

Titre: Générateur de rampe de fréquence ultra linéaire pour un système de positionnement local basé sur le principe de radar à onde continue modulée en fréquence
Title:

Auteur: Tarek Djerafi
Author:

Date: 2005

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Djerafi, T. (2005). Générateur de rampe de fréquence ultra linéaire pour un système de positionnement local basé sur le principe de radar à onde continue modulée en fréquence [Master's thesis, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/7608/>
Citation:

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/7608/>
PolyPublie URL:

Directeurs de recherche: Ke Wu
Advisors:

Programme: Unspecified
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

**GÉNÉRATEUR DE RAMPE DE FRÉQUENCE ULTRA LINEAIRE
POUR UN SYSTEME DE POSITIONNEMENT LOCAL
BASÉ SUR LE PRINCIPE DE RADAR À ONDE CONTINUE MODULEÉ EN
FRÉQUENCE**

TAREK DJERAFI

**DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL**

**MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLOME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES (M.Sc.A.)
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)**

JUILLET 2005



Library and
Archives Canada

Bibliothèque et
Archives Canada

Published Heritage
Branch

Direction du
Patrimoine de l'édition

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file *Votre référence*
ISBN: 978-0-494-16774-8
Our file *Notre référence*
ISBN: 978-0-494-16774-8

NOTICE:

The author has granted a non-exclusive license allowing Library and Archives Canada to reproduce, publish, archive, preserve, conserve, communicate to the public by telecommunication or on the Internet, loan, distribute and sell theses worldwide, for commercial or non-commercial purposes, in microform, paper, electronic and/or any other formats.

The author retains copyright ownership and moral rights in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

AVIS:

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque et Archives Canada de reproduire, publier, archiver, sauvegarder, conserver, transmettre au public par télécommunication ou par l'Internet, prêter, distribuer et vendre des thèses partout dans le monde, à des fins commerciales ou autres, sur support microforme, papier, électronique et/ou autres formats.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur et des droits moraux qui protègent cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this thesis.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de cette thèse.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the thesis.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.


Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

GÉNÉRATEUR DE RAMPE DE FRÉQUENCE ULTRA LINEAIRE
POUR UN SYSTEME DE POSITIONNEMENT LOCAL
BASÉ SUR LE PRINCIPE DE RADAR À ONDE CONTINUE MODULEÉ EN
FRÉQUENCE

présenté par: DJERAFI Tarek

en vue de l'obtention du diplôme de: Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de:

M. BOSISIO Renato, M.SC.A., président

M. WU Ke, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. CALOZ Christophe, Ph.D., membre

A mes parents,
A mes frères et sœurs.

REMERCIEMENTS

Je remercie Monsieur le Professeur Ke Wu, mon directeur de recherche de m'avoir accueilli dans son groupe et surtout pour sa confiance.

Je remercie les techniciens et les professionnels de recherche du laboratoire ; Jules Gauthier, Rock Brassard, Steve Dubé, Éric Marsan et Traian Antonescu sans oublier Jean Frédéric Gagné pour leur assistance, ainsi que les techniciens en informatique.

J'exprime ma gratitude pour Madame Nathalie Lévesque pour son assistance administrative, surtout mes premiers jours à l'école. Je remercie beaucoup Ginette Desparois et Diane Pimparé pour leur aide.

Je tiens tout particulièrement à adresser mes remerciements à mes collègues : Yang Minying pour m'avoir accueilli dans le groupe radar et Lakhdar Bourouba pour sa coopération dans l'avancement de ce projet et pour son amitié.

Je remercie Badr qui a su être un ami et pour le précieux support qu'il m'a apporté.

Je remercie tout le groupe de Poly-Grames pour les discussions enrichissantes et pour tous les moments agréables, je cite spécialement Paul-Andre Barrière, Zacharia Ouadirhi, Maxime Daigle, Stella Filippatos, les Mohamed, Jean-David Lacasse, Dominic Deslandes, Ramin Deban, Jérôme Sirois, Hamdi Abdelaziz, Slim Boumaiza,

El-Jammal Chafic , Hammoud Samih, Mathieu Riel, Constantin Fortier, Jean-Sebastien Décarie.

Je remercie ma famille pour son soutien.

RÉSUMÉ

Le système de positionnement local (LPS) est un système radio pour la recherche et la poursuite d'une cible en temps réel. Le système LPS offre une grande variété d'applications ce qui explique l'augmentation de la demande pour le développement de tels systèmes.

La station de base dans ce système est développée en se basant sur le concept du radar en ondes continue modulée en fréquence (FMCW) à une fréquence de fonctionnement de 5.8 GHz.

Dans ce mémoire, les contraintes et les exigences qui ont un impact direct sur la sélection des paramètres de la station de base FMCW sont détaillées. La précision d'une telle architecture dépend principalement de la linéarité du générateur de rampe de fréquence.

Certaines des techniques de génération de rampe les plus avancées sont examinées dans ce travail, tout au long de la discussion, l'avantage et l'inconvénient de chaque architecture sera présenté.

La linéarité d'un VCO sera améliorée en le commandant dans une boucle à verrouillage de phase (PLL). Les résultats des mesures de linéarités sont présentés et une exactitude sensiblement améliorée sera atteinte.

ABSTRACT

The Local Positioning System (LPS) is a radio system used to search and retrieve objects in real time. The LPS is used for a wide variety of applications which explains the increase in demand for development of this system.

The interrogator in this system is developed based on an Frequency Modulated Continuous Wave (FMCW) radar concept, with an operating frequency of 5.8 GHz.

In this thesis the constraints and the requirements which have a direct impact on the selection of an FMCW base station's characteristics are detailed, as well as the precision of this positioning system which highly depends on the linearity of the frequency ramp generator.

Some of the most advanced synthesizer techniques are surveyed in this study, along with a discussion of the advantages and the disadvantages of each architecture.

The linearity of a VCO will be improved by controlling it in a Phase-Locked-Loop (PLL). The resulting linearity measurements are presented and significantly improved the range resolution.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS.....	v
ABSTRACT.....	viii
TABLE DES MATIÈRES.....	ix
LISTE DES FIGURES.....	xiii
LISTE DES TABLEAUX.....	xviii
LISTE DES NOTATIONS ET DES SYMBOLES.....	xix
INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE 1 PRINCIPE DE MESURE.....	4
1.1 Extraction des objets et estimation de la position.....	4
1.1.1 Angle d'Arrivée (Angle of Arrival : AOA).....	5
1.1.2 Puissance du signal (Received signal strength:RSS).....	6
1.1.3 Motif de signaux.....	7
1.1.4 Mesure de temps.....	8
1.2 Principe d'un radar.....	11
1.2.1 Radar a impulsions.....	13
1.2.2 Radar à ondes continues.....	17
1.3 Etude de la fréquence de battement d'un radar FMCW.....	22
1.4 La Contrainte de la linéarité.....	26

1.5	Définition du cahier des charges.....	27
CHAPITRE 2 LE VCO ET LES SYNTHETISEURS.....		29
2.1	Caractérisation des propriétés du VCO.....	29
2.1.1	Plage d'accord et gain du VCO	29
2.1.2	Variation de la sensibilité	31
2.1.3	Stabilité	35
2.1.4	Variation à la charge (Pulling).....	36
2.1.5	Variation à la tension d'alimentation (Pushing)	37
2.1.6	Puissance.....	38
2.1.7	Bruit de phase (SSB).....	39
2.1.8	Contenu harmonique.....	40
2.2	Les différentes méthodes de linéarisation.....	41
2.2.1	Prédistortion.....	42
2.2.2	Boucle à Verrouillage de Fréquence.....	45
2.2.3	Synthétiseur direct de fréquence : DDS.....	47
CHAPITRE 3 BOUCLE À VEROUILLAGE DE PHASE.....		51
3.1	Structure.....	52
3.2	Plage de capture et de verrouillage	55
3.3	L'application de la PLL à la synthèse de fréquence	56
3.4	Etude de block.....	57
3.4.1	Fonction de transfert des différents éléments	58

3.4.2	Fonction de transfert du filtre de boucle (LF).....	59
3.4.3	Réponse d'une PLL à un saut de fréquence.....	60
3.4.4	Stabilité de la boucle.....	63
3.5	La boucle a verrouillage de phase a division fractionnelle.....	64
3.6	Génération d'une rampe de fréquence.....	65
3.6.1	Critère.....	67
3.6.2	La linéarisation avec une PLL.....	68
3.6.3	La linéarisation avec une PLL N- Fractionnel.....	68
CHAPITRE 4 CONTRÔLE DE LA PLL ET GENERATION DE LA RAMPE.....		70
4.1	Circuits PLL ADF4153 Fractionnel.....	70
4.1.1	Présentation générale.....	70
4.1.2	Le contrôle.....	72
4.1.3	Circuit PLL :.....	75
4.2	Contrôleur.....	77
4.2.1	Le choix du Microcontrôleur PIC16F84A.....	78
4.2.2	Présentation générale du Microcontrôleur PIC16F84A.....	79
4.2.3	Les différentes façons de programmer un PIC16F84A.....	81
4.2.4	Les outils nécessaires pour programmer en langage ASSEMBLEUR.....	83
4.3	Programmation d'une seule fréquence.....	83
4.4	Linéarisation d'une étape.....	86
4.5	Génération de la rampe.....	90

4.6	Circuit final	90
CHAPITRE 5 ÉTUDE DES PERFORMANCES.....		96
5.1	Mesure directe de linéarité.....	97
5.2	Banc d'essai	99
5.3	Mesure de linéarité.....	103
5.4	Calcul de γ	106
5.5	Mesure en temps réel	107
5.6	Estimation de fréquence.....	108
5.7	Synthèse des erreurs.....	111
5.8	Comparaison avec les autres méthodes.....	113
5.9	Coût.....	114
5.10	Travail futur	115
CONCLUSION.....		119
RÉFÉRENCES		122
ANNEXE A EQUATION RADAR.....		129
ANNEXE B NOTION SUR LES OSCILLATEURS ET LES VCO		133
ANNEXE C DISCRIMINATEUR DE FREQUENCE		143
ANNEXE D ACCUMULATEUR DE PHASE		145
ANNEXE E COMPOSANT D'UNE PLL		147
ANNEXE F LE PROGRAMMATEUR.....		150
ANNEXE G LES CIRCUITS POUR LE BANC DE TEST.....		155

LISTE DES FIGURES

Figure 1-1: Mesure de l'angle d'arrivée(AOA)	5
Figure 1-2: Mesure de la puissance reçu.....	7
Figure 1-3: Mesure du temps d'arrivée	8
Figure 1-4: Mesure de la différence de temps d'arrivée.....	10
Figure 1-5: Principe d'un système radar.	12
Figure 1-6: Principe de mesure de la distance antenne cible avec un radar a impulsion.	13
Figure 1-7 : Schéma d'un radar CW.....	19
Figure 1-8 : Modulation en dent de scie : fréquence instantanées a l'emission et a la reception, la frequence de battement.	21
Figure 1-9 : Spectre du signal de battement.....	25
Figure 2-1 : Caractérisation d'un oscillateur commandé en tension idéal	30
Figure 2-2 : Génération d'une rampe de fréquence avec un VCO idéal.....	31
Figure 2-3 : a) Schéma du circuit VCO, b) Le tracé, c) La photo.	32
Figure 2-4 : Variation de la fréquence avec le voltage du VCO UMX 424-D16 (mesurée).....	33
Figure 2-5 : Mesure de la variation du gain du VCO.	34
Figure 2-6 : Courbe fréquence/voltage initiale et après une année (mesurée).....	36
Figure 2-7 : Variation des caractéristique du VCO avec la température.	37
Figure 2-8 : Variation des caractéristique du VCO avec la tension de polarisation.....	38

Figure 2-9 : Bruit de phase du VCO à la fréquence 2.9GHz	39
Figure 2-10 : Vue large du signal à la sortie du VCO	41
Figure 2-11 : Prédistorsion analogique	43
Figure 2-12 : Prédistorsion numérique	44
Figure 2-13 : Boucle à Verrouillage de Fréquence	46
Figure 2-14 : Synthétiseur direct de fréquence	48
Figure 3-1 : Schéma bloc d'une PLL	52
Figure 3-2 : Transformation de phase en tension.....	53
Figure 3-3 : Multiplicateur de fréquence	56
Figure 3-4 : Schéma bloc de la PLL en grandeurs phases	57
Figure 3-5 : Filtre passe bas troisième ordre.....	59
Figure 3-6 : Excitation par un échelon.....	61
Figure 3-7 : Réponse simulé obtenue à un échelon	63
Figure 3-8 : Synoptique d'une boucle a verrouillage de phase a division fractionnelle. 64	
Figure 3-9 : Fréquence a la sortie du diviseur.....	65
Figure 3-10 : Partie linéaire de la réponse transitoire	66
Figure 3-11 : Critère pour le désigne de filtre.....	67
Figure 4-1: Diagramme block de description des fonctions des pins du ADF4153	71
Figure 4-2 : Synchronisation des données de contrôle en série	73
Figure 4-3 : Circuit PLL : a) Schéma du circuit, b) Le tracé, c) La photo.....	77
Figure 4-4 : Brochage du PIC16F84A	81

Figure 4-5 : L'ensemble de la PLL	84
Figure 4-6 : Spectre du signal PLL a) La fréquence 2862.5MHz, b) La fréquence 2937.5MHz	85
Figure 4-7 : Bruit de phase a la sortie de la PLL à la fréquence 2.9GHz	85
Figure 4-8 : Organigramme du désigne du filtre	87
Figure 4-9 : Réponse transitoire de la PLL avec un filtre de 15KHz	88
Figure 4-10 : Réponse transitoire de la PLL avec un filtre de 10KHz	89
Figure 4-11 : Réponse transitoire de la PLL avec un filtre de 7.5KHz	89
Figure 4-12 : Réponse transitoire de la PLL avec un filtre de 7.15KHz	89
Figure 4-13 : Réponse transitoire de la PLL avec deux sauts consécutifs.....	90
Figure 4-14 : Circuit final a) Le tracé, b) L'emplacement des composant, c) La photo.	92
Figure 4-15 : Adaptation de l'entrée RF de la PLL	93
Figure 4-16 : Rampe de fréquence.....	94
Figure 4-17 : Spectre de la rampe de fréquence.	95
Figure 5-1 : Vue de la rampe par tranche a) Le début, b) Le centre, c) La fin	98
Figure 5-2 : Système radar FMCW modifié	100
Figure 5-3 : La photo du banc d'essai.....	101
Figure 5-4 : Signal IF du radar en utilisant un VCO comme générateur.....	102
Figure 5-5 : Signal IF du radar avec un câble coaxial comme délai.....	103
Figure 5-6 : Le signal IF vu à l'analyseur de modulation de fréquence	104

Figure 5-7 : Mesure des variations du voltage de commande du VCO avec la fréquence.	105
Figure 5-8 : Mesure des variations du voltage de commande a la fréquence 2.9 GHz avec la température	106
Figure 5-9 : Banc de test avec antenne	107
Figure 5-10 : Signal IF capté par la carte son	108
Figure 5-11 : Évaluation de la fréquence du signal pour une cible fixe	109
Figure 5-12 : Estimation de la fréquence d'une cible fixe, a) Avec Kalman, b) Sans Kalman.....	110
Figure 5-13 : Estimation de la fréquence avec cible en mouvement	111
Figure 5-14 : La descente de la rampe	115
Figure 5-15 : Réponse d'un filtre optimiser pour le temps de verrouillage.....	116
Figure 5-16 : Modulation triangulaire de la fréquence	117
Figure 5-17 : Une rampe de fréquence en 7.22ms.....	117
Figure B-1 : Amplificateur avec réaction	133
Figure B-2 : Oscillateur clopitts.....	136
Figure B-3 : Schéma électrique pour le calcul du gain en boucle ouvert	136
Figure B- 4: Oscillateur Clapp.....	138
Figure B- 5: Oscillateur clapp a fréquence variable	139
Figure B- 6: Schéma simplifie pour l'étude du gain en boucle ouverte du montage de la Figure B-5	140

Figure B- 7 : Circuit de polarisation	141
Figure C- 1: Discriminateur a ligne de délai.....	143
Figure D- 1: Évolution du contenu de l'accumulateur de phase a)Digramme temporel, b) Évolution de la phase.....	145
Figure E- 1 : Pompe de charge.....	147
Figure E- 2 : Comparateur de phase/fréquence.....	148
Figure E- 3 : Asservissement de la phase et de la fréquence	149
Figure F- 1: La photo du programmeur	150
Figure F- 2 : Schéma de principe.....	151
Figure F- 3 : Schéma du circuit d'alimentation	152
Figure F- 4 : a) Tracé du circuit b) Emplacement des composants	154
Figure G- 1: Amplificateur de puissance a) Photo du circuit,b) Performances mesurées.	155
Figure G- 2 : Doubleur de fréquence a) Le tracé, b) La photo	156
Figure G- 3 : Filtre passe bande a) Le tracé,b) La photo, c) Les résultats de simulation et de mesure	157
Figure G- 4 : Performances de l'amplificateur utilisé	158
Figure G- 5 : Mélangeur a) Le tracé, b) La photo.....	159
Figure G- 6 : Filtre RC.....	159
Figure G- 7: Filtre Active.	160
Figure G- 8 :Une antenne microruban à fentes.....	161

LISTE DES TABLEAUX

Table 4-1	Contrainte sur les signaux de control.....	78
Table 4-2	Table de vérité C1, C2	80
Table 5-1	Sommaire des générateurs de rampe.....	120
Table 5-2	Inventaire des prix des composant utilisé.....	121

LISTE DES NOTATIONS ET DES SYMBOLES

AOA	Angle Of Arrival (Angle d'Arrivée)
B	Excursion de la rampe
c	La vitesse de la lumière
CF	Control filter (Filtre de contrôle)
Cl	Fonction de transfert de la boucle fermée
CW	Continues Wave(Onde continue)
DME	Distance Measuring Equipment (Dispositif de mesure de distance)
d	Distance de la cible
Δd	Distance minimale détectable
Δf_{osc}	La plage d'accord du VCO
Δt	Retard de l'écho d'impulsion
ΔV	Résolution en vitesse
DDS	Digital Direct Synthesizer (Synthétiseur directe numérique)
d_{max}	Distance maximale
DRO	Dielectric Resonator Oscillator (Oscillateurs à Résonateur Diélectrique)
f_b	Fréquence de battement
f_c	Fréquence centrale de la rampe

FD	Frequency Discriminator (Discriminateur de fréquence)
f_l	La fréquence de l'oscillateur local
FLL	Frequency Locked Loop (Boucle à verrouillage de fréquence)
FMCW	Frequency Modulated Continuous Wave (Onde continue modulée en fréquence)
f_r	Fréquence de répétition
f_{ref}	Fréquence de référence
$f(t)$	Réponse transitoire a un échelon de fréquence
f_{VCO}	Fréquence du VCO
f_0	La fréquence d'oscillation libre du VCO
f_1	Fréquence minimale de la rampe de fréquence
f_2	Fréquence maximale de la rampe de fréquence
G	Fonction de transfert de la chaîne directe
γ	Le taux de variation
$g(\omega)$	Caractéristique du discriminateur
GPS	Global Positioning System (Système mondial de positionnement)
GSM	Global System for Mobile communications(Système global de communications mobiles)
I_{PC}	Courant de pompe de charge
k	Constante de Poltzmann

k_{FD}	Sensibilité du discriminateur de fréquence
K_{PC}	Le gain du comparateur de phase
K_{ϕ}	Le gain du Comparateur
K_{VCO}	Le gain du VCO ou sensibilité,
λ	Longueur d'onde
LF	Loop Filter(Le filtre de boucle)
LPS	Local Positioning System (Système de positionnement local)
N	Diviseur de la chaîne de retour
PC	Phase Comparator (Comparateur de phase)
PFD	Phase Frequency Detector (Detecteur de phase et frequence)
ϕ	Phase du signal
ϕ_r	La phase du signal d'écho
PLL	Phase Locked Loop (Boucle à verrouillage de phase)
R	La boucle de retour
Radar	Radio Detection And Ranging
ρ	Rapport signal/bruit
RSS	Received Signal Strength (Puissance du signal reçu)
RTOF	Roundtrip Time Of Flight (Le temps de vol aller retour)
σ	Surface équivalente radar de la cible
SSB	Single Side Band (Bande latérale unique)

T	Température
τ	Durée d'impulsion
TDOA	Time Différence Of Arrival (Différence de Temps d'Arrivée)
TOA	Time Of Arrival (Heure d'arrivée)
T_r	Le temps d'observation de la cible (Période de répétition)
TCXO	Temperature Compensated Crystal Oscillator (Oscillateur à quartz à compensation de température)
t_0	Retard de la rampe écho
U_{com}	La tension de commande du VCO
u_{DC}	Tension ajustement dans une FLL
u_{FD}	Signal d'erreur dans une FLL
U_{ref}	Signal de référence.
U_{VCO}	Signal de sortie du VCO
V	Vitesse de la cible
VCO	Voltage Controlled Oscillator (Oscillateur commandé en tension)
VOR	VHF Omnidirectionnel Range-(Radiophare omnidirectionnel VHF)
ω_{ref}	La fréquence de référence dans le discriminateur
Z	Fonction de transfert du filtre de boucle

INTRODUCTION

Le système de positionnement local (LPS) est un dispositif qui nous permet de détecter et de localiser un objet auquel on s'intéresse. Avec la technique de positionnement locale, un dispositif mobile peut recueillir les informations sur la position où il peut être localisé ailleurs à un instant précis.

La localisation est effectuée par la mesure de distance, à la différence d'une mesure d'angle, cette méthode permet un degré plus élevé d'exactitude (Vossiek, 2003). Le système LPS emploie le temps de propagation aller retour entre les interrogateurs fixes placés dans le local et le transpondeur porté par une personne ou sur les équipements (cibles coopératives), pour fournir l'identification automatique et non ambiguë de la présence d'une cible et ses coordonnées.

Dans ce système, le FMCW est employé dans la station interrogatrice. C'est une solution robuste et peu coûteuse (Stove, 1992). La précision des radars FMCW dépend principalement de la linéarité de la modulation en dents de scie (rampe de fréquence).

Ce mémoire est consacré à la réalisation d'un générateur de rampe de fréquence entre 5.725GHz et 5.875GHz avec une grande linéarité, bien sûr, il y aura d'autres critères de sélection du générateur, à part la linéarité tel que: la précision, la stabilité, consommation et le coût de fabrication. Nous cherchons à obtenir une précision d'une dizaine de centimètres pour une portée de 50 mètres.

Comme nous allons voir, les synthétiseurs basés sur la boucle à verrouillage de phase (PLL) sont les plus populaires pour réaliser une telle fonction, car ils possèdent de nombreuses qualités citées précédemment et sont devenus aujourd'hui des architectures maîtrisées.

Les performances du radar dépendent aussi du traitement de signal, cette partie ne sera pas traitée dans ce mémoire; elle fera l'objet d'un travail indépendant d'un collègue. Toutefois, quelques résultats de son travail sont présentés dans le dernier chapitre.

Ainsi ce travail est présenté de la façon suivante :

Pour présenter le contexte général, nous énumérons les différentes méthodes de localisation dans le premier chapitre. Aussi, nous aurons besoin de rappeler quelques notions de radar, pour sortir avec un cahier des charges qui correspond aux exigences de notre système et qui sera respecté dans le reste de ce travail.

Afin d'avoir une vision objective des performances que notre synthétiseur doit réaliser, nous traiterons dans le deuxième chapitre, les principales caractéristiques des oscillateurs commandés en tension (VCO) et nous expliquerons pourquoi ces performances ne sont pas satisfaisantes pour notre système.

La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à l'étude des différents synthétiseurs susceptibles d'être intégrés. Nous présenterons les différences et les avantages, mais également les principales difficultés de réalisation.

Avec le troisième chapitre commence la deuxième partie du travail, nous introduisons le principe de la PLL et ses éléments constitutifs. L'état de l'art est analysé en détail afin d'effectuer le meilleur choix de conception. Nous nous attarderons pour avoir un plan d'action pour optimiser la linéarisation à la fin de ce chapitre.

Les deux derniers chapitres décrivent le choix des composants, le déroulement de la conception des circuits ainsi que les résultats.

Les principales considérations sur les architectures, la méthodologie de conception utilisée est présentée.

Les résultats obtenus avec notre générateur sont également analysés, comparés et commentés par rapport à l'état de l'art.

Ainsi, nous espérons que ce travail aura contribué à faire progresser la recherche sur les systèmes radars initiés au sein du laboratoire Poly-Grames, spécialement le système de positionnement local.

CHAPITRE 1

PRINCIPE DE MESURE

Pour répondre à la question “Où suis-je ?”, il faut des éléments indispensables tels que des repaires quand connaît la position réelle ou estimée, un processus de communication pour partager ces informations de position et des algorithmes pour estimer la position en fonction des informations récoltées.

La plupart des procédés employés pour déterminer une position sont basés sur des calculs géométriques comme la triangulation (en mesurant des angles par rapport à des points fixes ou des noeuds connaissant leur position) et la trilatération (en mesurant la distance entre les noeuds).

Pour connaître la distance entre deux points, plusieurs techniques peuvent être utilisées, comme la synchronisation, la puissance de signal reçu, les caractéristiques physiques de l’onde porteuse. D’autres approches, comme les caractéristiques du signal radio reçu et l’angle de l’arrivée peuvent également être appliquées pour le calcul de position. Nous présentons dans la première partie de ce chapitre certaines de ces méthodes.

1.1 Extraction des objets et estimation de la position

Principalement trois différents principes de mesure sont employés aujourd'hui : l'Angle d'arrivée, la puissance du signal reçu, et le temps de propagation divisés en

trois sous-classes différentes : temps d'arrivée, temps de vol et différence de temps d'arrivée.

1.1.1 Angle d'Arrivée (Angle of Arrival : AOA)

Cette méthode de positionnement consiste à déterminer l'angle d'arrivée (AOA) de tous les signaux reçus de chaque capteur. La position peut être alors estimée par triangulation comme illustré sur Figure 1-1, puisque l'intersection de plusieurs indicateurs de mesure de direction rapporte alors la valeur de position (Niculescu, 2003). Cette technique, est largement répandue pour la navigation aérienne et permet aux avions de déterminer leur direction est appelée VOR (VHF Omnidirectionnel Range), L'AOA est également employée dans tous les systèmes de radar (Ermel, 2003) et GSM (Niculescu, 2003).

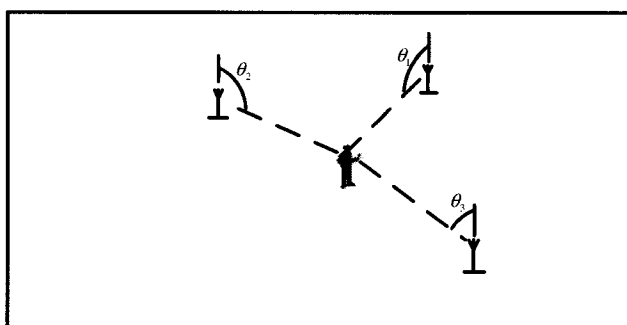


Figure 1-1: Mesure de l'angle d'arrivée(AOA).

Plusieurs variantes sont employées les plus répandues sont :

Balayage mécanique : Ici, un système mécanique permet de modifier la position du réflecteur principal, et de régler ainsi la direction du faisceau émis. Il est ainsi possible d'analyser une à une les informations reçues dans les différentes directions, et de les

corréler pour estimer la position de la cible. Nous pouvons alors noter que le traitement doit être particulièrement rapide pour restituer l'information utile entre chaque mesure.

Balayage électronique : il se fasse par pointage électronique, il présente l'avantage (par rapport au balayage mécanique) de ne pas reposer sur un dispositif mécanique sensible à l'usure et aux vibrations. Les dispositifs à variation de fréquence sont bien adaptés pour des guides ouverts ou des antennes patch. Leur grand inconvénient est l'encombrement spectral de ce type de systèmes.

Systèmes multifaisceaux : Il faut commuter les faisceaux de différentes sources, plutôt que de balayer un faisceau unique. Toutefois, l'inconvénient majeur est qu'il faut disposer d'autant de sources que de faisceaux.

L'exactitude de cette approche est limitée par la directivité possible de l'ouverture de mesure, en ombrageant et/ou par des réflexions par trajets multiples arrivant des directions fallacieuses, donc cette méthode de mesure sera écartée.

1.1.2 Puissance du signal (Received signal strength:RSS)

Une autre manière d'estimer une position est de baser le calcul sur la caractéristique physique du canal radio : l'indicateur de puissance du signal reçu (RSSI). Dès que la distance entre deux noeuds augmente l'atténuation de signal est d'autant plus important c'est-à-dire que le RSSI diminue. Un certain nombre de travaux permettent d'estimer la puissance moyenne d'un signal pour une distance donnée, aussi bien que la variabilité du signal (Pahl, 2000).

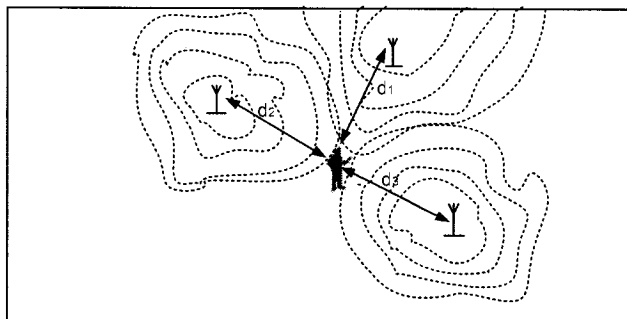


Figure 1-2: Mesure de la puissance reçu.

Ces travaux sont basées sur les équations de perte (propagation loss equations) ces équations simples sont dans la plupart des cas peu adaptées pour calculer la valeur de distance de la différence de la puissance transmise et reçue dans les vraies conditions; les environnements d'intérieur sont caractérisés par les trajets multiples. Cette dernière approche est inapplicable dans le système. Dans un environnement bruité avec un grand nombre d'interférences, il est difficile d'employer une telle information.

1.1.3 Motif de signaux

Pour surmonter la problématique de l'environnement, des cartes de la puissance due signal reçu peuvent être employées pour déterminer la distance entre les sources et la cible. Elles sont obtenues par des mesures sur le terrain ou par la mise en oeuvre de modèles théoriques. Pour une position donnée, une signature de signal unique est obtenue, qui est la résultante des multiples trajets suivis par les composantes d'un signal qui se superposent au niveau du récepteur. Ces signatures sont stockées dans une base de données sur un serveur ou dans les bases. Le radar (Bahl, 2000) utilise cette approche. La génération de cette base de données est très contraignante et demande de

parcourir le terrain pour en effectuer de multiples mesures. Cette solution n'est donc absolument pas appropriée et utilisable.

1.1.4 Mesure de temps

En raison de leurs contraintes physiques les systèmes AOA et RSS fournissent une exactitude modérée de position. La distance peut être évaluée à partir du temps de propagation d'un signal ou d'un paquet. Deux approches principales peuvent être définies pour ces méthodes : temps d'arrivée et la différence de temps d'arrivée.

1.1.4.1 Temps d'arrivée (Time of Arrival : TOA)

Quand les sources sont synchronisés, un seul paquet aller simple est nécessaire (si l'environnement radio n'est pas trop perturbé) pour connaître le temps de propagation et estimer la distance entre les nœuds. Le système GPS emploie cette méthode pour fournir des informations de position aux utilisateurs (Du Puy de goyne, 2001).

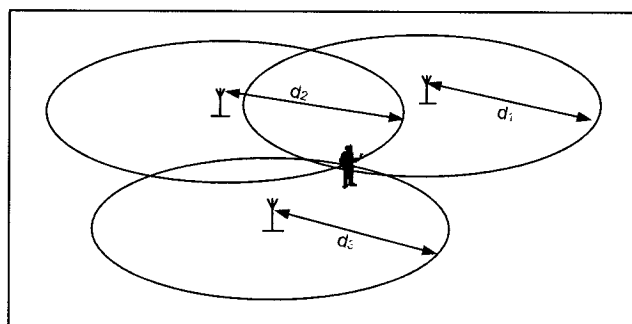


Figure 1-3: Mesure du temps d'arrivée.

Toutefois, si les nœuds ne sont pas synchronisés, deux paquets doivent être utilisés pour estimer le temps aller-retour du signal entre les nœuds. Dans des systèmes de

TOA à sens unique le temps de propagation est mesuré, puis la distance entre l'unité de mesure et l'émetteur de signal est calculée. Ce concept exige la synchronisation précise de toutes les unités fixes et mobiles impliquées.

Dans ce cas-ci la synchronisation absolue doit avoir au moins une précision liée à l'exactitude de positionnement désirée. Par exemple une erreur de positionnement de 1m exige une synchronisation absolue de manière significative en dessous de 1ns. Puisque l'information d'horloge doit être distribuée à et maintenue dans l'unité mobile cette approche mène à un système très cher ou moins précis, l'hypothèse de synchronisation des nœuds semble trop contraignante. Aussi, nous ne considérons pas cette solution pour notre système d'évaluation de position.

1.1.4.2 Différence de Temps d'Arrivée (Time Difference of Arrival : TDOA)

Une deuxième approche consiste à évaluer la différence des temps d'arrivée de deux différents signaux. Ces signaux peuvent provenir de deux nœuds de référence distincts où peuvent être de natures différentes, comme les *ultrasons* et les signaux *radio* qui peuvent être émis par une même source. Plusieurs articles traitent de cette thématique comme dans (Savides) ou dans l'approche *Active Bat* (Ward, 1997).

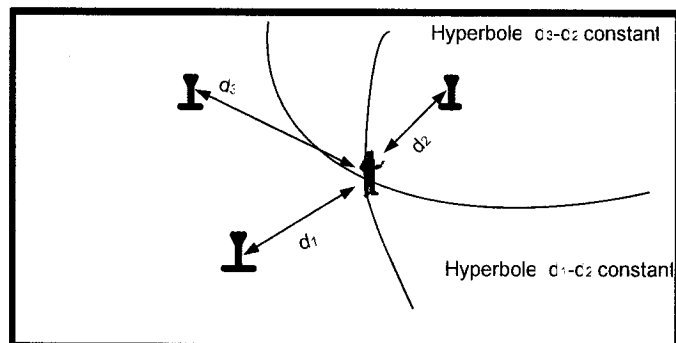


Figure 1-4: Mesure de la différence de temps d'arrivée.

L'avantage des systèmes de TDOA est qu'il est seulement nécessaire de synchroniser les unités de mesure. Cette synchronisation est faite à l'aide d'un réseau de base ou d'un transpondeur de référence dans une position connue.

1.1.4.3 Le temps de vol aller-retour (Roundtrip time of flight: RTOF)

La plus intuitive et la plus précise pour la mesure locale de position est de mesurer le temps de vol aller-retour du signal voyageant de l'émetteur à l'unité de mesure et le retour. Évidemment le temps de vol peut alors être employé pour calculer la distance. Cette méthode implique de disposer d'au moins deux sources hyperfréquences (et deux récepteurs). Le principe consiste alors à émettre simultanément sur les deux sources, et analyser les ondes reçues au niveau des deux récepteurs. Ce principe a pour principal avantage de présenter une bonne résolution distance. Et La condition absolue de synchronisation peut être remplacée par une condition relative plus modérée de synchronisation d'horloge (Vossiek, 2003). Un transpondeur répond au signal de radar d'interrogation, et le temps aller-retour de propagation est mesuré. Dans ce cas-ci le défi de synchronisation est que l'unité de

mesure doit savoir le temps exact de délai provoqué par le répondeur, par exemple dans la navigation aérienne les systèmes DME **Distance Measuring Equipment** , le temps de délai est standardisé a $50\mu\text{s}$.

Nous avons opté pour cette méthode au niveau des stations de base, elle est la plus flexible en terme de synchronisation.

Quelles signaux utiliser dans les stations ? Notre base est un radar et les systèmes modernes de radar utilisent plusieurs genre de signaux : ondes continues, impulsions ou pseudo impulsion, signaux modulés par fréquence linéaire, houblon de fréquence ou signaux modulés par phase peuvent tout être appliqués (Skolnik, 1981). Toutes les différentes formes signal ont leur pour et contre spécifiques en ce qui concerne le matériel, l'exécution, le traitement.

Dans la partie qui suit il sera question surtout de FMCW, mais le concept du radar pulsionnel sera décrit à titre de référence.

1.2 Principe d'un radar

Les concepts de base du radar sont fondés sur les équations régissant les ondes électromagnétiques, formulées par le physicien écossais James Clerk Maxwell en 1864. Ces principes furent vérifiés en 1886 par les expériences du physicien allemand Heinrich Hertz. L'ingénieur allemand Christian Hülsmeier fut le premier, en 1904, à

suggérer l'utilisation d'échos radio dans un appareil de détection afin d'éviter les collisions en navigation. Un dispositif similaire fut proposé en 1922 par l'inventeur italien Guglielmo Marconi. Par la suite, le radar fut développé progressivement, grâce à l'action de nombreux savants, ingénieurs et techniciens. Spécialement pendant la deuxième guerre mondiale, le radar va faire un bond phénoménal. Au delà de cette date les principe n'ont pas changer mais les application et la qualité des composant a amélioré considérément les performance des radar.

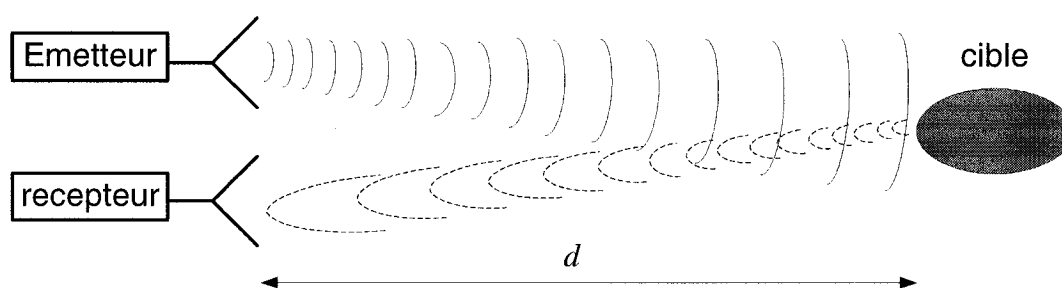


Figure 1-5: Principe d'un système radar.

L'emploi d'un radar permet de "balayer" un environnement plus ou moins proche en détectant les cibles éventuelles, qu'elles soient en mouvement ou non. Le principe de fonctionnement se résume de la façon suivante : un générateur de signaux émet dans l'atmosphère une onde de fréquence modulée par des impulsions -par exemple- à l'aide d'une antenne. Lorsque cette onde rencontre un obstacle, une partie de son énergie est réfléchi vers le radar. La cible ne sera cependant détectée que si l'énergie renvoyée vers l'antenne de réception du radar est assez grande pour *passer le seuil de détection* du radar. Un récepteur peut alors déterminer la distance séparant le

radar de l'obstacle à l'aide de la mesure du retard ou du déphasage entre l'onde émise et l'onde reçue. Un schéma de principe est décrit sur figure suivante.

Du point de vue de leur fonctionnement les radar peuvent être, en gros classer en deux catégories : Les radars à impulsion (pulse radar) et les radars à onde continue (C.W radar).

1.2.1 Radar a impulsions

Le radar est un ensemble comportant un émetteur, une antenne, un récepteur et un système d'exploitation. Il utilise la propriété des ondes électromagnétiques de se réfléchir sur tout obstacle, créant ainsi une onde de retour susceptible d'être décelée par un récepteur adapté à ce signal. Ce principe peut facilement être mis en évidence lorsque le signal émis est une suite d'impulsions électromagnétiques (Garcia, 2002).

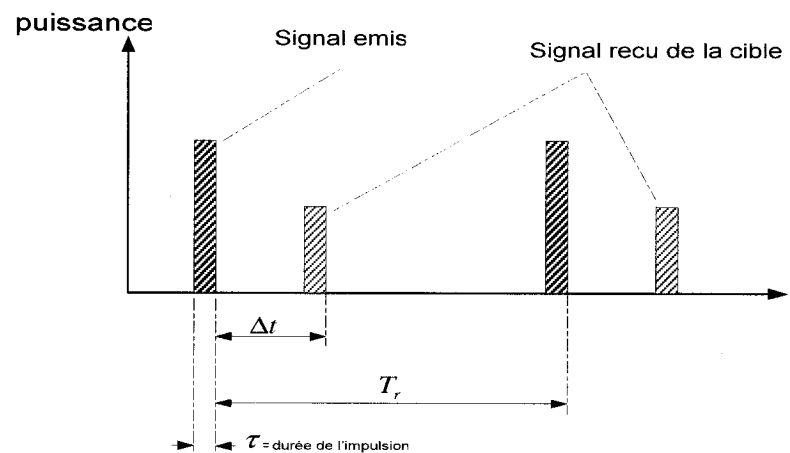


Figure 1-6: Principe de mesure de la distance antenne cible avec un radar a impulsion.

Chaque impulsion de durée très brève de l'ordre de quelques microsecondes se propage dans l'atmosphère à la vitesse de la lumière :

$$c = 3.10^8 \text{ m/s} \quad (1.1)$$

Une partie de ce signal est rerayonné par la cible, nous pouvons dire que la cible est illuminée et réfléchit une partie de l'énergie émise sous la forme d'une onde de faible amplitude et de caractéristiques temporelles identiques à celle du signal émis. La mesure de la distance comme nous montre la Figure 1-6 se déduit à partir du retard entre l'émission de l'impulsion électromagnétique et sa réception à partir de la formule suivante :

$$d = \frac{c\Delta t}{2} \quad (1.2)$$

Les paramètres les plus importants pour déterminer la portée maximale et la résolution du radar, sont la durée des impulsions et la fréquence de répétition f_r .

Pour éviter l'ambiguïté dans la mesure de la distance, il faut que l'écho de la cible soit reçu par le radar avant que l'impulsion suivante soit émise. Donc, le temps d'un aller-retour doit être inférieur à $\frac{1}{f_r}$, ce qui nous donne une distance maximale de :

$$d_{\max} = \frac{c}{2f_r} \quad (1.3)$$

La plus petite variation de distance qu'on peut trouver est déterminée par :

$$\Delta d = \frac{c\tau}{2} \quad (1.4)$$

τ étant la durée de l'impulsion.

Pour une résolution de 0.3m, la durée d'impulsion nécessaire est, approximativement, égale à 2ns, c'est-à-dire une largeur de bande de l'ordre 500MHz.

Si par ailleurs, on veut effectuer une mesure de vitesse en se servant de l'effet Doppler le pouvoir séparateur ou résolution en vitesse ΔV est donné par :

$$\Delta V = \frac{\lambda}{2\tau} \quad (1.5)$$

On voit de l'équation (1.5) qu'il faut de grande durée d'impulsion pour avoir un bon pouvoir séparateur en vitesse et de faible durée d'impulsion de l'équation (1.4) pour avoir un bon pouvoir séparateur en distances, ce qui est incompatible. Pour pouvoir obtenir cette vitesse, il faudrait extraire la fréquence du signal reçu, qui inclut la déviation Doppler. Ce type de détection est appelé cohérent (Garcia, 2002) ou radar Doppler à impulsion et il est plus compliqué.

Ces radars impulsions sont les plus connus et les plus utilisés (Skolnik, 1981), *mais ils s'avèrent moins adaptés pour notre système*, pour les raisons suivantes :

-La distance la plus courte que l'on puisse mesurer est déterminée d'une part par la durée de l'impulsion et d'autre part par les temps de commutation, or ceux-ci sont très petits dans un environnement dense et les systèmes de génération d'impulsions ultra courte cohérents ont des coûts excessifs pour l'industrie.

-Les instabilités présentées par ces systèmes posent des problèmes non négligeables, particulièrement l'instabilité d'impulsion à impulsion, issue des éléments de la chaîne d'émission du radar et l'instabilité intra pulse.

L'instabilité d'impulsion à impulsion se caractérise par l'apparition entre deux impulsions de signaux parasites impulsions et de très faible amplitude (Garcia, 2002). Ces signaux parasites proviennent essentiellement du comportement non linéaire des amplificateurs utilisés dans la chaîne d'émission et des fuites engendrées par les différents éléments du système qui provoquent un phénomène de couplage entre l'émission et la réception des signaux.

L'instabilité intra-pulse qui représente les variations de phase et d'amplitude pendant une impulsion; ce phénomène se reproduisant de façon similaire pour chaque impulsion de chaque rafale, on peut considérer qu'il est quasi-périodique.

Les deux variations (phase et amplitude) peuvent être dissociées, mais les principales causes restent les mêmes pour les deux critères : il s'agit des *effets thermiques* engendrés par les amplificateurs de puissance des modules d'amplification et des instabilités causées principalement par les oscillateurs locaux, les mélangeurs et les filtres placés avant l'amplification du signal.

1.2.2 Radar à ondes continues

Historiquement, c'est ce type de radar qui a constitué le premier détecteur électromagnétique, dans ces radars, les ondes continues peuvent être monochromatiques (utilisant uniquement l'effet Doppler) ou modulées en fréquence.

Les radars monochromatiques se basent sur l'effet Doppler et permettent, de déterminer la vitesse radiale relative de la cible détectée. Néanmoins, le besoin d'information sur la distance relative de la cible par rapport à l'antenne d'émission. Nécessite une modulation. Qui est le plus souvent une modulation de fréquence ce type appeler : *radars à ondes continues modulées en fréquence* ou radars *FMCW* (Frequency Modulated Continuous Wave), qui nous fourniront la vitesse relative de la cible, par l'effet Doppler et la distance relative entre l'antenne et la cible par la modulation. Plusieurs formes de modulations ont été déjà employées tel qu'une modulation en dents de scie ou la modulation de fréquence sinusoïdale (Skolnik, 1981).

L'avantage de l'emploi des ondes continue pour réalisé des radar apparaît dans l'équation du radar (Thourel, 1982) écrite sous la forme (annexe A):

$$d^4 = \frac{PG^2\lambda^2\sigma}{(4\pi)^3 K T f_r \rho} \quad (1.6)$$

P étant la puissance, G le gain des antennes, λ la longueur d'onde, σ la surface équivalente, ρ : le rapport signal/bruit, K la constante de Poltzmann et T une température équivalente.

En posant $f_r = \frac{1}{T_r}$; T_r étant le temps d'observation de la cible, la portée s'écrit :

$$d^4 = \frac{(PT_r)G^2\lambda^2\sigma}{(4\pi)^3KT\rho} \quad (1.7)$$

Un radar émettant 100mW et observant une cible pendant 10 seconde a la même portée qu'un radar utilisant des impulsions de 1µs avec une puissance de 1MW. On voit que l'intérêt *des radar CW réside dans le fait qu'on va consommer moins d'énergie* pour la même distance et dans notre cas où les stations a priori vont être en action pendant des longues durées l'économie est très grande.

Les radars à ondes continues sont utilisés dans différents dispositifs comme les systèmes aéroportés, pour déterminer l'altitude de l'avion (les altimètres) et sa vitesse (radar de navigation Doppler), pour le guidage de missiles ou dans les systèmes d'atterrissage automatique sur les planètes, les dispositifs de poursuite des sondes spatiales et la détection de présence de cibles mobiles (antivol, ouverture automatique de porte, interrupteur, etc.....). C'est aussi le type de radar généralement utilisé par les constructeurs de voitures pour la réalisation des systèmes embarqués anti-collision et de contrôle intelligent de la conduite automobile.

1.2.2.1 Radar CW

Le radar le plus simple que nous pouvons envisager pour l'application consiste en un émetteur RF sans modulation et un récepteur qui mélange le signal émis et le signal reçu dont le schéma est donné à la Figure 1-7 .

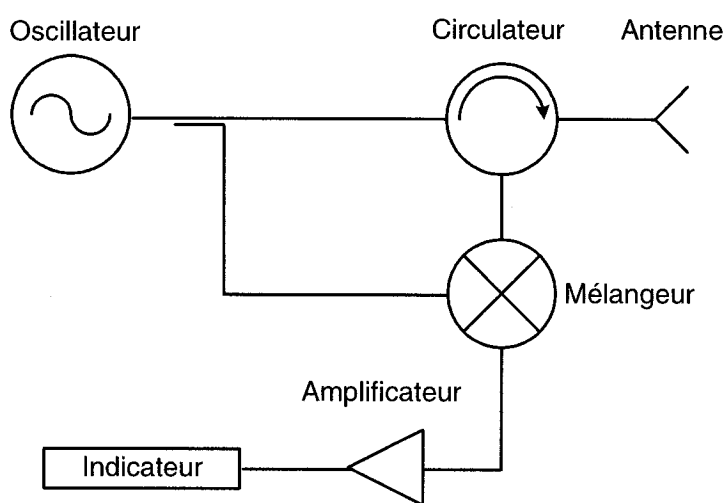


Figure 1-7 Schéma d'un radar CW

Si la cible a une vitesse V par rapport au radar, le signal reçu aura une fréquence différente de celle du signal émis à cause de l'effet Doppler et la fréquence de battement des deux signaux sera proportionnelle à la vitesse suivant l'équation :

$$f_b = 2f_i \frac{V}{c} \quad (1.8)$$

f_i est la fréquence de l'oscillateur local, V est la vitesse relative .

On notera que ce système donne la valeur absolue de f_b de sorte qu'on ne sait pas si la cible s'éloigne ou se rapproche, d'autre part on ne connaît pas la distance de celle-ci et son intérêt réside dans sa simplicité illustrée par la Figure 1-7, c'est suffisant pour

réaliser des dispositifs de contrôle de vitesse (radar de police) ou de détection de mouvement (contrôle de respiration par exemple).

1.2.2.2 Radar FMCW

Pour obtenir l'information sur la distance, il faut introduire un paramètre supplémentaire dans le système. Le moyen le plus évident est de faire varier la fréquence, le cas le plus simple est celui d'une modulation en dent de scie où la fréquence f varie linéairement de f_1 à f_2 comme nous pouvons voir sur la Figure 1-8 autour d'une fréquence centrale f_c .

Si nous voulons détecter une cible placée à une distance d , nous obtiendrons un signal réfléchi après un temps :

$$t_0 = \frac{2d}{c} \quad (1.9)$$

Il existe entre les deux courbes un écart de fréquence f_b dit fréquence de battement, cette fréquence sera uniquement due à la distance à la cible, puisqu'il n'y aura pas de glissement Doppler puisque la cible ne bouge pas.

La fréquence émise varie de B pendant une période de répétition T_r , donc γ Le *taux de variation (sweep rate)* est:

$$\gamma = \frac{B}{T_r} \quad (1.10)$$

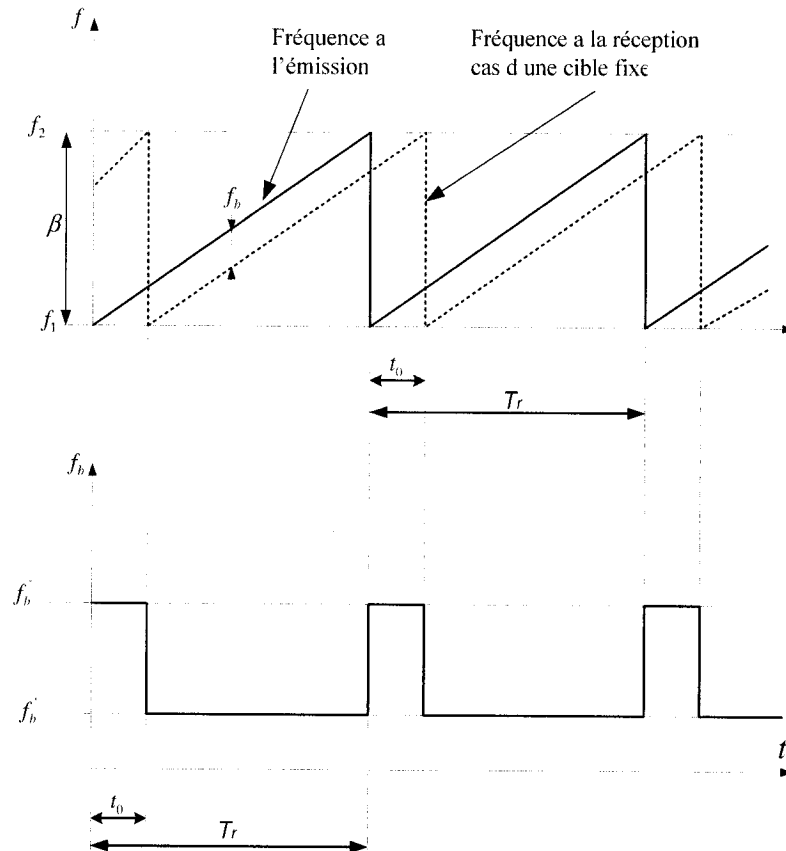


Figure 1-8 : Modulation en dent de scie : fréquence instantanées a l'émission et a la réception, la fréquence de battement.

et f_b sera donnée par:

$$f_b = \gamma t_0 \quad (1.11)$$

$$f_b = 2 \frac{Bd}{T_r c} \quad (1.12)$$

On pourrait en déduire, a priori, que la connaissance de f_b permettra de mesurer d , en fait ça sera un peu plus simple, ci-dessus, nous avons supposé que la cible restait immobile, mais si ce n'est pas le cas, nous verrons apparaître une fréquence

Doppler qui produira une modification, *tant que la vitesse radiale restera faible, ce genre de radar sera utilisable* selon (Garcia, 2002) et (Thourel, 1982). D'autre part la Figure 1-8 montre qu'il y a deux fréquences de battement :

- une fréquence f_b'' , pendant un temps t_0 , correspondant aux retours a zéro des deux dents de scie;
- une fréquence f_b' pendant une durée $T_r - t_0$.

Donc *nous devons garder t_0 très faible devant T_r* , on aura pratiquement affaire qu'à une seule fréquence de battement qui sera mesuré avec une bonne approximation.

1.3 Etude de la fréquence de battement d'un radar FMCW

En prenant l'origine du temps au milieu de la dent de scie La variation de la fréquence de la fréquence s'écrit :

$$f_i = f_1 + \gamma t \quad \text{avec} \quad 0 < t < T_r \quad (1.13)$$

ou

$$f_i = f_c + \gamma t \quad \text{avec} \quad -\frac{1}{2}T_r < t < \frac{1}{2}T_r \quad (1.14)$$

Pour la nième dent de scie en posant : $t_n = t - nT_r$

nous aurons : $f_i = f_c + \gamma t_n \quad \text{avec} \quad -\frac{1}{2}T_r < t_n < \frac{1}{2}T_r \quad (1.15)$

C'est La phase qui est une grandeur accessible et mesurable, étant :

$$\phi_i = 2\pi \int_0^t f_i dt \quad (1.16)$$

Ceci nous donne de l'équation (1.15) pour la nième récurrence :

$$\phi_i = \omega_0 t_n + \frac{1}{2} \gamma t_n^2 + n\omega_0 T_r \quad (1.17)$$

Pour obtenir la fréquence de battement f_b entre émission et réception, on envoie les signaux dans un mélangeur et l'on conserve uniquement la bande latérale inférieure de modulation, dans la phase est $(\phi_i - \phi_r)$, ϕ_r est appelée la phase du signal écho, c'est la phase ϕ_i retardée du temps t_0 .

L'examen de la Figure 1-8 montre que ϕ_r a deux formes :

a) Pour $-\frac{1}{2}T_r < t_n < \frac{1}{2}T_r + t_0$:

$$\phi_r = \omega_0(t_{n-1} - t_0) + \frac{1}{2} \gamma(t_{n-1} - t_0)^2 + n\omega_0 T_r \quad (1.18)$$

ce qui donne :

$$\phi_i - \phi_r = \omega_0 t_0 - \frac{1}{2} \gamma(T_r - t_0)^2 + \gamma(T_r - t_0)t_n \quad (1.19)$$

b) Pour $-\frac{1}{2}T_r + t_0 < t_n < \frac{1}{2}T_r$:

$$\phi_i - \phi_r = \omega_0 t_0 - \frac{1}{2} \gamma t_n^2 + \gamma t_0 t_n \quad (1.20)$$

Du fait de la présence de ces deux fréquences de battement, le spectre du signal reçu va être un peu compliqué. En normalisant à l'unité la valeur des amplitudes, le signal utile s'écrit : $\cos(\phi_i - \phi_r)$, avec les valeurs correspondant à (1.19) et (1.20). Le spectre de ce signal $F(\omega)$ sera donc :

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} \cos(\phi_i - \phi_r) e^{-j\omega t} dt \quad (1.21)$$

en posant $\omega_r = \frac{2\pi}{T_r}$ on trouve après calcul:

$$F(\omega) = \omega_r \sum_k \delta(\omega - k\omega_r) [F_1(k\omega_r) + F_2(k\omega_r) + F_3(k\omega_r) + F_4(k\omega_r)] \quad (1.22)$$

où $k = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$ et $\delta(\omega)$ est une fonction delta, avec

$$F_1(\omega) = \frac{t_0}{2} \frac{\sin u_1}{u_1} \exp\left\{-j\left[\omega_0 t_0 - \frac{1}{2}\omega(T_r - t_0)\right]\right\} \quad \text{ou} \quad u_1 = \omega - \gamma(T_r - t_0) \frac{t_0}{2} \quad (1.24)$$

$$F_2(\omega) = \frac{t_0}{2} \frac{\sin u_2}{u_2} \exp\left\{+j\left[\omega_0 t_0 + \frac{1}{2}\omega(T_r - t_0)\right]\right\} \quad \text{ou} \quad u_2 = \omega + \gamma(T_r - t_0) \frac{t_0}{2} \quad (1.25)$$

$$F_3(\omega) = \frac{T_r - t_0}{2} \frac{\sin u_3}{u_3} \exp\left\{+j\left[\omega_0 t_0 - \frac{1}{2}\omega t_0\right]\right\} \quad \text{ou} \quad u_3 = \frac{T_r - t_0}{2} (\omega - \gamma t_0) \quad (1.26)$$

$$F_4(\omega) = \frac{T_r - t_0}{2} \frac{\sin u_4}{u_4} \exp\left\{-j\left[\omega_0 t_0 + \frac{1}{2}\omega t_0\right]\right\} \quad \text{ou} \quad u_4 = \frac{T_r - t_0}{2} (\omega + \gamma t_0) \quad (1.27)$$

Étude du spectre :

Le spectre est formé de raies distantes de f_r les une des autres dans le domaine de fréquence, le maximum correspondant aux combinaisons des fonction $F(\omega)$ données

de (1.23) à (1.27), c'est-à-dire des fonction $\frac{\sin u}{u}$, donc à u_1, u_2, u_3 ou u_4 nuls, ceci

apparaît pour :

$$\omega_1 = \pm \gamma t_0 \quad \text{et} \quad \omega_2 = \pm \gamma (T_r - t_0) \quad (1.28)$$

Le zéro des amplitudes correspondre aux zéro des fonctions, ce qui correspond aux valeurs de ω suivante :

$$\omega_3 = \gamma t_0 \pm \frac{2m\pi}{T_r - t_0} \quad \text{et} \quad \omega_4 = \gamma(T_r - t_0) \pm \frac{2m\pi}{t_0} \quad (1.29)$$

ou m est un entier non nul.

Il est intéressant d'examiner les position des spectre en fonction de t_0 .

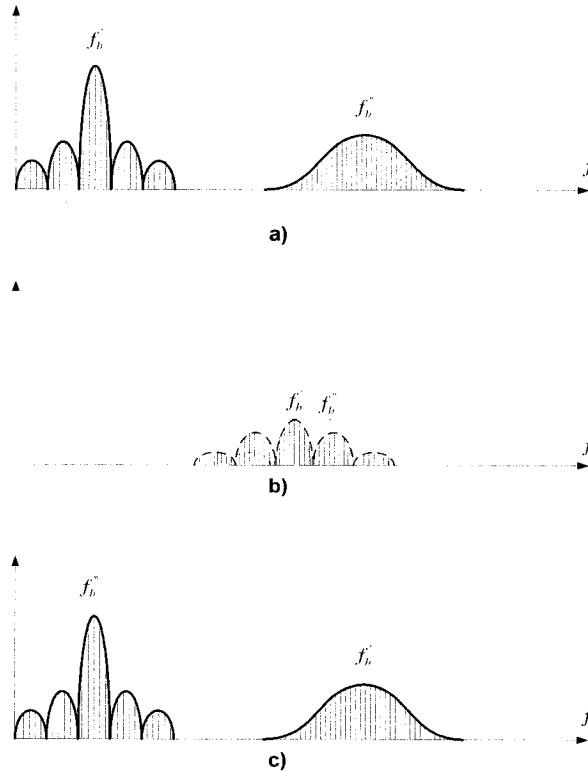


Figure 1-9 : Spectre du signal de battement.

-Si $t_0 < \frac{T_r}{2}$ la bande latérale inférieure de phase ($\phi_i - \phi_r$) correspond bien aux fréquence

basses du spectre : cette situation est schématisée a la Figure 1-9.a) avec $f_b' > f_b''$.

-Si $t_0 = \frac{T_r}{2}$, les spectres des deux bandes latérales chevauchent comme montre la Figure

1-9.b) est $f_b' = f_b''$.

-Si $t_0 > \frac{T_r}{2}$, $f_b' < f_b''$ et les spectres s'inversent.

Cette étude fait apparaître la possibilité d'ambiguïté s'il existe des cibles telle que $t_0 > \frac{T_r}{2}$: une a une distance $d_1 = \frac{ct_0}{2}$ et l'autre a une distance : $d_1 = \frac{c(T_r - t_0)}{2}$, il est clair que ces deux cible donneront des fréquences de battement ($2B - f_b$) également décalées : on ne pourra pas distinguer ces cibles l'une de l'autre (du point de vue spectre de fréquences la situation correspondent aux Figures 1.9 a) et 1.9c).

Si R_{\max} est la portée maximale du radar, il faudra s'arranger pour que :

$$\frac{2R_{\max}}{c} < \frac{T_r}{2} \quad (1.30)$$

Soit

$$T_r > \frac{4d_{\max}}{c} \quad (1.31)$$

1.4 La Contrainte de la linéarité :

La précision d'un système radar FMCW dépend – en dehors de la qualité des composants électroniques – essentiellement de la linéarité de la modulation en dents de scie comme prouvé dans ce qui suit:

$$\gamma = \frac{df}{dt} = \frac{\beta}{T}$$

$$D = 2d = f_c c / \gamma$$

$$D + \delta D = f_c c / \delta'$$

$$\delta D = f_c \cdot c (1/\gamma' - 1/\gamma)$$

$$\delta D / D = \gamma (1/\gamma' - 1/\gamma)$$

$$\frac{\delta d}{d} = \frac{\delta \gamma}{\gamma} \quad (1.32)$$

La formule (1.32) nous démontre que l'erreur en mesure de distance est liée directement à la linéarité de la rampe et ***pour avoir une exactitude de 10 cm sur 50m il faut une linéarité de l'ordre de 0.002***

1.5 Définition du cahier des charges

Nous allons utiliser la bande centré a 5.8GHz qui fait partie des bande ISM (industriel scientifique médical) donc ne nécessitant pas de licence. Elle présente l'avantage que les contraintes imposées sur la puissance sont plus tolérantes par rapport aux autres bandes ISM. Vu aussi qu'on cherche pas de mesure des grande vitesse avec une grande précision on a pas non plus a monter en fréquence, ce qui nous permet de minimiser les coûts.

Notre système sera basé sur la technique FMCW pour sa simplicité et la possibilité de mesurer simultanément la vitesse et la distance, mais il existe certaines contraintes :

- L'excursion de fréquence doit être élevée pour obtenir une bonne résolution en distance; et comme les bandes sont réglementés nous allons utiliser toute la bande disponible autour de la fréquence centrale 5.8 GHz qui va de 5.725GHz

a 5.875GHz donc un balayage de 150 MHz. À la fin du projet nous disposerons de plusieurs stations, par conséquent, le pouvoir séparateur ne sera limité que par l'exactitude des mesures.

- La variation de fréquence doit être parfaitement linéaire afin d'obtenir une mesure correcte des distances.
- La fréquence de répétition caractérisée par T_r , a une limite inférieure, mais elle n'a pas de maximum. Le fait de maximiser T_r économise de l'énergie, mais il faut garder un nombre acceptable de mesure, une autre contrainte a ce niveau; qui peut trancher c'est le traitement de signal et le temps de mis a jour des calculs, 15ms est une très bonne référence (dans les systèmes LPS disponibles sur le marché T_r est entre 1ms a 200ms).
- La distance et la vitesse sont déduites à partir de la même mesure de fréquence. Si la cible est très proche et sa vitesse est élevée, la fréquence de battement sera proportionnelle à la fréquence Doppler et donc sera très élevée et la différence de fréquence sera proportionnelle à la distance et donc très faible. Donc notre système est a priori construit pour des système a vitesse modérée.

On vient ainsi de définir un cahier des charges qui doit être respecté dans le reste du travail.

CHAPITRE II :

LE VCO ET LES SYNTHETISEURS DE FREQUENCE

Un VCO (Voltage Controlled Oscillator) est, comme son nom le suggère, un oscillateur commandé par une tension. La fréquence du signal produit varie progressivement en fonction de la tension de commande continue qui lui est appliquée.

Les oscillateurs réglables électriquement sont des importants sous-systèmes dans les synthétiseurs de fréquence. Ils sont le plus souvent ajustés par des diodes capacitives (voir annexe B) sensibles en tension connues sous le nom de diodes VARACTOR.

Il y a beaucoup de détails au sujet des oscillateurs. Ce qui nous importe comme technicien de système est détaillé dans ce chapitre.

2.1 Caractérisation des propriétés du VCO

2.1.1 Plage d'accord et gain du VCO

La plage d'accord Δf_{osc} définit l'excursion de la fréquence d'oscillation en fonction de la tension de commande U_{com} .

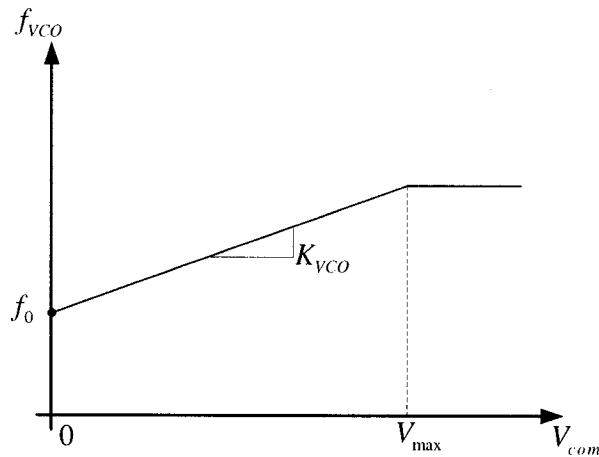


Figure 2-1 : Caractérisation d'un oscillateur commandé en tension idéal.

$$f_{osc} = f_0 + K_{vco} \cdot U_{com} \quad (2.1)$$

La fréquence f_0 définit la fréquence d'oscillation libre du VCO qui correspond à une tension U_{com} nulle (nous considérons dans notre rapport que les VCO sont commandés avec un voltage positif, d'autres VCO sont accordables soit avec des voltages négatifs ou des voltages qui partent d'une valeur négative jusqu'à une valeur positive).

Par ailleurs K_{vco} la pente de la courbe *fréquence/voltage* (Figure 2.1) est appelée **le gain** du VCO ou **sensibilité**, exprimé généralement en MHz/5. Il peut être négatif au positif et pour un VCO idéalement linéaire, il est obtenu par la relation :

$$K_{vco} = \frac{\Delta f_{osc}}{\Delta U_{com}} \quad (2.2)$$

La plage d'accord est donc définie par :

$$\Delta f (\text{MHz}) = f_{\text{max}} - f_0 \quad (2.3)$$

Généralement on considère que la plage de fréquences d'utilisation où le VCO a un comportement linéaire acceptable, elle est donnée par un pourcentage qui exprime le rapport de la grandeur de la plage avec la fréquence centrale (on parle de 50% par exemple).

2.1.2 Variation de la sensibilité

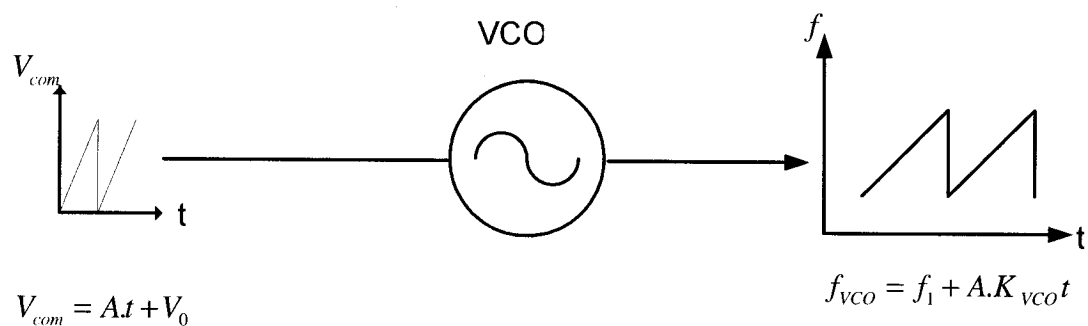


Figure 2-2 : Génération d'une rampe de fréquence avec un VCO idéal.

Dans le cas d'un VCO parfaitement linéaire K_{VCO} est constante. On aurait qu'à alimenter avec un voltage en dents de scie pour générer notre signal désiré en tenant compte d'avoir :

$$\gamma = A \cdot K_{VCO} \quad (2.4)$$

$$f_1 = f_0 + K_{VCO} \cdot V_0 \quad (2.5)$$

Bien sur la fréquence de la tension en dents de scies correspond la fréquence de répétition de la rampe.

Malheureusement ce n'est pas aussi facile que ça, comme nous allons voir.

Nous allons utiliser un VCO UMX 424-D16 de la compagnie *Universal Microwave Corporation* (UMC).

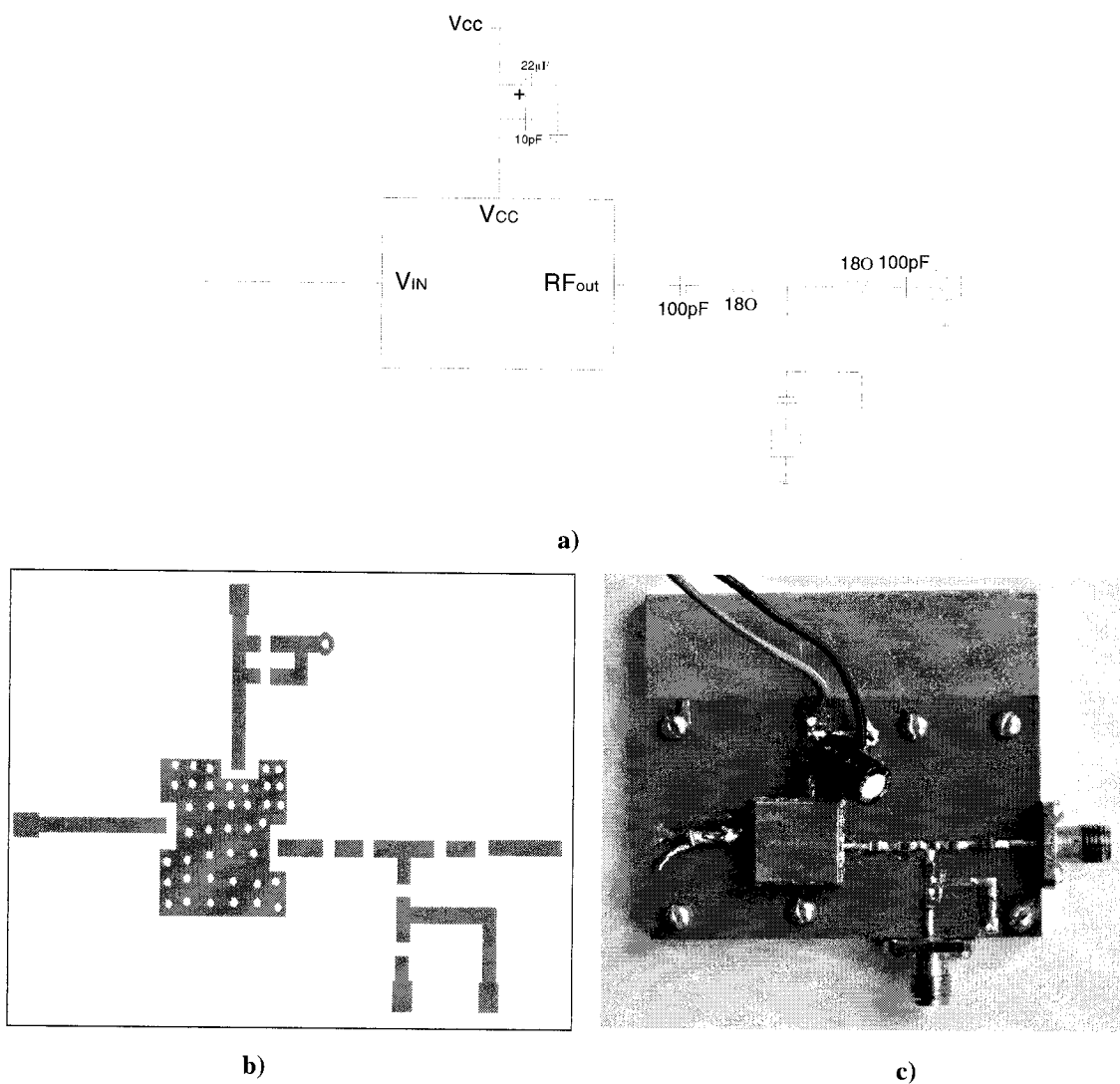


Figure 2-3 : a) Schéma du circuit VCO, b) Le tracé, c) La photo.

Il fonctionne entre les fréquences 2.7 GHz a 0 volts et 3GHz a 10 volts (se sont des valeurs typiques annoncées par le fabricant), donc il a un gain prévu de 30MHz/V.

On peut voir le tracé du circuit, les composants et la photo du circuit sur la Figure 2-3 .

On peut remarquer qu'à la sortie on divise la puissance sur deux broches puisque il va être utilisé dans une boucle plus tard.

Ce VCO sera combiné avec un doubleur de fréquences pour avoir la bande spécifiée auparavant. Donc, la plage d'utilisation de ce VCO est de 75MHz de 2862.5MHz a 2937.5MHz.

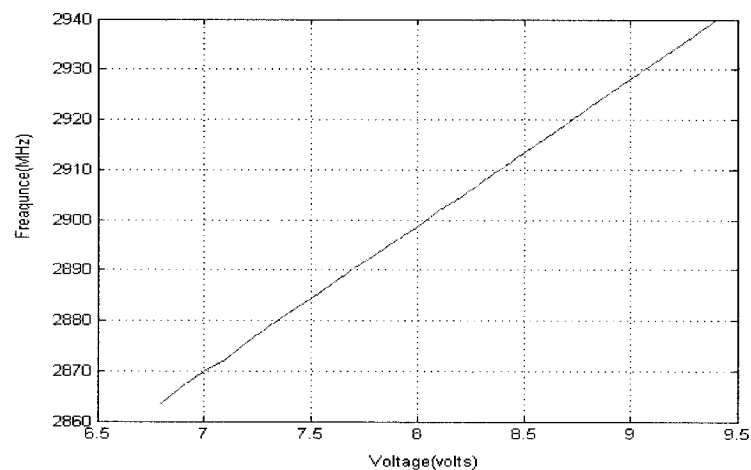


Figure 2-4 : Variation de la fréquence avec le voltage du VCO UMX 424-D16 (mesurée).

On va utilisé une plus petite zone puisque plus la plage d'accord est grande plus il y'a une forte variation de C (annexe B). Par conséquent, la variation est moins linéaire.

Examinons maintenant sa caractéristique fréquence- voltage dans la Figure 2-4

Nous apercevons des fluctuations, Analysons les variations du gain, en appliquant :

$$K_i = \frac{f_i - f_{i-1}}{U_i - U_{i-1}} \quad (2.6)$$

avec f_i la fréquence qui correspond à la tension de commande U_i , ces résultats sont affichés dans la Figure 2.5.

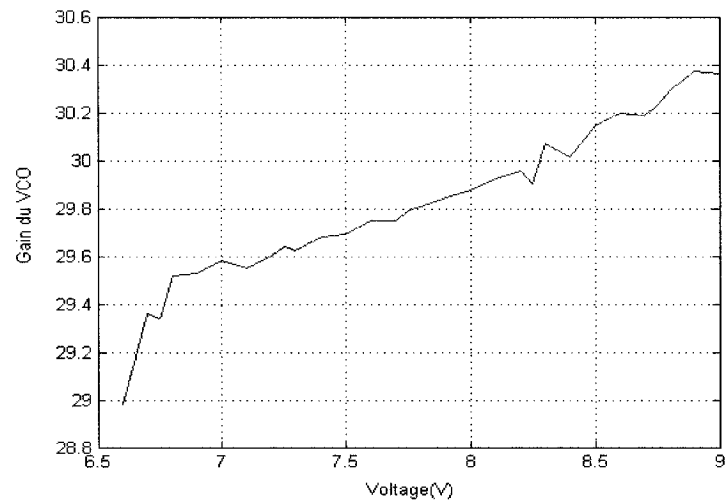


Figure 2-5: Mesure de la variation du gain du VCO.

Donc au lieu d'avoir idéalement une ligne droite horizontale qui correspond à un gain constant sur toute la plage de fréquence, notre gain change de valeur. Ces

changements sont dû essentiellement aux non linéarités du varacteur et du transistor qui constituent un VCO.

Mais quelle influence aura cette variation sur la précision de notre radar? De l'équation (2.4) on calcule l'erreur relative on trouve :

$$\frac{\delta\gamma}{\gamma} = \frac{\delta K}{K} \quad (2.7)$$

L'équation (2.7) montre que l'exactitude des mesures dépend directement de la linéarité du VCO et que dans la synthèse de fréquence de FMCW, *l'exécution la plus importante est la linéarité du gain.*

Le UMC424, comme nous constatons dans la Figure 2-5 , malgré qu'il est d'une très bonne qualité, une incertitude sur la linéarité de 7% -généralement les VCOs commerciaux offre 10%- ce qui équivaut a une incertitude de plus de 3m. La seule solution est de linéariser notre VCO.

2.1.3 Stabilité

On nomme la stabilité à court terme les fluctuations rapides de la fréquence. Les oscillateurs commerciaux disponibles offrent généralement une bonne stabilité en fréquence. Les oscillateurs à cristal ont une excellente stabilité de fréquence, tandis que les fréquences ne sont généralement pas très hautes (<100 mégahertz). Un oscillateur LC simple peut aller jusqu'à fréquence 900 mégahertz ou plus haut. En utilisant la bonne méthode de conception de transistor on peut concevoir un oscillateur avec une fréquence de plusieurs gigahertz. Des oscillateurs de fréquence plus élevée souvent sont obtenus à partir des Oscillateurs à Résonateur Diélectrique (DRO), qui fournissent la fréquence de signal dans la bande de millimétrique (Zhang, 2003).

On distingue aussi la stabilité à long terme : l'aptitude à délivrer la même fréquence lorsque le dispositif vieillit. Caractérisé par la variation relative sur un an par exemple, on voit bien que pour notre VCO la variation est visible et elle est de l'ordre 400 KHz a 600KHz, le fait quelle ne soit pas constante rend très difficile sa quantification.

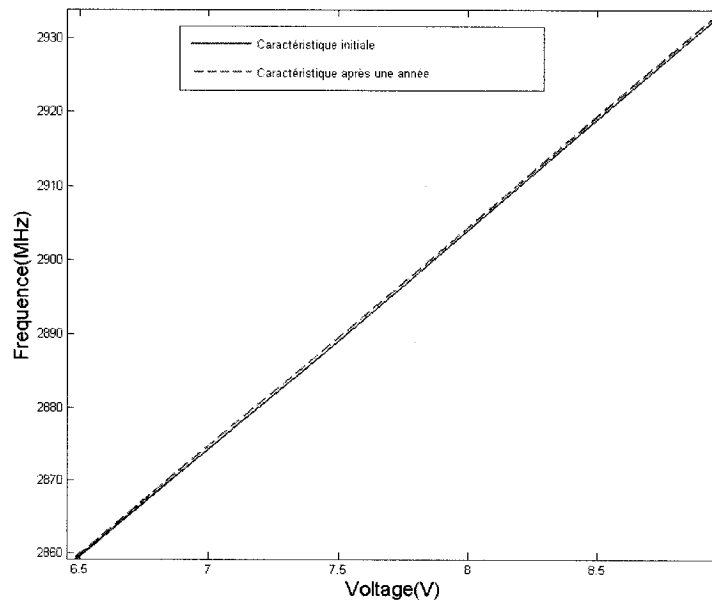


Figure 2-6 : Courbe fréquence/voltage initiale et après une année (mesurée).

On pourra aussi spécifier une autre cause d'instabilité; les changements de température. Comme on peut voir le sur la Figure 2-8, la fréquence change avec la température de l'ordre de 100KHz par degré, ce qu'est considérable. Donc, la température s'avère aussi une source d'incertitude.

2.1.4 Variation à la charge (Pulling)

Le pulling représente la variation de fréquence entraînée par une variation de charge en sortie du VCO. Pour limiter les effets indésirables du pulling il faudra isoler suffisamment le VCO de l'utilisation, au moyen d'un atténuateur ou d'un étage tampon, en intercalant entre l'oscillateur et la charge utilisateur un étage séparateur d'impédance

d'entrée indépendante de la charge de sortie. Notre VCO est protégé et ne montre aucune sensibilité à cette effet du fait qu'à sa sortie il y a un amplificateur limitateur.

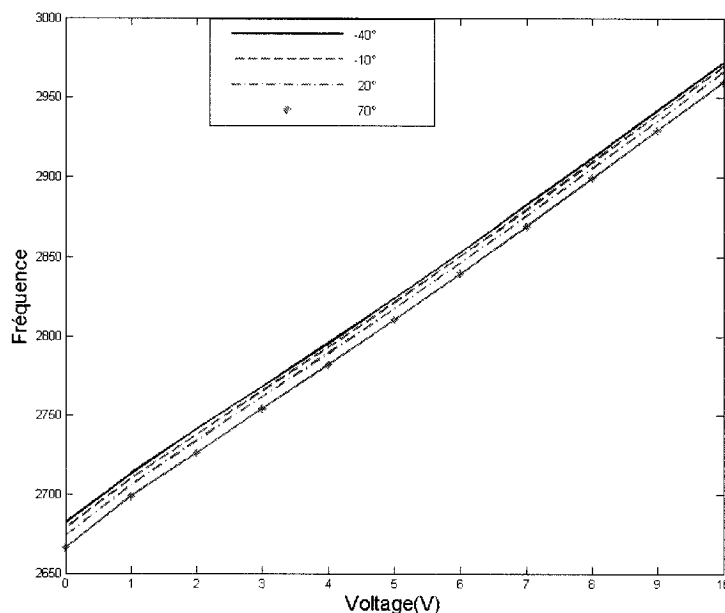


Figure 2-7 : Variation des caractéristique du VCO avec la température.

2.1.5 Variation à la tension d'alimentation (Pushing)

Le pushing représente la variation de fréquence entraînée par une variation de la tension d'alimentation. Le pushing est une caractéristique importante pour les montages fonctionnant sur piles, elle conditionne aussi la sensibilité du VCO au bruit pénétrant par le circuit d'alimentation. Dans tous les cas, de grandes précautions doivent être prises pour filtrer convenablement l'alimentation du VCO, sous peine de dégradation sensible des performances. Pour quelque VCO un filtrage actif de l'alimentation est recommandé.

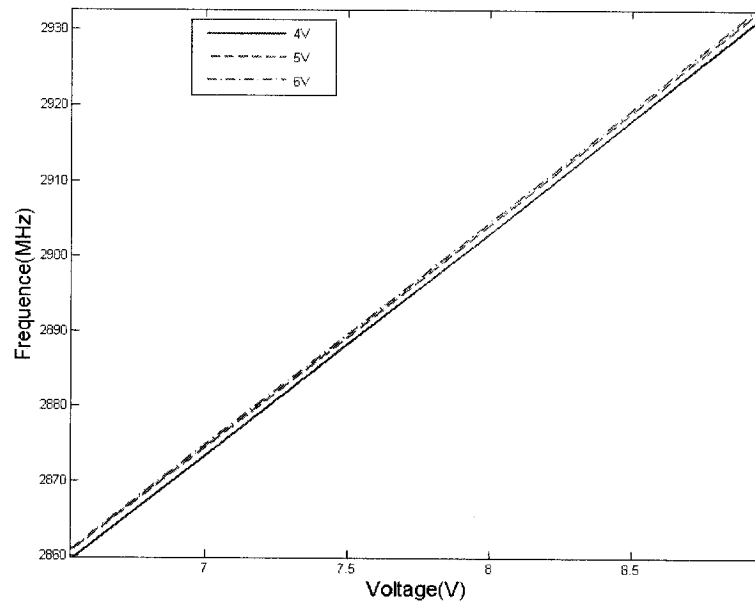


Figure 2-8 : Variation des caractéristique du VCO avec la tension de polarisation.

La Figure 2-8 montre la déviation de la fréquence de notre VCO causée par une variation de l'alimentation. Elle n'est pas constante pour chaque changement, ni le long de la rampe pour une seule variation.

2.1.6 Puissance

C'est une puissance qui pourra être exprimée en mW ou dBm sur 50Ω . L'oscillateur a une puissance de sortie généralement de l'ordre de quelques dBm, elle est déterminée par le gain de l'amplificateur de la boucle ouverte. Les variations dans la puissance (distorsion d'amplitude) sont nuisibles pour les performances. Notre VCO était choisi dans ce contexte les variation sont de l'ordre de 0.1dBm.

2.1.7 Bruit de phase (SSB)

Pour le bruit de phase, qu'on appelle également SSB (Single Side Band) Phase Noise, on considère que le bruit est symétrique de chaque côté de la porteuse, donc, on ne mesure que d'un côté).

Il s'agit du rapport de la puissance dans une bande passante de 1 Hz d'une fréquence f_m éloignée de la porteuse à la puissance P de la porteuse elle-même. Donc, le bruit de phase est défini par :

$$PN_{f_m} = \frac{N_{f_m}}{P} \quad (2.8)$$

où N_{f_m} est la densité spectrale de puissance du bruit à la fréquence f_m . Le bruit de phase est exprimé en dBc/Hz.

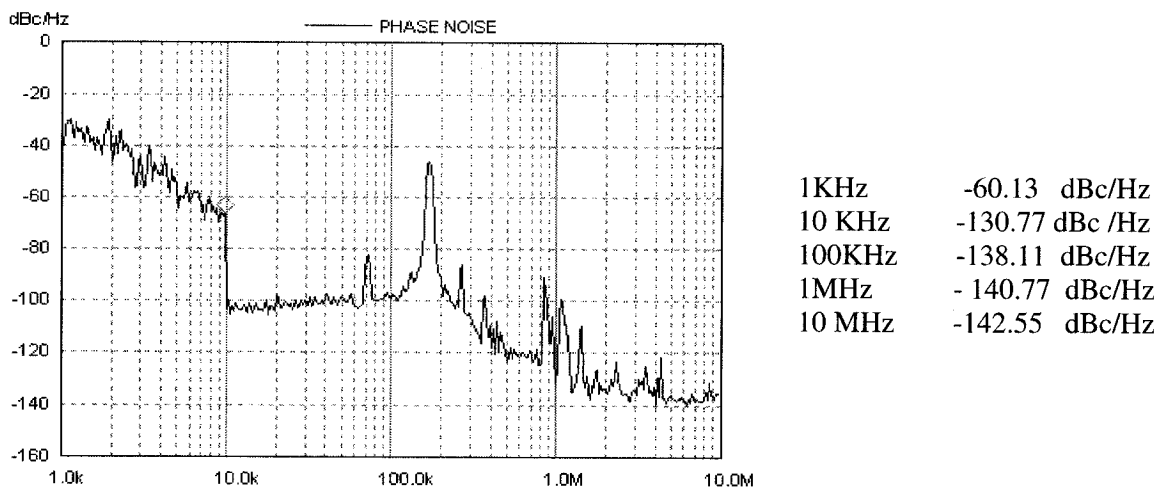


Figure 2-9 : Bruit de phase du VCO à la fréquence 2.9GHz.

Le bruit de phase dans un VCO provient de plusieurs sources telles que le bruit additif dû aux pertes dans le résonateur, le bruit de basses fréquences du transistor transposé près de la porteuse par les non linéarités du transistor et le bruit de hautes fréquences du transistor. Ce dernier est causé par les fluctuations en amplitude de la tension de commande du VCO. Ce bruit est d'autant plus fort que le gain K_{vco} est élevé (Rogers, 2000). Dans ce travail, nous n'avons pas pu approfondir l'étude du bruit dans le VCO. Cependant, il existe de nombreuses publications qui montrent la variation du bruit en fonction des paramètres de l'oscillateur (Rogers, 2000), (Leeson, 1966) et (Sauvage, 1977).

La

Figure 2-9 montre le bruit de phase du VCO à une fréquence de 2.9GHz dans une température ambiante et avec une tension de polarisation de 5.5 volts, le niveau de bruit est acceptable. Le niveau de bruit peut causer un problème d'intégration du composant dans le système.

2.1.8 Contenu harmonique

Les harmoniques sont habituellement exprimés en dB référencé au porteur (dBc). Les fabricant quantifie cela généralement par la deuxième harmonique. Pour notre oscillateur en a 18.93 dBc (le fabricant donne une valeur typique a 16dbc).

Cette quantité nous indique les distorsions dans le signal. On remarque aussi en plus des contenus non harmoniques qui peuvent venir des signaux auxiliaires générés

dans le VCO, des harmoniques du secteur, de la sensibilité microphonique du VCO ou des combinaisons (mélanges) des signaux précédents.

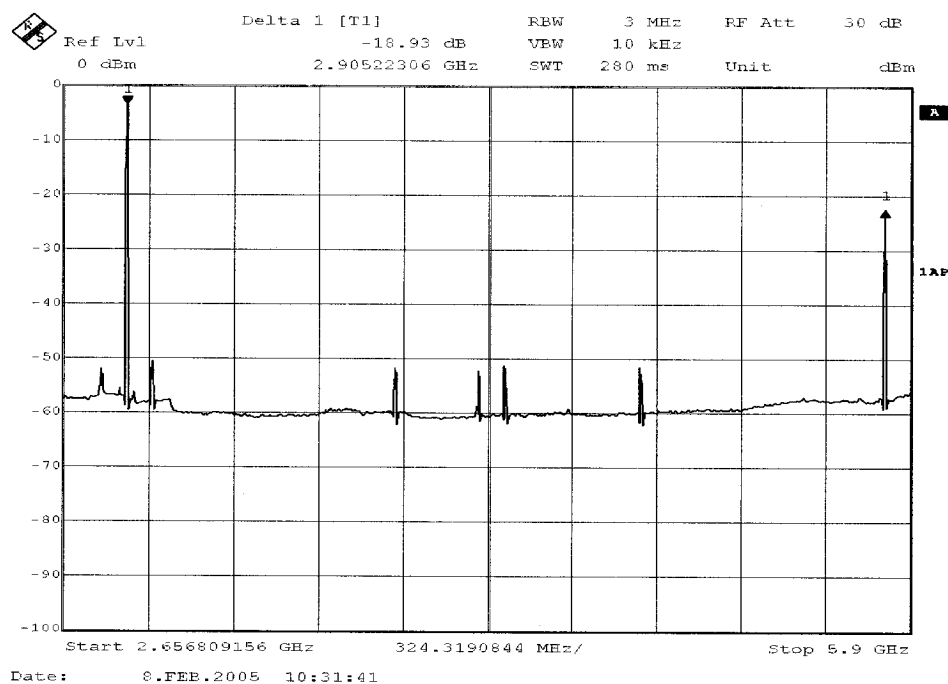


Figure 2-10 : Vue large du signal à la sortie du VCO.

Nous avons vu la plupart des caractéristiques du VCO et de quelle façon ils vont affecter les performances du système. La seule solution est de linéariser notre VCO avec une solution qui offre une stabilité dans le temps et avec les changements de température. Nous allons examiner les méthodes les plus utilisées avec leurs avantages et désavantages.

2.2 Les différentes méthodes de linéarisation

La synthèse de fréquence consiste à générer, à partir d'un signal fourni par une référence, un signal de fréquence différente qui correspond aux besoins de l'utilisateur.

Un synthétiseur de fréquence est un instrument qui permet de générer, dans une gamme de fréquences donnée, un signal dont on peut ajuster la fréquence et l'amplitude et auquel il peut être imposé une modulation de fréquence, de phase ou d'amplitude.

Nous présentons les synthétiseurs les plus utilisés dans la génération du signal radar FMCW.

2.2.1 Prédistortion

Si un générateur de fonctions ayant exactement la fonction inverse de transfert qui correspond à celle du VCO est inséré dans le circuit de la commande en voltage la linéarisation est accomplie (Figure 2-11). Des systèmes de ce type ont été construits en utilisant divers circuits analogiques comme générateurs de fonctions. Toutefois ils n'ont jamais pu synthétiser la fonction de correction exigée avec une exactitude suffisante pour produire la caractéristique ultra linéaire désirée. En plus il est difficile de corriger l'effet de la température dans le VCO et dans le générateur de fonctions analogiques (Williams, 1988).

Le même principe de correction peut être adopté en utilisant les techniques numériques où le générateur de fonctions de correction est fabriqué en utilisant des circuits numériques. La Figure 2-11 montre un système de correction digitale en boucle ouverte, où la fonction de transfert corrigéante est produite en utilisant une combinaison de convertisseur analogique numérique (CAN), des mémoires mortes (ROM) et de convertisseur numérique analogique (CNA).

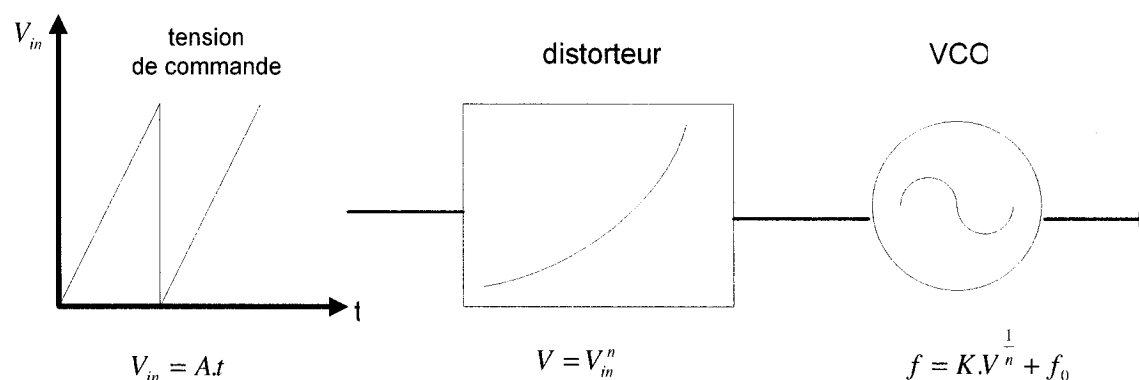


Figure 2-11 : Prédistorsion analogique.

La tension d'entrée est convertie en mot digital qui est employé pour adresser une mémoire ROM dont l'endroit d'adresse contient des données numériques (une table de consultation) correspondant à l'inverse de la fonction de transfert de l'oscillateur.

Ces données sont envoyées à un convertisseur numérique analogique afin de produire le voltage de commande requis. Un capteur de température peut également être ajouté pour compenser les effets de la température. Dans la Figure 2-12, ceci est réalisé en utilisant une méthode analogique. Une solution plus complète où l'information analogique de la température est digitalisée et utilisée avec plusieurs ROM contenant des données spécifiques de correction de fréquence pour la température. D'autres variantes utilisent la caractéristique du pulling pour compenser la variation avec la température où génèrent de la chaleur pour que le système reste à une température constante.

Ces systèmes sont capables de fournir une très bonne linéarité (Burke, 1994) et (Williams, 1988), cependant ils souffrent de quelques limitations sérieuses;

La première est que la plage de conversion du convertisseur de DAC ne peut pas parcourir toute la gamme de tension de commande. On corrige ça par quelques circuits spécialement conçus a cet effet. Le nombre de bits du DAC limite aussi les étapes disponibles de fréquence. Par exemple, des DAC 12 bits peut fournir 8192 étapes de fréquences. Ceci n'est pas toujours suffisant pour l'exactitude de fréquence.

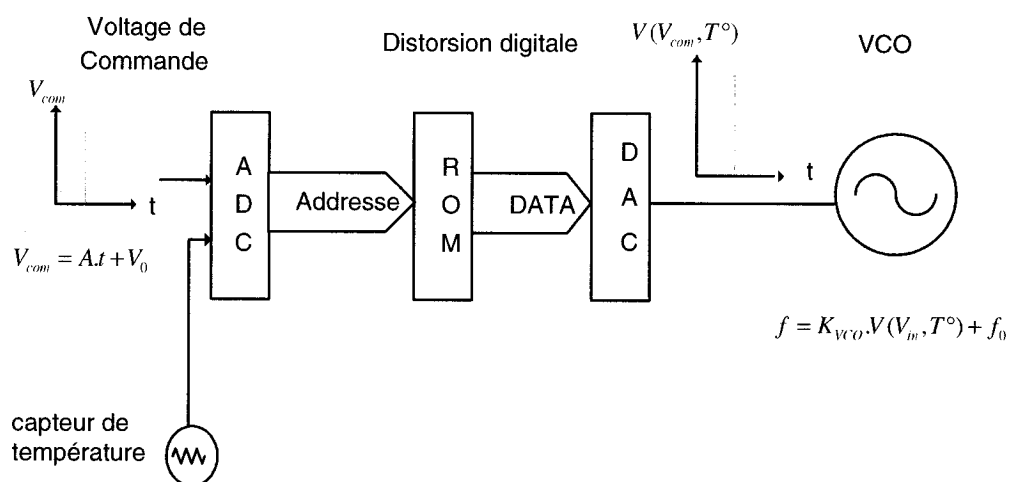


Figure 2-12 : Prédistorsion numérique.

On tente de remédier à ce problème, en utilisant des convertisseurs à double rampe ou des convertisseurs à approximations successives, on augmente la précision mais la rapidité diminue. Aussi il est difficile de compenser exactement le changement dû à la température en raison de la limitation sur la capacité des mémoires (Zhong, 2003).

Tous ces problèmes sont corrigibles mais les solutions augmentent la complexité des circuits et l'encombrement. Ce qui augmente la consommation (Williams, 1988).

C'est pour un oscillateur spécifique que les données de correction contenues dans les mémoires doivent être produites. En mesurant l'oscillateur particulier qu'on souhaite linéariser, puis en programmant des ROM avec les corrections nécessaires. Ceci, en soi, ne présente pas un problème important puisque la mesure et la programmation de PROM peuvent lui être effectuées automatiquement. Cependant, il est impossible de prendre en considération tous les changements de l'exécution de fréquence de l'oscillateur dus au vieillissement, chocs, etc.

Donc, n'importe quelle compensation en temps réel pour le problème de linéarités doit être basée sur un genre de rétroaction.

2.2.2 Boucle à Verrouillage de Fréquence

Pour obtenir une linéarisation, le VCO est remplacé par une boucle à Verrouillage de Fréquence (Frequency Locked Loop- FLL) (Gardner, 1985).

La boucle ne sera pas verrouillée par rapport à une référence comme on pourra voir après dans les PLL. Le FLL est constitué d'un VCO, un discriminateur fréquence (FD) et d'un filtre de contrôle (CF). La structure est définie sur la Figure 2-13.

Le discriminateur de fréquence compare la fréquence du VCO avec une référence et fournit une tension d'erreur. Dans le cas discriminateur à ligne de retard (annexe C), la ligne de retard fournit la référence de fréquence. La somme du signal d'erreur u_{FD} et la tension ajustement u_{DC} est envoyé au VCO par un filtre de

commande. Le signal d'erreur, u_{FD} doit compenser le décalage créé par u_{DC} . Ainsi, le signal d'erreur n'est pas zéro. La fréquence du VCO est décalée suivant la fréquence de référence, dépendamment de la tension u_{DC} . Par conséquent, la structure peut être employée comme un nouveau VCO, où u_{DC} est la tension de commande et ω_{vco} est la fréquence de sortie.

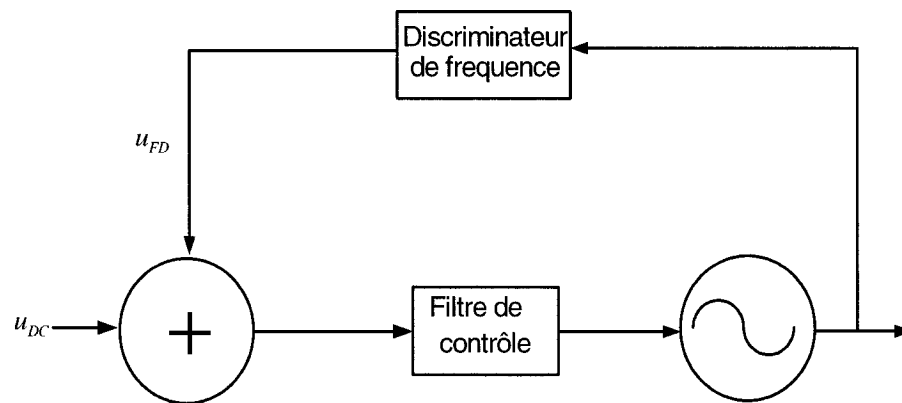


Figure 2-13 : Boucle à Verrouillage de Fréquence.

Il est commun d'utiliser un intégrateur simple comme filtre de boucle pour la fréquence (Gustrau, 1985). Dans ce cas-ci, le système peut être décrit par une équation non linéaire :

$$\frac{d\omega_{vco}}{dt} = \frac{K_{vco}}{I} (u_{DC} + g(\omega_{ref} - \omega_{vco})) \quad (2.7)$$

où ω_{vco} est la fréquence du VCO, ω_{ref} la fréquence de référence dans le discriminateur, $g(\omega)$ la caractéristique du discriminateur, K_{vco} la sensibilité de VCO, et I la constante d'intégrateur.

Après convergence, la dérivé par rapport au temps de la fréquence de VCO est zéro, Ainsi :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \omega_{VCO} = \omega_{ref} + g^{-1}(u_{DC}) \quad (2.8)$$

La caractéristique de ce nouveau VCO est donnée par la fonction inverse du discriminateur de fréquence, La caractéristique du générateur est indépendante du K_{VCO} , la sensibilité du VCO. Une variation du K_{VCO} n'a aucun effet sur la nouvelle sensibilité. La fréquence du nouveau générateur est égale à la fréquence de référence dans le discriminateur et ne dépend pas du **réservoir d'énergie** dans l'oscillateur.

En raison du comportement de la fréquence en boucle fermée la tension de commande u_{DC} du nouveau VCO est en plus filtrée par la fonction de transfert en boucle fermée du FLL.

Le discriminateur de fréquence est caractérisé par ça sensibilité k_{FD} (V/MHz).

2.2.3 Synthétiseur direct de fréquence : DDS

Le principe du synthétiseur direct numérique (digital direct synthesizer DDS) (Durbridge, 1991) est représenté à la Figure 2-14.

La sortie de l'accumulateur de phase à N bits adresse une ROM (read only memory) qui contient une représentation de la forme sinus, tabulée sur M bits. Cette ROM convertit l'information sur la phase produite par l'accumulateur en une valeur numérique représentant l'amplitude du signal.

Un convertisseur analogique numérique (CNA) à S bits traduit ensuite cette valeur numérique pour produire le signal analogique de fréquence (avec $f_s = \frac{M}{2^N} \cdot f_E$) qu'est lissé par le filtre passe-bas. Le signal obtenu correspond à l'échantillonnage de la fonction $\sin 2\pi f_s$. Conformément au théorème d'échantillonnage, la fréquence maximale qu'il est possible de synthétiser est alors $f_s/2$.

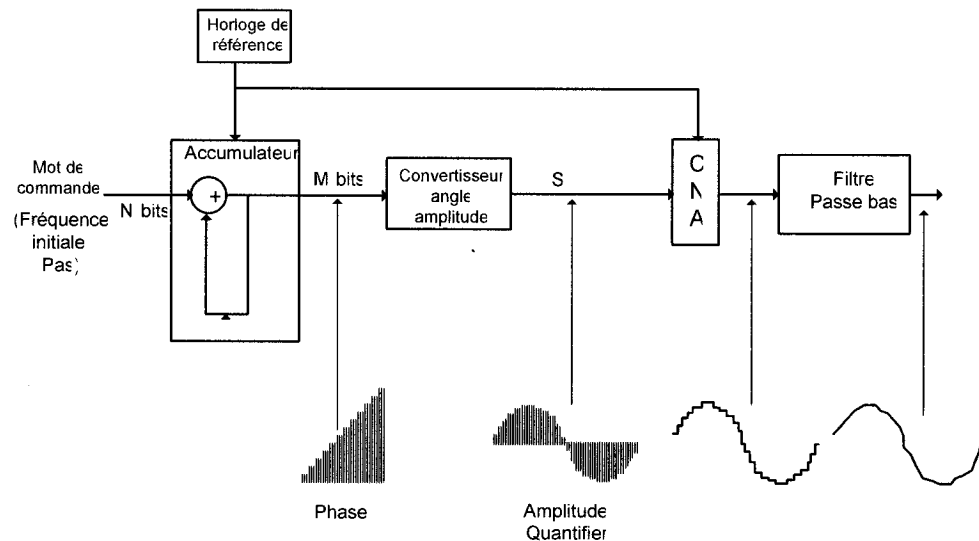


Figure 2-14 : Synthétiseur direct de fréquence.

L'accumulateur est un block digital composé d'un additionneur et d'un feedback (voir annexe D).

L'avantage du DDS

La fréquence du signal sinusoïdal est réglable numériquement, avec une résolution remarquable de sub-hertz. Par exemple, pour un signal d'horloge de 100MHz

et avec un accumulateur de 32 bits, le pas de la fréquence élémentaire est

$$\text{alors } \Delta f = \frac{f_E}{2^{32}} = 0.0233\text{Hz} .$$

Puisque la phase et la fréquence sont déterminées numériquement il n'y a pas d'erreur au changement de température ou le changement des caractéristiques dues à l'âge.

Un autre avantage est le fait que la plupart des chips DDS sont prédisposés par le fabricant pour générer une rampe. On entre nos caractéristiques demandées, dans les registres des mots de commande et le composant DDS prend le relais pour générer la rampe.

Les difficultés de base des DDS :

-stabilité de fréquence : la fréquence fondamentale doit être limitée au dessus de 40% de la fréquence d'horloge. Pour un signal d'horloge de 100 MHz, on ne peut pas aller à plus de 40 MHz d'excursion. Donc, si on veut réaliser un système à large bande, cette méthode est inappropriée.

-Le spectre du signal généré contient de très nombreuses raies parasites, puisque la forme sinusoïdale est produite par une technique d'échantillonnage.

-L'amplitude de la fréquence fondamentale n'est pas fixée, on pourra remédier à ce problème par un circuit additionnel.

- S'ajoute à cela dans le cas de génération d'une rampe, le fait que pour avoir une résolution acceptable, on devrait augmenter le nombre d'étapes et, malheureusement, la génération de rampes de quelque milliseconde devient difficile.
- Les synthétiseurs à haute performance peuvent résoudre ces problèmes avec une grande augmentation des dépenses.

Un avantage primordial est le fait qu'on peut *générer différentes formes de rampe de fréquence facilement* (Adler, 1995), (Durbridge, 1991), (Salous, 1984) et (Poole, 1985). Ceci est *utile dans le radar multi mode*. Puisque c'est une solution compacte, légère, et plus ou moins facile à programmer.

CHAPITRE 3

BOUCLE À VEROUILLAGE DE PHASE

Historiquement, le principe de la boucle à verrouillage de phase, appelée plus communément PLL (en anglais Phase Locked loop), remonte aux années 1930. Il a été inventé par le physicien français Henri de Bellescize alors qu'il cherchait à améliorer les conditions de réception de signaux radioélectriques fortement noyés dans le bruit.

Bien que cette invention fut d'une grande importance, en particulier dans le domaine des télécommunications et de la télédétection, les contraintes technologiques de l'époque (utilisation de composants à tubes) ont limité son développement, et il a fallu attendre l'avènement des circuits électroniques à semi-conducteurs dans les années 1950 pour que le principe des asservissements de phase connaisse d'une expansion rapide dans beaucoup de domaines.

La boucle à verrouillage de phase est aujourd'hui l'un des composants les plus répandus dans le traitement du signal, en raison de sa fiabilité, de sa facilité de mise en oeuvre, et de son faible coût. Cette structure a investi beaucoup d'appareils tels que les téléphones mobiles, la démodulation de signaux logiques ou analogiques, les radars aussi bien routiers que militaires, sonars, téléviseurs, ...etc.

Le terme boucle provient du domaine des asservissements. Nous sommes donc en présence d'un système asservi. Le nom nous l'indique encore, qu'il s'agit comme

nous allons voir de verrouiller de la phase du signal de sortie sur la phase du signal d'entrée.

3.1 Structure

Le schéma fonctionnel d'une PLL de base est représenté à La Figure 3-1. Il s'agit d'un système asservi à retour unitaire. Il existe plusieurs variantes de ce schéma en fonction des applications.

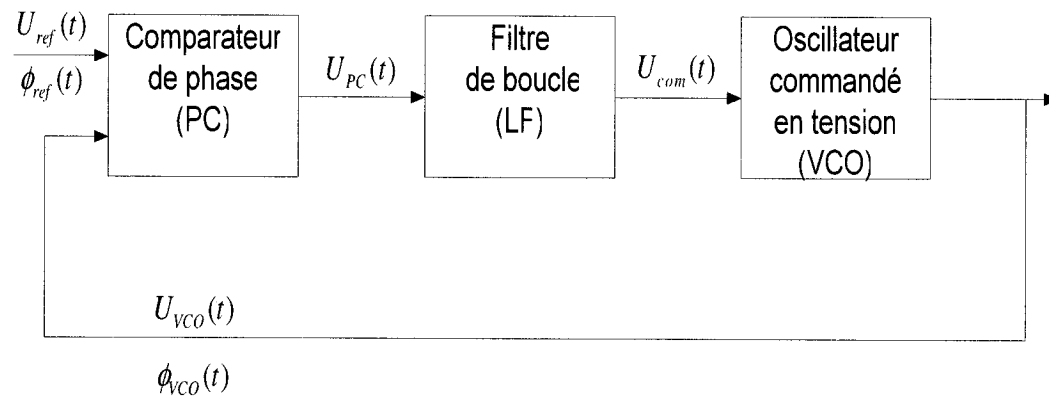


Figure 3-1: Schéma bloc d'une PLL.

Les composants essentiels d'une PLL sont :

- Le *détecteur* ou *comparateur de phase* (*phase detector/comparator* - PC).
- Le *filtre de boucle* (*loop filter* - LF).
- L'*oscillateur commandé en tension* ou *en courant* (*voltage controlled oscillator* - VCO).

Chacun des composants de la PLL peut être réalisé de manière analogique ou logique. Selon le choix on parle de PLL analogique, logique ou hybride (mixte) (Roland, 1997).

Le principe du verrouillage de phase est de forcer le signal de sortie de l'oscillateur commandé en tension (ou en courant) $U_{VCO}(t)$ à suivre le signal d'entrée (de référence) $U_{ref}(t)$. Ceci signifie que les deux signaux ont les mêmes fréquences et une différence de phases constante (et éventuellement nulle). Lorsque la PLL n'est pas verrouillée, les deux signaux peuvent avoir (momentanément) des fréquences différentes.

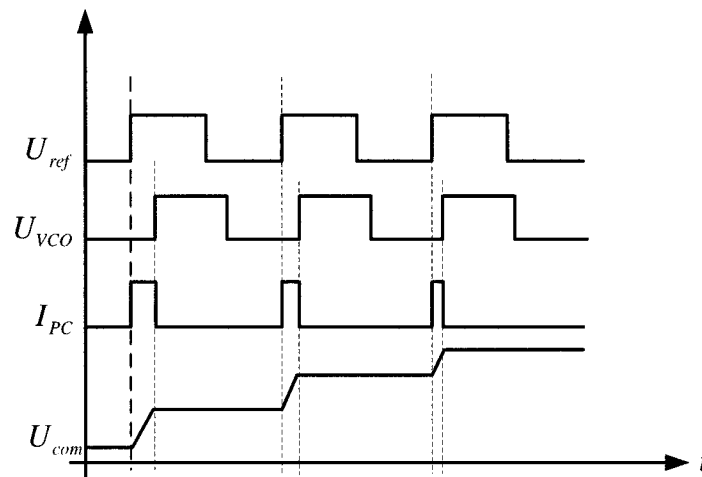


Figure 3-2: Transformation de phase en tension.

Le comparateur de phase génère un signal représentant la différence de phase entre ses deux signaux d'entrée (puisque un écart de fréquence peut toujours

s'interpréter comme un écart de phase). Ce signal est converti par une pompe de charge en courant $I_{PC}(t)$ tel que :

$$I_{PC} = K_{PC}(\varphi_{ref} - \varphi_{VCO}) \quad (3.1)$$

$$I_{PC} = K_{PC}\Delta\varphi \quad (3.2)$$

Le coefficient K_{PC} est le gain du comparateur de phase et il s'exprime en mA/rad , puisque le comparateur de phase est suivi par une pompe de charge ou en V/rad quant on est en présence de tension U_{PC} dans d'autre genre de PLL. Ce signal est ensuite filtré pour générer une tension de commande, ou d'erreur, $U_{com}(t)$. Le filtre est un passe-bas généralement premier ou seconde ordre (ceci fait que la PLL est un système asservi consécutivement d'ordre deux ou trois), passif ou actif, dont le but est d'extraire la valeur moyenne du signal $U_{PC}(t)$ et ainsi d'obtenir un signal de commande $U_{com}(t)$ propre.

L'oscillateur commandé en tension est défini comme nous avons vu par une caractéristique $f_{VCO}(U_{com})$ linéaire (du moins dans son domaine de fonctionnement) :

$$f_{VCO} = f_0 + K_{VCO}U_{com} \quad (3.3)$$

f_0 la fréquence libre doit être beaucoup plus grande que la fréquence de coupure du filtre de boucle. K_{VCO} est la *sensibilité* de l'oscillateur. ***La sensibilité est en général faible pour éviter des problèmes d'instabilité de la boucle.***

La fréquence étant la dérivée de la phase, on a aussi :

$$\frac{d\varphi_{VCO}}{dt} = K_{VCO} U_{com} \quad (3.4)$$

La phase du signal de sortie de l'oscillateur est donc linéairement dépendante de l'intégrale de la tension de commande.

La sortie utile d'un tel système peut être, soit le signal de commande de l'oscillateur (par exemple pour des fonctions de démodulation), soit le signal de sortie de l'oscillateur (par exemple pour des fonctions de génération de signaux stables).

3.2 Plage de capture et de verrouillage

Plage de verrouillage :

On l'appelle aussi plage de maintien ou de poursuite. Elle correspond à l'écart de fréquence par rapport à la fréquence libre f_0 à partir duquel la PLL est déverrouillée (Couturier), lorsque la PLL est verrouillée $f_{VCO} = f_{ref}$.

Plage de capture :

On l'appelle aussi plage d'accrochage. Elle correspond à l'écart de fréquence par rapport à f_0 à partir duquel la PLL se verrouille. La plage de capture dépend de la bande passante du filtre.

On peut dire que :

- la plage de capture dépend plutôt de la bande passante du filtre.
- la plage de verrouillage dépend plutôt des fréquences extrêmes du VCO.

Lexique : pour la plage de verrouillage, on utilise également les termes : plage de maintien, plage de poursuite, *tracking range* et *lock range*. Pour la plage de capture, on utilise également les mots : plage d'accrochage, *capture range*, *acquisition range*.

3.3 L'application de la PLL à la synthèse de fréquence

Pour le moment l'objectif est seulement de produire une porteuse, c'est à dire une tension sinusoïdale de fréquence fixe précise, très stable et programmable par pas. Il ne s'agit pas encore de générer la rampe.

Dans cette application des PLL la fréquence d'entrée est fixe, précise et très stable : c'est une fréquence de référence f_{ref} .

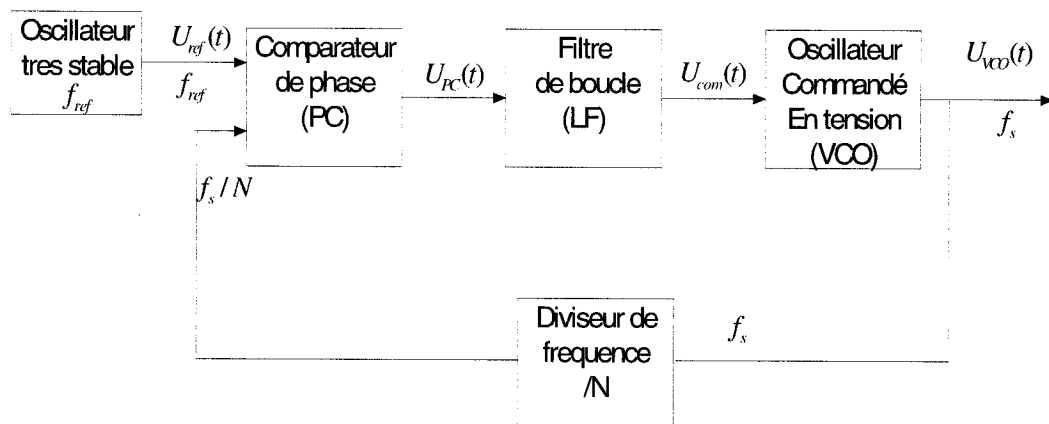


Figure 3-3 : Multiplicateur de fréquence.

Un diviseur de fréquence par N (variable par programmation) est inséré dans le retour de la boucle. La boucle une fois verrouillée la fréquence f_s/N est égale à f_{ref} .

Donc, le VCO oscille à une fréquence $f_s = N.f_{ref}$ (le VCO est choisi ou réalisé de

façon que les fréquences f_s que l'on veut produire soient comprises dans sa plage de fonctionnement).

Un des avantages de cette méthode est que les fréquences produites bénéficient de la précision et de la stabilité de la fréquence de référence.

Ce principe est surtout utilisé dans les **synthétiseurs de fréquence** (Goldberg, 2001), qui permettent d'utiliser des oscillateurs de référence à quartz stable et qui produisent des fréquences plus facilement variables avec des pas quelconques.

3.4 Etude de block

L'étude de la PLL se ramène à l'étude d'un système asservi. On peut ainsi étudier la réponse à diverses excitations; sinusoïdale, triangulaire, échelon de fréquence (démodulation FSK, pour Frequency Shift Keying) ou de phase (démodulation PSK, pour Phase Shift Keying) comme décrite dans (Banerjee, 2003).

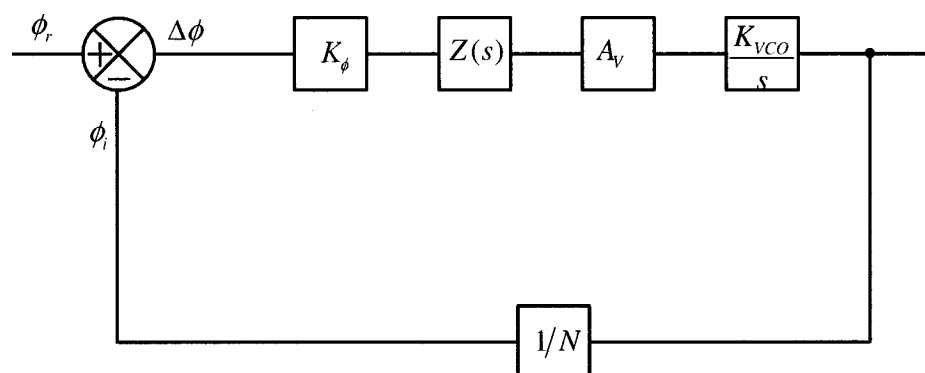


Figure 3-4 : Schéma bloc de la PLL en grandeurs phases.

En pratique, les grandeurs d'entrée et de sortie sont des fréquences, en multipliant une fréquence par 2π , on obtient une pulsation et en multipliant une pulsation par $1/s$ on obtient une phase instantanée.

3.4.1 Fonction de transfert des différents éléments

La fonction de transfert de chacun des blocs du schéma fonctionnel ci-dessus est définie comme suit :

- Le gain du Comparateur/pompe de charge de phase : K_ϕ en $mA/2\pi rad$.
- Filtre passe-bas idéal : caractérisé par $Z(s)$ si la pompe de charge génère un courant et dans les cas où elle génère un voltage elle est décrite par le rapport de tension donc sans unité.
- Amplificateur de tension : $A_v = \frac{u_s}{u_0}$ sans unité.
- VCO : définie par son gain K_{VCO} en MHz/V .
- Diviseur par N en retour : sans unité.

Fonction de transfert de la chaîne directe : on l'obtient en faisant le produit des fonctions de transfert de chaque bloc :

$$G(s) = \frac{K_\phi A_v K_{VCO}}{s} \cdot Z(s) \quad (3.4)$$

La boucle de retour a une fonction de transfert :

$$R(s) = \frac{1}{N} \quad (3.5)$$

La fonction de transfert de la boucle fermée :

$$Cl(s) = \frac{G(s)}{1 + R(s).G(s)} \quad (3.6)$$

donc

$$Cl(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)/N} \quad (3.7)$$

3.4.2 Fonction de transfert du filtre de boucle (LF)

La configuration standard de filtre de boucle passive, pour une pompe de charge courante est montrée sur la Figure 3-5, le filtre de boucle est une impédance complexe parallèlement à la capacité d'entrée du VCO (National semiconductor, 2001).

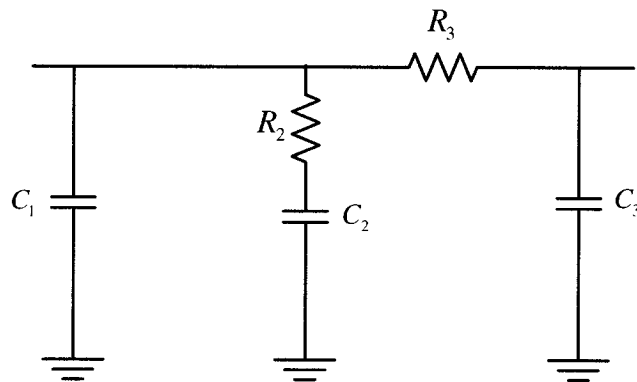


Figure 3-5 : Filtre passe bas troisième ordre.

Le condensateur shunt C1 est recommandé pour éviter les sauts discrets de tension, à l'entrée de control du VCO. Ces sauts sont dus aux changements instantanés

du courant de la pompe de charge. La section passe-bas de filtre est nécessaire pour les applications qui exigent un rejet additionnel des bandes latérales (spurs).

L'équation de transfert du filtre s'écrit :

$$Z(s) = \frac{1 + sT_2}{s(X_2s^2 + X_1s + X_0)} \quad (3.7)$$

avec

$$T_2 = R_2C_2 \quad (3.8)$$

$$X_2 = C_1 \cdot C_2 \cdot C_3 \cdot R_2 \cdot R_3 \quad (3.9)$$

$$X_1 = (C_1 + C_3)C_2R_2 + (C_1 + C_2)R_3C_3 \quad (3.10)$$

$$X_0 = C_1 + C_2 + C_3 \quad (3.11)$$

X_i Sont les coefficient du filtre, on utilisons les constante du temps T_1 et T_2 on auras :

$$Z(s) = \frac{1 + sT_2}{sX_0(1 + sT_1)(1 + sT_2)} \quad (3.12)$$

avec T_i les pôles du filtre :

$$\frac{X_1}{X_0} = T_1 + T_3 \quad (3.13)$$

$$\frac{X_2}{X_0} = T_1 \cdot T_3 \quad (3.14)$$

3.4.3 Réponse d'une PLL à un saut de fréquence

Donc en boucle fermée, de l'équation (3.7) notre fonction de transfert est donnée comme (Banerjee, 2003) :

$$Cl(s) = \frac{k \cdot N \cdot (1 + sT_2)}{X_2 s^4 + X_1 s^3 + X_0 s^2 + skT_2 + k} \quad (3.15)$$

Avec

$$k = \frac{K_\phi K_{VCO} A_v}{N} \quad (3.16)$$

Considérons maintenant le comportement d'une PLL, qui est au commencement verrouillé à la fréquence f_{s1} (erreur statique nulle); puis le compteur N est changé tels pour causer un changement a la fréquence sortie de la PLL en f_{s2} .

L'événement est équivalent a une réponse à un échelon de fréquence de référence, qui passe de $\frac{f_{s1}}{N}$ pour un niveau logique '0' a $\frac{f_{s2}}{N}$ pour un niveau logique '1'; N employée dans ces équation devrait être la valeur de N correspondant a la fréquence f_{s2} .

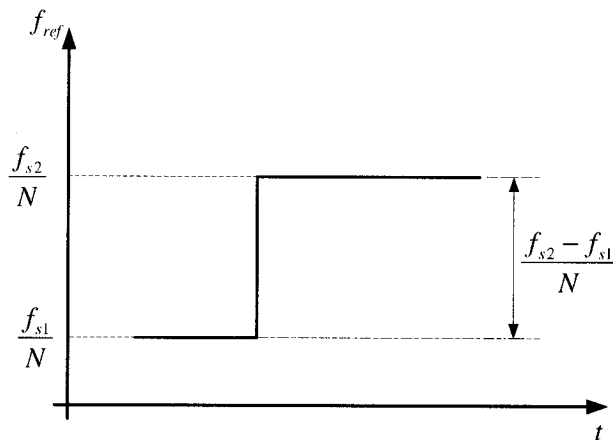


Figure 3-6 : Excitation par un échelon.

Cette analyse considère tous les pôles et les zéros de la fonction transfert et donne des résultats assez précis. Pour commencer, la fonction de transfert est multipliée

par le $\frac{f_2 - f_1}{N.s}$, cependant, puisque c'est la réponse de fréquence qui est recherché, la fonction de transfert est également multipliée par s pour effectuer la différentiation de la réponse de phase. Donc la réponse transitoire est donné par la transformée inverse de :

$$F(s) = s \cdot \frac{f_2 - f_1}{N.s} Cl(s) = \frac{k(f_2 - f_1) \cdot (1 + sT_2)}{X_2 s^4 + X_1 s^3 + X_0 s^2 + skT_2 + k} \quad (3.17)$$

La représentation de la fonction de transfert en fraction partiel donne :

$$F(s) = \frac{A_0}{s - p_0} + \frac{A_1}{s - p_1} + \frac{A_2}{s - p_2} + \frac{A_3}{s - p_3} \quad (3.18)$$

et la transformé inverse de (3.18) nous donne la réponse transitoire. L'équation (3.17)

ça nous donne :

$$F(s) = \frac{k(f_2 - f_1)}{X_2} \sum_{i=0}^3 B_i \left[\frac{1}{s \cdot (s - p_i)} - \frac{T_2}{(s - p_i)} \right] \quad (3.19)$$

avec
$$B_i = \prod_{j \neq i} \frac{1}{p_i - p_j} \quad (3.20)$$

$$f(t) = f_2 + \frac{k(f_2 - f_1)}{X_2} \sum_i B_i \cdot e^{p_i t} \left(\frac{1}{p_i} + T_2 \right) \quad (3.21)$$

Nous pouvons observer une réponse typique pour un saut de fréquence sur le figure suivante, le saut de fréquence est de 1MHz. On observe bien qu'une forme exponentielle enveloppe le régime transitoire, le signal rentre dans une deuxième phase où il oscille avec une fréquence naturelle puis le signal se stabilise.

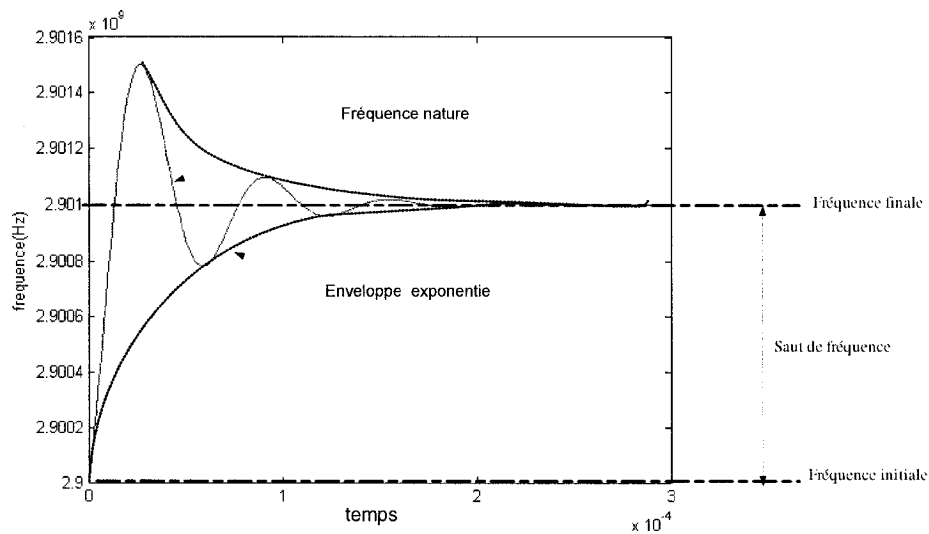


Figure 3-7: Réponse simulé obtenue à un échelon.

3.4.4 Stabilité de la boucle

Une boucle à verrouillage de phase étant un système à rétroaction présentant du gain, elle n'est pas nécessairement stable. Le but n'étant pas de fabriquer un oscillateur, on veillera à satisfaire des critères de stabilité. On rencontre fréquemment plusieurs critères on se contenteras du plus facile à vérifier :

-La réponse CI de la boucle fermée ne doit pas présenter de pôle dont la partie réelle soit positive, en effet si $p = \sigma + i\omega$ est un pôle de CI, le système amplifiera fortement les composantes en $e^{pt} = e^{\sigma t} e^{j\omega t}$ dont le module ne décroît pas avec le temps si $\sigma \geq 0$.

Et puisque les pôles doivent être calculés pour la réponse transitoire, on vérifiera qu'ils ont tous la partie réelle négative, sinon le design n'est plus stable.

3.5 La boucle a verrouillage de phase a division fractionnelle

Si l'on ne sait pas faire une division fractionnelle instantanément, il est possible de la faire en moyenne sur un intervalle de temps. On ajoute donc un contrôleur de division a l'architecture de la boucle a verrouillage de phase a division entière précédente.

La multiplication fractionnelle de la fréquence de référence se fait en alternant la valeur de la division (par N , $N+1$) de la fréquence du signal de sortie du VCO (Figure 3-9).

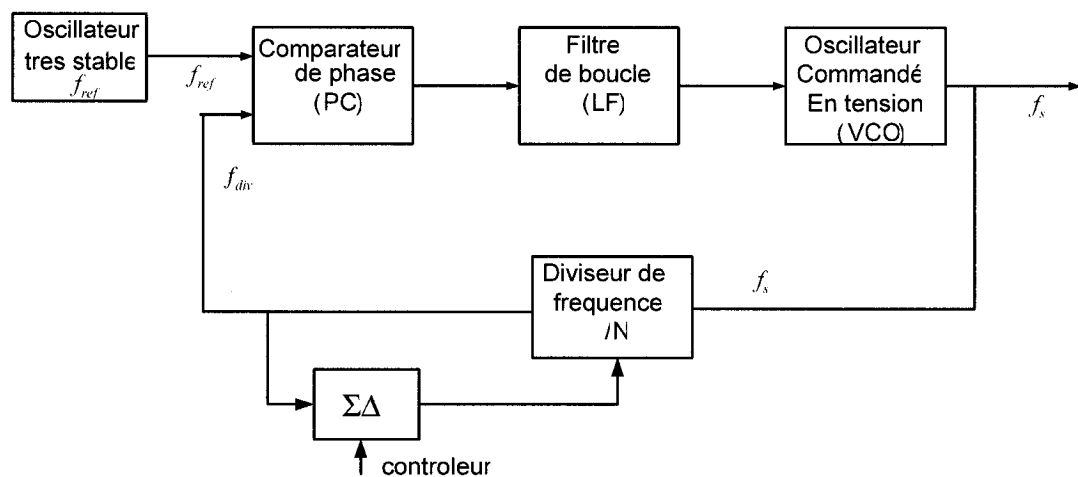


Figure 3-8 : Synoptique d'une boucle a verrouillage de phase a division fractionnelle.

Lorsque la boucle accroche, la moyenne de la fréquence a la sortie du diviseur f_{div} égale la fréquence de référence, nous en déduisons que la fréquence moyenne a la sortie du VCO est égale au produit de la fréquence du signal de référence par la moyenne q de la division.

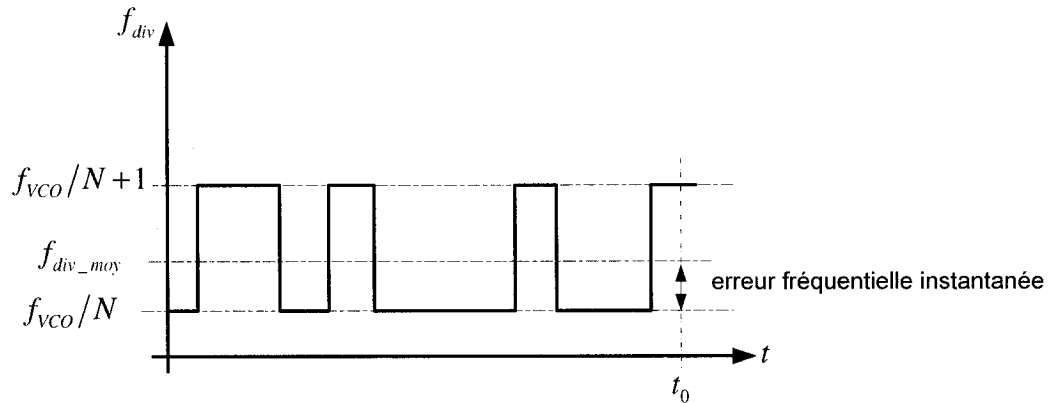


Figure 3-9 : Fréquence a la sortie du diviseur.

Un contrôleur sigma delta ($\Sigma\Delta$) détermine les valeurs des divisions au cours du temps. Les boucles à verrouillage de phase à division fractionnelle sont largement répandues dans les systèmes radio communication.

3.6 Génération d'une rampe de fréquence

Nous avons passé en revue les notions les plus importantes des PLL, il nous reste à développer une approche pour générer notre rampe de fréquence avec les exigences dictées par l'utilisation radar.

On distingue dans la Figure 3-10 la première montée de la réponse transitoire. Cette partie présente une caractéristique assez linéaire comme nous remarquons dans l'agrandissement. L'écart de fréquence entre cette réponse et une réponse parfaitement linéaire est de quelques kHz seulement, si on compare avec les mesures effectuées dans le deuxième chapitre où l'écart était de plusieurs centaines de kHz, voir quelques MHz en ajoutant l'instabilité, cette erreur est dérisoire. Le pas ici est de 1 MHz, le filtre est

assez large et nullement optimisé, si on diminue le pas et on s'assure d'une réponse stable on générera une rampe de fréquence linéaire.

On augmentons le nombre de pas l'écart diminue, c'est la démarche la plus utilisée dans la linéarisation avec les PLL (Musch, 1997), (Musch, et Schiek, 1999 [28]) et (Musch et Schiek, 1997 [31]). Pour générer la rampe on vari le diviseur N dans un délai T de Z étapes.

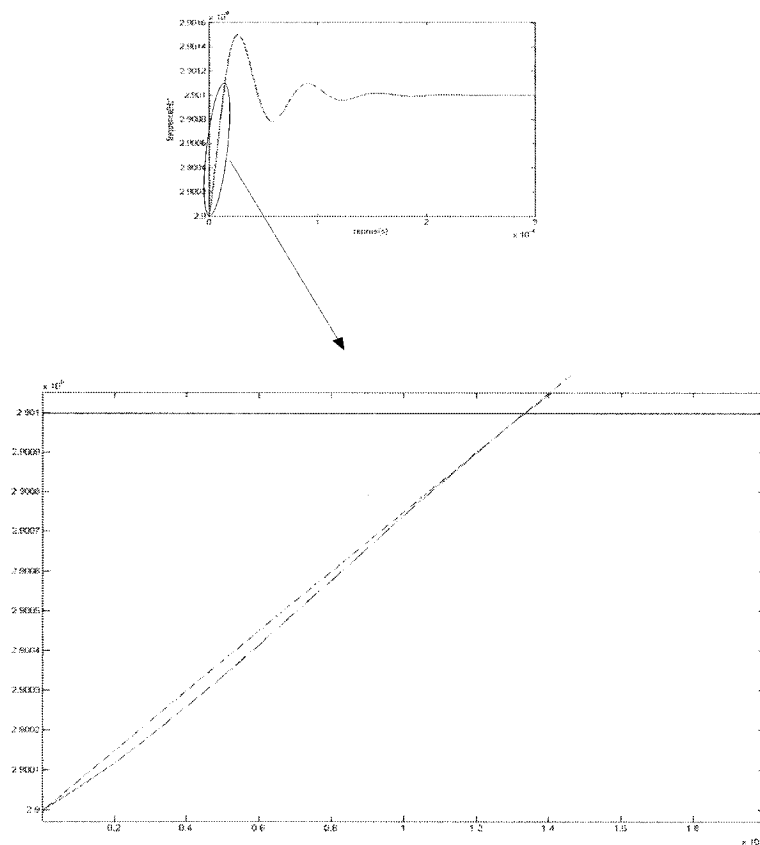


Figure 3-10 : Partie linéaire de la réponse transitoire.

En tenant compte que la réponse du système doit passer plus de temps dans les états transitoire linéaire que dans un régime stationnaire. Cela sera possible grâce à un design judicieux du filtre, puisque c'est lui qui peut contrôler la vitesse de réponse ainsi que la forme de la réponse.

3.6.1 Critère

Le filtre doit être traité de telle façon que l'étape $n+1$ commence dans la section critique de l'étape n , comme montré dans la Figure 3-11.

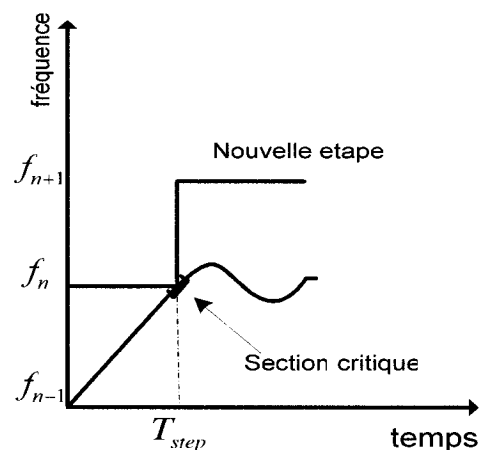


Figure 3-11 : Critère pour le design de filtre.

Cette section correspond au premier passage par la fréquence désirée f_n , d'autre part il faut que ce passage corresponde à T_{step} c'est le temps que prend le contrôleur pour réinitialiser une nouvelle étape. On va utiliser la largeur de bande pour satisfaire ce critère.

3.6.2 La linéarisation avec une PLL

Le nombre maximum des étapes que le diviseur exécute et la fréquence associée à la référence au PFD selon (Musch, 1997), sont fonction du temps de rampe et la largeur de bande de rampe avec :

$$Z = \sqrt{B.T} \quad (3.21)$$

$$f_{ref} = \sqrt{\frac{B}{T}} \quad (3.22)$$

La qualité de la linéarisation dépend de la qualité de notre référence, généralement on utilise un oscillateur à Cristal parce qu'ils est très stable avec l'âge, de préférence avec compensation de variation causé par la température (TCXO).

Un circuit de linéarisation d'une rampe de fréquence avec une PLL donne une bonne linéarité de rampe, à peine 10^{-4} de non linéarité selon (Musch, 1997)[29]. La PLL conventionnelle composée d'un diviseur de fréquence programmable avec un rapport de division entier est limitée par le fait que le diviseur de fréquence permet seulement des étapes d'unité.

3.6.3 La linéarisation avec une PLL N- Fractionnel

Le temps de montée de la rampe et la largeur de bande de rampe sont prédéfinis par le système de radar, le nombre d'étapes Z maximal et la fréquence de référence f_{ref} ne sont pas variables. Par exemple, le nombre maximum de points avec une largeur

de bande de rampe de 75MHz et un temps de rampe de 15ms est $Z=1000$ avec $f_{ref}=75\text{KHz}$ (c'est les valeurs les plus proches des valeurs calculées pour quand reste dans une logique pratique), donc on devrait programmer N pour qu'il varie de la valeur initiale 38166.67 a 48166.67. Deux problèmes surgissent :

- Les valeurs en jeu sont fractionnelles, on pourra ajuster la valeur de la fréquence de référence, ou dans les pire des cas écourté notre bande.

- Mais surtout quand ne trouve pas un chip PLL qui a un diviseur de plus que 30000 dans le commerce.

La solution intuitive est d'augmenter f_{ref} jusqu'à quelque MHz et diminue Z pour une centaine de points, avec cet ajustement les étapes ainsi que les erreurs deviennent très large.

La solution est d'utilisé une PLL avec un diviseur fractionnel pour faire des étapes partielles dans n'importe quelle taille, au lieu de faire seulement des étapes d'unité.

De cette façon *la largeur d'étape ne dépendra pas de la fréquence de référence.*

Étant donné que la fréquence de référence n'influence plus la taille d'étape, *la fréquence de référence est seulement limitée par la vitesse des composants numériques*, comme nous allons voir dans le prochain chapitre.

CHAPITRE 4

CONTRÔLE DE LA PLL ET GENERATION DE LA RAMPE

4.1 Circuits PLL ADF4153 Fractionnel

4.1.1 Présentation générale

Le circuit **ADF4153** est fabriqué par **ANALOG DEVICES** [2] , cette nouvelle famille de PLL convient parfaitement à de multiples applications de communications mobiles, aux applications industrielles, médicales et pour l'instrumentation.

Cette famille, référencée ADF comprend plusieurs composants offrant chacun des temps de verrouillage exceptionnellement rapides, grâce notamment à l'utilisation d'une technique : Fractional-N (Frac-N) qui offre un temps de verrouillage d'une centaine de microsecondes, un bruit de phase de -103 dBc/Hz (à 1722MHz et 1kHz d'offset) avec un signal parasite inférieur à -71,51 dBc (à 1722MHz et 200kHz d'offset).

Offrant une faible consommation, de 12mA, avec quatre pin d'alimentation, le circuit PLL est proposé dans les boîtiers CSP 20- broche de raccordement (4X5) avec 3.75x4x0.85mm de dimension. Ils sont également disponibles en boîtiers TSSOP 6.4x5x1.2 de dimension avec 16-broche de raccordement (2X8).

La plage de fréquences de ces PLL s'étend de 500MHz à 4000MHz et ces circuits sont déjà disponibles avec une grande variété d'outils tels que des cartes de développement, des manuels d'utilisation et des logiciels.

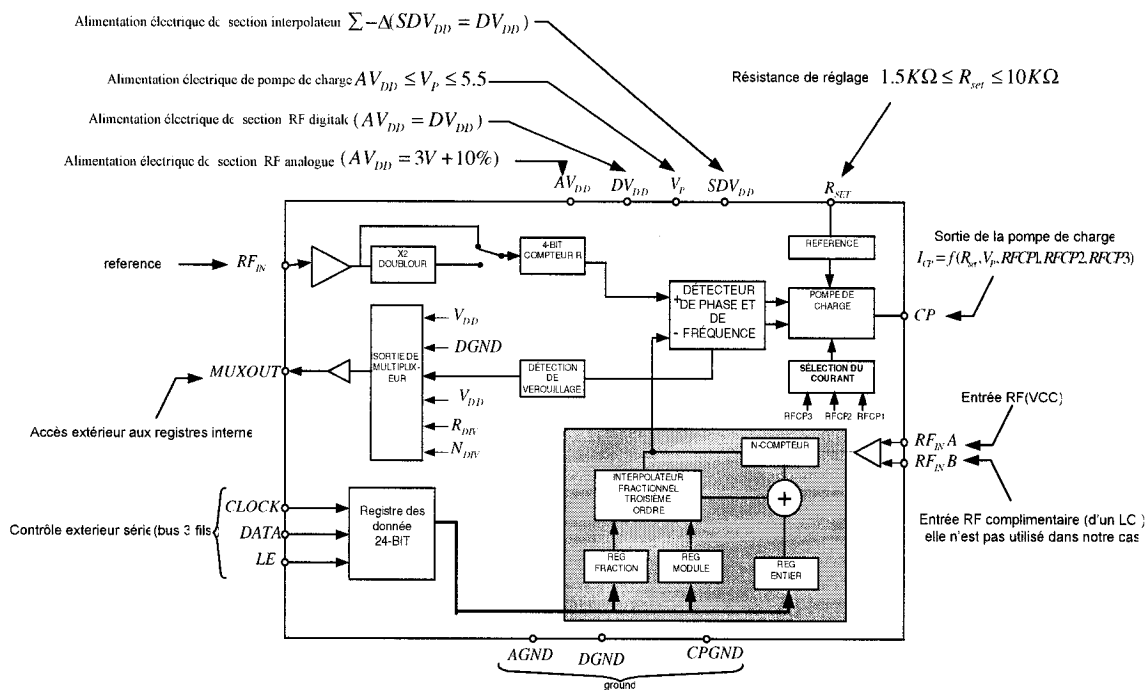


Figure 4-1: Diagramme block de description des fonctions des pins du ADF4153 (Analog Devices).

Les circuits PLL Frac-N permettent des temps de capture plus courts que les PLL à nombre entiers conventionnelles, en augmentant le nombre de comparaisons entre le signal d'entrée et la fréquence de référence. Les comparaisons de phase, qui ont lieu durant la " période principale " (comme pour les PLL à nombre entier), sont réellement en phase, tandis que les comparaisons de fractions de phase supplémentaires engendrent de petites erreurs, qui produisent des erreurs de fraction. Différentes méthodes permettent de réduire ce taux d'erreur, mais celles ci ont des conséquences sur la taille des circuits.

Autre avantage, les performances en terme de bruit parasite sont moins affectées par les variations de tension et de température comparativement un circuit PLL Frac-N standard. La Figure 4-1 représente un diagramme des blocks internes du composant et les différents pins avec leur contrainte.

La valeur de division est déterminée par :

$$N = INT + \frac{FRAC}{MOD} \quad (4.1)$$

avec INT : la valeur entière, FRAC : la valeur du numérateur de la fraction, MOD : la valeur du dénominateur de la fraction.

Nous allons présenter en détails le control de ce circuit, comment le programmer, sous quelle contrainte, quel impacte sur notre réalisation et bien sur, avec quelle interface.

4.1.2 Le contrôle

Les données séries sont saisies en utilisant trois broche, *Data* pin, *Clock* pin, et *LE* pin, les sections programmables du composant sont commandées individuellement.

- Donnée (Din : DATA)

En mode série elle est composée de 11 bits pour le registre du bruit, 16 bits pour le registre **C** de configuration, 24 pour le registre **R** de division et pour le registre **N** de programmation du diviseur de fréquence. Le train de bits commence par le bit le plus

significatif (MSB) et est décalé dedans sur le front montant du CLK. Les valeurs des registres ne changent pas durant le décalage parce que le transfert du data vers les registres est contrôlé par LE.

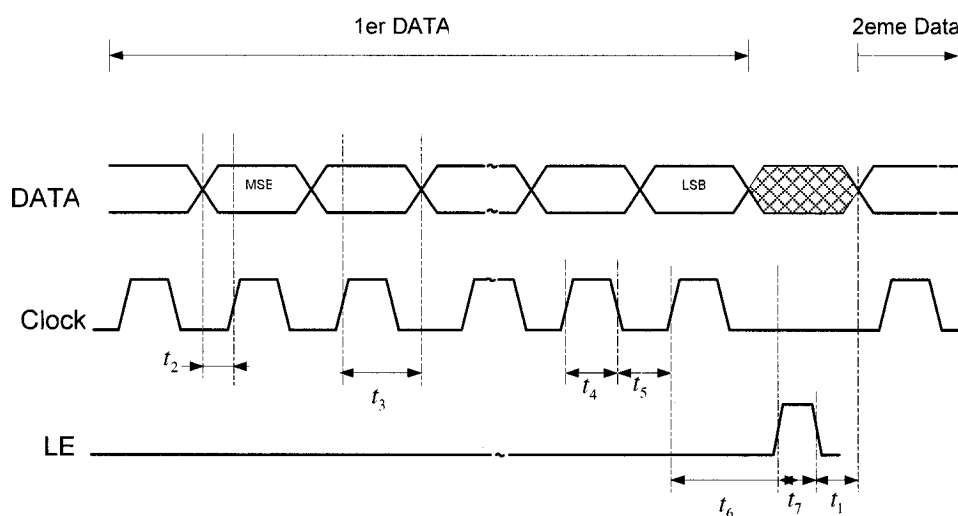


Figure 4-2 : Synchronisation des données de contrôle en série.

Table 4-1 Contrainte sur les signaux de control :

Paramètre	Limite min	Unité	Spécification
t_1	20	ns	c'est le temps nécessaire pour obtenir un data valable après la descente du signal LE
t_2	10	ns	La donnée doit arriver à l'entrée du registre avant le flanc montant de l'horloge.
t_3	10	ns	La donnée doit rester stable un moment avant la montée du signal d'horloge
t_4	25	ns	Durée du niveau haut d'horloge
t_5	25	ns	Durée du niveau haut d'horloge
t_6	10	ns	La donnée doit arriver à l'entrée du registre avant le flanc montant de l'horloge:
t_7	20	ns	temps la largeur d'impulsion LE

-Horloge (CLK : Clock)

Sur les fronts montants de l'horloge, un bit des données présent sur le pin DATA est transféré dans le registre à décalage; donc c'est elle qui cadence l'entrée des données disponibles sur la broche DATA, les contraintes sur le temps minimum d'horloge (Table 4-1) sont très importantes, du fait qu'elle limitent le temps de changement d'une fréquence a une autre.

- Activation du Chargement (LE : load enables)

Un transfert de data est fait par l'intermédiaire du Din et du CLK, lors de la transition bas à haut de LE (front montant), les données stockées dans le registre à décalage sont transférées aux verrous (latch), selon les paramètres des bit de control (tableaux 4.2).

Table 4-2 Table de vérité C1, C2

Bits de Contrôle		Registre
C2	C1	
0	0	Registre de Division N
0	0	Registre de Division R
1	0	Registre de Contrôle
1	1	Registre du bruit et parasite

Quand LE est dans un état LE inactif, le décalage est empêché et le port est tenu dans l'état initialisé, pour activer le transfert de données dans le composant LE doit être a l'état bas.

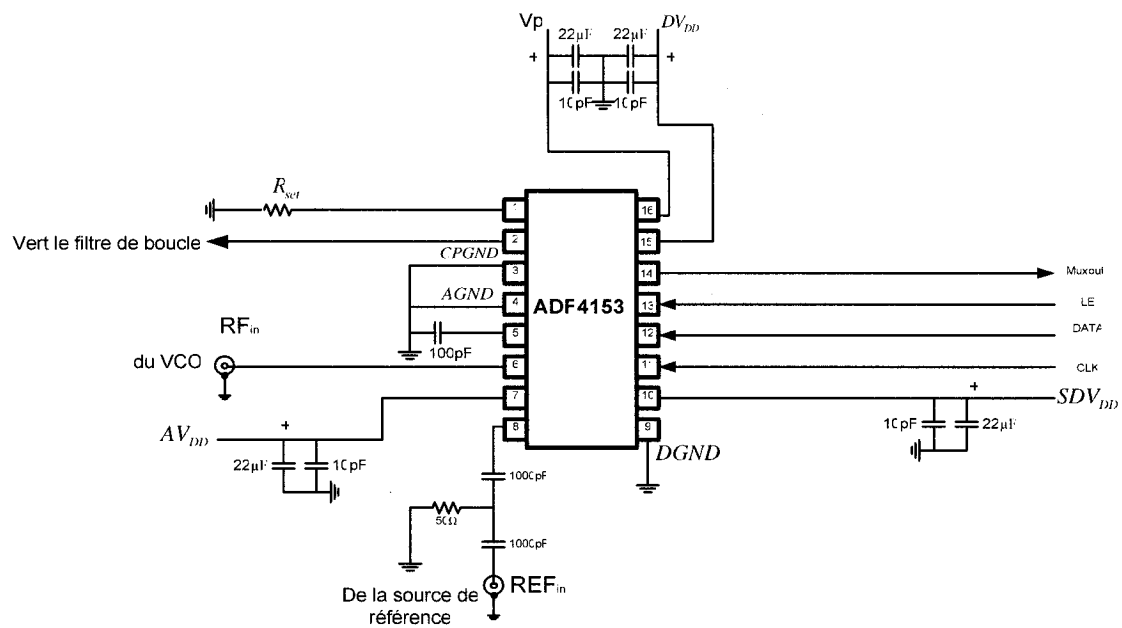
4.1.3 Circuit PLL :

Concrètement une PLL se présente sous forme d'un circuit intégré qui peut être placé dans un boîtier quelconque, et auquel il suffit de connecter quelques composants pour le faire fonctionner, comme montré dans la Figure 4-3 a).

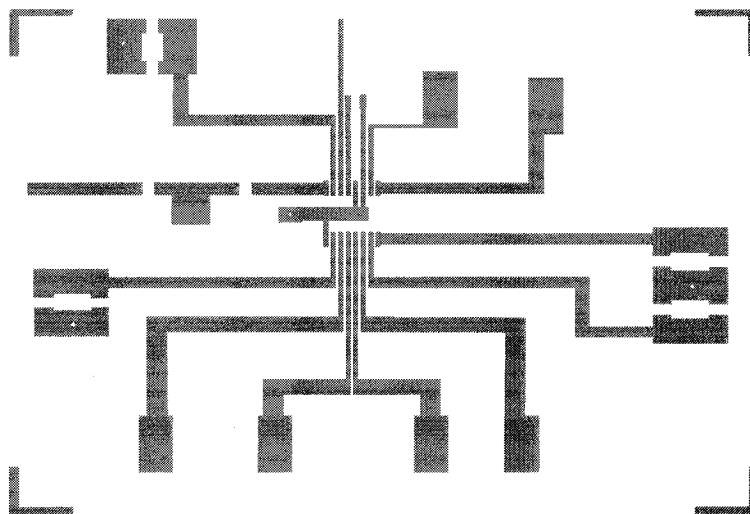
Nous étions *dans l'obligation de faire un circuit PLL modulaire*, où le VCO synthétiseurs de fréquence (PLL) et le filtre de boucle sont sur des circuit séparés parce que :

- *Nous allons principalement concevoir le filtre* pour avoir nos caractéristiques demandées. Les changements consécutifs des filtres causent des dommages au niveau du conducteur et même des autres composants. Cela ne nous aurait pas permis plus que deux ou trois essais par circuit et le coût -surtout des VCO- deviendrait considérable. Donc grâce à cette configuration modulaire on fera changer les filtres comme on veut sans toucher aux autres composants.

Cela nous a permis aussi d'effectuer nos mesures sur le même VCO avant sa linéarisation dans la PLL.



a)



b)

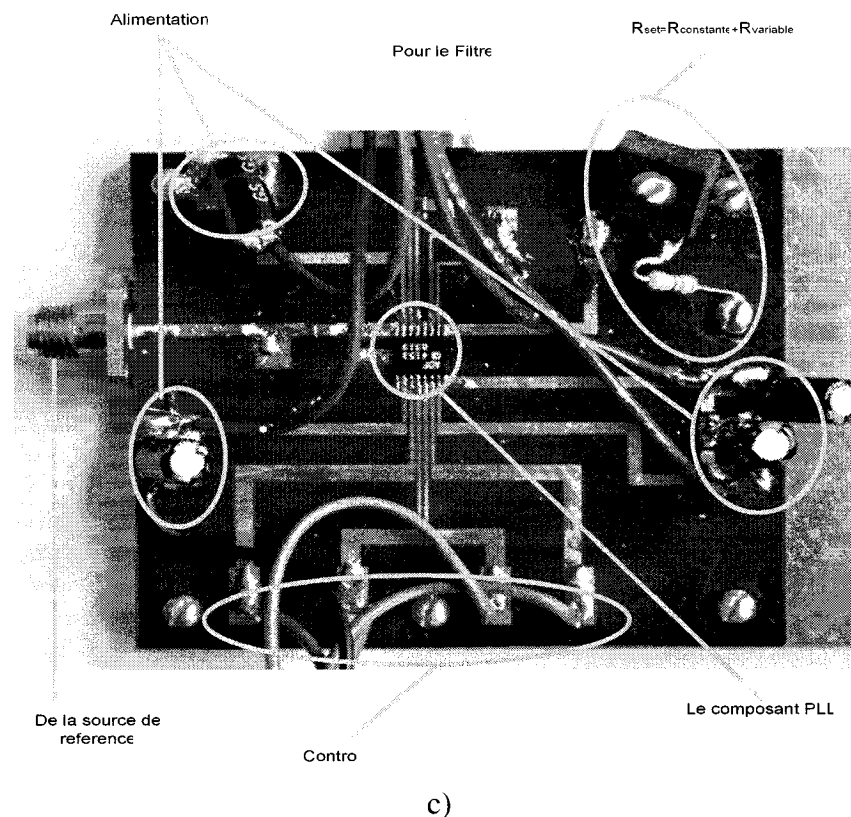


Figure 4-3 : Circuit PLL : a) Schéma du circuit, b) Le tracé, c) La photo.

4.2 Contrôleur

L'une des difficultés majeures dans la réalisation de ce genre de projet est le choix du microcontrôleur. Le prix, les performances, la vitesse, la mémoire interne, ...etc., sont autant de critères de sélection dont le développeur doit tenir compte. Actuellement, on peut trouver une multitude de composants sur le marché dont les plus connus sont les 68HC11, les ST6 et les PIC. Leur succès tient d'une part à leurs caractéristiques intrinsèques et d'autre part à leurs outils de développement qui pour certains microcontrôleurs sont gratuits.

La justification de ce choix et les avantages de cette utilisation sont expliqués dans ce qui suit.

4.2.1 Le choix du Microcontrôleur PIC16F84A

Nous avons choisi le microcontrôleur PIC16F84A pour plusieurs raisons .En premier lieu, ce modèle possédant une mémoire effaçable électriquement EEPROM, s'impose comme la solution idéale pour ceux qui veulent apprendre à utiliser un microcontrôleur PIC et du fait qu'il aussi qu'il soit reprogrammable jusqu'à plus de 1.000 fois (selon les spécifications du fabricant). De plus, la capacité mémoire de ce modèle (ni trop petite ni trop grande) le prédestine comme le compromis idéal, non seulement pour l'auto apprentissage, mais aussi pour les premières applications.

Associé à de simples organes périphériques, il représente l'outil d'apprentissage par excellence, car on peut tester tous les programmes avec le même microcontrôleur et revenir sur les erreurs, les corriger et rapidement re-tester l'application, c'est le cas de notre application ou des changements multiples de programmation vont intervenir.

Ce microcontrôleur possède un fusible interne, accessible par programmation, qu'il faudra se garder de laisser intact. Car lorsque ce fusible a été brûlé, le microcontrôleur, s'il peut encore être effacé et reprogrammé, ne peut plus être lu correctement, car sa mémoire est restituée complètement désorganisée.

Bien utile pour protéger et mettre à l'abri de copies sauvages surtout pour des applications a posteriori commerciale comme la notre, ce fusible doit être ignoré

pendant la durée de l'étude. Cette accessibilité permanente de la mémoire représente l'aspect le plus original de tous les microcontrôleurs à mémoire flash, parmi lesquels trône le 16F84A.

Donc il représente un outil de développement peut coûteux, protégé et accessible et comme nous allons voir nous permet après la fin des tests de migrer vers un autre chip plus rapide mais non effaçable (OTP : one time programmable) très facilement.

4.2.2 Présentation générale du Microcontrôleur PIC16F84A

Ce modèle de PIC (Programmable Interface Contrôler) est un circuit de petite taille, fabriqué par la Société américaine Arizona MICROCHIP Technology. En dépit de sa petite taille, il est caractérisé par une architecture interne qui lui confère souplesse et vitesse incomparables.

Ses principales caractéristiques sont :

- 13 lignes d'entrées/sorties, réparties en un port de 5 lignes (Port A) et un port de 8 lignes (Port B)
- alimentation sous 5 Volts,
- une mémoire de programme pouvant contenir 1.019 instructions de 14 bits chacune (allant de l'adresse 005 à l'adresse 3FF),
- une mémoire RAM utilisateur de 68 emplacements à 8 bits (de l'adresse 0C à l'adresse 4F),

- une mémoire RAM de 2x12 emplacements réservée aux registres spéciaux,
- une mémoire EEPROM de 64 emplacements,
- une horloge interne, avec pré diviseur et chien de garde,
- possibilité d'être programmé *in-circuit*, c'est à dire sans qu'il soit nécessaire de le retirer du support de l'application,
- vecteur de Reset situé à l'adresse 000,
- un vecteur d'interruption, situé à l'adresse 004,
- bus d'adresses de 13 lignes,
- présence d'un code de protection permettant d'en empêcher la duplication,
- facilité de programmation,
- simplicité,
- faible prix,

Indépendamment de ce qu'on veut faire de ses 13 lignes (que l'on définit par lignes d'entrée/sortie) et quelle que soit l'application à laquelle on le destine, un microcontrôleur PIC 16F84, pour pouvoir fonctionner, a nécessairement besoin de :

- une alimentation de 5 Volts ;
- un quartz et deux condensateurs (si un pilotage précis par base de temps à quartz est nécessaire), ou une résistance et un condensateur (pour une base de temps de type RC, économique, utilisable dans les cas ne demandant pas une extrême précision de cadencement) ;

- un condensateur de découplage (pour réduire les transitoires se formant inévitablement dans tout système impulsions) ;
- un bouton poussoir et une résistance, pour la mise en place d'une commande de Reset.

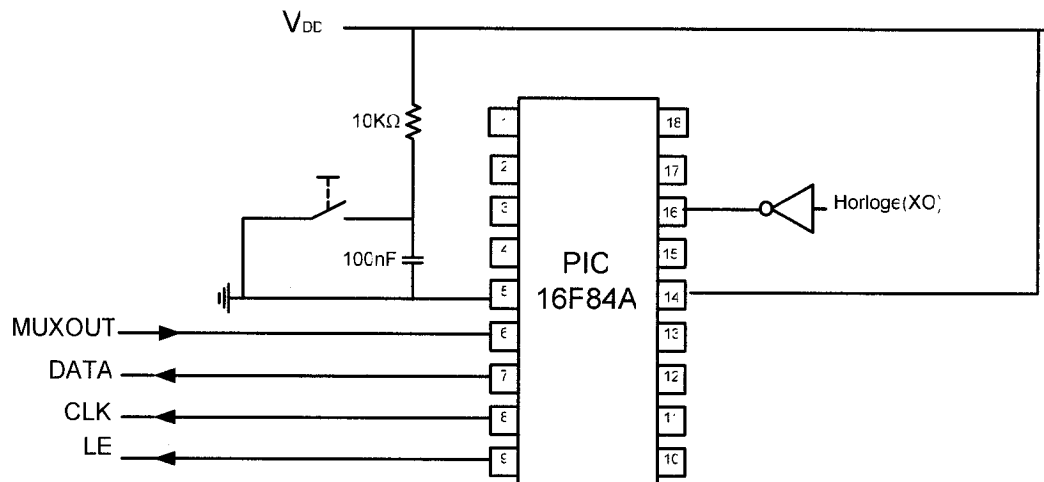


Figure 4-4 : Brochage du PIC16F84A.

4.2.3 Les différentes façons de programmer un PIC16F84A

Il existe plus d'un outil possible pour programmer les PIC, que nous examinerons :

- la programmation en **langage ASSEMBLEUR**
- la programmation en **langage évolué C, BASIC,... etc.**

La programmation en C ou en BASIC est facile et directe, car le programme comporte peu de mots. Donc les erreurs de programmation sont moins fréquentes, et se

décèlent facilement. Aussi l'écriture des programmes prend peu de temps. Cependant ces langages présentent deux inconvénients majeurs dans le cas de notre utilisation :

- Les programmes en langage évolué, bien que très courts pour le programmeur qui les écrit, demandent plus d'espace EEPROM car, vus côté PIC, ils demandent plus d'instructions élémentaires. A tel point que parfois un microcontrôleur pouvant facilement contenir un programme écrit en langage assembleur, s'avère posséder une mémoire insuffisante s'il est programmé en langage de programmation BASIC.

- La deuxième point important est le fait que l'on ne peut pas prédire le temps d'exécution des instructions et par conséquent, le temps que chaque étape programmée peut prendre. Dans notre cas ceci est primordial du fait que cela va définir le désigne de notre filtre de boucle pour la PLL suivant le critère décrit dans la section 3.6.

Pour cela; il faudra non seulement connaître le fonctionnement de chaque instruction, mais aussi l'architecture interne du microcontrôleur, la structure de sa mémoire, les adresses des registres spéciaux et le fonctionnement de chacune de ses ressources internes...etc.

La programmation en langage ASSEMBLEUR s'appuie sur des organigrammes plus travaillés, et requiert plus de rigueur et de minutie. Le programmeur doit faire attention aussi bien aux *impératifs machine* qu'à la finalité de son programme. Les erreurs sont souvent difficiles à déceler et à corriger.

4.2.4 Les outils nécessaires pour programmer en langage ASSEMBLEUR

Pour programmer en langage ASSEMBLEUR il faut :

- 1) un **ASSEMBLEUR** fourni gratuitement par Microchip (à télécharger sur INTERNET) permettant de confectionner le fichier à extension .hex Cet ASSEMBLEUR s'appelle **MPLAB**.
- 2) un **PROGRAMMATEUR** de PIC : relativement simple à réaliser. Il existe des modèles pour port série et des modèles pour port parallèle. Un modèle pour port parallèle est plus recommandé. On trouve des schémas des circuits sur les revue d'électronique (voir annexe E), ou on peut l'acheter.
- 3) un **LOGICIEL** adapté à votre programmeur de PIC.

4.3 Programmation d'une seule fréquence

Le circuit PLL sera assemblé avec le VCO ainsi que le filtre pour constituer notre synthétiseur, comme le montre la Figure 4-5.

Il faut bien isoler les connexions avec le filtre, étant donné que les fréquences en jeu à ce niveau sont très petites par rapport à la fréquence RF, qui peut facilement les infectées. Ceci est très délicat pour la stabilité de la boucle et pour les performances bruit.

Les mots de contrôle ont été établis pour l'utilisation d'une référence de 6 MHz, vu le composant PLL ADF4153 n'accepte pas une entrée inférieure à 10MHz, notre fréquence sera de 12MHz, de plus, on utilisera le diviseur R afin de la réduire de moitié.

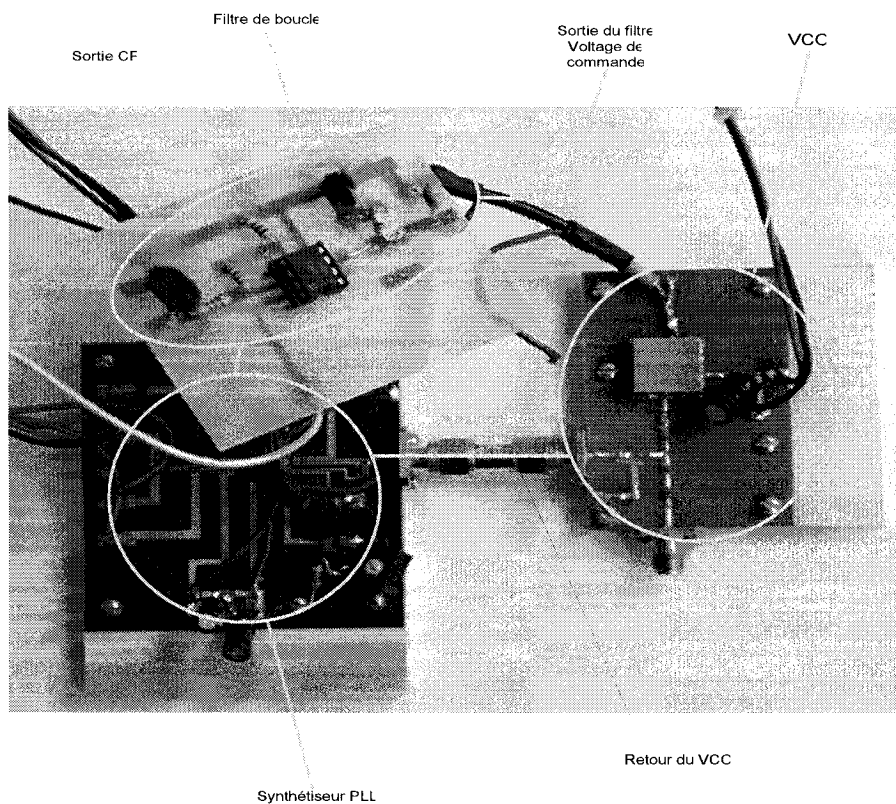


Figure 4-5 : L'ensemble de la PLL .

Les mots de programmation doivent être transmis successivement selon l'enchaînement des tâches : registre du bruit, registre de contrôle, registre de division et, enfin le registre de la valeur N. Nous compléterons les actions par un contrôle du verrouillage de la boucle grâce à MUXOUT (Analog Devices).

Ça nous permet alors de générer n'importe quelle fréquence à condition de rentrer la bonne configuration.

Comme on peut voir sur la Figure 4-6 les fréquences limites de notre rampe sont générées facilement, avec une grande exactitude.

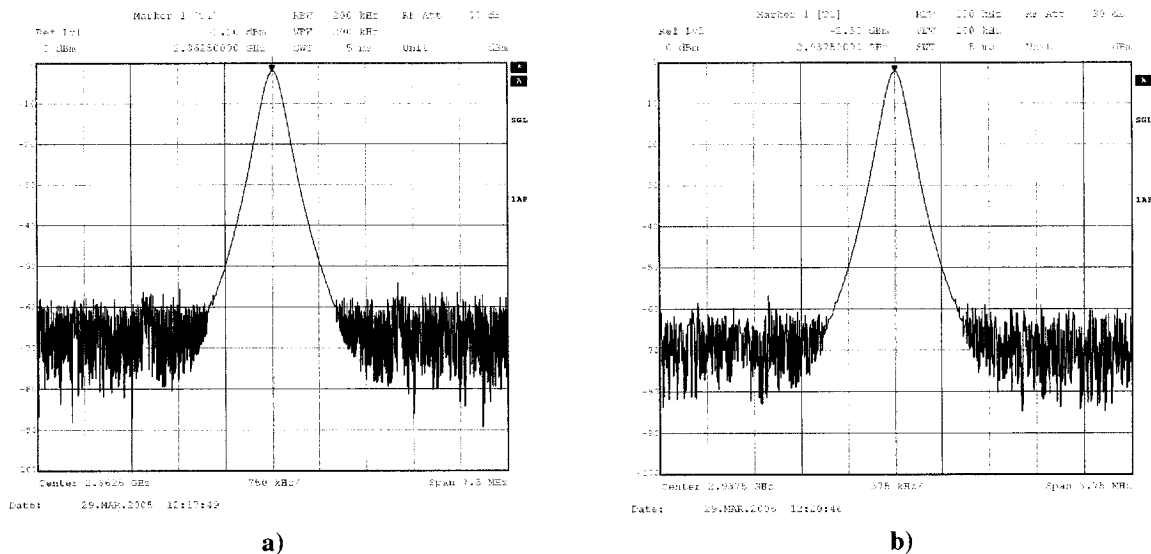


Figure 4-6 : Spectre du signal PLL a) La fréquence 2862.5MHz, b) La fréquence 2937.5MHz.

La petite variation d’amplitude du spectre des deux fréquences est de moins de 0.2dB. Ce qui ne nous donne pas une amélioration par rapport au VCO tout seul. La Figure 4-7 montre une grande amélioration du bruit de phase par rapport a un VCO (Figure 2-9).

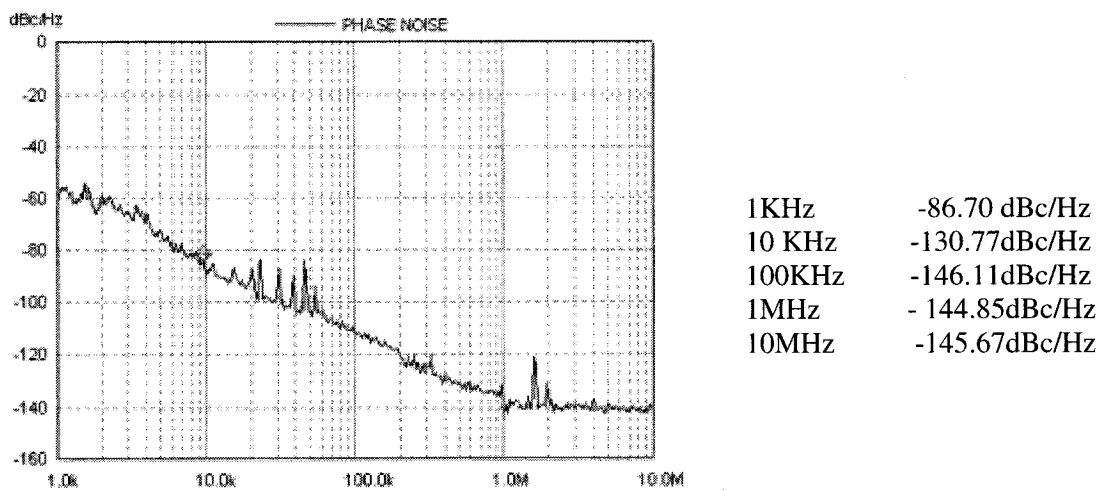


Figure 4-7 : Bruit de phase a la sortie de la PLL à la fréquence 2.9GHz.

4.4 Linéarisation d'une étape

Nous avons vu que nous pouvions générer n'importe quelle fréquence, juste en faisant le bon choix des paramètres programmés, maintenant il faudra calibrer notre système surtout notre filtre, pour qu'il satisfasse au critère que nous avons défini dans la section 3.6.

On ne pourra pas utiliser une solution analytique pour aller chercher directement les composants de notre filtre, puisqu'on ne possède pas toutes les spécifications nécessaires, car les fabricants des PLL ne les fournissent pas.

De même les logiciels disponibles -des mêmes fabricants- considèrent une PLL idéale avec un PFD linéaire (Sauvage, 1977), pour un design quelconque cela importe peu, puisque on cherche généralement à optimiser le temps de verrouillage (look time) la différence de quelques μs n'est pas contraignante, contrairement à notre utilisation.

On doit utiliser une méthode expérimentale pour calibrer notre filtre. La méthode consiste à ***programmer deux sauts de fréquences successives, le filtre idéal est obtenu quand l'étape intermédiaire disparaît.*** La largeur de bande de boucle est diminuée jusqu'à ce que cet état soit atteint.

À ce stade nous programmons le microcontrôleur pour qu'il génère deux étapes successives, les simulations montrent que pour un Microcontrôleur conduit par un cristal de 20MHz, chaque étape prend à peu près 48 μs .

Dans cette approche pour la conception de filtre de boucle, la bande de fréquence, l'espacement de canal et la valeur du compteur N sont facilement calculés.

Pour une référence de 6MHz notre N variera de 477.083, ce qu'équivaut $477+5/60$ jusqu'à 489.583 l'équivalent $489+35/60$.

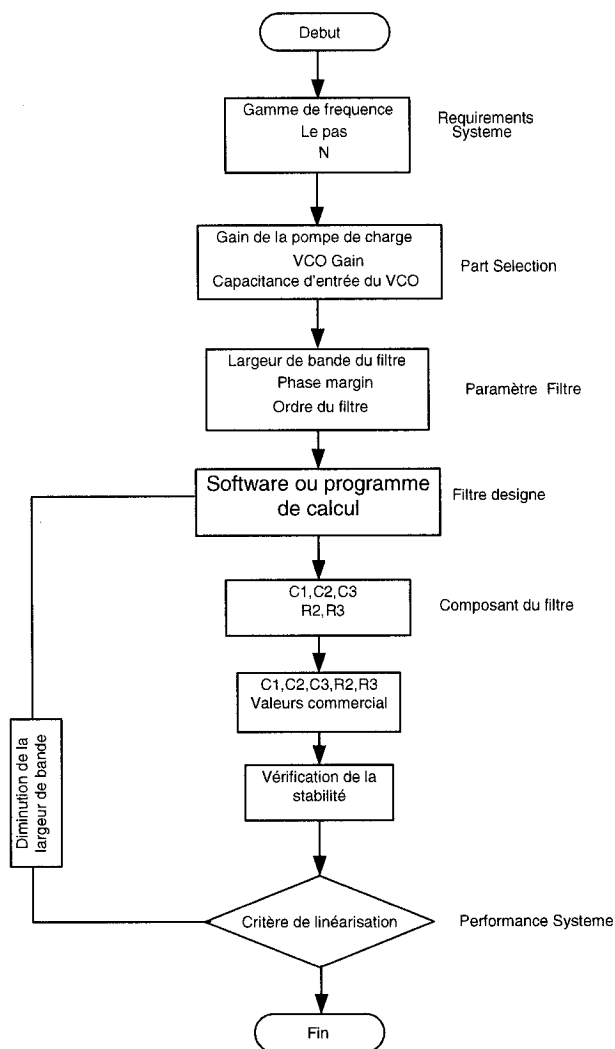


Figure 4-8 : Organigramme du désigne du filtre.

Le gain de la pompe de charge de la PLL et le gain du VCO sont fixés par le choix des composants, l'organigramme qui suit décrit les étapes à suivre pour optimiser notre filtre.

On utilise un logiciel gratuit **ADISimPLL** (Analog Devices) pour calculer les valeurs des composants, puisque ces valeurs ne sont pas toujours sur le marché on utilisera les valeurs les plus proches, bien sûr il faudra vérifier nos pôles de l'équation (3.18) par soucis de stabilité.

On réalise le filtre et on l'insère dans notre PLL modulaire.

Pour voir l'évolution de la fréquence en fonction du temps on utilisera l'analyseur du domaine de modulation (modulation domain analyser) HP53310A. Ce analyseur couvre le plan fréquence/temps.

Les figures qui suivent montre l'évolution de la réponse transitoire comparée à la largeur du filtre pour atteindre notre filtre optimal.

Nous allons voir la réponse pour un filtre de 15KHz et un saut de 25KHz.

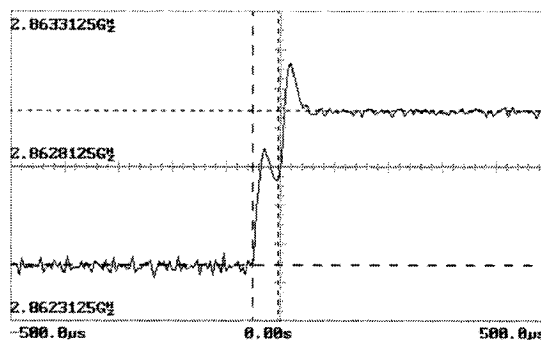


Figure 4-9 : Réponse transitoire de la PLL avec un filtre de 15KHz.

On voit bien sur Figure 4-9 que ça ne satisfait pas le critère quand a imposé. Donc nous ferons un deuxième filtre plus petit puis on vérifiera s'il est stable et on le teste :

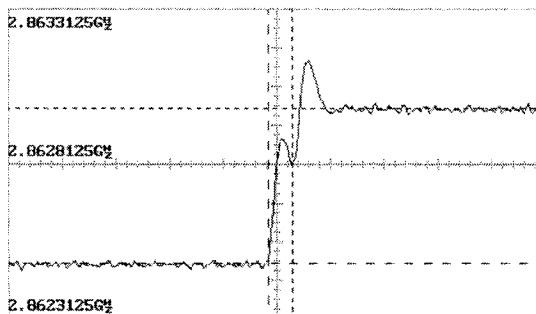


Figure 4-10 : Réponse transitoire de la PLL avec un filtre de 10KHz.

On procède de la même façon en diminuant successivement la largeur de bande du filtre.

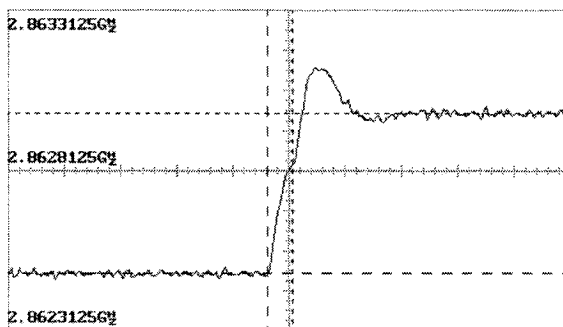


Figure 4-11 : Réponse transitoire de la PLL avec un filtre de 7.5KHz.

Jusqu'à la satisfaction de notre critère.

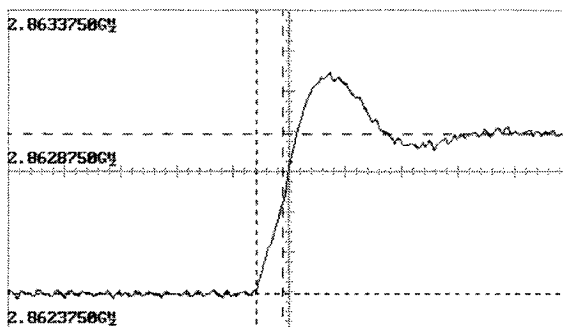


Figure 4-12 : Réponse transitoire de la PLL avec un filtre de 7.15KHz.

4.5 Génération de la rampe

Un petit test nous permet de nous confirmer dans notre raisonnement. En effet, il suffirait d'ajouter une troisième étape et de voir s'il elle s'intègre sans problème. On voit bien que la réponse est très encourageante, à ce stade on peut faire un tuning au niveau de la résistance variable elle nous donne une variation de 100Ω donc une variation de 1% de la largeur de bande du filtre pour mieux lisser la rampe.

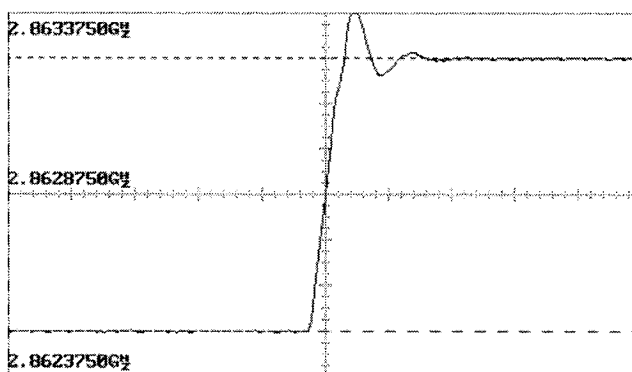


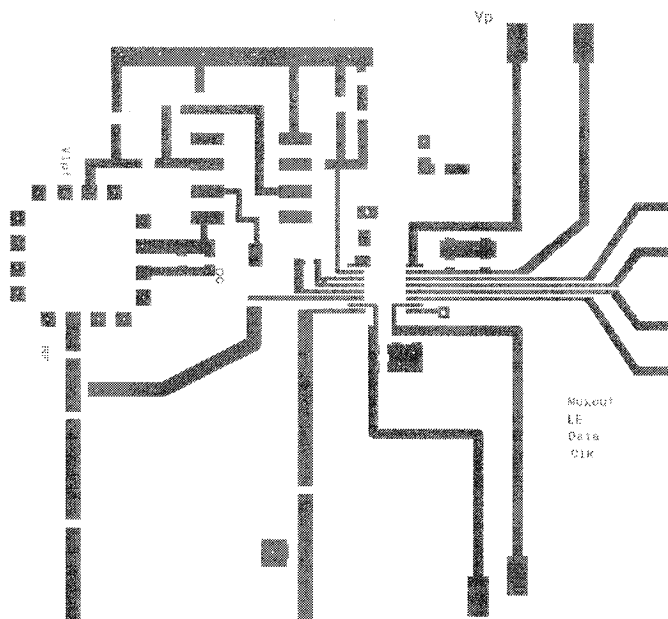
Figure 4-13 : Réponse transitoire de la PLL avec deux sauts consécutifs

Maintenant il nous reste à générer un code qui nous produit toute la rampe et en parallèle assemblé les trois parties : le circuit PLL, le VCO et le filtre sur un même circuit.

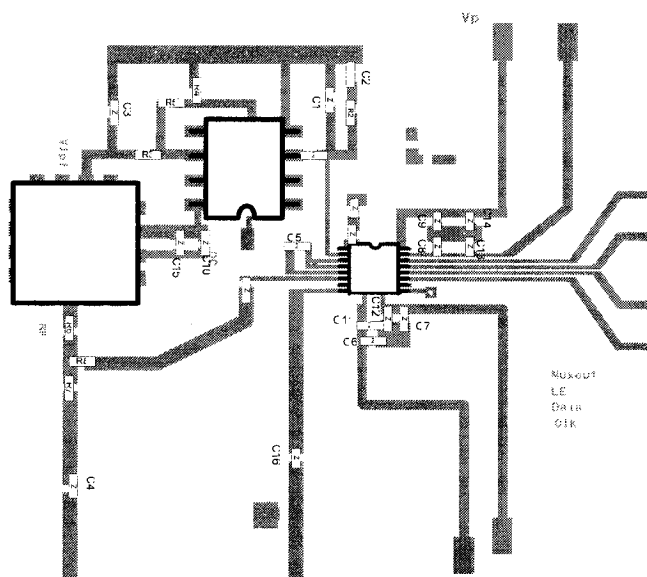
4.6 Circuit final

Puisque les composants de notre filtre sont fixés, on réalise maintenant un circuit où tous les composants seront installés, il faut prendre les précautions usuelles (deux capacitances) pour l'alimentation comme pour tous les autres composants, aussi

il faut s'assurer que la longueur de la chaîne directe et la chaîne de retour soit le plus égal possible.



a)



b)

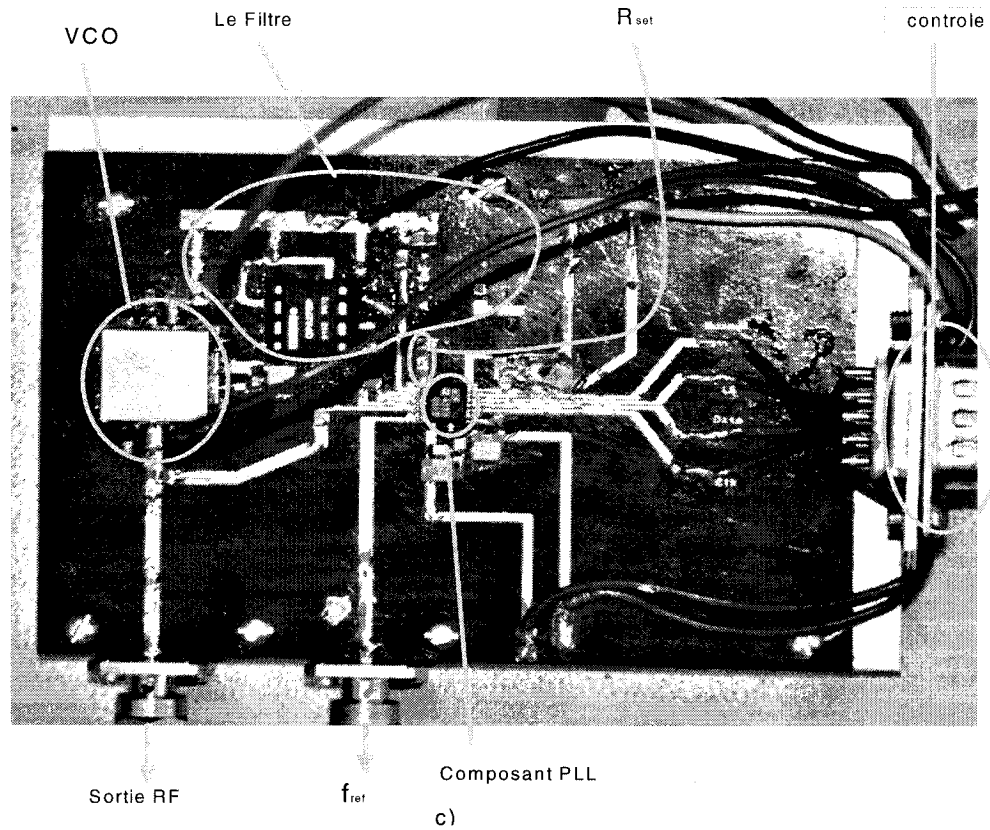


Figure 4-14 : Circuit final a) Le tracé, b) L'emplacement des composant, c) La photo.

Nous avons prévu une place pour une résistance 50Ω pour l'entrée de la fréquence de référence au cas où l'on utilisera une source ou un oscillateur qui ne soit pas adapté (pour le moment en utilise un générateur adapté comme source).

Liste des composant

U1=ADF4153.

U2=OP27.

U3=UMX424-D16.

$C1=220\text{nF}$, $C2=1.47\mu\text{F}$ ($1\mu\text{F}+470\text{nF}$), $C3=220\text{nf}$, $C4=100\text{pF}$, $C16=10\text{nF}$,
 $C6=C7=C8=C9=C10=10\text{pF}$, $C11=C12=C13=C14=C15=22\mu\text{F}$
 $R1=40\Omega$, $R4=R3=R2=1\text{K}\Omega$, $R6=R7=27\Omega$, $R8=39\Omega$

Une chose à noter dans le design du circuit final, pour améliorer le niveau de puissance de sortie de la PLL. On peut ne pas prendre la moitié de la puissance de sortie du VCO pour alimenter la chaîne de rétroaction, en contre partie on améliore la sensibilité du PLL.

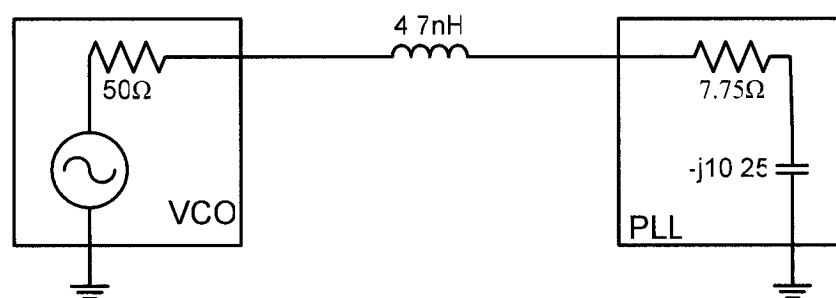


Figure 4-15 : Adaptation de l'entrée RF de la PLL.

À 2.9GHZ l'impédance d'entrée en niveau du pin RF_{in} $Z_{RF_{in}} = 14.32 - j38.66\Omega$ pour s'approcher le plus près du 50Ω et une adaptation parfaite on place une inductance en série entre le VCO et la broche RF_{in} .

Notre microcontrôleur est programmé pour générer 300 point de suite, le temps entre les activations de data pour chaque fréquence doit être le plus égale possible. Nous pouvons voir le résultat dans la Figure 4-16.

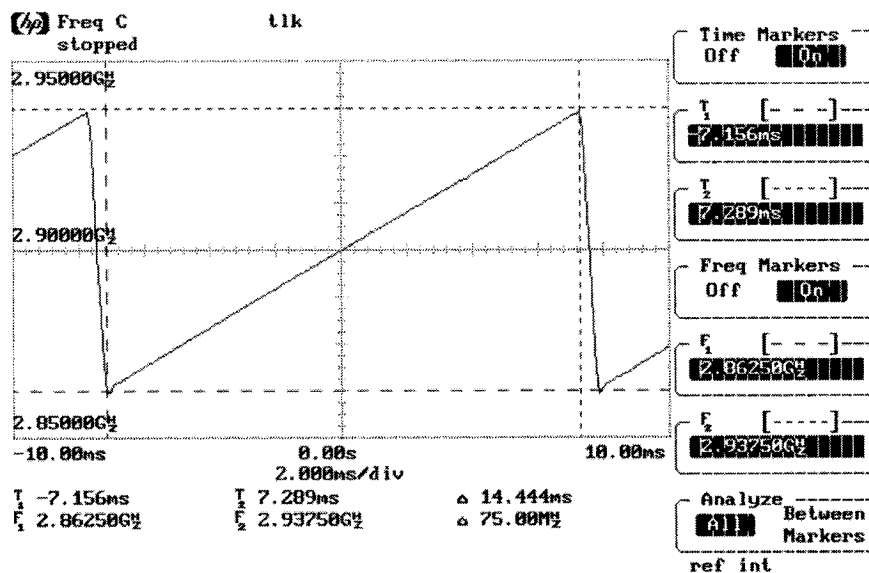


Figure 4-16 : Rampe de fréquence.

On a pu réussir la génération d'une rampe de fréquence avec 75MHz de largeur de bande. Pour obtenir les 150MHz voulus nous utilisons un doubleur de fréquence. Un HMC189MS8 de chez **Hittite Microwave Corporation** qui accepte à l'entrée une bande variant de 2 a 4 GHz, ce qui nous satisfait largement, il a été choisi surtout pour ses pertes d'insertion qui sont acceptables et pour son rejet d'harmonique de 30dBc (voir annexe G pour le tracé).

Pour atteindre un niveau suffisant pour attaquer le doubleur, un amplificateur est placé à la sortie de la PLL avec un gain de plus de 16db.

Pour voir la bande générée par notre système; faute de la limitation sur l'analyseur de modulation de fréquence (il n'accepte pas plus que 3GHz), on peut observer la rampe en visualisant son spectre sur l'analyseur de spectre (Signal Analyzer R&S FSQ 40).

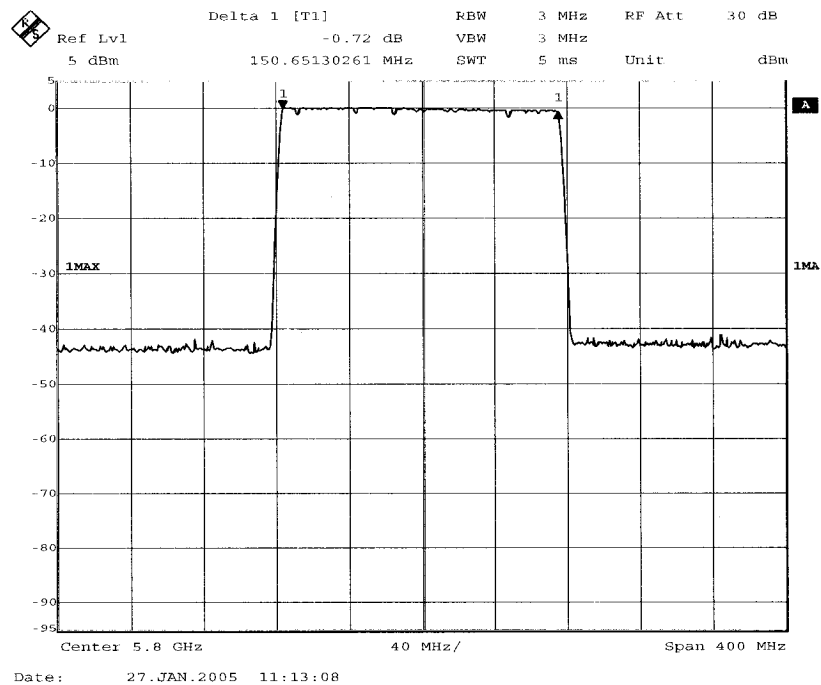


Figure 4-17 : Spectre de la rampe de fréquence.

CHAPITRE 5

ÉTUDE DES PERFORMANCES

Dans ce chapitre on va essayer de mesurer la linéarité de la rampe, ceci nécessitera la réalisation d'un système radar pour pouvoir quantifier les performances du générateur. On commence par définir les paramètres de performance d'un radar (Jeffrey, 1996).

Les trois paramètres de performance sont : la résolution, la précision et l'exactitude. Tandis que dans l'utilisation commune, le sens de l'un équivaut a celui de l'autre, utilisées dans le domaine du radar, ils ont des sens distincts.

La résolution reflète la capacité du radar à discriminer deux cibles voisines, la résolution est la plus petite différence de distance qui pourrait être distinguée (sûrement) entre deux cibles éventuelles occupant, un seul déport latéral (cross range).

La précision est une quantité statistique représentant une mesure de l'uniformité des mesures rapportées. C'est-à-dire, pour une cible à une distance fixe d , la précision pourrait être définie comme étant la déviation de la moyenne quadratique RMS de la distance mesurée de la valeur moyenne (pas nécessairement égale à d) de ces mesures.

La déviation de la valeur moyenne de la distance mesurée de la valeur exacte de d se nomme le décentrement de l'estimation (the bias of the reported range estimate). Un radar idéal qui digitalise les mesures rapportées pour l'enregistrement aurait une

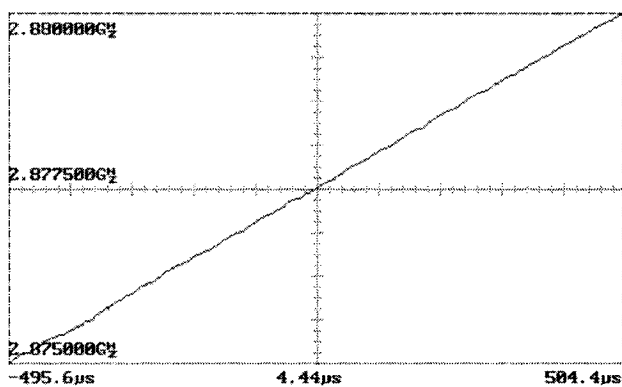
précision limitée par la numérisation (la précision numérique), mais dans un vrai radar la précision peut être plus grande (c.-à-d., plus mauvaise) que la précision numérique.

L'exactitude est une mesure de la minutie absolue de la distance rapportée. C'est-à-dire, l'exactitude indique la quantité par laquelle la distance mesurée dévie de la vraie distance d .

L'exactitude a des composants déterministes et aléatoires. Elle peut être liée à la précision et à la décentration si des mesures communes sont employées.

5.1 Mesure directe de linéarité

Le test le plus intuitif est de calculer directement la variation de pente de la courbe fréquence/temps. Pour cela on propose de prendre des mesures sur plusieurs tranches et de comparer la variation.



a)

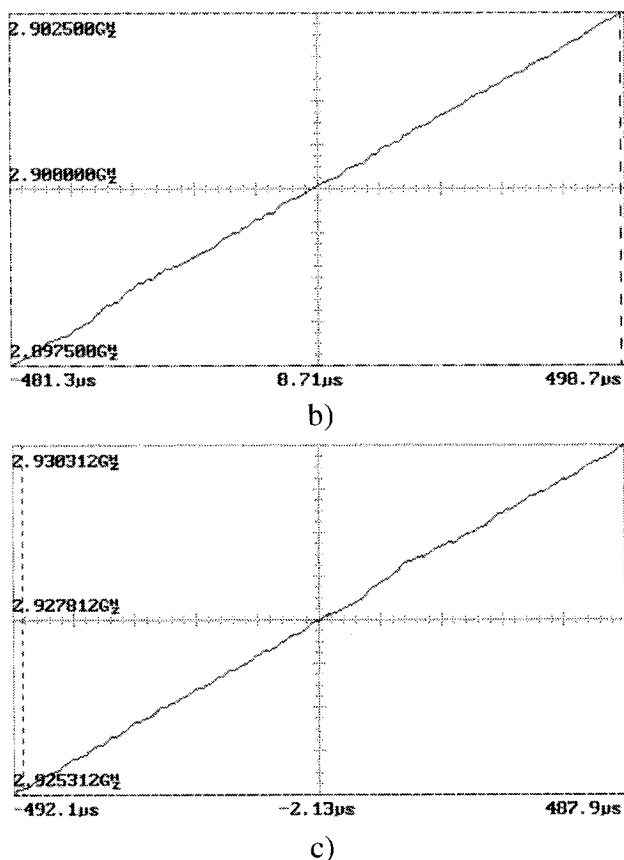


Figure 5-1 : Vue de la rampe par tranche a) Le début, b) Le centre, c) La fin.

On définit une fenêtre de 5MHzX1ms sur notre analyseur de modulation de fréquence, puis on balaie notre rampe avec cette fenêtre (il faut préciser que dans 5MHz il y a 20 étapes).

La première chose à noter dans la Figure 5-1 ce sont les fluctuations, la principale source de ces fluctuations est la référence, malgré qu'elle soit de bonne qualité et malgré le fait que la fréquence du signal de sortie de la PLL verrouille avec la valeur moyenne de la fréquence d'entrée, mais cette moyenne se fait sur une durée très petite qui donne des valeurs qui varient dans le temps; pire que ça, la PLL va les

multiplier. Il ne faut pas oublier les autres sources de bruit et que l'appareil de mesure lui-même génère du bruit.

Pour une fenêtre de la même dimension on a une correspondance évidente et notre taux de variation est donné par l'équation :

$$\gamma = \frac{\Delta f}{\Delta t} \quad (5.1)$$

Le problème avec cette méthode est que l'erreur de mesure est plus grande que la non linéarité. Cependant, cela nous donne déjà une idée sur la linéarité de la rampe, puisque l'écart de fréquence qui était de l'ordre 1MHz, est de l'ordre de quelque KHz, donc il y a au moins une division par 100 des non linéarités, voir même par 1000. Ce résultat est attendu du fait que *l'écart ne va pas dépasser la largeur du filtre de boucle*.

Donc à ce stade nous avons le minimums requis mais on ne réussi pas encore a quantifier la non linéarité. Pour cela nous allons devoir réaliser un système de mesure.

5.2 Banc d'essai

Maintenant, on considère notre générateur l'ensemble PLL–amplificateur–doubleur. Le banc d'essai réalisé est un système radar modifié comme le montre la Figure 5-2.

On ajoute a cela un filtre passe bande réalisé avec l'assistance du logiciel ADS. Sa largeur de bande 3dB est de 500MHz (voir annexe G), il offre une perte d'insertion de 1.2dB ce qu'est assez correcte, le filtre est conçu pour la rejection des harmoniques (surtout celle centrée a 2.9GHz).

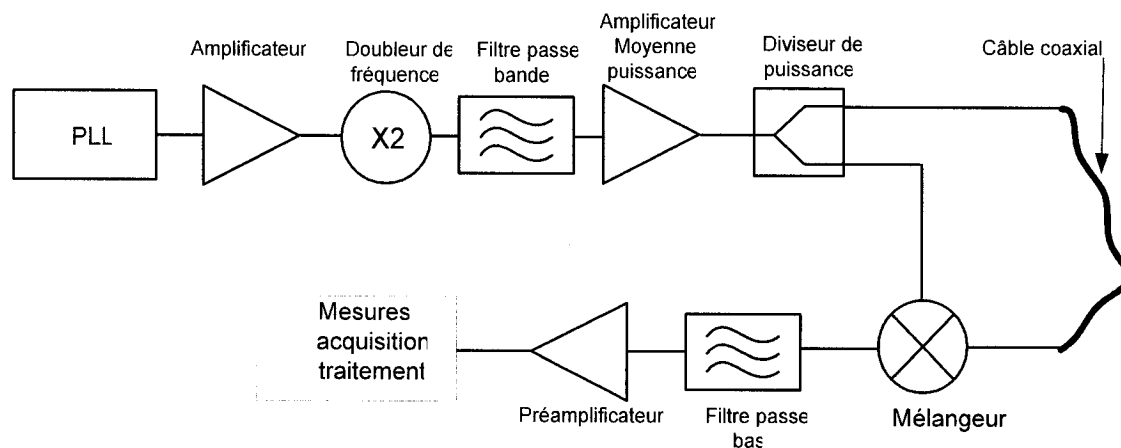


Figure 5-2 : Système radar FMCW modifié.

Après on connecte un amplificateur moyenne puissance le HMC280MS8G de HITTITE MICROWAVE COMPANY [24]. Celui-ci est livré monté sur une carte d'évaluation, il couvre 5GHz à 6 GHz avec un gain de plus de 16dB sur notre plage et il se sature a 24 dbm, ses caractéristiques mesurées sont présentées dans l'annexe.

À la sortie de l'amplificateur grâce à un diviseur de puissance une partie de la puissance passe directement dans le mélangeur, l'autre passe dans un câble qui remplace le délai et attaque le mélangeur par le port RF.

Le mélangeur que nous avons utilisé est un double balance équilibré, un MCA1-60LH de Mini-circuits [28]. On le retrouve sous forme d'un boîtier à 8 broches. Il a été choisi en premier lieu parce qu'il donne toutes les basses fréquences en commençant par le DC. Ce type de mélangeur à diodes introduit une perte du signal de 8 à 10 dB qu'il faudra compenser par l'amplification. Bien sûr, il a été chargé par les

impédances définies par le constructeur à savoir 50Ω , Comme le montre la figure du tracé et la photo du circuit réalisé, dans l'annexe.

Après le mélangeur deux filtres : un de type LC du fabricant **COILCRAFT S3LP156 15MHz**, le deuxième est un filtre actif 5 pôles, le désigne était conçu à l'aide du logiciel FilterPro de **Texas Instrument**. Il offre une atténuation de 60dB décade.

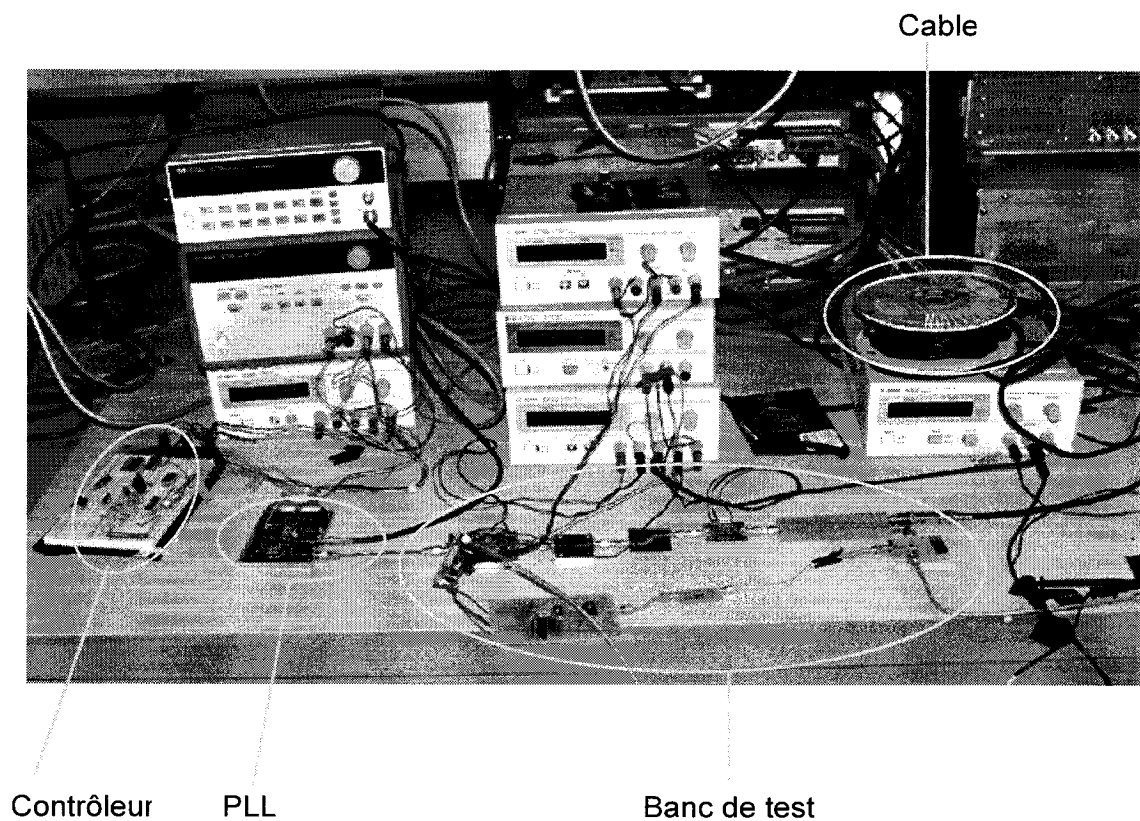


Figure 5-3 : La photo du banc d'essai.

À titre indicatif, ces filtres sont de type Butterworth. Ce type présentent une impédance constante dans la bande passante et n'ondule pas, le gain est constant, la phase des signaux est également à peu près constante. Avec un filtre de Chebyshev par

exemple la pente d'atténuation est beaucoup plus raide, mais l'ondulation est marquée et la phase incertaine moins linéaire. Pour mesurer la fréquence de battement a la sortie des filtres on peut utiliser :

- un analyseur de spectre
- un oscilloscope
- un système d'acquisition et de traitement (convertisseur analogique numérique et une carte DSP ou un ordinateur).

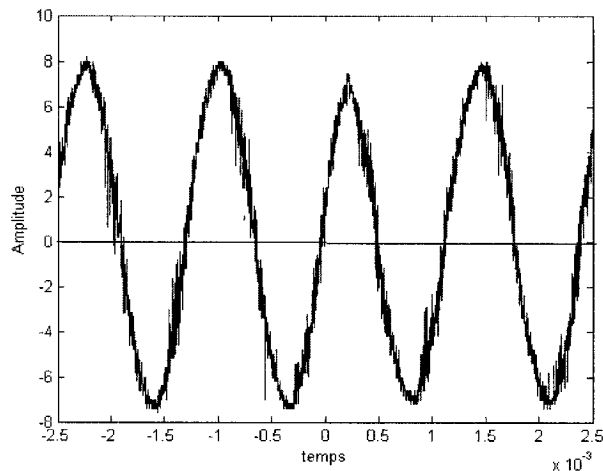


Figure 5-4 : Signal IF du radar en utilisant un VCO comme générateur.

Pour tester le système, on commencera par utiliser notre VCO contrôlé par une tension en dent de scie comme générateur de fréquences. La Figure 5-4 montre le signal a la sortie du mélangeur (l'acquisition a été faite pas un oscilloscope numérique **Tektronix TDS2024**).

A part qu'il y a beaucoup de bruit FM en remarque surtout que la longueur entre chaque deux passage par zéro de l'amplitude n'est pas constante ce qui équivaut a une fréquence non constante, ce qui est dû à la non linéarité.

5.3 Mesure de linéarité

La qualité de notre générateur de rampe de fréquence va être testée d'une façon indirecte par l'inspection du signal IF (le signal de battement) du radar FMCW modifié présenté dans la section précédente.

On peut déjà voir la qualité du signal enregistré sur l'oscilloscope (**Tektronix TDS694C**), surtout la constance de la fréquence.

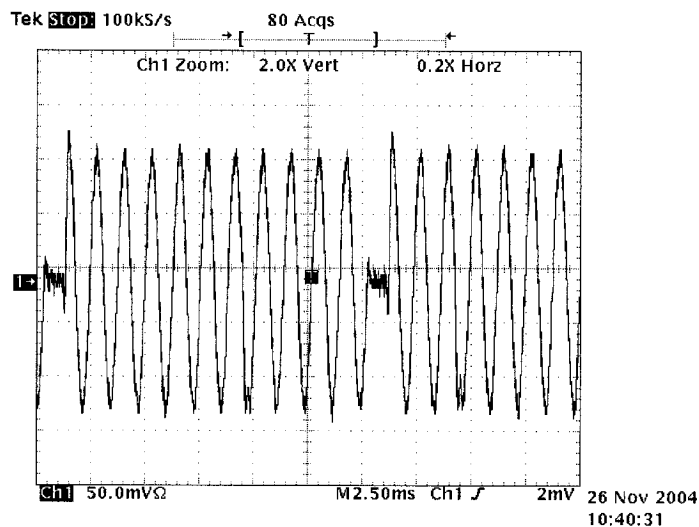


Figure 5-5 : Signal IF du radar avec un câble coaxial comme délai.

On a vu que la phase du signal de battement de l'équation 1.17 s'écrit :

$$\phi = 2\pi \left\{ \gamma \tau t + \left(f_0 \tau - \frac{\gamma}{2} \tau^2 \right) \right\} \quad (5.2)$$

La fréquence de battement est obtenue par la dérivation de cette expression par rapport au temps. Comme expliqué dans le premier chapitre, si la linéarité est parfaite cette valeur sera constante, mais dans le cas où il y a des imperfections cette valeur est une fonction du temps.

Ces imperfections de calcul par la dérivée seconde, on peut prendre directement le résultat sur le HPP53310A au lieu de faire l'acquisition et le traitement.

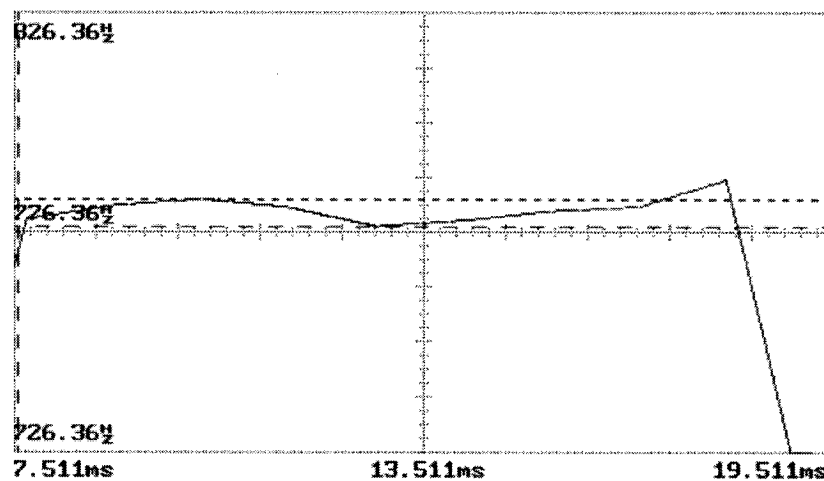


Figure 5-6 : Le signal IF vu à l'analyseur de modulation de fréquence.

La variation maximum Δf_{\max} est plus petite que $\pm 5\text{Hz}$ sans aucun traitement spécifique ce qui équivaut en terme de linéarité d'après (Musch et Sciek, 1999) pour un balayage de 150MHz à:

$$\frac{\Delta f_{\max}}{B} \leq 0.33 \cdot 10^{-7} \quad (5.3)$$

Quelques chercheurs expriment les linéarités en pourcentage de la fréquence nominale de battement plutôt que la déviation de fréquence.

Puisque le câble coaxial utilisé n'est pas très long, ce n'est pas toute la non linéarité qui rentre en jeu. *On estime que la non linéarité est de l'ordre de 10^{-4} en tenant en comptant le nombre de point utilisé et de l'écart de fréquence.*

On mesure la tension à la sortie du filtre de boucle (l'entrée du port de contrôle du VCO) en changeant la fréquence linéairement. On voit à la Figure 5-7 que la tension de commande n'est pas linéaire. *La linéarisation introduite pas la PLL peut s'interpréter comme une sorte de prédistortion.*

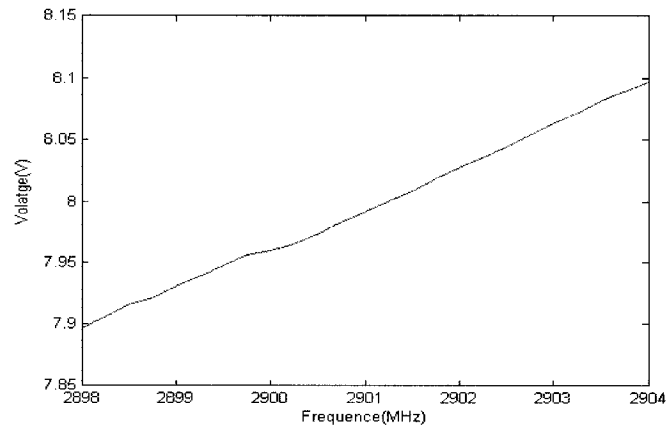


Figure 5-7: Mesure des variations du voltage de commande du VCO avec la fréquence.

On peut dire la même chose pour une variation de la température, on fixe la fréquence et on change la température et la PLL se charge de compenser la déviation.

Comme on peut le voir à la Figure 5-8, la variation du voltage n'est pas du tout linéaire. Donc le voltage varie d'une façon non linéaire pour compenser les non linéarités.

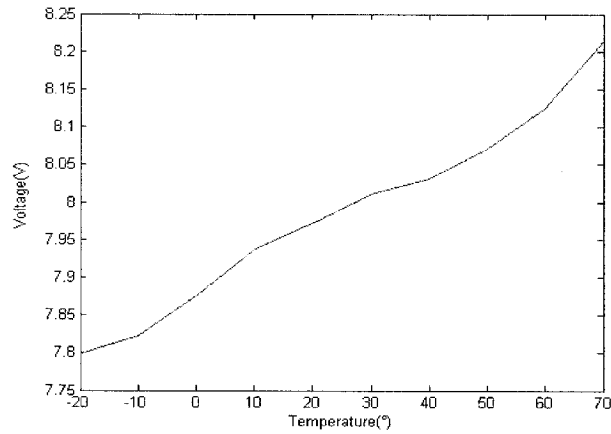


Figure 5-8 : Mesure des variations du voltage de commande a la fréquence 2.9 GHz avec la température.

5.4 Calcul de γ

Pour calculer le taux de variation (sweep rate), on prend une autre mesure avec le même câble, en ajoutant une petite fiches $\Delta\tau = 4.9424ns$ et la différence entre les fréquences f_{IF} sera utilisée pour calculer $\gamma \cdot f_{IF}(cable) = 783$ et $f_{IF}(cable + 90cm) = 835.16Hz$ donc :

$$\gamma = \frac{\Delta f^{21} \cdot c}{\Delta d} \quad (5.4)$$

On obtient alors : $\gamma = 1.055357721 \cdot 10^{10} (Hz \cdot s^{-1})$

On ne traite pas l'exactitude du système parce qu'il faut les mesurer en présence de bruit. C'est ce que l'on va faire dans ce qui suit.

5.5 Mesure en temps réel

À ce stade ci on utilisera le même banc d'essai, mais, en rajoutant les antennes aux câbles. La distance mesurée sera alors celle entre les deux antennes additionnées a celle des câbles.

La sortie du mélangeur est filtrée et amplifiée puis elle sera dirigée vers un ordinateur via la carte son, où elle sera traitée numériquement.

Les antennes sont utilisées pour pouvoir prendre des mesures plus réelles. Cette configuration va nous permettre aussi d'effectuer des mesures tout en étant en mouvement.

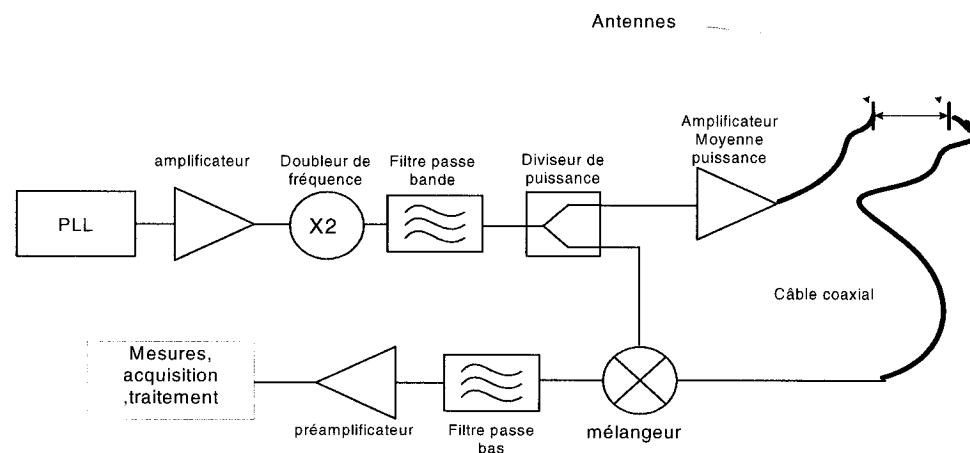


Figure 5-9 : Banc de test avec antenne.

On choisi d'utiliser un dipôle comme antenne, une antenne microruban à fentes (microstrip slot antenna) sera utilisée. Elle est caractérisée par une petite dimension, une large bande et surtout une grande maniabilité.

On voit sur la Figure 5-10 le signal saisi par la carte son de l'ordinateur, Ce signal sera conditionné, ce qui permet d'atténuer les effets perturbateurs sur les informations finales.

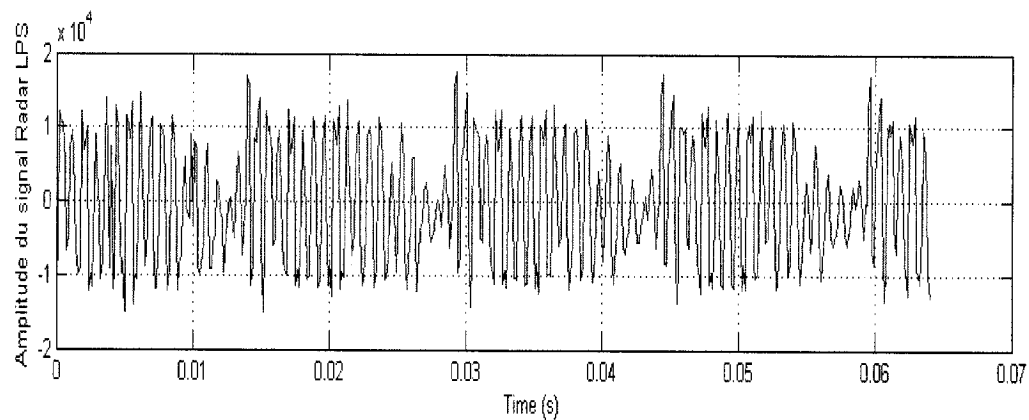


Figure 5-10 : Signal IF capté par la carte son.

Ce prétraitement est réalisé grâce un filtrage adapté pour un meilleur rapport signal bruit, puis un amplificateur a gain automatique (AGC), pour limiter les variations d'amplitude (bien sur, il s'agit d'un traitement numérique).

5.6 Estimation de fréquence

En analyse spectrale, le traitement de référence est bien évidemment la transformée rapide de Fourier (Cooley, 1965), mais, ce traitement n'est optimum (au sens strict de la théorie statistique) que pour la détection d'une sinusoïde unique de fréquence connue dans du bruit blanc. Dans toutes les autres conditions, on peut dire qu'elle est utilisée abusivement.

Malgré ces limitations, en pratique la transformée de Fourier fonctionne de manière satisfaisante, en raison de sa très grande robustesse aux erreurs et grâce à certaines techniques de post-traitement qui rendent possible son utilisation même en présence de bruit fortement coloré.

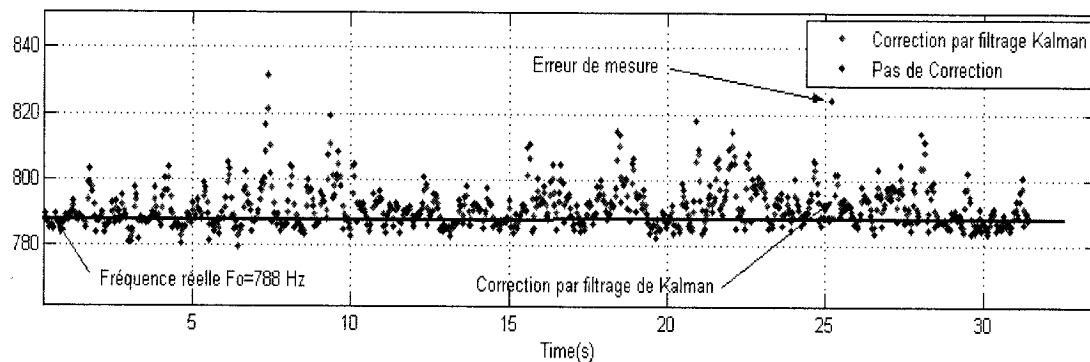


Figure 5-11 : Évaluation de la fréquence du signal pour une cible fixe.

Plus récemment une nouvelle approche a pris de plus en plus d'importance reposant sur une modélisation paramétrique des signaux, prenant en compte l'étendue finie de l'observation et son caractère aléatoire. Sous réserve de validation du modèle, la précision d'estimation n'est plus limitée que par les erreurs statistiques. L'algorithme MUSIC (Multiple Signal Classification) développé par Schmidt (Schmidt, 1981) en 1979 est un de ces estimateurs paramétriques (aussi appelé estimateur à haute résolution), les plus efficaces et il sera utilisé pour l'estimation de fréquence dans le système LPS.

Cette méthode va nous permettre des mesures successives comme on peut le voir sur la Figure 5-11.

On assume que le bruit est plus important quand des antennes sont utilisées, les

antennes large bande utilisées n'arrangent pas les choses puisqu'elles sont sujettes à plus d'interférence et génèrent plus de multi-trajet, mais malgré cela on reste dans le même ordre de perturbations.

Voyons maintenant la distribution de cette estimation avec et sans le filtre de Kalman à la Figure 5-12 (Le filtre de Kalman est une solution récursive aux problèmes de filtrage numérique de données discrètes. Il a été décrit en 1960 par R.E. Kalman).

On voit que le filtre nous permet de réduire la variance de l'erreur de mesure et ramène la moyenne des mesures vers la valeur exacte.

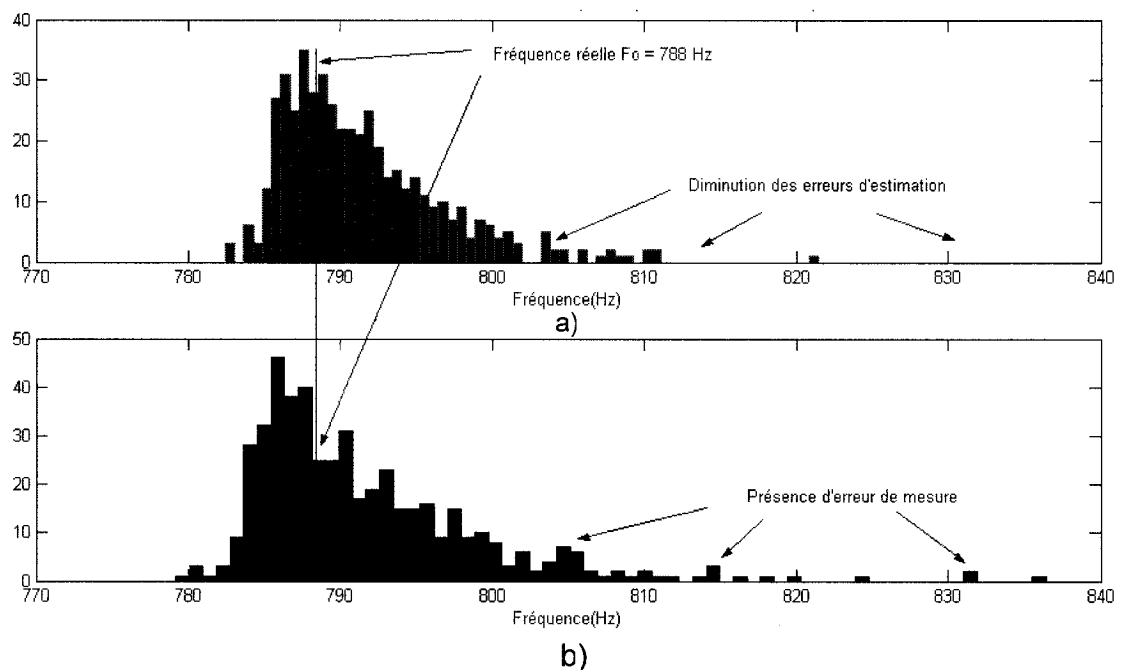


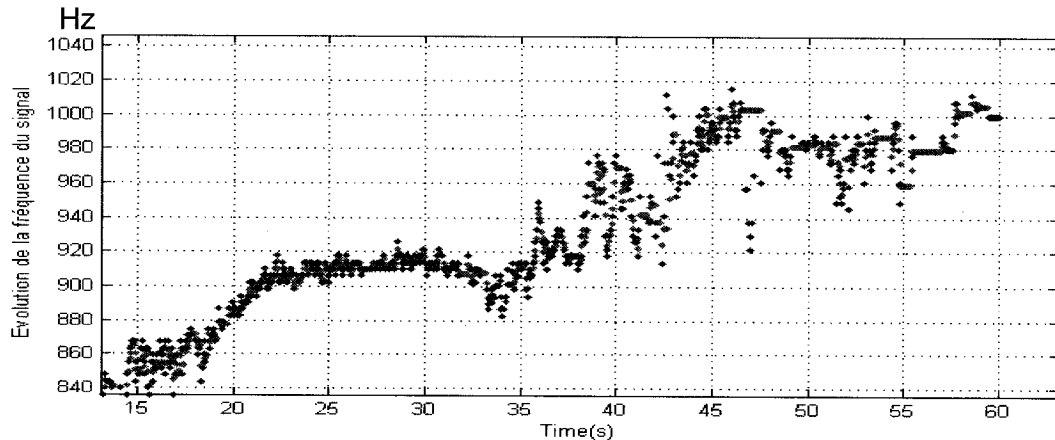
Figure 5-12 : Estimation de la fréquence d'une cible fixe, a) Avec Kalman, b) Sans Kalman.

D'après la définition qu'on a établie au début de ce chapitre et en considérant que le décentrement est causé par la non linéarité, notre non linéarité est de $2H$, ce qui est

du même ordre que les mesures de l'expérience précédente. Les autres sources d'erreur seront énumérées dans la suite.

Ce banc de test nous permet aussi de faire des mesures tout en déplaçant la cible. La figure qui suit montre des résultats de ses mesures. Les résultats montrant une grande stabilité, sauf dans quelques zones où sa diverge. .

A priori dans ces zones on tombe sur des interférences ou notre signal se disperse.



5-13 : Estimation de la fréquence avec cible en mouvement.

5.7 Synthèse des erreurs

Le bruit :

Une partie des erreurs aléatoires peuvent être interprétées par la notion de bruit. Le bruit ne vient pas seulement des composants, mais ces perturbations sur la mesure proviennent aussi de l'électronique associée à la chaîne de mesure comme l'alimentation. Encore l'effet de vibration mécanique est à prendre en considération.

Les interférences :

Une petite expérience nous montre que toute la chaîne rayonne à notre fréquence, une antenne branchée directement sur l'analyseur de spectre utilisé comme sonde montre bien que le signal est rayonné par tous les composants ainsi que le long du câble coaxial.

À un autre niveau le lieu où les mesures sont réalisées est très dense et très encombré par les autres setups dans la même bande de fréquence. L'antenne dipôle s'avère peu adaptée pour cette utilisation.

L'acquisition :

Une des sources d'erreur supposée c'est l'acquisition, la fréquence d'échantillonnage, mais surtout la sensibilité, une sensibilité limitée donne l'impression d'un changement de fréquence. Autre chose est à noter c'est que le câble utilisé pour la capture peut très bien se comporter comme une capacitance parasite.

On peut remédier à tous ces problèmes par une protection des circuits : blindage électromagnétique; matériau à hystérésis plus faible ; suspension antivibratoire ; filtrage des fréquences parasites ; stabilisation des grandeurs d'influence, mais aussi, par convertisseurs plus sensibles ; alimentations régulées...etc.

Toutes ces opérations seront prises en compte dans la réalisation future de la station, mais ces opérations de réduction d'erreur de mesure ont un coût (matériel, temps alloué, coûts...). Il faudra donc adapter l'effort aux buts fixés préalablement.

5.8 Comparaison avec les autres méthodes

On a cité plusieurs méthodes de linéarisation, FLL ; PLL; prédistorsion et autre, on va essayer ici de présenter quelques résultats pour savoir quelle possibilité nous offre ces méthodes.

Table 5-1 : sommaire des générateur de rampe

Année	auteur	Centre de fréquence	déviatiion		linéarité	méthode
2001	Mush	24GHz	1 GHz	20ms	10^{-9}	Fractionnel PLL
1996	Mush	6.4GHz	320MHz	204us	10^{-4}	PLL entier
2004	Mush	24GHz	3GHz	20ms	10^{-8}	Fractionnel PLL
2000	Kang	5.35	1GHz	///////	10^{-2}	FLL-PLL
2001	Reindel	24GHz	800MHz	700us	$<10^{-4}$	SAW compensation
1998	Gustan	//////////	70MHz	///////	10^{-2}	pré distorsion

Mush dans ces travaux se concentre surtout sur l'augmentation du nombre d'étapes avec sa PLL, il peut générer des dizaines de milliers d'étapes, ces résultats sont les meilleurs que l'on peut trouver dans la littérature scientifiques. Pour le cas ou il utilise une PLL entier il programme juste 256 points et il a pu avoir une linéarité de l'ordre de 10^{-4} .

Une autre méthode intéressante est celle expliqué dans Reindel (Reindel, 2001) ou dans la référence (Christmann, 2003), c'est une forme de prédistorsion digitale sur une boucle, un délai connu est installé dans la boucle pour détecter les non linéarités et les traiter numériquement et d'une façon continue. C'est une excellente méthode mais le fait que le coût d'un délai d'une grande précision et le matériel associé au

traitement DSP rend la méthode non pratique le cas dans notre cas où on utilise plusieurs stations.

5.9 Coût

Pour le générateur de rampe (PLL) le coût est de 30% plus élevé que le VCO, bien sur avec les coûts répertoriés dans le tableau il faudra ajouter celui de fabrication, mais juste pour avoir une idée, le coût d'une PLL n'est nullement excessif même pour stabiliser une seule fréquence.

Pour la station il faut ajouter quelques composants (amplificateur, mélangeur, doubleur) qui coûtent en moyenne 3 dollars et quelques circuits basse fréquence, Le coût sera a peu près 200 \$, ce qui est très abordable (sans compter la partie DSP).

Table 5-2 : inventaire des prix des composants utilisés

composant	Coût (\$)
VCO	100
PLL	2.9
microcontrôleur	3.84
Résistance, capacité, ampli op.	3-4
référence	10
Régulation de l'alimentation	10

On peut voir la consommation d'énergie, la PLL absorbe 12mA a 3V, ce qui équivaut a 36mW, comparé a un DDS dans les circuits absorbent jusqu'à 100mA (il faut noter que la consommation des la prédisposition est du même ordre) la différence est donc très appréciable.

5.10 Travail futur

Il y a plusieurs aspects à améliorer dans la rampe générée. Avant tout, ce qui est évident d'ailleurs c'est d'augmenter le nombre de points. Dans notre cas ceci est limité par les contraintes de temps de contrôle du composant PLL.

Les autres points où on peut travailler pour améliorer les performances sont :

- Le temps de la descente :

Un autre paramètre à améliorer est le temps de la descente, tel que l'on peut voir sur la Figure 5-14. On peut jouer sur les registres de commande pour augmenter la largeur de bande du filtre en augmentons le courant maximal généré par la pompe de charge, ceci nous a permis de passer de 600 μ s à 400 μ s. Cette méthode est limitée par le fait que le design du filtre est optimisée pour la montée.

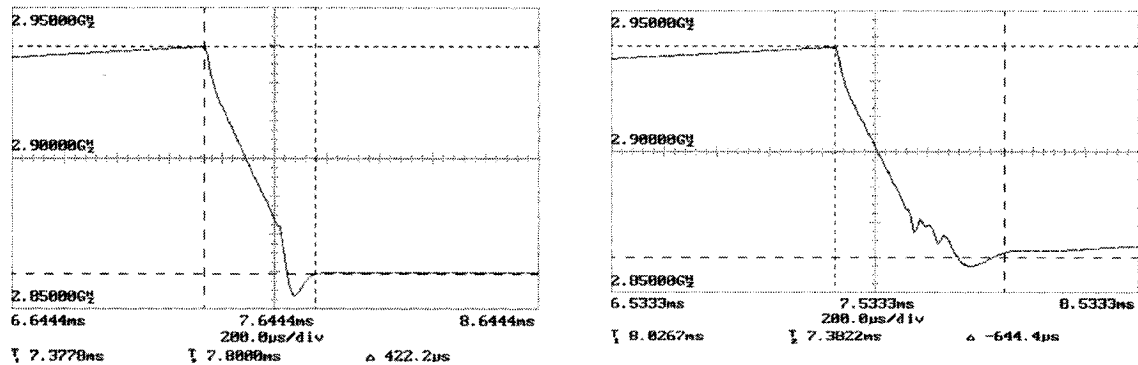


Figure 5-14 : La descente de la rampe.

La solution consisterait à créer deux filtres de boucle : un pour la montée optimisé pour la linéarité et un autre pour la descente optimisée pour un bouclage rapide. On pourrait concevoir un filtre qui nous garantie un verrouillage en quelques dizaines

de μs (le temps de programmer une nouvelle étape), comme on peut voir dans les résultats d'une simulation sur la Figure 4-15, le reste consiste à basculer entre ce filtre et celui conçu pour la linéarisation.

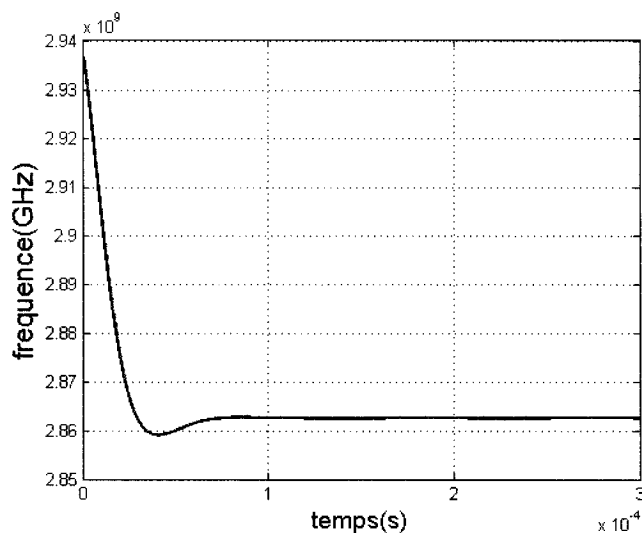


Figure 5-15 : Réponse d'un filtre optimiser pour le temps de verrouillage.

-Modifier la forme de modulation

Pour améliorer les mesures en vitesse ou pour transmettre des données, on peut proposer d'autres formes de modulation : triangulaire comme on voit sur la figure qui suit, en plus de celle proposée dans (Salous, 1984) ou n'importe quelle autre forme de modulation.

On peut aussi augmenter la fréquence de répétition comme nous pouvons voir sur la Figure 5-17 on utilise un PIC16C620A qui accepte une fréquence de contrôle deux fois celle du PIC16F84A.

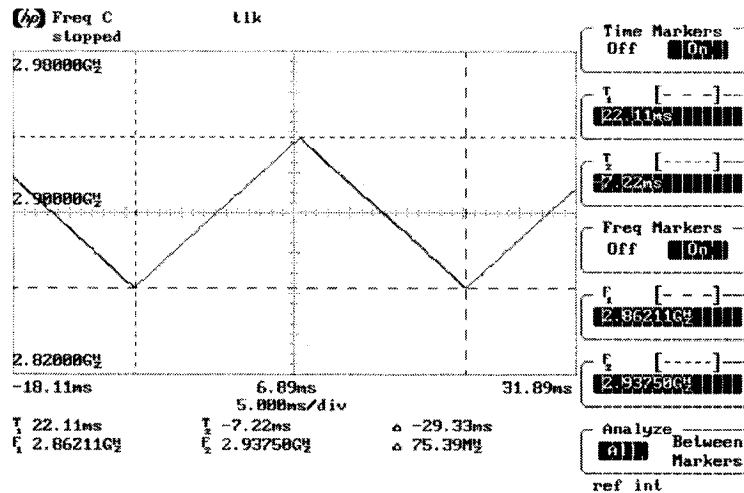


Figure 5-16 : Modulation triangulaire de la fréquence.

On pourra aussi concevoir un générateur adaptatif qui peut générer plusieurs forme ou décaler la bande de fréquence au besoin (présence de cible avec grande vitesse, présence de grand nombre de cible...etc.).

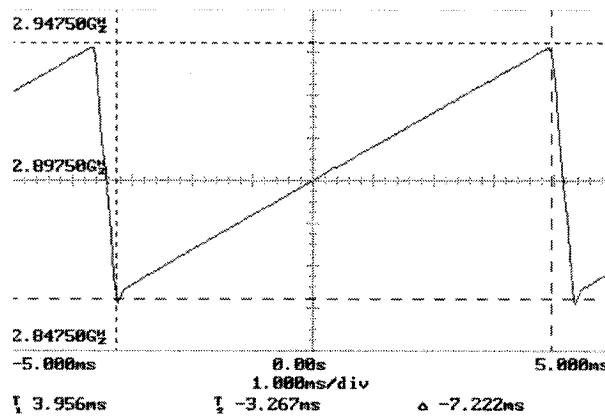


Figure 5-17 : Une rampe de fréquence en 7.22ms.

-Combinaison PLL-DDS

Comme on a vu dans la technique de linéarisation par PLL, on fait varier notre diviseur pour obtenir la rampe, une autre solution est de varier la référence pour obtenir

le même effet, ou dans un cas plus poussé varier les deux ensembles. Ça nous permettra d'augmenter le nombre de points sans la contrainte de mise à jour imposée par le composant PLL puisque on changera la référence. Vu que DDS peut offrir une nouvelle fréquence toute les 10ns il sera très adéquat de l'utiliser comme référence surtout que le DDS génère facilement des formes de modulation assez élaborer.

CONCLUSION

Les travaux présentés dans ce mémoire avaient pour objectif de réaliser un générateur de rampe de fréquence linéaire utilisé dans un radar FMCW. Ce radar représentera une station de base d'un système de positionnement local.

Le premier chapitre était consacré à la présentation des différents concepts de localisation et aux principes du radar FMCW pour pouvoir spécifier le signal à générer.

Dans le deuxième chapitre on a effectué des mesures sur un VCO commercial où on a pu constater les obstructions que pose l'utilisation directe du VCO pour générer la rampe de fréquence. Pour remédier à ces empêchements, des différentes architectures des synthétiseurs du moment ont été présentés.

Nous avons consacré le troisième chapitre à la présentation d'un synthétiseur parmi les plus performants en terme de bruit, de coût et les plus répandus aujourd'hui : la PLL.

Ensuite nous avons choisi une architecture existante dans la littérature et nous l'avons adaptée à notre application, nous avons pu réussir la génération d'une rampe.

Par la suite, pour savoir si elle est linéaire, nous avons réalisé le système sur table à l'aide de composants assez répandus, sélectionnés et montés, ainsi que quelques étages où l'on avait besoin d'une conception.

Comme nous avons vu précédemment, avec notre générateur nous avons obtenu une erreur qui ne dépasse pas les quelques hertz, aussi le système était capable de déterminer les positions de cible en temps réel.

Nous avons présenté une étude comparative avec les performances des différents générateurs dans la littérature. Un bilan de coût et de consommation d'énergie et des sources de bruit a été établi. Enfin des aspects à améliorer dans le générateur ont été décelés.

Le travail présenté peut être poursuivi en étudiant les points suivants :

- L'influence exacte du bruit de phase de l'oscillateur local sur les mesures réalisées par le radar.
- La mise en place d'un test de mesure direct de la linéarité au lieu de mesurer l'erreur et déduire la linéarité.
- Une perspective intéressante est la mise en place du système à 24GHz on utilisant une deuxième PLL comme multiplicateur.
- Une intégration finale de la station de base qui va nous permettre de réaliser des essais avec plusieurs cibles toute en les identifiant, dans le cadre de l'intégration, un système antenne spécifique doit être développé.
- Les rampe de fréquences ultra linéaire a d'autres applications en dehors des systèmes radar, principalement les instruments de mesure : les analyseurs de spectre ainsi que les et les analyseurs de réseaux, puisque leur principe est basé sur un balayage en

fréquence. Aussi dans différentes instruments médicaux et enfin pour des essais non destructifs.

Ainsi nous espérons que ce travail sera un outil de départ pour les autres étudiants qui voudront s'initier au monde des synthétiseurs de fréquence et des systèmes radar et qu'il contribuera à l'avancement du projet de positionnement local.

RÉFÉRENCES

- [1] ADLER, E.D., VIVEIROS, E.A., TON, T., KURTZ, J.L. et BARTLETT, M.C. (1995). Direct Digital Synthesis Application For Radar Development. *IEEE international RADAR conference*, 224-226.
- [2] ANALOG DEVICES, *site de la compagnie Analog Devices*, [En ligne]. www.analog.com (Page consultée entre octobre 2003 et juin 2005).
- [3] ARIZONA MICROCHIP TECHNOLOGY, *site de la compagnie Arizona Microchip Technology*, [En ligne]. www.microchip.com (Page consultée entre octobre 2003 et juin 2005).
- [4] BAHL, P. et PADMANABHAN, V.N. (2000). RADAR an in-building RF-based user location and tracking system. *Proceedings of IEEE INFOCOM'2000*, 775-784.
- [5] BANERJEE, D. (2003). *PLL Performance, Simulation, and Design, Third edition* Paperback.
- [6] BURKE, P.J. (1994 Mai). Ultra-linear chirp generation via VCO tuning predistortion. *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, 2, 957 – 960.
- [7] CHRISTMANN, M., VOSSIEK, M., SMITH M., RODET, G. (2003) . SAW based Delay Locked Loop concept for VCO linearization in FMCW Radar sensors. *33rd European Microwave Conference - Munich 2003* 1135-1138

- [8] COILCRAFT, *site de la compagnie Coilcraft*, [En ligne]. www.coilcraft.com
(Page consulté entre octobre 2003 et juin 2005).
- [9] COOLEY, J.W. et TUKEY, J.W (1965). An algorithm for machine calculation of complex Fourier series. *Mathematics of computation* 19, 297-301.
- [10] COUTURIER, G. *Boucle a Verrouillage de phase, applications*, note de cours, 9, GEII IUT Bordeaux 1.
- [11] COUTURIER, G. *les oscillateurs*, note de cours, 6, GEII IUT Bordeaux 1.
- [12] DU PUY DE GOYNE, T. (2001). *Le GPS : marine, aviation, randonnées*. Cépaduès.
- [13] DURBRIDGE, L.J. et G.M. WARNE. (1991 juillet). A frequency ramp generator for an HF sky wave radar implemented with direct digital synthesis techniques. *Fifth International Conference on HF Radio Systems and Techniques*, 321- 326
- [14] ELDEK, A.A., ELSHERBINI, A.Z., SMITH, E.C. et LEE, K-F. (2003 Avril). Wideband Slot Antennas for Radar Applications. *2003 IEEE Radar Conference*, Huntsville.
- [15] ELECTRONIQUE PRATIQUE, *site du journal Electronique pratique*, [En ligne]. www.electroniquepratique.com (Page consulté entre octobre 2003 et juin 2005).
- [16] ERMEL, E., FLADENMULLER, A., PUJOLLE, G. et COTTON, A. (2003). Estimation de positions dans des réseaux sans-fil hybrides. *CFIP*.

- [17] GARCIA, A. (2002). *Conception d'un radar d'aide a la conduite automobile utilisant un système discriminateur de fréquence type six port*. Thèse de doctorat, Telecom Hyperfrequence, COMELEC, Télécom Paris [ENST].
- [18] GARDNER, F. M. (1979). *Phase Lock Techniques, second edition*, John Wiley & Sons.
- [19] GARDNER, F.M. (1985 Février). Properties of Frequency Difference Detectors. *IEEE transactions on communications*, 33-2,131-138
- [20] GOLDBERG, B.-G. (2001 May). RF synthesizers: PLL switching speed and speed-up techniques, a short review. *Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International*, 2, 693 – 696.
- [21] GUSTRAU, J., FIECHTNER, F. et Hoffmann, M. (1998 Juin). VCO linearization by frequency feedback. *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium*, 135 – 138.
- [22] HAKAN, B. (1999 Mars). *Detection of Shallowly Buried Objects Using Impulse Radar*. *IEEE transactions on Geosciences and Remote Sensing*, 37, n°2.
- [23] HEWLETT PACKARD. *Phase Noise Characterization of Microwave Oscillators – Frequency Discriminator Method*, Product Note 11729C-2.
- [24] HITTITE MICROWAVE CORPORATION, *Site de la compagnie Hittite Microwave Corporation*, [En ligne]. www.hittite.com(Page consulté entre octobre 2003 et juin 2005).

- [25] JEFFERY, K. BOUNDE, J.K. (1996 Decembre). *The Infrared Airborne Radar Sensor*. Technical Report No. 610. The Research Laboratory of Electronics at the Massachusetts Institute of Technology Cambridge, Massachusetts.
- [26] KALMAN, R. E. (1960 Mars). A New Approach to Linear Filtering and Prediction Transaction of the ASME. *Journal of Basic Engineering*,35-45
- [27] LEESON, D. B. (1966 Février). A simple model of feedback oscillator noise spectrum, *Proceedings Letters*, 329-330.
- [28] MINICIRCUITS, *site de la compagnie Minicircuits*, [en ligne]. www.minicircuits.com/ (Page consulté entre octobre 2003 et juin 2005).
- [29] MUSCH, T. (1997). A high precision analog frequency-ramp generator using a phase-locked-structure. *in Proc. 27th Eur. Microwave Conf., Jerusalem, Israel*,1.
- [30] MUSCH, T., ROLFES, V. et SCHIEK, B. (1997) . Fractional divider concepts with phase-lock-control for the generation of precise linear frequency ramps. *EUMC Proc.* 451–456.
- [31] MUSCH, T. et SCHIEK, B. (1999). A highly linear frequency ramp generator based on a fractional divider phase-locked-loop. *IEEE Trans. Instrum. Meas*, 48, 634–637.
- [32] NATIONAL SEMICONDUCTOR (2001 Juillet). *An Analysis and Performance Evaluation of a Passive Filter design Technique for Charge Pump PLL's*, Application Note 1001.

- [33] NICULESCU, D. et NATH, B. (2003). Ad Hoc Positioning System (APS) using AOA. *IEEEINFOCOM2003*.
- [34] POOLE, A.W.V. (1985 Décembre). Advancing sounding The FMCW alternative. *Radio science*, 20, 6, 1609-1616.
- [35] REINDL, L., RUPPEL, C. W., STEFAN, B., KNAUER, U., VOSSIEC, M., HEIDE, P. and OREANS L. (2001 Avril). Design, Fabrication, and Application of Precise SAW Delay Lines Used in an FMCW Radar System. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, 49, 787.
- [36] ROGERS, J.W.M. MACEDO, J.A. et PLETT, C. (2000). The effect of varactor nonlinearity on the phase noise of completely integrated VCOs. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.35, no.9, 1360-1367.
- [37] ROLAND, E. (1997). *Phase-Locked Loops: Design, Simulation & Applications*, third edition, McGraw Hill.
- [38] SALOUS, S. et NIKANDROU, N. (1984). Architecture for advanced FMCW sounding. *INT.J.ELECTRONICS*, 5,429-436.
- [39] SAUVAGE, G. (1977 Décembre). Phase noise in oscillators: A mathematical analysis of leeson's model. *IEEE Trans on Instrumentation and Measurement*, 408-410.
- [40] SAVIDES, A., HAN C. et STRIVASTAVA, M. B. (2001). Dynamic Fine-Grained Localization in Ad-Hoc Networks of Sensors. *MobiCom 2001*.

- [41] SCHMIDT, R.O. (1981). *A Signal Subspace Approach to Multiple Emitter Location and Spectral Estimation*. These de PHD, Stanford University, Stanford, CA.
- [42] SKOLNIK, M.I. (1981). *Introduction to Radar Systems*, McGraw-Hill International, Singapore.
- [43] STOVE, A.G. (1992 Mai). Linear FMCW radar techniques. *IEE Proc. F, Radar Signal Processing*. 139, 343-350.
- [44] STUTZMAN, W. L. et THIELE, G. A. (1998). *Antenna Theory and Design, Second Edition*, John Wiley & Sons, New York, NY.
- [45] TEXAS INSTRUMENT, *site de la compagnie Texas Instrument : www.ti.com* (Page consultée entre octobre 2003 et juin 2005).
- [46] THOUREL, L. (1982). *Initiation aux techniques modernes des radars*, CEPADUC, Toulouse.
- [47] UNIVERSAL MICROWAVE CORPORATION, *site de la compagnie Univercel Microwave Corporation*, [En ligne]. <http://www.vco1.com>(Page consultée entre octobre 2003 et juin 2005).
- [48] VOSSIEK, M., WIEBKING,L., GUDEN, P., WIEGHARDT, J., HOFFMANN, C. et HEIDE,P. (2003 Decembre). Wireless local positioning. *MicrowaveMagazine*. 4 ,77 – 86.
- [49] WARD, A., JONES, A. et HOPPER, A. (1997). A New Location Technique for the Active Office. *IEEE Personal Communications*, 4, 42-47.

- [50] WERB, J. et LANZL, C. (1998). A positioning system for finding things indoors. *IEEE Spectrum*, 35, 71-78.
- [51] WILLIAMS, D.A. (1988 Février). Highly linearised mm-wave voltage controlled oscillator for FMCW radar applications. *Solid State Components for Radar, IEE Colloquium*, 601 – 615.
- [52] ZHANG, Y. (2003). *RF: Microwave system analysis for wideband radar/ remote sensing*. Note de cours ELEC991 Environnemental and Remote Sensing Laboratory, université de Nebraska, Lincoln.

ANNEXE A

EQUATION RADAR

Considérons un radar qui peut fonctionner en impulsion ou en ondes continues. Ce radar est équipé d'une antenne qui présente un gain G (Stutzman, 1998). Soit P la puissance totale rayonnée par l'antenne (P : sera la puissance crête de l'impulsion ou la puissance de l'onde continue).

La puissance rayonnée par l'unité d'angle solide dans la direction où le gain est G :

$$P_1 = \frac{PG}{4\pi} \quad (\text{A.1})$$

à une distance R où se trouve une cible, cette puissance exprimée en W/m^2 est :

$$P_2 = \frac{PG}{4\pi R^2} \quad (\text{A.2})$$

Une partie de cette puissance incidente est rayonnée par la cible dans toutes les directions. Ce rayonnement ne se fait pas de façon isotrope. Cependant si la cible est ponctuelle elle renverrait dans l'espace une certaine puissance qui est proportionnelle à P_2 :

$$P_3 = \sigma P_2 \quad (\text{A.3})$$

σ est appelé la surface équivalente radar (SER) de la cible (en anglais : Radar cross section, RCS).

Par unité d'angle solide, nous aurons donc une puissance :

$$P_4 = \frac{PG\sigma}{(4\pi)^2 R^4} \quad (\text{A.4})$$

Cependant le gain G de l'antenne est lié à sa surface équivalente de réception Σ_{eq} par la relation :

$$G = \frac{4\pi \Sigma_{eq}}{\lambda^2} \quad (\text{A.5})$$

de telle sorte que l'antenne se comporte pour une onde plane comme une ouverture absorbante de surface :

$$\Sigma_{eq} = \frac{\lambda^2 G}{4\pi} \quad (\text{A.6})$$

Il s'ensuit que le signal S délivré par l'antenne est le produit de la densité de puissance P_4 par Σ_{eq} , ce qui donne :

$$S = \frac{PG^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \quad (\text{A.7})$$

Cette équation est référée sous le nom d'équation radar.

Si S est le signal minimal utilisable par le radar, sa portée est donc :

$$R^4 = \frac{PG^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S} \quad (\text{A.8})$$

Bruit parasite :

Puisque il faut travailler avec un certain rapport signal/bruit (ρ) la puissance du signal devras être :

$$S = N\rho \quad (\text{A.9})$$

N étant la puissance moyenne du bruit parasite.

Donc :

$$R^4 = \frac{PG^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 N\rho} \quad (\text{A.10})$$

La puissance de bruit dans aux bornes d'un conducteur dans une largeur de bande B est donné par la formule:

$$N = KT_0 B \quad (\text{A.11})$$

K : constante de Boltzmann et T la température absolu du corps

Nous avons donc :

$$R^4 = \frac{PG^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 KTB\rho} \quad (\text{A.12})$$

En réalité le bruit comportera d'une part le bruit capté par l'antenne, d'autre part le bruit propre du récepteur, ce dernier a trois origine le bruit thermique, le bruit shot engendré par les transistor les diodes, et le bruit dit 1/f.

Le bruit thermique est lié au rayonnement du corps noir ce qui nous ramène à l'équation (A.11), les autres bruits même externe (soleil, source radio,...) s'écrivent par analogie sous la même forme. Par exemple pour une antenne on écrit :

$$N = kT_a B \quad (\text{A.13})$$

Ou T_a est la température de bruit d'antenne, si cette antenne rayonne a un faisceaux étroit avec de très faible lobes secondaire, pointé vert le ciel, T_a seras de quelque K° : on dit alors l'antenne est froide.

ANNEXE B

NOTION SUR LES OSCILLATEURS

ET LES VCO

a) Principe général

Un oscillateur est un amplificateur contre réactionné dans des conditions instables (Couturier, [11]). Une proportion β du signal de sortie est ajoutée à l'entrée de l'amplificateur au signal V_1 injecté à l'entrée du système.

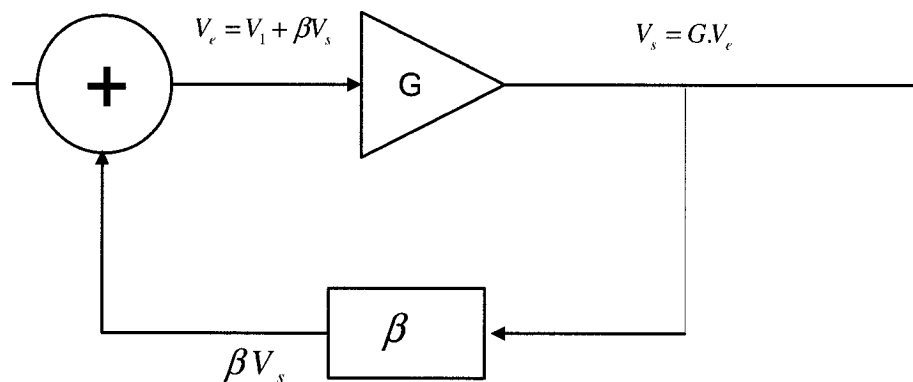


Figure B-1 : Amplificateur avec réaction.

La tension de sortie a pour expression :

$$V_s = G(V_1 - \beta V_s) \quad (\text{B.1})$$

d'où :

$$V_s = \frac{G}{1 - \beta G} \cdot V_1 \quad (\text{B.2})$$

Pour l'utilisateur le gain apparent est alors :

$$G_A = \frac{G}{1 - \beta G} \quad (\text{B.3})$$

Si βG est négatif le gain apparent est plus petit que le gain intrinsèque, en boucle ouverte de l'amplificateur. On parle de **contre réaction**. Si au contraire βG est positif mais inférieur à 1, le gain apparent est plus grand que G , il y a **réaction positive**. Un cas limite se produit lorsque βG vaut exactement 1, alors le gain apparent est infini. Or

$$G_A = \frac{V_s}{V_1} \quad (\text{B.4})$$

On peut interpréter ce gain infini en considérant que la tension de sortie et non nul alors que la tension d'entrée est nulle. Le montage peut être un oscillateur. Pour qu'il soit réellement il faut que *la boucle inclue un réservoir d'énergie (tank circuit) sélectif ou non qui définit la fréquence de fonctionnement*.

Le signal V_1 étant absent, le soustracteur d'entrée devient inutile, la structure d'un oscillateur est alors défini, sur laquelle on voit que $V_e = GV_s$, soit $V_e = \beta GV_e$ d'où **$G\beta=1$ c'est la condition limite d'oscillation**.

Si le produit $G\beta$ est positif mais supérieur à 1, l'expression précédente peut laisser penser que le gain apparent change de signe. En réalité il n'en est rien car cette situation n'est jamais atteinte. En effet lorsque l'alimentation est branchée sur le montage le gain de l'amplificateur ne peut passer de zéro (en absence d'alimentation) à sa valeur normale en un temps nul. Lors de sa croissance la valeur $1/\beta$ est fatalement atteinte et

le montage part alors en oscillation ou blocage. *La condition d'oscillation est donc en pratique $G\beta > 1$.*

Nous présentons ci-dessous divers types d'oscillateurs les oscillateurs hautes fréquences dont les réseaux de réaction sont constitués par des selfs et condensateurs

b) Oscillateurs hautes fréquences

Ces oscillateurs sont constitués d'un élément actif, un transistor bipolaire ou à effet de champ FET et d'un réseau de réaction accordé sur la fréquence d'oscillation. Le réseau de réaction utilise des inductance et condensateurs. Les inductances ne sont pas utilisées aux basses fréquences car leur encombrement est trop important.

Le réseau de réaction est en général une cellule en π , différents montages sont possibles suivant l'arrangement des inductances et condensateurs. Nous passons ainsi en revue les oscillateurs Colpitts et Clapp.

b-1) Oscillateur Colpitts

Le montage Colpitts avec un transistor à effet de champ est à la Figure B-2. Dans ce montage les résistances R , R_e et R_c participent à la polarisation du FET, C_3 est un condensateur de liaison, C_4 est un condensateurs C_1 condensateur de découplage. Le réseau de réaction est constitué de l'inductance L et des deux et C_2 .

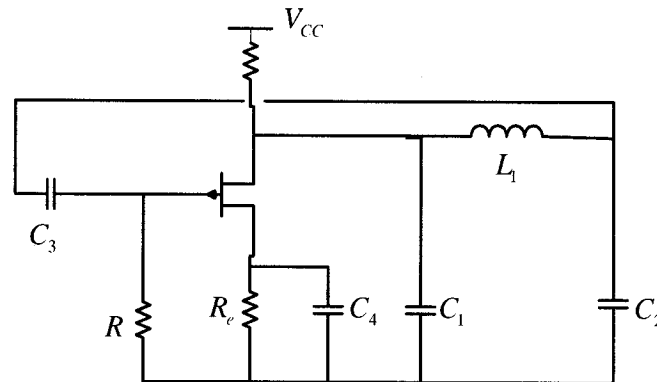


Figure B-2 : Oscillateur clopitts.

Le schéma électrique aux variations de la Figure B-3 permet de calculer le gain en boucle ouverte. Dans ce schéma on a supposé que les éléments du réseau de réaction, en particulier l'inductance L , étaient sans perte.

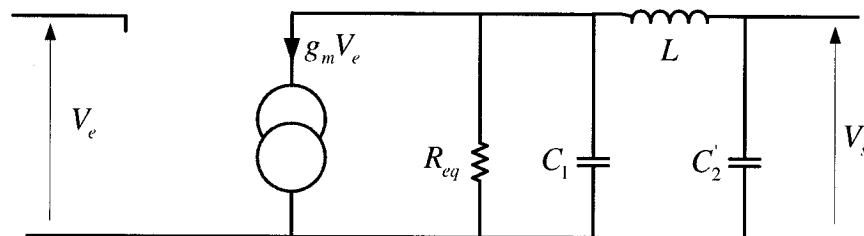


Figure B-3: Schéma électrique pour le calcul du gain en boucle ouvert.

La résistance R_{eq} correspond à R_c en parallèle avec la résistance de sortie du FET. La résistance R est supposée très supérieure à l'impédance du condensateur C_2 .

L'impédance d'entrée du FET est essentiellement capacitive, la capacité C_e d'entrée du FET est incluse dans $C_2' = C_2 + C_e$.

Le gain $G(\omega)=V_s/V_e$ se met sous la forme suivante :

$$G(\omega) = \frac{-g_m R_{eq}}{(-LC_2' \omega^2 + 1) + jR_{eq}((C_1 + C_2)\omega - LC_1 C_2' \omega^3)} \quad (\text{B.5})$$

La fréquence d'oscillation est obtenue en écrivant que la partie imaginaire de

$G(\omega) = 0$ ceci conduit à une pulsation d'oscillation ω_{osc} :

$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C_1 C_2'}{C_1 + C_2}}} \quad (\text{B.6})$$

La condition $G(\omega_{osc}) \geq 1$ sur le gain conduit à :

$$\frac{g_m R_{eq} C_1}{C_2'} \geq 1 \quad (\text{B.7})$$

b-2) Oscillateur Clapp

Pour trouver la pulsation d'oscillation ω_{osc} il n'est pas nécessaire de refaire tous les calculs, on peut utiliser les résultats de l'oscillateur Colpitts. En effet il y aura oscillation à ω_{osc} lorsque l'ensemble self L_1 en série avec le condensateur C sera équivalent à la self L du montage Colpitts, c'est à dire lorsque

$$L\omega_{osc} = L_1\omega_{osc} - \frac{1}{C\omega_{osc}} \quad (\text{B.8})$$

donc :

$$L = L_1 - \frac{1}{C\omega_{osc}^2} \quad (\text{B.9})$$

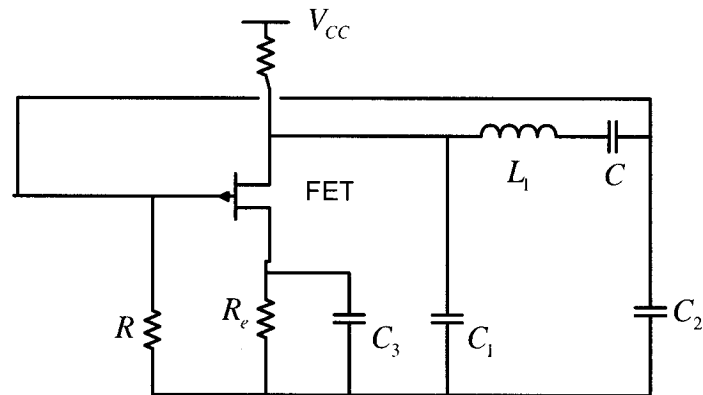


Figure B- 4: Oscillateur Clapp.

Pour trouver ω_{osc} , il suffit alors de remplacer L de la relation (B.6) par l'expression (B.9), on obtient finalement :

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{1}{L_1 \left(\frac{1}{\frac{C_1 C_2'}{C_1 + C_2}} + \frac{1}{C} \right)}} = \sqrt{\frac{1}{L_1 C_{eq}}} \quad (\text{B.10})$$

Avec
$$\frac{1}{C_{eq}} = \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_2'} + \frac{1}{C} \quad (\text{B.11})$$

c) Oscillateur Clapp à fréquence variable

Pour réaliser un tel oscillateur on modifie le montage de base de la Figure B-4 afin que l'une des bornes du condensateur C soit à la masse.

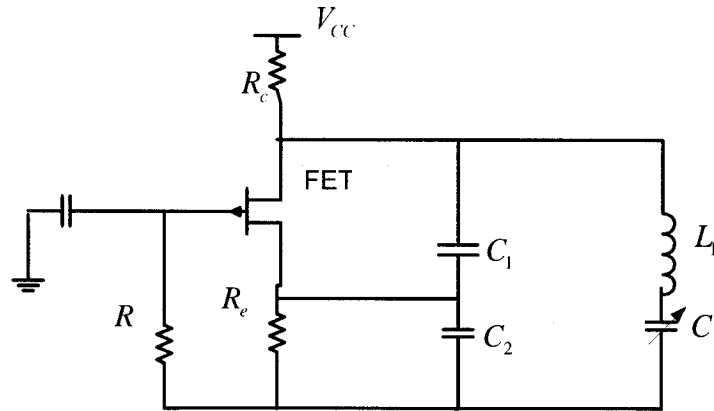


Figure B- 5 : Oscillateur clapp a fréquence variable.

Le montage de la Figure B.5 est de type grille à la masse, le condensateur C_3 est un condensateur de découplage. Pour étudier le gain en boucle ouverte on peut par exemple couper au point **M**, il faut alors mettre en parallèle sur le condensateur C_2 l'impédance vue à gauche du point **M**, c'est à dire, d'après le schéma en boucle ouverte de la Figure B.6, $R_e // (1/g_m)$ à la pulsation de résonance ω_{osc} . Si $1/C_2 \omega_{osc} \ll R_e // (1/g_m)$ les calculs sont très simples, en effet il est facile de voir que le gain en boucle ouverte V_s/V_e sera réel quand le circuit bouchon L_1, C, C_1 et C_2 sera à la résonance, c'est à dire lorsqu'il présentera une impédance infinie. Ceci est obtenu pour la pulsation ω_{osc} telle que :

$$\frac{1}{\frac{1}{jC_1\omega_{osc}} + \frac{1}{jC_2\omega_{osc}}} + \frac{1}{jL_1\omega_{osc} + \frac{1}{jC\omega_{osc}}} = 0 \quad (\text{B.12})$$

ce qui nous amène a :

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{1}{L_1 \left(\frac{1}{\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}} + \frac{1}{C} \right)}} \quad (\text{B.13})$$

On remarque que ce résultat est analogue à celui de la relation (B.13).

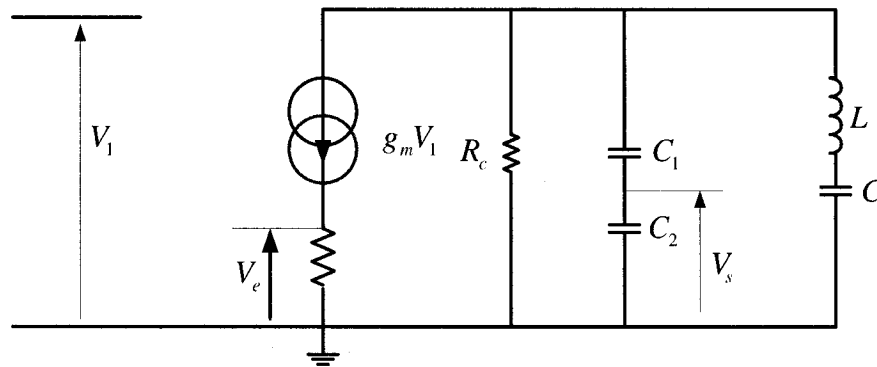


Figure B- 6 : Schéma simplifié pour l'étude du gain en boucle ouverte du montage de la Figure B.5.

La condition sur le gain se ramène à :

$$\left. \frac{V_s}{V_e} \right|_{\omega_{osc}} = g_m R_c \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (\text{B.14})$$

On utilise généralement un diode comme capacité variable La polarisation de la diode nécessite quelques précautions pour ne pas perturber la Polarisation du FET et la pulsation de résonance ω_{osc} .

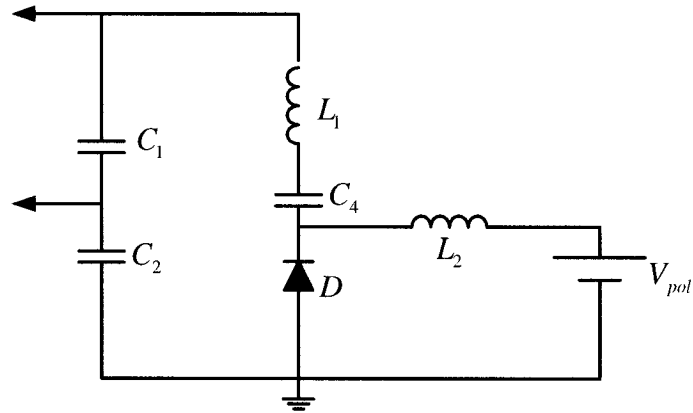


Figure B- 7 : Circuit de polarisation.

Le condensateur C4 est un condensateur de liaison, il évite la perturbation de la polarisation du FET par la tension V_{pol} . Sa valeur est telle que :

$$\frac{1}{C_4 \omega_{osc}} = \frac{1}{C_{diode} \omega_{osc}} \rightarrow C_4 = C_{diode} \quad (\text{B.15})$$

La self L2 est une self de choc, elle évite la perturbation de la pulsation de résonance ω_{osc} par la tension de polarisation V_{pol} . Sa valeur est telle que :

$$L_2 \omega_{osc} = \frac{1}{C_{diode} \omega_{osc}} \quad (\text{B.16})$$

d) Non linéarité

Pour réaliser un oscillateur à fréquence variable on remplace le condensateur fixe par un variable C par une diode VARACTOR. la diode VARACTOR est une diode polarisée en inverse (Minicircuits, 2005), la capacité d'une telle diode varie par rapport a la tension de polarisation V_{pol} comme tel :

$$C = \frac{A}{(V_{pol} + v)^n} \quad (\text{B.17})$$

A est une constante, v est le potentiel de diffusion de la diode (généralement il est de 0.7 pour les diode en silicium et 1.2V pour les diode en gallium arsenide).

Pour l'analyse qui suit on notera :

$$C = \frac{A}{V^n} \quad (\text{B.18})$$

A étant la capacitance quand V est un, n est un nombre entre 0.3 et 0.7 dans des jonction brut il peu allez jusqu'à 2.

Un circuit typique consiste dans une inductance L Une capacitance fixe C_f est une diode VARACTOR C, la fréquence d'oscillation s'écrit :

$$\frac{1}{\omega^2} = L(C_f + A.V^{-n}) \quad (\text{B.19})$$

Donc la non linéarité des VCO n'est causée principalement par *le VAROCTOR*.

ANNEXE C

DISCRIMINATEUR DE FREQUENCE

Un discriminateur avec une ligne de retard est employé comme détecteur de fréquence. Ce genre de détecteur est bien connu pour des mesures de bruit de phase. Une description détaillée peut être trouvée dans (Gustrau, 1998). Le diagramme bloc de ce genre de discriminateur est montré sur le schéma C-1.

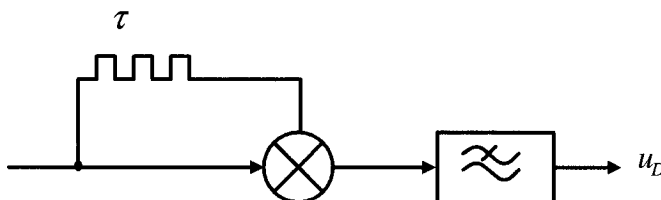


Figure C- 1: Discriminateur a ligne de délai.

Si le signal entrant est sinusoïdal avec la fréquence ω_{in} , le signal u_D a la sortie du détecteur de détecteur est :

$$u_D = K_m \cos(\omega_{in} \tau) \quad (C.1)$$

où K_m , est une constante, qui inclut l'amplitude de signal et la constante de multiplicateur.

Pour
$$\tau = (2n+1) \frac{\pi}{2\omega_{ref}} \quad (C.2)$$

Le signal de sortie est :
$$u_D = (-1)^n K_m \sin(\Delta\omega \tau) \quad (C.3)$$

Avec $\Delta\omega = \omega_{in} - \omega_{ref}$ le discriminateur en ligne a retard convertis le décentrage de fréquence dans décentrage de phase, qui est alors détectée avec un multiplicateur analogue ou un mélangeur comme détecteur de phase. La caractéristique sinusoïdale du détecteur de phase est due au signal d'entrée sinusoïdal.

Pour éviter la possibilité de faux verrouillage due aux zéro multiples de la caractéristique de détecteur de fréquence, la chaîne de VCO et la ligne de retard doivent être choisies correctement. Les VCO on une excentration de la référence qui de doit pas être plus petit que $2\omega_{ref}/(2n+1)$ à commencez vers le haut et l'excentration maximum possible de ω_{ref} pour le nouveau VCO est $\omega_{ref}/(2n+1)$. En raison de la réponse de transfert de discriminateur, le signal de sortie de détecteur est filtré par la fonction:

$$H_{FD} = \frac{\sin(\omega \frac{\tau}{2})}{\omega \frac{\tau}{2}} \quad (C.4)$$

Cependant, cet effet peut être négligé aussi longtemps que la largeur de bande du FLL est bien plus petite que : $1/\tau$.

ANNEXE D

ACCUMULATEUR DE PHASE

Ce circuit constitue le cœur du synthétiseur numérique. Son principe est représenté sur la Figure D-1 a chaque cycle de fréquence f_E , on ajoute au nombre précédemment stocké dans un accumulateur a N bits, un nombre M . lorsque l'accumulateur arrive a saturation (overflow), une impulsion est générée (carry pulse) et une nouvelle période d'accumulation est entamée a partir du reste modulo 2^R .

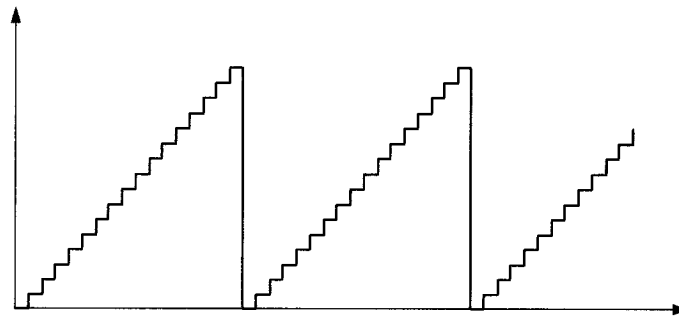
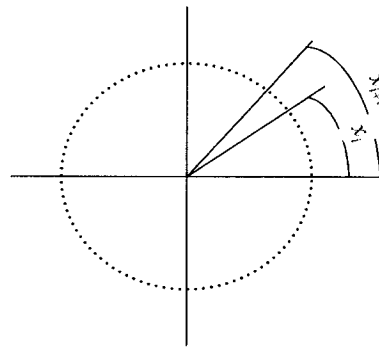


Figure D- 1: Évolution du contenu de l'accumulateur de phase a) Digramme temporel, b) Évolution de la phase.

L'évolution du contenu de l'accumulateur $x_i = x_{i+1} + n$ peut être représenté par un point se déplaçant sur un cercle qui peut occuper 2^R positions discrètes. Cette représentation figure l'évolution de la phase d'un signal piloté par les coups d'horloge. Le contenu de l'accumulateur peut être également représenté dans un diagramme temporel où il apparaît comme un signal en dent de scie, la fréquence fondamentale du signal est $f_s = \frac{M}{2^N} \cdot f_E$.

ANNEXE E

COMPOSANT D'UNE PLL

a) Le diviseur

Prenons l'exemple d'un diviseur par 15/16 son fonctionnement repose sur deux principes : la division d'un multiple N pair d'une fréquence et le glissement d'une période du signal d'entrée lorsque nous voulons obtenir les division par N impair. L'ensemble est composé d'un diviseur synchrone et d'un diviseur asynchrone; dans notre cas la fréquence d'entrée est d'abord divisée par le diviseur synchrone.

b) La pompe de charge

Le résultat de la comparaison en tension est converti en courant par la pompe de charge avant d'être intégré par le filtre de boucle. Les deux sorties du CPF contrôlent la charge ou la décharge en courant du filtre de boucle.

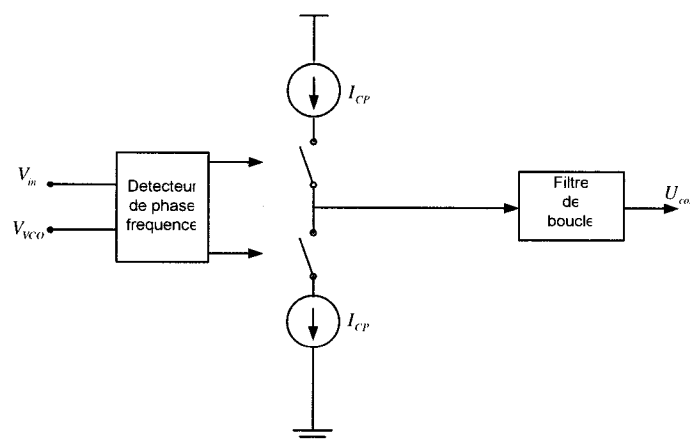


Figure E- 1 : Pompe de charge.

la pompe de charge est constituée de deux sources de courant, lorsque Pu vaut '1', une source de courant charge le filtre de boucle, lorsque Pd vaut '1' le courant est drainé a la charge du filtre. L'asservissement établi, la pompe de charge est théoriquement inactive, cependant deux phénomènes brisent la tension de contrôle du VCO, les capacités fuient toujours un peu et cela implique que la pompe de charge n'est jamais en repos. De plus un bruit cyclo-stationnaire a la fréquence de comparaison du aux circuit logique du comparateur existe.

c) Le comparateur de phase /fréquence (PFD)

Un comparateur de phase seul ne permet pas d'asservir correctement la boucle de phase. Le comparateur de phase/fréquence est composé de deux bascules D et d'une porte Nand.

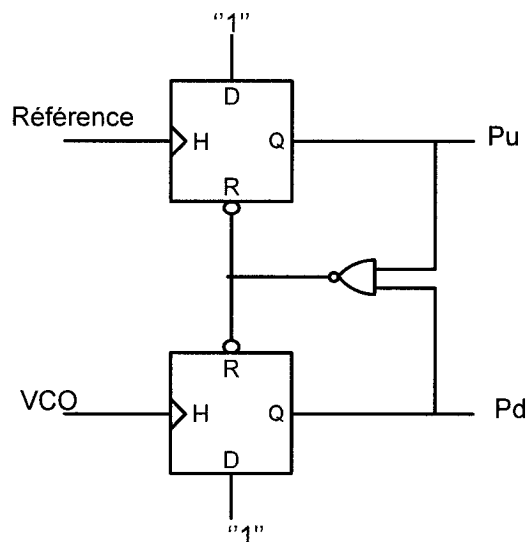


Figure E- 2 : Comparateur de phase/fréquence.

Supposons qu'à l'origine de temps tous les signaux sont nuls. A l'avènement du front du montant premier (par exemple le signal de référence comme le montre la Figure E-3, La sortie Pu de la bascule excitée prend la valeur de $D=1$, Pu reste a 1 jusqu'au front montant du signal de sortie du VCO et Pd passe a 1 également. Pas pour très longtemps cependant car ces deux sortie (de valeur 1) actionner la réinitialisation des bascules (via la porte Nand) en conclusion sur la première sortie citée, nous avons une image du déphasage des deux signaux tandis que la montée a 1 sur la deuxième sortie s'est a peine fait remarquée.

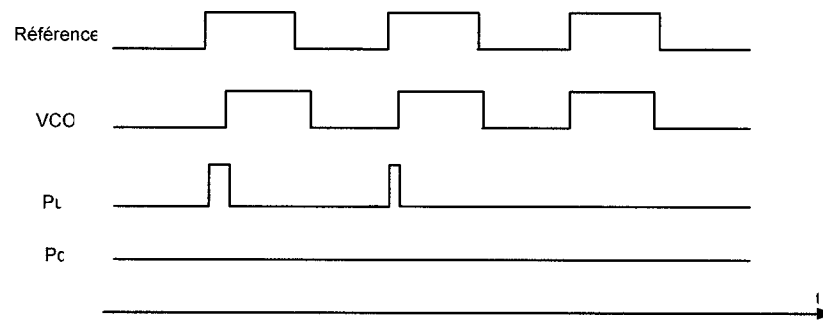


Figure E- 3 : Asservissement de la phase et de la fréquence.

Bien que le bruit du comparateur de phase existe nous le négligeons devant celui généré par la pompe de charge.

ANNEXE F

LE PROGRAMMATEUR

Le programmeur réalisé permet de programmer une large gamme de PIC le 12C508,16F84,16F877 ..., mais aussi la plupart des mémoire EEPROM série a protocole 12C de type 24CXX ou 24LCxx , il se connecte simplement a l'interface parallèle d'un PC de plus, il travaille avec l'excellent logiciel gratuit ICPROG ou PICALL.

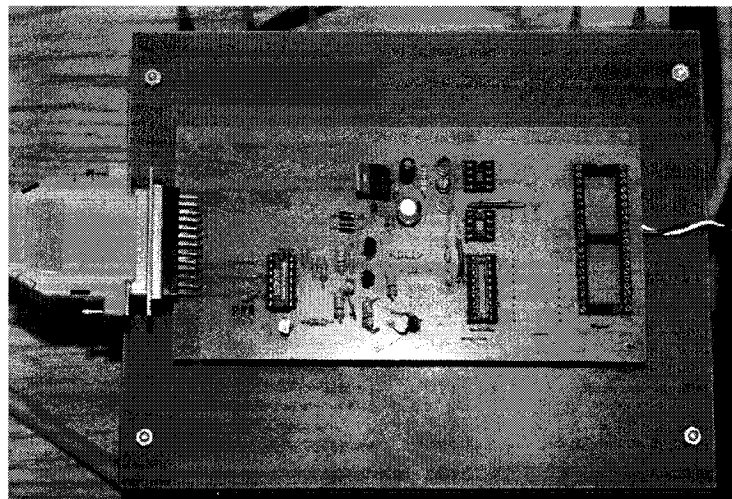


Figure F- 1: La photo du programmeur.

la partie programmeur bien que commandé par le port parallèle (Electronique pratique, 2005) , opère une programmation en série comme l'imposent les microcontrôleur PIC, sept ligne de l'interface Centronics sont mises a contribution :six sortie(D0 a D5) est une entrée(ACK). Les sortie, protégées par les résistance R_1 a R_6 sont

connecte a six amplificateur N1 a N6, les données série sur la ligne D0 pour l'écriture, , la résistance R_{11} force la broche DATA a l'état haut au repos. Afin de pouvoir lire le contenu des mémoires, les signaux DATA polarisent le transistor T_1 reste bloqué et la résistance R_{14} porte (ACK) a l'état haut ; une information de niveau bas débloquent T_1 qui force ACK a la masse , le signal d'horloge CLK est véhiculé par la sortie D_1 et forcé a l'état haut au repos via la résistance R_{10} .

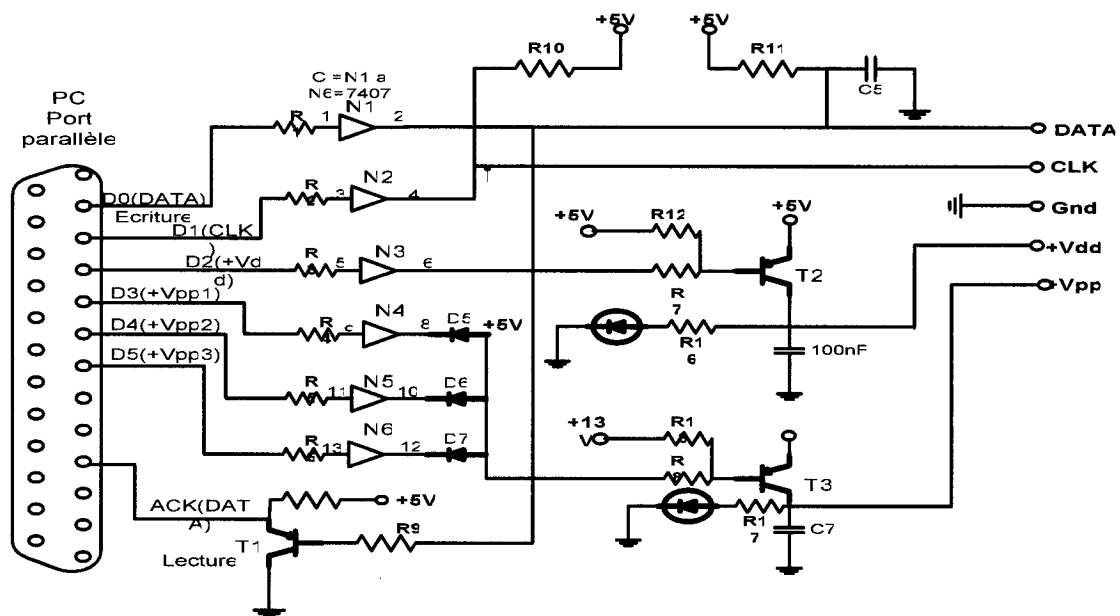


Figure F- 2 : Schéma de principe(Electronique pratique).

La ligne D2 du port parallèle se charge de l'alimentation du composant à programmer. le transistor T_2 est commandé a travers sa résistance de base R_7 et bloqué au repos par la résistance R_{12} reliée au positif, dans ce cas de figure ,aucune tension d'alimentation ne circule sur les supports de circuit a programmer .en portant sa base au

niveau bas , T_2 devient passant et alimente positivement la broche +VDD découplé par le condensateur C_6 . la led orange L_2 atteste de cet état , elle est limitée en courant par ça résistance R_{16} .

les lignes D3, D4 et D5 du port parallèle ont pour mission de commuter la tension de programmation sur la broche +VPP les diodes anti-retour D_5 a D_7 jouent le rôle d'une fonction – ou- a trois entrée afin de commander le transistor T3 via ça résistance de base R_8 , le principe de fonctionnement est identique a celui de T_3 via sa résistance R_8 . Le principe est identique a celui de T_2 la led rouge L_3 visualise la présence de la tension de programmation sur les support.

L'alimentation :

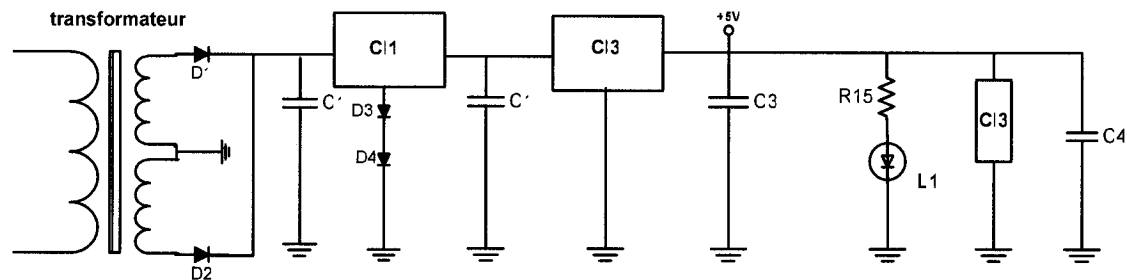


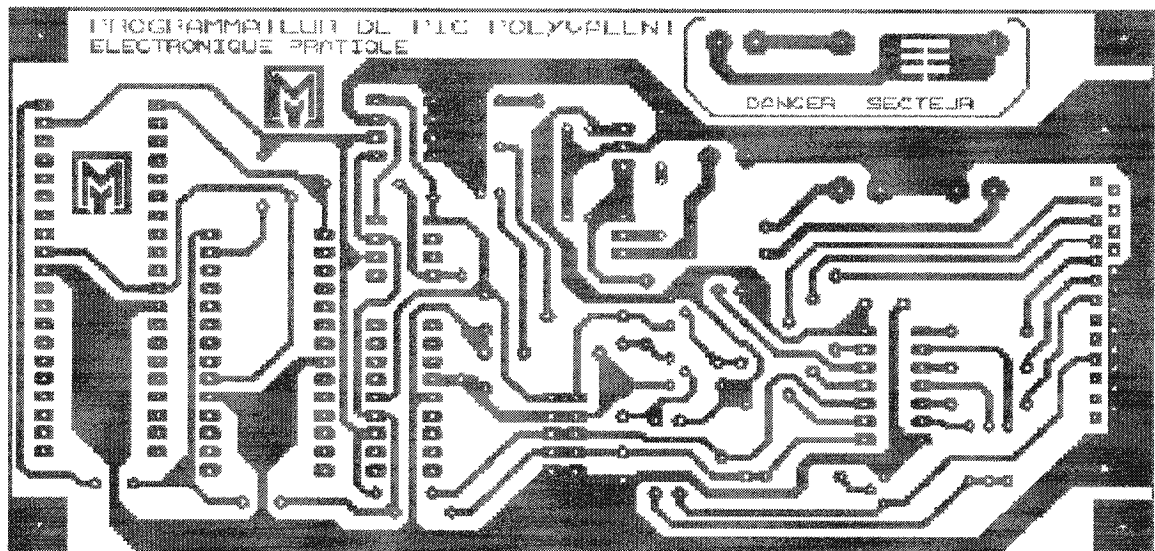
Figure F- 3 : Schéma du circuit d'alimentation.

Le secondaire du transformateur délivre une tension de 15 Volts. Après un redressement simple a l'aide des diodes D1 et D2, la tension est filtré par le condensateur C1 pour attaquer l'entrée du régulateur CI2, un 7812. La masse est déplacée d'environ 1V par la mise en série des diodes D3 et D4 pour obtenir la tension de programmation 13V en sortie, celle-ci est filtré par le condensateur C2 et entre sur le

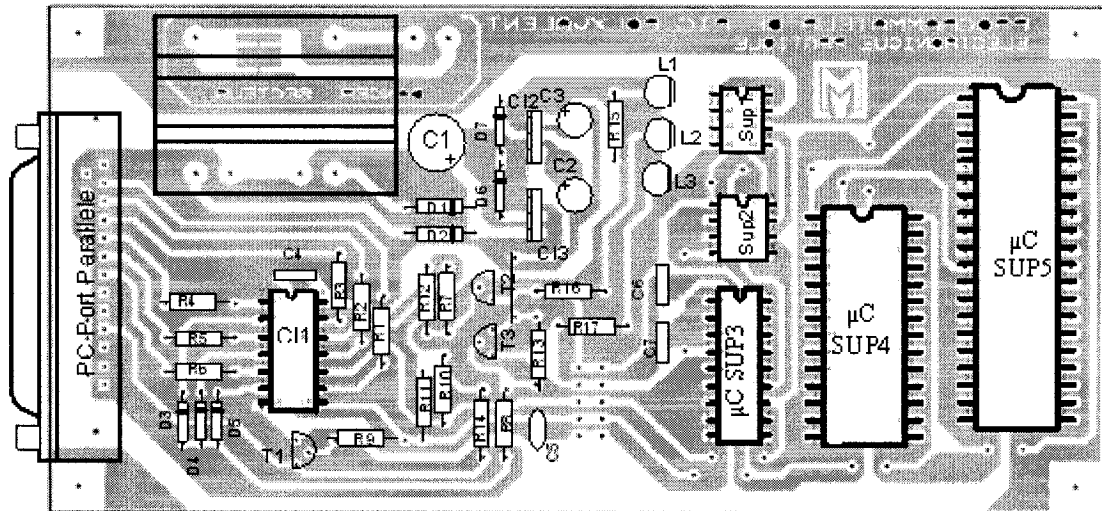
régulateur CI3, un 7805 afin de fournir en sortie, la tension de service de 5 V filtré par le condensateur C3 la LED verte L1 ,limitée en courant par la résistance R15 sert d'indicateur du bon fonctionnement de l'alimentation.

Dans notre réalisation le transformateur et le premier régulateur sont remplacés par une source d'alimentation indépendante récupérée au laboratoire, comme on peut voir sur la photo, puisque on va l'utiliser fréquemment c'est plus robuste et ça nous est fournie par l'occasion une base pour notre circuit.

La figure qui suit fournit le tracé du circuit imprimé :



a)



b)

Figure F- 4 : a) Tracé du circuit (Electronique pratique), b) Emplacement des composants.

La liste des composant :

R1 a R6 $2.2k\Omega$, R10 a R14= $10k\Omega$, R15, R16= $330k\Omega$, R17= $1k\Omega$, C1= $1000\mu F$ (électrochimique), C2, C3 = $22\mu F$ (électrochimique) . C4, C6, C6 = $100\mu F$ (Mylar). C5 = $330pF$ (céramique), D1, D2 =1N4007, D3, D7=1N4148, L1=led verte, L2 orange, L3 rouge, T1 a T3=BC557, CI1 :7407, CI2 :7812, CI3 :7805, supports(8,14,18,28,40 broches), DB25 male.

ANNEXE G

LES CIRCUITS POUR LE BANC DE TEST

Pour permettre la réalisation d'une maquette d'un radar FMCW respectant les normes, Certains éléments seront réalisés en utilisant des composants du commerce que nous avons pu facilement obtenir. D'autres, beaucoup plus difficile à se procurer devront être réalisés. Notamment la réalisation du filtre sous le logiciel HP-ADS ou d'une antenne.

Amplificateur à 3GHz :

Le circuit a été récupéré au laboratoire en a placé deux amplificateur de puissance de Hittite des HMC481MP86 (Hittite, 2005).

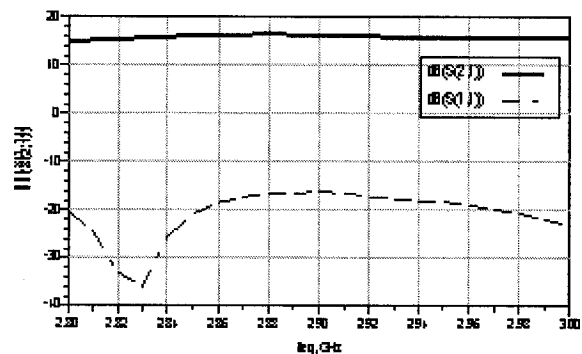
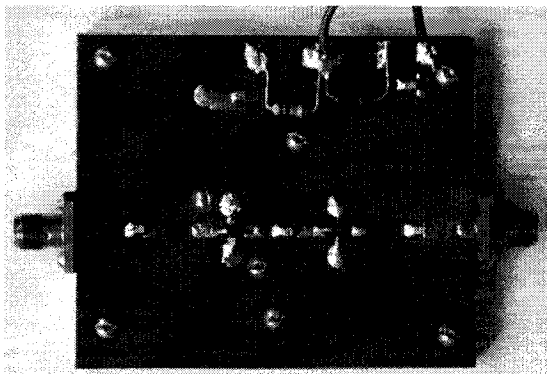


Figure G- 1: Amplificateur de puissance a) Photo du circuit,b) Performances mesurés.

Le gain a été contrôlé par le changement des résistance (pour éviter une grande puissance a l'émission) il nous offre un gain de plus de 16dB sur la largeur de bande.

Doubleur de fréquence :

Le doubleur utilisé est toujours un composant de Hittite Microwave Company, c'est un doubleur passive c'est pour ça il faut l'attaquer avec une puissance de plus de 10dBm, qui est largement fournie par le premier amplificateur, pour ce circuit un substrat de 20mil d'épaisseur et 2.33 de permittivité a été utiliser.

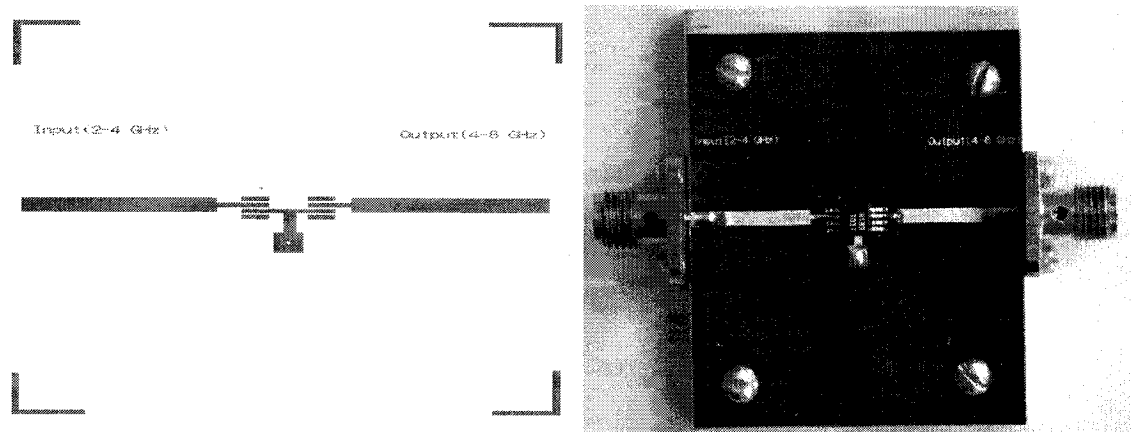


Figure G- 2 : Doubleur de fréquence a) Le tracé, b) La photo.

Il offre de bonne performance qui correspond au performance déclaré par le fabricant pour la rejection des harmoniques.

Filtre passe bande a 5.8GHz :

Notre filtre est centré a 5.8GHz, ça bande passante est de 300MHz, le désigne est conçu par le logiciel HP ADS de la société « Agilent », un substrat RT5880 31mil $\epsilon_r=2.2$ est utilisé, les résultat de simulation et de mesure sont assez proche.

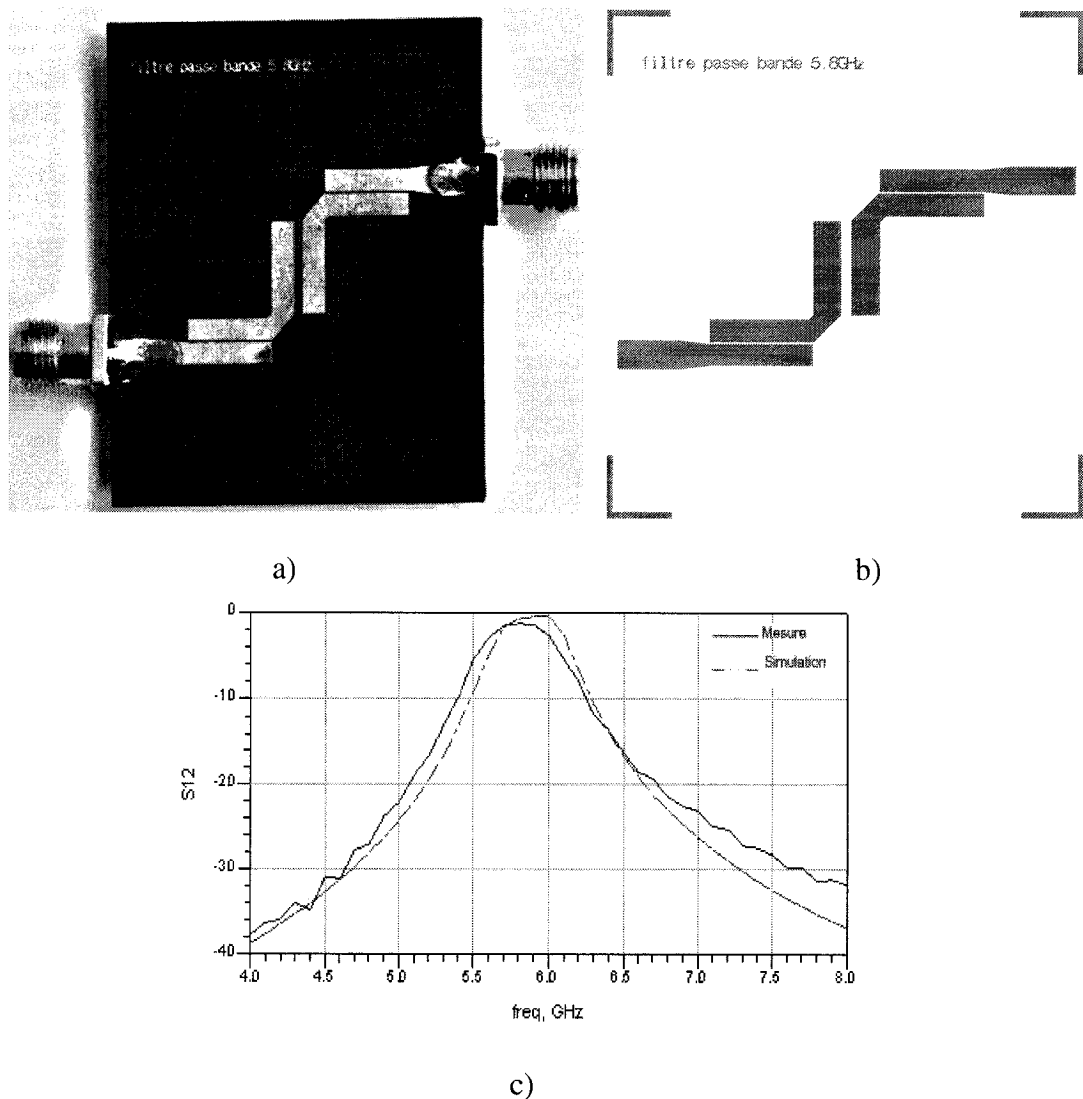


Figure G- 3 : Filtre passe bande a) Le tracé, b) La photo, c) Les résultats de simulation et de mesure.

Amplificateur 5-6GHz :

L'amplificateur utilisé est un composant de hittite le HMC280MS8G, on l'a procuré déjà installer sur un circuit, ces caractéristique ont été mesurés par précaution.

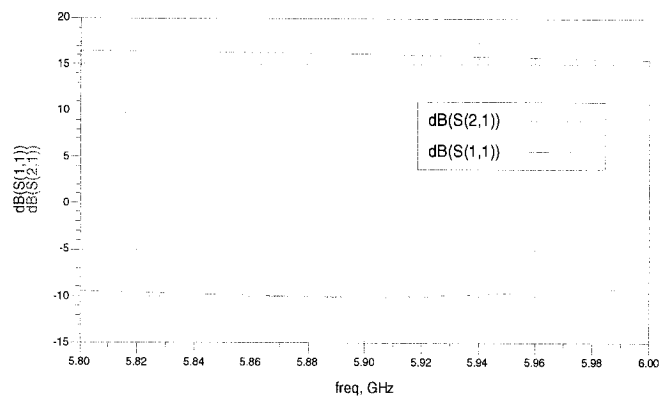


Figure G- 4 : Performances de l'amplificateur utilisé.

Mélangeur de fréquence :

Le mélangeur est de la compagnie mini circuits, le circuit est installé et tester surtout pour voir ça fidélité (il réagie même a de petite variation de 1Hz), dans ce circuit un substrat GML1000 $\epsilon_r=3.05$ et $H=20\text{mil}$ a été utiliser.

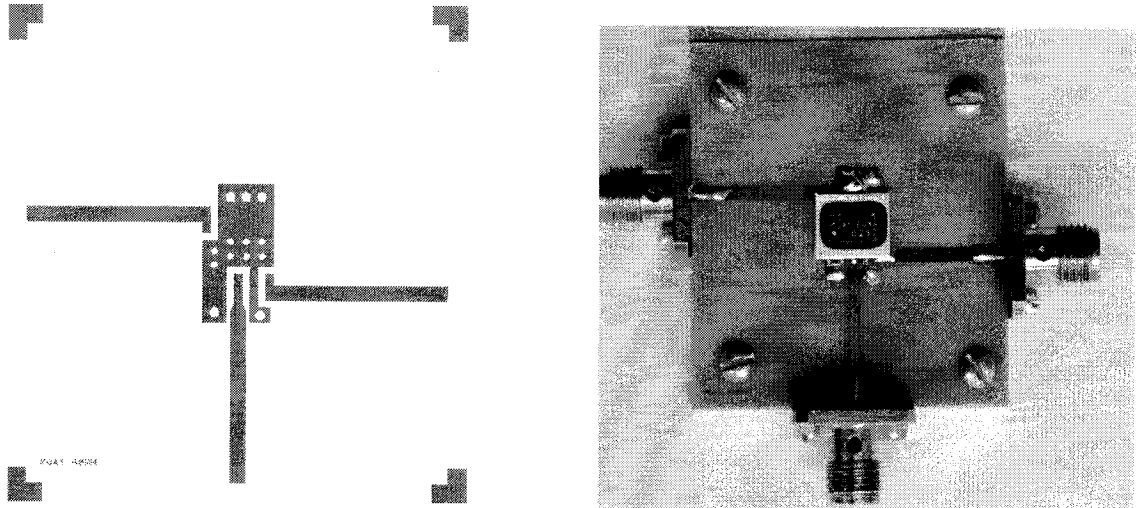


Figure G- 5 : Mélangeur a) Le tracé, b) La photo.

Les filtres basse fréquence :

Le **S3LP156 15MHz** de **COILCRAFT** est un filtre de type LC, il vient sous forme d'un Surface Mount très compacte, une perte d'insertion de 0.3db. C'est un filtre passe-bas comme indiqué ci-dessus, deux inductances et un condensateur en T, il est utilisé sur un substrat FR4, 20mil.

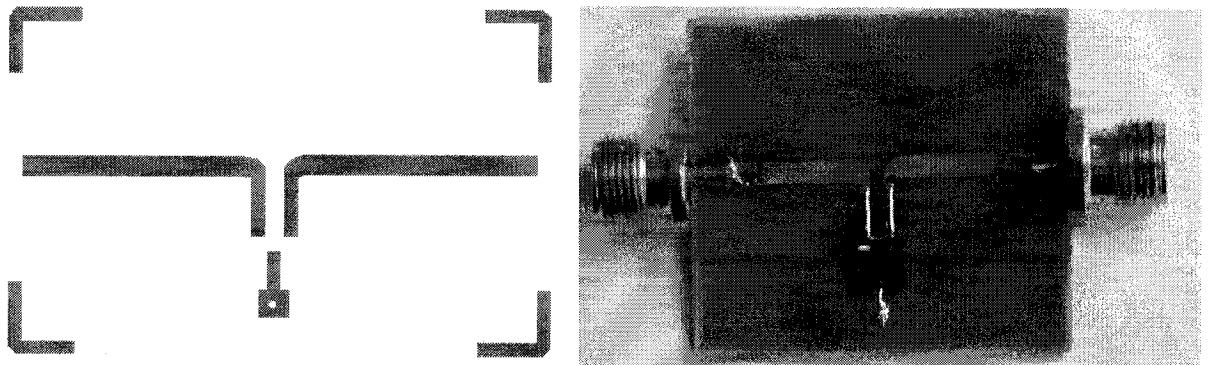


Figure G- 6 : Filtre RC.

Le deuxième est un filtre actif 5 pole, le désigne était fait par l'assistance d'un logiciel FilterPro de **Texas Instrument**, il offre une atténuation de plus de 60dB décade.

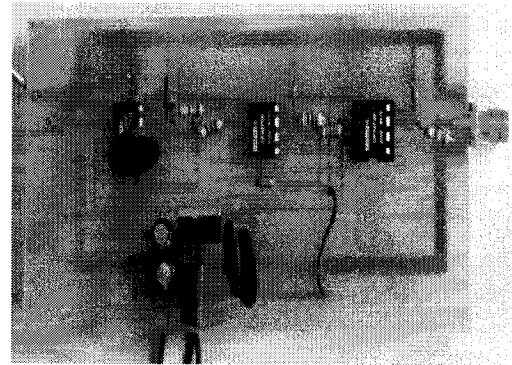
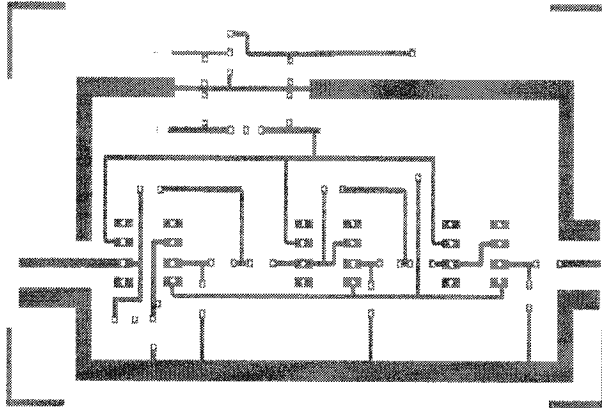
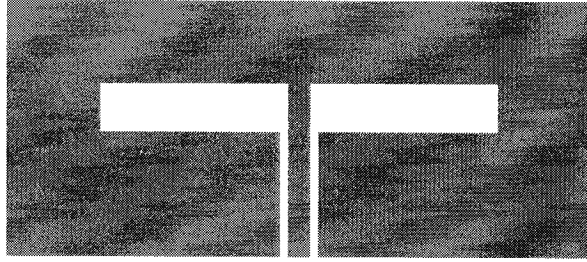


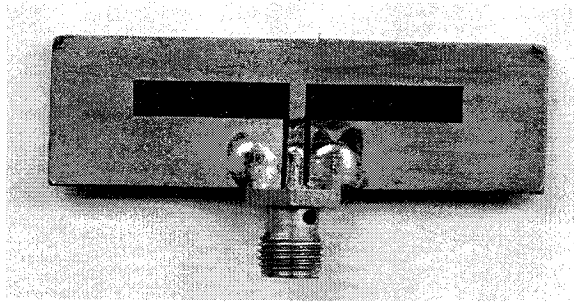
Figure G- 7: Filtre Active.

Antenne :

Le désigne de l'antenne est performé en utilisant le Momentum de Agilent Technologies (ADS), il est base sur la méthode des moments (MoM). Les antennes microruban a fente offre une large bande comme on peut voir sur la Figure H-8 c) dans des petite dimensions, malgré le fait que son gain est petit il peut être une basse pour des antennes plus performant (yagi). Les antennes sont réalisées sur un substrat standard avec constante diélectrique de 2.2 et $h = 61\text{mil}$ d'épaisseur, les résultats mesurés sont assez concordantes avec les simulations.



a)



b)

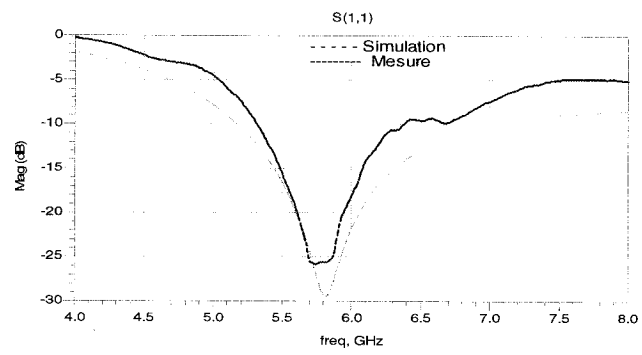


Figure G- 8 : Une antenne micro ruban à fentes.