

Table des matières

Remerciement.....	i
Résumé.....	ii
Table des matières.....	iii
Glossaire.....	vi
Liste des figures.....	viii
Liste des tableaux.....	x

Introduction générale.....	2
----------------------------	---

Chapitre I : Systèmes satellitaires

I.1 Introduction.....	4
I.2 Historique.....	4
I.3 Généralité sur les satellites.....	5
I.3.1 Définition de satellite.....	5
I.3.2 Composition d'un satellite.....	5
I.3.2.1 La plateforme.....	6
I.3.2.2 La charge utile.....	6
I.3.3 Les orbites.....	7
I.3.3.1 Orbite LEO.....	7
I.3.3.2 Orbite MEO.....	8
I.3.3.3 Orbite HEO.....	8
I.3.3.4 Orbite GEO.....	8
I.3.4 Les types des satellites artificiels.....	8
• Satellites de navigation.....	9
• Satellites d'observation de la terre.....	9
• Satellites de télécommunication.....	9
I.3.5 Les services dans les transmissions par satellite.....	9
• Le service fixe par satellite (FSS).....	9
• Le service mobile par satellite (MSS).....	10
• Le service radiodiffusion par satellite (BSS).....	10
I.3.6 Les bandes de fréquence.....	10
• La bande S.....	12
I.4 Système de transmission par satellite.....	13
I.4.1 Architecture d'un système de communications par satellite.....	13

• Secteur spatial	13
• Secteur terrien.....	13
I.4.2 Le fonctionnement d'un système satellitaire	14
I.4.2.1 Satellite	14
I.4.2.2 La station émettrice	15
I.4.2.3 La station réceptrice	15
I.4.3 Système de réception front-end dans la bande S.....	15
• Amplificateur à faible bruit	17
• Filtre passe-bande.	17
• Convertisseur bas	17
• Synthétiseur de fréquences	17
I.5 Conclusion	18

Chapitre II : Synthétiseur de fréquence à division entière

II.1 Introduction.....	20
II.2 Synthétiseur de fréquence.....	20
II.3 Caractéristiques fondamentales des synthétiseurs de fréquences	21
II.3.1 Plage d'accrochage	21
II.3.2 Pas de synthèse	21
II.3.3 Temps d'acquisition ou temps d'accrochage.....	21
II.3.4 Pureté spectrale.....	21
II.3.5 Autres caractéristiques.....	21
II.4 Différents types de synthétiseurs de fréquences.....	22
II.5 Synthétiseur de fréquences à division entière.....	22
II.6 Description les blocs de synthétiseur à division entière	23
II.6.1 Comparateur phase-fréquence (PFD)	23
II.6.2 La pompe de charge.....	26
II.6.3 Filtre de boucle	27
II.6.4 L'Oscillateur Contrôlé en Tension	27
II.6.5 Diviseur de fréquence	28
II.7 Conclusion	29

Chapitre III : Conception d'un synthétiseur de fréquence à division entière

III.1 Introduction.....	31
III.2 Les performances du système	31
III.3 Limitations des performances.....	31
III.4 Schéma-bloc et fonctions de transfert de la PLL.....	32

III.5 Elaboration et évaluation des performances du filtre de boucle.....	34
III.6 Bruit de phase	39
III.7 Conclusion	40

Chapitre IV : Résultats et interprétations

IV.1 Introduction.....	42
IV.2 Présentation de logiciel de simulation ADIsimPLL.....	42
IV.3 La simulation d'un synthétiseur de fréquence à la communication satellitaire dans la bande S ...	43
IV.4 Calcul de filtre.....	44
IV.5 Les réponses fréquentielles de la boucle	45
IV.6 La réponse temporelle	48
IV.7 Les impacts de la largeur de bande de la boucle sur les performances du synthétiseur de fréquences	49
IV.8 Les impacts de la marge de phase sur les performances du synthétiseur de fréquences	51
IV.9 Conclusion	54
Conclusion générale.....	56
Biographique	59

Liste des Figures

Chapitre I

Figure I.1. Telstar1-USA(1962)	5
Figure I.2. Spoutnik1 Russe(1957).....	5
Figure I.3. Composition d'un satellite fonctionnant dans la bande S.....	6
Figure I.4. Représentation de l'apogée, périgée et inclinaison de l'orbite	7
Figure I.5. Les principales orbites terrestres	8
Figure I.6. La division du monde selon l'UIT	11
Figure I.7. Composantes d'un système de télécommunications par satellite	13
Figure I.8. Le schéma synoptique d'une liaison par satellite	14
Figure I.9. Les schémas de répéteur générateur et répéteur transparent du satellite	15
Figure I.10. Architecture radiofréquence de front-end.....	16
Figure I.11. Le schéma fonctionnel du récepteur front-end	16

Chapitre II

Figure II.1. Rôle du synthétiseur de fréquence.....	20
Figure II.2. Synthétiseur de fréquences classique à base de PLL.....	22
Figure II.3. Circuit d'un comparateur numérique de phase-fréquence.....	24
Figure II.4. Chronogramme de PFD pour $f_{E1} > f_{E2}$	24
Figure II.5. Chronogramme de PFD pour $f_{E1} < f_{E2}$	25
Figure II.6. Chronogramme de PFD pour $f_{E1} = f_{E2}$	25
Figure II.7. Circuit de la pompe de charge.....	26
Figure II.8. Fonctionnement de la pompe de charge	27
Figure II.9. Exemple de diviseur de fréquence simple	29

Chapitre III

Figure III.1. Modèle linéaire d'une PLL	32
Figure III.2. Filtre de deuxième ordre	34
Figure III.3. Tracé de Bode de la réponse de boucle ouverte.....	34
Figure III.4. Filtre de boucle de troisième ordre combiné avec la pompe de charge.	37
Figure III.5. Représentation des différentes sources de bruit pour le synthétiseur de fréquence à base de PLL.....	39

Chapitre IV

Figure IV.1. Interface du logiciel ADIsimPLL	43
Figure IV.2. Schéma fonctionnel de l'ADF4106.....	44
Figure IV.3. Schéma de l'ADF4106 pour ADIsimPLL	45
Figure IV.4. Leakage spurs	46
Figure IV.5. Réponses de la boucle ouverte.....	46
Figure IV.6. Réponses de la boucle fermée.....	47
Figure IV.7. Réponses d'erreur de la boucle.....	47
Figure IV.8. Bruit du VCO, l'oscillateur de référence, la puce et le filtre de boucle.....	48
Figure IV.9. Réponse temporelle de la PLL.....	48
Figure IV.10. Représentation graphique de la variation de temps de verrouillage, jitter, bruit de phase et spurs en fonction de w_p	50
Figure IV.11. Représentation graphique en 3D de la variation de temps de verrouillage et spurs en fonction de w_p	51
Figure IV.12. Représentation graphique en 3D de la variation de temps de verrouillage et bruit de phase en fonction de w_p	51
Figure IV.13. Représentation graphique de la variation de temps de verrouillage, jitter, bruit de phase et spurs en fonction de la marge de phase.....	53
Figure IV.14. Représentation graphique en 3D de la variation de temps de verrouillage et spurs en fonction de la marge de phase.....	53
Figure IV.15. Représentation graphique en 2D de la variation de temps de verrouillage et bruit de phase en fonction de la marge de phase.....	54

Liste des Tableaux

Chapitre I

Tableau I.1. Les bandes de fréquences selon la norme IEEE.....	11
Tableau I.2. Répartition de la fréquence descendante et montante par L'UIT pour région	12

Chapitre III

Tableau III.1. Fonctions de transferts des différents blocs de la PLL	33
---	----

Chapitre IV

Tableau IV.1. Paramètre de la conception.....	44
Tableau IV.2. Valeurs du filtre de boucle du troisième ordre	45
Tableau IV.3. Analyse de bruit de phase, spurs et temps de réponse pour des différentes valeurs de la largeur bande de la boucle.....	49
Tableau IV.4. Analyse de bruit de phase, spurs et temps de réponse pour des différentes valeurs de la marge de phase.....	51

Introduction Générale

ClicCours.com

La technologie satellitaire se développe rapidement et ses applications augmentent constamment. Non seulement les satellites peuvent être utilisés pour les communications radio, mais ils sont également utilisés pour l'astronomie, les prévisions météorologiques, la diffusion, la cartographie et bien d'autres applications [1].

Un des éléments critiques de ces systèmes satellitaires est l'oscillateur local dont les performances vont déterminer grandement les caractéristiques du système, notamment en termes de sélectivité en fréquence. La fréquence de l'oscillateur local est généralement synthétisée par une boucle à verrouillage de phase (PLL : Phase Locked Loop) qui doit être capable de générer une fréquence stable possédant une haute pureté spectrale.

L'enjeu de ce travail de mémoire concerne la conception d'un synthétiseur de fréquence travaillant en bande S [2-4] GHz pour les systèmes de communication par satellite.

Cette bande de fréquence est notamment utilisée pour les applications suivantes : radars météorologiques, radar de surface et certains satellites de communication, en particulier ceux de la NASA pour la communication avec ISS (Station Spatiale Internationale) et la navette spatiale [1].

Notre mémoire sera divisé en quatre principaux chapitres et organisé de la manière suivante :

Le premier chapitre sera consacré à une présentation générale de systèmes satellitaires. On y fera une brève description sur le système de communication par satellite : les secteurs spatial et terrien. On va présenter les différents types de satellites ainsi que leurs architectures. On détaillera par la suite une architecture d'un système de réception front-end dans la bande S, on mettra en évidence le rôle de chaque bloc fonctionnel rencontré dans cette architecture.

Le deuxième chapitre sera une introduction à la synthèse de fréquence afin de situer sa fonctionnalité dans les architectures d'émetteur/récepteur de radiocommunications. Ce chapitre sera un rappel sur les bases de la PLL. Les caractéristiques d'une synthèse de fréquence seront exposées. Puis une étude de synthétiseur de fréquence à base de boucles à verrouillage de phase sera faite en décrivant la fonctionnalité de chacun de ses sous blocs.

Le troisième chapitre sera dédié à l'étude et l'identification des points clés de la problématique d'une PLL à synthèse de fréquence au niveau comportemental. Nous nous intéresserons à l'étude des différents éléments et grandeurs le caractérisant afin d'appréhender les éléments nécessaires à sa conception. Ce chapitre se terminera par l'étude de la stabilité du système.

Le dernier chapitre sera consacré aux résultats de simulation. La boucle à verrouillage de phase sera conçue et simulée à l'aide de l'outil ADIsimPLL. Des études temporelles et fréquentielles du système pour la bande de fréquences de travail (la bande S) seront effectuées.

Enfin, une conclusion générale permettra de faire un bilan de l'étude menée au cours de ce mémoire.

Chapitre I

Systemes satellitaires

I.1 Introduction

Le développement des télécommunications est une caractéristique fondamentale des sociétés modernes. Les satellites ont été inventés avec l'idée qu'un point d'observation en très haute altitude puisse servir de relais à de nombreuses autres applications de télécommunications. Ces applications peuvent être de type civil ou militaire pour le transfert de données internet, la télévision numérique, la téléphonie, la télémédecine ou la surveillance de la terre. Le réseau satellitaire s'intègre en complémentarité des réseaux terrestres existants. Il offre des services de diffusion, un accès à de vastes territoires et une rapidité de déploiement. Ce chapitre est une introduction très générale sur les télécommunications par satellite. L'objectif est de présenter les principales notions relatives aux systèmes de communications par satellite ; nous allons effectuer une description du système de communication par satellite ; nous présenterons l'architecture du système ainsi que les différentes bandes utilisées pour ce type de communications en se basant sur l'architecture de récepteur dans la bande S.

I.2 Historique

Un satellite de télécommunications est un satellite artificiel placé dans l'espace pour des besoins de télécommunications. Le concept de télécommunication par satellite a été décrit pour la première fois par Arthur C qui publie un article intitulé « Extra-terrestrial Relays » dans le magazine britannique *Wireless World* en octobre 1945 [1]. L'article décrit les lois fondamentales régissant le déploiement de satellites artificiels en orbite géostationnaire à des fins de relayer des signaux radio. Pour cette raison, Arthur C. Clarke est considéré comme l'inventeur du satellite de communication.

Plus tard, le premier satellite fut lancé le 4 octobre 1957 [2], il s'agit d'un satellite Russe nommé SPOUTNIK1. Ce premier satellite artificiel avait des objectifs scientifiques, politiques et aussi militaires. Mais en 1960 [2], les américains mettent en orbite leur premier satellite (Echo 1) en mode passif. Après de nombreux essais, le premier satellite actif de communication fut Telstar1 et la première transmission télévisuelle par satellite eut lieu en 1962 [3]. En août 1964 [3], le premier satellite fixe en orbite géostationnaire Syncom3 permit véritablement d'assurer un service de télécommunication point à point pour des transferts sur longue distance.

Depuis cette époque, plus de 5000 satellites artificiels ont été mis en orbite autour de la terre, dont plusieurs centaines de satellites de télécommunications actifs.

Les figures I.1 et I.2 représentent respectivement les satellites Telstar1 et Spoutnik1.



Figure I.1. Telstar1-USA(1962) [4].



Figure I.2. Spoutnik1 Russe (1957) [5].

I.3 Généralité sur les satellites

I.3.1 Définition de satellite

Le Règlement des Radiocommunications (RR) de l'UIT définit le satellite comme suite : « Corps qui tourne autour d'un autre corps de masse prépondérante et dont le mouvement est principalement déterminé, d'une façon permanente, par la force d'attraction de ce dernier » [6].

Un satellite est un objet qui doit remplir des fonctions spécifiques dans un environnement spatial. Son architecture résulte des objectifs définis par la mission.

Le rôle d'un satellite est de servir de relais entre deux points éloignés de la terre, qui seront beaucoup plus longs et difficiles à atteindre en suivant la courbure de la surface de la terre.

I.3.2 Composition d'un satellite

La composition d'un satellite varie selon sa mission. Les équipements scientifiques appelés charges utiles sont placés sur la plate-forme. Cette plate-forme est chargée de protéger les charges

utiles, de maintenir l'orientation du satellite et de fournir l'énergie nécessaire au fonctionnement des charges utiles. De plus, l'énergie utilisée par le satellite est captée par les panneaux solaires qui, pour que le rapport énergie reçue / énergie exploitable soit rentable, sont orientés en quasi permanence vers le soleil. Les cellules photovoltaïques qui composent les panneaux convertissent l'énergie des photons reçus du soleil en énergie électrique [7].

De plus, le corps du satellite supporte un ensemble d'équipements permettant de communiquer avec la station au sol afin de résoudre certains problèmes [7]. La figure I.3 résume les principaux éléments d'architecture d'un satellite fonctionnant dans la bande S.

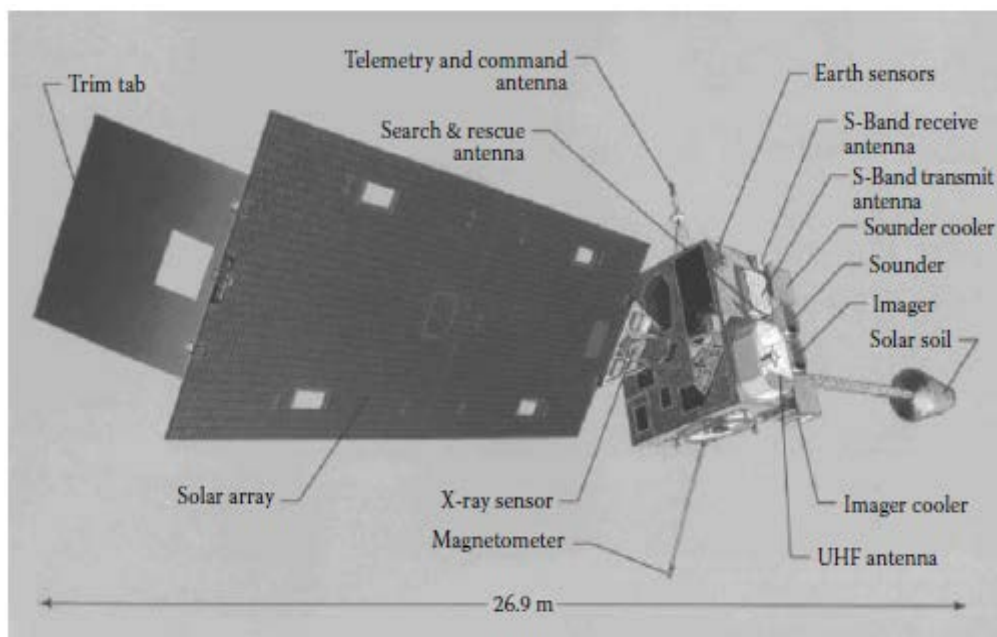


Figure I.3. Composition d'un satellite fonctionnant dans la bande S [8].

I.3.2.1 La plateforme

La plateforme contient tous les éléments essentiels au bon fonctionnement du satellite. Ces éléments essentiels, appelés « modules » [9], sont généralement les suivants :

- le système de production de l'énergie ;
- le système de contrôle thermique ;
- le système de contrôle d'attitude et d'orbite ;
- la gestion du bord qui pilote le fonctionnement du satellite ;
- le système de propulsion.

I.3.2.2 La charge utile

La charge utile comprend d'une part les instruments spécifiques et d'autre part une case à équipements qui contient les enregistreurs de données et l'informatique de bord [10]. Pour un satellite de communications, la charge utile peut représenter les antennes réfléchissant le signal TV ou le signal

téléphonique. Pour un satellite d'observation, la charge utile est composée de caméras digitales et de capteurs d'image pour prendre des clichés de la surface de la terre. Cette charge utile comporte un ensemble de canaux, chaque canal étant équipé d'un amplificateur d'émission opérant dans une sous bande particulière de la bande totale allouée au satellite.

I.3.3 Les orbites

Les satellites de communication se déplacent autour de la terre dans les orbites bien définies. Ces orbites sont des trajectoires qui sont basés sur un système de référence spécifié, le centre de gravité d'un satellite ou un autre objet spatial soumis de façon prépondérante aux forces naturelles, essentiellement les forces de gravitation. Ce trajectoire a la forme d'une ellipse avec une extension maximale appelé l'apogée, une extension minimale appelé le périgée et une inclinaison. L'apogée est le point le plus haut du satellite auquel sa vitesse est la plus lente, périgée est le point le plus bas du satellite auquel sa vitesse est la plus rapide et l'inclinaison est l'angle formé entre le plan orbital et le plan équatorial. Plus l'angle est important, plus la surface couverte par le satellite est grande [11].

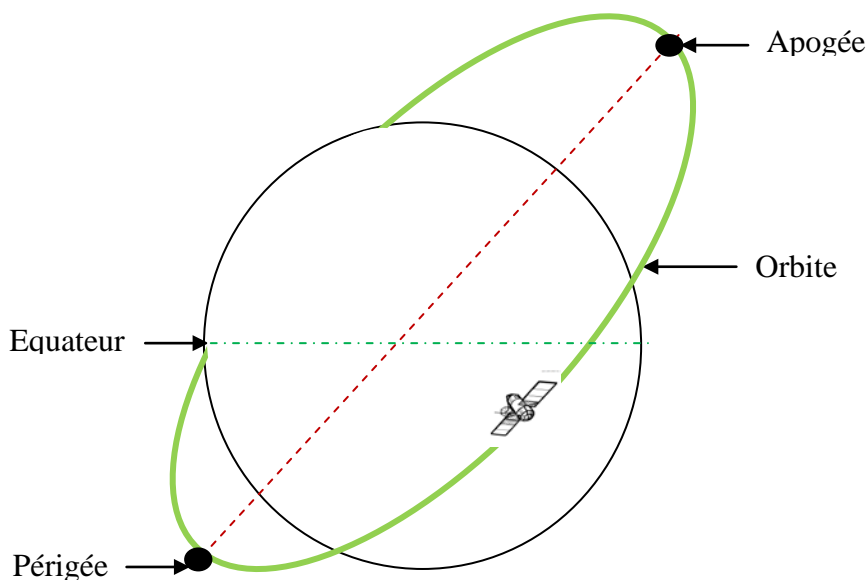


Figure I.4. Représentation de l'apogée, périgée et l'inclinaison de l'orbite.

On peut classer les orbites selon leur altitude, périgée, apogée, période, inclinaison et leur forme [12], ces orbites sont illustrées dans la figure I.5.

I.3.3.1 Orbite LEO

L'orbite LEO (Low Earth Orbital) est une orbite circulaire, située entre 500 à 1500 km d'altitude ayant une période d'une heure et demie et une inclinaison de l'ordre de 90° . Cette proximité offre deux avantages : un temps de latence très court et une puissance réduite pour entrer en contact.

I.3.3.2 Orbite MEO

Une orbite à altitude moyenne, communément appelée orbite circulaire intermédiaire ou MEO (Medium Earth Orbital) est une orbite autour de la terre située entre 10 000 et 20 000 km. L'orbite se situe au-dessus de l'orbite LEO et en dessous de l'orbite géostationnaire ayant une période de 6 heures et une inclinaison de l'ordre de 50°.

I.3.3.3 Orbite HEO

L'orbite HEO (High Earth Orbit) est une orbite elliptique. Elle est connue sous le nom de Molnya, du nom de la première série de satellites de communication soviétique. Elle a un apogée de 39 750 km et un périégée de 500 km. Sa période est de 11 h 58 mn et son inclinaison 63,4°.

I.3.3.4 Orbite GEO

L'orbite GEO (Geostationary Earth Orbital) correspond à la trajectoire circulaire d'un satellite dans le plan équatorial de la terre, animé d'une vitesse angulaire égale à celle de la terre et dans le même sens, de telle sorte que le satellite apparaisse comme immobile par rapport à celle-ci. Le satellite fait le tour de la terre en 23 h 56 min 4 s. Dans cette orbite le satellite est placé à une distance de 35786 km d'altitude et peut couvrir une grande zone géographique.

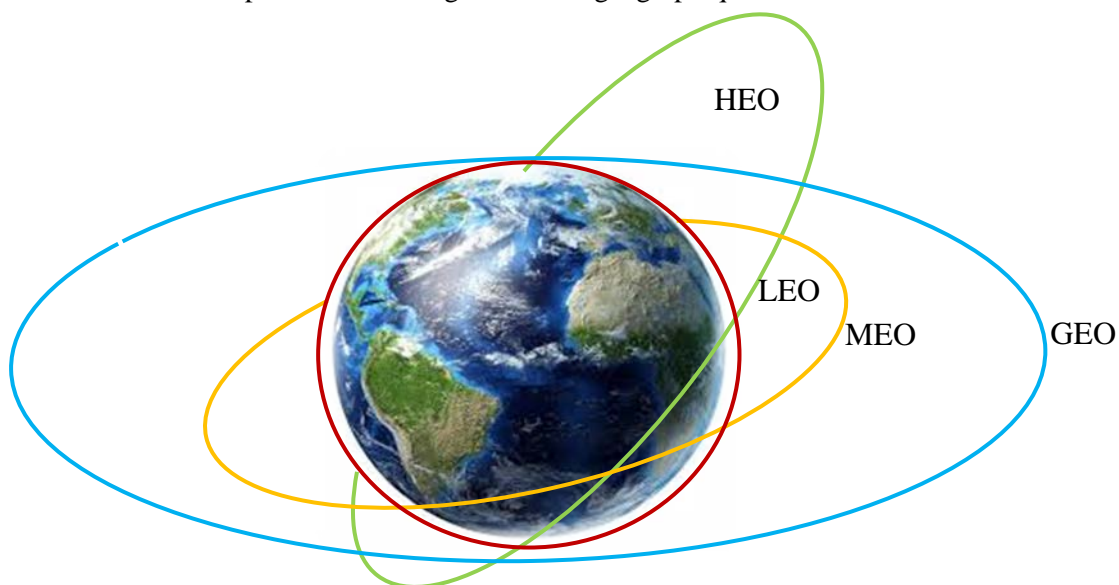


Figure I.5. Les principales orbites terrestres.

I.3.4 Les types des satellites artificiels

La mission, le type d'orbite, le coût, ainsi que la taille du satellite sont les différents critères utilisés pour classer les satellites artificiels. En se basant sur ces critères, différents types de satellites ont vu le jour pour répondre à des objectifs multiples. Ces types sont présentés suivant leur domaine d'utilisation et leur zone d'orbite.

- **Satellites de navigation**

Les satellites de navigation sont placés dans la zone MEO qui est entre les deux ceintures de Van Allen, de 10000 km à 20000 km d'altitude. Ces satellites ont pour mission d'envoyer des signaux permettant au récepteur qui les reçoit de calculer sa position (latitude, longitude, altitude). Ce type de satellite a été marqué par trois systèmes connus dans le monde entier : le GPS (Global Positioning System) américain, le Glonass russe et le Galileo européen.

- **Satellites d'observation de la terre**

Les satellites d'observation sont l'un des composants majeurs de la technologie spatiale. Ces satellites sont placés dans la zone LEO qui est entre la fin de l'atmosphère et la première ceinture de Van Allen, de 500 km à 1500 km d'altitude. Ils sont utilisés pour effectuer des observations géophysique et géographique de la terre. En effet, ils correspondent à un besoin très important pour beaucoup d'activités humaines.

- **Satellites de télécommunication**

Les satellites de télécommunication sont placés dans les zones LEO ou GEO qui pourrait se voir comme un cas particulier de HEO. La zone de HEO est située au dessus de la ceinture de Van Allen. Les télécommunications par satellites participent au développement des réseaux de télécommunication. Leurs domaines d'utilisation deviennent très vastes comme la communication par les mobiles pour les avions, les bateaux, les véhicules, la radiodiffusion directe par satellite, la transmission de données à haut débit (Internet, applications multimédia, télémédecine...) et les télécommunications militaires.

I.3.5 Les services dans les transmissions par satellite

Des satellites de télécommunications peuvent être classés par catégorie en termes d'utilisation (comme commercial, militaire, d'amateur ou expérimental). Les satellites peuvent être classés en fonction des services qu'ils sont appelés à rendre. On distinguera ainsi les services fixes par satellite (FSS), les services mobiles par satellite (MSS) et enfin les services radiodiffusion par satellite.

- **Le service fixe par satellite (FSS)**

C'est un service de radiocommunication entre stations terrestres situées en des points fixes déterminés. Typiquement, le FSS est employé pour la transmission de la vidéo, de la voix, et des données d'IP. Le service fixe par satellite comprend également les liaisons de connexion, c'est-à-dire les liaisons radioélectriques entre une station terrienne située en un point fixe déterminé et une station spatiale. Les satellites de télécommunication des dernières générations qui fonctionnent dans les bandes de fréquences du FSS sont équipés de répéteurs de forte puissance qui permettent de fournir directement au grand public des services de radiodiffusion.

- **Le service mobile par satellite (MSS)**

C'est un service entre des stations terriennes mobiles et une ou plusieurs stations spatiales, ou entre des stations spatiales utilisées par ce service. On distingue trois classes des services mobiles par satellite, notamment le service avec station mobile terrestre, le service maritime avec des stations à bord et le service aéronautique avec des stations à bord.

- **Le service radiodiffusion par satellite (BSS)**

Le service de radiocommunication dans lequel les signaux transmis ou retransmis par les stations spatiales sont destinés à être reçus directement par le public. Dans le service de radiodiffusion par satellite, le terme « réception directe » englobe à la fois la réception individuelle et la réception communautaire.

I.3.6 Les bandes de fréquence

Les bandes de fréquence sont utilisées pour les transmissions par satellite sur les liaisons descendantes et montantes qui fournissent une large gamme de services dans les pays développés ou en développement, y compris des applications fondamentales telles que radiodiffusion, télédiffusion, navigation, observation, etc.....

L'utilisation du spectre des fréquences étant en évolution constante par le rapide progrès de la technologie, des modifications du plan sont effectuées à court et moyen terme afin de permettre la mise en place de nouveaux systèmes et applications. Pour éviter un chaos total dans le ciel, l'UIT a mis en place une réglementation spécifique et stricte concernant la répartition des fréquences. Cette réglementation définit les positions orbitales des satellites et les bandes de fréquences qu'ils doivent utiliser et respecter.

Il existe une répartition géographique en trois régions pour couvrir le globe terrestre.

La région 1 : Europe, Afrique, Moyen-Orient et la Russie ;

La région 2 : Amérique ;

La région 3 : Asie, Océanie.

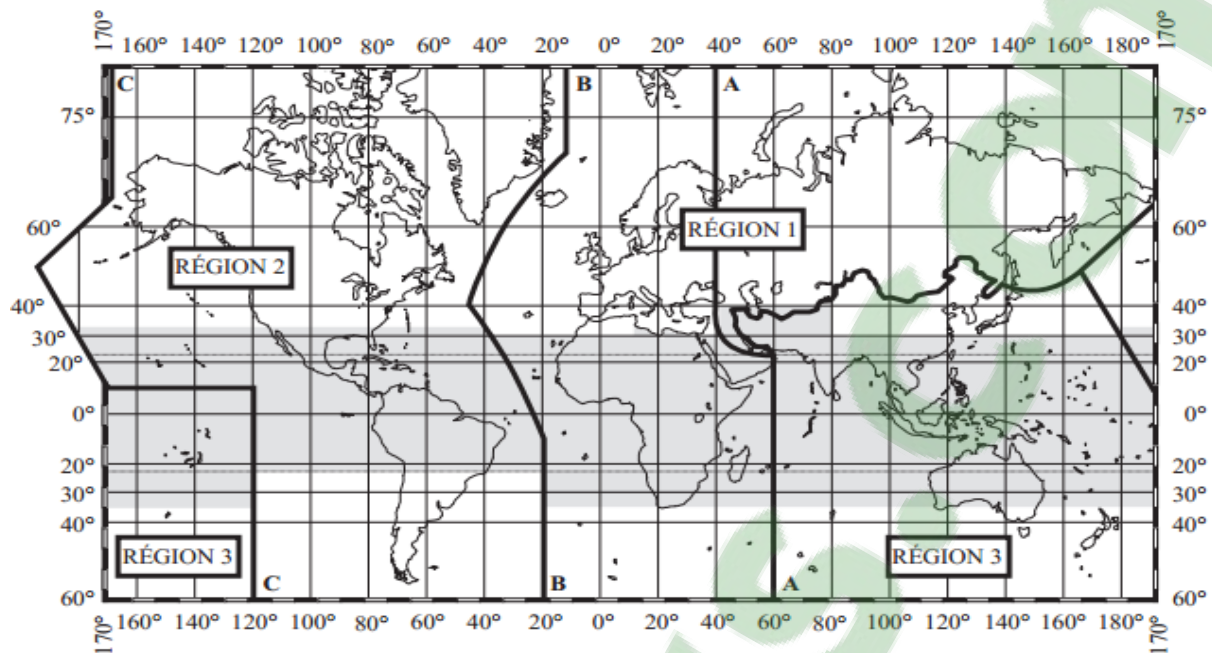


Figure I.6. La division du monde selon l'UIT [13].

Les bandes des fréquences qui doivent être utilisées par la communication satellitaire sont illustrées dans le tableau ci-dessous.

Bande	Fréquence (GHz)
Bande L	1-2
Bande S	2-4
Bande C	4-8
Bande X	8-12
Bande Ku	12-18
Bande K	18-27
Bande Ka	27-40

Tableau I.1. Les bandes de fréquences selon la norme IEEE [8].

Les services large bande par satellite utilisent principalement les cinq bandes suivantes:

- La bande C : service fixe par satellite (FSS);
- La bande X : service militaire ;
- La bande Ku : service fixe par satellite (FSS);
- La bande Ka : satellites à guide d'ondes coudé (sans fonctions de traitement à bord);
- La bande Ka : satellites avec fonctions de traitement à bord;
- La bande L et la bande S : service mobile par satellite (MSS).

Le tableau suivant montre les fréquences montantes et descendantes de chaque bande de fréquence citée précédemment dans la région 1.

Répartition de la fréquence par L'UIT pour région 1		
Bande	Fréquence descendante (GHz)	Fréquence montante (GHz)
Bande S	1.98-2.010	2.170-2.2
Bande C	3.7-4.2	5.925-6.425
Bande X	7.25-7.75	7.90-8.40
Bande Ku	10.5 -11.75	12.75-14.5
Bande Ka	17.7-21.2	27,5-31

Tableau I.2. Répartition de la fréquence descendante et montante par L'UIT pour la région1 [14] [15] [16].

- **La bande S**

Comme la qualité du signal se dégrade à mesure que la fréquence augmente, les bandes basses comme la bande S sont particulièrement convoitées et précieuses. Elles sont également utilisées aussi bien pour les réseaux terrestres que pour les réseaux satellites [17].

La partie de 2.4000 à 2.4835 GHz est employée par des dispositifs du réseau sans fil 802.11b/g/n et quelques téléphones sans fil, le bluetooth opère à partir de 2.402 à 2.480GHz [18].

La bande S est employée pour les systèmes DARS (Digital Audio Radio Satellite) tel que la radio de satellite de Sirius XM. Sirius XM emploie des fréquences entre 2 320.00 et 2 332.50 MHz, et également entre 2 332.50 et 2 345.00 MHz [18]. La bande S sert principalement aux services mobiles par satellite MSS (Mobile Satellite service), la Commission européenne a approuvé des fréquences de 1.98 à 2.01 GHz et de 2.17 à 2.2 GHz pour ce service [18].

I.4 Système de transmission par satellite

I.4.1 Architecture d'un système de communications par satellite

Le système de communication par satellite se divise en deux sous parties, une partie terrienne et une partie spatiale qui sont représentées dans la figure I.7.

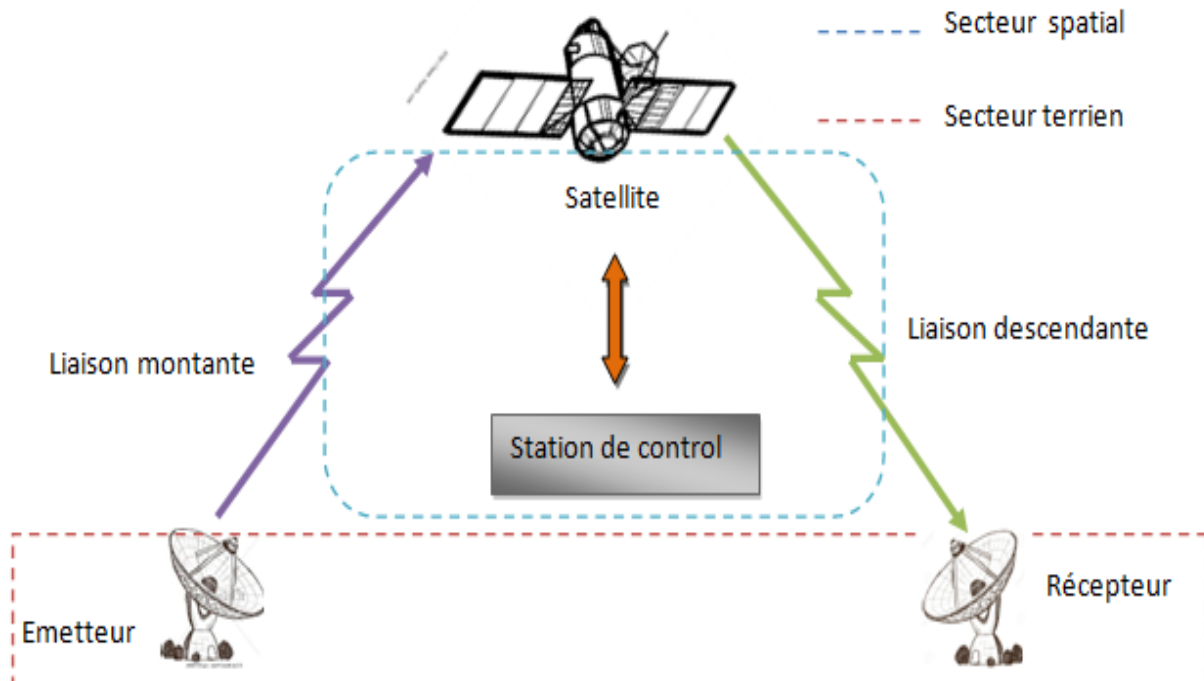


Figure I.7. Composantes d'un système de télécommunications par satellite.

- **Secteur spatial**

Le secteur spatial comporte le satellite et l'ensemble des moyens de contrôle situés au sol, c'est-à-dire l'ensemble des stations de poursuite, de télémétrie et de télécommande (TT&C : Tracking, Telemetry and Command), ainsi que le centre de contrôle du satellite (Contrôle de son orbite, de sa vitesse, maintien à poste et fonctions vitales) [11].

- **Secteur terrien**

Le secteur terrien se compose de toutes les stations terrestres du trafic. Selon le type de service considéré, ces stations peuvent être de taille différente, de quelques centimètres aux dizaines de mètres [12]. On distingue en outre les stations fixes, les stations transportables, les stations mobiles. Certaines stations sont à la fois émettrices et réceptrices. D'autres sont réceptrices uniquement : c'est le cas par exemple des stations de réception d'un système de radiodiffusion par satellite, ou d'un système de distribution de signaux de télévision ou de données.

I.4.2 Le fonctionnement d'un système satellitaire

Le fonctionnement d'un système satellitaire se divise en trois sous parties, une partie pour la station émettrice, une partie pour la station réceptrice et une partie pour le satellite. La figure I.8 représente le schéma synoptique d'une liaison par satellite.

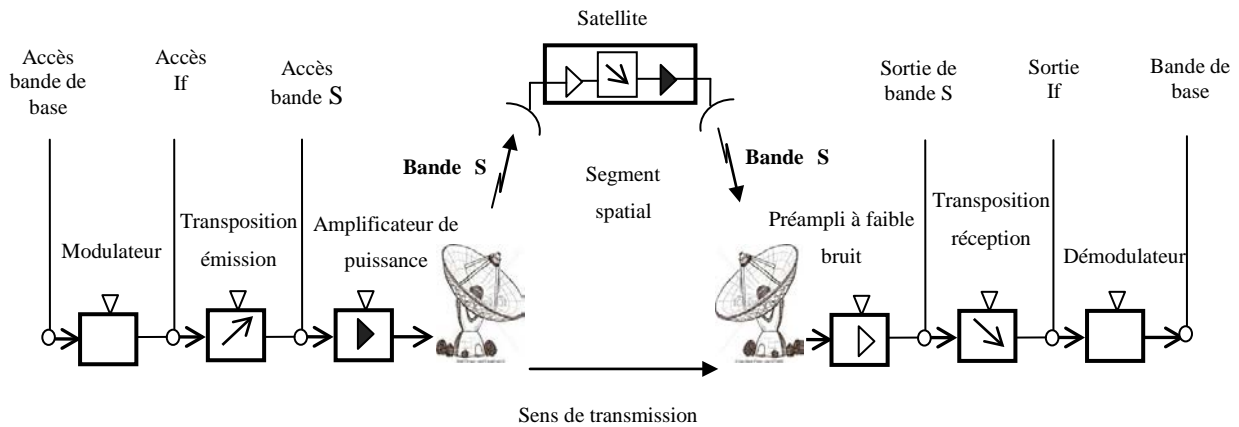


Figure I.8. Le schéma synoptique d'une liaison par satellite.

I.4.2.1 Le satellite

Un répéteur (transpondeur en anglais) est un émetteur/récepteur sur le satellite qui émet des signaux automatiquement lorsqu'il reçoit certains signaux prédéterminés. Le terme « répéteur » pour un satellite est une unité de traitement du signal qui utilise une chaîne unique d'amplification à haute puissance. Chaque répéteur traite une plage définie de fréquences (appelée aussi « largeur de bande ») centrée sur une fréquence donnée (la porteuse) et avec une polarisation donnée du signal reçu. Un changement de fréquence et de polarisation est opéré par le répéteur entre la réception du signal venant de la terre, avant son amplification, et sa réémission vers la terre. La fréquence en Uplink est toujours supérieure à la fréquence en Downlink avec la même valeur d'écart. Un satellite comprend plusieurs répéteurs, chacun pouvant supporter un ou plusieurs canaux de communication. Un répéteur peut être en bande Ku, C, K ou Ka.

Le schéma montre la différence entre un répéteur d'un satellite régénérateur et transparent. Avec le répéteur régénérateur, les signaux en bande de base, qui ont modulé la porteuse de la liaison montante, sont disponibles à la sortie du démodulateur et ces signaux sont employés (éventuellement après traitement non représenté sur la figure I.9) pour moduler la porteuse de la liaison descendante. Par conséquent, le changement de la fréquence de la liaison montante vers la liaison descendante qui est obtenue en mélangeant avec l'oscillateur local radiofréquences dans un satellite transparent est obtenu dans ce cas par la modulation d'une nouvelle porteuse [12].

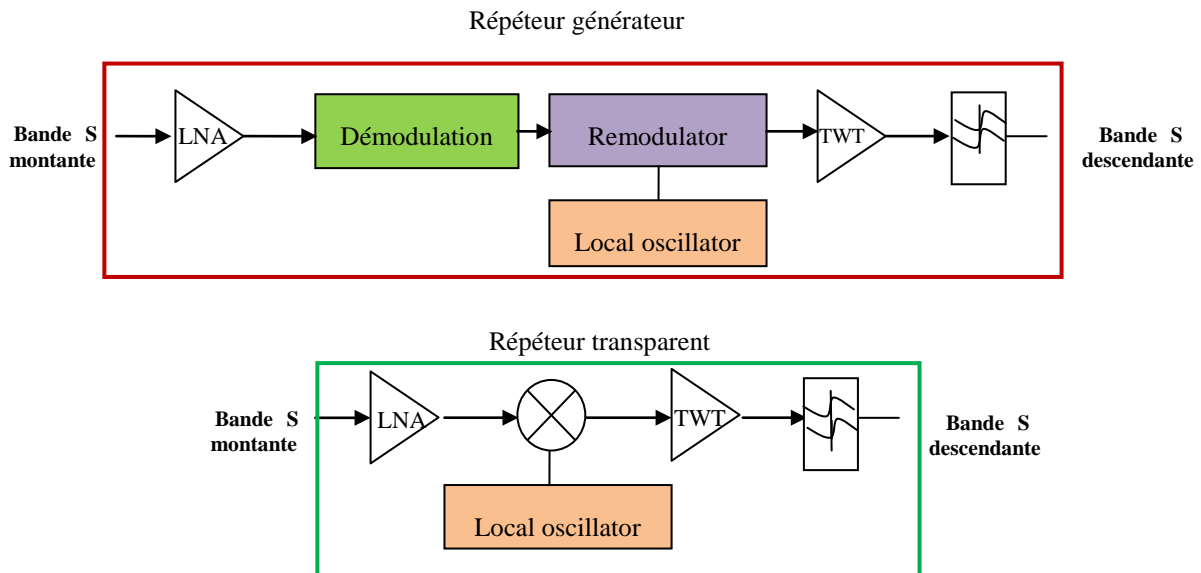


Figure I.9. Les schémas de répéteur générateur et répéteur transparent du satellite [12].

I.4.2.2 La station émettrice

Les signaux à transmettre (téléphonie, télévision, transmission des données) reçus en bande de base par la station terrienne qui seront « inscrits » par le modulateur dans un signal « porteur » de fréquence intermédiaire (F.I : 70 MHz). L'onde porteuse du signal à transmettre sera élevée à la fréquence qui lui est assignée sur le trajet montant Terre-Satellite (environ 2 GHz : bande S). Cette opération est réalisée par un convertisseur (encore appelé équipement de transposition). Avant d'être rayonnée par l'antenne, la porteuse est amplifiée par un amplificateur de puissance.

I.4.2.3 La station réceptrice

L'antenne capte les porteuses émises par le satellite à des fréquences d'environ 2 GHz. Ces ondes porteuses ainsi reçues sont amplifiées, avec un minimum de bruit rapporté par des amplificateurs à faible bruit. Elles sont ensuite abaissées en fréquence par le convertisseur de réception qui délivre des porteuses en fréquence intermédiaire. Les porteuses en fréquence intermédiaire sont filtrées puis démodulées afin d'obtenir les signaux en bande de base.

I.4.3 Système de réception front-end dans la bande S

Le signal reçu d'un satellite par une antenne est très faible. Cette situation nécessite une pré-amplification de ce signal à l'aide d'un amplificateur faible bruit (LNA) avant de relier l'antenne au récepteur. L'antenne et le LNA constitueront ainsi une antenne active et formeront ce que nous appellerons ici le "RF front-end".

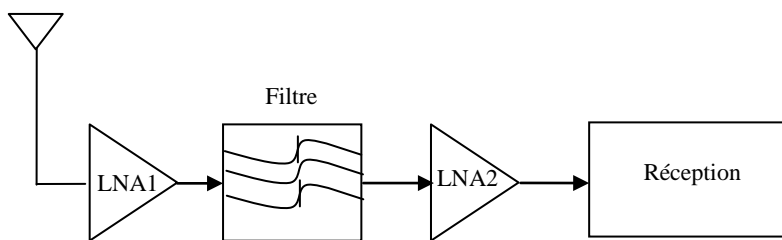


Figure I.10. Architecture radiofréquence de front-end [19].

La bande S est une bande très populaire pour le système mobile par satellite (MSS). Ce récepteur front-end est relié au satellite en bande S pour la réception et la transmission des données. La fonction de récepteur front-end est de fournir le gain au très faible signal sans ajout de beaucoup de bruit et de le convertir à la fréquence IF. Le front-end doit être capable de traiter de très petits signaux à la bande S dans un environnement bruyant, les signaux indésirables. En raison de ces conditions de fonctionnement, les architectures du récepteur sont beaucoup plus complexes que les architectures de l'émetteur. Ils sont dominés par les circuits analogiques et numériques tels que l'amplificateur à faible bruit, les mélangeurs, l'oscillateur local, les filtres, le traitement du signal numérique. Il existe certaines architectures de récepteur principal telles que les topologies à conversion directe (homodyne, zéro-IF) et à double conversion (hétérodyne). Ces architectures reflètent des solutions matérielles pour traiter la conversion descendante des signaux modulés.

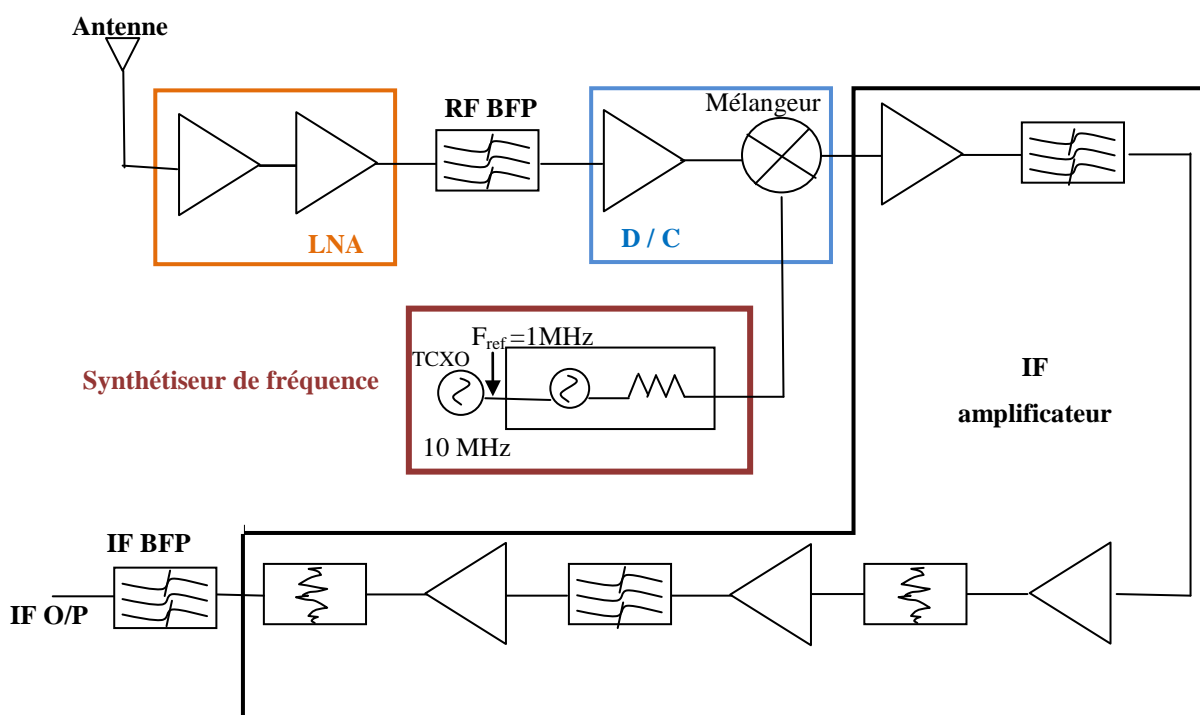


Figure I.11. Le schéma fonctionnel du récepteur front-end [20].

La conception du récepteur commence en sélectionnant l'oscillateur local (LO) et la fréquence intermédiaire (IF) de telle sorte qu'aucun bruit et harmoniques tomberont dans la bande de fréquence de sortie. Le gain est également distribué en RF et IF fréquence. La figure I.11 représente le schéma

fonctionnel du récepteur front-end. Il se compose de LNA, RF filtre passe-bande (FPB), amplificateur, simple mélangeur à grande échelle, synthétiseur et TCXO. Le récepteur est composé de trois modules: le filtre passe-bande front-end, convertisseur bas de la bande S et le module d'amplificateur IF. Il y a une bande de fréquence initiale allouée au récepteur de chaque dispositif. Chacun des modules de réception ont la capacité de changer la fréquence de fonctionnement en contrôlant la PLL synthétisée du convertisseur bas dans la bande S.

- **Amplificateur à faible bruit**

Il s'agit de la première composante de toute partie RF. L'objectif fondamental de LNA est d'amplifier un signal très faible reçu de l'antenne, tout en ajoutant le moins de bruit possible. Un amplificateur idéal augmente le signal souhaité sans ajouter de distorsion ou de bruit. Il exige d'un faible bruit, un gain élevé, une bonne perte de retour, une faible dissipation de puissance et une fiabilité élevée, ainsi qu'une taille compacte. Dans une chaîne de récepteur, le premier amplificateur après que l'antenne contribue le plus au niveau de bruit du système. Il fournit beaucoup d'isolement entre les étages LO ou mélangeur et l'antenne, il améliore la sélection de fréquence d'image et enfin fournit une certaine sélectivité.

- **Filtre passe-bande**

Le second filtre est utilisé pour éliminer les harmoniques ou les produits non linéaires provoqués par le LNA ou des signaux parasites qui pourraient causer des problèmes lors de la phase de fréquence de mélange.

- **Convertisseur bas**

Il se compose d'un seul amplificateur et suivi par un seul mélangeur équilibré [21]. Cela convertit la fréquence RF à la fréquence intermédiaire IF. Cette fréquence est éloignée des harmoniques de référence qui obtiennent le même gain qu'IF en utilisant la fréquence du synthétiseur.

- **Synthétiseur de fréquences**

Une conception de PLL est utilisée pour obtenir un oscillateur local stable. Les synthétiseurs de fréquences sont les systèmes qui sont utilisés dans tous les systèmes de communication depuis les récepteurs satellites jusqu'aux téléphones mobiles. Les synthétiseurs à fréquence indirecte à base de PLL sont utilisés comme oscillateurs locaux pour produire une haute fréquence stable pour les systèmes satellitaires. Les synthétiseurs directs ont une vitesse élevée, un faible niveau de bruit, mais leur taille est complexe et de forte consommation. Donc dans notre travail, nous allons utiliser la technique de synthèse indirecte qui génère la fréquence de sortie en utilisant un système de contre réaction qui est moins complexe et produit un faible bruit de phase et de faibles spurs.

I.5 Conclusion

Ce chapitre a décrit la communication par satellite, ce système satellitaire se divise en trois sous-parties. Nous nous sommes intéressées plus particulièrement par le récepteur et beaucoup plus par le système de récepteur front-end dans la bande S [2-4] GHz. Cette bande de fréquence est générée par un synthétiseur de fréquences qui fera l'objet de chapitre suivant.

Chapitre II

Synthétiseur de fréquence à division entière

II.1 Introduction

La boucle à verrouillage de phase appelée aussi PLL ou Phase Locked Loop a été inventée par le français Henri de Bellecize en 1932 pour améliorer la réception ou l'émission des signaux radioélectriques. C'est un système qui est utilisé dans tous les systèmes de communication depuis les récepteurs ou les émetteurs. Les PLLs ont des applications diverses dans les systèmes de communications, on peut citer la démodulation de fréquence [23], la récupération de la porteuse [24] et la synthèse de fréquence [25]. Les systèmes satellitaires nécessitent la technique de synthèse de fréquence indirecte à base de PLL pour produire une fréquence stable et aussi pour sélectionner un canal d'une chaîne de RF pour les stations terrestres de satellite.

II.2 Synthétiseur de fréquence

Le rôle du synthétiseur de fréquence est de fournir le signal d'oscillateur local avec la plus grande précision possible vers la chaîne d'émission/réception d'un système radiofréquence [26] afin de réaliser la conversion de fréquence : des hautes fréquences (HF) vers la bande de base (BB) ou la fréquence intermédiaire (FI) en réception, et BB ou FI vers HF en émission.

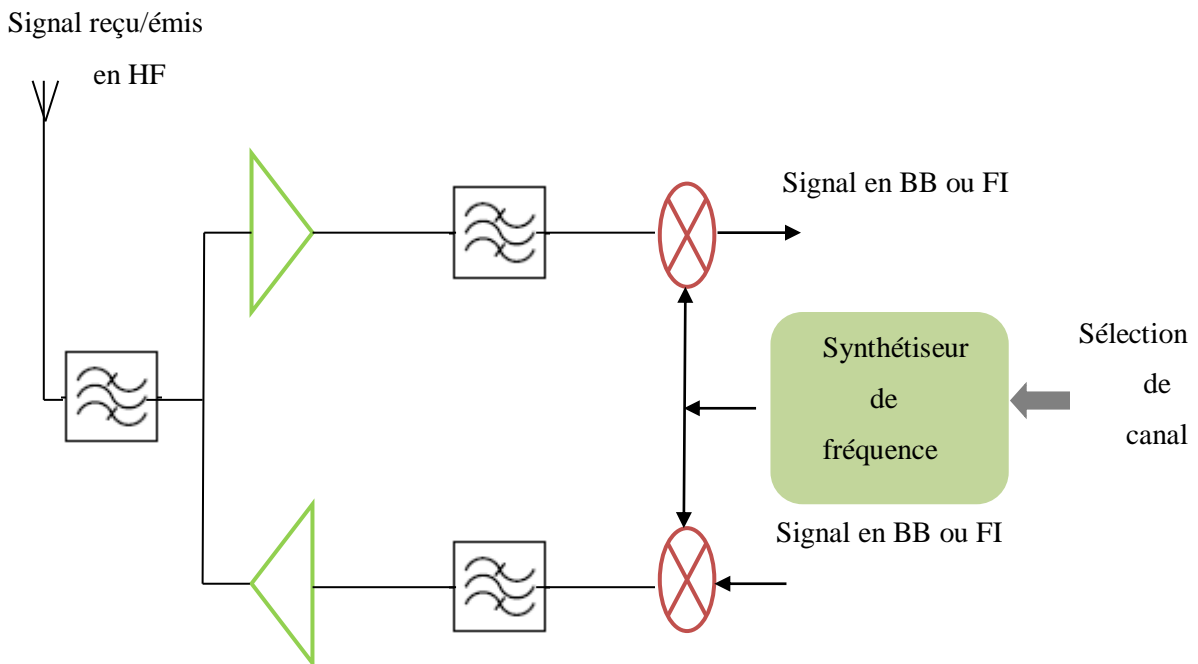


Figure II.1. Rôle du synthétiseur de fréquence [27].

Pour les systèmes fonctionnant sur différents canaux d'une même bande, le synthétiseur de fréquence doit fournir une fréquence variable en fonction d'un signal de sélection du canal à synthétiser. Pour ce faire, nous utilisons une chaîne d'émission/réception comme celle présentée dans la figure II.1 où

les différents éléments sont reconfigurables. Le synthétiseur de fréquence génère la fréquence correspondante à la sélection du canal afin de transposer le signal en BB/FI (réception) ou HF (émission).

II.3 Caractéristiques fondamentales des synthétiseurs de fréquences

II.3.1 Plage d'accrochage

La plage d'accord correspond à la gamme de fréquence que le synthétiseur est capable de générer, elle dépend de l'application. Dans notre cas elle doit couvrir la bande (2-4) GHz pour la bande S.

II.3.2 Pas de synthèse

Le synthétiseur de fréquence doit être capable de couvrir la bande de fréquence imposée par un système de communications, mais il doit aussi être capable de fonctionner pour des valeurs intermédiaires. L'écart entre deux fréquences synthétisables par l'oscillateur local est appelé : pas de synthèse. Il est souhaitable que ce pas soit le plus fin possible afin de répondre aux spécifications de tous les bandes des fréquences (par exemple, un satellite opérant dans la bande S a pour spécification, un pas de synthèse de 1MHz).

II.3.3 Temps d'acquisition ou temps d'accrochage

Il représente le temps de stabilisation du synthétiseur lors d'un changement de fréquence. On peut rencontrer des temps d'acquisition de quelques millisecondes à quelques microsecondes.

II.3.4 Pureté spectrale

En représentation fréquentielle, un signal parfait est composé d'une raie parfaite (ou impulsion de dirac) à une fréquence donnée F_{ref} . En réalité, un type de perturbations vient dégrader ce spectre, s'appelle les raies parasites « spurs ».

Un oscillateur fournit un signal qui, examiné à l'analyseur de spectre, présente une raie à la fréquence principale d'oscillation et des raies avoisinantes liées aux parasites. Ces fréquences parasites non-harmoniques (appelées aussi "spurs") peuvent correspondre à des produits de mélanges que l'on ne peut totalement éliminer.

II.3.5 Autres caractéristiques

Nous pouvons encore citer [28] :

- Le jitter qui représente la variance temporelle des instants de commutation d'un signal et particulièrement celui de l'horloge ;
- La précision ou tolérance relative ;
- La sensibilité aux perturbations, celles-ci étant dues aux couplages électroniques, aux vibrations, au bruit généré par les alimentations.

II.4 Différents types de synthétiseurs de fréquences

On peut distinguer plusieurs types de synthétiseur de fréquence, à savoir :

- Le synthétiseur direct qui existe depuis les années 1930 [29] ;
- Le synthétiseur indirect à base de la boucle à verrouillage de phase [30] ;
- Le synthétiseur numérique micro-programmé [31] ;
- Les synthétiseurs classiques utilisent des opérations arithmétiques sur les fréquences comme l'addition ou la soustraction de deux fréquences, la division d'une fréquence par un nombre réalisée avec des compteurs constitués de N bascules bistables et la multiplication provient de deux principes : soit l'extraction d'harmoniques de rang n par rapport au fondamental, soit l'utilisation d'une PLL [29].

II.5 Synthétiseur de fréquences à division entière

Le synthétiseur de fréquences à base de boucle à verrouillage de phase (désigné par le terme anglais PLL, Phase Locked Loop) à division entière est le moyen de synthèse de fréquences le plus répandu et le mieux maîtrisé. Classiquement, l'architecture de ce système est composée d'un comparateur phase-fréquence suivi d'une pompe de charge, un filtre de boucle, un oscillateur contrôlé en tension et un diviseur de fréquence. Pour faire la sélection du canal à synthétiser, on agit sur le rapport de division N . Le schéma bloc d'un synthétiseur de fréquence à base de PLL est donné dans la figure II.2. Ce dispositif permet de produire les signaux de fréquence très stable et variable par pas qui est nécessaire pour les systèmes de télécommunications. Le rôle de la boucle est d'asservir la fréquence et la phase du VCO à celle de la référence. On peut dire que l'asservissement de phase assure également l'asservissement de fréquence [32].

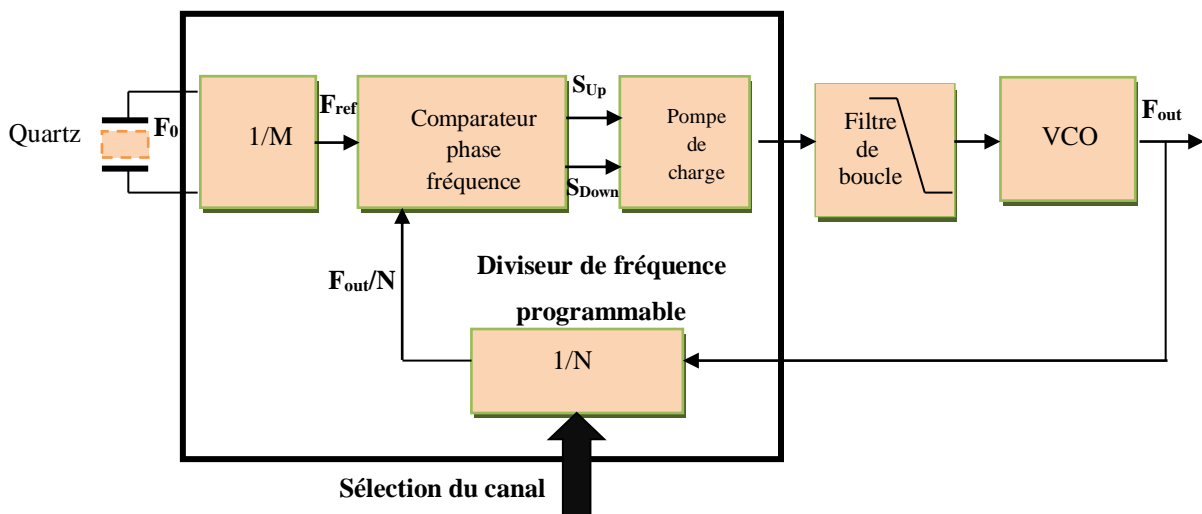


Figure II.2. Synthétiseur de fréquences classique à base de PLL.

Lorsque la boucle est verrouillée, la fréquence de sortie peut s'écrire :

$$F_{out} = \frac{N}{M} F_{ref} \quad (II.1)$$

F_{ref} , F_{out} , N et M représentent respectivement, la fréquence pilote générée par l'oscillateur local, la fréquence de sortie de la PLL, le rapport de division programmable de la chaîne de retour et le rapport de division programmable d'entrée.

Le VCO produit un signal $V_{out}(t)$, de fréquence F_{out} , qui sera comparé dans un comparateur de phase avec le signal d'entrée de référence stable $V_{ref}(t)$, ce dernier étant à la fréquence F_{ref} . La différence de phase de ces deux signaux sera convertie à la sortie du comparateur en un signal d'erreur par la pompe de charge. Ce dernier sera ensuite filtré par le filtre de boucle généralement de type passe bas afin d'obtenir une valeur moyenne en tension basse fréquence. Celle-ci sera utilisée pour commander le VCO qui va délivrer un signal avec la fréquence correspondante présentant la même stabilité que la référence. Ce signal sera comparé de nouveau avec le signal de référence jusqu'à ce que la différence de phase devienne nulle. Notons que dans le cas où la PLL est utilisée pour la synthèse de fréquence, l'insertion d'un diviseur de fréquence dans la boucle de contre réaction est nécessaire [33] comme illustré sur la figure II.2. La boucle génère un signal à une fréquence F_{out} à partir de F_{ref} multiple par N .

La réalisation de synthétiseur de fréquence se fait par deux possibilités qui sont :

- Soit par la variation du rapport de division N en utilisant un compteur programmable dans la boucle de retour et en fixant la fréquence de référence qui est générée à partir d'un oscillateur à quartz ;
- Soit par la variation de la fréquence de référence où la plage de variation de la fréquence de sortie est égale à la plage de variation de F_{ref} multipliée par N .

II.6 Description les blocs de synthétiseur à division entière

II.6.1 Comparateur phase-fréquence (PFD)

Le détecteur de phase est un circuit à deux entrées qui donne une tension de sortie proportionnelle au déphasage entre les deux fréquences d'entrée. Le comparateur de phase compare les phases de la référence et les phases du VCO à travers le diviseur et génère un signal proportionnel à la différence de phase. Un exemple du comparateur de phase classique est représenté sur la figure II.3.

Le comparateur de phase peut être réalisé de manière analogique (mélangeur, ..) ou numérique (machine d'état, portes XOR, bascules JK, ..) [34].

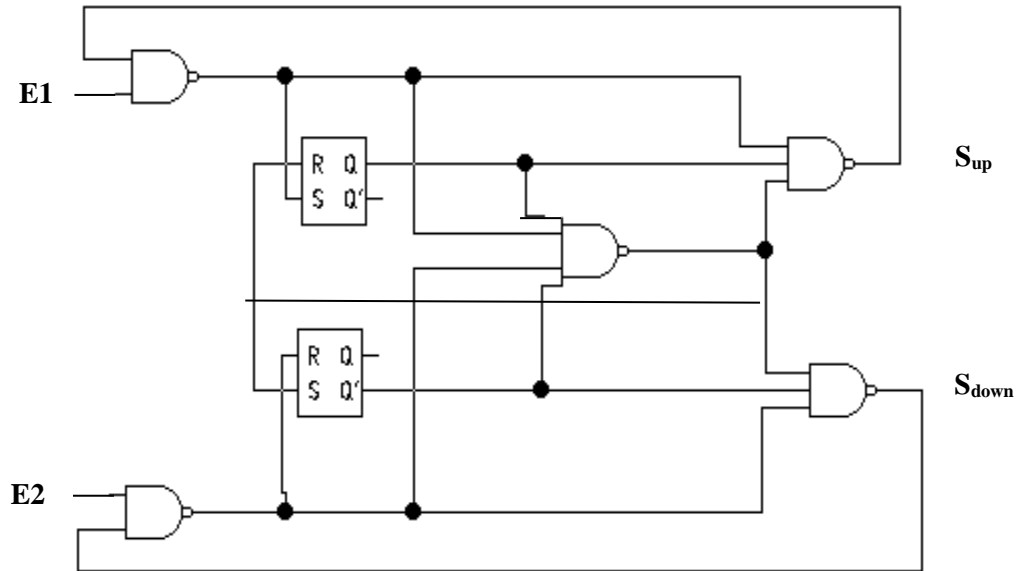


Figure II.3. Circuit d'un comparateur numérique de phase-fréquence.

Le comparateur le plus utilisé est le détecteur de Phase/Fréquence (Phase/Fréquence Detector PFD).

C'est un comparateur numérique à trois états. Il génère en sortie deux signaux (S_{up} et S_{down}).

A- Lorsque l'entrée E1 est en avance de phase sur l'entrée E2 alors S_{up} est au niveau haut et S_{down} au niveau bas.

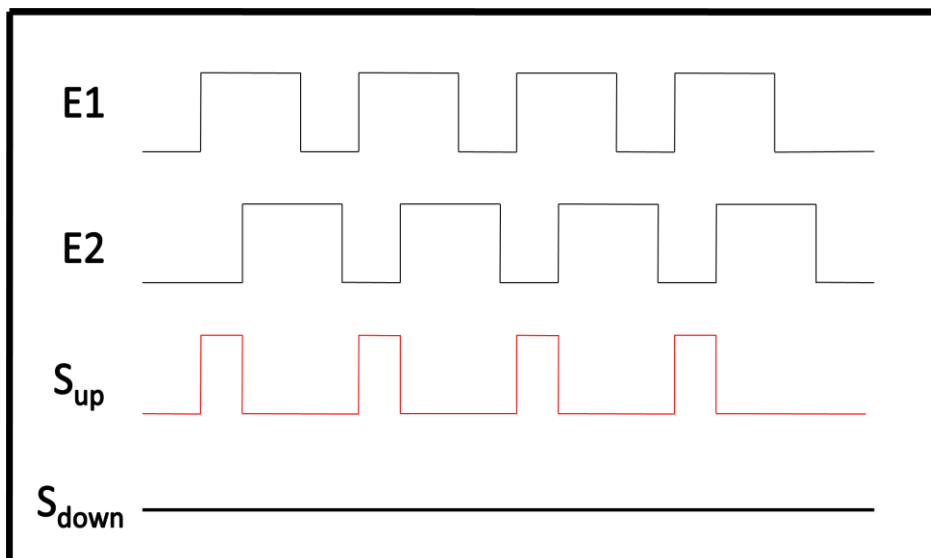


Figure II.4. Chronogramme de PFD pour $f_{E1} > f_{E2}$.

B- Lorsque E1 est en retard de phase sur E2, on obtient la configuration inverse, c'est-à-dire S_{up} au niveau bas et S_{down} au niveau haut.

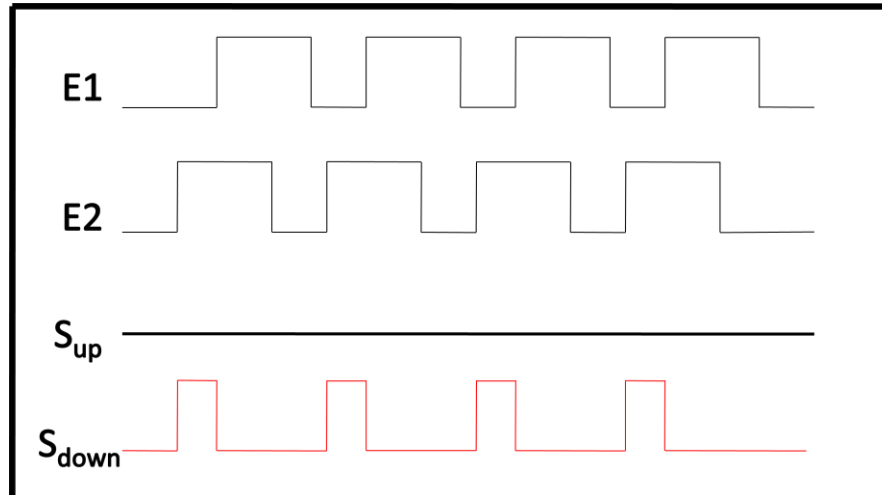


Figure II.5. Chronogramme de PFD pour $f_{E1} < f_{E2}$.

C- Lorsque les deux signaux sont en phase, des impulsions résiduelles sont présentes sur chacune des sorties.

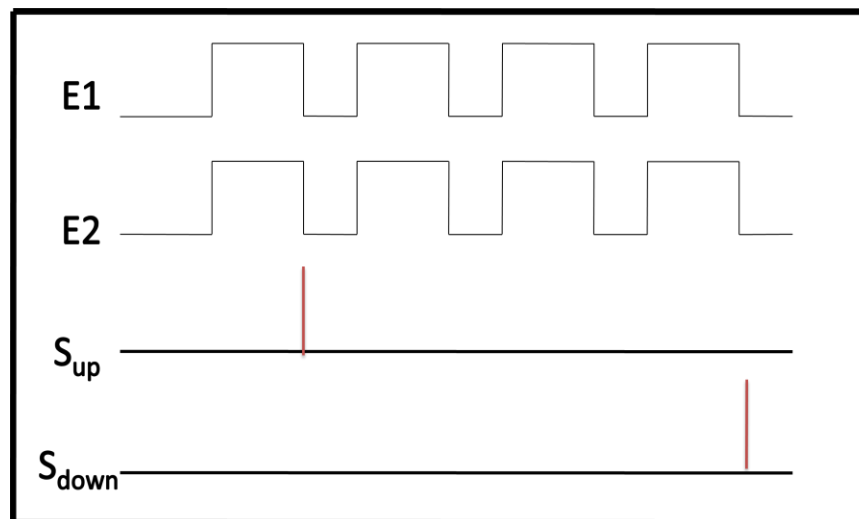


Figure II.6. Chronogramme de PFD pour $f_{E1} = f_{E2}$.

D'autre part, on peut avoir plusieurs phénomènes qui peuvent dégrader la qualité de comparateur de phase et de fréquence. D'abord, la variation rapide de l'erreur de phase engendre les pertes de verrouillage de la boucle. Ensuite, un autre phénomène est à prendre lors de la conception de ce comparateur. Ce problème est appelé la zone morte. Elle correspond au gain nul de la pompe de charge. Cette zone se produit lorsque le déphase très faible entre le VCO et la référence. A cause de l'existence de cette zone, on peut avoir un gain nul de la boucle ce qui provoque une augmentation de bruit de phase de la PLL [35].

II.6.2 La pompe de charge

La pompe de charge est un circuit électronique qui permet de convertir les signaux « Up » et « Down » venant du PFD pour piloter l'oscillateur contrôlé en tension dans un système de boucle à verrouillage de phase. La figure II.7 présente un circuit de pompe de charge. On peut avoir dans ce circuit une plage de capture de la PLL limitée à la plage de variation de la fréquence du VCO. D'autre part, l'erreur de phase statique sera nulle lorsque la boucle de PLL est verrouillée. Le courant moyen en sortie de la pompe de charge est donné par :

$$\overline{I_{PC}} = I_P * \frac{\Delta\theta}{2*\pi} \quad (\text{II.2})$$

Où I_p est le courant injecté ou retiré et $\Delta\theta$ l'erreur de phase entre la référence et le VCO à travers le diviseur.

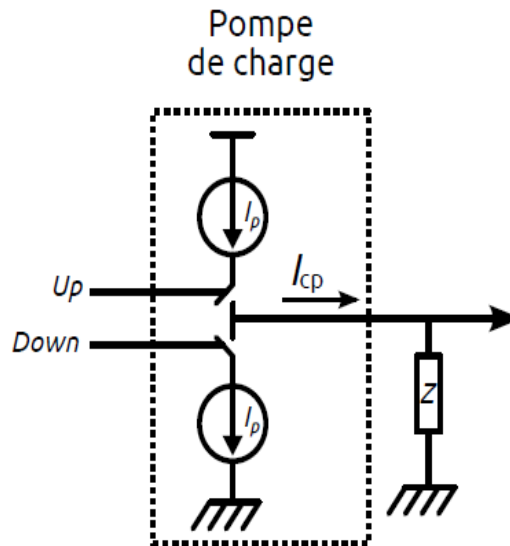


Figure II.7. Circuit de la pompe de charge [36].

La pompe de charge est placée après le comparateur de phase qui génère en sortie deux signaux de courant I_{up} et I_{down} . Le courant I_{up} se produit lorsque S_{up} est au niveau haut et le courant I_{down} se produit lorsque S_{down} est au niveau haut. La figure II.8 décrit le fonctionnement de la pompe de charge.

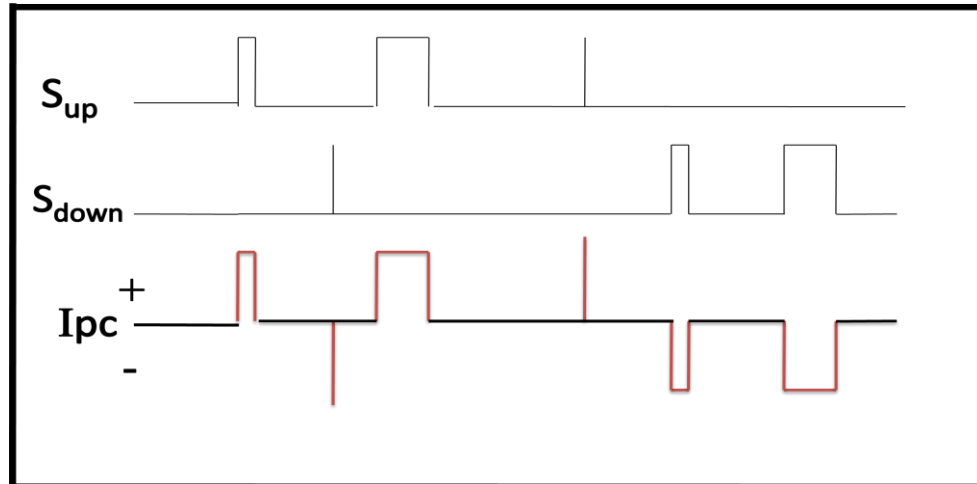


Figure II.8. Fonctionnement de la pompe de charge.

II.6.3 Filtre de boucle

Le filtre de boucle est un élément clé, il permet de fixer la bande passante, la marge de phase, le temps d'établissement et la pureté spectrale de la PLL. Ce filtre a un rôle essentiel dans la PLL. Il permet donc de limiter le bruit de phase et de réduire les raies parasites en sortie de circuit de la pompe de charge de la PLL. En pratique, les filtres d'ordre 2 et 3 sont les plus utilisés [35]. On peut avoir plusieurs types de filtres de boucle du second ordre comme passif RC, actif RC et actif PI (proportionnel intégral).

D'abord, le synthétiseur à division entière utilise le filtre passe-bas qui doit convertir la sortie de détecteur de phase en tension continue pour le control du VCO. Ensuite, l'existence d'une constante de temps permet d'obtenir une fréquence de sortie verrouillé à la valeur moyenne de la fréquence de référence et pour cela la fréquence de sortie est une fréquence propre qui peut être générée à partir de la fréquence d'entrée. De plus ce filtre crée un déphasage entre la fréquence de sortie et fréquence de référence. Ce déphasage doit fournir une fréquence la plus stable possible pour le VCO.

II.6.4 L'Oscillateur Contrôlé en Tension

L'Oscillateur Contrôlé en Tension ou VCO (Voltage Controlled Oscillator) est un système électronique qui est placé après le filtre. Le VCO génère le signal de sortie de la PLL. La fréquence du signal qu'il génère dépend d'une tension de contrôle (V_e) appliquée à son entrée. La relation entre l'entrée et la sortie peut s'écrire de manière linéaire en première approximation :

$$f_{VCO} = f_0 + K_{VCO} \cdot V_e \quad (\text{II.3})$$

Avec f_0 la fréquence de repos du VCO (lorsque $V_e = 0$ V), K_{VCO} est la sensibilité du VCO exprimée en Hz/V.

L'asservissement de la PLL est basé sur la comparaison des phases (référence et VCO) [32]. La relation entre la phase et la fréquence du VCO est donnée par :

$$\theta_{VCO} = \int 2 * \pi * (f_0 + K_{VCO} * v_e) \quad (\text{II.4})$$

Ce système est très valable pour les systèmes de télécommunication parce qu'il génère une fréquence stable qui est utilisée pour générer une fréquence de la référence, la modulation en émission, ou démodulation en réception.

Un VCO doit présenter les qualités suivantes :

- une bonne linéarité de fréquence en fonction de la tension d'entrée ;
- une bonne stabilité de fréquence (fréquence centrale f_0) ;
- une grande variation possible de la tension d'entrée ;
- un grand coefficient de transfert ;
- une grande variation de fréquence possible pour l'application dans les synthétiseurs ;
- un faible bruit de phase.

Chaque application a ses exigences concernant les caractéristiques du VCO. En général, les principales caractéristiques du VCO sont les suivantes [36] :

- ✚ Le bruit de phase : il traduit la pureté du signal généré. Les performances en bruit dépendent du coefficient de qualité du résonateur, de la taille des composants (les gros transistors sont moins bruyants), de la polarisation (en général, on améliore le bruit de phase en augmentant les courants de polarisation), etc.
- ✚ La plage en fréquence : le VCO doit être capable de couvrir la bande de fréquence souhaitée.
- ✚ La linéarité : afin de simplifier le design, on cherche à avoir le K_{vco} le plus linéaire possible, la fonction de transfert d'une PLL étant le plus souvent calculée avec l'approximation d'un K_{vco} constant.
- ✚ Le pushing : il représente la sensibilité de la fréquence générée par le VCO à une variation de tension d'alimentation, et donc à son bruit.
- ✚ Le pulling : il représente la sensibilité de fréquence à une variation de l'impédance de la charge en sortie.
- ✚ La consommation : on la souhaite la plus faible possible.

II.6.5 Diviseur de fréquence

Le diviseur de fréquence permet de diviser la fréquence du signal de sortie du VCO afin de le comparer à la fréquence de référence de la PLL, plus basse. Cette utilisation du diviseur de fréquence sur la boucle de retour de la PLL réalise la multiplication de fréquence du signal de référence (équation II.1).

Il existe plusieurs techniques pour réaliser la division de fréquences. La plus courante fait appel à des compteurs numériques pour réaliser la division. Ceux-là ont l'avantage d'être relativement faciles à

développer et d'être programmables. Un exemple de diviseur par 8 à base de bascules D est donné sur la figure II.9.

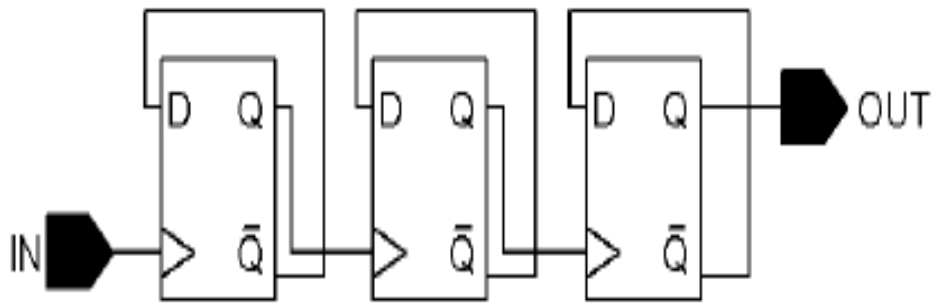


Figure II.9. Exemple de diviseur de fréquence simple.

Les diviseurs de fréquence sont en principe programmables (programmation du rapport de division), ce qui permet de faire varier la fréquence de sortie de la PLL. Ils peuvent être à rapport de division entière ou fractionnaire.

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre une rapide introduction de la synthèse de fréquence à base de boucle à verrouillage de phase a été faite. Notre intérêt est porté sur le synthétiseur de fréquences à division entière. De plus, nous avons fait une description générale de chaque bloc constituant ce synthétiseur.

Le chapitre suivant sera consacré à la conception d'un synthétiseur de fréquence indirect à base de PLL qui permet de définir les paramètres de chaque bloc décrit précédemment et qui sont nécessaires à la convergence (et donc la stabilité) du système.

Chapitre III

Conception d'un synthétiseur de fréquence à division entière

III.1 Introduction

Comme a été déjà présenté en chapitre II, le synthétiseur de fréquence est le système le plus utilisé dans plusieurs applications pour générer une fréquence ou sélectionner un canal. Les décisions qui doivent être prises en ce moment sont les suivantes : rapport de division du diviseur ; complexité du détecteur de phase ; ordre du filtre de boucle passif. Cette partie fera l'objet de la conception du synthétiseur de fréquence à division entière.

III.2 Les performances du synthétiseur de fréquence

Les performances d'un synthétiseur de fréquence sont des paramètres très importants pour faire la conception. Dans le cas où les performances sont élevées, le temps de verrouillage de la fréquence désirée est rapide, tout en conservant une bonne stabilité du système, ainsi qu'un faible bruit de phase et une absence de pic parasite. Bien entendu, outre le choix d'éléments à faible bruit de phase, tout ceci se joue surtout au niveau du choix du filtre [36].

La qualité de la synthèse de fréquence dépend des paramètres qui lui sont appliqués à travers les performances des circuits. Ces paramètres sont :

- Le bruit de phase,
- Le temps de verrouillage de la PLL,
- La pureté du spectre de sortie,
- Les éléments du filtre de la boucle,
- Le rapport signal sur bruit.

III.3 Limitations des performances

La bande passante des PLL est limitée par la relation :

$$BP < \frac{f_{ref}}{10} \quad (III.1)$$

Une PLL peut tout à fait être fonctionnelle avec une bande passante supérieure à $F_{ref}/10$, mais cela demande d'utiliser un modèle plus complexe afin de vérifier la stabilité et la convergence du système. Il faut prendre en compte le phénomène d'échantillonnage du comparateur [35], [37].

Pour des fréquences de référence faibles, la bande passante de boucle doit être diminuée. Cette diminution de BP atténue les raies parasites de comparaison et le temps d'accrochage et le plancher de bruit de phase sont augmentés au même temps. La combinaison d'une bande passante faible et d'une hausse plancher de bruit de phase permet d'obtenir un bruit de phase global plus élevé mais le VCO doit avoir un bon bruit de phase et le filtre de boucle est difficilement intégrable. Un bon bruit de phase pour un VCO implique une grande consommation de courant et l'utilisation d'inductance dont l'intégration prend une grande surface de silicium. Par contre, l'élargissement de la bande passante de la boucle permet d'avoir un meilleur temps d'accrochage. L'augmentation de la fréquence de référence permet de conserver une atténuation suffisante des raies parasites de comparaison ce qui

permet d'élargir la bande passante de la PLL et donc d'abaisser ainsi le plancher de bruit de phase. La combinaison d'une bande passante plus large et d'un plancher de bruit de phase plus faible donne généralement un bruit de phase global plus faible. D'autre part, le pas de fréquence est augmenté en même temps que la fréquence de référence. Si la PLL avait une bande passante plus importante cela relâcherait un peu les contraintes sur le VCO en termes de surface et/ou de consommation.

Pour la fréquence de coupure du filtre de boucle, il doit être suffisamment faible pour filtrer les raies parasites résultantes du processus de comparaison (comparateur de phase et pompe de charges). Cette fréquence définit la bande passante de la PLL.

III.4 Schéma-bloc et fonctions de transfert de la PLL

Dans la plupart des PLL conventionnelles, plusieurs paramètres de conception des PLL peuvent être traités en tant que valeurs constantes. Cette approximation linéaire fournit une bonne évaluation des performances de la boucle. Les valeurs des constantes de conception du filtre de PLL dépendent de l'application spécifique. Par exemple, la constante du détecteur de phase K_ϕ est déterminée par l'amplitude du courant de sortie de la pompe de charge du synthétiseur.

Quelques connaissances de base de la théorie de contrôle pour les boucles sont nécessaires afin de comprendre la dynamique du filtre de PLL. Un modèle mathématique linéaire représentant la phase de PLL dans l'état verrouillé est présenté sur la figure III.1. Un intégrateur additionnel de fonction de transfert ($1/S$) est introduit à côté du VCO pour transformer sa fonction de transfert de manière à obtenir une grandeur phase à sa sortie [38].

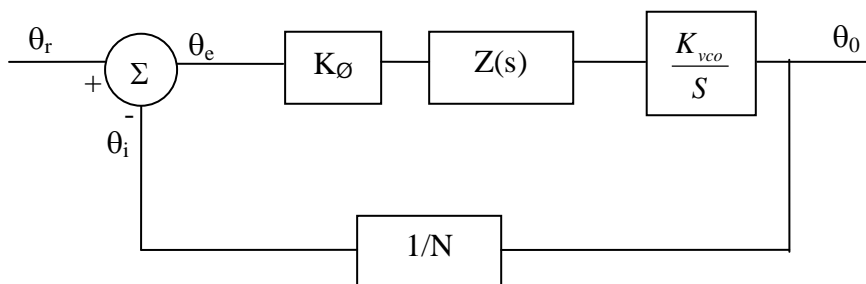


Figure III.1. Modèle linéaire de la PLL.

En se basant sur ce diagramme simplifié (figure III.1), et la théorie de contre-réaction, on peut obtenir les équations des fonctions de transfert suivantes :

✚ La boucle directe

$$G(s) = \frac{\theta_0}{\theta_e} = \frac{K_\phi \cdot Z(s) \cdot K_{vco}}{s} \quad (\text{III.2})$$

θ_0 et θ_e représentent respectivement les phases de sortie et d'erreur. K_ϕ est la constante du détecteur de phase. K_{VCO} indique la linéarité du VCO et $Z(s)$ est la fonction de transfert du filtre.

✚ La contre réaction

$$H(s) = \frac{\theta_i}{\theta_0} = \frac{1}{N} \quad (\text{III.3})$$

θ_i est la phase inverse et N est le rapport de division.

✚ La boucle ouverte

$$T(s) = H(s)G(s) = \frac{\theta_i}{\theta_e} = \frac{K_\phi \cdot Z(s) \cdot K_{VCO}}{N \cdot s} \quad (\text{III.4})$$

✚ La boucle fermée

$$K(s) = \frac{\theta_0}{\theta_r} = \frac{G(s)}{[1 + H(s) \cdot G(s)]} \quad (\text{III.5})$$

θ_r est la phase de référence.

Les fonctions de transfert dans le tableau III.1 impliquent une phase de sortie divisée par une phase d'entrée. En d'autres termes, c'est une fonction de transfert de phase. Cependant, la fonction de transfert de fréquence serait exactement identique. Si on considère une fréquence d'entrée, ceci pourrait être converti en phase par la division par un facteur S , alors il est converti en fréquence. Ainsi tous les deux facteurs décommandent dehors, qui montre que les fonctions de transfert de phase et les fonctions de transfert de fréquence sont identiques. En considérant le changement de la fréquence de sortie produite en présentant une fréquence d'essai à de divers points dans la boucle de PLL, toutes les fonctions de transfert peuvent être dérivées.

Source	Fonction de transfert
Cristal	$\frac{1}{R} * \frac{G(s)}{1 + G(s) \cdot H}$
Diviseur R	$\frac{G(s)}{1 + G(s) \cdot H}$
Diviseur N	$\frac{G(s)}{1 + G(s) \cdot H}$
Détecteur de phase	$\frac{1}{K_\phi} * \frac{G(s)}{1 + G(s) \cdot H}$
VCO	$\frac{1}{1 + G(s) \cdot H}$

Tableau III.1. Fonctions de transfert des différents blocs de la PLL [37].

III.5 Elaboration et évaluation des performances du filtre de boucle

Cette partie concerne l'élaboration d'un filtre de boucle passif pour des synthétiseurs de fréquences utilisant un détecteur de phase-fréquence et une pompe de charge comme ceux de la série d'*Analog Devices*. La conception d'un filtre passif de deuxième ordre est discutée en détail ainsi que des filtres d'ordre supérieur. La configuration standard du filtre passif de deuxième ordre de la pompe de charge de la PLL est montrée sur la figure III.2.

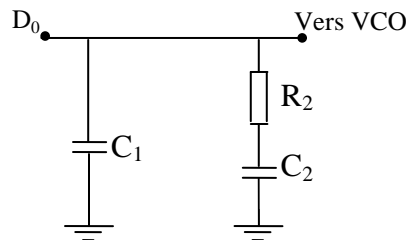


Figure III.2. Filtre de deuxième ordre.

Le filtre de boucle est une impédance complexe en parallèle avec l'entrée du VCO. La capacité parallèle C_1 est recommandée pour éviter les pas discrets de tension au port de contrôle du VCO dû aux changements instantanés dans le courant de sortie de la pompe de charge. Le filtre de boucle contrôle le signal de commande du VCO. La plage de capture, ou plage d'accrochage (pull-in range), dépend de la bande passante et de l'ordre du filtre de boucle ainsi que du gain de boucle, lui-même fonction du gain du VCO et du détecteur de phase [39].

Toutefois, il est possible d'assimiler, en première approche, la plage de capture à la bande passante du filtre de boucle. Le rôle de ce filtre est d'assurer la stabilité de la boucle de phase et de filtrer les résidus de la fréquence de comparaison. Le choix du filtre est lié à ces différents paramètres. Plus la fréquence de coupure sera basse meilleure sera l'atténuation des signaux résiduels. Mais la boucle sera également beaucoup plus lente à se stabiliser, d'où un temps d'établissement excessif pour un système devant effectuer des sauts de fréquence importants entre l'émission et la réception.

Idéalement, le filtre de boucle devrait être intégré dans le même circuit que le comparateur de phase. En fait ceci se heurte à plusieurs difficultés. Le filtre de boucle ne doit pas ajouter de bruit. On a donc intérêt à le réaliser à l'aide de composants passifs plutôt qu'actifs. D'autre part, en intégrant totalement, on est limité dans le choix des valeurs de composants, les capacités ne pouvant dépasser quelques dizaines de pF. Enfin, un filtre intégré risque d'être parasité par les autres signaux circulant dans le circuit.

Cependant, le filtre de boucle sera différent pour chaque PLL afin qu'il puisse assurer des temps d'accrochage, une stabilité et un filtrage du bruit du détecteur de phase convenables.

Une méthode de conception du filtre utilise le gain de la boucle ouverte et la marge de phase pour déterminer les valeurs des composants.

La localisation du point de déphasage minimum où le gain de la boucle ouverte est égal à l'unité assure la stabilité de la boucle (figure III.3). La marge de phase ϕ_p est définie comme étant la différence entre 180° et la phase de la fonction de transfert en boucle ouverte à la fréquence ω_p correspondant au gain égal à 0 dB. Pratiquement, la marge de phase est choisie entre 30° et 70° . Autrement, lorsqu'on choisit une marge de phase plus élevée, il en résulte une très haute stabilité pendant un temps de réponse plus lent de boucle et moins d'atténuation de F_{ref} . Pour cela, ce principe de base commun nous a guidé à commencer notre conception par une marge de phase de 45° .

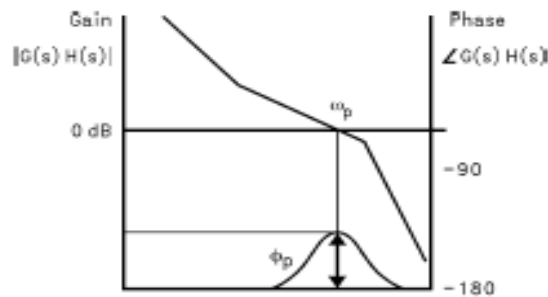


Figure III.3. Tracé de Bode de la réponse de boucle ouverte.

L'impédance du filtre de deuxième ordre présenté sur la figure III.2 est :

$$Z(s) = \frac{s.C_2.R_2 + 1}{s^2.C_1.C_2.R_2 + s.C_1 + s.C_2} \quad (\text{III.6})$$

On définit les constantes de temps qui déterminent les fréquences des pôles et des zéros de la fonction de transfert du filtre par :

$$T_1 = R_2 \cdot \frac{C_1.C_2}{C_1 + C_2} \quad (\text{III.7})$$

$$T_2 = R_2.C_2 \quad (\text{III.8})$$

Ainsi le gain en boucle ouverte de la PLL de 3^{ème} ordre peut être calculé en termes de fréquence ω , des constantes de temps du filtre T_1 et T_2 , et des paramètres de conception K_ϕ , K_{VCO} , et N .

$$G(s).H(s)|_{s=j\omega} = \frac{-K_\phi.K_{VCO}(1 + j\omega.T_2)}{\omega^2.C_1.N(1 + j\omega.T_1)} \cdot \frac{T_1}{T_2} \quad (\text{III.9})$$

L'équation III.9 montre que le terme phase dépendra d'un pôle et d'un zéro comme la marge de phase décrite par l'équation III.10. La marge de phase disponible est donc proportionnelle au rapport de C_1 et C_2 .

$$\phi(\omega) = \tan^{-1}(\omega \cdot T_2) - \tan^{-1}(\omega \cdot T_1) + 180^\circ \quad (\text{III.10})$$

La dérivée de la marge de phase égale à zéro est montrée dans l'équation III.11 :

$$\frac{d\Phi}{d\omega} = \frac{T_2}{1 + (\omega \cdot T_2)^2} - \frac{T_1}{1 + (\omega \cdot T_1)^2} = 0 \quad (\text{III.11})$$

Le point de fréquence correspondant au point d'inflexion de phase se trouve en termes de constantes du temps du filtre T_1 et T_2 . Cette fréquence est donnée par la relation :

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{T_1 \cdot T_2}} \quad (\text{III.12})$$

Pour assurer la stabilité de la boucle, on veut que la marge de phase soit maximale lorsque l'amplitude du gain en boucle ouverte est égale à 1. L'équation III.13 donne alors :

$$C_1 = \frac{K_\Phi \cdot K_{VCO} \cdot T_1}{\omega_p^2 \cdot N \cdot T_2} \cdot \left\| \frac{(1 + j\omega_p \cdot T_2)}{(1 + j\omega_p \cdot T_1)} \right\| \quad (\text{III.13})$$

Par conséquent, si la largeur de bande de boucle ω_p et la marge de phase Φ_p sont spécifiées, le système d'équation III.6 à l'équation III.13 nous permet de calculer les deux constantes de temps T_1 et T_2 . Les constantes T_1 et T_2 sont :

$$T_1 = \frac{\sec \Phi_p - \tan \Phi_p}{\omega_p} \quad (\text{III.14})$$

$$T_2 = \frac{1}{\omega_p^2 \cdot T_1} \quad (\text{III.15})$$

A partir des constantes de temps T_1 et T_2 et la largeur de bande de boucle ω_p , les valeurs pour C_1 , R_2 et C_2 sont données par les relations suivantes :

$$C_1 = \frac{T_1}{T_2} \cdot \frac{K_\Phi \cdot K_{VCO}}{\omega_p^2 \cdot N} \cdot \sqrt{\frac{1 + (\omega_p \cdot T_2)^2}{1 + (\omega_p \cdot T_1)^2}} \quad (\text{III.16})$$

$$C_2 = C_1 \left(\frac{T_2}{T_1} - 1 \right) \quad (\text{III.17})$$

$$R_2 = \frac{T_2}{C_2} \quad (\text{III.18})$$

Le bruit dans les diviseurs et la pompe de charge à des multiples de la fréquence de référence F_{ref} , peut causer des bandes latérales FM non désirées à la sortie RF. Dans les communications sans fil, la fréquence de comparaison du détecteur de phase est généralement un multiple de l'espacement entre canaux. Ces bandes latérales peuvent causer du bruit dans les canaux adjacents. Donc un filtrage additionnel de ces pics de référence est souvent nécessaire, cela dépend en fait de l'étroitesse de la largeur de bande du filtre de boucle. En effet, des temps d'accrochage en dessous de la milliseconde

sont nécessaires pour assurer la commutation entre les canaux de fréquence si bien que le filtre de boucle a nécessairement une bande passante large.

Pour répondre à ces contraintes critiques, l'emplacement d'une résistance en série et une capacité parallèle avant le VCO fournit un pôle passe bas capable de mieux atténuer les raies non désirées. La configuration recommandée de ce filtre est illustrée sur la figure III.4.

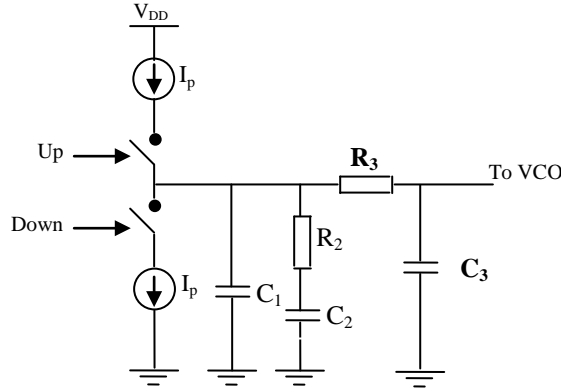


Figure III.4. Filtre de boucle de troisième ordre combiné avec la pompe de charge.

L'atténuation ajoutée par le filtre passe-bas est :

$$ATTEN = 20 \log \left[\left(2 \cdot \pi \cdot F_{ref} \cdot R_3 \cdot C_3 \right)^2 + 1 \right] \quad (\text{III.19})$$

On finit la constante de temps comme suit :

$$T_3 = R_3 \cdot C_3 \quad (\text{III.20})$$

Ainsi en termes d'atténuation des raies de références ajoutées par le pole passe-bas, nous aurons :

$$T_3 = \sqrt{\frac{10^{\left(\frac{ATTEN}{20}\right)} - 1}{(2 \cdot \pi \cdot F_{ref})^2}} \quad (\text{III.21})$$

Afin d'atténuer de manière significative les raies parasites, le pôle additionnel doit être inférieur à la fréquence de référence.

La fonction de transfert de l'impédance du filtre de boucle montré dans la figure III.4 est :

$$Z_{filt3} = \frac{Z(s) \left(\frac{1}{C_3 \cdot s} \right)}{Z(s) + R_3 + \left(\frac{1}{C_3 \cdot s} \right)} \quad (\text{III.22})$$

Où $Z(s)$ est la fonction de transfert du filtre de deuxième ordre donnée par l'équation (III.6).

En se basant sur les équations (III.6), (III.7), (III.8), (III.9) et (III.20), il en résulte l'équation simplifiée suivante de la fonction de transfert de la boucle ouverte:

$$G(s)H(s) \Big|_{s=j\omega} = \frac{-K_{\phi} \cdot K_{VCO} \cdot (1 + j\omega \cdot T_2)}{\omega^2 \cdot C_1 \cdot N \cdot (1 + j\omega \cdot T_1)} \cdot \frac{T_1}{T_2} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \cdot T_3} \quad (\text{III.23})$$

$$\Phi(\omega) \propto (1 + \omega \cdot T_2)(1 - \omega \cdot T_1)(1 - \omega \cdot T_3) \quad (\text{III.24})$$

De même pour l'équation (III.15)

$$T_2 = \frac{1}{\omega^2 \cdot (T_1 + T_3)} \quad (\text{III.25})$$

Remplaçant l'équation (III.25) dans l'équation (III.24), on obtient :

$$\Phi(\omega) \propto 2 - \omega^2 \cdot T_1 \cdot T_3 - j\omega(T_1 + T_3) + \frac{j}{\omega(T_1 + T_3)} \frac{j\omega \cdot T_1 + T_3}{(T_1 + T_3)} \quad (\text{III.26})$$

Ainsi

$$\tan \Phi = \frac{-\omega(T_1 + T_3) - \frac{\omega \cdot T_1 + T_3}{(T_1 + T_3)} + \frac{1}{\omega(T_1 + T_3)}}{2 - \omega^2 \cdot T_1 \cdot T_3} \quad (\text{III.27})$$

Supposant :

$$\omega^2 \cdot T_1 \cdot T_3 < 2 \quad (\text{III.28})$$

Après calcul, nous obtenons l'équation caractéristique :

$$\omega^2 + \omega \cdot \frac{2 \cdot \tan \Phi \cdot (T_1 + T_2)}{(T_1 + T_3)^2 + T_1 \cdot T_3} - \frac{1}{(T_1 + T_3)^2 + T_1 \cdot T_3} = 0 \quad (\text{III.29})$$

A partir de cette équation, on peut déterminer la fréquence de coupure ω_c .

$$\omega_c = \frac{\tan \Phi \cdot (T_1 + T_3)}{(T_1 + T_3)^2 + T_1 \cdot T_3} \cdot \left[\left[\sqrt{1 + \frac{(T_1 + T_3)^2 + T_1 \cdot T_3}{[\tan \Phi \cdot (T_1 + T_3)]^2}} \right] - 1 \right] \quad (\text{III.30})$$

La capacité C_1 peut être exprimée au moyen de la relation :

$$C_1 = \frac{T_1}{T_2} \cdot \frac{K_\Phi \cdot K_{VCO}}{\omega_c^2 \cdot N} \cdot \left[\sqrt{\frac{1 + \omega_c^2 \cdot T_2^2}{(1 + \omega_c^2 \cdot T_1^2) \cdot (1 + \omega_c^2 \cdot T_3^2)}} \right] \quad (\text{III.31})$$

De même nous avons pour le filtre de 2^{ème} ordre:

$$C_2 = C_1 \cdot \left(\frac{T_2}{T_1} - 1 \right) \quad (\text{III.32})$$

$$R_2 = \frac{T_2}{C_2} \quad (\text{III.33})$$

Les seules valeurs des composants qui doivent être déterminées concernent le pôle passe-bas supplémentaire. Puisque ces valeurs sont déterminées à partir des équations (III.19), (III.20), elles sont quelque peu arbitraires. Toutefois il n'est pas prudent d'avoir une capacité C_3 de valeur égale ou

supérieure à celles des autres capacités, du fait que le principe de base pour de telles applications est de choisir $C_3 \leq C_1/10$ [38], autrement la constante du temps T_3 agira sur les autres pôles primaires du filtre. De même, on choisit la valeur de R_3 au moins deux fois la valeur de R_2 [38]. Le choix de C_3 dépend aussi de la capacité d'entrée de la diode varicap du VCO qui s'ajoutera en parallèle.

III.6 Bruit de phase

Le bruit de phase est un phénomène très important pour les systèmes de télécommunication. Ce bruit dégrade des performances du système en réduisant le rapport signal-bruit, en augmentant la puissance du canal adjacent et en réduisant le rejet de ce canal adjacent [40].

La définition usuelle du bruit de phase à bande latérale unique **SSBPN** (Single Side Band Phase Noise) est celle-ci :

$$|L(f_c)|_{\text{dBc/Hz}} = 10 \log \left(\frac{P_{(f_c + f_{\text{signal}}, 1\text{Hz})}}{P_{f_{\text{signal}}}} \right) \quad (\text{III.34})$$

Le bruit de phase se caractérise par une variation aléatoire de la phase du signal qui se traduit par un étalement du spectre de la raie principale, jusqu'à quelques MHz. Il correspond au rapport de la densité spectrale de puissance sur une bande normalisée de 1Hz centrée sur la fréquence $f_{\text{signal}} + f_c$ et de la puissance du signal de sortie à la fréquence f_{signal} . Il est noté $L(f_c)$ en dBc/Hz [41].

Le bruit de phase du synthétiseur a principalement deux effets sur un émetteur-récepteur. Le premier est la dégradation du rapport signal sur bruit de la transmission, si tout ou partie de l'information est portée par la phase de la porteuse [41]. Le second effet est similaire à celui des raies parasites : avec le bruit de phase, un émetteur va rayonner de l'énergie sur les canaux adjacents, alors qu'un récepteur va recevoir de l'énergie des canaux adjacents [42]. Le phénomène de bruit de phase peut être le résultat du bruit thermique, du bruit dans tous les composants actifs ou passifs. La figure au-dessous représente les différentes sources de bruit qui influent sur les performances des synthétiseurs de fréquence.

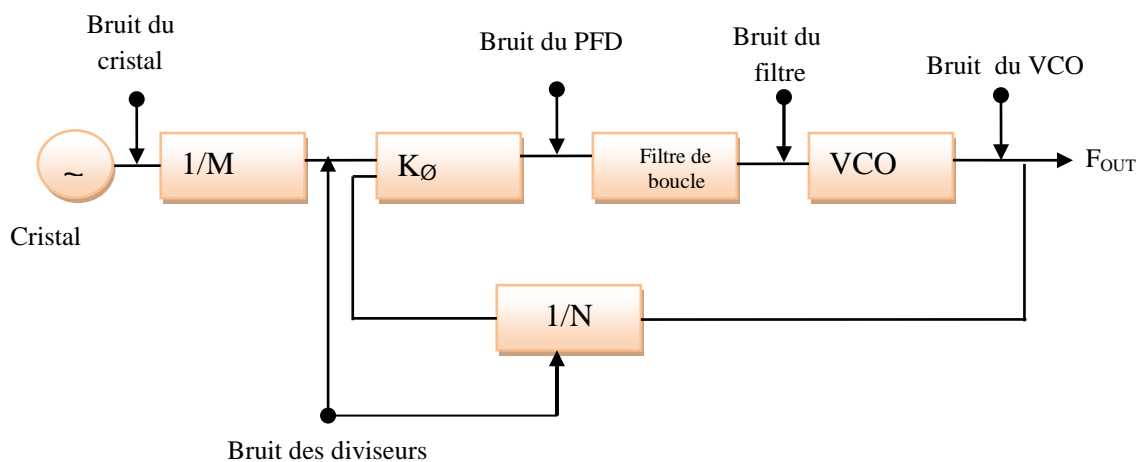


Figure III.5. Représentation des différentes sources de bruit pour le synthétiseur de fréquence à base de PLL.

III.7 Conclusion

Ce chapitre a mis en évidence la conception des différents blocs de synthétiseur de fréquence à division entière à base de la PLL. Nous avons détaillé la conception du filtre de boucle nécessaire pour déterminer les performances ainsi que la stabilité du système. Nous avons exposé les différentes sources de bruit affectant les performances de la PLL. Le chapitre suivant sera donc consacré à la simulation de synthétiseur de fréquence à division entière pour la communication satellitaire opérant dans la bande S.

Chapitre IV

Résultats et Interprétations

IV.1 Introduction

La théorie précédente nous a permis de développer une conception rigoureuse introduite sous le logiciel industriel ADIsimPLL afin de comprendre le fonctionnement de chaque étage du synthétiseur de fréquence et pour visualiser les différents signaux de sortie. Dans ce contexte, ce chapitre décrit les résultats de simulation et de conception d'un synthétiseur de fréquence destiné pour les applications des communications satellitaires dans la bande S. Nous discutons également les effets du bruit de phase dans chaque composant constituant le circuit et des raies de référence sur les performances du système. Une évaluation précise du filtre de boucle est nécessaire afin d'optimiser un compromis entre le temps stabilisation de la PLL lorsqu'il s'agit d'un changement de la fréquence et le niveau des raies de références. Nous établirons cette conception en se basant sur le synthétiseur de fréquence ADF 4106 d'*Analog Devices*.

IV.2 Présentation de logiciel de simulation ADIsimPLL

L'outil de conception ADIsimPLL est un outil complet et facile, utilisé pour la conception et la simulation, de synthétiseur à base de PLL. Tous les effets non linéaires clés qui peuvent avoir une influence sur les performances du PLL peuvent être simulés, y compris le bruit de phase, les spurs et l'impulsion anti-backlash [43]. La famille de synthétiseurs ADF4xxx peut servir une gamme d'applications telles que les stations de base sans fil, le réseau local, les téléphones mobiles et les PDA (Personal Digital Assistant), l'accès sans fil à large bande, l'équipement industriel, l'instrumentation et l'équipement de test, le satellite, le sonar et le CATV. L'outil de conception ADIsimPLL d'Analog Devices offre un support pour les synthétiseurs les plus récents de l'entreprise, y compris le nouveau PLL ADF4351 hautement intégré pour la station de base et les applications générales et le récepteur large bande intégré ADRF6850 pour les applications satellitaires [43]. Ce logiciel est toujours en cours de développement par des ingénieurs en vue d'optimiser les conceptions rendant plus rapide et plus facile à atteindre des objectifs visés pour des différentes applications [44]. La figure IV.1 représente l'interface graphique du logiciel ADIsimPLL.

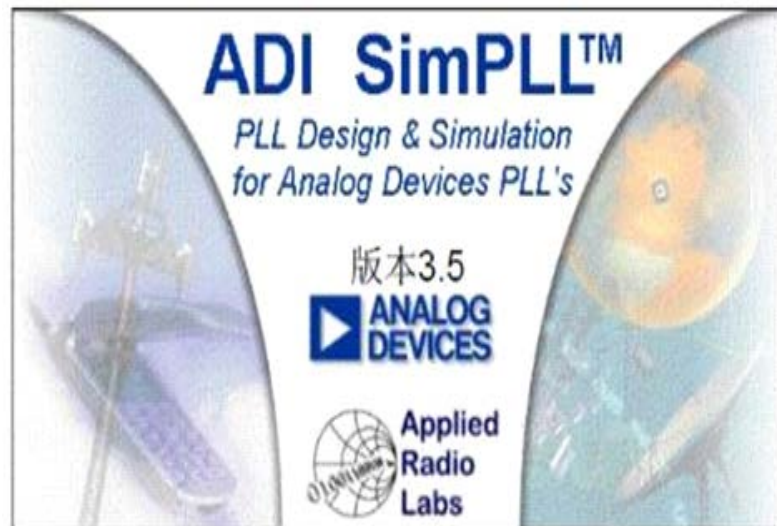


Figure IV.1. Interface du logiciel ADIsimPLL.

IV.3 La simulation d'un synthétiseur de fréquence à la communication satellitaire dans la bande S

Dans cette application, nous avons choisi de simuler le modèle du synthétiseur de fréquence à base de PLL avec le logiciel ADIsimPLL. Ce logiciel est bien adapté pour des modélisations, des simulations et des analyses de systèmes dynamiques. Il permet de construire rapidement un schéma bloc, en reliant entre eux des modèles basiques prédéfinis, de simuler le comportement du système, d'évaluer ses performances et d'affiner la conception.

Le synthétiseur de fréquence ADF 4106 peut être utilisé pour réaliser des oscillateurs locaux dans les systèmes up-conversion et down-conversion de récepteurs ou émetteurs des stations satellitaires. Il se compose un détecteur de phase numérique (PFD), une pompe de charge de précision, un diviseur de référence programmable, un compteur A, R et B, et un préscaler ($P / P + 1$). La figure IV.2 représente le schéma bloc de l'ADF 4106 [45].

L'ADF4106, capable de générer et de contrôler un signal très stable de faible bruit dans la gamme des fréquences exceptionnellement large [0 – 6 GHz]. La société Analog Devices a également introduit une famille de mélangeurs hautement intégrés actifs et passifs qui sont bien adaptés pour une utilisation dans des applications de communication radio mobiles.

Le synthétiseur de fréquence (PLL) ADF 4106 se compose d'un détecteur phase-fréquence numérique à faible niveau de bruit, d'une pompe de charge haute précision, d'un diviseur de référence programmable et de diviseurs haute fréquence programmables. Il est possible de mettre en œuvre un synthétiseur complet en utilisant la PLL avec un filtre de boucle externe et un oscillateur commandé en tension (VCO). La PLL peut être utilisée pour commander des oscillateurs VCO hyperfréquence externes via un filtre de boucle.

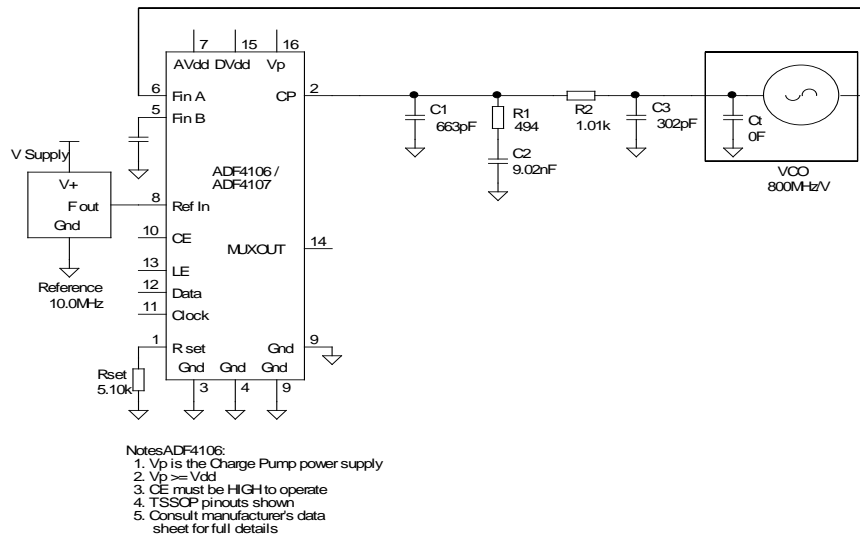


Figure IV.3. Schéma de l'ADF4106 pour ADIsimPLL.

Le choix de la fréquence de référence de coupure du filtre résulte d'un compromis entre le bruit de phase du signal produit par le synthétiseur et sa pureté spectrale (niveau des raies parasites espacées de la fréquence de référence). Les valeurs des composants du filtre du 3^{ème} ordre issues de calcul pour une marge de phase de 45° et une largeur de boucle de 100 kHz sont montrées sur le tableau IV.2 que l'on approchera sans grand inconvénient par les valeurs normalisées.

Capacités du filtre	Résistance du filtre
$C_1 = 663 \text{ pF}$	$R_1 = 494 \text{ } \Omega$
$C_2 = 9.02 \text{ nF}$	$R_2 = 1.01 \text{ K } \Omega$
$C_3 = 302 \text{ pF}$	

Tableau IV.2. Valeurs du filtre de boucle du troisième ordre.

IV.5 Les réponses fréquentielles de la boucle

La figure IV.4 illustre le leakage spurs. Ces pics parasites apparaissent à chaque multiple de la fréquence de référence (correspondant aux instants de comparaison). Les causes de celles-ci sont doubles: la dissymétrie du courant de la pompe de charge, et les courants de fuite de celles-ci [46]. Le courant de fuite est connu sous le nom leakage. Ce courant doit être inférieur ou égale à un dixième de courant de pompe de charge ($\text{leakage} \leq I_{cp}/10$). Dans notre cas, la valeur du leakage que nous avons introduite dans la conception est de 1 nA. Les résultats de simulation obtenus indiquent les trois premières raies de références de -83 dBc /Hz, -99 dBc /Hz et -109 dBc/Hz à des excentrations de fréquences de 1MHz, 2MHz et 3MHz respectivement. Le Jitter de phase RMS obtenu est de l'ordre de 0,92 degrés.

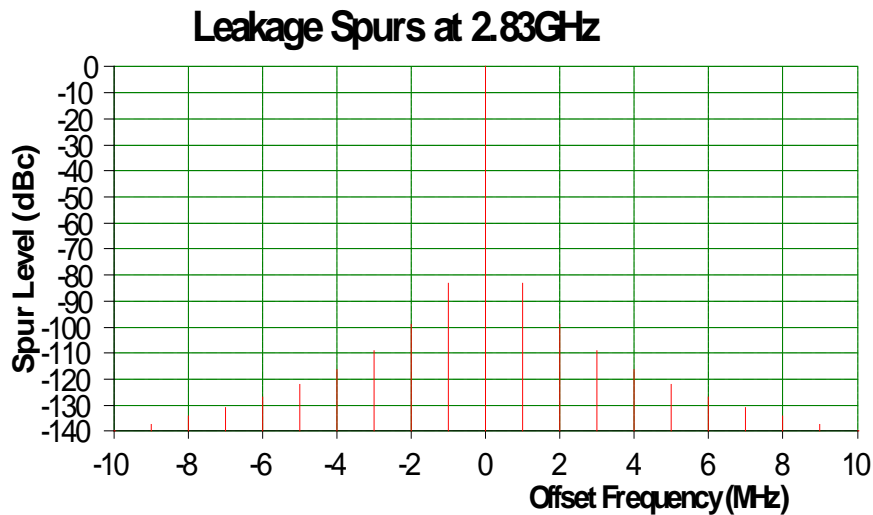


Figure IV.4. Leakage spurs.

Les figures IV.5 et IV.6 représentent respectivement les courbes des fonctions de transfert en boucle ouverte et en boucle fermée qui correspondent respectivement aux équations (III.4), (III.5) présentées dans le chapitre III. Nous remarquons qu'à partir du gain de la fonction de transfert en boucle ouverte (tracé de Bode), nous avons pu déterminer la valeur de ω_p correcte (le point où le gain est égal à zéro). Le tracé de Bode de la fonction de transfert en boucle ouverte nous donne $\omega_p = 100 \text{ kHz}$ et une marge de phase de 45° . Dans la largeur de bande de boucle du synthétiseur, la fonction de transfert de la boucle fermée est très grande en amplitude (figure IV.6), ce qui provoque par conséquent une augmentation du niveau du bruit de l'oscillateur de référence. Ce gain est constant jusqu'à ce qu'il atteigne la largeur de bande de la boucle, ensuite il chute rapidement. Cette fonction représente aussi le gain du bruit dans la bande passante limitée par une fréquence de coupure et l'atténuation de ce bruit au dessus de cette fréquence. Le gain dans la bande passante de la boucle vient en grande partie du rapport de division N de la boucle.

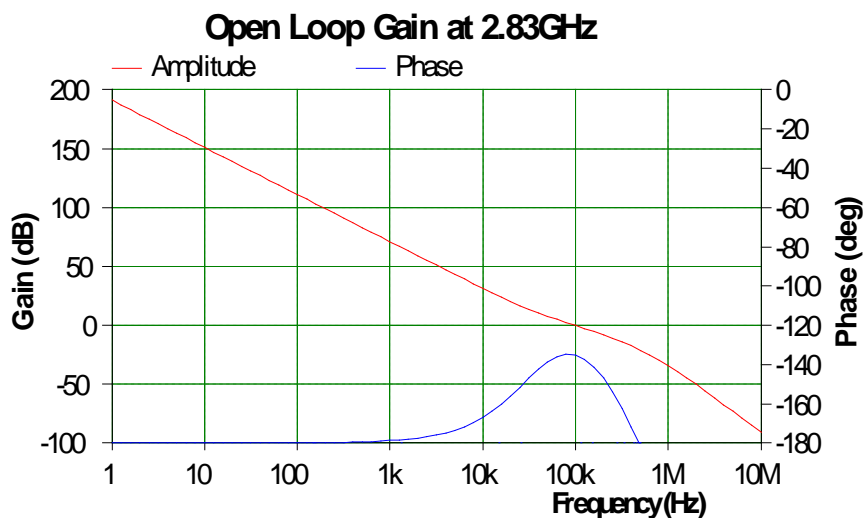


Figure IV.5. Réponses de la boucle ouverte.

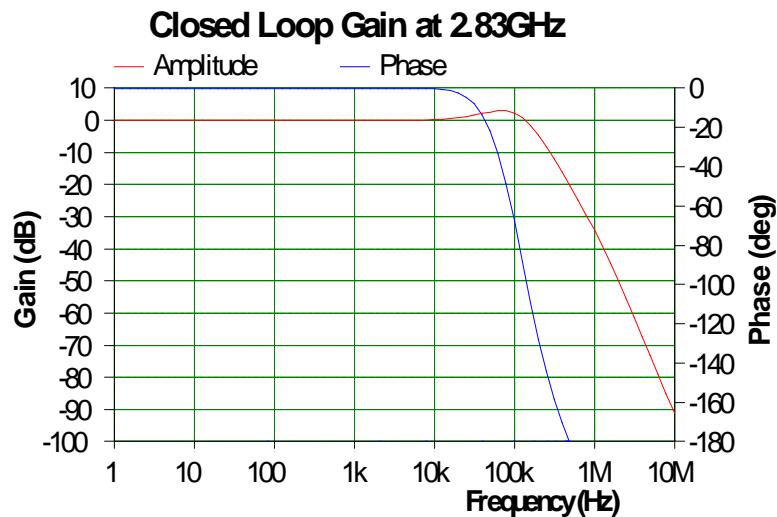


Figure IV.6. Réponses de la boucle fermée.

Dans le but de démontrer que le bruit du VCO est hautement filtré par la PLL, en provoquant la réjection du bruit de phase ou erreur de phase dans la bande de boucle (les fréquences inférieures à 100 kHz), la figure IV.7 expose la réponse de l'erreur de la boucle. Cette fonction est obtenue par association entre les réponses de la boucle ouverte et fermée.

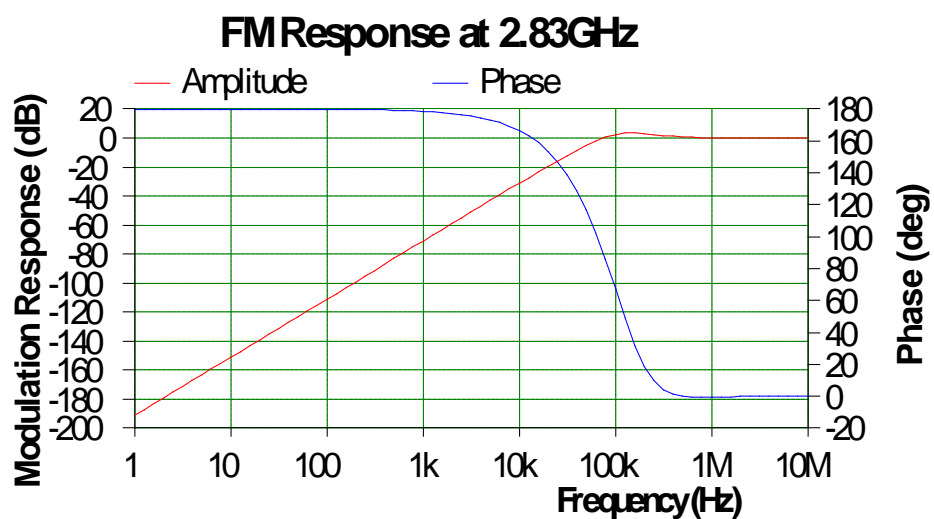


Figure IV.7. Réponse d'erreur de la boucle

Le bruit de phase est un critère primordial à prendre en compte pour la réalisation d'un synthétiseur de fréquence. Le bruit de phase total du PLL et également les courbes de bruit de phase des différents composants (l'oscillateur de référence, chip, filtre de boucle et le VCO) sont montrés sur la figure IV.8. Il est à signaler que les raies de référence ne sont pas incluses dans le bruit total. Les résultats montrent qu'à l'intérieur de la largeur de bande de boucle (1 Hz – 100 kHz), le niveau du

bruit de l'oscillateur de référence est plus important du fait que le gain de la fonction de transfert en boucle fermée est élevé dans cette bande.

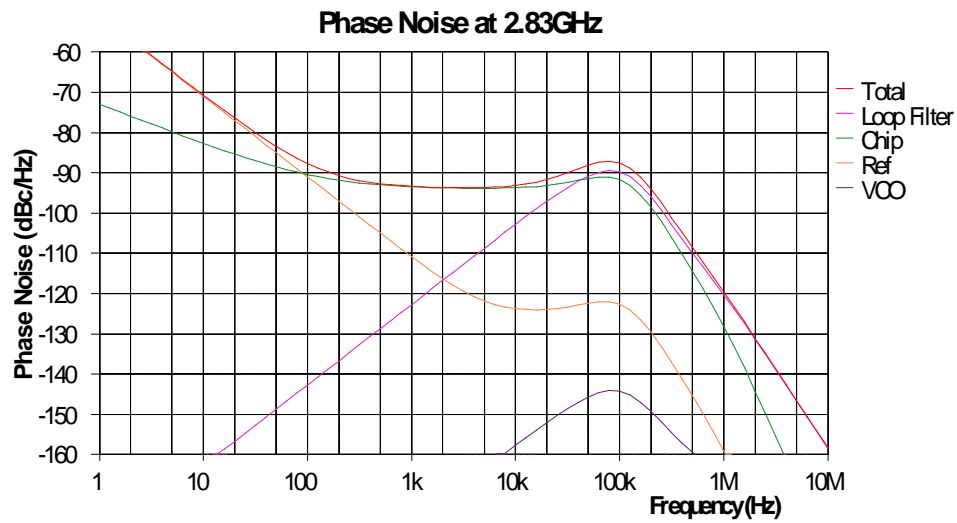


Figure IV.8. Bruit du VCO, l'oscillateur de référence, la puce et le filtre de boucle.

IV.6 La réponse temporelle

La réponse temporelle de la PLL est représentée sur la figure IV.9. Cette réponse a démontré que, pour un saut de fréquence égal la largeur de la bande S (dans notre application 2 GHz), le temps de convergence ou de stabilisation est d'environ 48.55 μ s. Ce temps est largement suffisant et très favorable pour les applications du système de communications satellitaires.

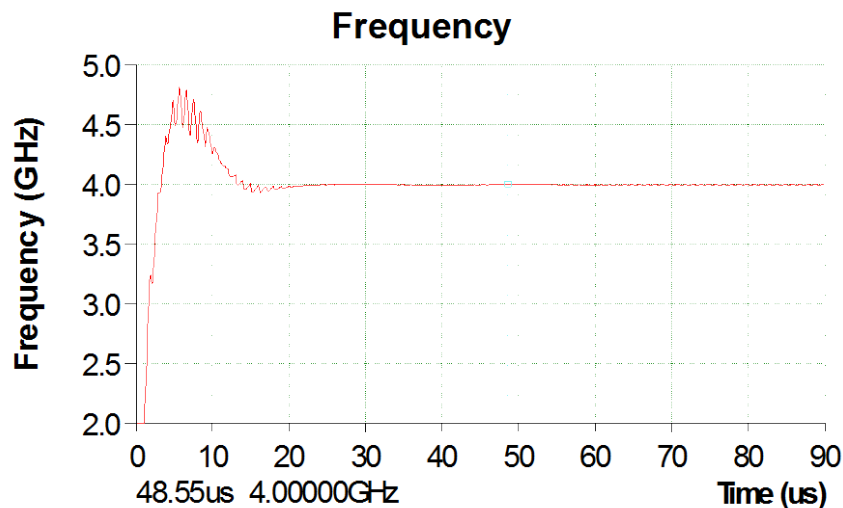


Figure IV.9. Réponse temporelle de la PLL.

IV.7 Les impacts de la largeur de bande de la boucle sur les performances du synthétiseur de fréquences

La largeur de bande de boucle est le paramètre le plus critique pour la conception du filtre de boucle. Dans cette partie, nous allons étudier l'impact de la largeur de bande de boucle sur les performances de système (les niveaux de spurs à des multiples de la fréquence de comparaison, le temps de verrouillage ainsi que l'erreur de phase RMS (Phase Jitter) et le bruit de phase). La marge de phase à 45° est un bon point de départ pour faire cette étude. On a changé la largeur de bande de boucle tout en respectant la condition $\omega_p \leq \frac{F_{ref}}{10}$. Le tableau IV.3 expose l'impact de la largeur de bande de boucle sur les performances du système.

Largeur de bande de boucle (kHz)	Bruit de phase A 100 kHz (dBc/Hz)	Spurs (dBc)			Temps de réponse (μ s)	Jitter (degrés)
		1 MHz	2 MHz	3 MHz		
30	-97.76	-112	-130	-140	208.12	1.04
35	-95.94	-108	-126	-136	172.15	1.06
40	-94.39	-105	-122	-133	142.03	1.06
45	-93.06	-102	-119	-130	117.08	1.07
50	-91.92	-99	-116	-127	104.13	1.07
55	-90.96	-97	-114	-124	91.15	1.06
60	-90.16	-95	-112	-122	81.15	1.05
65	-89.49	-93	-110	-120	76.03	1.04
70	-88.95	-91	-108	-118	71.50	1.03
75	-88.52	-90	-106	-116	66.42	1.01
80	-88.19	-88	-105	-115	58.36	1
85	-87.94	-87	-103	-113	55.15	0.98
90	-87.76	-86	-102	-112	52.16	0.96
95	-87.64	-84	-100	-110	50.60	0.94
100	-87.57	-83	-99	-109	48.55	0.92

Tableau IV.3. Analyse de bruit de phase, spurs et temps de réponse pour des différentes valeurs de la largeur bande de la boucle.

La figure IV.10 expose la variation des différents paramètres du tableau IV.3 en fonction de la largeur de bande de boucle w_p .

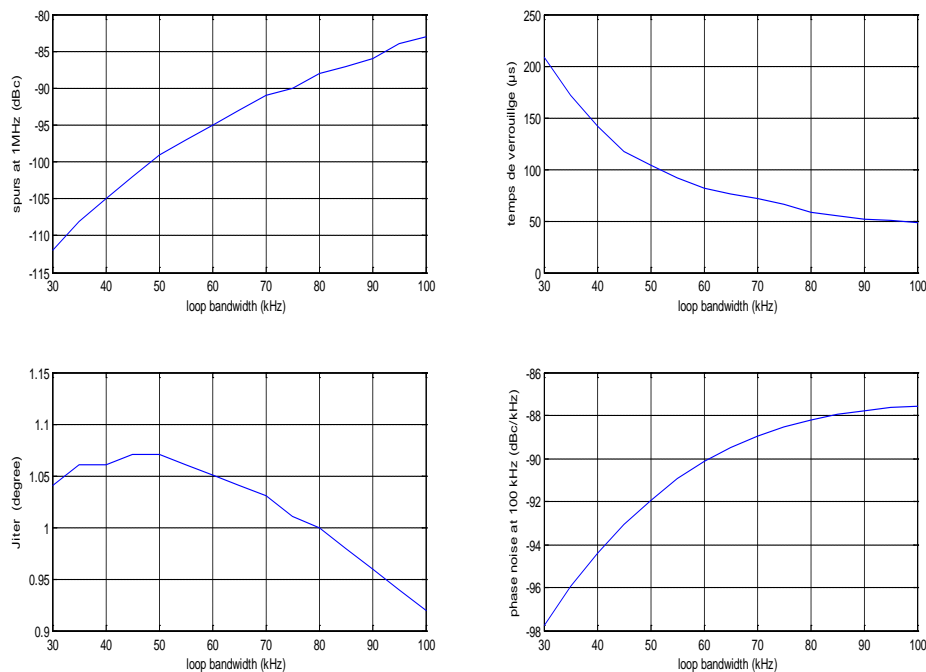


Figure IV.10. Représentation graphique de la variation de temps de verrouillage, jitter, bruit de phase et spurs en fonction de w_p .

Les figures IV.10, IV.11 et IV.12 représentent l'impact de la largeur de bande de boucle sur le temps de commutations et le niveau des raies de références.

Généralement, plus la bande de boucle est minimale, plus les raies de référence (spurs) diminuent mais le temps de verrouillage augmente. La bande passante est l'un des paramètres les plus critiques pour la conception d'une PLL. La bande passante de boucle est déterminée par plusieurs facteurs, notamment le filtre de boucle, qui est généralement externe au circuit intégré de la PLL. L'utilisateur choisit donc une bande passante de boucle et conçoit pour ce paramètre. Le compromis de la conception classique des PLL est établi entre le temps de verrouillage et les raies de référence. Si quelqu'un conçoit son système pour une bande passante de boucle étroite, les niveaux de raies de référence sont beaucoup plus réduits, mais le temps de verrouillage est dégradé. Si on augmente la bande passante de boucle, le temps de verrouillage peut être amélioré au détriment de niveaux des raies de référence.

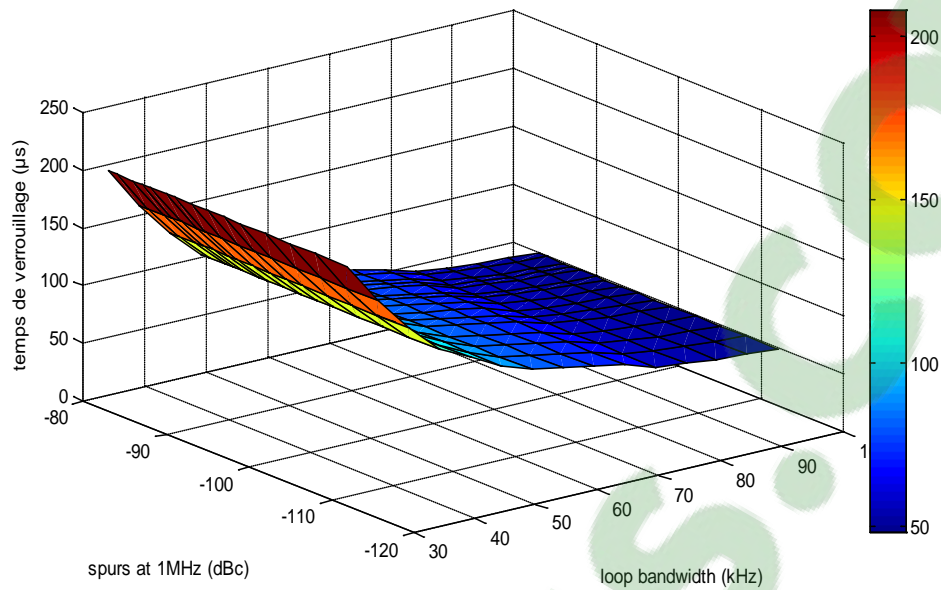


Figure IV.11. Représentation graphique en 3D de la variation de temps de verrouillage et spurs en fonction de w_p .

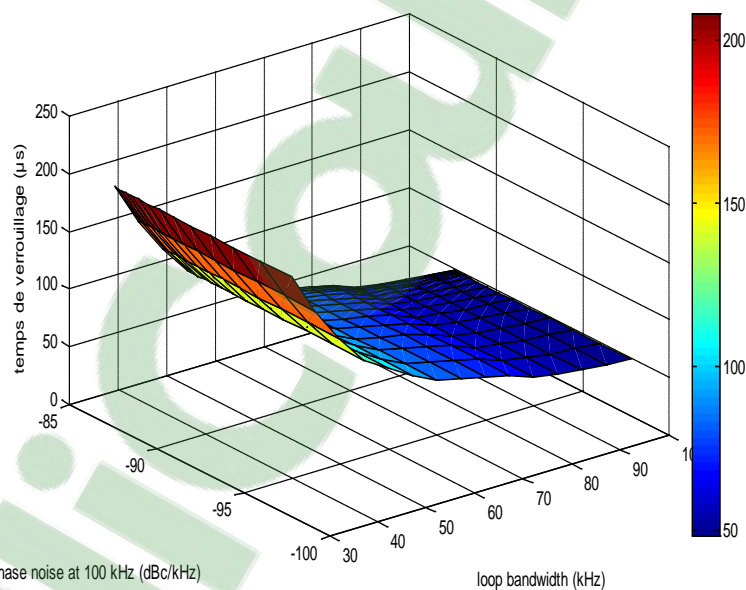


Figure IV.12. Représentation graphique en 3D de la variation de temps de verrouillage et de bruit de phase en fonction de w_p .

IV.8 Les impacts de la marge de phase sur les performances du synthétiseur de fréquences

Les impacts de la marge de phase sur les performances du système sont également discutés dans ce mémoire. Pour un filtre de boucle stable avec des composants positifs réels, il est nécessaire de le concevoir avec une marge de phase plus grande que zéro et moins de 90 degrés.

Afin de voir l'influence de la marge de phase sur le temps de verrouillage, l'erreur de phase, le bruit de phase et les spurs, on a établi cette étude en variant la marge de 30° à 70° .

Le tableau ci-dessous représente l'effet de la variation de la marge de phase sur le bruit de phase, le temps de réponse, le jitter et le niveau de Spurs.

Marge de phase (°)	Bruit de phase à 100kHz (dBc/Hz)	Spurs (dBc)			Temps de réponse (µs)	Jitter (degree)
		1MHz	2MHz	3MHz		
30	-85.54	-86	-102	-112	70.86	0.96
35	-86.45	-85	-101	-111	56.23	0.93
40	-87.12	-84	-100	-110	52.55	0.92
45	-87.57	-83	-99	-109	48.55	0.92
50	-87.77	-82	-98	-108	46.43	0.95
55	-87.62	-81	-96	-106	42.08	1
60	-86.3	-79	-95	-105	54.56	1.13
65	-84.94	-78	-93	-103	87.41	1.47
70	-78.63	-76	-91	-100	135.19	3.14

Tableau IV.4. Analyse de bruit de phase, spurs et temps de réponse pour des différentes valeurs de la marge de phase.

La figure IV.13 montre une représentation des spurs, de temps de verrouillage, de jitter et de bruit de phase en fonction de la marge de phase. Les graphes ci-dessous sont obtenus par MATLAB.

Parfois, la PLL est modulée avec l'information, et il est plus important d'avoir la réponse du filtre aussi plate que possible. L'objectif de conception est de réduire l'erreur de phase *RMS*. Mener une conception en utilisant un filtre de troisième ordre avec une largeur de bande de boucle de 100 kHz et avec des marges de phase plus élevées aide également à supprimer le bruit du VCO dans la largeur de bande de boucle comme illustrée sur les figures IV.13 et IV.15.

Egalement, une grande marge de phase réduit le temps de verrouillage de boucle avec une diminution au bruit de phase mais cela s'enregistre après une valeur 60°, le bruit de phase de phase augmente et la réponse de la PLL devenue plus lente. En outre, elle a un impact très significatif sur les niveaux de spurs, l'augmentation de la marge de phase provoque des raies de référence élevées et par conséquent les performances de système sont dégradées. Pour l'erreur de phase (jitter), si la marge de phase est grande, l'erreur de phase a des valeurs élevées. Ceci est bien montré sur les figures IV.13 et IV.14.

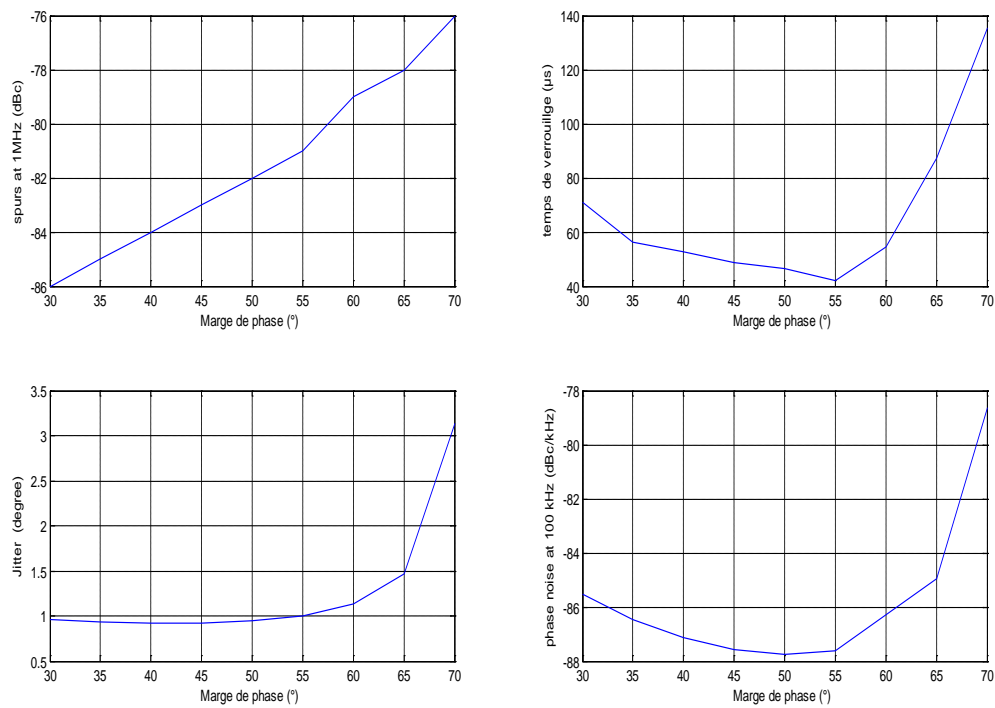


Figure IV.13. Représentation graphique de la variation de temps de verrouillage, jitter, bruit de phase et spurs en fonction de la marge de phase.

Les figures IV.14 et IV.15 illustrent les représentations en 3D de l'effet de la marge de phase de sur de temps de verrouillage, spurs et bruit de phase.

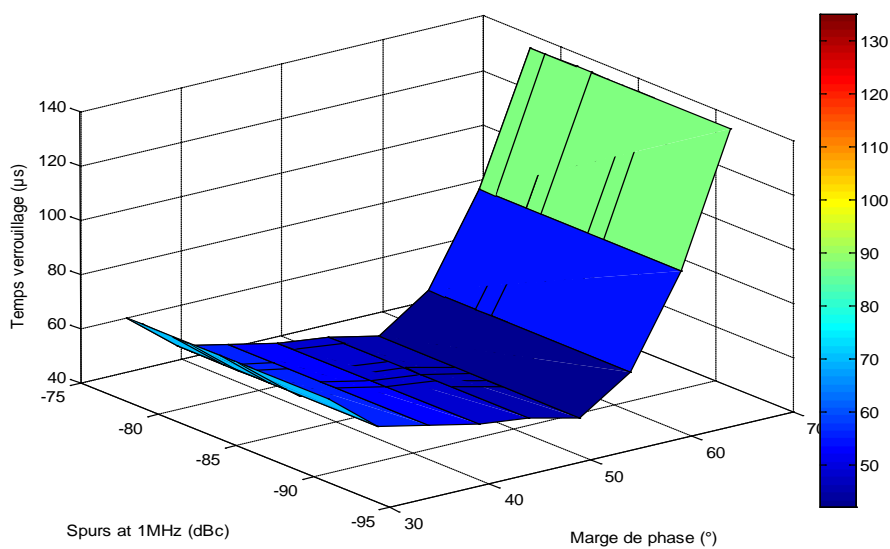


Figure IV.14. Représentation graphique en 3D de la variation de temps de verrouillage et spurs en fonction de la marge de phase.

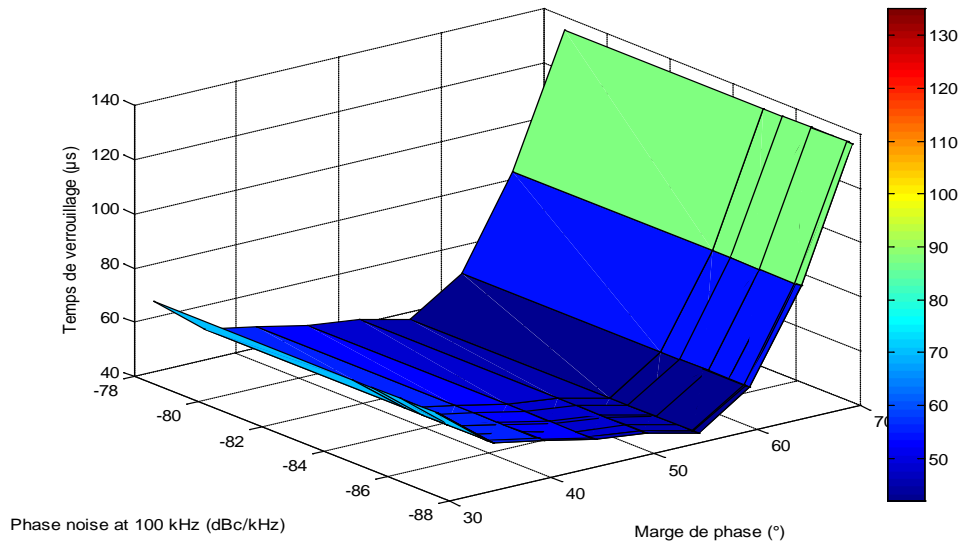


Figure IV.15. Représentation graphique en 3D de la variation de temps de verrouillage et bruit de phase et en fonction de la marge de phase.

IV.9 Conclusion

La simulation et la conception d'un synthétiseur de fréquence opérant dans la bande S avec une fréquence de référence 1MHz sont présentées dans ce chapitre. Cette analyse nous a permis de comprendre le comportement physique de chaque bloc constituant la PLL. Nous avons pris en considération l'effet de la marge de phase et la largeur de bande de boucle sur le temps de verrouillage et le niveau des raies de références à des multiples de la fréquence de comparaison. Le signal de sortie obtenu indique une densité de bruit de $-119,6$ dBc/Hz à 1 MHz, un temps de verrouillage de $48,55$ μs pour un saut de fréquence de 2 GHz et une erreur de phase RMS de $0,92$ deg. Ces caractéristiques montrent bien l'importance de ce circuit dans les systèmes satellitaires.

Conclusion Générale

La génération et la transposition de fréquence sont deux fonctions qui apparaissent comme des éléments essentiels particulièrement critiques dans une chaîne d'émission/réception radio. En effet, compte tenu des problèmes d'encombrement spectral liés à la rareté des fréquences disponibles dans le spectre radio, les caractéristiques de bruit de phase pour l'oscillateur doivent satisfaire des spécifications de plus en plus contraignantes. Les systèmes satellitaires privilégient donc, au niveau des besoins en génération de fréquence, les sources synthétisées très stables et intégrables à faible coût. En ce qui concerne le mélangeur, les contraintes classiques de gain, de facteur de bruit et d'intégration à faible coût sont également à prendre en compte.

La synthèse de fréquences est une fonction largement utilisée dans les émetteur-récepteurs radios. En générale, la fonction synthèse de fréquences est réalisée à l'aide d'une boucle à verrouillage de phase. La synthèse de fréquences est une fonction clé dans les systèmes de radiocommunication dont le rôle est de fournir des signaux périodiques. Elle consiste à générer à partir d'un signal fourni par un oscillateur de référence, un signal de fréquence différente. La stabilité de fréquence de l'oscillateur de référence est alors transférée au signal synthétisé.

Les travaux présentés dans ce manuscrit décrivent la conception et l'optimisation d'un synthétiseur hyperfréquences nécessaire pour des émetteurs-récepteurs pour des applications satellitaires. Plus précisément, nous nous sommes penchés, dans ce mémoire, sur la conception d'un synthétiseur de fréquences indirect à division entière capable de traiter les différentes fréquences de la bande S nécessaire pour le système de satellite.

Dans ce mémoire, on a pu qualifier le modèle ADF4106 pour des applications spatiales. Ce modèle a été conçu en utilisant le logiciel professionnel ADISimPLL de la firme Analog Devices. Cette conception nous a fourni toutes les informations sur les principales caractéristiques et performances du système y compris les raies de références à des multiples de la fréquence de comparaison.

Dans les systèmes de télécommunications par satellites, le synthétiseur a souvent des exigences strictes pour le temps d'établissement, défini comme le temps que prend la PLL pour commuter entre deux fréquences différentes. Ce temps est mesuré depuis le début de l'action de commutation de fréquence au temps de la nouvelle fréquence.

Aussi, nous avons pu mettre en évidence les impacts de la marge de phase et de la largeur de la bande de boucle sur les performances de la PLL. Nous avons analysé également les effets du bruit de phase dans chaque composant constituant le circuit sur les performances du système.

Le choix du filtre de la boucle est une partie très critique du synthétiseur de fréquences, raison pour la quelle, nous avons réservé tout une partie dans ce mémoire pour discuter son optimisation. Le principe de l'optimisation suivi est basé sur la recherche du meilleur compromis entre la pureté spectrale et le temps d'acquisition pour répondre aux exigences des applications définies.

Pour notre application, le signal de sortie obtenu indique une densité de bruit de $-119,6$ dBc/Hz à 1 MHz, un temps de verrouillage de 48.55 μ s pour un saut de fréquence de 2 GHz et une erreur de

phase RMS de 0.92 deg. Ces caractéristiques montrent bien l'importance de ce circuit dans les systèmes satellitaires.

De par la nature commerciale de ces systèmes et le contexte de très forte concurrence, un grand nombre d'informations sont à ce jour confidentielles et ne sont donc pas accessibles. Ce présent travail se contentera de présenter les concepts implémentés dans ces différents systèmes qui permettent de gérer la localisation et la mobilité dans une communication satellitaire impliquant un synthétiseur de fréquences à côté d'autres circuits.

Le synthétiseur de fréquences conçu n'a pas pu être réalisé en pratique à cause de la non disponibilité de ces composants sur le marché national.

Cette étude permettra la conception de nouveaux synthétiseurs de fréquences fonctionnant à des fréquences plus élevées en suivant la même démarche pouvant être exploités dans les émetteurs /récepteurs des systèmes satellitaires opérants dans les bande X et Ku .

Bibliographie

Références Bibliographiques

- [1] A. -C. CLARKE, "Extra terrestrial relays:can rocket stations give worldwide radio coverage?", *Magzine de Wireless World*, pp.305–308, October 1945.
- [2] D. -J. WHALE, "NASA: Communications Satellites:Making the Global Village Possible", <https://history.nasa.gov/satcomhistory.html>, 30 Novembre 2010.
- [3] "Les satellites de télécommunication", <http://www.centraphone.fr/satellite.html>.
- [4] NASA administrateur, " 12 July, 1962: The Day Information Went Global ", <https://www.nasa.gov/topics/technology/features/telstar.html>, 31 juil 2015.
- [5] NASA administrateur, " Spotnik1 ", <https://www.nasa.gov/image-feature/explorer-xvii-satellite>, 5 November 2015.
- [6] RR1- Section VIII – Termes techniques relatifs à l'espace, 1.179.
- [7] NASA administrateur, "Les satellites", <https://sites.google.com/site/lessatellitesartificiels/i-les-caracteristiques-des-satellites-artificiels>.
- [8] M. RAZANI, "Information, communication and space technology", Edition 1,2012.
- [9] "les satellites : passé, présent, futur", <https://tpeastronomie2012.wordpress.com/category/1-comment-fonctionnent-les-satellites>.
- [10] Architecture de satellites", <http://eduscol.education.fr/orbito/system/archisat/sat00.htm>.
- [11] D. MINOLI, "innovation in satellite communications technology", Edition 1 ,2015.
- [12] G. MARAL, M. BOUSQUET, "satellite communication, systems technique and technologies", Edition 5 , 2009.
- [13] "Règlement des radiocommunications", <http://www.itu.int/en/history/HistoryDigitalCollectionDocLibrary/regulations/1.41.48.fr.201.pdf> ,2012.
- [14] B. -R. ELBERT, "Introduction to satellite communication", Edition 3, 2008.
- [15] "Repartitions des ondes (Acoustiques, radio-électriques, lumineuses...)", <http://radio.pagesperso-orange.fr/Bandes.htm>, Mai 2015.
- [16] "Downlink and uplink", <http://searchmobilecomputing.techtarget.com/definition/downlink-and-uplink>, Mai 2007.
- [17] N. JEGHAM, "Performances des applications IP dans les systèmes de communications par satellite : cas du DVB-RCS et du DVB-S2", *Thèse de doctorat, Université Paris-Est*, 2008.
- [18] "S band", <http://www.tech-faq.com/s-band.html>, 11 Mars 2016.
- [19] O. -V. BOSSOU, "A simple & accessible front-end satellite receiver for communications and e-learning in emerging countries", *Thèse de doctorat, Ecole polytechnique fédérale de Lausanne*, 2007.

- [20] S. -K. JAIN, J. RAVAL, D. -K. SINGH, S. SINGH, "S-band receiver front-end design for portable satellite ground terminal", *IEEE International Conference on Devices, Circuits and Systems (ICDCS)*, 666-669, 2012.
- [21] S. MASS, "Microwave Mixers", Edition 2, 1993.
- [22] S. SHURENDER, K. SRIVIDHYA, V. MANTHARACHALAM, K. SURESH, M. UMMA HABIBA, "Design of S-Band Frequency Synthesizer for Microwave Applications", *Innovative Space of Scientific Research Journals*, pp. 1110-1115, 2013.
- [23] M. -H. IZADI, B. LEUNG, "PLL-Based Frequency Discriminator Using the Loop Filter as an Estimator", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 49, n° 11, pp. 721-727, November 2002.
- [24] B. SKLAR, "Digital Communications – Fundamentals and applications", *Prentice Hall*, 1988.
- [25] H. KLEPSE, M. SCROLZAND, E. GOTZ, " A 10-GHz SiGe BICMOS Phase-Locked Loop Frequency Synthesizer", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.37, n° 3, pp. 328-335 ,March 2002.
- [26] B. RAZAVI, "Challenges in Portable RF Transceiver Design", *IEEE Circuits and Devices Magazine*, vol 12, pp. 12-25, September 1996.
- [27] P. -O. LUCAS, "Conception orientée délai : étude, développement et réalisation d'une boucle a verrouillage de phase large bande stabilisée par une boucle a verrouillage de délai", *Thèse de doctorat, université Bordeaux 1*, 2011.
- [28] M. SIÉ, "Synthétiseurs de fréquence monolithiques micro-ondes à 10 et 20 GHz en technologies BiCMOS SiGe 0,25 et 0,35 μm ", *Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse*, 2004.
- [29] M. GIRARD, "Boucles`a Verrouillage de phase", 1988.
- [30] R. -E. BEST, "Phase-Locked Loops", *McGraw-Hill Book Company*, 1976.
- [31] U. -L. ROHDE, "Digital PLL Frequency Synthesizers-Theory and Design", *Prentice Hall*, 1988.
- [32] V. LAGARESTE, "Contribution a l'étude de nouvelles architectures de synthétiseur de fréquence", *Thèse de doctorat, Université de Bordeaux 1*, 2006.
- [33] F. -M. GARDNER, "Phase Lock Techniques", 3rd Edition, John Wiley & Sons, Inc, 2005
- [34] T. -H. LEE, "The design of cmos radio-frequency integrated circuits", *cambridge university press*, 1998.
- [35] D. BANERJEE, "PLL Performance, Simulation, and Design", 4th Edition, 2006.
- [36] J. JUYON, "Contribution à la conception de synthèses de fréquence pour liaison satellite embarquée : montée en résolution et réduction de raies parasites", *Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse*, 2013.
- [37] M. VALLET, "Synthèse de fréquence multi-bandes couvrant les ondes millimétriques pour les applications WiFi-WiGig", *Thèse de Doctorat, Université de Bordeaux*, 2015.

- [38] W. -O. KEESE, "An Analysis and Performance Evaluation of a Passive Filter Design Technique for Charge-pump PLL", *National Semiconductor Application Note*, AN-1001, July 2001.
- [39] M. OLIVIER, "Conception de synthèses de fréquences à 24 GHz à base de diviseurs à mémoires D en technologies silicium", *Thèse de Doctorat, Université Bordeaux 1*, 2008.
- [40] K. SHU, E. -S. SINENCIO, "CMOS PLL Synthesizers: Analysis and Design", Springer, 2005.
- [41] M. -C. TSAI, A. OLSEN, D. BLUMBERG, G. CIPRIANO, R. MIGNARD, "Synthesizer Phase Noise Requirements for FSK Microwave Radios", ARFTG Conference Digest-Spring, 53rd, Volume 35, June 1999.
- [42] W. -R YOUNG, T. JR, ASSOCIATE, "Interference between Very-High-Frequency Radio Communication Circuits", *Proceedings of the IRE*, July 1948.
- [43] ADIsimPLL request for software, https://form.analog.com/form_pages/rfcomms/adisimpll.aspx, 2017.
- [44] ADIsimPLL™, "PLL Circuit Design and Virtual Evaluation Software", <http://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/adisimpll.pdf>.
- [45] Analog Devices, "PLL Frequency Synthesizer", Data Sheet ADF4106, www.analog.com
- [46] W. WONG, "Conception de circuits MMIC BiMOS SiGe appliqués à la synthèse de fréquence fractionnaire", <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00011081>, 22 November 2005.

Résumé

Les systèmes de télécommunications utilisent les satellites depuis longtemps pour des différentes applications. Le synthétiseur de fréquence est un des éléments clefs de ces systèmes (émetteurs et récepteurs). Celui-ci est généralement fait à partir de boucle à verrouillage de phase (phase locked loop PLL).

L'objectif de ce travail est de concevoir un synthétiseur de fréquence à division entière à base de PLL fonctionnant sur la bande allant de 2 à 4 GHz pour les communications par satellite. Ce synthétiseur devra présenter un bruit de phase le plus faible possible, un temps de réponse très petit et un faible niveau des raies parasites. La conception a été faite à l'aide du logiciel de conception ADIsimPLL.

Mots clés : Satellite, Boucle à verrouillage de phase (PLL), Synthétiseur de fréquence, Bande S, Conception, Simulation, ADIsimPLL.