

UNIVERSITAIRE D'ANTANANARIVO

ECOLE SUPERIEURE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT TELECOMMUNICATION

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE

En vue de l'obtention

Du DIPLOME d'INGÉNIEUR

Spécialité : Télécommunication

Option : Radiocommunication

par : **RANDRIAMAMPIANINA Andry Tahiry**

APPLICATION DU SYSTEME DE RADIOLOCALISATION :

RADIOALTIMETRE

Soutenu le mercredi 31 janvier 2007 devant la commission d'Examen composée de :

Président :

Monsieur RATSIHOARANA Constant

Examineurs :

Monsieur BOTO ANDRIANANDRASANA Jean Espérant

Monsieur RASAMOELINA Jacques Nirina

Monsieur RATSIMBAZAFY Andriamanga

Directeur de mémoire :

Monsieur RANDRINTSIRESY Ernest

REMERCIEMENT

Toutes mes reconnaissances et mes vifs remerciements à :

- Monsieur **RADRIAMITANTSOA Paul Auguste**, Professeur et chef de Département Télécommunications à l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo, pour son assistance pendant mes années d'études à l'ESPA.

- Monsieur **RATSIHOARANA Constant**, Enseignant chercheur au sein du Département Télécommunications d'avoir fait l'honneur de présider le jury de ce mémoire.

- Monsieur **RANDRIANTSIRESY Ernest**, Enseignant chercheur au sein du Département Télécommunications pour son immense aide et contribution pendant la réalisation de ce mémoire.

- Tous les membres du jury, également enseignants dans la filière Télécommunications qui ont bien voulu examiner et juger ce travail :

- Monsieur **BOTO ANDRIANANDRASANA Jean Espérant**

- Monsieur **RASAMOELINA Jacques Nirina**

- Monsieur **RATSIMBAZAFY Andriamanga**

- Tous les enseignants du département Télécommunication et tous les enseignants de l'ESPA qui m'ont formé durant mes cinq années d'étude.

Mes reconnaissances aussi envers ma famille qui m'a soutenu moralement et financièrement, ainsi qu'à toutes les personnes qui, de près ou de loin ont contribué à la réalisation de ce mémoire.

AVANT PROPOS

La fonction élémentaire d'un avion est de permettre un déplacement d'un lieu à un autre. Pour mener à bien le trajet entre deux points, il faut que le pilote connaisse l'emplacement de son appareil dans l'espace mais aussi l'emplacement de ces deux points. Il est donc nécessaire de fixer un référentiel permettant d'attribuer à tout point de l'espace des coordonnées uniques. De ce fait, il sera également possible pour le pilote, le référentiel une fois fixé, de se repérer dans l'espace et d'évaluer sa distance par rapport à n'importe quel autre point de l'espace. C'est pour cela que les systèmes de radionavigation et de radiolocalisation sont indispensables pour la navigation aérienne car ils donnent les coordonnées de l'appareil dans l'espace mais aussi l'emplacement de son itinéraire. Ils doivent être régis par la même norme pour que les informations qu'ils donnent soient les mêmes. Les différents systèmes de radionavigation et de radiolocalisation se distinguent entre eux selon leurs fonctions respectives mais ces diverses fonctions se complètent pour donner une information précise au pilote.

TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENT.....
AVANT PROPOS.....
TABLE DES MATIERES.....
NOTATIONS.....
INTRODUCTION.....
CHAPITRE 1 : PRINCIPE DE BASE DE LA RADIOLOCALISATION.....
1. Modulation de fréquence :
<i>1.1. Notion de fréquence et de phase instantanée :</i>
<i>1.2. Principe de la modulation de fréquence :</i>
1.2.1. Généralités :
1.2.2. Représentation temporelle du signal modulé en fréquence :
1.2.3. Représentation fréquentielle d'un signal FM, cas d'un signal modulant sinusoïdal :.....
1.2.4. Puissance :
1.2.5. Utilisation d'un signal FM à modulation sinusoïdale:
1.2.6. Utilisation d'un signal à modulation linéaire de fréquence :
2. Modulation en impulsion :
<i>2.1. Caractéristique d'un signal impulsionnel :</i>
<i>2.2. Relation entre les puissances :</i>
<i>2.3. Calcul du nombre des impulsions reçues :</i>
<i>2.4. Mesure de la distance d'une cible :</i>
3. Equations fonctionnelles de la radiolocalisation :
<i>3.1. Equation de propagation :</i>
3.1.1. Densité de puissance :
3.1.2. Puissance de réception :
3.1.3. Rayon d'action maximale de la station de localisation :
<i>3.2. Calcul du rapport signal sur bruit :</i>
3.2.1. Puissance de bruit :
3.2.2. Le facteur de bruit :
3.2.3. Le rapport Signal/Bruit :
<i>3.3. L'Equation de radiolocalisation à réponse passive.....</i>
<i>3.4. Effet à la surface de la terre.....</i>
3.4.1. Calcul du champ électromagnétique.....
3.4.2. Portée en visibilité directe :
CHAPITRE 2 : NOTIONS GENERALES SUR LE RADAR.....
1. Principe de base :
<i>1.1. Principe du radar à impulsions :</i>
1.1.1. Mesure de la distance :
1.1.2. Mesure des angles :
<i>1.2. Composition d'un radar :</i>
1.2.1. Antenne :
1.2.2. Duplexeur :
1.2.3. Emetteur :
1.2.4. Modulateur :
1.2.5. Récepteur :
1.2.6. Exploitation :

1.2.7. Synchronisation :
1.2.8. Information angulaire de pointé :
1.2.9. Liaison duplexeur-antenne:
2. Perturbations dues au bruit :
3. Pouvoir séparateur du radar :
3.1. Définitions :
3.2. Pouvoir séparateur en angle :
3.3. Pouvoir séparateur en distance :
3.4. Pouvoir séparateur en vitesse :
4. Equations du radar :
4.1. Définitions :
4.2. Bilan de puissance :
4.2.1. Cible ponctuelle :
4.2.2. Cas des trajets multiples :
4.2.3. Cible portant un brouilleur :
5. Différentes bandes de fréquence utilisées en radar :
CHAPITRE 3 : LE RADIOALTIMETRE.....
1. Généralités :
1.1 Rôle :
1.2 Principes du radioaltimètre :
1.3 Caractéristiques :
2. Principe de mesure de l'altitude:
2.1. Les radars à modulation de fréquence :
2.2. Le radioaltimètre à pente asservie :
2.3. Schéma de principe du radioaltimètre et son fonctionnement :
3. Le fonctionnement du radioaltimètre :
3.1. Convertisseur Altitude/Fréquence :
3.2. Traitement analogique :
3.3. Générateur dent de scie :
3.4. Traitement numérique :
3.5. Visualisation :
4. Mode de fonctionnement du radioaltimètre :
4.1. Le mode poursuite :
4.2. Le mode recherche :
4.3. Le mode contrôle d'intégrité :
5. Les problèmes à résoudre :
5.1. Les roulis :
5.2. Le tangage :
5.3. Installation du radioaltimètre :
5.4. La variation du signal reçu :
6. L'aire d'emploi du radioaltimètre :
CHAPITRE IV : APPLICATION SUR LA MODULATION DE FREQUENCE ET
LE RADIOALTIMETRE.....
1. Présentation de Matlab :
2. Applications sur la modulation de fréquence:
2.1. Caractéristiques de la modulation de fréquence :
2.2. Application sur Matlab :
3. Applications sur le radioaltimètre :

3.1. Bilan de liaison :
3.1.1. Calcul des caractéristiques d'émission et de réception
3.2. Amplificateur à gain variable :
3.2.1. Convertisseur numérique analogique type AD7524 :
3.3.2. Gain de l'amplificateur à gain variable :
3.3.3. Application sur Matlab :
3.4. Discriminateur :
3.4.1. Etude du discriminateur :
3.4.2. Application sur Matlab :
CONCLUSION
ANNEXES
ANNEXE 1 : LE DME
I.1. Présentation du DME :
I.2. Principe de mesure de la distance
I.3. Caractéristiques techniques
I.4. Schéma synoptique du système DME
I.5. Principe de fonctionnement du système DME
ANNEXE2 : LE VOR
II.1 Introduction
II.2 Caractéristique du VOR
II.2.1 Fréquence de travail
II.2.2 Antenne VOR
II.3 Fonctionnement
II.4. Schéma synoptique du VOR :
ANNEXE 3 : L'ILS
III.1 Rôle de l'ILS
III.2 Les sous ensembles fonctionnels de l'ILS
III.2.1 Les sous ensembles au sol
III.2.2 Récepteur de bord :
III.2.2.1 Rôle :
III.2.2.2 Principe de la réception :
III.2.2.3 Schéma bloc du récepteur ILS :
ANNEXE4 : EXTRAIT DU PROGRAMME MATLAB
BIBLIOGRAPHIE
PAGE RENSEIGNEMENT
RESUME

NOTATIONS

c :	Vitesse de la lumière
f_i :	Fréquence instantanée
f_s :	Fréquence du signal modulant
f_p :	Fréquence du signal porteuse
$r(t)$:	Onde porteuse
$s(t)$:	Signal modulé
v :	Facteur de proportionnalité du modulateur
t_0 :	Période de trajet aller et retour d'une onde
A :	Amplitude du signal modulé
E :	Energie d'une impulsion
A_s :	Amplitude du signal modulant
A_p :	Amplitude du signal porteuse
B :	Bande de fréquence du signal modulé
B_{CARSON} :	Bande passante utile pour le signal émis selon la règle de Carson
D :	Dimension d'une cible
DP_r :	Densité surfacique de puissance reçue
F :	Fréquence de répétition de l'impulsion
F_e :	Fréquence du signal émis en radioaltimètre
F_r :	Fréquence du signal reçu en radioaltimètre
F_b :	Fréquence de battement
G_r :	Gain d'une antenne en réception
H :	Altitude
K_p :	Coefficient de perte
L :	Dimension de l'antenne

N :	Vitesse de rotation d'une antenne
$N_{G\#}$:	Mot binaire
R :	Impédance de l'antenne de réception
S :	Surface équivalente radar
P_c :	Puissance crête
P_m :	Puissance moyenne d'un train d'impulsion
P_M :	Puissance maximale du signal émis
P_s :	Puissance du signal FM
P_r :	Puissance reçue à l'antenne
P_{erdBm} :	Puissance en dBm émise par une antenne
T :	Période de répétition de l'impulsion
T_m :	Durée de la dent de scie
U_e :	Expression du signal émis
U_r :	Expression du signal reçu
V_{ref} :	Tension de référence
V_{OUT} :	Tension de sortie de l'amplificateur à gain variable
V^+ :	Entrée non inverseuse d'un amplificateur opérationnel
V^- :	Entrée inverseuse d'un amplificateur opérationnel
Z_e :	Impédance de l'antenne d'émission
φ_s :	Phase instantanée
ω_i :	Pulsation de la instantanée
ω_p :	Pulsation de la porteuse
ω_s :	Pulsation du signal modulant
δ :	Indice de modulation
τ :	Retard du signal reçu par rapport au signal émis

Δf_s :	Excursion de fréquence
λ :	Longueur d'onde émise par l'antenne
δF :	Excursion de fréquence en radioaltimètre
θ :	Angle d'ouverture de l'antenne
θ_g :	Angle d'ouverture du diagramme de rayonnement dans le plan de gisement
θ_s :	Angle d'ouverture du diagramme de rayonnement dans le plan de site
ABF :	Amplificateur Basse Fréquence
AFI :	Amplificateur Fréquence Intermédiaire
DRAA :	Détecteur de Réglage Automatique d'Amplification
DME:	Distance Measuring Equipment
DyG:	Dynamique de gain
EM:	Etage Mélangeur
FM:	Frequency Modulation
ILS:	Instrument Landing System
OACI:	Organisation de l'Aviation Civile International
RADAR:	RAdio Detection And Ranging
SER:	Surface Equivalente Radar
UHF:	Ultra High Frequency
VHF:	Very High Frequency
VOR:	Very High frequency Omnidirectionnel Range

INTRODUCTION

Le système de radionavigation aérienne est indispensable pour connaître les différentes coordonnées d'un avion pendant son vol en vue de bien contrôler et d'assurer la circulation aérienne. En particulier la connaissance de l'altitude de l'appareil est un élément essentiel pendant le trajet de l'avion d'un lieu à un autre mais aussi pendant les procédures d'approche pour connaître la hauteur de décision à laquelle le commandant de bord se fie pour estimer s'il possède le minima pour effectuer son approche sans visibilité sur l'axe de la piste mais aussi de prévoir l'instant où les roues de l'appareil vont toucher la piste. Ce présent mémoire ayant pour titre : « **Application du système de radiolocalisation : Radioaltimètre** », fait l'étude théorique sur le système de mesure de l'altitude d'un aéronef qui est le radioaltimètre. Pour ce faire, l'étude sera planifiée en deux parties :

- La première partie, divisée en trois chapitres présente les différentes théories. Le premier chapitre met en relief, le principe de base de la radiolocalisation qui est utilisé pour concevoir les systèmes de radionavigation. Dans le deuxième chapitre, nous allons voir les notions générales sur le radar. Et dans le dernier chapitre de cette première partie, nous allons analyser le principe de fonctionnement du radioaltimètre.

- Dans la deuxième partie qui met en exergue la simulation, nous allons étudier le fonctionnement de quelques blocs de circuits du schéma fonctionnel du radioaltimètre, et faire un bilan de liaison pendant le moment de la mesure l'altitude. Cette étude sera appuyée à l'aide de programmes élaborés sous le logiciel scientifique Matlab.

CHAPITRE 1 : PRINCIPE DE BASE DE LA RADIOLOCALISATION

1.1. Modulation de fréquence : [10] ;[15]

La modulation de fréquence consiste à faire varier la fréquence du signal porteuse et de garder constante l'amplitude et la phase de ce signal porteuse.

1.1. Notion de fréquence et de phase instantanée :

Considérons les signaux sinusoïdaux suivants :

$$r(t) = A_s \cdot \cos(\omega t) \quad (1.1)$$

$$s(t) = A_s \cdot \cos(\omega t + \varphi) \quad (1.2)$$

Supposons que ω et φ soient constantes dans le temps. Le déphasage de $s(t)$ par rapport à $r(t)$ est constant et les deux signaux sont caractérisés par une fréquence identique. Si φ est variable avec le temps, le déphasage entre $s(t)$ et $r(t)$ varie dans le temps. Ce changement de phase se traduit également par un changement de fréquence du signal $s(t)$ car pour passer d'une phase φ à $\varphi + d\varphi$ en un temps dt , il est nécessaire que la pulsation du signal varie. On appelle alors pulsation instantanée la grandeur :

$$\omega_i = \frac{d}{dt}(\omega t + \varphi) \quad (1.3)$$

Dans le cas où ω est constante, alors :

$$\omega_i = \omega + \frac{d\varphi}{dt} \quad (1.4)$$

ou encore :

$$f_i = \frac{\omega}{2\pi} + \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt} \quad (1.5)$$

De même, sera appelée phase instantanée la grandeur :

$$\varphi_i(t) = \omega t + \varphi(t) \quad (1.6)$$

1.2. Principe de la modulation de fréquence :

1.2.1. Généralités :

La modulation de fréquence, très souvent employé en VHF ou en UHF, consiste à utiliser une porteuse dont la fréquence varie en fonction du signal modulant. Il est alors possible d'écrire :

$$f_s = f_p + f(t) \quad (1.7)$$

où $f(t)$ est une fréquence variant linéairement avec le signal modulant $u(t)$, c'est-à-dire :

$$f(t) = \nu u(t) \quad (1.8)$$

avec ν facteur de proportionnalité du modulateur (en Hz/Am) qui prend parfois la dénomination de sensibilité du modulateur.

La fréquence de la porteuse étant constante, la phase instantanée de $s(t)$ est donnée par :

$$\begin{aligned} \varphi_s(t) &= \int (\omega_p + 2\pi \cdot f(t)) \cdot dt \\ \varphi_s(t) &= \omega_p t + 2\pi \cdot \int f(t) \cdot dt \end{aligned} \quad (1.9)$$

Ou encore :

$$\varphi_s(t) = \omega_p t + 2\pi \cdot \nu \int u(t) \cdot dt \quad (1.10)$$

L'expression du signal $s(t)$ modulé en fréquence est alors :

$$s(t) = A_p \cos\left(\omega_p t + 2\pi \cdot \nu \cdot \int u(t) \cdot dt\right) \quad (1.11)$$

1.2.2. Représentation temporelle du signal modulé en fréquence :

Prenons le cas d'un signal modulant sinusoïdal :

$$u(t) = A_m \cdot \cos(\omega_m t) \quad \text{avec } \omega_m \ll \omega_p \quad (1.12)$$

L'expression

du signal $s(t)$ est alors :

$$s(t) = A_p \cdot \cos\left(\omega_p t + 2\pi \cdot \nu \cdot \int A_m \cos(\omega_m t) \cdot dt\right)$$

$$s(t) = A_p \cdot \cos\left(\omega_p \cdot t + \frac{2\pi \cdot v}{\omega_m} \cdot A_m \sin(\omega_m \cdot t)\right) \quad (1.13)$$

En reprenant l'expression de la pulsation (ou de la fréquence) instantanée, il est possible d'en déduire la fréquence instantanée f_s du signal FM $s(t)$:

$$f_s(t) = f(p) + v \cdot A_p \cos(\omega_m t) \quad (1.14)$$

L'excursion en fréquence Δf_s de $s(t)$ est donc :

$$\Delta f_s = v \cdot A_m \quad (1.15)$$

L'expression de la phase instantanée est immédiate :

$$\varphi_s(t) = \omega \cdot t + \frac{2\pi \cdot v}{\omega_m} \cdot A_p \cdot \sin(\omega_m \cdot t) \quad (1.16)$$

ou également :

$$\varphi_s(t) = \omega \cdot t + \frac{A_p \cdot v}{f_m} \cdot \sin(\omega_m \cdot t) \quad (1.17)$$

L'excursion en phase $\Delta \varphi_s$ de $s(t)$ est donc :

$$\Delta \varphi_s = \frac{2\pi \cdot v \cdot A_p}{\omega_m} = \frac{v \cdot A_p}{f_m} \quad (1.18)$$

On en déduit alors la relation qui lie l'excursion de phase à l'excursion de fréquence :

$$\Delta \varphi_s = \frac{\Delta f_s}{f_m} \quad (1.19)$$

Il est d'usage d'appeler indice de modulation le terme δ :

$$\delta = \Delta \varphi_s = \frac{\Delta f_s}{f_m} \quad (1.20)$$

Il est alors possible de réécrire le signal modulé FM $s(t)$ sous la forme :

$$s(t) = A_p \cdot \cos\left(\omega_p \cdot t + \delta \cdot \sin(\omega_m \cdot t)\right) \quad (1.21)$$

Il est essentiel de remarquer que l'indice de modulation δ dépend à la fois de la fréquence et de l'amplitude du signal modulant $u(t)$.

L'allure du signal FM est représentée sur la figure 1.1 :

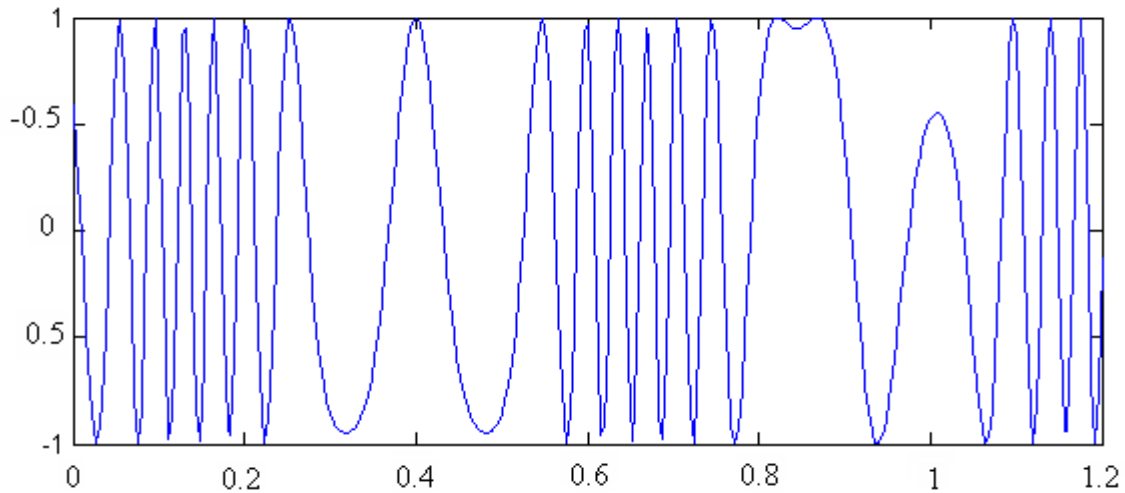


Figure 1.1 : allure d'un signal modulé en fréquence

1.2.3. Représentation fréquentielle d'un signal FM, cas d'un signal modulant sinusoïdal :

Pour déterminer le spectre de $s(t)$, nous prendrons $u(t)$ sinusoïdal (cf figure 1.2).

Nous avons alors :

$$s(t) = A_p \cdot \cos(\omega_p t + \delta \cdot \sin(\omega_m t)) \quad (1.22)$$

A l'aide de la formule de Moivre, il est possible de mettre l'expression précédente sous la forme :

$$s(t) = A_p \cdot \frac{e^{j(\omega_p t + \delta \cdot \sin(\omega_m t))} + e^{-j(\omega_p t + \delta \cdot \sin(\omega_m t))}}{2} \quad (1.21)$$

$$s(t) = A_p \cdot \frac{e^{j\omega_p t} \cdot e^{j\delta \cdot \sin(\omega_m t)} + e^{-j\omega_p t} \cdot e^{-j\delta \cdot \sin(\omega_m t)}}{2} \quad (1.22)$$

Trouver le spectre de $s(t)$ revient à calculer $S(\omega)$ la transformée de Fourier de $s(t)$. Pour cela il faut commencer par calculer la transformée de Fourier d'un des deux produits exponentiels. De ce fait, il faut développer en série de Taylor le terme $e^{j\delta \cdot \sin(\omega_m t)}$. Il est alors possible de démontrer que :

$$e^{j\delta \cdot \sin(\omega_m t)} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} e^{jk \cdot \omega_m t} J_k(\delta) \quad (1.23)$$

Où la fonction $J_k(x)$ est appelée fonction de Bessel de première espèce et $J_k(x)$ est définie par :

$$J_k(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos(k\theta - x \cdot \sin(\theta)) d\theta \quad (1.24)$$

Les fonctions de Bessel sont les solutions particulières de l'équation différentielle :

$$y'' + \frac{y'}{x} + \left(1 - \frac{n^2}{x^2}\right) \cdot y = 0 \quad (1.25)$$

dont les solutions sont de la forme :

$$J_n(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k \left(\frac{x}{2}\right)^{2k+n}}{k!(k+n)!} \quad (1.26)$$

Les fonctions de Bessel vérifient plusieurs propriétés intéressantes notamment :

$$J_n(x) = (-1)^n J_{-n}(x) \quad (1.27)$$

Et on peut vérifier que :

$$\sum_{k=-\infty}^{+\infty} J_k^2(\delta) = 1 \quad (1.28)$$

Le spectre $S(\omega)$ du signal $s(t)$ est alors obtenu à partir du produit de convolution de la transformée de

Fourier de $e^{j\omega_p t}$ avec $\sum_{k=-\infty}^{+\infty} e^{jk \cdot \omega_m t} J_k(\delta)$.

$S(\omega)$ est un spectre composé d'une infinité de raies centrées sur ω_p et espacées les unes des autres de ω_m :

$$S(\omega) = A_p \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(\omega_p - k \cdot \omega_m) \cdot J_k(\delta) \quad (1.29)$$

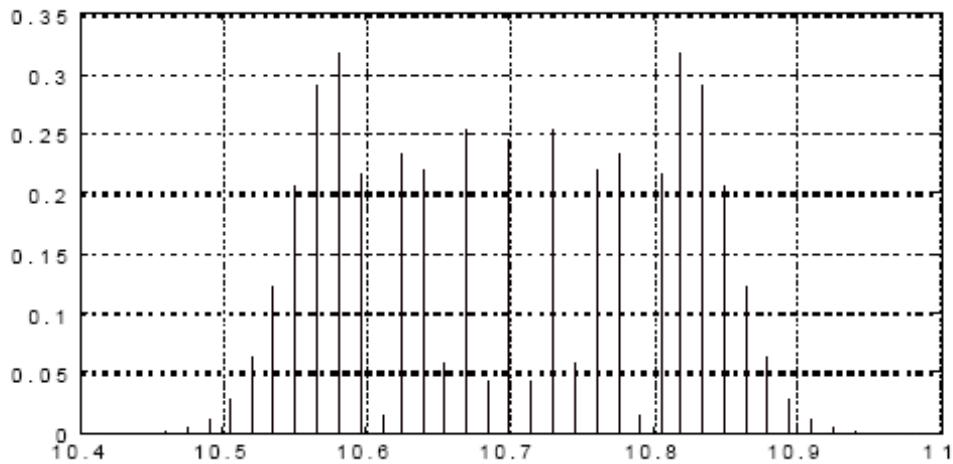


Figure 1.2 : spectre d'un signal modulé en fréquence

1.2.4. Puissance :

Nous avons vu précédemment que :

$$\sum_{k=-\infty}^{+\infty} J_k^2(\delta) = 1 \quad (1.30)$$

De ce fait, la puissance du signal FM $s(t)$ se répartit dans l'ensemble des raies et est égale à la puissance de la porteuse en l'absence du signal modulant $u(t)$. Cela revient à :

$$P_s = \alpha \cdot \frac{A_p^2}{2} \quad (1.31)$$

L'interprétation physique de ce résultat est simple : seule la fréquence du signal varie, et non son amplitude. Etant donné que l'amplitude de la raie à la fréquence de la porteuse est donnée par $J_0(\delta)$, certains indices de modulation δ conduisent à une absence de raie à la fréquence de la porteuse.

Théoriquement, le signal FM nécessite une bande infinie. En pratique, seules les N raies de part et d'autre de f_p (soit au total $2N+1$ raies) qui contribuent à 99% de la puissance sont prises en compte lors de la détermination de la bande de fréquence de $s(t)$. Pour cela, il est d'usage de considérer trois cas :

1) $\delta \ll 1$, La bande de fréquence est alors $B = 2 \cdot f_m$.

Le spectre du signal FM $s(t)$ est voisin de celui d'un signal AM et l'on parle de modulation à bande étroite (Narrow Band Modulation).

2) $0,3 \leq \delta \leq 20$, La bande de fréquence est alors $B = 2.N.f_m$ où N représente les N raies dont l'amplitude est supérieure à 0,01 de A_p .

3) $\delta > 20$, l'approximation $B = 2.[\Delta f + 2.f_m]$ est alors utilisée.

Très souvent, on a recours à une règle empirique dite règle de Carson :

$$B = 2.[\delta + 1].f_m \quad (1.32)$$

1.2.5. Utilisation d'un signal FM à modulation sinusoïdale:

L'altitude d'un avion est sa distance verticale par rapport au sol. Le signal modulé en fréquence peut être utilisé pour calculer l'altitude d'un aéronef.

Le signal émis a pour expression :

$$U_e(t) = U_e \cdot \sin\left(\omega_0 t + \frac{\Delta \omega}{\omega_m} \cdot \sin(\omega_m t)\right) \quad (1.33)$$

où $\omega_0 = 2\pi f_0$ avec f_0 la fréquence de la porteuse

$\omega_m = 2\pi f_m$ avec f_m la fréquence de modulation

$\Delta \omega = 2\pi \Delta f$ avec Δf la variation maximale de la fréquence pendant la modulation

Et le signal reçu a pour expression :

$$U_r = U_r \cdot \sin\left(\omega_0(t - \tau) + \frac{\Delta \omega}{\omega_m} \cdot \sin \omega_m(t - \tau)\right) \quad (1.34)$$

Où $\tau = \frac{2.H}{C_0}$ qui est le retard du signal reçu par rapport au signal émis

avec H est l'altitude de l'aéronef à calculer et C_0 est la vitesse de la lumière

Les deux signaux c'est-à-dire le signal émis et le signal écho peuvent s'écrire sous une autre forme :

$$U_e(t) = U_e \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_e) \quad (1.34)$$

où $\varphi_e = \frac{\Delta \omega}{\omega_m} \cdot \sin \omega_m t$

$$\text{et } U_r(t) = U_r \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_r) \quad (1.35)$$

où $\varphi_r(t) = -\omega_0 \tau + \frac{\Delta \omega}{\omega_m} \cdot \sin(\omega(t - \tau))$

A la réception, on traite la somme de ces deux signaux, c'est-à-dire :

$$U_{\Sigma} = U_e(t) + U_r(t) = U_{\Sigma} \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_{\Sigma}) \quad (1.36)$$

où
$$U_{\Sigma} = \sqrt{U_e^2 + U_r^2 + 2.U_e.U_r \cdot \cos\left(\frac{4\pi \cdot H}{\lambda}\right)}$$

L'objectif c'est de chercher l'information sur l'altitude contenue dans l'amplitude et dans le déphasage du signal résultant.

➤ Cas 1 : pour $U_e = U_r$, cas idéal

$$\varphi_{\Sigma} = \frac{\varphi_e + \varphi_r}{2} = \frac{1}{2} \left[-\omega_0 \tau + \frac{\Delta \omega}{\omega_m} (\sin \omega_m t + \sin \omega_m (t - \tau)) \right]$$

$$\varphi_{\Sigma} = -\frac{\omega_0 \tau}{2} + \frac{\Delta \omega}{\omega_m} \cdot \cos\left(\frac{\omega_m \tau}{2}\right) \cdot \sin \omega_m \left(t - \frac{\tau}{2}\right) \quad (1.37)$$

$$U_{\Sigma}(t) = U_{\Sigma} \cdot \sin \left[\omega_0 t - \frac{\omega_0 \tau}{2} + \frac{\Delta \omega}{\omega_m} \cdot \cos\left(\frac{\omega_0 \tau}{2}\right) \cdot \sin\left(\omega_0 \left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right) \right] \quad (1.38)$$

Posons $t_1 = t - \frac{\tau}{2}$

On aura donc :

$$U_{\Sigma}(t) = U_{\Sigma} \cdot \sin \left[\omega_0 t_1 + \frac{\Delta \omega}{\omega_m} \cdot \cos\left(\omega_m \cdot \frac{\tau}{2}\right) \cdot \sin(\omega_m t_1) \right] \quad (1.39)$$

L'information sur l'altitude se trouve généralement dans le terme :

$$\cos\left(\omega_m \cdot \frac{\tau}{2}\right) = \cos\left(2\pi \cdot f_m \cdot \frac{H}{C_0}\right) \quad (1.40)$$

Si l'altitude est de l'ordre de quelques km, alors la longueur d'onde λ_m est aussi de l'ordre de km.

➤ Cas 2 : pour $U_e \gg U_r$, c'est le cas réel

On a donc :

$$U_{\Sigma} = U_e + U_r \cdot \cos(\varphi_r - \varphi_e) \quad (1.41)$$

$$\varphi_d = \varphi_r - \varphi_e = -\omega_0 \tau + \frac{\Delta \omega}{\omega_m} [\sin \omega_m (t - \tau) - \sin \omega_m t] \quad (1.42)$$

$$= - \left(\omega_0 \tau + \frac{2 \Delta \omega}{\omega_m} \cdot \sin \omega_m \frac{\tau}{2} \cdot \cos \omega_m t_1 \right)$$

où $t_1 = t - \frac{\tau}{2}$

Or $\sin \omega_m \frac{\tau}{2} = \omega_m \frac{\tau}{2}$

$$\varphi_d = - \left(\omega_0 \tau + \frac{2 \Delta \omega}{\omega_m} \cdot \omega_m \frac{\tau}{2} \cdot \cos \omega_m t_1 \right)$$

$$\varphi_d = - (\omega_0 \tau + \Delta \omega \tau \cdot \cos \omega_m t_1) \quad (1.43)$$

$\varphi_d = f(\tau) = f(H)$, le déphasage est donc fonction de l'altitude H.

$U_{\Sigma} = U_e + U_r \cdot \cos \varphi_d$, qui est aussi fonction de l'altitude

Dans le cas réel, la différence de phase contient effectivement l'information sur l'altitude et U_{Σ} varie sinusoïdalement en fonction du signal de modulation.

1.2.6. Utilisation d'un signal à modulation linéaire de fréquence :

Ici, $f_m = \frac{1}{T_m}$ est la fréquence du signal de modulation,

et f_0 la fréquence du signal porteuse.

A'B' correspond à Δf qui est la variation maximale de la fréquence modulé.

$\tau = OB < T_m$ est la variation mesurée de la fréquence qui correspond au signal écho.

En admettant que le signal de modulation linéaire en fréquence ne se modifie pas par l'effet de la réflexion du sol, et en appliquant le théorème de triangle semblable, on peut écrire que :

$$\frac{\delta f}{\Delta f} = \frac{4\tau}{T_m} = \frac{8.H.f_m}{C_0} \quad (1.44)$$

On en déduit alors la valeur de H :

$$H = \frac{\delta f}{\Delta f} = \frac{C_0}{8.f_m} \quad (1.45)$$

Si l'on considère que $\tau = 0$, alors, d'après la relation (1.44), on aura $\delta f = 0$. Ce qui signifie que $H_{\min} = 0$ qui est un cas impossible.

Mais si $\delta f = \Delta f$, la relation (1.44) devient :

$$H_{\max} = \frac{C_0}{8.f_m} \quad (1.46)$$

Cette relation est utile pour la conception du radioaltimètre.

1.2. Modulation en impulsion : [1] ;[6]

C'est la plus importante méthode de modulation utilisée dans système de radiolocalisation. Plutôt que d'employer une porteuse sinusoïdale, il est possible de ne transmettre qu'un train d'impulsions.

2.1. Caractéristique d'un signal impulsionnel :

En modulation par impulsion le train d'impulsion est caractérisé par :

- l'amplitude de l'impulsion
- la durée d'une impulsion
- et la période entre deux impulsions successives

Pendant la durée de l'impulsion, on peut modéliser le signal impulsionnel sous la forme :

$$s(t) = A \cdot \cos \Omega t \quad (1.47)$$

Elle est caractérisée par :

- la puissance instantanée d'une impulsion :

$$P_i(t) = s^2(t) \quad (1.48)$$

- l'énergie d'une impulsion de durée τ :

$$E = \int_0^{\tau} P_i . dt = \int_0^{\tau} A^2 . \cos^2(\Omega t) . dt = \frac{A^2 \tau}{2} \quad (1.49)$$

➤ la puissance crête de durée τ :

$$P_c = \frac{E}{\tau} = \frac{A^2}{2} \quad (1.50)$$

➤ et la puissance moyenne d'un train de n impulsions de durée totale n.T :

$$P_m = \frac{n.E}{n.T} = \frac{E}{T} = \frac{P_c \tau}{T} \quad (1.51)$$

2.2. Relation entre les puissances :

$$P_m . T = P_M \tau \quad (1.52)$$

Où P_m est la puissance moyenne du signal émis par l'émetteur.

P_M la puissance maximale du signal émis ou puissance de crête.

T la période de répétition de l'impulsion.

et τ la durée de chaque impulsion émise.

On peut encore écrire :

$$P_M = \frac{T}{\tau} . P_m \quad (1.53)$$

Le coefficient $\frac{\tau}{T}$ est appelé coefficient de remplissage qui représente la fraction de la période de répétition occupée par chaque impulsion.

Le rapport $\frac{T}{\tau}$ montre bien que la puissance de crête de l'impulsion émise est strictement supérieure à la puissance moyenne du signal émis qui pourrait être propagé dans l'espace mais en régime permanent.

2.3. Calcul du nombre des impulsions reçues :

Soit les caractéristiques de directivité de l'antenne d'une station de radiolocalisation d'ouverture θ à 3dB.

- N (tour / mn) : la vitesse de rotation de cette antenne,

- D : dimension d'une cible sur la direction de balayage d'une antenne,
- F : fréquence de répétition des impulsions émises,
- La vitesse de la cible est :
+v dans le sens de la rotation de l'antenne et
-v dans le sens contraire.

Pour une cible fixe, la durée d'observation t_0 est exprimée par :

$$t_0 = \frac{\theta + \frac{D}{R}}{\Omega} \quad (1.54)$$

avec R : distance entre la cible et la station de radiolocalisation

Ω : vitesse angulaire de l'antenne

$$\Omega = \frac{360N}{60} = 6N.rad / s$$

On a donc :

$$t_0 = \frac{\theta + \frac{D}{R}}{6N} \quad (1.55)$$

Le nombre d'impulsions reçues est donné par :

$$n = \frac{t_0}{T} = t_0.F \quad (1.56)$$

Soit :

$$n = \frac{\theta + \frac{D}{R}}{6N}.F \quad (1.57)$$

Mais pour une cible fixe, on doit faire intervenir la vitesse angulaire de déplacement de la cible, qui

$$\omega = \frac{v}{r}.$$

est

Quand la cible se déplace dans le sens de la rotation de l'antenne, le nombre des impulsions reçues est :

$$n_d = \frac{\theta + \frac{D}{R}}{6N - \omega}.F \quad (1.58)$$

Par contre, si elle se déplace dans le sens inverse de la rotation de l'antenne, le nombre des impulsions reçues est :

$$n_i = \frac{\theta + \frac{D}{R}}{6N + \theta} \cdot F \quad (1.59)$$

2.4. Mesure de la distance d'une cible :

La modulation par impulsion est généralement utilisée pour la mesure de la distance entre la station de radiolocalisation et la cible.

La mesure de la distance s'effectue par l'intermédiaire du temps de trajet aller et retour de l'onde. En effet, si D est la distance entre la station de radiolocalisation et la cible et c la vitesse de propagation de l'onde, ce temps de trajet est mesuré par :

$$\Delta t = 2 \cdot \frac{D}{c} \quad (1.60)$$

Δt n'est autre que la durée d'observation t_0

0100090000037800000002001c000000000040000003010800050000000b020000000050000000
c02890ab810040000002e0118001c000000fb021000070000000000bc0200000000010202225379737
4656d000ab8100000fae40000fc5b110004ee8339f02122000c020000040000002d0100000400000002
0101001c000000fb029cff0000000000009001000000000440001254696d6573204e657720526f6d616
e00040000002d010100050000000902000000020d00000032
0a5a0000000100040000000000b3108c0a20132d00040000002d010000030000000000

E : émetteur de la station de radiolocalisation

R : récepteur de la station de radiolocalisation

$S_e(t)$: signal émis par l'émetteur

$S_r(t)$: signal réfléchi par la cible

Pour pouvoir mesurer cette distance, l'impulsion écho et l'impulsion émise ne doivent pas se superposer, c'est-à-dire que la durée d'observation doit être supérieure à la durée de chaque impulsion.

$$t_0 > \tau$$

A la limite, si $t_0 = \tau$ alors $\tau = 2 \cdot \frac{D_{\min}}{c}$

La distance minimale détectable est donc :

$$D_{\min} = \frac{c \cdot \tau}{2} \tag{1.61}$$

En outre, le signal émis est formé d'une série d'impulsions. Pour distinguer le signal écho avec le signal émis, on doit impérativement imposer que : $t_0 < T_r$

La limite maximale est : $t_0 = T_r$

La distance maximale mesurable est donc :

$$D_{\min} = \frac{c \cdot T_r}{2} \tag{1.62}$$

0100090000037800000002001c00000000000400000003010800050000000b0200000000050000000
c02890ab810040000002e0118001c000000fb021000070000000000bc0200000000010202225379737
4656d000ab8100000fae40000fc5b110004ee8339f02122000c020000040000002d0100000400000002
0101001c000000fb029cff0000000000009001000000000440001254696d6573204e657720526f6d616
e00040000002d010100050000000902000000020d00000032
0a5a0000000100040000000000b3108c0a20132d00040000002d010000030000000000

3. Equations fonctionnelles de la radiolocalisation : [1] ;[7] ;[8] ;[9]

3.1. Equation de propagation :

L'équation de propagation est celle qui relie l'énergie du signal reçu à l'énergie du signal émis.

3.1.1. Densité de puissance :

Soit P_e la puissance rayonnée par une antenne isotrope, cette puissance se répartit uniformément dans l'espace sous une onde sphérique.

La densité de puissance P_d de l'émetteur d'une station de radiolocalisation par unité de surface à la distance D est définie par :

$$P_d = \frac{P_e}{4\pi \cdot D^2} \quad (1.63)$$

La densité de puissance dans le cas d'une antenne directive devient :

$$P_d = G \cdot \frac{P_e}{4\pi \cdot D^2} \quad (1.64)$$

où G représente le gain de l'antenne d'émission.

3.1.2. Puissance de réception :

Soit P_d (W/m^2) la densité de puissance du signal reçu par l'antenne de réception. La puissance P_r (W) qu'elle capte est alors :

$$P_r = A_{er} \cdot P_d \quad (1.65)$$

avec A_{er} est l'aire effective d'une antenne de réception.

L'aire effective et le gain sont reliés par l'équation suivante :

$$G = \frac{4\pi \cdot A_{er}}{\lambda^2} \quad (1.66)$$

Si l'antenne de l'émetteur présente une certaine directivité et un gain d'émission G_e , la puissance de réception sera

$$P_r = A_{er} \cdot G_e \cdot \frac{P_e}{4\pi \cdot D^2} \quad (1.67)$$

Si le gain d'antenne de réception est G_r , la puissance reçue de l'antenne s'écrit finalement :

$$P_r = G_e \cdot G_r \cdot P_e \cdot \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot D} \right)^2 \quad (1.68)$$

3.1.3. Rayon d'action maximale de la station de localisation :

On déduit de la relation précédente l'équation de la distance maximale ou rayon d'action maximale de la station de radiolocalisation.

$$D_{\max} = \frac{\lambda}{4 \cdot \pi} \cdot \left(\frac{G_e \cdot G_r \cdot P_e}{P_{r\min}} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (1.69)$$

3.2. Calcul du rapport signal sur bruit :

3.2.1. Puissance de bruit :

Le bruit est dû à l'agitation thermique des électrons dans un conducteur. La puissance de ce bruit est donnée par :

$$B = k \cdot T_0 \cdot B_0 \quad (1.70)$$

où T_0 désigne la température exprimée en Kelvin,

k est la constante de Boltzmann avec $k = 1.38 \cdot 10^{-23} JK^{-1}$,

B_0 est la bande de fréquence équivalente du récepteur.

3.2.2. Le facteur de bruit :

Le facteur de bruit F_0 est défini comme étant le rapport de la puissance total de bruit à la sortie du récepteur réel à la puissance de bruit à la sortie du récepteur idéal.

$$F_0 = \frac{P_{sr}}{P_{si}} = \frac{P_{sr}}{k \cdot T_0 \cdot B_0 \cdot G_0} \quad (1.71)$$

Pour un récepteur d'amplification de gain G_0 , le bruit et le signal subissent la même amplification.

$$G_0 = \frac{P_{sr}}{B} \quad (1.72)$$

D'où la puissance de bruit à l'entrée du récepteur est :

$$B = k \cdot T_0 \cdot B_0 \cdot F_0 \quad (1.73)$$

Dans ce cas, le rayon d'action maximal de la station de radiolocalisation sera :

$$D_{\max} = \frac{\lambda}{4 \cdot \pi} \left(\frac{G_e \cdot G_r \cdot P_e}{k \cdot T_0 \cdot B_0 \cdot F_0 \cdot \frac{S}{B_{\min}}} \right) \quad (1.74)$$

3.2.3. Le rapport Signal/Bruit :

Le rapport S/B est égal au rapport du signal sur bruit reçu à l'entrée du récepteur.

$$\frac{S}{B} = \frac{P_r}{B} \quad (1.75)$$

Ce rapport signal sur bruit peut s'écrire sous la forme :

$$\frac{S}{B} = \left(\frac{G_e \cdot G_r \cdot P_e}{k \cdot T_0 \cdot B_0 \cdot F_0 \cdot L} \right) \cdot \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot D} \right)^2 \quad (1.76)$$

où L est le coefficient de pertes dans le système de propagation dans l'atmosphère.

Dans le cas de la modulation en impulsion de durée τ ,

$$B_0 = \frac{1}{\tau} \quad (1.77)$$

où τ représente la durée d'une impulsion.

Et $P_e \cdot \tau = E$ avec E l'énergie de l'impulsion à émettre.

On aura :

$$\frac{S}{B} = \left(\frac{G_e \cdot G_r \cdot E}{k \cdot T_0 \cdot B_0 \cdot F_0 \cdot L} \right) \cdot \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot D} \right)^2 \quad (1.78)$$

3.3. L'Equation de radiolocalisation à réponse passive

Le signal émis par la station de radiolocalisation est réfléchi directement par la cible, qui joue ici le rôle d'un réflecteur (cf. figure 1.7). Le signal écho est en suite intercepté par le récepteur de la station de radiolocalisation.

0100090000037800000002001c00000000000400000003010800050000000b0200000000050000000
c02890ab810040000002e0118001c000000fb021000070000000000bc0200000000010202225379737
4656d000ab8100000fae40000fc5b110004ee8339f02122000c020000040000002d0100000400000002
0101001c000000fb029cff0000000000009001000000000440001254696d6573204e657720526f6d616
e00040000002d010100050000000902000000020d00000032
0a5a0000000100040000000000b3108c0a20132d00040000002d010000030000000000

L'énergie captée par la cible située à la distance D de la station de radiolocalisation est définie par :

$$P_{rc} = \sigma \frac{G \cdot P_e}{4 \cdot \pi \cdot D^2} \quad (1.79)$$

où σ représente la surface équivalente de la cible.

G est le gain de l'antenne de la station de radiolocalisation.

Et la densité de puissance du signal réfléchi par cible devient :

$$D_p = \frac{P_{rc}}{4 \cdot \pi \cdot D^2} = \sigma \frac{G \cdot P_e}{(4 \cdot \pi \cdot D^2)^2} \quad (1.80)$$

A la réception, le signal est capté par l'antenne dont son aire effective est :

$$A_e = \frac{G \cdot \lambda^2}{4 \cdot \pi} \quad (1.81)$$

La puissance du signal reçue par la station est alors :

$$P_r = \frac{G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma \cdot P_e}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot D^2} \quad (1.82)$$

3.4. Effet à la surface de la terre

3.4.1. Calcul du champ électromagnétique

La réflexion du signal sur le sol joue un rôle fondamental dans les communications hertzien, l'onde qui se réfléchit au sol rejoint le récepteur et vient perturber l'onde principale. Cette onde en provenance de la source image s'ajoute à l'onde directe.

où $S_d(t)$ représente le signal direct vers la cible,

$S_{ds}(t)$ le signal direct vers le sol

$S_{rs}(t)$ le signal réfléchi par le sol.

L'expression du signal émis est :

$$s_e(t) = E_0 \cdot \cos \omega t \quad (1.83)$$

L'onde directe qui parcourt la distance AB s'exprime par :

$$s_d(t) = E_d \cdot \cos(\omega t - \varphi_d) \quad (1.84)$$

avec $\varphi_d = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot D_d$

D_d est la distance parcourue par le signal direct.

Du fait de la distance parcourue, les deux ondes ne sont pas en phase.

L'expression du signal réfléchi sera :

$$s_r(t) = |\rho| \cdot E_r \cdot \cos(\omega t - \psi - \varphi_r) \quad (1.85)$$

où $|\rho|$ est le module de coefficient de réflexion au point C.

ψ l'argument du coefficient de réception

et φ_r la phase du signal réfléchi

L'amplitude de ces deux signaux est équivalente dans le cas où la distance est très supérieure à

l'hauteur de l'antenne de réception.

$$E_d \approx E_r \approx E_o \quad (1.86)$$

L'amplitude résultante du champ électrique variable au point B est définie par :

$$E = E_o \left[1 + |\rho|^2 \cdot \cos(\omega t + \psi + \varphi_d - \varphi_r) \right]^2 \quad (1.87)$$

avec
$$\varphi_d - \varphi_r = \frac{2\pi}{\lambda} (D_d - D_r) = \frac{2\pi}{\lambda} \left(\frac{2h_1 \cdot h_2}{D} \right)$$
 pour h_1 et $h_2 \ll D$

Notons que h_1 et h_2 sont mesurées sur le plan tangent de la surface de la terre.

Dans le cas de simple réflexion, si le déphasage $\psi + \varphi_d - \varphi_r$ est variable, alors :

$$(1 - |\rho|)E_o \leq E \leq (1 + |\rho|)E_o \quad (1.88)$$

Si le sol est diélectrique parfait $\rho = -1$, alors $0 \leq E \leq 2E_o$, l'onde réfléchie peut être annulée ou atténuée fortement.

3.4.2. Portée en visibilité directe :

Dans le système de la radiolocalisation, la propagation des ondes est limitée par la nature de visibilité radioélectrique.

R_0 représente le rayon équivalent de la terre.

Soit Δh_1 la variation relative de la hauteur h_1 , $\Delta h_1 = |h_1 - h'_1|$ et Δh_2 la variation relative de la hauteur

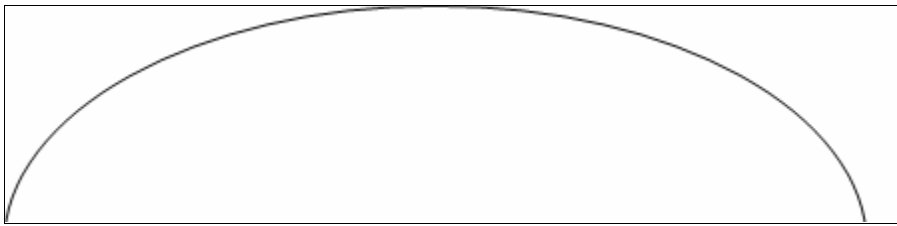
$$h_2, \quad \Delta h_2 = |h_2 - h'_2|$$

La distance entre les antennes d'émissions et de réception mesurée par rapport à la surface de la terre sphérique est (cf figure 1.8):

$$d = d_1 + d_2$$

$$d = \Delta h \sqrt{R_0} \cdot (\Delta h_1 + \Delta h_2)$$

A la limite de la visibilité directe, $\Delta h_{1\min} = A'A''$ et $\Delta h_{2\min} = B'B''$. Ce sont les hauteurs minimales acceptables pour qu'on puisse recevoir au point B la puissance minimale du signal émis.



CHAPITRE 2 : NOTIONS GENERALES SUR LE RADAR

1. Principe de base : [14]

Le radar a été conçu pour disposer de moyens autonomes permettant la localisation sans aucune aide extérieure des obstacles ou des mobiles appelés cibles dont les paramètres sont essentiels afin de pouvoir contrôler la présence de ces cibles. Le mot radar, qui est universellement adopté pour désigner un matériel répondant à cette exigence, est une abréviation de l'expression radio detection and ranging.

1.1. Principe du radar à impulsions :

Le radar est un ensemble comportant un émetteur, une antenne, un récepteur et un système de mesure des paramètres des cibles. 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. Chaque impulsion de durée très brève τ de l'ordre de quelques microsecondes se propage dans l'atmosphère à la vitesse de la lumière $c = 3.10^8 m.s^{-1}$

Une partie de ce signal est réfléchi par la cible, on dit quelques fois que la cible est illuminée et rerayonne 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. Différents paramètres peuvent ainsi être analysés et mesurés.

1.1.1. Mesure de la distance :

La mesure de la distance s'effectue par l'intermédiaire de celle du temps de trajet aller et retour de l'onde (cf. figure 2.1). En effet, si D est la distance entre le système radar et la cible et c la vitesse de propagation de l'onde, le temps de trajet aller et retour de l'onde est :

$$t_0 = \frac{2.D}{C} \quad (2.1)$$

Le procédé le plus simple pour mesurer ce temps de trajet consiste à utiliser un oscilloscope appelé scope A.

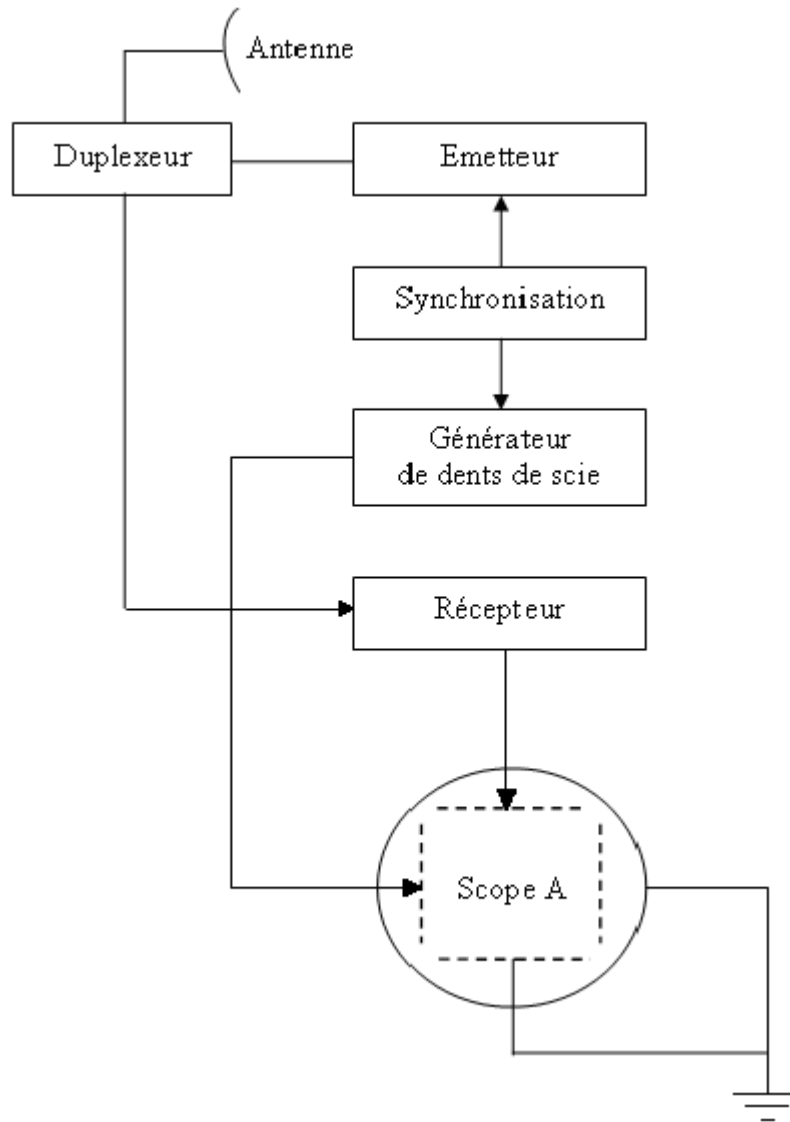


Figure 2.1 : schéma de principe de la mesure de la distance

Sur les plaques de déviation horizontale, on applique un signal en dents de scie dont le but est de synchroniser avec l'impulsion émise. Sur les plaques de déviation verticale, on applique un signal perçu par le récepteur convenablement amplifié. Ainsi, la position horizontale du spot sur le scope est proportionnelle au temps écoulé après l'émission, et une déviation verticale est le signe de la présence d'une cible.

On peut graduer directement l'axe horizontal du scope en distance et on possède alors un appareil relevant la présence d'une cible et donnant sa distance. Les déviations du spot sur le scope sont proportionnelles aux tensions appliquées. La position du signal sur l'axe horizontal du scope est donc bien proportionnelle à la distance radar-cible.

1.1.2. Mesure des angles :

La seule mesure de la distance est insuffisante pour localiser les cibles. Elle est combinée dans les radars avec une mesure angulaire utilisant la direction des antennes.

En effet, toute antenne ne répartit pas l'énergie uniformément dans toutes les directions. En particulier, une antenne de dimension L , le long de laquelle on répartit l'énergie à émettre suivant une loi particulière, peut, par le jeu de la recombinaison spatiale des ondes, concentrer l'énergie émise dans un angle limite θ ou du moins la majeure partie de cette énergie.

Nous retiendrons la relation pratique suivante :

$$\theta = \frac{70\lambda}{L} \quad (2.2)$$

où θ ($^\circ$) est l'ouverture à mi-distance,

λ (m) la longueur d'onde émise,

et L (m) la dimension de l'antenne.

θ , ouverture de l'angle dans lequel se concentre l'énergie est également appelée ouverture du diagramme de l'antenne (cf. figure 2.2).

Figure 2.2 : diagramme de rayonnement d'antenne du radar

Une telle antenne n'éclaire ou n'envoie de l'énergie de manière significative que dans le secteur $\pm \theta / 2$. Les autres secteurs sont également éclairés mais avec des niveaux beaucoup plus faibles (10^2 à 10^4 fois plus faibles dans les lobes secondaires proches, inférieure à 10^4 dans les lobes diffus). Le phénomène de propagation de l'onde est réciproque. Il en résulte que les niveaux d'énergie des

signaux perçus par le radar en dehors de l'angle solide (θ_s, θ_g) seront 10^4 à 10^8 fois plus faibles. Ainsi donc, en utilisant une seule antenne directive pour l'émetteur et le récepteur qui traite les signaux impulsionnels, on peut mesurer simultanément la direction et la distance d'une cible, et ceci uniquement parce que cette cible réfléchit une partie de l'énergie dirigée vers elle.

Le même phénomène peut être reproduit dans le plan horizontal (ou plan de gisement) et dans le plan vertical (ou plan de site) en disposant d'antenne de dimensions horizontales et verticales adéquates.

La relation précédente s'écrira :

$$\theta_g = \frac{70\lambda}{L} \tag{2.3}$$

$$\theta_s = \frac{70\lambda}{H} \tag{2.4}$$

où H est la hauteur de l'antenne

L la largeur de l'antenne

θ_g l'ouverture de son diagramme dans le plan de gisement à mi-puissance

et θ_s l'ouverture de son diagramme dans le plan de site à mi-puissance.

Dans ce cas, le rapport entre l'énergie émise à l'intérieur de l'angle solide (θ_g, θ_s) et celle qui serait émise par une antenne omnidirectionnelle (qui répartit également cette énergie dans toutes les directions) ou gain G de l'antenne s'écrit en pratique :

$$G = \frac{K}{\theta_s \theta_g} \tag{2.5}$$

Avec K : coefficient compris entre 15000 et 30000,

θ_s et θ_g exprimés en degrés.

1.2. Composition d'un radar :

Le schéma synoptique d'un radar est représenté par la figure 2.3 :

$s_s(t)$: signaux synchronisations,
 $s_{ce}(t)$: signaux de commande d'émission,
 $s_e(t)$: signaux hyperfréquence émis,
Ldp : liaison duplexeur antenne,
 $s_r(t)$: signaux hyperfréquences reçus,
 $s_i(t)$: signaux traités par le récepteur,
Iap : informations angulaires de pointé.

1.2.1. Antenne :

C'est l'élément le plus visible du radar. Son rôle est de concentrer l'énergie émise par le radar dans un angle solide déterminé.

Cet angle solide est défini par la nature de l'antenne utilisée, la direction vers laquelle il est orienté et également liée à l'antenne, une action mécanique ou électronique sur cette antenne permettra de modifier cette direction et donc de provoquer une exploration du domaine entourant le radar.

L'antenne peut être double afin de permettre indépendamment les fonctions d'émission et de réception. Dans ce cas, il est nécessaire que les deux aériens élémentaires soient orientés à chaque instant dans la même direction. Ils doivent donc être solidaires entre eux ou synchronisés.

En outre, leur interférence radioélectrique doit être la plus faible possible afin qu'au moment de

l'émission, le signal émis de très grande puissance ne vienne pas perturber le fonctionnement du récepteur.

1.2.2. Duplexeur :

C'est un aiguilleur électronique qui permet, d'une part au signal émis d'être dirigé vers l'antenne avec une perte minimale tout en isolant convenablement le récepteur et d'autre part au signal reçu d'être dirigé en totalité vers le récepteur, sans dérivation vers l'émetteur et toujours avec une perte minimale.

1.2.3. Emetteur :

Sa partie active est le tube d'émission dans lequel est engendrée l'impulsion hyperfréquence à la puissance désirée.

L'émetteur peut être du type oscillateur de puissance. Le tube utilisé est alors un magnétron, une triode oscillatrice ou tout autre tube oscillateur. C'est la magnétron qui est plus largement utilisé pour obtenir des niveaux de puissance élevés, jusqu'à 2MW pendant quelques μs et avec un rendement de 50% en 20cm de longueur d'onde.

La chaîne d'amplification est un autre type d'émetteur dans lequel le signal est amplifié par étages successifs, d'un niveau de l'ordre de 1W à la puissance finale de sortie qui varie selon le tube utilisé et la longueur d'onde.

1.2.4. Modulateur :

Le modulateur constitue la partie active de l'émetteur. Il permet de stocker l'énergie pendant les périodes séparant deux émissions successives et de la restituer pendant le temps très bref de l'émission radar.

Les puissances de crête délivrées par le modulateur sont très importantes, jusqu'à 10MW, par exemple, pour une puissance émise de 3MW avec un rendement de 30% ; il y correspond des courants de plusieurs dizaines d'ampères sous des tensions de plusieurs dizaines de milliers de volts.

La qualité des signaux délivrés par le modulateur doit être très soignée pour permettre d'éviter des effets parasites sur le signal émis.

1.2.5. Récepteur :

C'est l'élément le plus délicat, et souvent le plus complexe du radar. Lui incombent l'amplification et le traitement du signal.

Sa sensibilité doit être très grande jusqu'à $10^{-15} W$. Il amplifie les signaux reçus dans de très grandes

proportions, de 10^{10} à 10^{14} , et doit le faire sans déformation du signal. Le récepteur doit en outre effectuer le filtrage du signal et tous autres traitements adaptés à l'information à obtenir que ce soit la distance ou la vitesse d'une cible. Sa réalisation doit être particulièrement soignée pour réduire le plus possible les perturbations dues au bruit qui accompagne le signal radar, dont une partie au moins prend naissance dans les circuits de réception et doit donc être minimisée

Le récepteur radar est du type superhétérodyne, il est précédé ou non suivant le cas par un amplificateur hyperfréquence. Son circuit de sortie peut être un simple détecteur ou un système plus complexe. Après traitement, le signal est amplifié par un amplificateur vidéo fréquence qui l'amène au niveau désiré pour son exploitation.

1.2.6. Exploitation :

Les informations sont présentées à un opérateur sous la forme d'une image radar adapté aux paramètres à mesurer. L'opérateur a alors à sa charge d'interpréter les informations qui sont ainsi visualisées et d'effectuer les opérations nécessaires. Par exemple, un pilote qui doit interpréter la valeur de l'altitude affichée de son avion qui est obtenue à l'aide du radioaltimètre. Le moyen de visualisation le plus courant pour permettre d'exploiter les informations reçues est le tube cathodique.

1.2.7. Synchronisation :

Le synchronisateur est le cœur du système radar. Il délivre les signaux de bases qui définissent les instants d'émission, et divers signaux annexes nécessaires à des opérations en temps réel.

Son élément de base est une horloge de très grande stabilité à partir de laquelle sont engendrés les signaux de synchronisation. Ces signaux sont distribués aux différents éléments à piloter. Leur distribution doit être assurée avec une très grande reproductibilité sur chaque voie, de manière à ne pas fausser les mesures effectuées.

1.2.8. Information angulaire de pointé :

Dans les cas courants, la position angulaire du faisceau est liée à la position mécanique de l'antenne. Celle-ci doit être recopiée et transmise au système d'exploitation des informations. Les systèmes de copie utilisés sont du type analogique ou numérique.

1.2.9. Liaison duplexeur-antenne:

Cette liaison doit permettre le passage des signaux hyperfréquences pour diverses positions de l'aérien. Elles comportent des conduits hyperfréquences qui sont du coaxial et guide d'onde, et des éléments plus complexes permettant le mouvement de l'aérien qui sont des joints tournants. Au

niveau de l'aérien, elle peut se terminer par des circuits hyperfréquences divers comme un diviseur de puissance, coupleurs, circulateurs ou déphaseurs.

2. Perturbations dues au bruit : [13]

Le récepteur génère un bruit propre, évalué par son facteur de bruit. Mais des signaux parasites peuvent aussi générer par des sources extérieures comme les bruits atmosphériques. Le signal correspondant est aléatoire, et généralement de type gaussien, centré c'est-à-dire de valeur moyenne nulle, et blanc c'est-à-dire à spectre borné.

L'écho utile s'ajoute au bruit, donc, pour détecter un écho, il faut éviter de :

- prendre une pointe de bruit pour un écho, ce qui provoque une fausse alarme,
- et décider bruit seul, alors qu'un écho a été reçu, ce qui entraîne une manque de détection

Le critère est constitué par le franchissement d'un seuil, fixé pour que la probabilité de dépassement par le bruit seul, c'est-à-dire probabilité de fausse alarme, soit très faible.

Un signal faible peut être porté par le bruit et ainsi franchir le seuil mais la probabilité de détection n'est pas nulle. Par contre, un signal fort peut être aspiré par un creux de bruit, ici la probabilité de détection n'est jamais égale à 1, mais en est d'autant plus proche que l'écho est plus fort par rapport au bruit.

La localisation angulaire est obtenue par recherche du maximum de signal reçu. La présence du bruit modifie de façon aléatoire ce maximum et donc introduit une erreur aléatoire sur cette localisation, d'autant plus faible que le signal reçu est fort. Il en sera de même pour les mesures de la distance et de la vitesse radial.

3. Pouvoir séparateur du radar : [13]

3.1. Définitions :

Le pouvoir séparateur, encore appelé résolution, est la faculté du radar de détecter et de localiser deux cibles proches. Par définition, un pouvoir séparateur sera associé à chaque paramètre de mesure, à savoir, le site, le gisement, la distance et la vitesse radiale, sous la condition suivante :

écart minimum suivant le paramètre, tous les autres étant identiques et pour une même intensité du signal reçu, qui permet d'observer deux maxima, distincts et sans biais par rapport aux vraies valeurs.

3.2. Pouvoir séparateur en angle :

Ici, deux cas sont à considérer :

- Deux échos de même intensité correspondant à deux cibles différentes aux mêmes sites, distance et vitesse radiale présentent un écart variable en gisement. Pour une même antenne à l'émission et à la réception, l'intensité de l'illumination vers la cible varie simultanément avec le gain à la réception. Le signal reçu va donc présenter un ou deux maxima suivant l'écart.

- Les deux échos ne sont pas de même intensité, mais sont dans un rapport K, et ils ne se différencient en localisation que par leur gisement. L'écho le plus fort varie en fonction du pointage en gisement de l'antenne comme le carré du gain. Si les lobes secondaires sont dans un rapport L avec le lobe principal, il sera reçu dans ces lobes avec un niveau L^2 fois plus faible. Si K est supérieur à L^2 , les réponses parasites de la forte cible empêcheront toute détection de la plus faible. Ce niveau L^2 constitue donc un seuil de visibilité pour les faibles échos en présence des forts. Il est appelé facteur de visibilité.

3.3. Pouvoir séparateur en distance :

Dans le cas de l'émission d'impulsions brèves, il faut et il suffit que les deux échos soient séparés en temps δt de plus que leur largeur τ pour qu'ils soient discernables.

Pour de résolution en distance :

$$\delta d = \frac{c \cdot \delta t_0}{2} = \frac{c \cdot \tau}{2} \quad (2.6)$$

De plus, la réponse parasite étant nulle, le facteur de visibilité est infini.

3.4. Pouvoir séparateur en vitesse :

Pour pouvoir mettre en évidence deux fréquences, il faut pouvoir compter au moins une période de différence. Pour un temps d'observation T, cela correspond à un écart en fréquence $1/T$.

Deux cibles de même intensité, à la même distance et dans la même direction, seront donc séparables en vitesse radiale pour un écart supérieure à $\lambda / 2T$.

T est le temps d'observation de la cible, soit pour une antenne identique à l'émission et à la réception :

- à balayage électronique, le temps de pointage dans la direction de la cible.
- à balayage mécanique, vitesse de rotation Ω pour un faisceau de largeur θ_0 à mi puissance.

$$T = \frac{\theta_0}{\Omega} \quad (2.7)$$

Pour deux cibles d'intensités différentes, ce sont les réponses parasites, de même origine que les lobes secondaires des antennes.

Une source supplémentaire de réponses parasites sera due aux instabilités de phase de l'oscillateur de référence qui moduleront les échos reçus, créant des raies décalées en fréquence par rapport à la fréquence Doppler affectant chaque écho. En présence d'un écho de sol, de vitesse et fréquence Doppler nulles, cette modulation ferait apparaître des échos mobiles parasites si elle est trop importante.

4. Equations du radar : [13]

4.1. Définitions :

L'équation du radar est destinée à l'évaluation de sa portée maximale D en fonction des caractéristiques techniques de ses constituants :

- la puissance P_E disponible en sortie de l'émetteur qui est une puissance de crête,
- la concentration de la puissance dans la direction de la cible par l'antenne qui est le gain G de l'antenne,
- la puissance interceptée par la cible et re-rayonnée en direction du radar. La densité de puissance issue du radar est interceptée par la surface équivalente radar (SER) S qui re-rayonne uniformément dans tout l'espace.
- la puissance captée par l'antenne. La densité de la puissance renvoyée par la cible est captée par surface efficace de l'antenne du radar. Cette puissance captée est exprimée par :

$$P_c = \frac{G \lambda^2}{4\pi} \quad (2.8)$$

- la puissance de bruit P_B générée par le récepteur de facteur de bruit F et de bande passante Δf . L'expression de cette puissance est :

$$P_B = 4.10^{-21} (F - 1) \Delta f \quad (2.9)$$

avec 4.10^{-21} est la constante de Boltzmann multipliée par la température 290K.

- la perte entre l'émetteur et l'antenne qui exprimée par $\frac{1}{A_1}$.
- la perte de propagation radar-cible et retour (en dB/km.2D) qui est exprimée par $\frac{1}{(A_3)^2}$
- la perte entre l'antenne et le récepteur exprimée par $\frac{1}{A_2}$
- enfin, le rapport signal à bruit minimum détectable désigné par R.

La SER est une grandeur qui relie la surface frontale à la puissance renvoyée dans la direction du radar. Si la cible est une sphère de rayon r, la puissance d'interception est $\pi .r^2$ et le signal est re-rayonné omni directionnellement, la SER est donc $\pi .r^2$.

Par contre, si la cible est un miroir de surface $\pi .r^2$, son diagramme de re-rayonnement est celui d'une antenne éclairée de manière uniforme par une longueur d'onde λ . Si la direction du radar est normale au plan du miroir, celui-ci concentre la puissance interceptée dans la direction du radar, avec un gain :

$$g = \frac{4\pi \pi r^2}{\lambda^2} \quad (2.10)$$

La SER pour un coefficient de réflexion égal à 1 est alors :

$$g \pi r^2 = \frac{3\pi^3 .r^4}{\lambda^2} \quad (2.11)$$

Si le miroir est décalé de plus de la largeur de son lobe, alors le gain dans direction du radar devient très inférieur à 1 et la SER est très faible, très inférieure à $\pi .r^2$.

Ces deux extrêmes montrent que la SER d'une cible dépend de sa forme, de son orientation et de la fréquence d'illumination. Ce n'est donc pas une valeur fixe et connue, mais plutôt une variable aléatoire dont ne sera connue au mieux que la densité de probabilité, forme et paramètres.

4.2. Bilan de puissance : [13]

4.2.1. Cible ponctuelle :

La densité de puissance émise, à la distance D où se trouve la cible, est égale au quotient de la puissance effective rayonnée par la surface de la sphère centrée sur l'émetteur.

$$\frac{A_1 \cdot A_3 \cdot P_E \cdot G}{4\pi \cdot D^2} \quad (2.12)$$

La densité de puissance re-rayonnée par la cible, prise au niveau du radar s'écrit alors :

$$\left(\frac{A_1 \cdot A_3 \cdot P_E \cdot G}{4\pi \cdot D^2} \right) S \cdot A_3 \left(\frac{1}{4\pi \cdot D^2} \right) \quad (2.13)$$

La puissance P_R recueillie par l'antenne et parvenant au récepteur a pour expression :

$$P_R = \frac{A_1 \cdot A_3^2 \cdot A_2 \cdot P_E \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot S}{(4\pi)^3 \cdot D^4} \quad (2.14)$$

La puissance de bruit P_B à l'entrée du récepteur doit être n fois inférieure à celle de l'écho :

$$P_R > n \cdot P_B \quad (2.15)$$

d'où :

$$D^4 < \frac{A_1 \cdot A_2 \cdot A_3^2 \cdot P_E \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot S}{(4\pi)^3 \cdot n \cdot 4 \cdot 10^{-21} (F - 1) \Delta F} \quad (2.16)$$

Le récepteur adapté à une impulsion de largeur τ a une bande passante $\Delta f = \frac{1}{\tau}$. Il apparaît donc dans la formule le produit $P_E \cdot \tau$ qui représente l'énergie contenue dans l'impulsion. Si N impulsions successives frappent la cible pendant le temps d'illumination $T = N \cdot T_R$, l'énergie totale sera alors $N \cdot P_E \cdot \tau$, ce qui augmente le bilan dans un rapport N .

Un radar qui émet des impulsions de durée 0.001 fois la période de répétition a besoin d'une

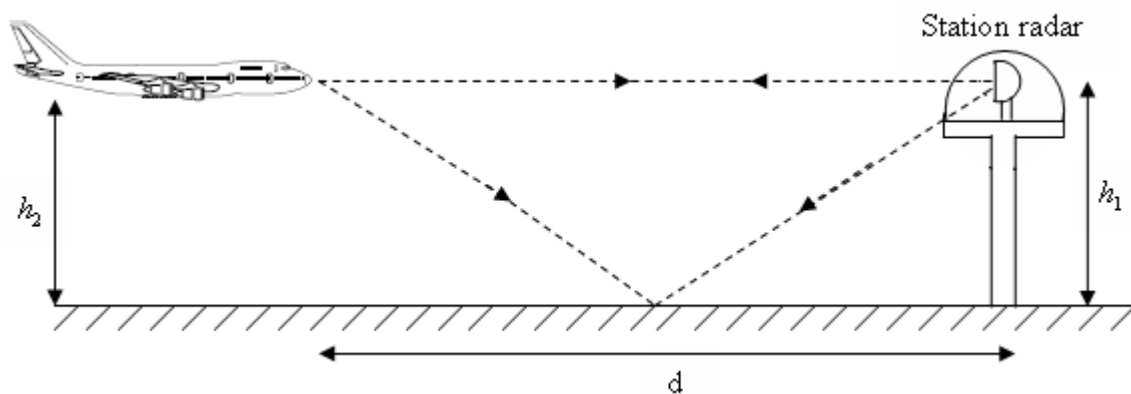
Figure 2.4 : Trajet direct et réfléchi entre radar et cible

puissance crête 1000 fois supérieure à celle d'un radar qui émettrait en continue.

4.2.2. Cas des trajets multiples :

Le sol est parfaitement réfléchissant, de coefficient de réflexion égal à -1. Il en est de même pour une mer plate (cf. figure 2.4).

Pour le trajet direct, la cible reçoit un signal d'intensité $I_0 \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi)$.



Le trajet réfléchi est plus long, de longueur $\frac{2 \cdot h_1 \cdot h_2}{d}$ et subit un déphasage de π . La cible reçoit donc une intensité totale de :

$$I = I_0 \left[\cos(\omega_0 t + \varphi) - \cos\left(\omega_0 t + \varphi - 2\pi \cdot \frac{2 \cdot h_1 \cdot h_2}{d \cdot \lambda}\right) \right] \quad (2.17)$$

On a alors finalement :

$$I = 2 \cdot I_0 \cdot \sin\left(2\pi \frac{h_1 \cdot h_2}{d \cdot \lambda}\right) \cdot \sin\left(\omega_0 t + \varphi - 2\pi \frac{h_1 \cdot h_2}{d \cdot \lambda}\right) \quad (2.18)$$

L'intensité du signal est donc fonction de la distance, des altitudes radar et avion et de la longueur

d'onde suivant le terme multiplicatif $2 \sin\left(2\pi \frac{h_1 \cdot h_2}{d \cdot \lambda}\right)$.

Le phénomène se reproduit sur le trajet retour dans les mêmes conditions, portant ce terme au carré, et la puissance du signal est proportionnelle au carré de l'intensité. La puissance de l'écho devient alors :

$$P_R = A_1 \cdot A_2 \cdot A_3^2 \cdot P_E \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot S \cdot 16 \frac{\sin^4\left(2\pi \frac{h_1 \cdot h_2}{d \cdot \lambda}\right)}{(4\pi)^3 \cdot d^4} \quad (2.19)$$

Le signal est 16 fois plus puissant pour une combinaison $2\pi \frac{h_1 \cdot h_2}{d \cdot \lambda} = \frac{\pi}{2} + k\pi$.

Il est nul pour $2\pi \frac{h_1 \cdot h_2}{d \cdot \lambda} = k\pi$.

La cible est quasiment invisible dans les conditions en site tel que :

$$\alpha = \frac{h_2}{d} = \frac{k \cdot \pi \cdot \lambda}{2\pi \cdot h_1} = \frac{k \cdot \lambda}{2 \cdot h_1} \quad (2.20)$$

Autour de ces valeurs, et en particulier pour les cibles à très basse altitude, c'est-à-dire $k=0$, il est possible de réécrire la portée maximale en assimilant le sinus à l'angle :

$$D^8 < \frac{A_1 \cdot A_2 \cdot A_3^2 \cdot P_E \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot S \left(2\pi \frac{h_1 \cdot h_2}{\lambda}\right)^4}{(4\pi)^3 \cdot n \cdot 4 \cdot 10^{-21} (F-1) \Delta f} \quad (2.21)$$

On a donc finalement :

$$D^8 < \frac{A_1 \cdot A_2 \cdot A_3^2 \cdot P_E \cdot G^2 \cdot S \cdot 4\pi (h_1 \cdot h_2)^4}{n \cdot \lambda^2 \cdot 4 \cdot 10^{-21} (F-1) \Delta f} \quad (2.22)$$

Pour un radar à la hauteur h_1 et fonctionnant sur la longueur d'onde λ , une cible à la distance d voit l'intensité de son écho varier de zéro au maximum pour une variation d'altitude de :

$$\frac{2\pi \cdot h_1 \cdot \delta h_2}{d \cdot \lambda} = \frac{\pi}{2} \quad (2.23)$$

ou encore :

$$\delta h_2 = \frac{d\lambda}{4 \cdot h_1} \quad (2.24)$$

4.2.3. Cible portant un brouilleur :

Le brouilleur est à la même distance et dans la même direction que la cible. Il émet une puissance de bruit, gaussien, centré et blanc, de densité spectrale δB .

Le radar reçoit donc une puissance de bruit P_B égale à :

$$P_B = \frac{\delta B \cdot \Delta f \cdot G \cdot \lambda^2}{(4\pi)^2 \cdot D^2} \quad (2.25)$$

Cette puissance est généralement très supérieure à celle du bruit propre du récepteur.

Et comme $P_R > R \cdot P_B$, d'où :

$$\frac{A_1 \cdot A_2 \cdot A_3^2 \cdot P_E \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot S}{(4\pi)^3 \cdot D^4} > \frac{R \cdot \delta B \cdot \Delta f \cdot G \cdot \lambda^2}{(4\pi)^2 \cdot D^2}$$

Finalement, on a :

$$D^2 < \frac{P_E \cdot G \cdot S \cdot A_1 \cdot A_3}{4\pi \cdot \delta B \cdot \Delta f \cdot n} \quad (2.26)$$

Un tel schéma de brouillage entraîne donc une limite de la portée du radar, qui peut être très inférieure à sa portée sans brouillage. Toutefois, si la puissance du bruit reçu est supérieure à R fois celle du bruit propre du récepteur, ce bruit est détectable et localisable en angle. Seule la distance n'est pas mesurée. Mais la distance à laquelle ce bruit est détectable a pour expression :

$$P_B = \frac{\delta B \cdot \Delta f \cdot G \cdot \lambda^2}{(4\pi)^2 \cdot D^2} > n \cdot 4 \cdot 10^{-21} (F - 1) \Delta f \quad (2.27)$$

D'où :

$$D^2 < \frac{\delta B.G.\lambda^2}{(4\pi)^2 n.4.10^{-21} (F - 1)} \quad (2.28)$$

5. Différentes bandes de fréquence utilisées en radar : [13]

Bande	Fréquence (MHz)	Longueur d'onde (cm)
P	220-390	100
L	390-1550	30
S	1550-5200	10
X	5200-11000	3
K	11000-36000	1

Tableau 2.1 : les différentes bandes de fréquence utilisées en radar

CHAPITRE 3 : LE RADIOALTIMETRE

1. Généralités :

1.1 Rôle : [6]

Le radioaltimètre radioélectrique est un appareil de bord qui permet de déterminer l'altitude de vol d'un avion par rapport au sol c'est-à-dire la distance verticale de l'appareil par rapport au sol (cf. figure 3.1). L'altitude 0 correspond à la position de l'appareil au moment précis où lors de l'atterrissage, les roues entrent en contact avec le sol. La connaissance de l'altitude par rapport au sol présente un intérêt particulier lors des opérations de l'approche de l'aérodrome. La fonction du radioaltimètre est sans aucune relation avec d'autres appareils au sol, un tel système est appelé système de radionavigation autonome.

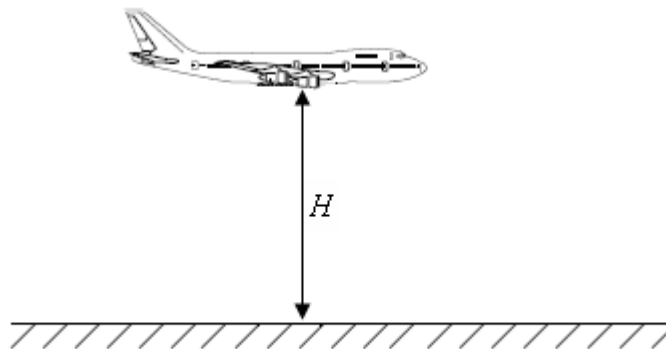


Figure 3.1 : Représentation de l'altitude d'un avion

1.2 Principes du radioaltimètre : [6]

Le radioaltimètre radioélectrique appartient à la classe des radars. Il fonctionne donc comme un radar, et c'est le sol qui joue le rôle de réflecteur passif. L'antenne d'émission, installée sous le fuselage de l'aéronef émet verticalement le signal vers le sol et une antenne de réception recueille le signal écho. L'utilisation de la modulation de fréquence avec un signal triangulaire ou sinusoïdal pour la détermination de cette altitude est un élément essentiel pour le radioaltimètre.

Le radioaltimètre travaille dans le domaine de micro-onde plus précisément dans la plage de fréquence de 4.25Ghz à 4.35GHz. La porteuse est généralement modulée linéairement par un signal en dents de scie.

1.3 Caractéristiques : [3]

Le radioaltimètre a les quelques propriétés de fonctionnement suivantes :

- Plage de mesure de l'altitude de 0 pied à 30000 pieds (1 pied est équivalent à 30.48 cm).
- Précision de plus ou moins 1 pied sur la plage de 0 pied à 5000 pieds.
- Plage de température de -15°C à 71°C.
- Plage de fréquence de l'oscillateur de 4.25GHz à 4.35GHz.
- Stabilité de la fréquence de plus ou moins 20MHZ.

2. Principe de mesure de l'altitude: [3]

2.1. Les radars à modulation de fréquence :

La fréquence F_e du signal émis est modulée suivant une loi en dents de scie entre les deux valeurs extrêmes F_0 et $F_0 + \delta F$. L'écho de ce signal parvient avec un retard τ à l'antenne de réception. En mélangeant le signal reçu avec une partie du signal émis, on fait apparaître une fréquence de battement :

$$F_b = F_e - F_r \quad (3.1)$$

Les radioaltimètres utilisent ce principe mais avec comme cible le sol. Le signal envoyé par l'antenne d'émission du radioaltimètre est réfléchi par la surface de la terre et revient jusqu'au niveau de l'antenne de réception. La durée de cet aller-retour est τ qu'on a vue dans la relation (3.2).

Ce trajet aller-retour du signal émis par le radioaltimètre représenté sur la figure 3.3.

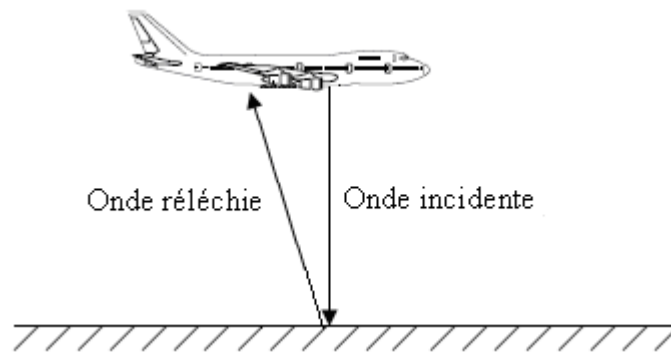


Figure 3.3 : schéma du trajet aller-retour de l'onde

De plus si l'on peut maintenir δF et F_b constantes, la mesure de T_m permet de calculer l'altitude H dans le cas du radioaltimètre.

On a alors :

$$z = K.T_m \tag{3.6}$$

2.2. Le radioaltimètre à pente asservie : [3]

Il fonctionne selon le principe du radar à modulation de fréquence.

On sait que :

$$T_m = \frac{2.H.\delta F}{c.F_b} \tag{3.7}$$

et que δF et F_b sont constantes.

La pente du signal en dents de scie dépend donc de l'altitude (cf. figure 3.3) :

- à haute altitude, T_m est plus long.

- à basse altitude, T_m est faible.

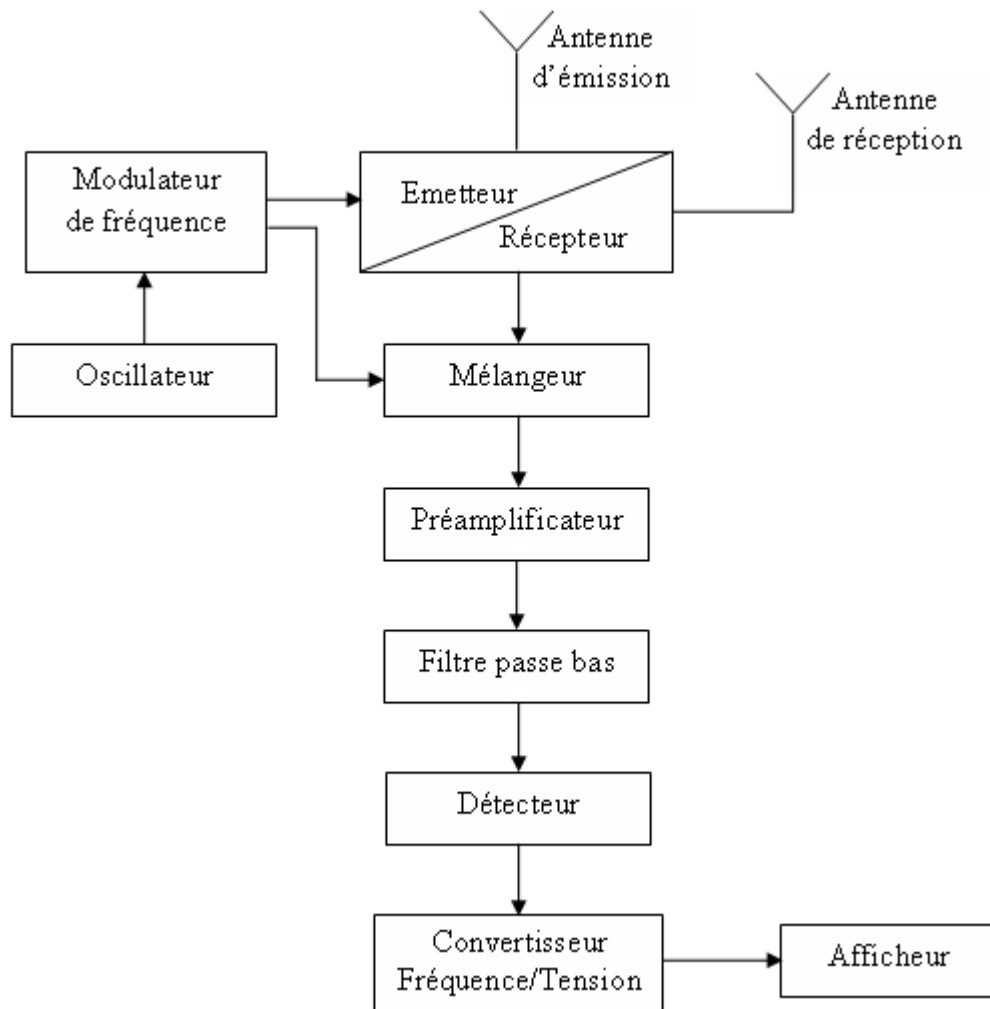


Figure 3.4 : schéma synoptique du radioaltimètre

Le rôle de chaque bloc :

➤ L'oscillateur :

L'oscillateur a pour rôle de générer un signal triangulaire ou sinusoïdal pour moduler le signal à envoyer. L'oscillateur du radioaltimètre travaille dans les fréquences de 4.25GHz à 4.35GHz.

➤ L'émetteur :

L'émetteur a pour rôle de transmettre le signal modulé en fréquence vers l'antenne d'émission après l'avoir amplifié.

➤ L'antenne d'émission :

L'antenne d'émission reçoit en totalité le signal à émettre qui vient de l'émetteur. L'antenne d'émission transforme alors ce signal électrique en onde électromagnétique et qu'il va émettre vers le

sol.

- L'antenne de réception :

L'antenne de réception fait l'opération inverse que celle de l'antenne d'émission. Il capte l'onde électromagnétique qui est réfléchiée par le sol, et il le transforme en signal électrique. Ce signal électrique sera envoyé vers le récepteur.

- Le récepteur :

Le récepteur filtre le signal écho venant de l'antenne pour éliminer le bruit qui s'est superposé à ce signal écho, puis amplifie le signal filtré. En suite, il envoi le signal ainsi amplifié vers l'étage mélangeur.

- Le mélangeur :

Le mélangeur à pour rôle de mélanger le signal reçu avec une partie du signal émis afin d'obtenir le produit de ces deux signaux.

- Le préamplificateur :

Le préamplificateur a pour rôle d'amplifier le signal de fréquence F_b venant du mélangeur.

- Le filtre passe bas :

Le filtre passe bas est utilisé pour ne garder que la partie basse fréquence du mélange, en particulier le signal qui est à la fréquence F_b .

$$F_b = F_e - F_r$$

- Le détecteur :

Ce bloc a pour rôle de trouver la variation de fréquence δF pour permettre au convertisseur fréquence/tension d'en extraire les informations sur l'altitude de l'avion.

- Le convertisseur fréquence/tension :

Le bloc convertisseur fréquence/tension génère à partir de la fréquence de battement F_b et de la déviation fréquence δF une valeur de tension qui est directement proportionnelle à l'altitude de l'aéronef.

- L'afficheur :

L'afficheur donne la valeur de l'altitude en pieds de l'aéronef selon la valeur de la tension obtenue par le convertisseur fréquence/tension.

3. Le fonctionnement du radioaltimètre : [3]

Pour mieux comprendre le fonctionnement du radioaltimètre, on va voir dans le détail le fonctionnement de chaque bloc qui le constitue. L'étude sera alors basée sur le schéma fonctionnel plus net du radioaltimètre et au fur et à mesure, on entre dans les détails sur chaque élément constituant ce schéma fonctionnel (cf. figure 3.5).

0100090000037800000002001c0000000000400000003010800050000000b0200000000050000000
c02890ab810040000002e0118001c000000fb021000070000000000bc020000000001020222537973
74656d000ab8100000fae40000fc5b110004ee8339f02122000c020000040000002d01000004000000
020101001c000000fb029cff0000000000009001000000000440001254696d6573204e657720526f6d
616e00000000000000000000000000000000000040000002d010100050000000902000000020d00000
0320a5a0000000100040000000000b3108c0a20132d00040000002d010000030000000000

avec :

O_e : L'onde ou le signal émis.

O_r : L'onde reçue.

S_c : Signal de contrôle de la modulation.

H : altitude de l'appareil.

h : altitude des roues.

h' : altitude pour le pilote automatique.

Cal# : commande de calibrage de la dent de scie.

F_b : fréquence de battement.

G# : commande du gain en fonction de l'altitude.

V_e : tension de commande de la pente de la dent de scie.

V_{md} : tension en de scie modulant l'émetteur.

T_m : durée de la dent de scie.

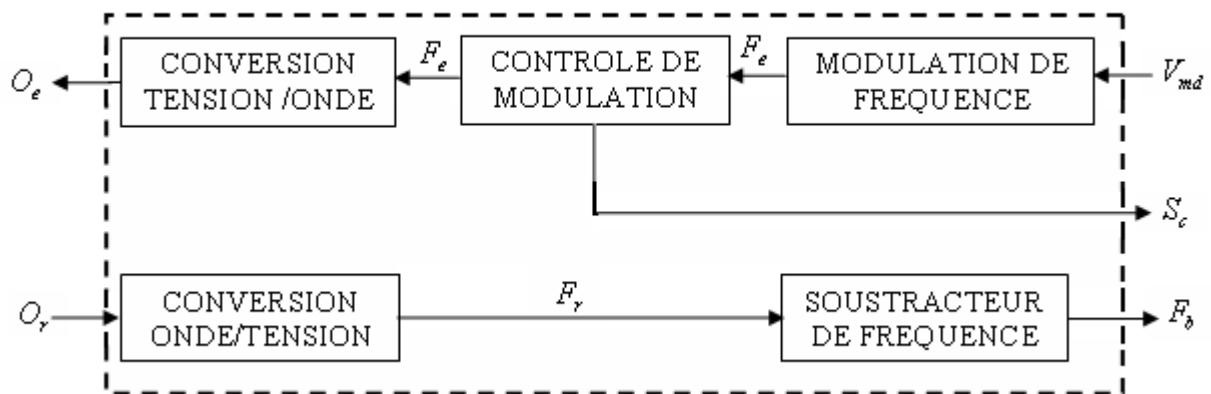
Alm : alarme

3.1. Convertisseur Fréquence/Altitude :

Ce bloc réalise la conversion O_e/O_r en information contenant l'altitude H en élaborant la fréquence de battement F_b entre l'onde émise et l'onde reçue. Il délivre aussi le signal de contrôle de modulation S_c .

Le schéma fonctionnel du convertisseur Altitude/Fréquence est illustré par la figure ci-dessous:

Figure 3.6 : schéma fonctionnel du convertisseur altitude/fréquence



- Modulation de fréquence :

Cette fonction secondaire est réalisée par un oscillateur à varactor dont la fréquence F_e est modulée par la tension V_{md} .

- Contrôle de modulation :

Ce bloc délivre une information S_c lorsque, au cours de la modulation, la fréquence F_e est égale à une des valeurs de référence F_1 ou F_2 .

- Conversion tension/onde :

Cette fonction est réalisée par l'antenne d'émission qui rayonne l'onde à émettre O_e de fréquence F_e .

- Conversion onde/tension :

C'est l'opération inverse de la conversion tension/onde, cette fonction est réalisée par l'antenne de réception qui capte l'onde O_r réfléchiée par le sol et transforme en un signal électrique de fréquence F_r .

- Soustracteur de fréquence :

Cette fonction est réalisée par un mélangeur. Le mélangeur fait la soustraction de la fréquence d'émission F_e avec la fréquence F_r du signal reçu pour avoir la fréquence de battement F_b .

$$F_b = F_e - F_r$$

3.2. Traitement analogique :

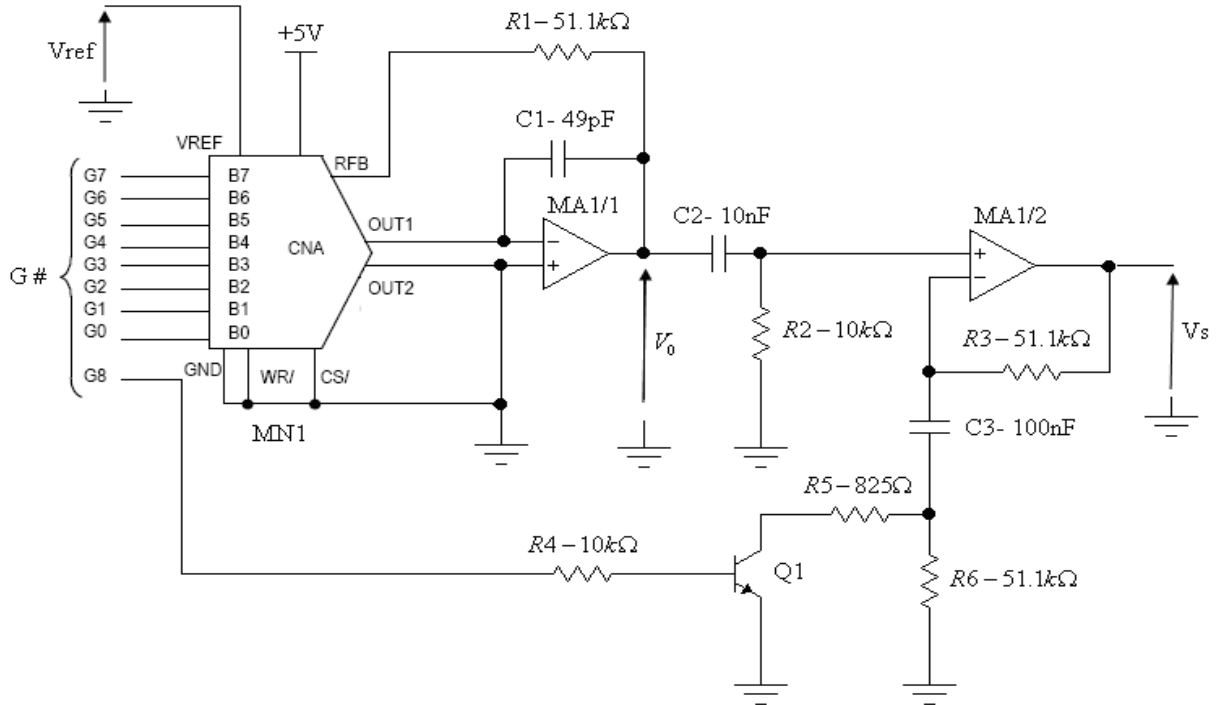


Figure 3.8 : schéma de l'amplificateur à gain variable

L'amplificateur opérationnel MA1/1 et MA/2 sont de type TL082.

Le transistor Q1 est type 2N2222A.

Le convertisseur numérique analogique MN1 est du type AD7524.

➤ Filtrage/limitation :

Cette fonction limite le spectre du signal transmis dans une bande étroite centrée sur 25kHz en vue de s'affranchir des ondes multiples réfléchies par le sol et reçues par l'antenne de réception. De plus elle amplifie par 256 le signal transmis.

La variation du coefficient de pertes peut faire varier le niveau du signal reçu de façon relativement importante. Cette fonction a aussi pour effet d'empêcher une variation brutale de l'amplitude appliquée à l'entrée du discriminateur ce qui risquerait d'entraîner des perturbations.

➤ Discriminateur :

Le bloc discriminateur réalise l'opération :

$$V_e = K.(F_b - F_{bo}) \quad (3.8)$$

Dans cette opération F_b est la fréquence de battement et $F_{bo} = 25\text{kHz}$. Ici V_e est la tension d'erreur qui est une tension continue et K est le rapport de conversion.

Le schéma complet d'un discriminateur du radioaltimètre radioélectrique est donné sur la figure ci-dessous :

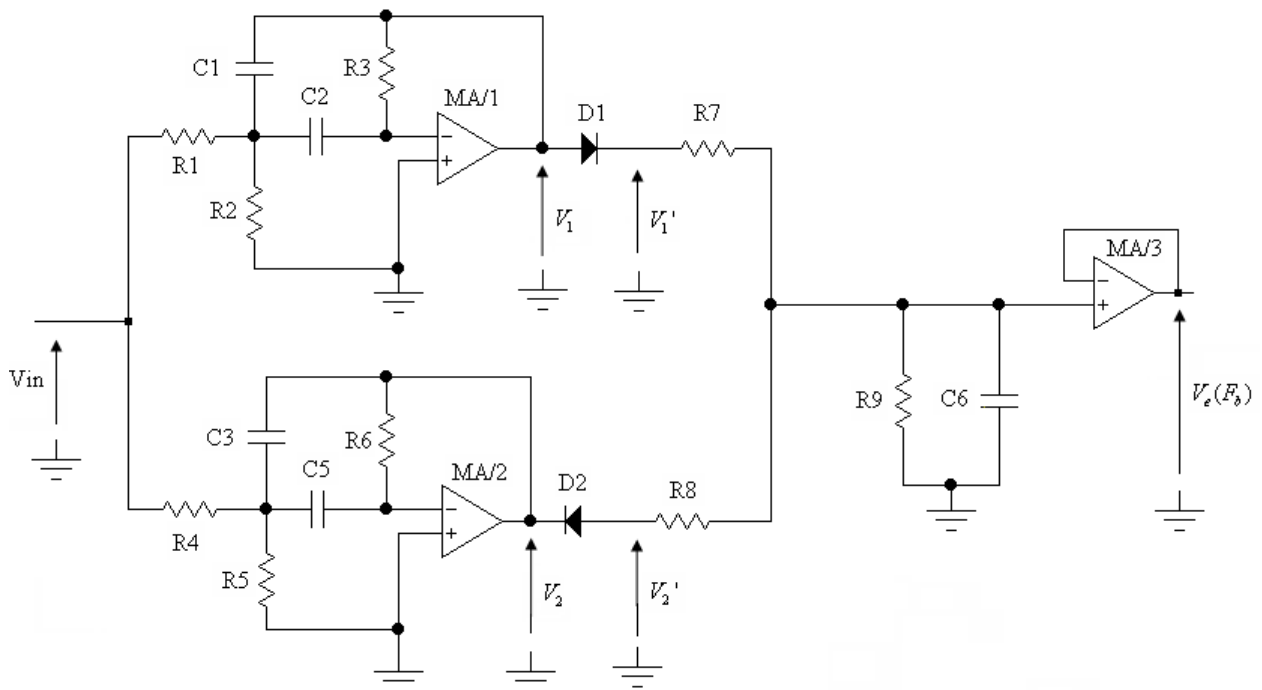


Figure 3.9 : schéma du discriminateur

Ici comme sur l'amplificateur à gain variable les trois amplificateurs opérationnels MA/1, MA/2 et MA/3 du discriminateur sont de type TL082.

Tandis que les deux diodes D1 et D2 sont de type 1N4148.

➤ Intégrateur :

L'intégrateur est utile pour corriger la réponse transitoire de façon à annuler l'erreur statique.

➤ Correcteur du gain :

Le correcteur du gain contribue à la stabilité de l'asservissement de la fréquence de battement F_b . Elle limite automatiquement la valeur du terme proportionnel, l'amplification augmente avec l'altitude z , ce qui diminuerait la stabilité sans cette précaution.

3.3. Générateur dent de scie :

Le générateur dent de scie élabore une tension V_{md} en dent de scie dont la pente varie en fonction du

signal commande V_e .

Le schéma fonctionnel du générateur d'un signal en dent de scie est illustré sur la figure ci-dessous :

➤ Production dent de scie :

Elle délivre une tension V_{ds} en dent de scie, d'amplitude maximale V_{md} constante, de pente proportionnelle à la valeur de la tension de commande V_e .

L'information T_m fournie par ce bloc production dent de scie représente la durée de la dent de scie et qui est envoyé vers le bloc traitement numérique.

➤ Calibrage dent de scie :

La commande de calibrage Cal# permet de régler les paramètres V_0 et δV de la tension V_{md} suivant une relation de la forme :

$$V_{md} = A.V_{ds} + V_0 \quad (3.9)$$

mesure valide, alors il génère une alarme.

4.3. Le mode contrôle d'intégrité :

En vue de garantir l'intégrité de son fonctionnement, le radioaltimètre teste périodiquement les fonctions qui constituent les chaînes de mesure utilisées dans les modes précédents. Pour ce la, il injecte des signaux de test, puis contrôle les résultats obtenus. En cas de défaut, il génère une alarme.

5. Les problèmes à résoudre : [3]

5.1. Les roulis :

L'altitude représente le plus court trajet entre l'appareil et le sol. Lorsque l'appareil fait un angle avec le sol, si les antennes ont un diagramme de rayonnement étroit, et si le faisceau n'est plus dirigé verticalement, cela introduit une erreur de mesure.

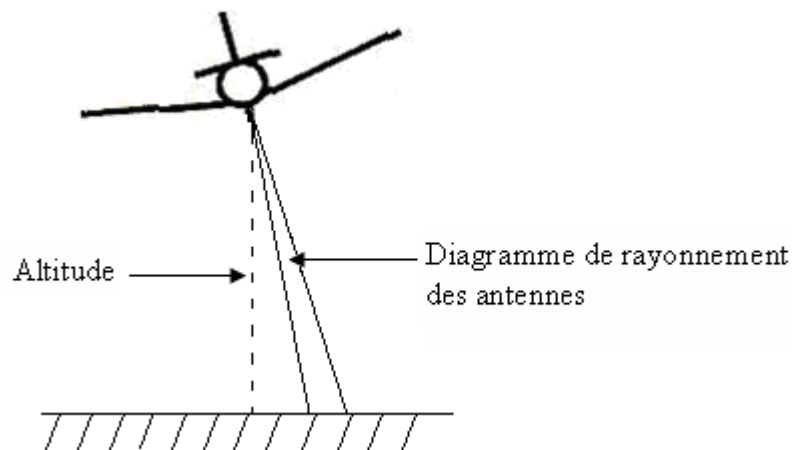


Figure 3.13 : représentation de l'ouverture du faisceau d'onde pendant le roulis

Il faut donc utiliser des antennes avec un diagramme très ouvert : 45° pour le lobe principal pour n'est pas fausser la mesure de l'altitude effectuée.

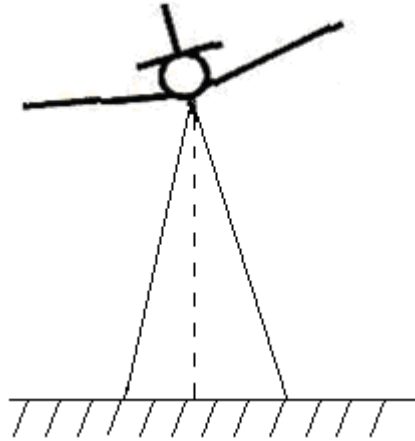


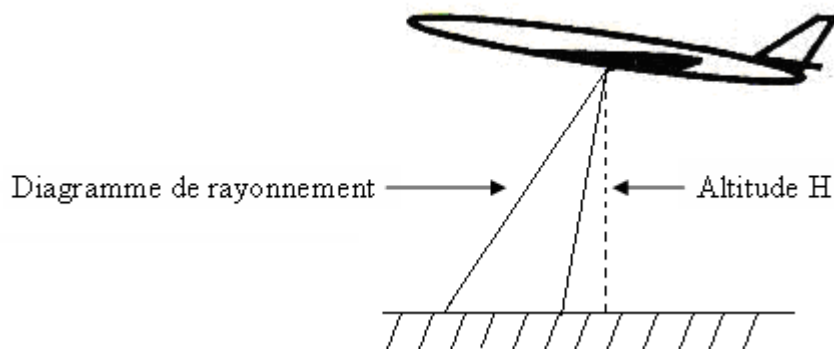
Figure 3.14 : représentation de l'ouverture du faisceau d'onde après correction de l'antenne

Dans ce dernier cas, l'antenne de réception captera différents échos, ce qui traduit par un élargissement du spectre vers les fréquences élevées.

Le radioaltimètre devra reconnaître le signal utile correspondant au temps de retard le plus petit t_{\min} .

5.2. Le tangage :

Les problèmes rencontrés lors du roulis apparaîtront lors du tangage, ainsi qu'à l'atterrissage et au décollage, du fait des angles d'inclinaison que prend l'appareil par rapport au sol.



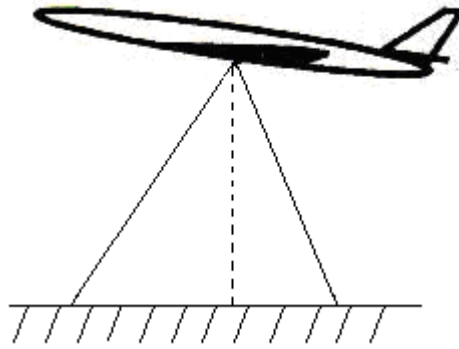


Figure 3.15 : les ouvertures du faisceau d'onde pendant le tangage

En outre, compte tenu de la vitesse du déplacement par rapport au sol, l'effet Doppler se manifeste et il en résulte une variation de la fréquence de battement F_b qui peut atteindre 1kHz.

5.3. Installation du radioaltimètre :

Selon la géométrie de l'appareil, l'emplacement des antennes, la liaison entre les antennes et le boîtier électronique, il résulte un délai d'installation dans l'appareil qui sera désigné par AID.

L'altitude h du train d'atterrissage se calcule à partir de l'altitude H par la relation :

$$h = H - \text{AID} \quad (3.10)$$

En pratique, ce délai correspond à quelques dizaines de pieds. Son réglage permet d'étalonner l'altitude 0 correspond au toucher des roues.

L'emplacement et le diagramme des antennes doivent être adaptés à l'appareil pour que la mesure de l'altitude ne soit pas perturbée lors de la sortie du train d'atterrissage.

5.4. La variation du signal reçu :

La propagation de l'onde, depuis l'antenne d'émission, jusqu'à l'antenne de réception, après une réflexion partielle par le sol suit la loi :

$$\frac{P_r}{P_e} = \frac{G_e \cdot G_r \cdot \lambda^2}{16 \cdot K_p \cdot \pi^2 \cdot H^2} \quad (3.11)$$

Avec P_e : puissance émise

P_r : puissance reçue

K_p : coefficient des pertes

G_e : gain de l'antenne émettrice

G_r : gain de l'antenne réceptrice

λ : longueur de l'onde émise

H : altitude en mètre.

Le coefficient des pertes K_p tient compte de deux facteurs principaux :

- La variation du milieu de propagation du signal émis en fonction des conditions météorologiques (air sec, pluie, brouillard, neige, ...).
- La variation de la réflexion du sol en fonction de sa nature (pleine, montagne, plan d'eau, roche, végétation, agglomération, ...).

En résumé, le rapport des puissances peut s'écrire :

$$\frac{P_r}{P_e} = \frac{K}{K_p \cdot H^2} \quad (3.12)$$

Pour que le traitement soit effectué avec des signaux électriques de niveau sensiblement constant, il faut utiliser un amplificateur à gain variable en fonction de l'altitude dont la valeur sera fixée automatiquement à partir de la mesure de l'altitude.

6. L'aire d'emploi du radioaltimètre : [4]

Le radioaltimètre est surtout un instrument d'aide à l'atterrissage sans visibilité. Pour le bon fonctionnement des radioaltimètres de bord, le terrain situé en amont du seuil d'atterrissage, sous la dernière partie de l'approche finale doit présenter des profils en long et en travers uniformes, et autant que possible horizontaux. En cas d'impossibilité, il conviendra de s'attacher à ce que la pente de l'aire d'emploi du radioaltimètre soit aussi régulière que possible, la pente moyenne tolérable pouvant être d'autant plus forte que cette régularité sera mieux assurée.

En particulier, lorsqu'une piste doit être équipée pour des approches de grande précision, dans la zone rectangulaire de 60m de largeur sur 300m en amont du seuil d'atterrissage, le sol :

- ne doit pas avoir une pente longitudinale moyenne excédent en valeur absolue 2%,
- ne doit pas présenter de pentes locales excédents 5% en valeur absolue,
- ne doit pas présenter de dénivellations locales de plus d'un mètre.

Lorsque la zone en amont du seuil ne peut répondre à ces critères, une étude spécifique doit être effectuée, par exemple, en créant un plan sol artificiel.

Il est recommandé de respecter les mêmes spécifications dans une zone rectangulaire de 60m de largeur sur 400m en amont de la bande précédente.

PARTIE SIMULATION

Chapitre IV : APPLICATION SUR LA MODULATION DE FREQUENCE ET LE RADIOALTIMETRE

Dans ce chapitre, nous allons voir une application de la modulation de fréquence avec un programme élaborée sous Matlab, puis, on va faire un bilan de liaison lors de la mesure de l'altitude par le radioaltimètre et enfin des analyses de quelques circuits électroniques qui constituent ce radioaltimètre.

1.3.Présentation de Matlab : [11]

Matlab est l'abréviation de Matrix Laboratory. Le logiciel Matlab est un puissant outil informatique destiné au calcul scientifique, au pilotage et à la simulation de processus, élaboré par la société " The MATH WORKS ". Il permet d'apporter des solutions rapides et particulièrement adaptées aux scientifiques désireux d'étudier une application nécessitant , par exemple, des calculs matriciels, des analyses de Fourier, des visualisations graphiques 2D ou 3D... L'interface graphique adaptée permet à l'utilisateur une utilisation simplifiée. C'est un interpréteur de commandes : les instructions sont interprétées et exécutées ligne par ligne.

Il possède 2 modes de fonctionnement :

- Mode interactif : Matlab exécute les commandes au fur et à mesure que l'utilisateur les entre
- Mode exécutif : Matlab exécute ligne par ligne un fichier « M » (programme en Matlab)

De plus, c'est un logiciel qui intègre un langage de programmation structuré, permettant d'exploiter de nombreuses bibliothèques de fonctions en langage Matlab. Egalement, de multiples extensions sont proposées aux utilisateurs, sous forme de boîtes à outils ou 'toolboxes', destinés à des domaines d'application spécifiques. (Control System Toolbox, Neural Network Toolbox, Signal Processing Toolbox, Real Time Workshop Toolbox etc ...).

1.4.Applications sur la modulation de fréquence: [5]

2.1. Caractéristiques de la modulation de fréquence :

La modulation de fréquence est l'un des techniques de modulation la plus utilisée en

radiolocalisation, en particulier pour le radioaltimètre. On va donc voir une application de cette technique de modulation avec un programme élaboré sous Matlab. Tout d'abord, rappelons un peu les différentes caractéristiques du signal modulé en fréquence.

L'excursion de fréquence, c'est l'amplitude du signal modulant et l'indice de modulation a pour expression :

$$\delta = \frac{A_m}{f_m} \quad (4.1)$$

Si on prend un exemple particulier :

$$a_p = 1\text{v}, f_p = 10\text{MHz}, a_m = 10\text{v} \text{ et } f_m = 15\text{kHz}.$$

L'expression du signal modulé a donc pour expression :

$$v(t) = \cos(6,28.10^7 t + 10.\sin(9,42.10^4 t))$$

L'excursion de fréquence est égale à 10 qui est l'amplitude du signal modulant et l'indice de modulation est $6,66.10^{-4}$.

2.2.1. Application sur Matlab :

En faisant le programme à l'aide du logiciel matlab, on peut obtenir les caractéristiques de modulation et l'allure du signal modulé en entrant les valeurs de l'amplitude, de la fréquence et de la phase du signal porteuse et du signal modulant, mais aussi, en spécifiant les caractéristiques de l'axe pour la courbe du signal modulé. Ici, on reprend l'exemple précédent mais on peut prendre d'autres exemples selon le signal porteuse et le signal modulant.

Les valeurs de l'amplitude, de la fréquence et de la phase du signal porteuse et du signal modulant ainsi que les caractéristiques de l'axe pour la courbe du signal modulé sont entrées sur l'interface utilisateur, est en cliquant sur le bouton exécuter, on obtient le résultat.

On obtient alors :

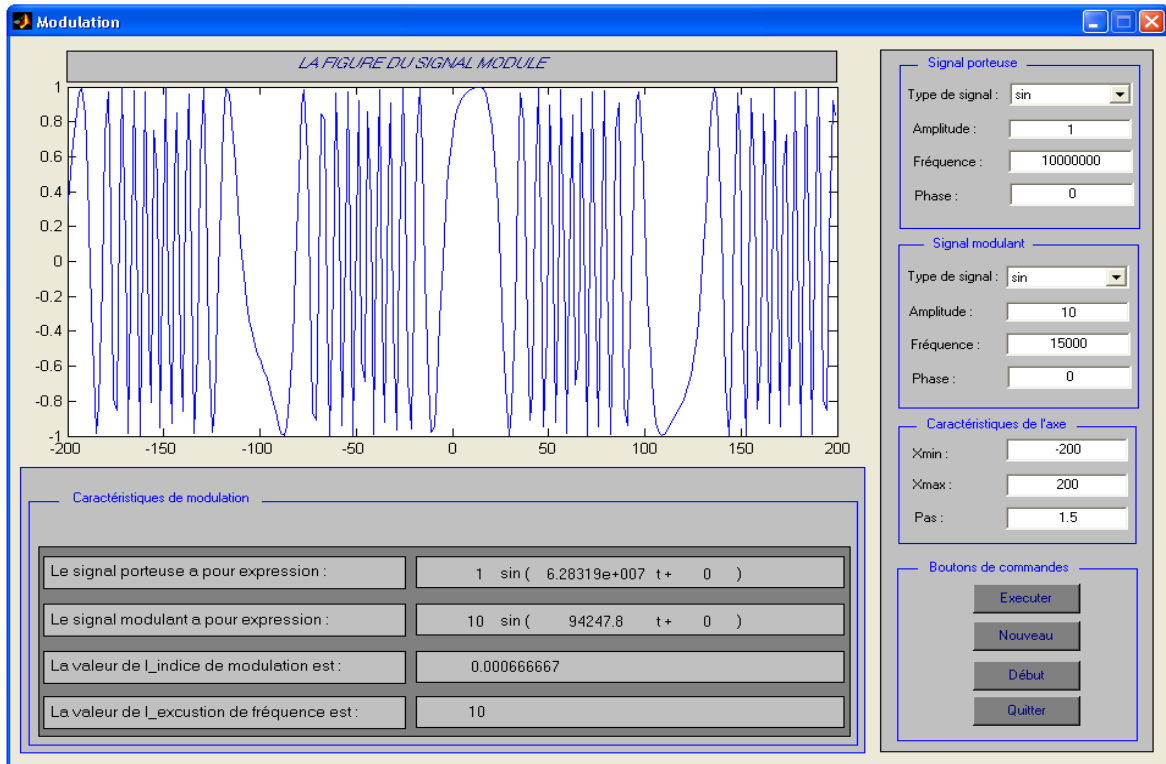


Figure 4.1 : Interface utilisateur sur l'application du radioaltimètre

L'utilisateur du programme doit compléter toutes les cases de la fenêtre, sinon un message d'erreur va apparaître lors de l'exécution du programme.

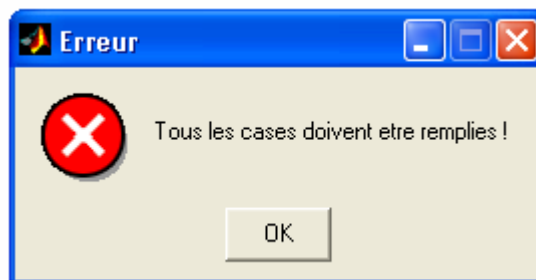


Figure 4.2 : Fenêtre de message d'erreur

Et en quittant le programme, une boîte de dialogue de confirmation va apparaître si l'utilisateur veut vraiment quitter.

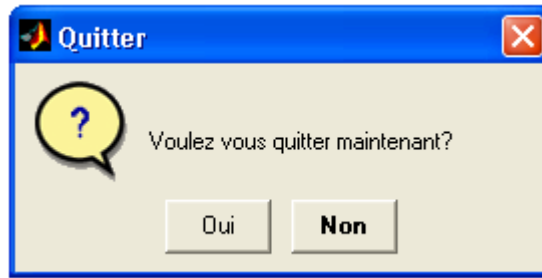


Figure 4.3 : Fenêtre de confirmation

1.5.Applications sur le radioaltimètre : [3]

3.1. Bilan de liaison :

3.1.1. Calcul des caractéristiques d'émission et de réception

Comme on l'avait déjà vu, la fréquence $f_e(t)$ du signal $s(t)$ émis par l'oscillateur embarqué dans l'avion varie périodiquement au cours du temps selon un signal en dents de scie :

entre les instants $t = 0$ et $t = T_m$, la fréquence $f_e(t)$ croit de f_0 à $f_0 + \delta f$. δF est l'excursion de fréquence de la modulation.

Figure 4.4 : Loi de variation de la fréquence de modulation

D'après le graphe, la loi de variation de la fréquence $f_e(t)$ est donnée par :

$$f_e(t) = \frac{\delta f}{T_m} t + f_0 \quad (4.2)$$

Si le signal émis $s(t)$ est un signal sinusoïdal, c'est-à-dire :

$$s(t) = A \cdot \cos[\theta(t)] \quad (4.3)$$

avec $f_e(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\theta(t)}{dt}$

et en prenant la condition initiale, pour $t=0$ $\theta(t) = 0$, on a :

$$\theta(t) = \frac{\pi \cdot \delta f}{T_m} \cdot t^2 + 2\pi \cdot f_0 \cdot t \quad (4.4)$$

le signal émis $s(t)$ a donc pour expression :

$$s(t) = A \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot \delta f}{T_m} t^2 + 2\pi \cdot f_0 \cdot t\right) \quad (4.5)$$

L'indice de modulation est alors :

$$m = \frac{\delta F}{f_0 + \delta F} \quad (4.6)$$

Si le signal porteuse a pour amplitude A_p , la puissance émise au niveau de l'antenne d'émission d'impédance Z_e est :

$$P_e = \frac{U_{eff}^2}{Z_e} \quad (4.7)$$

$$U_{eff} = \frac{A_p}{\sqrt{2}}$$

avec

La puissance émise est alors :

$$P_e = \frac{1}{Z_e} \cdot \left(\frac{A_p}{\sqrt{2}}\right)^2 \quad (4.8)$$

En utilisant la règle de Carson la bande passante utile pour le signal émis est :

$$B_{CARSON} = 2 \cdot (\delta F + f_m) \quad (4.9)$$

où $f_m = f_0 + \delta F$

On a alors :

$$B_{CARSON} = 2.(2.\delta F + f_0) \quad (4.10)$$

Le signal réfléchi par le sol arrive au niveau de l'antenne réceptrice après un retard de durée τ , le signal réfléchi s'écrit alors :

$$r(t) = a.s(t - \tau) \quad (4.11)$$

où a est l'atténuation du signal.

Finalement, le signal réfléchi $r(t)$ a pour expression :

$$r(t) = a.A.\cos\left[\frac{\pi.\delta f}{T_m}.t^2 + \left(2\pi.f_0 - \frac{2\tau.\pi.\delta f}{T_m}\right)t + \frac{\pi.\delta f.\tau^2}{T_m} - 2\pi.f_0.\tau\right] \quad (4.12)$$

A la réception, on multiplie le signal émis et le signal reçu, et le signal obtenu est :

$$n(t) = K.s(t).r(t)$$

En suite, le signal $n(t)$ est traité par un filtre passe bas qui ne garde que la partie basse fréquence du mélange pour avoir le signal $v(t)$ qui a f_b pour fréquence. Ici f_b est la fréquence de battement.

L'expression de $v(t)$ est donc :

$$v(t) = \frac{a.A^2.K}{2}.\cos\left(\frac{2\pi.\tau.\delta f}{T_m}.t - \frac{\pi.\delta f}{T_m}.\tau^2 + 2\pi.f_0.\tau\right) \quad (4.13)$$

avec $f_b = \frac{\tau.\delta f}{T_m}$ est la fréquence de battement.

Finalement, $v(t)$ a pour expression :

$$v(t) = \frac{a.A^2.K}{2}.\cos\left(2\pi.f_b.t - \frac{\pi.\delta f}{T_m}.\tau^2 + 2\pi.f_0.\tau\right) \quad (4.14)$$

Et comme : $H = \frac{c.\tau}{2}$ est l'altitude de l'avion

et $f_b = \frac{\tau.\delta f}{T_m}$, la fréquence de battement.

On a alors :

$$H = \frac{c \cdot f_b \cdot T_m}{2 \cdot \delta \cdot f} \quad (4.15)$$

La puissance émise P_e depuis l'avion par l'antenne émettrice du radioaltimètre est constante. Par contre, La puissance reçue P_r après réflexion au sol dépend de l'altitude de l'appareil et de la nature du sol.

On va déterminer la variation du gain G due à la variation de l'altitude et supposer que les conditions de propagation sont constantes, c'est-à-dire, pas de pertes dues à la réflexion de l'onde sur le sol ni à des variations de la condition atmosphérique (pluie, brouillard, beau temps...).

Soit AID le délai d'installation du radioaltimètre dans l'appareil qui est défini à la relation 3.10.

D'après la relation 3.12 :

$$\frac{P_r}{P_e} = \frac{K}{K_p \cdot H^2}$$

$$P_e = P_r \cdot \frac{K_p \cdot H^2}{K}$$

soit (4.16)

Pour une altitude $H=AID$, la puissance qui correspond à cette altitude est :

$$P_r = P_{r0}$$

$$P_e = P_{r0} \cdot \frac{K_p \cdot AID^2}{K}$$

on a alors

$$\frac{P_r}{P_{r0}} = \frac{AID^2}{H^2}$$

donc (4.17)

Le gain G entre la puissance reçue P_r à une altitude H et la puissance reçue quand l'avion est au sol P_{r0} peut se mettre sous la forme :

$$G = 10 \cdot \log \frac{P_r}{P_{r0}} = 10 \cdot \log \frac{AID^2}{H^2}$$

Finalement, ce gain G a pour expression :

$$G = 20 \log \frac{AID}{H} \quad (4.18)$$

On peut remarquer que plus l'altitude augmente, plus le gain diminue.

On appelle dynamique de gain DyG qui est en dB, la relation :

$$DyG = G_{\max} - G_{\min} \quad (4.19)$$

où G_{\max} est le gain correspondant à l'altitude AID

et G_{\min} le gain correspondant à une altitude H supérieure à AID

On définit le gain d'une antenne G_{edBi} par le rapport entre la puissance qu'il faudrait fournir à une antenne isotrope (qui rayonne la même densité de puissance dans toutes les directions de l'espace) et celle qu'il faut fournir à l'antenne considérée pour produire la même intensité de rayonnement dans une direction donnée (en dBi).

$$G_{edBi} = 10 \log \frac{P_e}{P_{isotrope}} \quad (4.20)$$

Le gain d'une antenne isotrope vaut 0dBi. Le i dans dBi signifie isotrope.

La puissance P_{er} rayonnée par l'antenne sera la puissance émise P_e fournie par l'émetteur à l'antenne multipliée par le gain G_e de l'antenne.

$$P_{erdBm} = P_{edBm} \cdot G_{edBi} \quad (4.21)$$

A une distance d de l'antenne d'émission, la densité surfacique de puissance reçue vaut :

$$DP_r = \frac{P_{er}}{4\pi \cdot d^2} \quad (4.22)$$

DP_r est en W / m^2

Le gain de l'antenne de réception G_r est relié à la longueur d'onde du signal émis λ et à la surface équivalente de réception S_{eq} , et on a la relation :

$$G_r = \frac{4\pi \cdot S_{eq}}{\lambda^2} \quad (4.23)$$

La puissance reçue est le produit de la densité surfacique de puissance reçue avec la surface équivalente de réception S_{eq} :

$$P_r = DP_r \cdot S_{eq} \quad (4.24)$$

où P_r est en W,

D_{pr} en W / m^2

et S_{eq} en m^2

Et l'expression de la puissance reçue est donc :

$$P_r = \frac{G_r \cdot G_e \cdot P_e \cdot \lambda^2}{16\pi^2 \cdot H^2} \quad (4.26)$$

Qui correspond bien à la relation 3.11 mais avec $K_p = 1$

La valeur de la tension efficace $V_{re\text{ff}}$ mesurée aux bornes de l'antenne de réception qui a pour impédance R est :

$$V_{re\text{ff}} = \sqrt{P_r \cdot R} \quad (4.27)$$

Prenons un exemple pour AID égale 40pieds et à une altitude H de 30000pieds, avec une puissance émise de 0.1W, de fréquence 4.4GHz et l'impédance de l'antenne de réception est de 50Ω .

La variation de ce gain est illustrée sur ce tableau :

Altitude	30000pieds	3276pieds	40pieds
Gain	-57dB	-38dB	0dB

Tableau 4.1 : Valeurs des gains selon l'altitude

La valeur du dynamique de gain DyG entre l'altitude 40pieds et 30000pieds est :

$$DyG = G_{\max} - G_{\min} = 0 - (-57)$$

soit DyG=57dB

3.1.2. Application sur Matlab :

Sur l'interface (cf.figure4.5), l'utilisateur entre les différentes valeurs caractéristiques du signal émis, des antennes d'émission et de réception et d'autres valeurs comme la fréquence de battement, la valeur du délai d'installation et coefficient de perte. En cliquant sur le bouton exécuter, on trouve différentes valeurs comme la puissance d'émission, la puissance reçue et bien d'autres

caractéristiques de mesure qu'on voit sur l'interface utilisateur.

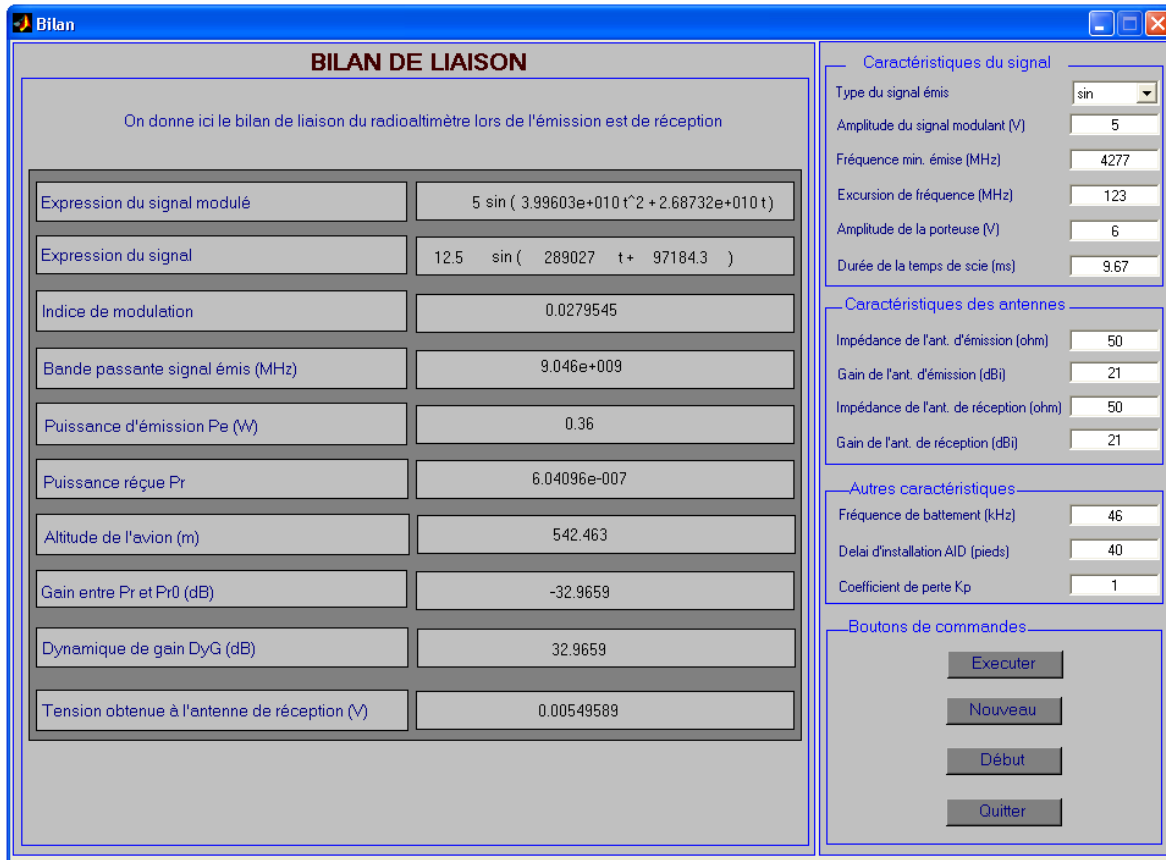


Figure 4.5 : Interface montrant le calcul des caractéristiques du bilan de liaison

3.2. Amplificateur à gain variable : [3]

3.2.1. Convertisseur numérique analogique type AD7524 :

Le convertisseur numérique analogique ou CNA permet de générer une tension analogique à partir de données numériques.

Le circuit intégré AD7524 (Analog Devices) (cf. figure 3.8) est un CNA 8bits conçu pour un interfaçage direct avec la plupart des microprocesseurs. Il peut fonctionner en mode unipolaire (0V à

10V) ou bipolaire (-5V à 5V) avec une tension de référence $V_{ref} = 10V$.

L'utilisation de ce CNA consiste simplement à écrire l'octet à convertir dans le registre de mémorisation (mémoire tampon ou latch).

La tension analogique résultante V_s est alors proportionnelle à la valeur de l'octet de commande et est directement disponible sur la broche de sortie de l'amplificateur intégré au circuit.

Par exemple, supposons que le circuit AD7524 soit conditionné pour travailler en mode unipolaire.

Dans ce mode, avec une tension de référence $V_{ref} = 10V$, la sortie analogique V_s dépend de l'octet de commande selon :

Octet	V_s
octet	$V_{ref} * \text{octet} / 256$
11111111	$V_{ref} * 255 / 256 = 9.961V$
00000001	$V_{ref} * 1 / 256 = 0.039V$
00000000	0V

Tableau 4.2 : Tableau montrant les valeurs de sortie du CNA selon les entrées

Ainsi, avec de telles valeurs pour ce circuit, on peut générer une tension comprise entre 0V et 9.961V.

3.3.2. Gain de l'amplificateur à gain variable :

On va calculer le gain de l'amplificateur à gain variable (cf. figure 3.8).

Pour ce là, on va appliquer à la tension de référence V_{ref} une tension sinusoïdale V_r variable en fonction de l'altitude de l'avion, avec une fréquence f_b qui est la fréquence de battement.

La tension de sortie V_{OUT} du circuit AD7524 a donc pour expression :

$$V_{OUT} = -V_{ref} \cdot \frac{N_{G\#}}{256} \quad (4.28)$$

avec $N_{G\#}$ qui désigne le mot binaire $G_7 \dots G_0$ et il peut prendre la valeur de 0 à 255.

et on en déduit la tension de sortie V_0 de MA1/1 :

$$V_0 = -V_{ref} \cdot \frac{N_{G\#}}{256}$$

$$\frac{V_0}{V_{ref}} = \frac{N_{G\#}}{256}$$

ou encore

$$(4.29)$$

et en valeur absolue cette relation devient :

$$\left| \frac{V_0}{V_{ref}} \right| = \frac{N_{G\#}}{256}$$

Le gain en tension de la structure composée par MN1 et MA1/1 peut se mettre donc sous la forme:

$$GAIN1 = 20 \log \frac{N_{G\#}}{256} \quad (4.30)$$

Le gain de la structure composée de par MA1/2 et Q1 est fonction du bit G8, mais aussi de la fréquence de battement f_b . On va donc calculer ce gain.

Pour une fréquence f_b en kHz :

le condensateur C_2 présente une impédance :

$$Z_2 = \frac{1,6 \cdot 10^7}{f_b} \quad (\text{en } \Omega)$$

et le condensateur C_3 présente une impédance :

$$Z_3 = \frac{1,6 \cdot 10^6}{f_b} \quad (\text{en } \Omega)$$

➤ Pour $G_8=0$:

Le transistor Q_1 sera bloqué, alors la résistance R_5 n'intervient pas dans le calcul. On a donc :

$$V^+ = \frac{10^4}{10^4 + Z_2} \cdot V_0$$

et

$$V^- = \frac{5,1 \cdot 10^4 + Z_3}{1,02 \cdot 10^5 + Z_3} \cdot V_s$$

Or, pour MA1/2 en régime linéaire :

$$V^+ = V^-$$

On a finalement :

$$\frac{V_s}{V_0} = \frac{1,02 \cdot 10^5 + Z_3}{(1 + Z_2)(5,1 + Z_3)} \quad (4.31)$$

Le gain de la structure composée de par MA1/2 et Q1 a donc pour expression :

$$GAIN2 = 20 \cdot \log \left[\frac{1,02 \cdot 10^5 + Z_3}{(1 + Z_2)(5,1 + Z_3)} \right] \quad (4.32)$$

➤ Pour $G_8=1$:

Le transistor Q_1 sera saturé, la résistance R_6 n'intervient pas dans le calcul. On a donc :

$$V^+ = \frac{10^4}{10^4 + Z_2} \cdot V_0$$

Et

$$V^- = \frac{825 + Z_3}{5,2 \cdot 10^4 + Z_3} \cdot V_s$$

Pour MA1/2 en régime linéaire :

$$V^+ = V^-$$

On a donc :

$$\frac{V_s}{V_0} = \frac{10^4 (5,2 \cdot 10^4 + Z_3)}{(10^4 + Z_2)(825 + Z_3)} \quad (4.33)$$

Le gain de la structure composée de par MA1/2 et Q1 a donc pour expression :

$$GAIN2 = 20 \log \left[\frac{10^4 (5,2 \cdot 10^4 + Z_3)}{(10^4 + Z_2)(825 + Z_3)} \right] \quad (4.35)$$

Et le gain total de l'amplificateur à gain variable a pour expression :

$$GAIN = GAIN1 + GAIN2 \quad (4.36)$$

3.3.3. Application sur Matlab :

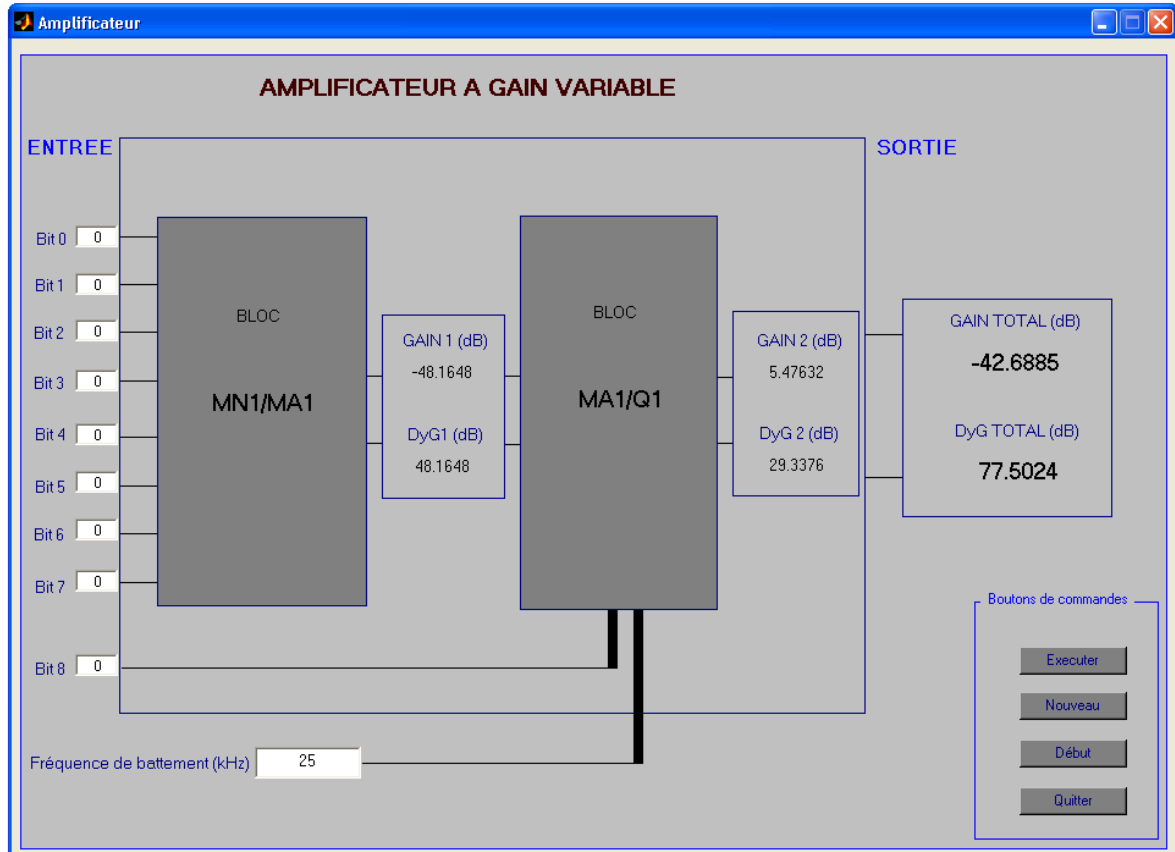


Figure 4.6 : Application sur l'amplificateur à gain variable

On obtient le gain de l'amplification et le dynamique de gain en donnant les niveaux des bits et la valeur de la fréquence de battement à l'entrée de cet amplificateur à gain variable. Pour une fréquence de battement de 25kHz, le gain total de l'amplification et le dynamique de gain total varient de :

GAIN= -42.6885dB et DyG= 77.5025 pour des valeurs 000000000 sur les bits d'entrée,
à GAIN= 34.8139dB et DyG= 29.3376 pour des valeurs 111111111 sur les bits d'entrée.

3.4. Discriminateur : [3]

3.4.1. Etude du discriminateur :

Dans ce paragraphe, nous allons étudier le discriminateur du radioaltimètre (cf.figure3.9) qui va donner une tension V_e caractérisée par l'écart entre la fréquence du signal reçu F_b et la fréquence F_{b0} :

$$V_e = K.(F_b - F_{b0}) \quad (4.37)$$

avec $F_{b0} = 25kHz$

Les deux filtres actifs du discriminateur représentent un filtre de Rauch.

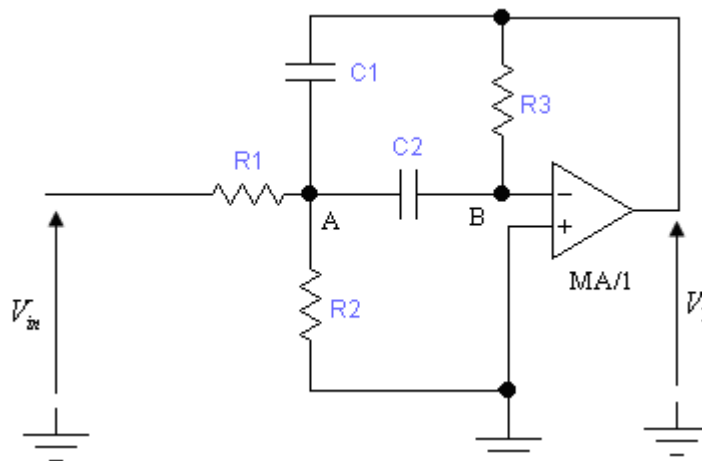


Figure 4.7 : Schéma du filtre de Rauch

On va calculer la fonction de transfert du filtre en posant $C1=C2=C$

On applique le théorème de Millman en A et B

En A :

$$V_A = \left[\frac{V_{in}}{R_1} + \frac{V_1}{Z_C} + \frac{V_B}{Z_C} \right] \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{Z_C} + \frac{1}{Z_C}}$$

En B :

$$V_B = \left[\frac{V_1}{R_3} + \frac{V_A}{Z_C} \right] \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{Z_C}} = 0 \quad \text{car } V^+ = V^-$$

Donc

$$V_A = -Z_C \frac{V_1}{R_3}$$

et $V_B = 0$

Finalement :

$$T(j\omega) = \frac{V_1}{V_{in}} = -\frac{R_3}{2.R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{2} \left(jR_3C\omega + \frac{1}{jC\omega} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2.R_1} \right)} \quad (4.38)$$

Cette fonction de transfert $T(j\omega)$ est de la forme :

$$T(j\omega) = \frac{A_{01}}{1 + jQ_{01} \left(\frac{\omega}{\omega_{01}} - \frac{\omega_{01}}{\omega} \right)} \quad (4.39)$$

où, A_{01} est l'amplification du filtre

Q_{01} , le facteur de qualité du filtre

et ω_{01} est la fréquence de coupure du filtre

qui est une fonction de transfert d'un filtre passe bande, ce filtre est donc un filtre passe bande.

Avec :

$$A_{01} = -\frac{R_3}{2.R_1} \quad (4.40)$$

$$\omega_{01} = \frac{1}{C \sqrt{R_3 \cdot \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}} \quad (4.41)$$

$$\text{et } Q_{01} = \frac{1}{2} \sqrt{R_3 \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}} \quad (4.42)$$

On obtient la même relation pour le deuxième filtre avec $C3=C5=C$:

$$T(j\omega) = \frac{A_{02}}{1 + jQ_{02} \left(\frac{\omega}{\omega_{02}} - \frac{\omega_{02}}{\omega} \right)} \quad (4.43)$$

où, A_{02} est l'amplification du filtre

Q_{02} , le facteur de qualité du filtre

et ω_{02} est la fréquence de coupure du filtre

avec

$$A_{02} = - \frac{R_6}{2.R_4} \quad (4.44)$$

$$\omega_{02} = \frac{1}{C \sqrt{R_6 \cdot \frac{R_4 R_5}{R_4 + R_5}}} \quad (4.45)$$

$$\text{et } Q_{02} = \frac{1}{2} \sqrt{R_6 \cdot \frac{R_4 + R_5}{R_4 R_5}} \quad (4.46)$$

La bande passante à -3dB du premier filtre peut être obtenue en résolvant l'équation :

$$20 \cdot \log \left| \frac{A_{01}}{1 + jQ_{01} \left(\frac{\omega}{\omega_{01}} - \frac{\omega_{01}}{\omega} \right)} \right| = 20 \cdot \log(A_{01}) - 3dB$$

qui est encore de la forme :

$$- 20 \cdot \log \sqrt{1 + Q_{01}^2 \left(\frac{\omega}{\omega_{01}} - \frac{\omega_{01}}{\omega} \right)^2} = - 3dB$$

$$\sqrt{1 + Q_{01}^2 \left(\frac{\omega}{\omega_{01}} - \frac{\omega_{01}}{\omega} \right)^2} = \sqrt{2}$$

Finalement :

$$\omega = \frac{\omega_{01}}{2Q_{01}} \pm \sqrt{\frac{1}{Q_{01}^2} + 4} \quad (4.47)$$

La bande passante à -3dB du premier a donc pour expression :

$$\Delta \omega = \frac{\omega_{01}}{Q_{01}} \quad (4.48)$$

Et pour le deuxième filtre :

$$\Delta \omega = \frac{\omega_{02}}{Q_{02}} \quad (4.49)$$

Pour le premier filtre, en prenant des valeurs particulières :

- $C_1 = C_2 = 680 pF$
- $R_1 = 48.7 k\Omega$
- $A_{01} = -1.026$
- $f_{01} = 26 kHz$
- $Q_{01} = 5.55$

On va calculer la résistance R_2 et R_3 :

On a

$$A_{01} = -\frac{R_3}{2R_1}$$

donc $R_3 = -A_{01} \cdot 2R_1$

en valeur numérique : $R_3 = 100 k\Omega$

On a aussi

$$Q_{01} = \frac{1}{2} \sqrt{R_3 \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2}}$$

$$R_2 = \frac{R_3 \cdot R_1}{4} \cdot \frac{1}{\left[Q_{01}^2 \cdot R_1 - \frac{R_3}{4} \right]}$$

donc

et en valeur numérique : $R_2 = 825\Omega$

Le diagramme de Bode du premier filtre correspondant ces valeurs particulières est donné sur la figure 4.8.

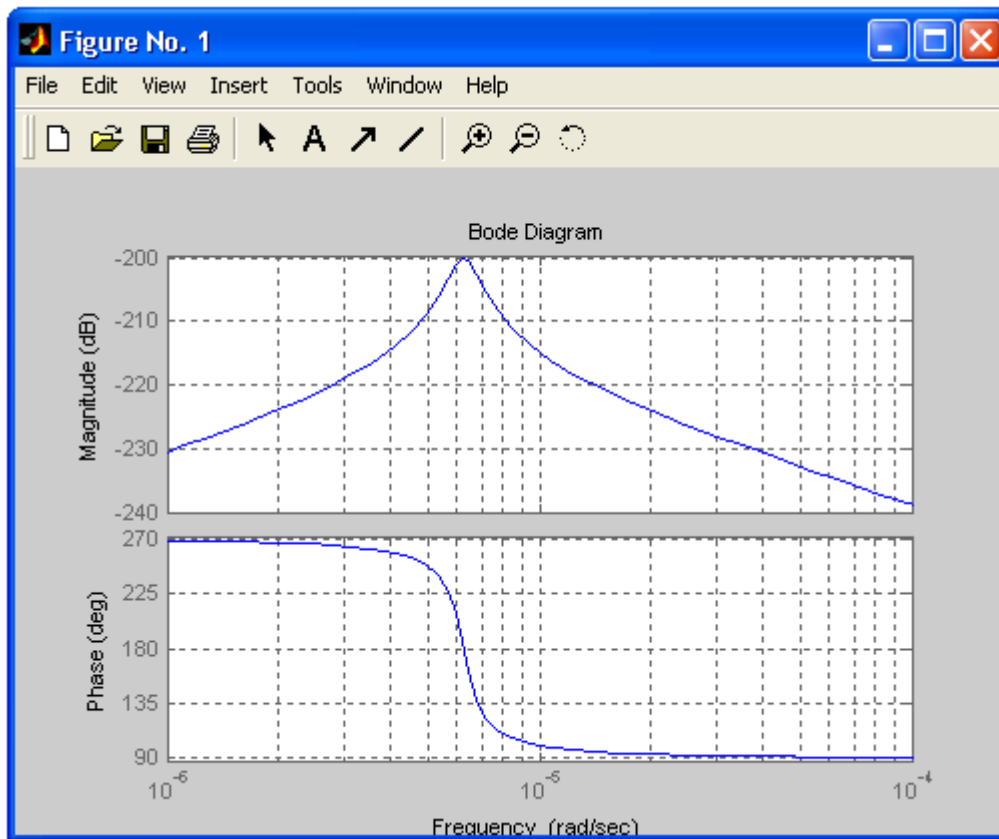


Figure 4.8 : Diagramme de Bode du premier filtre sur le discriminateur

Pour le deuxième filtre, en prenant :

- $R_4 = 48.7k\Omega$, $R_5 = 953\Omega$ et $R_6 = 100k\Omega$
- $C_3 = C_5 = 680pF$

En effectuant simplement l'application numérique on a :

$$A_{02} = -1.026, f_{02} = 24.2\text{kHz} \text{ et } Q_{02} = 5.17$$

Le diagramme de Bode du second filtre correspondant ces valeurs particulières est donné sur la figure 4.9.

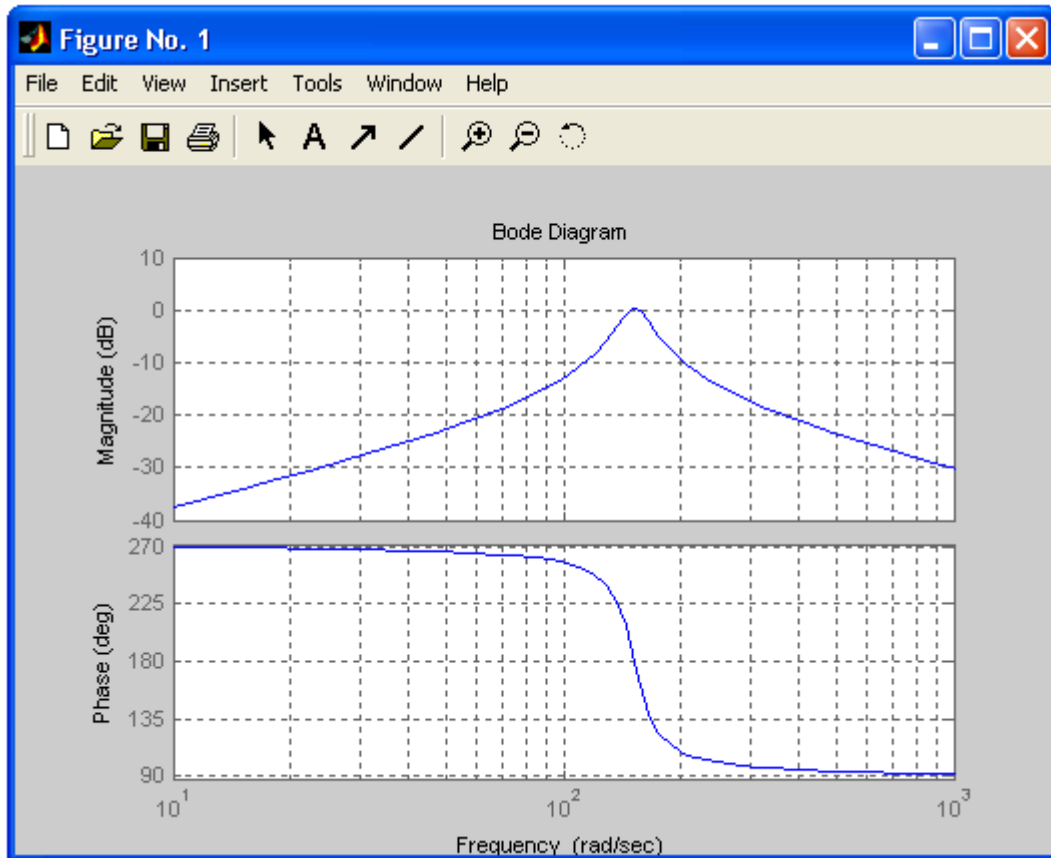


Figure 4.9 : Diagramme de Bode du deuxième filtre sur le discriminateur

En appliquant une tension sinusoïdale d'amplitude 10V et fréquence F_b à l'entrée V_{in} du discriminateur, on va calculer les amplitudes V_1 et V_2 des signaux $v_1(j\omega)$ et $v_2(j\omega)$ à la sortie des deux filtres.

- Pour $F_b = f_{01}$:

$$V_1(f_{01}) = \frac{|A_{01}|V_{in}}{\left|1 + jQ_{01}\left(\frac{\omega_{01}}{\omega_{01}} - \frac{\omega_{01}}{\omega_{01}}\right)\right|} = \frac{1,026 \cdot 10}{1}$$

soit $V_1(f_{01}) = 10,26V$

$$V_2(f_{01}) = \frac{|A_{02}| \cdot V_{in}}{\left| 1 + jQ_{02} \left(\frac{\omega_{01}}{\omega_{02}} - \frac{\omega_{02}}{\omega_{01}} \right) \right|} = \frac{1,026 \cdot 10}{1,24}$$

et

donc $V_2(f_{01}) = 8,26V$

- Pour $F_b = f_{02}$:

$$V_1(f_{02}) = \frac{|A_{01}| \cdot V_{in}}{\left| 1 + jQ_{01} \left(\frac{\omega_{02}}{\omega_{01}} - \frac{\omega_{01}}{\omega_{02}} \right) \right|} = \frac{1,026 \cdot 10}{1,27}$$

soit

$$V_1(f_{02}) = 8,06V$$

$$V_2(f_{02}) = \frac{|A_{02}| \cdot V_{in}}{\left| 1 + jQ_{02} \left(\frac{\omega_{02}}{\omega_{02}} - \frac{\omega_{02}}{\omega_{02}} \right) \right|} = \frac{1,026 \cdot 10}{1}$$

et

donc $V_2(f_{02}) = 10,26V$

L'allure des signaux V_1' et V_2' les diodes D_1 et D_2 est illustrée sur la figure 4.10 :

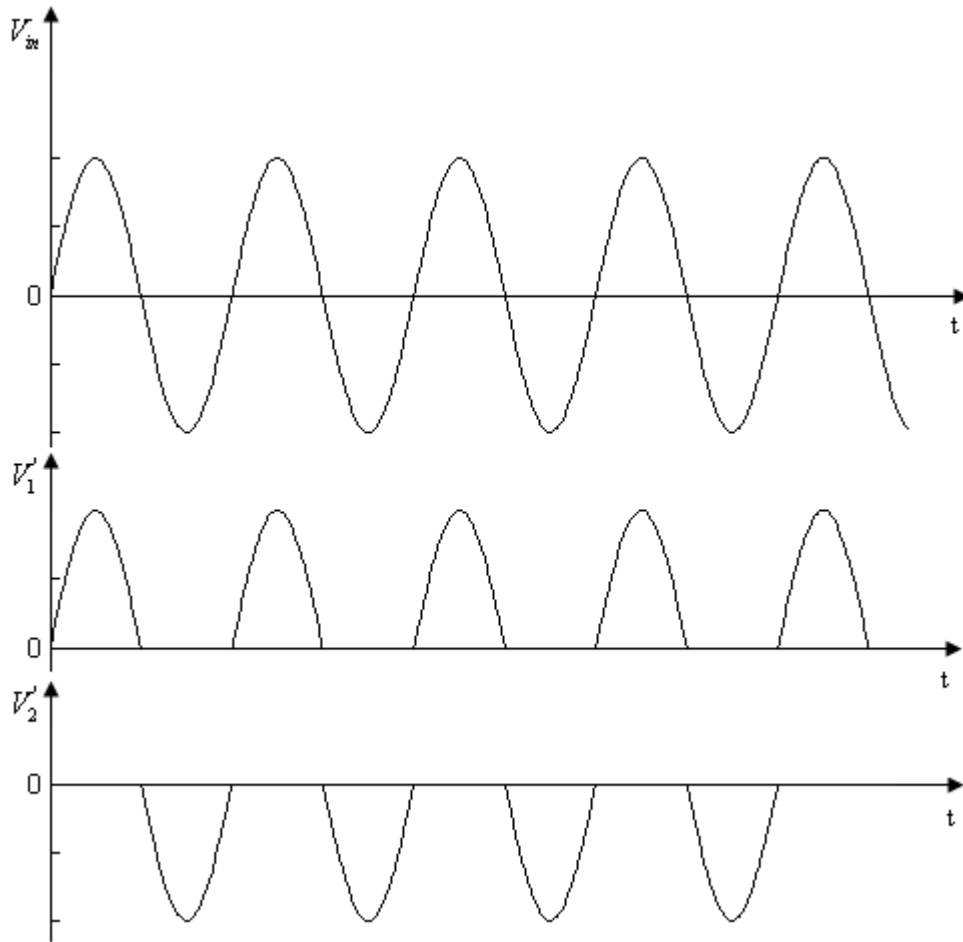


Figure 4.10 : Allure des signaux V_1' et V_2'

On s'intéresse maintenant à l'analyse du filtre composé par R_7 , R_8 , R_9 et C_6 :

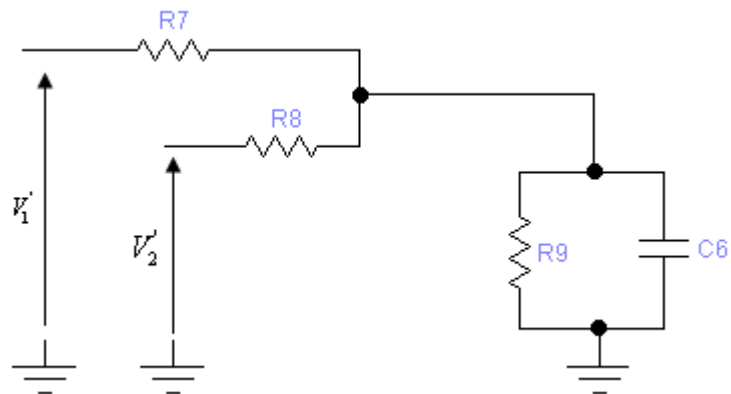


Figure 4.10 : Filtre passif sur de discriminateur

Pour $R = R_7 = R_8 = R_9$ et en appliquant le théorème de Millman :

$$V_e(j\omega) = \left[\frac{V_1'(j\omega)}{R} + \frac{V_2'(j\omega)}{R} \right] \cdot \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R} + jC_6\omega}$$

Et V_e aura pour expression :

$$V_e(j\omega) = \frac{[V_1'(j\omega) + V_2'(j\omega)]}{3 + j \frac{RC_6\omega}{3}} \quad (4.50)$$

Ce la constitue un filtre passe bas du premier ordre de fréquence de coupure :

$$f_c = \frac{3}{2\pi RC_6} \quad (4.51)$$

Si on ne veut récupérer que la composante continue de $V_1'(j\omega)$ et $V_2'(j\omega)$, il faut que $f_c \ll F_b$:

On prend pour cela : $f_c = \frac{F_b}{10}$

Soit $\frac{3}{2\pi \cdot RC_6} = \frac{F_b}{10}$ (4.52)

Et pour satisfaire cette condition, on utilise pour C_6 un condensateur de valeur $C_6 = 20nF$.

Pour avoir un seuil respectable de V_e à la sortie du discriminateur, on va prendre :

$$V_e = \frac{1}{3} (\langle V_1' \rangle + \langle V_2' \rangle) \quad (4.53)$$

où $\langle V_1' \rangle$ est la valeur moyenne de V_1'

et $\langle V_2' \rangle$ la valeur moyenne de V_2'

Calculons d'abord ces deux valeurs moyennes :

$$\langle V_1' \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T V_1'(t) \cdot dt \quad \text{avec} \quad T = \frac{1}{F_b} \quad (4.54)$$

$$\langle V_1' \rangle = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_1 \sin(\omega_b t) \cdot dt = F_b \int_0^{\frac{1}{2F_b}} V_1 \cdot \sin(\omega_b t) \cdot dt$$

soit

$$\langle V_1' \rangle = \frac{V_1}{\pi}$$

et on a alors

$$\langle V_2' \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T V_2'(t) . dt \quad \text{avec} \quad T = \frac{1}{F_b} \quad (4.55)$$

$$\langle V_2' \rangle = \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T V_2 \sin(\omega_b t) . dt = F_b \int_{\frac{1}{2.F_b}}^{\frac{1}{F_b}} V_2 . \sin(\omega_b t) . dt$$

soit

$$\langle V_2' \rangle = - \frac{V_2}{\pi}$$

et finalement

La tension de sortie a donc pour expression:

$$V_e(F_b) = \frac{1}{3} \left[\frac{V_1(F_b) - V_2(F_b)}{\pi} \right] \quad (4.56)$$

On suppose pour la suite que cette tension de sortie V_e varie linéairement en fonction de F_b et pour expression :

$$V_e(F_b) = A.F_b + B \quad (4.57)$$

et on va chercher la valeur de A et de B.

- Pour $F_b = f_{01}$:

$$V_e(f_{01}) = \frac{1}{3} \left[\frac{10,26 + 8,26}{\pi} \right] = 0,21$$

donc

$$V_e(f_{01}) = A.f_{01} + B = 0,21$$

- Et pour $F_b = f_{02}$:

$$V_e(f_{02}) = \frac{1}{3} \left[\frac{8,06 - 10,26}{\pi} \right] = -0,23$$

soit

$$V_e(f_{02}) = A.f_{02} + B = -0,23$$

et en résolvant le système d'équation :

$$\begin{cases} A.f_{01} + B = 0,21 \\ A.f_{02} + B = -0,23 \end{cases}$$

on obtient : $A=247.10^{-6}$ et $B=-6.21$

et comme

$$V_e(F_b) = A.F_b + B$$

$$V_e(F_b) = A.\left[F_b + \frac{B}{A}\right]$$

ou encore

$$V_e(F_b) = A.[F_b - 25,1.10^3]$$

or $F_{b0} = 25kHz$, on a alors :

$$V_e(F_b) = A.[F_b - F_{b0}] \quad (5.58)$$

On obtient ainsi la relation théorique qui est :

$$V_e(F_b) = K.[F_b - F_{b0}]$$

avec $K=A=247.10^{-6}$ et $F_{b0} = 25,1.10^3 Hz = 25kHz$

3.4.2. Application sur Matlab :

Dans cette application sur matlab, on s'intéresse aux différents filtres du discriminateur. On entre les différentes valeurs des composants des filtres pour calculer la fréquence de coupure, le gain du filtre et le facteur de qualité. Avec ces différentes valeurs, on peut aussi avoir la tension de sortie $V_e(F_b)$ du discriminateur.

L'interface utilisateur est illustrée sur la figure 4.11.

Discriminateur

DISCRIMINATEUR

FILTRE 1

Fréquence de coupure (Hz)	25985.6
Gain du filtre	-1.02669
Facteur de qualité	0.122882

FILTRE 2

Fréquence de coupure (Hz)	24208.8
Gain du filtre	-1.02669
Facteur de qualité	3.5

FILTRE 3

Fréquence de coupure (Hz)	238.732
---------------------------	---------

SIGNAL DE SORTIE

Expression du signal de sortie $V_e(F_b)$

$V_e(F_b)$ pour $F_b=f_{01}$	1.86028e-007 (F_b -25097.2)
------------------------------	---------------------------------

Paramètres des filtres

Filtre 1

Resistance R1 (kOhm)	48.7
Resistance R2 (kOhm)	0.825
Resistance R3 (kOhm)	100
Condensateur C=C1=C2 (pF)	680

Filtre 2

Resistance R4 (kOhm)	48.7
Resistance R5 (kOhm)	.953
Resistance R6 (kOhm)	100
Condensateur C=C3=C5 (pF)	680

Filtre 3

Resistance R=R7=R8=R9	100
Condensateur C6 (nF)	20

Signal Vin

Amplitude	10
-----------	----

Boutons de commandes

Figure 4.11 : Calculs des caractéristiques des filtres du discriminateur

CONCLUSION

Le radioaltimètre est un appareil indispensable pour un avion pendant son vol mais surtout lors de l'opération d'approche et d'atterrissage, il est donc un appareil d'aide radio pour la navigation aérienne. La complexité de ses circuits électroniques conduit à sa bonne stabilité et à sa grande précision, plus ou moins un pieds sur la plage de 0 à 5000 pieds, mais en cas de défaut, il génère une alarme.

Comme le radioaltimètre n'a pas d'appareil au sol mais tout simplement un émetteur-récepteur embraqué dans l'avion, on l'appelle ainsi, un appareil de radionavigation autonome.

Pour sécuriser l'avion pendant sa phase d'approche et d'atterrissage, le radioaltimètre ne travaille pas seul, mais pour le compléter, on utilise le DME et l'ILS. Le DME détermine la distance oblique de l'aéronef par rapport au seuil de la piste d'atterrissage. Le DME est le seul équipement normalisé par l'OACI pour déterminer cette distance oblique.

En ce qui concerne l'ILS, il représente un ensemble complexe de moyens radiotechniques au sol et au bord de l'avion qui permet au pilote, quelques soit les conditions météorologiques de maintenir la direction précise d'approche de l'avion vers l'atterrissage mais aussi d'atterrir dans un angle bien déterminé.

ANNEXES

ANNEXE 1 : LE DME

1.1. Présentation du DME : [16]

Le système DME permet la mesure de la distance oblique entre un aéronef et une station au sol volontairement choisie et reconnue au bord.

Il est composé de deux équipements fondamentaux :

- L'un est installé au bord de l'aéronef appelé Interrogateur
- L'autre est au sol et appelé Transpondeur.

Le transpondeur devra pouvoir servir simultanément plusieurs interrogateurs, il a pour rôle de traiter les interrogations qui lui sont soumises sans savoir se préoccuper leur origine géographique.

1.2. Principe de mesure de la distance

La distance est obtenue par la mesure du temps de propagations d'aller et retour d'une onde hertzienne émise à bord de l'interrogateur et renvoyée par le transpondeur au sol.

- L'avion qui se trouve à une distance d_0 , émet au temps t_{ei} une onde radioélectrique à destination du transpondeur au sol et l'onde arrive au niveau du transpondeur à l'instant t_{ri} .
- Cette station au sol émet à son tour à destination de l'avion une onde radioélectrique après un temps de réémission fixe appelé retard systématique.
- Cette onde est captée par le récepteur de bord à l'instant t_{rr} compte tenu de la vitesse de propagation des ondes.

La distance oblique d entre l'avion et la station de radiolocalisation au sol est donnée par :

$$d = \frac{1}{2}(T - t_p) \cdot c$$

avec $T = t_a + t_r$

où t_a : temps mis par le signal pour aller de l'avion à la station au sol.

t_r : temps mis par le signal pour aller de la station au sol à l'avion.

t_p : retard systématique ou temps constant mis par la station au sol pour répondre.

1.3. Caractéristiques techniques

- Puissance de l'émetteur de bord : 1 à 1.5kW.
- Gamme de fréquences émises : 0.96 à 1.215GHz.
- Puissance de dispositif au sol (émetteur) : 10 à 15kW.
- Rayon d'action du DME : 600km pour une altitude de vol inférieure à 12km.
- Différence entre les fréquences de réponse et les fréquences d'interrogation $\pm 63MHz$.

1.4. Schéma synoptique du système DME

Le schéma synoptique du système DME est donné sur la figure A.2.

1.5. Principe de fonctionnement du système DME

L'émetteur de bord émet des paires d'impulsions de durée $3.5^{\mu s}$ et l'intervalle entre les impulsions est de $32^{\mu s}$ ou $36^{\mu s}$. Le but de l'émission des paires des impulsions est d'éviter

l'interférence avec les autres systèmes fonctionnant à base des impulsions.

Le bloc décodeur ne laisse passer que les impulsions qui ont un intervalle bien déterminé entre elle, allouer au dispositif terrestre respectif. Cette opération élimine l'erreur de détermination de la distance erronée.

Dans les blocs de retardement ou de décalage, les impulsions sont retardées de $50^{\mu S}$ dans le but d'enlever l'efficiencce des dispositifs au sol car il peut simultanément effectuer la détermination de distance de 120 avions au maximum, et il va recevoir 120 impulsions interrogatoires différentes.

ANNEXE2 : LE VOR

II.1 Introduction

Le VOR est un appareil de navigation qui fournit au pilote l'azimut de direction de l'aéronef. L'association de ce système avec le DME donne la position de l'aéronef en coordonnées polaire.

Le VOR est un émetteur à radiation continue avec une caractéristique de directivité omnidirectionnelle. Il fonctionne sur le principe de comparaison de phase de deux signaux pour que le signal émis représente l'azimut.

II.2 Caractéristique du VOR

II.2.1 Fréquence de travail

Le VOR fonctionne sur la bande de fréquence comprise entre 112MHz et 118MHz avec 100 canaux séparés par 50kHz.

Sa puissance effective rayonnée peut atteindre 200W pour pouvoir assurer une portée de 200NM.

II.2.2 Antenne VOR

Les signaux radioélectriques du VOR sont émis par quatre antennes polarisées horizontalement :

- une antenne centrale qui émet un signal de référence continu.
- trois antennes qui émettent un signal variable dans un faisceau à 30tr/s.

II.3 Fonctionnement

Il est composé par deux stations :

- un radiophare au sol
- et un radiophare de bord

Son fonctionnement est basé sur la mesure, par comparaison, de la différence de phases de deux signaux d'audiofréquence de 30Hz qui varie avec l'azimut de radiophare.

Le premier signal ayant une phase constante sur l'intervalle de 0° à 360° est appelé signal de phase de référence.

Le deuxième signal rotatif variant en fonction de l'azimut est appelé signal de phase variable. Ce signal est modulé en fréquence avec une excursion de 480Hz.

Pour éviter l'interférence de ces deux signaux dans le récepteur à bord, le signal de référence devra être modulé en modulation d'amplitude avec une sous porteuse de 9960Hz.

A la réception, le signal est traité par le récepteur VHF. Les deux étages de filtrage permettent

de séparer le signal de référence de 9960Hz avec le signal variable de 30Hz. La comparaison de phase de ces deux signaux permet de déterminer l'azimut de direction de l'avion.

Le Nord magnétique représente une différence de phase nulle et le sud représente une différence de phase de 180°.

A bord de l'avion, un affichage visuel indique le cap magnétique que doit suivre le pilote : le QDR lorsqu'on s'éloigne de la station ou le QDM lorsqu'on se rapproche de la station. L'appareillage de bord comprend un instrument de lecture et un boîtier de commande avec lequel on choisit la fréquence d'utilisation.

II.4. Schéma synoptique du VOR :

Le schéma fonctionnel du système VOR est illustré sur la figure A.3 :

0100090000037800000002001c0000000000400000003010800050000000b0200000000050000000
c02890ab810040000002e0118001c000000fb021000070000000000bc0200000000010202225379737
4656d000ab8100000fae40000fc5b110004ee8339f02122000c020000040000002d0100000400000002
0101001c000000fb029cff0000000000009001000000000440001254696d6573204e657720526f6d616
e00040000002d010100050000000902000000020d00000032
0a5a0000000100040000000000b3108c0a20132d00040000002d010000030000000000

ANNEXE 3 : L'ILS

Le système ILS représente un ensemble complexe de moyens radiotechnique au sol et à bord de l'avion, il assure les opérations d'approche et d'atterrissage de l'aérodrome. C'est le seul système de radioalignement qui est encore en service pour la navigation aérienne.

III.1 Rôle de l'ILS

Il permet aux pilotes :

- de maintenir la direction précise d'approche de l'avion vers l'atterrissage.
- d'atterrir sous un angle bien déterminé pour que l'avion arrive sur le point optimal de contact avec la piste.

III.2 Les sous ensembles fonctionnels de l'ILS

III.2.1 Les sous ensembles au sol

Ils sont constitués de trois sous-systèmes bien distincts :

- un radiophare de direction ou Localizer
- un radiophare de pente ou Glide Path
- et les radiomarkers

- Radiophare de direction ou Localizer

Elle est placée sur l'axe de la piste, à une distance de 200 à 500 mètres du seuil de la piste.

Il définit un plan vertical contenant l'axe de la piste au moyen d'une antenne dont le rayonnement peut être décomposé en deux lobes directifs symétriques par rapport à ce plan :

- émission du lobe de gauche vu de l'avion étant modulée en amplitude à 90Hz
- celle du lobe de droite à 150Hz

L'émetteur du Localizer travaille dans la gamme de fréquences comprises entre 108MHz à 112MHz avec une puissance de 50W.

- Radiophare de pente ou Glide Path

Le Glide Path est placé latéralement à 150m par rapport à la piste et à 300m du seuil de la piste. Le principe de fonctionnement est le même que celui du Localizer, mais la pente inclinée à 3° environ est l'axe de symétrie de la superposition de deux lobes directifs :

- la modulation de 150Hz est au-dessus de la pente
- celle de 90Hz est au-dessous de la pente.

0100090000037800000002001c00000000000400000003010800050000000b0200000000050000000
c02890ab810040000002e0118001c000000fb021000070000000000bc0200000000010202225379737
4656d000ab8100000fae40000fc5b110004ee8339f02122000c020000040000002d0100000400000002
0101001c000000fb029cff0000000000009001000000000440001254696d6573204e657720526f6d616
e00040000002d010100050000000902000000020d00000032
0a5a0000000100040000000000b3108c0a20132d00040000002d010000030000000000

- Radiomarkers

Ils sont placés dans l'axe de la piste suivant les normes déjà établies par l'OACI. Ils vérifient l'altitude et la distances jusqu'au seuil de la piste.

- Radiomarker extérieur ou Out Marker

Le radiomarker extérieur est installé à une distance optimale de 7.22km du seuil de la piste. La porteuse est modulée en amplitude par un signal de 400Hz. Ce Radiomarker permet de vérifier l'altitude obligée de vol et le distance de vol jusqu'au seuil de la piste durant les étapes d'approche intermédiaire et finale.

- Radiomarker intermédiaire ou Middle Marker

Le radiomarker intermédiaire est installé à 1.05km du seuil de la piste. Le signal porteuse est modulé en modulation d'amplitude par un signal de 1300Hz. Il indique le moment de guidage visuel d'après les repères au sol.

- Radiomarker intérieur ou Inner Marker

Il est placé à 75m à 450m du seuil de la piste. Le signal porteuse est modulé en modulation d'amplitude par un signal de 3000Hz. Il avertit l'approche immédiate du seuil de la piste.

III.2.2 Récepteur de bord :

III.2.2.1 Rôle :

Le récepteur permet de recevoir les signaux émis par les radiophares de direction et de pente. Ils fournissent au pilote les valeurs de la pente de descente et de la direction.

III.2.2.2 Principe de la réception :

A bord, le récepteur mesure les différences d'amplitude des lobes des modulations venant des radiophares de direction et de pente. Il fournit deux signaux représentant les écarts horizontal et vertical par rapport à l'axe de la piste. Ces signaux actionnent un appareil indicateur à deux aiguilles orthogonales dont leurs déplacements par rapport au centre du cadran donnent au pilote les ordres adéquats d'évolution verticale ou horizontale.

III.2.2.3 Schéma bloc du récepteur ILS :

Le schéma bloc du récepteur ILS est représenté par la figure A.6 ci-dessous

ANNEXE4 : EXTRAIT DU PROGRAMME MATLAB

Voici un extrait du programme matlab donnant le bilan de liaison lors de la mesure de l'altitude par de radioaltimètre :

```
c=300000000;  
Indice_Modulation=Excursion_Freq/(Excursion_Freq+Freq_min);  
text30=findobj(gcf,'Tag','text30');  
set(text30,'String',Indice_Modulation);  
Bande_Passante=2*(2*Excursion_Freq+Freq_min);  
text31=findobj(gcf,'Tag','text31');  
set(text31,'String',Bande_Passante);  
Puissance_Emis=(1/Impedance_ant_emis)*(Amplitude_Porteuse/sqrt(2))^2;  
text32=findobj(gcf,'Tag','text32');
```



```

set(text32,'String',Puissance_Emis);
Altitude=(c*Freq_bat*Duree_dent_scie)/(2*Excursion_Freq);
text34=findobj(gcf,'Tag','text34');
set(text34,'String',Altitude);
Lambda=c/Freq_min;
PedBm=10*log10(Puissance_Emis/0.001);
Px=20*log10(Lambda/(4*pi*Altitude));
PrdBm=PedBm+Px+Gain_ant_emis+Gain_ant_rec-10*log10(Coeff_Perte);
X=PrdBm/10;
Pr=0.001*(10^X);
text33=findobj(gcf,'Tag','text33');
set(text33,'String',Pr);
Gain_Pr_Pr0=20*log10(AID/Altitude);
text35=findobj(gcf,'Tag','text35');
set(text35,'String',Gain_Pr_Pr0);
Gmin=Gain_Pr_Pr0;
Gmax=0;
DyG=-Gmin;
text36=findobj(gcf,'Tag','text36');
set(text36,'String',DyG);
Tension_Rec=sqrt(Pr*Impedance_ant_rec);
text37=findobj(gcf,'Tag','text37');
set(text37,'String',Tension_Rec);
A=(pi*Excursion_Freq)/Duree_dent_scie;
B=2*pi*Freq_min;

```

BIBLIOGRAPHIE

- [1] E. Randriantsiresy, Appareils de navigation et radars, Cours 5^{ème} année, Dép.Tél.-E.S.P.A., AU. :

2005-2006.

[2] E. Radonamandimby, Propagation électromagnétique et hyprefréquence, Cours 5^{ème} année, Dép.Tél.-E.S.P.A., AU. : 2005-2006.

[3] <http://www.iufmrese.cict.fr>

[4] <http://www.aviation-civile.gouv.fr>

[5] <http://www.ta-formation.com>

[6] P. Fombonne, *Radiolocalisation et Radionavigation*, 1990

[7] R.J. Kelly, D.R. Cusisk, *Distance Measuring Equipment It's evolving Role*, 1986

[8] EAMAC, *Stage Bases Nav aids*, 1998

[9] <http://www.avionicspecialist.net>

[10] <http://www-gtr.iutv.univ-paris13.fr>

[11] <http://www-lagis.univ-lilles1.fr>

[12] <http://www.helios.univ-reims.fr>

[13] J. M. Colin, *Les radars: Théorie et Pratique*, Ellipse : Paris, 2002.

[14] J. Darricau, *Radars : Principes et éléments de base*, 1990

[15] J. Razakarivony, *Communication analogique*, Cours 3^{ème} année, Dép.Tél.-E.S.P.A., AU. : 2003-2004.

[16] Ecole Africaine de la Météorologie et de l'Aviation Civile, *Le système DME*, 1995

PAGE RENSEIGNEMENT

Auteur

Nom : RANDRIAMAMPIANINA

Prénoms : Andry Tahiry

Adresse : Lot IIE 97 V Tsarahonenana

Téléphone : 24 623 45

Titre du mémoire : **APPLICATION DU SYSTEME DE RADIOLOCALISATION :
RADIOALTIMETRE**

Nombres de pages : 102

Nombres de tableaux : 3

Nombres de figures : 45

Mots clés :

- Radioaltimètre
- Altitude
- Modulation de fréquence
- Fréquence de battement
- Signal dent de scie
- Système de radionavigation autonome.

Directeur de mémoire : Monsieur RANDRIANTSIRESY Ernest

RESUME

Ce mémoire nous a permis de connaître le système de mesure de l'altitude utilisé par les avions appelé radioaltimètre.

Ce système de mesure de l'altitude est surtout utilisé lors de l'opération d'approche et d'atterrissage sans visibilité.

Le radioaltimètre utilise le principe du radar pour effectuer cette mesure de l'altitude. Cette équipement est normalisé par l'OACI.

ABSTRACT

This memory allowed us to know the system of measure of the altitude used by the planes, named radioaltimeter.

This system of measure of the altitude is especially used at the time of the operation of approach and landing without visibility.

The radioaltimeter uses the principle of the radar to do this measure of the altitude. This equipment is normalized by the OACI.

