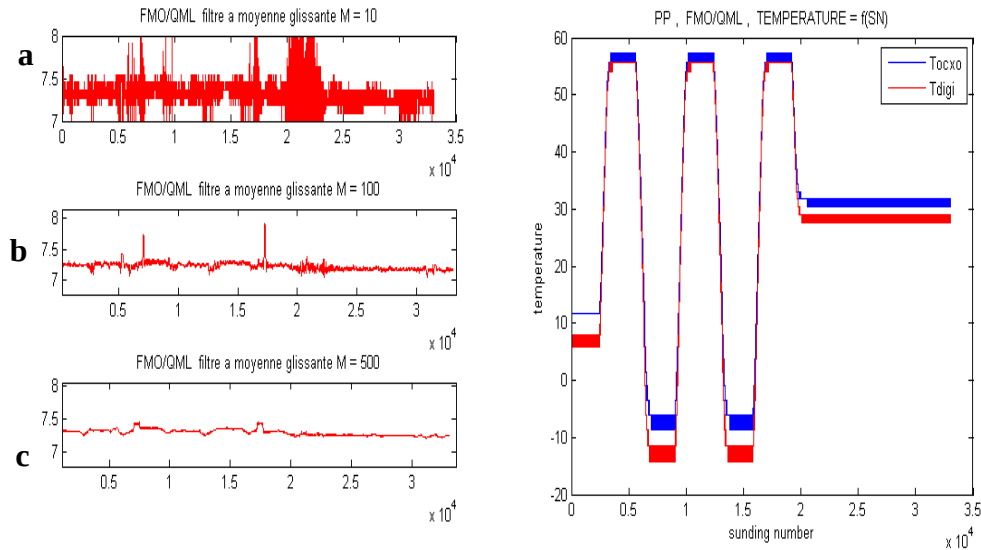


Figure 6.2 : à haut : variation du délai système en fonction du sounding par moyenne de $M=10$, de $M=100$ et de $M=500$. En bas : variation de la température digitale et ocxo du FMO en fonction de soundings du FMO/QML

Il existe deux capteurs de température dans l'électronique Consort : un sur l'OCXO et un sur la carte digitale.

La courbe en rouge est la variation de la température digitale et en bleue celle de OCXO pour le FMO. Le QML est un stilimateur qui permet de provoquer les signaux.

On peut décrire ces variations en deux étapes. Une première étape où ces variations oscillent entre les températures extrêmes (de -15°C à 55°C) ; du premier sounding jusqu'en 1999 mesures. Une seconde où les variations sont constantes au tour de 30°C ; de 2000 sounding jusqu'à la fin des mesures.

On constate que vu les différentes variations des températures du FMO le délai système reste quasiment constant pour tous les soundings.

6.1.5 Le FSO/QML

Nous appliquons la même procédure tout comme celui FMO/QML, avec les mêmes nombres de paquets. Nous pouvons estimer ces délais moyens à partir de l'échantillonnage $M=500$. Nous obtenons le même comportement que précédemment.

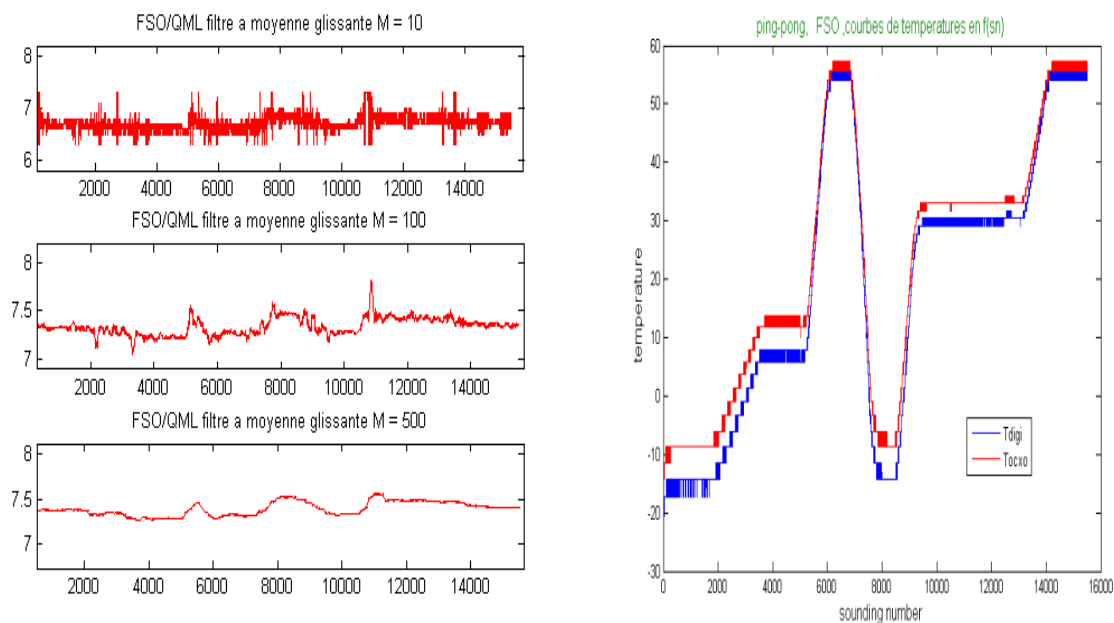
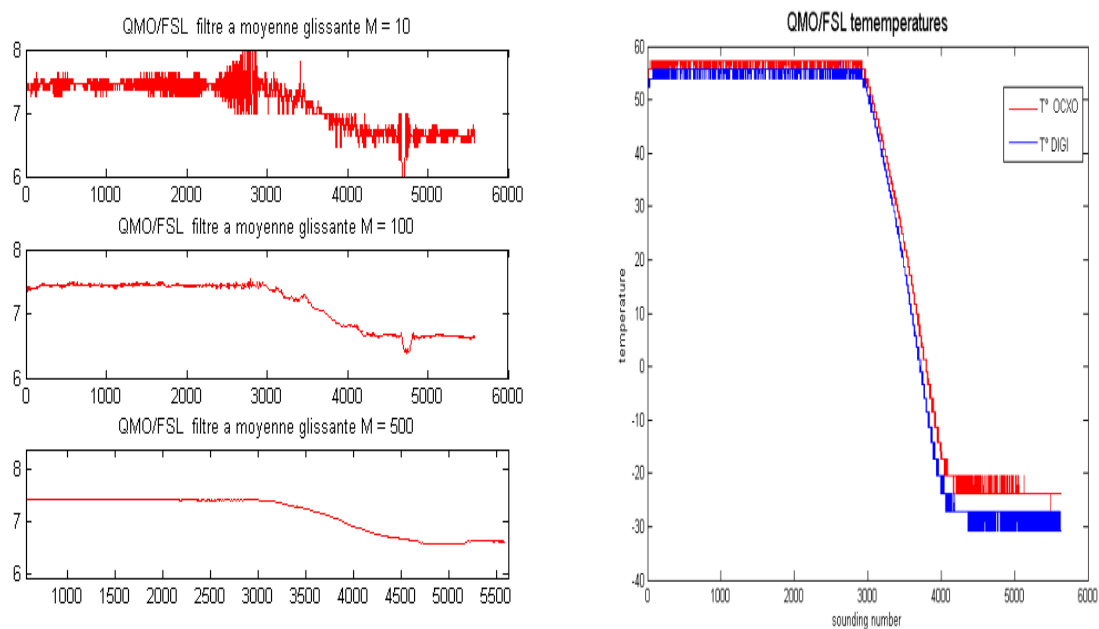


Figure 6.3 : à gauche : variation du temps d'arrivé en fonction de soundings du FSO/QML, à droite : variation de la température digitale et ocxo en fonction de soundings du FSO/QML.

6.1.6 Le QMO/FML et QMO/ FSL



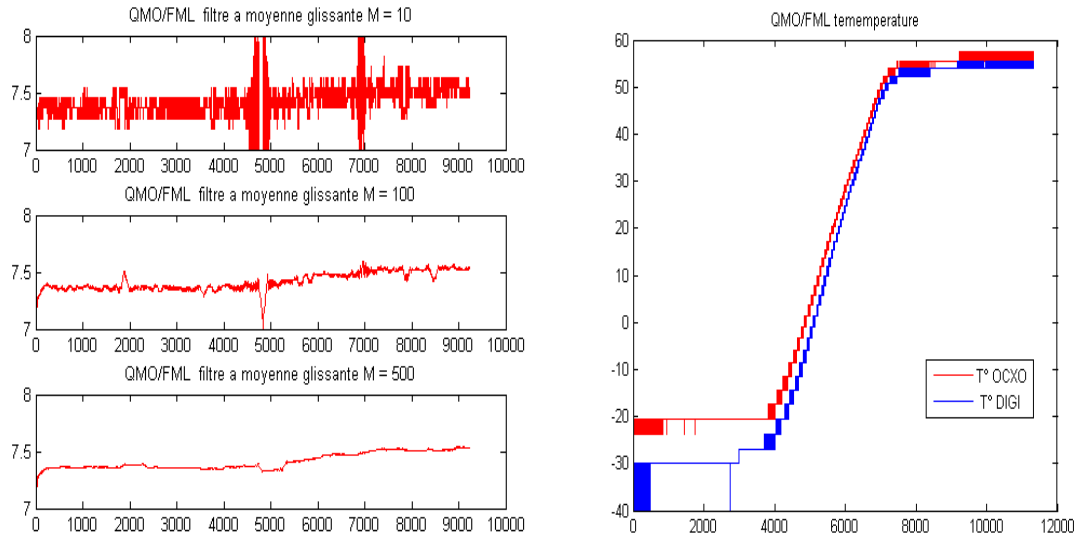


Figure 6.4 : à gauche : variation du temps d'arrivée en fonction de soundings du QMO/FML et QMO/ FSL. à droite : variation de la température digitale et ocxo en fonction de soundings du QMO/FML et QMO/ FSL

Inversement, la figure 6.4 montre que la température du modèle Lander joue sur le délai système : le délai système augmente lorsque la température augmente pour le FSL et pour le FML. Cela permet de voir que le délai système provient principalement du Lander. Il provient du délai entre receptr et transmission sur le lander (la durée Px sur la figure 2.8).

Le délai systématique du transpondeur passe de 740 à 660 ns sur une manip de calibration FSL lorsque la température passe de -40 à +50. Si l'on regarde les mesures sur le banc, la fréquence du FSL augmente de 20Hz pendant ce temps. $20\text{Hz} / 90\text{ MHz} = \sim 2 \times 10^{-8}$

Si l'on considère un temps moyen de l'ordre de 300 ms entre le Ping et le poing, cela donne un décalage d'horloge « LCN/OCN » de l'ordre de 60 ns avec LCN qui va plus vite que « OCN » ce qui est parfaitement compatible avec l'évolution observée. Le FMO est nettement moins sensible à la variation de température.

Par ailleurs, la sensibilité de réglage de l'OCXO est de l'ordre de 50 Hz pour 10 pas de code du DAC de l'OCXO. Si l'on considère que le réglage est à plus ou moins un pas de code, on obtient vite une variabilité de l'ordre de 30 ns.

Pour les ping-pongs du FSO /QML, le temps d'arrivée moyen est estimé à $T_{OA} = 740$ et même pour QMO/FML, $T_{OA} = 740$.

6.2 Ping-Pong à température ambiante

6.2.1 délai-système à température ambiante : FMO/QML

L'estimation des temps d'arrivée à la température ambiante du modèle FMO est stable par rapport aux transitions de températures. Par contre les thermomètres (digitale et ocxo) augmentent d'un degré au démarrage respectivement et durant tout le test elles restent comprises entre (32 et 33 °C) pour l'ocxo et (30,5 à 31,5°C) pour la température ambiante de la digitale.

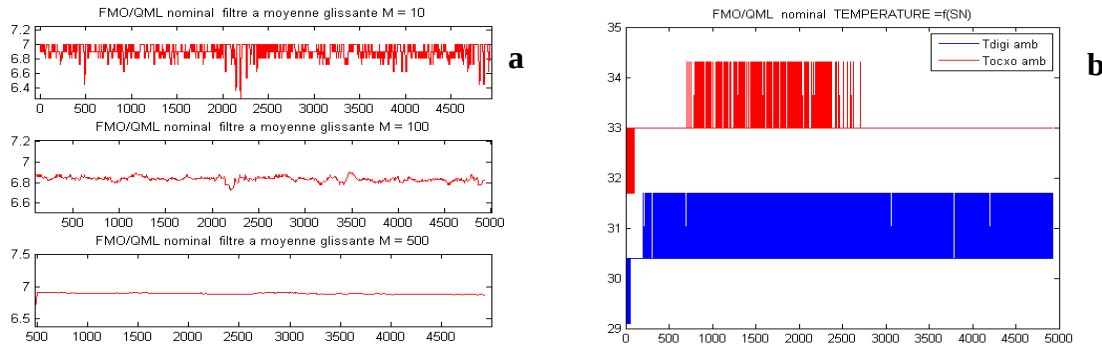


Figure 6.5 : (a) : variation du délai système en fonction du sounding par moyenne de $M=10$, de $M=100$ et de $M=500$. (b) : variation de la température digitale et ocxo en fonction de soundings du FMO/QML

L'estimation du temps d'arrivée moyen est $T_{AO} = 680$ ns pour le modèle FMO ; ceci étant, la température ambiante nous montre encore que le délai système est un paramètre d'influence. En se référant aux températures de transition et d'ambiante, l'influence du gain est liée à la variation de la température.

6.2.2 Délai système température ambiante : FSO/QML, FML/QMO et FSL/QMO

De même que le modèle FMO en réception avec le QML, la non variation de la température entraîne la stabilité du délai système pour les autres modèles. Par contre la température ambiante ne signifie pas une petite variation de 1°C pour les modèles FSO et FML et 2°C pour le FSL.

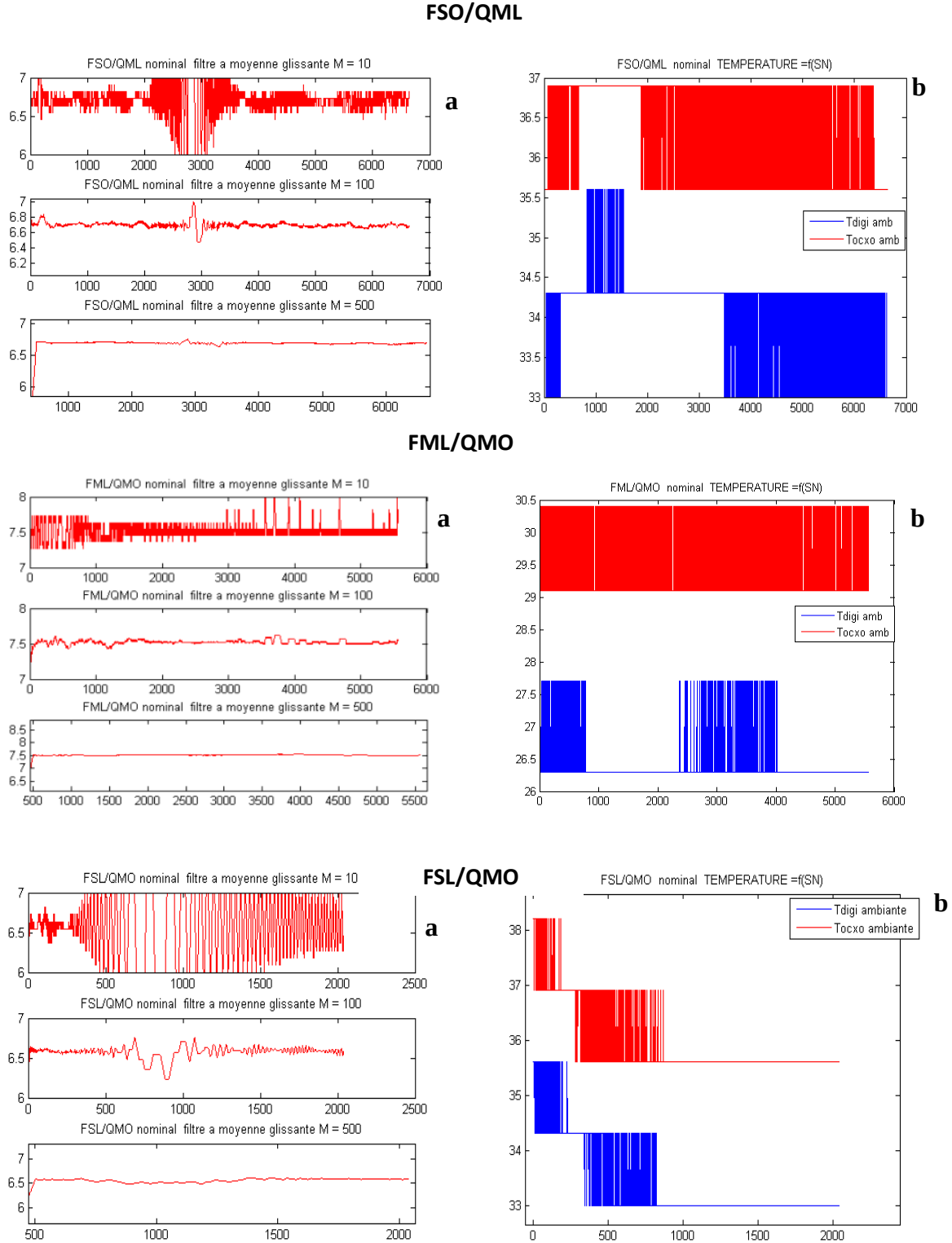


Figure 6.6 : (a) : variation du délai système en fonction du sounding par moyenne de $M=10$, de $M=100$ et de $M=500$. (b) : variation de la température digitale et oco en fonction de soundings du FSO/QML, QMO/FML et QMO/ FSL

Estimer une valeur moyenne aux temps d'arrivée avec un échantillonnage de $M=10$ et $M=100$ facile puisque les variations ne sont pas lisses mais par contre pour un paquet de $M=500$, l'estimation est possible.

Le tableau ci-dessous résume, les valeurs moyenne des temps d'arrivée des FSO/QML, QMO/FML et QMO/ FSL.

Modèle	T_{OA} (ns)
FMO	680
FSO	670
FML	750
FSL	660

Tableau 6. 1 : valeur des temps d'arrivé des données ping-pongs à la température ambiante

D'après le tableau, le modèle FML à la température ambiante a la grande valeur moyenne de temps d'arrivée.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale

Au cours de cette thèse, nos travaux de recherche ont porté sur la calibration des données CONSERT en utilisant les données des différents tests entre 2001 et 2013. Cette calibration est faite par différents modèles : le FMO, le FSO, FSL et FML. Elle est utilisée pour améliorer le contrôle de gain et le délai système afin d'apporter une bonne précision dans les données sciences.

Dans le chapitre 1, nous avons évoqué quelques comètes qui ont été visitées par une sonde, leur composition et les propriétés physiques de leur noyau. Ensuite, nous avons décrit la mission Rosetta dans son ensemble, les objectifs ainsi que ses spécificités.

Dans le chapitre 2, nous avons décrit CONSERT, depuis ses objectifs jusqu'aux données disponibles en passant par son fonctionnement et son électronique de réception et de d'émission.

Dans le chapitre 3, nous avons décrit les différentes configurations de tests disponible et exposé la problématique de la calibration pour les différents jeux de mesures, ce qui nous amène à décrire la calibration utilisée et les points sur lesquels elle est portée.

Dans le chapitre 4, nous nous sommes concentrés sur la calibration du contrôle automatique de gain. La calibration de l'AGC a permis d'avoir une loi de compensation pour chaque modèle ; L'erreur de gain qui est 1dB sur chaque modèle avant calibration est réduite autour de 0,04 dB après calibration. Ensuite, cela a permis de faire une corrélation entre les erreurs et la structures des atténuateurs.

Dans le chapitre 5, cette partie nous a permis de monter la correction du déséquilibre d'amplitude du signal réel et du signal imaginaire. Ceci a ensuite permit d'en déduire une valeur constante de la correction. Dans un second temps, de trouver l'évolution du gain moyen en fonction de la température pour chaque modèle de vol ou de rechange.

Dans le dernier chapitre, nous avons trouvé un délai système moyen engendré par les filtres pour chaque modèle. Ce dernier chapitre montre que cette valeur moyenne du retard est pratiquement constante en fonction de la température.

Perspectives

À partir de ces travaux de thèse, plusieurs perspectives peuvent être envisagées. La principale perspective vise à continuer la correction sur les mesures de phases. Il serait intéressant de connaître l'évolution des phases en fonction de la température. Puisque nous avons pu corriger les amplitudes des signaux réels et imaginaires avec les tests de la raie H4 ; une loi de calibration sur la phase pourrait donner plus de précision pour chaque modèle.

Les travaux pourraient être réalisés sur la raie orthogonale pour connaître la puissance moyenne du bruit en fonction de la puissance de la raie spectrale dominante. Ceci pourrait donner plus d'informations sur la sensibilité de l'AGC.

Il serait également intéressant de disposer, pour ce type d'étude, de mesures complémentaires. Pour donner plus de poids à la loi de calibration afin de s'en servir comme schéma de référence.

Enfin, afin de pouvoir rendre atténuateurs plus stables dans les différents tests, il serait particulièrement intéressant de pouvoir mener des études de linéarité sur l'étage de puissance variable. Ainsi il serait possible de juger des performances et des contraintes générées par ce type de structure sur la linéarité des dispositifs.

Bibliographie

A'Hearn, M. F., Belton, M. J., Delamere, W. A., Feaga, L. M., Hampton, D., Kissel, J., ... & Schultz, P. H. (2011). EPOXI at comet Hartley 2. *Science*, 332(6036), 1396-1400.

A'Hearn, M. F., Millis, R. C., Schleicher, D. O., Osip, D. J., & Birch, P. V. (1995). The ensemble properties of comets: Results from narrowband photometry of 85 comets, 1976-1992. *Icarus*, 118(2), 223-270.

A'Hearn, M. F., Belton, M. J. S., Delamere, W. A., Kissel, J., Klaasen, K. P., McFadden, L. A., ... & Thomas, P. C. (2005). Deep impact: excavating comet Tempel 1. *Science*, 310(5746), 258-264.

Altwegg, K., Balsiger, H., Bar-Nun, A., Berthelier, J. J., Bieler, A., ... & De Keyser, J. (2015). Time variability and heterogeneity in the coma of 67P/Churyumov-Gerasimenko. *Science*, 347(6220), aaa0276.

Brownlee, D. E., Horz, F., Newburn, R. L., Zolensky, M., Duxbury, T. C., Sandford, S., ... & Green, S. F. (2004). Surface of young Jupiter family comet 81P/Wild 2: View from the Stardust spacecraft. *Science*, 304(5678), 1764-1769.

Biffi, A., Coradini, D., Larsen, R., Riva, L., & Di Fronzo, G. (1997). Antiproliferative effect of fermented milk on the growth of a human breast cancer cell line.

Belton, M. J., & Drahus, M. (2007, October). The accelerating spin of 9P/Tempel 1. In *Bulletin of the American Astronomical Society* (Vol. 39, p. 498).

Bockelée-Morvan, D., Biver, N., Swinyard, B., de Val-Borro, M., Crovisier, J., Hartogh, P., ... & Emprechtinger, M. (2012). Herschel measurements of the D/H and 16O/18O ratios in water in the Oort-cloud comet C/2009 P1 (Garradd). *Astronomy & Astrophysics*, 544, L15.

Biver, N., Bockelée-Morvan, D., Debout, V., Crovisier, J., Boissier, J., Lis, D. C., ... & Vervack, R. (2014). Complex organic molecules in comets C/2012 F6 (Lemmon) and C/2013 R1 (Lovejoy): Detection of ethylene glycol and formamide. *Astronomy & Astrophysics*, 566, L5.

Barbin, Y, W. Kofman, E. Nielsen, T. Hagfors, R. Seu, G. Picardi and H. Svedhem, The CONSERT instrument for the ROSETTA mission, *Advances in Space Research*, 24, 1115 – 112, 1999.

Barriot, J.-P., W. Kofman, A. Herique, S. Leblanc and A. Portal, A two dimensional simulation of the CONSERT experiment (radio tomography of comet Wirtanen), *Advances in Space Research*, 24 (9), 1127 – 1138, 1999.

Benna, M., J.-P. Barriot and W. Kofman, A priori information required for a two or three dimensional reconstruction of the internal structure of a comet nucleus (CONSERT experiment), *Advances in Space Research*, 29 (5), 715 – 724, 2002a.

Benna, M., J.-P. Barriot and W. Kofman, Generation of 3D synthetic data for the modeling of the CONSERT experiment (the radiotomography of comet Wirtanen). *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 52(3), 2004.

Benna, M., A. Piot, J.-P. Barriot and W. Kofman, Data set generation and inversion simulation of radio waves propagating through a two-dimensional comet nucleus (CONSERT experiment) *Radio Science*, 37(6), 2002b.

Boehnhardt, H., C. Delahodde, T. Sekiguchi, O. Hainaut, R. West, Spyromilio, M. Tarengi, R. Schulz, G. Schwehm, First Science Observations from the ESO VLT Kueyen Telescope: Comet 46P/Wirtanen, a Tiny Iceball for ROSETTA, American Astronomical Society, DPS meeting, 31, 1999.

Barbin, Y., Kofman, W., Nielsen, E., Hagfors, T., Seu, R., Picardi, G., & Svedhem, H. (1999). The CONSERT instrument for the ROSETTA mission. *Advances in Space Research*, 24(9), 1115-1126.

Coradini, A., Capaccioni, F., Capria, M. T., De Sanctis, M. C., Espianasse, S., Orosei, R., ... & Federico, C. (1997). Transition elements between comets and asteroids. *Icarus*, 129(2), 317-336.

Crovisier, J., Encrenaz, T., & Lyle, S. (2000). Comet Science. *Comet Science*, by Jacques Crovisier and Thérèse Encrenaz and Translated by Stephen Lyle and Foreword by Roger Maurice Bonnet, pp. 187. ISBN 0521641799. Cambridge, UK: Cambridge University Press, March 2000., 187.

Ceccarelli, C., Caselli, P., Bockelée-Morvan, D., Mousis, O., Pizzarello, S., Robert, F., & Semenov, D. (2014). Deuterium Fractionation: the Ariadne's Thread from the Pre-collapse Phase to Meteorites and Comets today. *arXiv preprint arXiv:1403.7143*.

Coradini, A., Capaccioni, F., Drossart, P., Arnold, G., Ammannito, E., Angrilli, F., ... & Bibring, J. P. (2007). VIRTIS: An imaging spectrometer for the Rosetta mission. *Space Science Reviews*, 128(1), 529-559.

Donati, G. B. (1864). Schreiben des Herrn Prof. Donati an den Herausgeber. *Astronomische Nachrichten*, 62, 375.

DeMeo, F., & Binzel, R. P. (2008). Comets in the near-Earth object population. *Icarus*, 194(2), 436-449.

Donn, B., & Hughes, D. (1986, December). A fractal model of a cometary nucleus formed by random accretion. In *ESLAB Symposium on the Exploration of Halley's Comet* (Vol. 250).

De Sanctis, M. C., Capaccioni, F., Ciarniello, M., Filacchione, G., Formisano, M., Mottola, S., & Leyrat, C. (2015). The diurnal cycle of water ice on comet 67P/Churyumov-Gerasimenko. *Nature*, 525(7570), 500.

Desvoivres, E., Klinger, J., Levasseur-Regourd, A. C., & Jones, G. H. (2000). Modeling the dynamics of cometary fragments: Application to Comet C/1996 B2 Hyakutake. *Icarus*, 144(1), 172-181.

Drahus, M., Jewitt, D., Guilbert-Lepoutre, A., Waniak, W., Hoge, J., Lis, D. C., ... & Sievers, A. (2011). Rotation state of comet 103P/Hartley 2 from radio spectroscopy at 1 mm. *The Astrophysical Journal Letters*, 734(1), L4.

Eberhardt, W., Plummer, E. W., Lyo, I. W., Carr, R., & Ford, W. K. (1987). Auger-electron ion coincidence studies of soft-x-ray-induced fragmentation of N₂. *Physical review letters*, 58(3), 207.

Eberhardt, L. L., & Simmons, M. A. (1987). Calibrating population indices by double sampling. *The Journal of wildlife management*, 665-675.

Esa.in 1 : esa.in [en ligne]. Rosetta, Mise à jour le 30/09/2016, *Mission accomplie : Rosetta termine son voyage par une descente magistrale vers sa comète*. [Consulté le 12 février 2017]. Disponible sur: http://www.esa.int/Our_Activities/Space_Science/Rosetta/Rosetta_100_days_to_wake-up

Esa.int 2 : esa.in [en ligne]. ESA, Mise à jour le 20 /01/2014, *Mission accomplie Rosetta Signal de réveil*. [Consulté le février 2017]. Disponible sur: http://m.esa.int/Our_Activities/Space_Science/Rosetta/ESA_sleeping_beauty_wakes_up_from_deep_space_hibernation

Esa.int 4 : David Fossé [en ligne]. ESA, Mise à jour le 4 /08/2014, *Churyumov-Gerasimenko, à 300 km de Rosetta*. [Consulté le 22 Mars 2017]. Disponible sur: <http://www.cieletespace.fr/actualites/churyumov-gerasimenko-a-300-km-de-rosetta>

Esa.int 5 : esa.in [en ligne]. ESA, Mise à jour le 06 /08/2014, *mise en orbite de Rosetta, en direct*. [Consulté le 05 Aout 2017]. Disponible sur: <https://cnes.fr/fr/web/CNES-fr/11392-gp-le-6-aout-rosetta-commencera-sa-mise-en-orbite-autour-de-67p.php>

Esa.int 6 : esa.in [en ligne]. ESA, Mise à jour le 25 /08/2014, *Sites de débarquement candidats Philae*. [Consulté le 25 Juillet 2017]. Disponible sur: http://m.esa.int/Our_Activities/Space_Science/Rosetta/Rosetta_Landing_site_search_narrows

Esa.int 7 : esa.in [en ligne]. CNRS, Mise à jour le 13 /04/2015, *la caméra Osiris localise le lieu d'atterrissage final de Philae*. [Consulté le 21 Juillet 2017]. Disponible sur: <https://cnes.fr/fr/web/CNES-fr/11853-gp-la-camera-osiris-localise-le-lieu-d-atterrissage-final-de-philae.php>

Feldman, W. C., Mellon, M. T., Maurice, S., Prettyman, T. H., Carey, J. W., Vaniman, D. T., ... & Elphic, R. C. (2004). Hydrated states of MgSO₄ at equatorial latitudes on Mars. *Geophysical Research Letters*, 31(16).

Herique, A., Rogez, Y., Pasquero, O. P., Zine, S., Puget, P., & Kofman, W. (2015). Philae localization from CONSERT/Rosetta measurement. *Planetary and Space Science*, 117, 475-484.

Herique, A., Barucci, A., Biele, J., Ho, T. M., Kofman, W., Krause, C., ... & Zine, S. (2011, May). Radar tomography of asteroids. In *EPSC-DPS Joint Meeting 2011* (p. 920).

Hérique, A., Kofman, W., Beck, P., Bonal, L., Buttarazzi, I., Heggy, E., ... & Zine, S. (2016). Cosmochemical implications of CONSERT permittivity characterization of 67P/CG. *Monthly Notices of the Royal Astronomical Society*, 462(Suppl_1), S516-S532.

Herique, A., W. Kofman, T. Hagfors, G. Caudal and J.-P. Ayanides, Characterization of a comet nucleus interior: Inversion of simulated radio frequency data, *Planetary and Space Research*, 47, 885 – 904, 1999.

Harmon, J. K., Nolan, M. C., Howell, E. S., Giorgini, J. D., & Taylor, P. A. (2011). Radar observations of comet 103P/Hartley 2. *The Astrophysical Journal Letters*, 734(1), L2.

Isaac Martinez G., 2001: “Automatic Gain Control (AGC) circuits Theory and design ” Analog Integrated Circuits I, 2001.

Institute of Electrical and Electronics Engineers, «IEEE Standard Letter Designations for Radar Frequency Bands», Standard 521-1976, November 1976.

J.-M. Homet, *Le retour de la comète* (Imago, 1985 ; préface de M. Vovelle) Groussin, O., & Lamy, P. (2003). Activity on the surface of the nucleus of comet 46P/Wirtanen. *Astronomy & Astrophysics*, 412(3), 879-891.

Kamoun, L. (2014). Etude de filtres MMIC hyperfréquences en technologies GaN et AsGa (Doctoral dissertation, Bordeaux).

Kofman, W., Hérique, A., Goutail, J. P., Hagfors, T., Williams, I. P., Nielsen, E., ... & Levasseur-Regourd, A. C. (2007). The comet nucleus sounding experiment by radiowave transmission (CONSERT): a short description of the instrument and of the commissioning stages. *Space Science Reviews*, 128(1-4), 413-432.

Kofman, W., Herique, A., Barbin, Y., Barriot, J. P., Ciarletti, V., Clifford, S., ... & Heggy, E. (2015). Properties of the 67P/Churyumov-Gerasimenko interior revealed by CONSERT radar. *Science*, 349(6247), aab0639.

Kofman, W., Y. Barbin, J. Klinger, A. C. Levasseur-Rigourd, J.-P. Barriot, A. Herique, T. Hagfors, E. Nielsen, E. Grün, P. Edenhofer, H. Kochan, G. Picardi, J. S. R. Van Zyl, J. E. Ch. Melosh, J. Veverka, P. Weissman, L. H. Svedhem, S. E. Hamran and I. P. Williams. Comet nucleus sounding experiment by radiowave transmission, *Advances in Space Research*, 21 (11), 1589 – 1598, 1998.

Kofman, W. A., J.-P. Herique, Goutail and the CONSERT team, CONSERT experiment: Description and performances in view of the new target. In *The New Rosetta Targets*, Kluwer Academic, ISBN 1-4020-2572-6, 2004.

Lamy, P. L., I. Toth, L. Jorda, H. A. Weaver, and M. A'Hearn, The nucleus and inner coma of Comet 46P/Wirtanen, *Astronomy and Astrophysics*, 335, L25-L29, 1998.

Lamy, P. L., I. Toth, H. A. Weaver, M. J. L. Kaasalainen and P. J. Guitierrez, Hubble space telescope observations of the nucleus and inner coma of comet 67P/Churyumov-Gerasimenko, *Astronomy and Astrophysics*, 458, 669-678, 2006.

Mumma, M. J., & Charnley, S. B. (2011). The chemical composition of comets—Emerging taxonomies and natal heritage. *Annual Review of Astronomy and Astrophysics*, 49.

Meech, K. J., & Belton, M. J. S. (1989). Chiron. *IAU Circular*, 4770(1).

Perna, L., Ruby, A., Boruch, R., Wang, N., Scull, J., Evans, C., & Ahmad, S. (2013, December). The life cycle of a million MOOC users. In *Presentation at the MOOC Research Initiative Conference* (pp. 1-34).

Pätzold, M., Andert, T., Hahn, M., Asmar, S. W., Barriot, J. P., Bird, M. K., ... & Weissman, P. R. (2016). A homogeneous nucleus for comet 67P/Churyumov-Gerasimenko from its gravity field. *Nature*, 530(7588), 63.

Pasquero, O. P., Hérique, A., & Kofman, W. (2017). Oversampled Pulse Compression Based on Signal Modeling: Application to CONSERT/Rosetta Radar. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 55(4), 2225-2238.

Peyré, G. (2004). *L'algèbre discrète de la transformée de Fourier* (p. 65). Ellipses.

Piot, A., “Préparation de la mission ROSETTA: Simulation de la propagation d’ondes radio à travers des modèles de noyaux cométaires” Thèse de doctorat, Grenoble, soutenue le 18 février 2002.

Plaut J. J., G. Picard, A. Cicchetti, S. Clifford, P. Edenhofer, W. Farrell, C. Federico, A. Frigeri, E. Heggy, A. Hérique, A. Ivanov, R. Jordan, W. Kofman, C. Leuschen, L. Marinangeli, E. Nielsen, G. Ori, R. Orosei, E. Pettinelli, R. Phillips, D. Plettemeier, A. Safaeinili, R. Seu, E. Stofan, G. Vannaroni, T. Watters and I. Williams, 37th Lunar and Planetary Science Conference No. 1212, Houston, 2006.

Rogez, Y., Puget, P., Zine, S., Hérique, A., Kofman, W., Altobelli, N., ... & Casas, C. M. (2016). The CONSERT operations planning process for the Rosetta mission. *Acta Astronautica*, 125, 212-233.

Russo, N. D., Vervack, R. J., Weaver, H. A., Biver, N., Bockelée-Morvan, D., Crovisier, J., & Lisse, C. M. (2007). Compositional homogeneity in the fragmented comet 73P/Schwassmann-Wachmann 3. *Nature*, 448(7150), 172.

Schiaparelli, M. J. V. (1867). Sur la relation qui existe entre les comètes et les étoiles filantes. Par MJV Schiaparelli. *Astronomische Nachrichten*, 68, 331.

Sunshine, J. M., Groussin, O., Schultz, P. H., A'Hearn, M. F., Feaga, L. M., Farnham, T. L., & Klaasen, K. P. (2007). The distribution of water ice in the interior of Comet Tempel 1. *Icarus*, 190(2), 284-294.

Saladino, R., Botta, G., Pino, S., Costanzo, G., & Di Mauro, E. (2012). Genetics first or metabolism first? The formamide clue. *Chemical Society Reviews*, 41(16), 5526-5565.

Sierks, H., Barbieri, C., Lamy, P. L., Rodrigo, R., Koschny, D., Rickman, H., ... & Auger, A. T. (2015). On the nucleus structure and activity of comet 67P/Churyumov-Gerasimenko. *Science*, 347(6220), aaa1044.

Thomas, N., Sierks, H., Barbieri, C., Lamy, P. L., Rodrigo, R., Rickman, H., ... & Angrilli, F. (2015). The morphological diversity of comet 67P/Churyumov-Gerasimenko. *Science*, 347(6220), aaa0440.

Thomas, J. R., Silverman, S., & Nelson, J. (2015). *Research methods in physical activity*, 7E. Human kinetics.

Whipple, F. L. (1950). A comet model. I. The acceleration of Comet Encke. *The Astrophysical Journal*, 111, 375-394.

Weidenschilling, S. J., & Cuzzi, J. N. (1993). Formation of planetesimals in the solar nebula. In *Protostars and planets III* (pp. 1031-1060).

Whipple, F. L. (1972). On certain aerodynamic processes for asteroids and comets. In *From plasma to planet* (p. 211).

X. Zhao, “Détection et localisation de cibles derrière un mur avec un système radar ULB”, Thèse Electronique, Université de La Rochelle, 2010.

Annexes

Annexe 1

Hypothèse de départ

Cette annexe présente la variation du modèle mathématique et celle des mesures de tests.

Pour un test réalisé, et pour N points de mesures $\{x_1, \dots, x_N\}$ et les N valeurs $\{y_1, \dots, y_N\}$ correspondantes.

Notons $\hat{y}$ dont ces valeurs correspondantes sont supposées être en fonction de la variable x et d'un certain nombre de paramètres $(\alpha_1, \dots, \alpha_m)$. Nous écrivons par conséquent :

$$\hat{y}_i = \hat{y}(x|\alpha_1, \dots, \alpha_m) = \hat{y}(x|\{\alpha_j\})$$

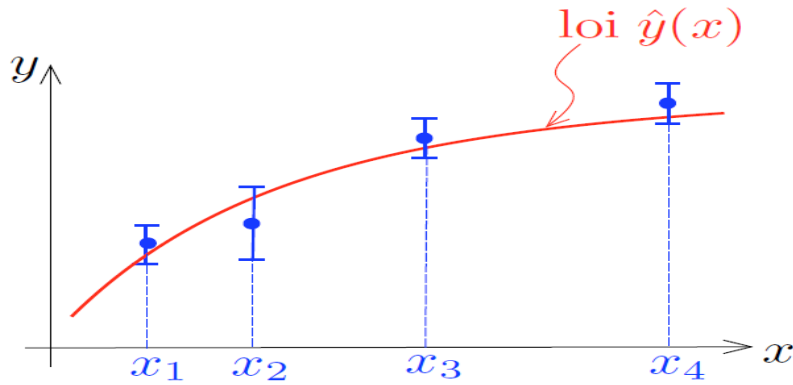


Figure : Principe de l'ajustement d'une loi théorique $\hat{y}(x)$ à un ensemble des données de mesures $\{(x_1, y_1), (x_2, y_2), \dots\}$. Pour chaque valeur de x_i la mesure correspondante de y_i est affectée avec une incertitude de Δy_i . Cette précision sur les mesures est représentée par la barre d'erreur sur le graphique $y(x)$

Ce qui nous intéresse, ce sont les écarts entre les y_i mesurés et les valeurs $\hat{y}_i$ calculées à l'aide de la théorie pour différentes valeurs de x_i . On définit ainsi la qualité “ chi-deux ” comme :

$$\chi^2(\alpha_1, \dots, \alpha_m) = \sum_{i=1}^N \frac{1}{\sigma_i^2} \times [y_i - \hat{y}_i(x_i|\{\alpha_1, \dots, \alpha_m\})]^2$$

Il nous faut chercher alors l'ensemble des paramètres $\{\alpha_1, \dots, \alpha_m\}$ qui prendra le coefficient χ^2 le plus petit possible. C'est pour cette raison que la méthode porte le nom d'ajustement par moindres

carrées puisque χ^2 est défini comme la somme (pondérée par l'incertitude) des carrés des écarts entre les mesures et les valeurs théoriques calculées.

Application à nos données expérimentales :

- pour une meilleure calibration du GCW, il nous a été souhaitable d'appliquer cette méthode d'ajustement sur la partie linéaire de la variation du GCW. Ceci est appliqué pour tous les autres gcw à différentes températures.
- de même, elle est aussi appliquée sur les courbes des gains à toutes les températures.
- ici nous avons beaucoup besoin de $\chi(\alpha_1, \dots, \alpha_m)$ non χ^2 , qui représente une erreur de mesures. Pour décrire les erreurs à différentes températures, enfin de faire sortir un modèle mathématique. Par exemple, le cas de la puissance de sortie en fonction de GCW

Annexe 2

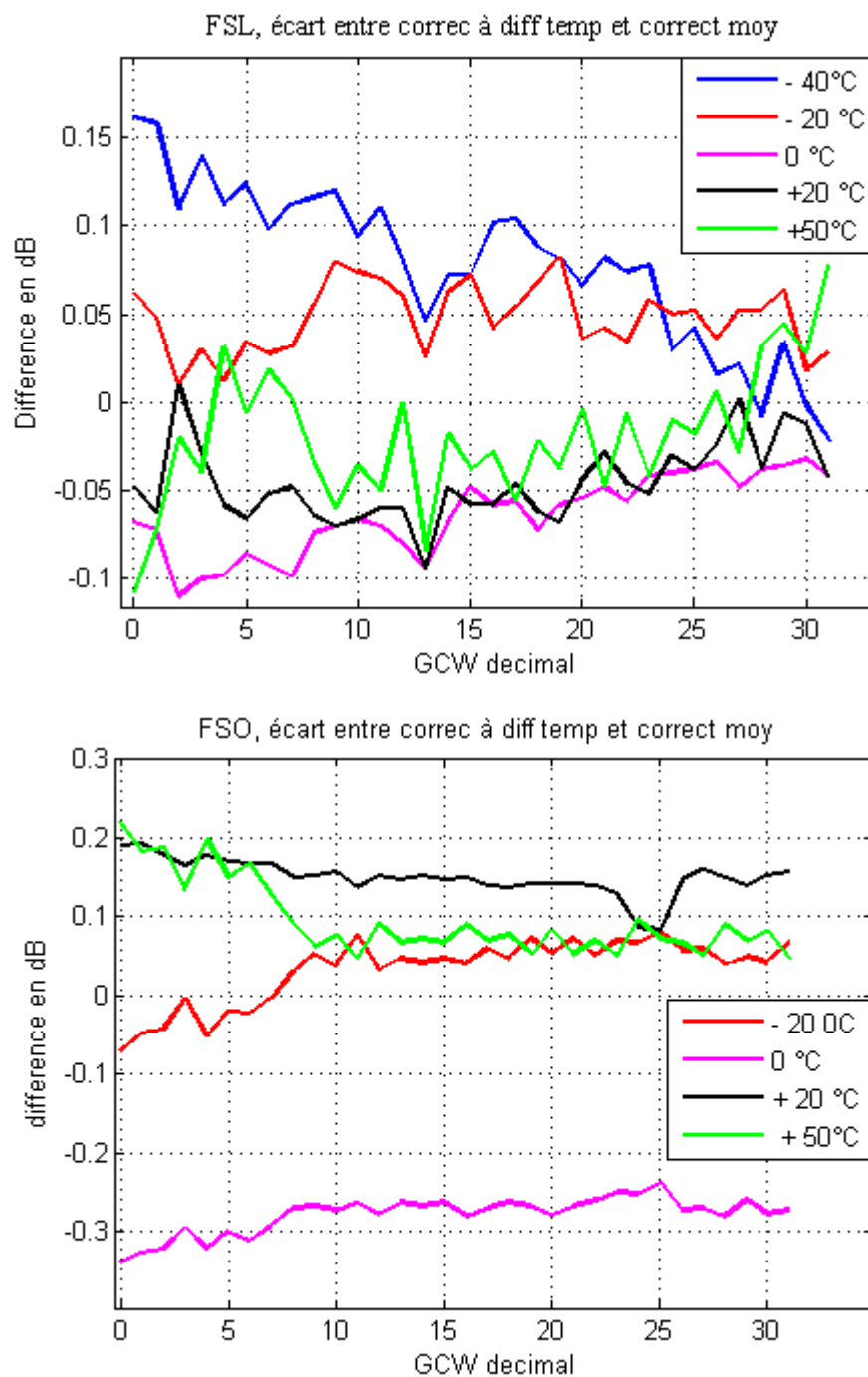
Tableau de calibration des autres modèles :

Ce tableau représente la loi de correction des autres modèles. Cela permet de trouver un équilibre avec le contrôle de gain mesuré et ses valeurs théoriques.

GCW théorique	Loi de calibration		
	FSO	FSL	FML
0	-0,5825	-0,2220	0,1700
1	-0,1000	0,0320	0,3733
2	-0,2500	-0,4700	-0,0900
3	-0,5800	-0,4000	-0,0367
4	-0,5275	-0,3720	0,1067
5	-0,1225	-0,1740	0,2767
6	-0,1275	0,2920	-0,2067
7	-0,3900	0,3380	-0,1833
8	-0,4900	-0,1660	0,2667
9	0,0475	-0,2000	0,2100
10	-0,1825	0,3860	-0,1600
11	-0,2525	0,2900	-0,2800
12	-0,3575	-0,3500	0,1567
13	0,1600	-0,2260	0,2267
14	-0,0700	0,2580	-0,2167
15	-0,0475	0,2380	-0,2467
16	-0,0925	0,3780	-0,1433
17	0,4025	-0,4340	-0,0033
18	0,2475	0,0520	-0,4733
19	-0,0775	0,0880	-0,4733
20	-0,0375	0,2040	-0,2700
21	0,3875	0,3780	-0,1300
22	0,3600	-0,1540	-0,6033
23	-0,0175	-0,1180	-0,6000
24	-0,1375	0,2500	-0,2567
25	0,4000	0,2080	-0,3267
26	0,1325	-0,2060	-0,6933
27	0,0850	-0,2820	-0,8167
28	-0,0475	0,0680	-0,3733
29	0,4575	0,1360	-0,3033
30	0,1400	-0,3080	-0,7367

31	-0,5575	-0,3280	-0,7967
----	---------	---------	---------

Annexe 2 : Courbes d'écart entre les corrections à différentes températures et la correction moyenne des autres modèles



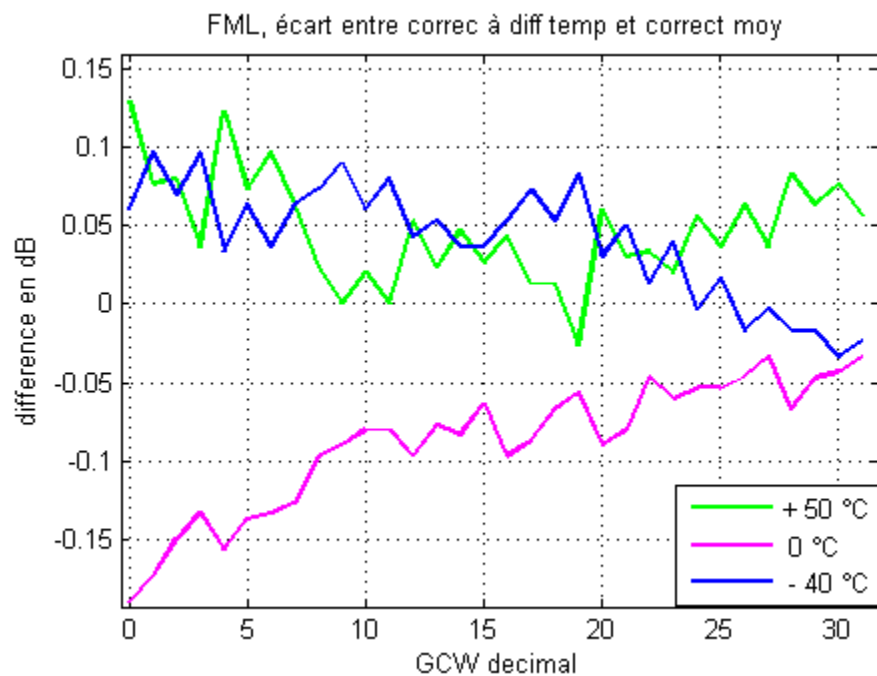


Figure 6.7 : Courbes d'écart entre les corrections à différentes températures et la correction moyenne des modèles FSL, FSO et FML