

N° d'ordre : 650

50376
1990
341

50376
1990
341

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE FLANDRES ARTOIS

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE
spécialité : électronique

par

Nazmi EL SALEOUS

ETUDE ET REALISATION D'UN TRAITEMENT DE SIGNAL
POUR CINEMOMETRE DOPPLER



Soutenue le 18 Décembre 1990 devant la commission d'examen :

Membres du jury:

MM R. GABILLARD

Y. DAVID

J. VINDEVOGHEL

J. BAUDET

E. CONSTANT

A. GAZET

Président

Rapporteur

Rapporteur

Directeur de thèse

Examineur

Invité

A mes parents
A mes amis

Remerciements

Ce travail a été effectué au Laboratoire de RadioPropagation et Electronique de l'Université des Sciences et Techniques de Lille Flandres Artois, dirigé par le Professeur R. GABILLARD.

Je tiens à le remercier de m'avoir accueilli dans son laboratoire, des conseils précieux qu'il m'a donné tout au long de ce travail, et de l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider mon jury.

Cette thèse a été effectuée sous la direction de Monsieur J. BAUDET, Ingénieur CNRS dont les précieuses compétences m'ont été d'un grand secours. Ses conseils et encouragements ont été déterminants pour l'aboutissement de ce travail. Je tiens à lui exprimer toute ma gratitude.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur Y. DAVID, directeur du CRESTA de l'intérêt qu'il porte à cette étude et d'avoir accepté d'assurer la tâche de rapporteur.

Je remercie Monsieur le Professeur J. VINDEVOGHEL de l'Université de Lille, de sa sympathique collaboration tout au long de ce travail et de l'honneur qu'il me fait en acceptant de le rapporter.

Mes remerciements vont également à Monsieur le Professeur E. CONSTANT de l'université de Lille et à Monsieur A. GAZET, chef de division à la SNCF, qui ont accepté de participer au jury d'examen.

Je tiens à remercier Messieurs C. SEMET et Y. EMPIS du LRPE, Messieurs M. EL BEKKALI, J.L. OSZUSTOWICZ et Ph. DESCAMPS du CHS, Monsieur P. DELOOF du CRESTA ainsi que Messieurs H. WANG, R. BOCQUET, G. BROQUET et S. DERONNE, avec qui j'ai eu du plaisir à travailler pendant ma thèse.

Je remercie également Messieurs DEBONDUE et GODBERT des ateliers de la SNCF à Hellemmes et Monsieur SARAZIN de la SNCF pour leur aide pendant les essais.

Mes remerciements vont à Monsieur DEHORTER qui a assuré la reproduction de ce manuscrit.

Enfin, que tous les membres du laboratoire que j'ai côtoyé durant ces années, et grâce auxquels ce travail a pu s'effectuer dans une ambiance agréable, trouvent ici l'expression de ma reconnaissance et de ma sympathie.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE

Chapitre I : Principes du cinémomètre

INTRODUCTION	I - 1
I.1 Généralités	
I.1.1 Effet Doppler par rétrodiffusion	I - 2
I.1.2 Le signal Doppler	I - 6
I.1.3 Effet de l'ouverture de l'antenne	I - 7
I.1.4 Allure du signal Doppler produit par un point diffusant	I - 9
I.2 Approche statistique	
I.2.1 Elargissement du spectre Doppler	I - 10
I.2.2 Précision sur la mesure de distance parcourue	I - 12
I.2.3 Acquisition des périodes Doppler	I - 13
I.3 Approche cinématique	
I.3.1 Variations cinématiques de la période Doppler	I - 18
I.3.2 Domaine de validité de la fenêtre statistique	I - 19
I.3.3 Prise en compte des erreurs de mesure	I - 21
I.4 Discrimination du sens de déplacement	I - 22
CONCLUSION	I - 23

Chapitre II : Architecture du cinémomètre

INTRODUCTION	II - 1
II.1 Architecture de la version "A"	
II.1.1 Partie hyperfréquence	II - 2
II.1.2 Traitement de signal	II - 2
II.1.3 Bilan du traitement de signal	II - 4
II.2 Architecture de la version "B"	
II.1 Partie hyperfréquence	II - 5
II.2 Traitement de signal	II - 6
CONCLUSION	II - 8

Chapitre III : Détection des crêtes du signal

INTRODUCTION	III - 1
III.1 Principe	III - 2
III.2 Difficultés de mise en oeuvre	III - 3
III.3 Erreurs de quantification	III - 4
III.4 Détection des crêtes dans le cas des basses vitesses	III - 7
III.5 Détection des crêtes dans le cas des vitesses élevées	III - 9
III.6 Essais et résultats	III - 12
CONCLUSION	III - 14

Chapitre IV : Acquisition et traitement des données

INTRODUCTION	IV - 1
IV.1 Architecture du logiciel	
IV.1.1 Architecture générale	IV - 2
IV.1.2 Structure du programme principal	IV - 2
IV.1.3 Génération de la séquence de 180 ms	IV - 3
IV.2 Mesure et validation de la période instantanée	
IV.2.1 Mesure	IV - 4
IV.2.2 Validation	IV - 5
IV.3 Calcul et validation de la période moyenne	
IV.3.1 Calcul	IV - 7
IV.3.2 Validation	IV - 7
IV.3.3 Calcul de la fenêtre temporelle	IV - 9
IV.3.4 Détection de l'arrêt	IV - 9
IV.4 Détermination du sens de marche	IV - 10
IV.5 Détection de perte et recherche de signal	
IV.5.1 Détection de perte de signal	IV - 12
IV.5.2 Recherche de signal	IV - 12
IV.6 Interface avec l'extérieur	
IV.6.1 Mode de sortie	IV - 14
IV.6.2 Sortie ISO	IV - 14
CONCLUSION	IV - 16

Chapitre V : Essais et résultats

INTRODUCTION	V - 1
V.1 Interface d'exploitation par un expérimentateur	V - 2
V.2 Les essais d'Hellemmes	
V.2.1 Conditions d'essais	V - 3
V.2.2 Mesures effectuées	V - 3
V.3 Les essais de Paris - Le Havre	
V.3.1 Conditions d'essais	V - 5
V.3.2 Mesures effectuées	V - 5
CONCLUSION	V - 7

CONCLUSION GENERALE

BIBLIOGRAPHIE

ANNEXES

**INTRODUCTION
GENERALE**

L'un des problèmes rencontrés par les compagnies de transports ferroviaires est celui de la parfaite localisation de leurs convois. Cette localisation passe par la connaissance de la distance que chaque convoi parcourt à partir d'un repère parfaitement défini. En général, la mesure de cette distance est associée à un comptage de tours d'une roue en contact avec la voie. Il est évident que la qualité de la mesure est directement liée à la qualité de l'interface entre ces deux éléments. Si la roue patine, par exemple, elle donne une information de distance parcourue alors que le mobile est à l'arrêt. Par contre, si elle se bloque, elle signale l'arrêt bien que le convoi soit encore en mouvement. De plus, la relation donnant la distance parcourue en fonction du nombre de tours de roue dépend du rayon de cette dernière, une grandeur qui varie par suite d'usure mécanique.

Ces problèmes disparaîtraient si nous pouvions obtenir l'information de distance parcourue sans l'utilisation du contact physique entre la voie et le mobile. Une solution étudiée en particulier à l'université de Lille, depuis une dizaine d'années, consiste à utiliser l'effet Doppler obtenu par la rétrodiffusion d'une onde hyperfréquence (en bande X) sur le sol. De part les irrégularités des points diffusants du sol, le signal Doppler obtenu est très perturbé et nécessite donc un traitement de signal particulièrement soigné.

Différentes études ont été menées par le CHS⁽¹⁾ et le LRPE⁽²⁾ avec la participation du CRESTA⁽³⁾. Les capteurs hyperfréquences sont réalisés par le CHS et les traitements de signal par le LRPE, laboratoire où nous avons effectué nos travaux de thèse. Ceux-ci sont destinés au projet ASTREE de la SNCF et ont été effectués dans le cadre d'un contrat MELATT⁽⁴⁾. Le cahier des charges qui nous a été soumis stipule que :

- le dispositif doit être capable de mesurer des vitesses allant de 0 à 220 km/h avec une précision meilleure que le centième dans 95 % des cas pour les vitesses supérieures à 1 m/s.

(1) Centre Hyperfréquences et Semiconducteurs - U.R.A. C.N.R.S. N° 287
USTL - Villeneuve d'Ascq

(2) Laboratoire de RadioPropagation et Electronique - U.R.A. C.N.R.S. N° 837
USTL - Villeneuve d'Ascq

(3) Centre de Recherche et d'Evaluation des Systèmes de Transports Automatisés
Villeneuve d'Ascq

(4) Ministère de l'Équipement, du Logement de l'Aménagement du Territoire et des Transports

- il doit pouvoir mesurer la distance parcourue par un train avec une précision meilleure que le millièrne dans 95 % des cas sur une base de 1000 m.
- il doit pouvoir donner à tout moment le sens de déplacement du convoi.

Nous avons réalisé un traitement de signal qui tient compte de ces objectifs quelque soit les conditions d'exploitation de l'appareil.

Dans le premier chapitre, nous présentons les aspects particuliers de l'effet Doppler obtenu par rétrodiffusion ainsi que les relations mathématiques permettant la déduction de la distance parcourue, de la vitesse et du sens de marche à partir des signaux Doppler. De plus, nous nous étendons sur les fluctuations que peuvent subir les périodes Doppler en tenant compte des éléments physiques perturbateurs et de la cinématique du mouvement.

Dans le deuxième chapitre, nous donnons l'architecture matérielle du système réalisé ainsi que les raisons qui nous ont amené à adopter une telle architecture.

Dans les troisième et quatrième chapitres, nous détaillons le logiciel d'acquisition et de traitement de signal en explicitant les tests de validation des grandeurs mesurées et en indiquant le mode de sortie de résultats vers l'extérieur.

Dans le dernier chapitre, nous donnons les résultats de deux campagnes de mesure de distance dont l'une, de 2400 km, est effectuée dans la voiture d'essais, ARIANE, de la SNCF attelée à un convoi régulier sur la ligne Paris - Le Havre.

Chapitre I

Principes du cinémomètre

INTRODUCTION

La tâche principale du cinémomètre est la localisation à tout moment du convoi sur une voie ferrée. Cette information est obtenue à partir de l'effet Doppler.

Dans ce chapitre, nous présentons les principes physiques utilisés pour arriver à cette fin ainsi que les phénomènes qui perturbent les résultats. Ces phénomènes conduisent à une distribution aléatoire, concentrée autour de l'information utile, de la fréquence Doppler.

Nous étudions ensuite les conséquences de la cinématique du mouvement sur l'information Doppler.

Pour finir, nous présentons le principe de la méthode "stéréo" qui permet de déterminer le sens de déplacement du convoi.

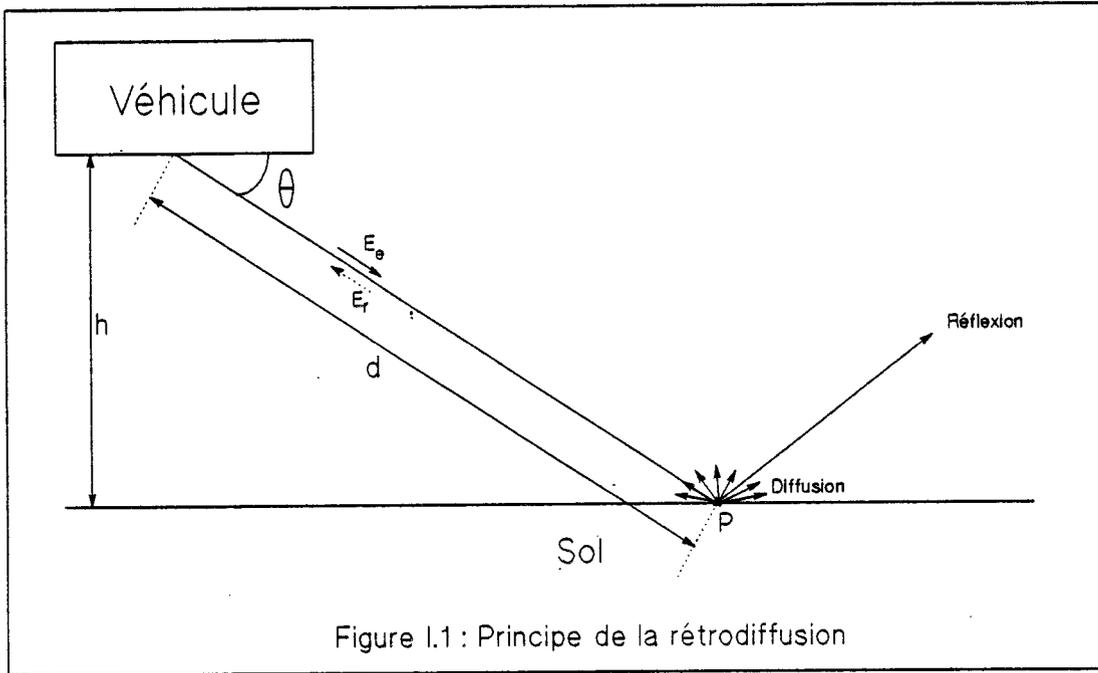


Figure I.1 : Principe de la rétrodiffusion

I.1 Généralités

I.1.1 Effet Doppler par rétrodiffusion

Un dispositif hyperfréquence embarqué à bord d'un véhicule émet vers le sol, à l'aide d'une antenne faisant un angle d'incidence θ avec l'horizontale, une onde électromagnétique E_e :

$$E_e = E_o \sin(\omega_{HF}t) \quad (I.1)$$

où ω_{HF} est la pulsation de l'onde émise.

Une partie de cette onde est réfléchiée, une autre est absorbée par le sol et le reste, du fait des irrégularités de ce dernier, est diffusé d'une manière isotrope dans le demi espace supérieur [1]. Pour comprendre l'effet Doppler, nous allons considérer un seul point diffusant P (cf fig. I.1). Une partie de l'onde diffusée retourne vers l'antenne émettrice, nous parlons alors d'onde rétrodiffusée E_r :

$$E_r = \eta E_o \sin(\omega_{HF}t - \varphi) \quad (I.2)$$

où η est le coefficient de rétrodiffusion du sol

et φ est le déphasage produit par le retard δ dû au trajet Aller/Retour de l'onde électromagnétique.

$$\varphi = \omega_{HF}\delta \quad (I.3)$$

Le retard δ dépend évidemment de la distance d séparant l'antenne du point diffusant :

$$\delta = \frac{2d}{c} \quad (I.4)$$

où c est la vitesse de la lumière.

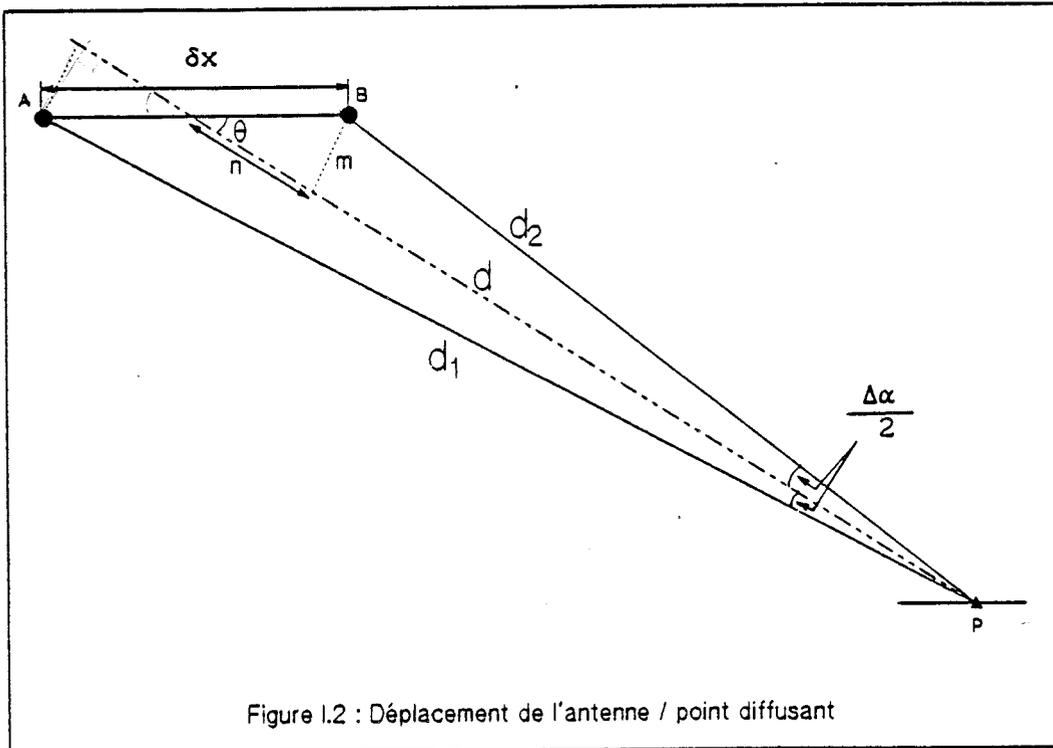


Figure 1.2 : Déplacement de l'antenne / point diffusant

L'équation {I.3} devient donc :

$$\boxed{\varphi = \omega_{\text{HF}} \frac{2d}{c}} \quad (\text{I.5})$$

Si le véhicule est à l'arrêt, la distance d est constante et par conséquent le déphasage φ entre l'onde émise et l'onde reçue est fixe.

Si le véhicule se déplace d'une distance δx du point A au point B (cf fig. I.2) la distance d change. Etant donné l'angle d'ouverture fini de l'antenne nous admettons que le point P reste encore "visible" par cette dernière quand elle est en B. Le déplacement δx produit une variation δd de la distance d :

$$\boxed{\delta d = d_1 - d_2} \quad (\text{I.6})$$

La projection de d_1 et d_2 sur d permet d'écrire (cf fig. I.2) :

$$d - \frac{\delta x}{2} \cos \theta = d_2 \cos \frac{\Delta \alpha}{2} \quad (\text{a})$$

$$d + \frac{\delta x}{2} \cos \theta = d_1 \cos \frac{\Delta \alpha}{2} \quad (\text{b})$$

$$(\text{b}) - (\text{a}) \Rightarrow \delta x \cos \theta = \delta d \cos \frac{\Delta \alpha}{2}$$

$$\Rightarrow \boxed{\frac{\delta d}{\delta x} = \frac{\cos \theta}{\cos \frac{\Delta \alpha}{2}}} \quad (\text{I.7})$$

Le déplacement du véhicule se traduit par une variation du déphasage φ , notons $\Delta \varphi$ cette variation :

$$\boxed{\Delta \varphi = \frac{2\omega_{\text{HF}}}{c} \delta d}$$

$$\Rightarrow \boxed{\Delta\varphi = \frac{2\omega_{\text{HF}} \cos \theta}{c \cos \frac{\Delta\alpha}{2}} \delta x} \quad (\text{I.8})$$

Nous allons à présent déterminer le déplacement Δx_e pour lequel φ effectue un tour complet du cercle trigonométrique ($\Delta\varphi = 2\pi$) :

$$\frac{2\omega_{\text{HF}} \cos \theta}{c \cos \frac{\Delta\alpha_e}{2}} \Delta x_e = 2\pi$$

où $\Delta\alpha_e$ est l'angle de rotation, pour un déplacement Δx_e , du faisceau par rapport au point diffusant (*cf fig. II.2*)

$$\Rightarrow \boxed{\Delta x_e = \frac{\pi \cos \frac{\Delta\alpha_e}{2}}{\omega_{\text{HF}} c \cos \theta}} \quad (\text{I.9})$$

Sachant que $\omega_{\text{HF}} = 2\pi F_{\text{HF}}$ et $\lambda_{\text{HF}} = \frac{c}{F_{\text{HF}}}$ où F_{HF} est la fréquence de l'onde émise et λ_{HF} est sa longueur d'onde, l'équation {I.9} s'écrit :

$$\boxed{\Delta x_e = \frac{\lambda_{\text{HF}} \cos \frac{\Delta\alpha_e}{2}}{2 \cos \theta}} \quad (\text{I.10})$$

Etant donné la géométrie du système (hauteur h de l'ordre de 50 cm et $\theta = 30^\circ$), et pour un déplacement δx petit, l'angle $\frac{\Delta\alpha_e}{2}$ est très petit, d'où :

$$\boxed{\cos \frac{\Delta\alpha_e}{2} \approx 1}$$

et donc $\boxed{\Delta x_e \approx \frac{\lambda_{\text{HF}}}{2 \cos \theta}}$ (I.11)

A.N. : $F_{\text{HF}} = 10 \text{ GHz} \Rightarrow \lambda_{\text{HF}} = 3 \text{ cm} , \theta = 30^\circ .$

$$\Delta x_e = \sqrt{3} \text{ cm} = 1,732 \text{ cm}$$

Une rotation complète du déphasage φ se produit à chaque fois que le véhicule se déplace de $\sqrt{3}$ cm, nous pouvons donc parler de la formation d'une alternance complète du signal Doppler.

Il est évident que le calcul rigoureux de $\left[\cos \frac{\Delta \alpha_e}{2} \right]$ peut être effectué. En considérant la figure (I.2) et en prenant $\delta x = \Delta x_e$ (et donc $\Delta \alpha = \Delta \alpha_e$) nous pouvons écrire :

$$\text{tg} \frac{\Delta \alpha_e}{2} = \frac{m}{d - n} = \frac{\frac{\Delta x_e}{2} \sin \theta}{d - \frac{\Delta x_e}{2} \cos \theta}$$

De plus $\cos \frac{\Delta \alpha_e}{2} = \frac{1}{\sqrt{1 + \text{tg}^2 \frac{\Delta \alpha_e}{2}}}$

L'injection de cette entité dans {I.10} aboutit à une équation non linéaire en Δx_e . Notons que les calculs effectués jusqu'à présent supposent que le point diffusant se trouve au voisinage du centre du faisceau hyperfréquence. En effet, l'angle de visée θ , du fait du déplacement du faisceau par rapport au point diffusant, varie; et par conséquent, le déplacement élémentaire Δx_e varie dans un intervalle défini par les limites du faisceau. C'est l'une des raisons pour lesquelles nous jugeons inutile le calcul exact de Δx_e et nous nous contentons pour le moment de l'approximation donnée par {I.11}. D'autres facteurs, que nous verrons plus loin, contribuent aussi aux fluctuations de ce déplacement élémentaire.

I.1.2 Le signal Doppler

Nous savons qu'un déplacement du véhicule se traduit par une rotation du déphasage φ entre l'onde émise E_e et l'onde reçue E_r . Nous allons donc étudier le battement entre ces deux ondes. Soit S_d le mélange de E_e et E_r :

$$S_d = E_e \times E_r = \eta E_o^2 \sin(\omega_{HF}t) \cdot \sin(\omega_{HF}t - \varphi)$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow S_d &= S_o [\cos(\omega_{HF}t - (\omega_{HF}t - \varphi)) - \cos(\omega_{HF}t + (\omega_{HF}t - \varphi))] \\ &= S_o [\cos \varphi - \cos(2\omega_{HF}t - \varphi)] \end{aligned}$$

Après filtrage de la composante haute fréquence, S_d devient :

$$S_d = S_o \cos \varphi \quad (I.12)$$

Un déplacement de la distance Δx_e donnée par {I.11} est nécessaire pour former une alternance de ce signal. La durée de cette alternance est la période Doppler notée T_d . Soit V la vitesse de déplacement du véhicule :

$$T_d = \frac{\Delta x_e}{V} \quad (I.13)$$

Ce qui donne, en utilisant {I.11}, l'expression de T_d en fonction de la vitesse, de la longueur d'onde émise et de l'angle de visée :

$$T_d = \frac{\lambda_{HF}}{2 V \cos \theta} \quad (I.14)$$

Notons F_d la fréquence Doppler (la fréquence du signal S_d) :

$$F_d = \frac{2 V}{\lambda_{HF}} \cos \theta \quad (I.15)$$

Nous rappelons que ces équations sont établies pour un seul point diffusant qui se trouve au voisinage du centre du faisceau.

I.1.3 Effet de l'ouverture de l'antenne

Considérons une antenne d'angle d'ouverture $\Delta\theta$. Notons M_H et M_L les points limitant la bande de largeur L illuminée par le faisceau (*cf fig. I.3*). Nous avons vu que le déplacement élémentaire Δx_e nécessaire à un tour complet de φ dépend de l'angle de visée θ , il varie donc en augmentant quand le point diffusant passe de M_H à M_L . Nous allons dans la suite nous intéresser au calcul de la valeur moyenne $\bar{\Delta x_e}$ de tous les déplacements élémentaires effectués quand le point diffusant parcourt la bande $M_H M_L$. Pour calculer cette valeur moyenne nous calculons la variation de déphasage, $\Delta\varphi_T$, durant le passage du point diffusant dans le faisceau :

$$\Delta\varphi_T = \frac{2\omega_{HF}}{c} \times 2\Delta d = \frac{4\pi}{\lambda_{HF}} \Delta d$$

$$\text{où } \Delta d = d_H - d_L = \frac{h}{\sin(\theta - \frac{\Delta\theta}{2})} - \frac{h}{\sin(\theta + \frac{\Delta\theta}{2})} = \frac{h[\sin(\theta + \frac{\Delta\theta}{2}) - \sin(\theta - \frac{\Delta\theta}{2})]}{\sin(\theta - \frac{\Delta\theta}{2}) \sin(\theta + \frac{\Delta\theta}{2})}$$

$$\text{d'où } \Delta\varphi_T = \frac{4\pi}{\lambda_{HF}} h \frac{\sin(\theta + \frac{\Delta\theta}{2}) - \sin(\theta - \frac{\Delta\theta}{2})}{\sin(\theta + \frac{\Delta\theta}{2}) \sin(\theta - \frac{\Delta\theta}{2})}$$

Soit k le nombre de rotations de phase (le nombre d'alternances Doppler formées). Pour calculer ce nombre, qui n'est pas nécessairement entier, nous posons

$$\Delta\varphi_T = 2\pi k$$

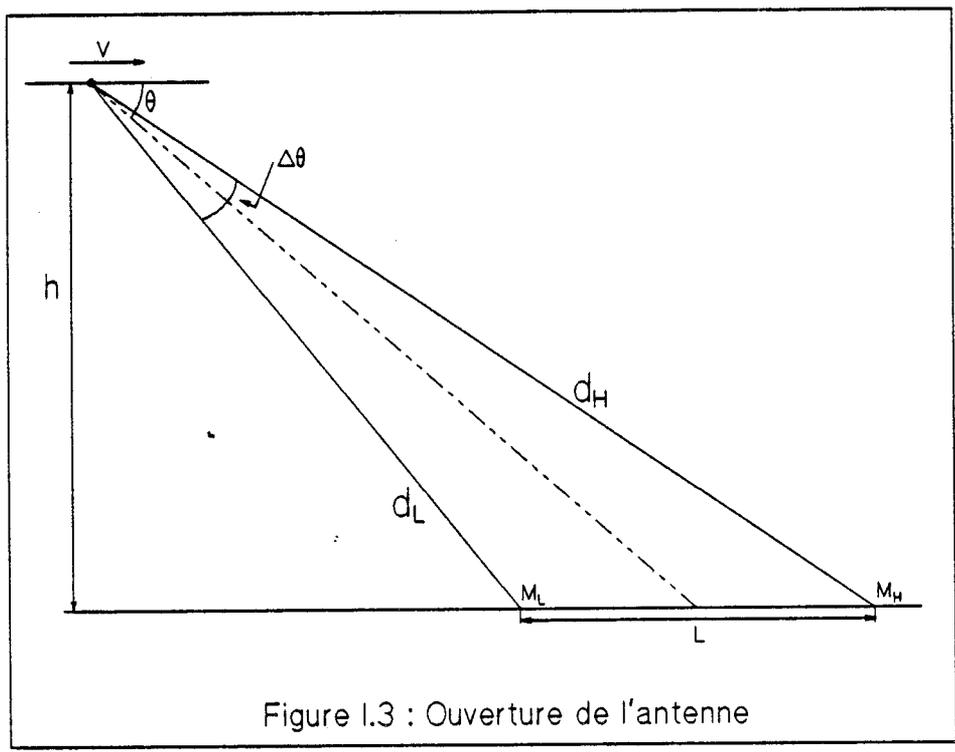


Figure I.3 : Ouverture de l'antenne

$$\text{d'où } k = \frac{2h}{\lambda_{\text{HF}}} \frac{\sin(\theta + \frac{\Delta\theta}{2}) - \sin(\theta - \frac{\Delta\theta}{2})}{\sin(\theta + \frac{\Delta\theta}{2}) \sin(\theta - \frac{\Delta\theta}{2})} \quad (\text{I.16})$$

A.N. : $\lambda_{\text{HF}} = 3 \text{ cm} , \theta = 30^\circ , \Delta\theta = 10^\circ , h = 50 \text{ cm}$

$$\Delta\varphi_T = 130.4 \text{ rd} \quad \text{et} \quad k = 20.8$$

Lors du passage du point diffusant de M_H à M_L une vingtaine d'alternances Doppler sont formées.

D'autre part, la distance L peut être calculée en considérant la figure (I.3) :

$$\begin{aligned} L &= \frac{h}{\text{tg}(\theta - \frac{\Delta\theta}{2})} - \frac{h}{\text{tg}(\theta + \frac{\Delta\theta}{2})} \\ &= \frac{h[\sin(\theta + \frac{\Delta\theta}{2}) \cos(\theta - \frac{\Delta\theta}{2}) - \sin(\theta - \frac{\Delta\theta}{2}) \cos(\theta + \frac{\Delta\theta}{2})]}{\sin(\theta - \frac{\Delta\theta}{2}) \sin(\theta + \frac{\Delta\theta}{2})} \end{aligned}$$

donc
$$L = \frac{h \sin \Delta\theta}{\sin(\theta - \frac{\Delta\theta}{2}) \sin(\theta + \frac{\Delta\theta}{2})} \quad (\text{I.17})$$

La distance élémentaire moyenne $\bar{\Delta x}_e$ est définie par :

$$\bar{\Delta x}_e = \frac{L}{k}$$

$$\Rightarrow \bar{\Delta x}_e = \frac{h \sin \Delta\theta}{\frac{2h}{\lambda_{\text{HF}}} [\sin(\theta + \frac{\Delta\theta}{2}) - \sin(\theta - \frac{\Delta\theta}{2})]}$$

$$\Rightarrow \boxed{\Delta x_e = \frac{\lambda_{HF} \sin \Delta\theta}{2 \left[\sin \left(\theta + \frac{\Delta\theta}{2} \right) - \sin \left(\theta - \frac{\Delta\theta}{2} \right) \right]}} \quad (I.18)$$

A.N. : $\lambda_{HF} = 3 \text{ cm}$, $\theta = 30^\circ$, $\Delta\theta = 10^\circ$

$$\boxed{\Delta x_e = 1,725 \text{ cm}}$$

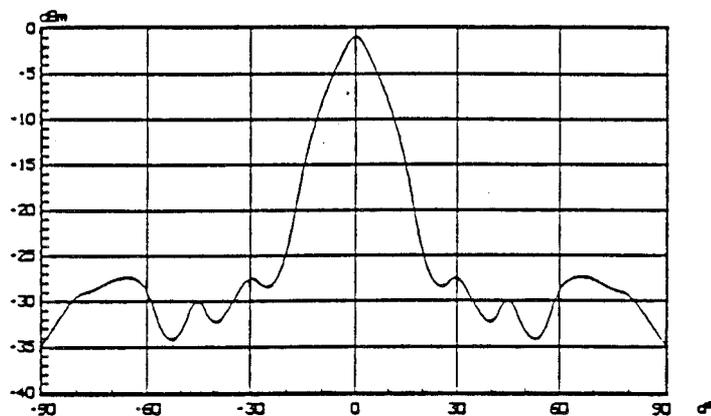
Cette valeur s'écarte de 0,007 cm de la valeur approximative Δx_e calculée précédemment, ce qui présente une erreur relative de l'ordre de 0,4 % .

I.1.4 Allure du signal Doppler produit par un point diffusant

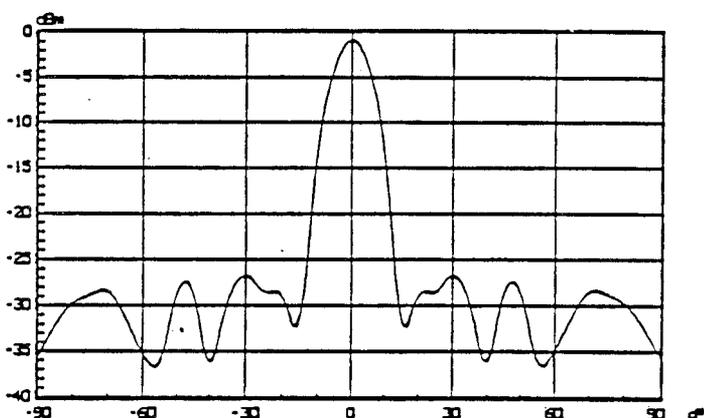
Nous venons de voir que le déplacement Δx_e varie en augmentant pendant le passage du point diffusant dans le faisceau de l'antenne. Si nous considérons que le véhicule se déplace à une vitesse constante, la période Doppler – définie au paragraphe (I.1.2) comme étant le temps nécessaire pour parcourir Δx_e – varie en augmentant elle aussi.

D'autre part, la puissance transmise au point diffusant varie suivant le diagramme de rayonnement de l'antenne quand celle-ci se déplace. Ceci a pour conséquence, la variation selon la position de l'antenne de la puissance rétrodiffusée et donc de l'amplitude du signal Doppler produit.

Vu le diagramme de rayonnement de l'antenne (*cf fig. I.4*), le signal Doppler produit par un point diffusant quand celui-ci traverse le faisceau, est constitué d'une vingtaine de périodes variant en durée et en amplitude. La figure (I.5) donne l'allure de ce signal.



(a) Plan E



(b) Plan H

Figure 1.4 : diagramme de rayonnement de l'antenne

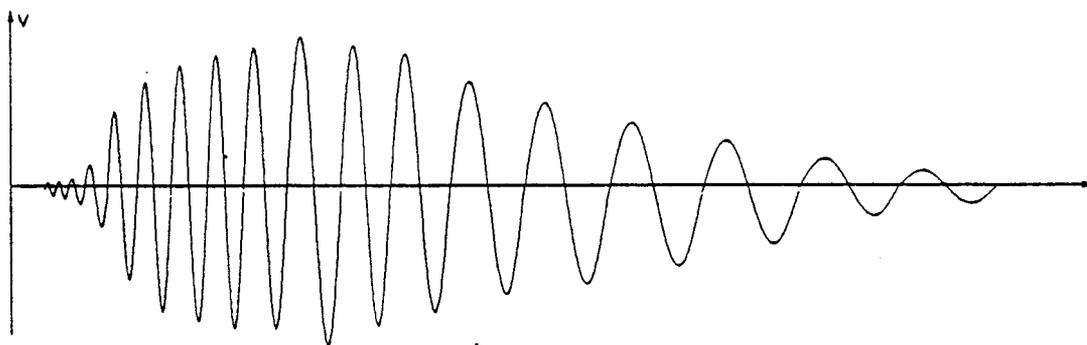


Figure 1.5 : allure du signal Doppler produit par un point

I.2 Approche statistique

I.2.1 Elargissement du spectre Doppler

Jusqu'à présent, nous avons supposé que la surface éclairée par le faisceau hyperfréquence ne contenait qu'un seul point diffusant. En réalité, cette surface comporte un certain nombre N de ces points. Si ce nombre était infini il n'y aurait pas de diffusion; toute la partie non absorbée de l'onde serait réfléchie [2]. Pour obtenir un signal Doppler par rétrodiffusion, il faut forcément que N soit fini. De ce fait, le signal Doppler résulte de la superposition d'un nombre fini de signaux élémentaires dus à la contribution de chacun des points diffusants. Ces signaux, provenant d'un ensemble de points aléatoirement distribués dans la surface éclairée, ont des fréquences légèrement différentes et des phases initiales aléatoires [3][4]. A une vitesse donnée, nous obtenons donc un spectre fréquentiel centré autour de la fréquence Doppler moyenne proportionnelle à la vitesse.

La cause principale de cet élargissement spectral est l'ouverture de l'antenne évoqué dans le paragraphe (I.1.3). Des études précédentes donnent l'expression de cet élargissement [4][5] :

$$\Delta F_{d1} \approx \frac{2V}{\lambda_{HF}} \Delta\theta \sin \theta \quad (I.19)$$

L'écart type dû à cette cause est :

$$\sigma_{F_{d1}} = \frac{\Delta F_{d1}}{2} = \frac{V}{\lambda_{HF}} \Delta\theta \sin \theta$$

et l'écart type relatif :

$$\frac{\sigma_{F_{d1}}}{F_d} = \frac{\frac{V}{\lambda_{HF}} \Delta\theta \sin \theta}{\frac{2V}{\lambda_{HF}} \cos \theta}$$

$$\Rightarrow \boxed{\frac{\sigma_{F_{d1}}}{F_d} = \frac{\Delta\theta}{2} \operatorname{tg} \theta} \quad (\text{I.20})$$

L'autre cause principale est la présence pendant une durée finie, t_s , du point diffusant sous le faisceau de l'antenne. L'élargissement fréquentiel est en effet dû aux fluctuations du déphasage φ lors d'entrée ou de sortie d'un point diffusant dans la surface éclairée. Cet élargissement est donné par [2][5] :

$$\Delta F_{d2} = \frac{V \sin^2 \theta}{\pi h \Delta\theta} \quad (\text{I.21})$$

$$\text{d'où } \frac{\sigma_{F_{d2}}}{F_d} = \frac{1}{2} \frac{\Delta F_{d2}}{F_d} = \frac{V \sin^2 \theta}{2 \pi h \Delta\theta} \frac{1}{\lambda_{\text{HF}}}$$

$$\Rightarrow \boxed{\frac{\sigma_{F_{d2}}}{F_d} = \frac{\lambda_{\text{HF}} \sin \theta \operatorname{tg} \theta}{4 \pi h \Delta\theta}} \quad (\text{I.22})$$

L'élargissement total est déterminé en sommant quadratiquement ces deux composantes. L'écart type relatif pour une acquisition d'une durée t_s est donc :

$$\left[\frac{\sigma_{F_d}}{F_d} \right]_{t_s} = \sqrt{\left[\frac{\sigma_{F_{d1}}}{F_d} \right]^2 + \left[\frac{\sigma_{F_{d2}}}{F_d} \right]^2} = \sqrt{\operatorname{tg}^2 \theta \frac{(\Delta\theta)^2}{4} + \operatorname{tg}^2 \theta \frac{\lambda_{\text{HF}}^2 \sin^2 \theta}{16 \pi^2 h^2 (\Delta\theta)^2}}$$

$$\Rightarrow \boxed{\left[\frac{\sigma_{F_d}}{F_d} \right]_{t_s} = \frac{\operatorname{tg} \theta}{2} \sqrt{(\Delta\theta)^2 + \frac{\lambda_{\text{HF}}^2 \sin^2 \theta}{4 \pi^2 h^2 (\Delta\theta)^2}} \quad (\text{I.23})}$$

A.N. : $\lambda_{\text{HF}} = 3\text{cm}$, $\theta = 30^\circ$, $h = 50\text{cm}$, $\Delta\theta = 10^\circ$

$$\boxed{\left[\frac{\sigma_{F_d}}{F_d} \right]_{t_s} = 10\%}$$

I.2.2 Précision sur la mesure de distance parcourue

Nous admettons que l'écart type relatif de la fréquence Doppler sur un intervalle de temps T s'exprime par :

$$\left[\frac{\sigma_{F_d}}{F_d} \right]_T = \left[\frac{\sigma_{F_d}}{F_d} \right]_{t_s} \sqrt{\frac{t_s}{T}} \quad (\text{I.24})$$

En effet, le rapport $\frac{t_s}{T}$ est égal au rapport du nombre d'échantillons Doppler acquis pendant t_s sur celui acquis pendant T.

Si le mouvement du véhicule est uniforme, la précision relative $\frac{\sigma_d}{d}$ sur la mesure de la distance d est [3] :

$$\frac{\sigma_d}{d} = \frac{\sigma_{F_d}}{F_d} \sqrt{\frac{d_s}{d}} \quad (\text{I.25})$$

où d_s est la distance parcourue pendant t_s ; elle est égale à largeur L de la bande éclairée par l'antenne (cf fig. I.3). Un développement limité au premier ordre de {I.17} permet d'écrire :

$$d_s = \frac{h \Delta\theta}{\sin^2 \theta} \quad (\text{I.26})$$

A.N. : $h = 50 \text{ cm}$, $\theta = 30^\circ$, $\Delta\theta = 10^\circ$, $d = 1000 \text{ m}$

$$\frac{\sigma_d}{d} = 0.26 \%$$

I.2.3 Acquisition des périodes Doppler

Concrètement, la grandeur primaire mesurée par notre cinémomètre est la distance parcourue, la vitesse en est déduite facilement en effectuant une différentiation par rapport au temps. En effet, chaque alternance Doppler correspond à un déplacement moyen \bar{d}_e (cf § I.1.3). Pour mesurer la distance parcourue il suffirait donc de compter les alternances Doppler formées lors du déplacement du véhicule. Un problème cependant se pose : il s'agit des périodes parasites issues du bruit superposé au signal Doppler. Il faut donc être en mesure de discriminer les fluctuations "normales" de la période Doppler dues à l'aspect aléatoire du signal et les fluctuations "anormales" dues au bruit.

Soit p_T et p_F les densités de probabilité respectives de T_d et F_d . p_T se déduit de p_F en établissant une condition d'équivalence en probabilité qui fait intervenir le jacobien J de la transformation de F_d en T_d [6].

Sachant que $T_d = \frac{1}{F_d}$

$$p_T(T_d) = |J| p_F(F_d = \frac{1}{T_d})$$

où $J = \frac{dF_d}{dT_d} = -F_d^2$

d'où $p_T(T_d) = F_d^2 p_F(F_d)$ (I.27)

La valeur moyenne \bar{T}_d de la période Doppler T_d est donnée par :

$$\bar{T}_d = \int_0^{+\infty} T_d p_T dT_d = \int_{+\infty}^0 \frac{1}{F_d} F_d^2 p_F \frac{dF_d}{-F_d^2} = \int_0^{+\infty} \frac{1}{F_d} p_F dF_d$$

Soit \bar{F}_d la valeur moyenne de la fréquence Doppler :

$$\begin{aligned} \bar{T}_d &= \int_0^{+\infty} \frac{1}{\bar{F}_d + (F_d - \bar{F}_d)} p_F dF_d \\ \Rightarrow \bar{T}_d &= \frac{1}{\bar{F}_d} \int_0^{+\infty} \frac{1}{1 + \frac{F_d - \bar{F}_d}{\bar{F}_d}} p_F dF_d \end{aligned} \quad (I.28)$$

Si le coefficient de variation de la fréquence Doppler $\nu = \frac{\sigma_{F_d}}{\bar{F}_d}$ est assez petit ($\leq 10\%$),

un développement limité au premier ordre de {I.28} permet d'écrire :

$$\begin{aligned} \bar{T}_d &= \frac{1}{\bar{F}_d} \int_0^{+\infty} \left(1 - \frac{F_d - \bar{F}_d}{\bar{F}_d}\right) p_F dF_d \\ \Rightarrow \boxed{\bar{T}_d \approx \frac{1}{\bar{F}_d}} \end{aligned} \quad (I.29)$$

En étendant le développement limité de {I.28} à l'ordre 2, nous avons :

$$\bar{T}_d \approx \frac{1}{\bar{F}_d} \int_0^{+\infty} \left(1 - \frac{F_d - \bar{F}_d}{\bar{F}_d} + \frac{(F_d - \bar{F}_d)^2}{\bar{F}_d^2}\right) p_F dF_d$$

$$\Rightarrow \bar{T}_d \approx \frac{1}{\bar{F}_d} + \frac{1}{\bar{F}_d^2} \int_0^{+\infty} (F_d - \bar{F}_d) p_F dF_d + \frac{1}{\bar{F}_d^3} \int_0^{+\infty} (F_d - \bar{F}_d)^2 p_F dF_d$$

$$\int_0^{+\infty} (F_d - \bar{F}_d) p_F dF_d = \int_0^{+\infty} F_d p_F dF_d - \bar{F}_d \int_0^{+\infty} p_F dF_d = \bar{F}_d - \bar{F}_d = 0$$

$$\text{donc } \bar{T}_d \approx \frac{1}{\bar{F}_d} + \frac{\sigma_{T_d}^2}{\bar{F}_d^3}$$

Ceci montre qu'en supposant que la valeur moyenne de la période Doppler est égale à l'inverse de la fréquence moyenne nous commettons une erreur du second ordre proportionnelle à la variance. Cette remarque est aussi valable si nous déduisons la fréquence moyenne à partir de la période moyenne.

La variance de T_d est donnée par :

$$\sigma_{T_d}^2 = \int_0^{+\infty} (T_d - \bar{T}_d)^2 p_T dT_d$$

En supposant que le coefficient de variation de F_d est assez petit, cette égalité devient :

$$\sigma_{T_d}^2 \approx \int_{+\infty}^0 \left(\frac{1}{F_d} - \frac{1}{\bar{F}_d} \right)^2 F_d^2 p_F \frac{dF_d}{-F_d^2} = \int_0^{+\infty} \left(\frac{1}{F_d} - \frac{1}{\bar{F}_d} \right)^2 p_F dF_d$$

$$\Rightarrow \bar{F}_d^4 \sigma_{T_d}^2 \approx \int_0^{+\infty} \left[\frac{F_d^2}{F_d} - \frac{F_d^2}{\bar{F}_d} \right]^2 p_F dF_d = \int_0^{+\infty} \left[\frac{F_d^2}{F_d} - \bar{F}_d \right]^2 p_F dF_d$$

$$\Rightarrow \bar{F}_d^4 \sigma_{T_d}^2 \approx \int_0^{+\infty} \left(\frac{[F_d + (\bar{F}_d - F_d)]^2}{F_d} - \bar{F}_d \right)^2 p_F dF_d$$

$$\Rightarrow \bar{F}_d^4 \sigma_{T_d}^2 \approx \int_0^{+\infty} \left(\frac{F_d^2 \left(1 + \frac{\bar{F}_d - F_d}{F_d} \right)^2}{F_d} - \bar{F}_d \right)^2 p_F dF_d$$

En négligeant $\left(\frac{\bar{F}_d - F_d}{F_d} \right)$ devant "1", ceci devient :

$$\bar{F}_d^4 \sigma_{T_d}^2 \approx \int_0^{+\infty} (F_d - \bar{F}_d)^2 p_F dF_d = \sigma_{F_d}^2$$

$$\Rightarrow \boxed{\sigma_{T_d} \approx \frac{\sigma_{F_d}}{\bar{F}_d^2}}$$

$$\Rightarrow \boxed{\frac{\sigma_{T_d}}{\bar{T}_d} \approx \frac{\sigma_{F_d}}{\bar{F}_d}} \tag{I.30}$$

La période Doppler étant une variable aléatoire, il faut effectuer un moyennage sur un certain nombre d'acquisitions pour assurer une stabilité des mesures. Pour être statistiquement valable, ce nombre doit être le plus grand possible. D'autre part, d'autant plus ce nombre est grand d'autant plus le temps de réponse du système est lent. Un intervalle d'acquisition de l'ordre de 180 ms semble un bon compromis. Cet intervalle permet d'avoir un nombre d'échantillons assez élevé sur une grande plage de vitesse (plus de 30 échantillons pour $V > 10$ Km/h) d'un côté et assure un temps de réponse fixe et adapté aux exigences des systèmes automatiques de l'autre.

Des acquisitions sur cet intervalle sont effectués pour en déduire une valeur moyenne de la période Doppler. Si nous supposons que le mouvement du véhicule est uniforme, toutes les périodes doivent être centrées autour de cette moyenne, et la presque totalité de ces périodes se trouve dans un intervalle limité par $\bar{T}_d (1 - 25 \%)$ et $\bar{T}_d (1 + 25 \%)$. Sur l'intervalle d'acquisition suivant toutes les périodes se trouvant à l'extérieur de la fenêtre temporelle définie précédemment sont considérées comme des périodes parasites et sont par conséquent rejetées.

I.3 Approche cinématique

I.3.1 Variations cinématiques de la période Doppler

Pour déterminer la fenêtre statistique dans le paragraphe précédent, nous avons supposé que la vitesse de déplacement du véhicule est constante sur l'intervalle d'acquisition. Or ceci n'est pas valable dans le cas d'un mouvement varié. Nous allons dans ce qui suit nous intéresser au cas du mouvement uniformément varié pour déterminer les variations maximales qui peuvent affecter la période Doppler sur un intervalle d'acquisition τ .

Considérons un mobile se déplaçant avec un mouvement uniformément varié d'accélération γ . A l'instant t_i sa vitesse est V_i à laquelle correspond une période Doppler T_{d_i} . A l'instant $t_{i-1} = t_i - \tau$ sa vitesse était V_{i-1} (période Doppler = $T_{d_{i-1}}$) (cf fig. I.6) :

$$\boxed{V_i = V_{i-1} + \gamma \tau} \quad (I.31)$$

par ailleurs $V_i = a F_{d_i} = \frac{a}{T_{d_i}}$ où $a = \frac{\lambda_{HF}}{2 \cos \theta}$

de même $V_{i-1} = \frac{a}{T_{d_{i-1}}}$

{I.31} nous permet donc d'écrire :

$$\frac{a}{T_{d_i}} = \frac{a}{T_{d_{i-1}}} + \gamma \tau = \frac{a + \gamma \tau T_{d_{i-1}}}{T_{d_{i-1}}}$$

$$\Rightarrow \boxed{T_{d_i} = \frac{a T_{d_{i-1}}}{a + \gamma \tau T_{d_{i-1}}}} \quad (I.32)$$

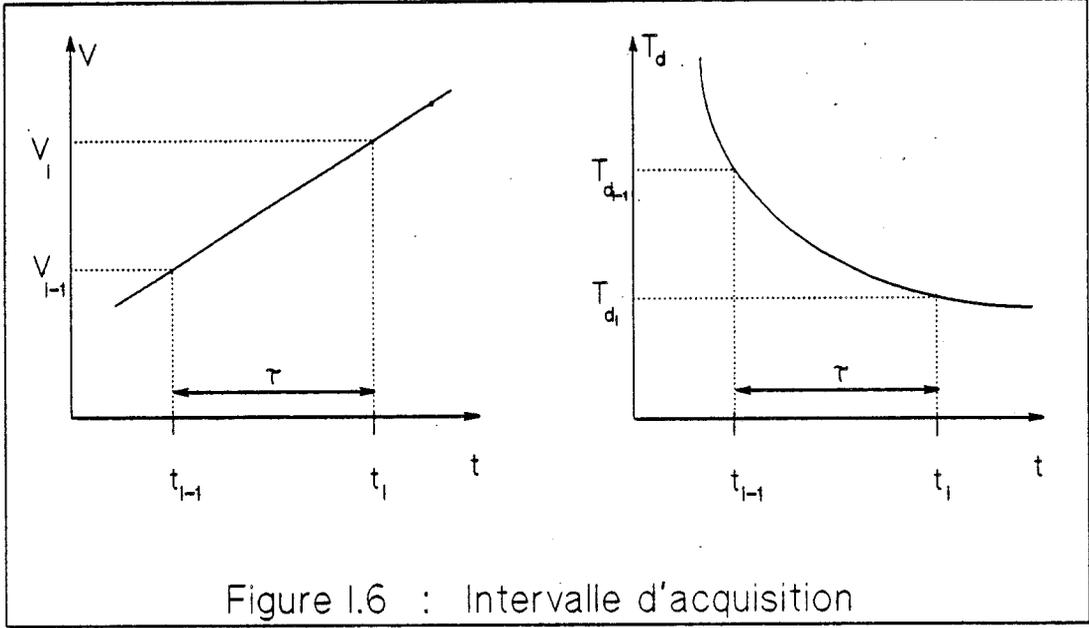


Figure 1.6 : Intervalle d'acquisition

Nous en déduisons la variation de la période Doppler sur l'intervalle τ :

$$\Delta T_d = T_{d_i} - T_{d_{i-1}} = - \frac{\gamma \tau T_{d_{i-1}}^2}{a + \gamma \tau T_{d_{i-1}}} \quad (\text{I.33})$$

La figure (I.7) représente les bornes inférieure et supérieure de la fenêtre cinématique pour un intervalle $\tau = 180 \text{ ms}$ et $|\gamma| = 1 \text{ m.s}^{-2}$. Nous remarquons la montée très rapide de la borne supérieure quand la période croît. Ceci traduit le fait que pour un mouvement uniformément varié les variations relatives de vitesse sont plus grandes à basse qu'à grande vitesse.

I.3.2 Domaine de validité de la fenêtre statistique

Nous avons remarqué que pour des vitesses élevées (périodes Doppler courtes) les variations relatives dues à la cinématique du mouvement sont plus faibles que celles dues à la statistique, ce qui n'est pas le cas pour les basses vitesses. Nous allons donc nous intéresser à la détermination du seuil à partir duquel les variations cinématiques donnent lieu à des périodes Doppler pouvant être en dehors de la fenêtre statistique. Nous rappelons que la fenêtre statistique est délimitée par les droites $T_d(1 \pm 25 \%)$.

Nous considérons les deux cas où γ est positif ou négatif :

Cas où $\gamma < 0$

$$V_i < V_{i-1} \Rightarrow T_{d_i} > T_{d_{i-1}} \Rightarrow \Delta T_d > 0$$

$$\frac{|\Delta T_d|}{T_{d_{i-1}}} = - \frac{\gamma \tau T_{d_{i-1}}}{a + \gamma \tau T_{d_{i-1}}} > 25\%$$

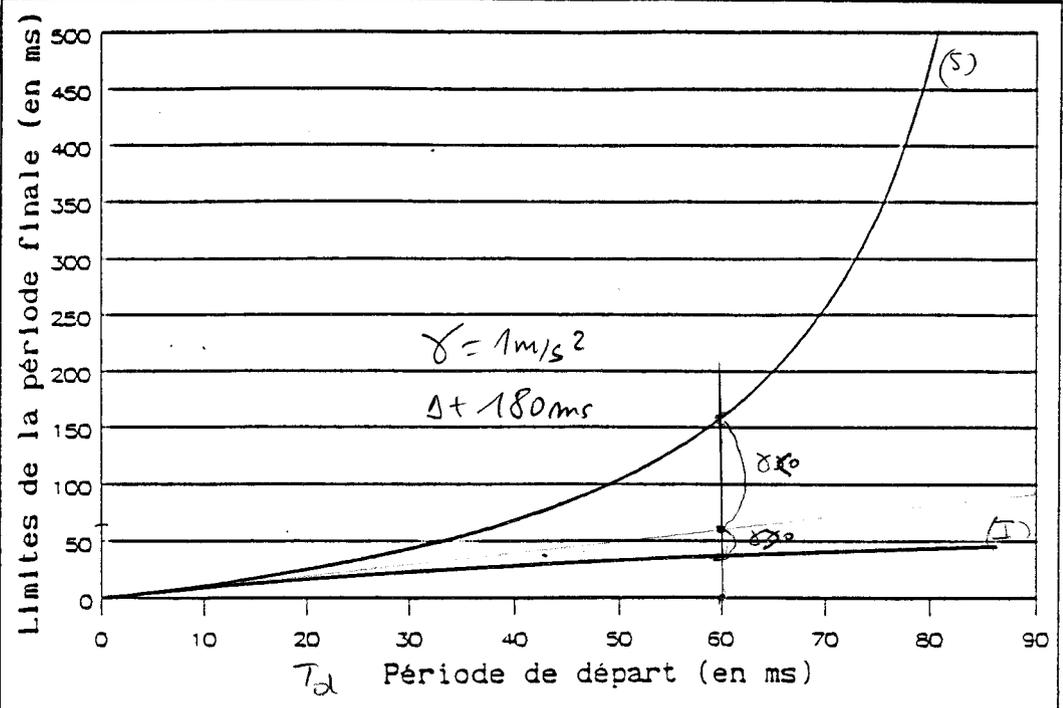


Figure 1.7 : Fenêtre cinématique $\frac{\Delta v}{v}$

$$\Rightarrow -\gamma \tau T_{d_{i-1}} > 0.25 a + 0.25 \gamma \tau T_{d_{i-1}}$$

$$\Rightarrow -(1 + 0.25) \gamma \tau T_{d_{i-1}} > 0.25 a$$

$$\Rightarrow \boxed{T_{d_{i-1}} > \frac{0.25 a}{(1 + 0.25) |\gamma| \tau} = T_{s_1}} \quad (I.34)$$

Cas où $\gamma > 0$

$$V_i > V_{i-1} \Rightarrow T_d < T_{d_{i-1}} \Rightarrow \Delta T_d < 0$$

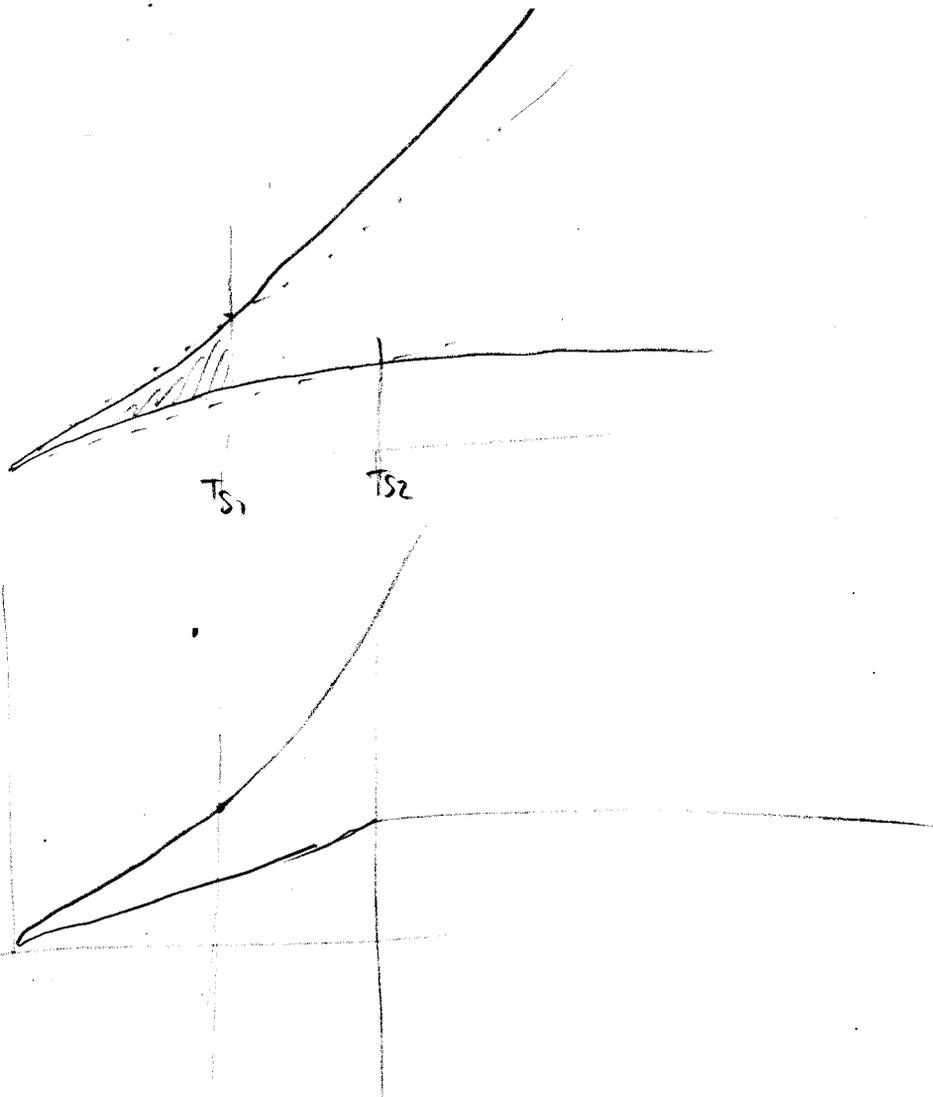
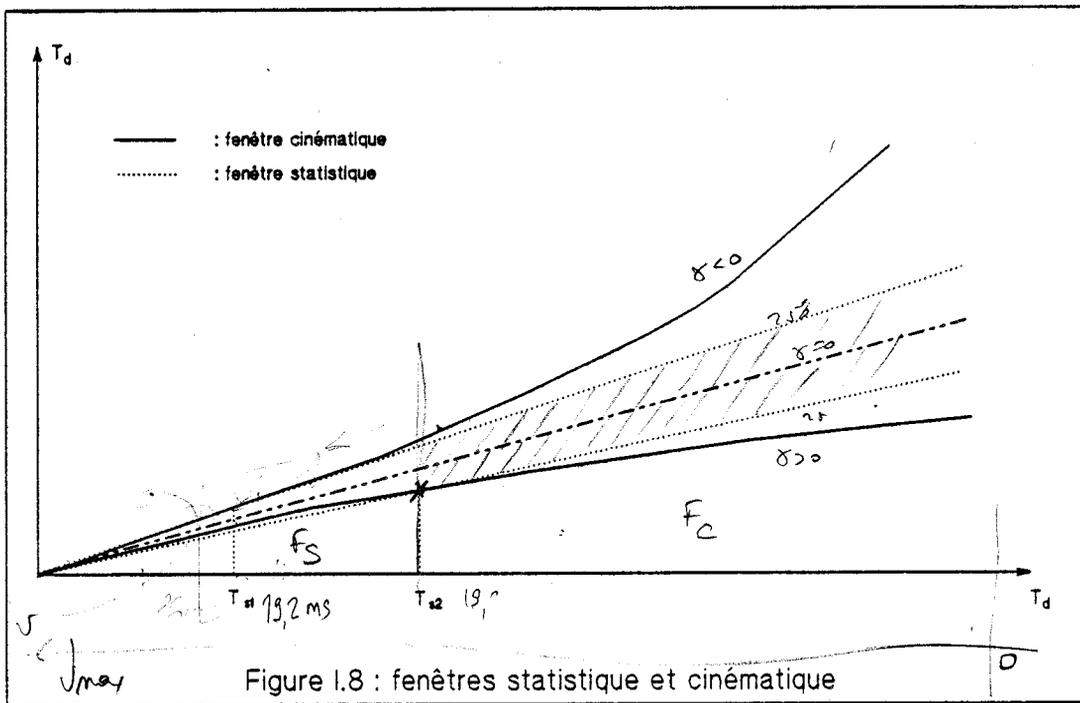
$$\frac{|\Delta T_d|}{T_{d_{i-1}}} = \frac{\gamma \tau T_{d_{i-1}}}{a + \gamma \tau T_{d_{i-1}}} > 25\%$$

$$\Rightarrow \gamma \tau T_{d_{i-1}} > 0.25 a + 0.25 \gamma \tau T_{d_{i-1}}$$

$$\Rightarrow (1 - 0.25) \gamma \tau T_{d_{i-1}} > 0.25 a$$

$$\Rightarrow \boxed{T_{d_{i-1}} > \frac{0.25 a}{(1 - 0.25) \gamma \tau} = T_{s_2}} \quad (I.35)$$

$T_{s_1} < T_{s_2}$. C'est donc T_{s_1} qui doit être adopté comme seuil d'élargissement de fenêtre d'admission de périodes Doppler. La figure (I.8) représente les fenêtres statistique et cinématique pour un intervalle $\tau = 180$ ms et $|\gamma| = 1$ m.s⁻². Le seuil de non validité de la fenêtre statistique est $T_{s_1} = 19.2$ ms.



I.3.3 Prise en compte des erreurs de mesure

Pour calculer le seuil T_{s_1} nous avons supposé que la période Doppler $T_{d_{i-1}}$ correspondant à V_{i-1} est connue. Or en réalité, nous disposons de la valeur moyenne T_d^* sur l'intervalle $[t_{i-2}, t_{i-1}]$ (cf fig. I.9). Il faut tenir compte de cette aspect dans les tests relatifs à T_{s_1} . Dans le pire des cas la valeur moyenne calculée peut s'écarter de la valeur réelle d'une quantité égale à la variation de la période Doppler sur un intervalle τ . Aussi, le seuil d'élargissement de fenêtre T_{s_1} doit être remplacé par un seuil T_s tel que :

$$T_s = T_{s_1} - |\Delta T_{d_s}|$$

$$\text{où } |\Delta T_{d_s}| = \frac{\gamma \tau T_{s_1}^2}{a + \gamma \tau T_{s_1}}$$

$$\text{d'où } T_s = T_{s_1} - \frac{\gamma \tau T_{s_1}^2}{a + \gamma \tau T_{s_1}} \quad (\text{I.36})$$

$$\text{A.N. : } \lambda_{\text{HF}} = 3\text{cm} \quad , \quad \theta = 30^\circ \quad , \quad \tau = 180 \text{ ms} \quad , \quad |\gamma| = 1 \frac{\text{m}}{\text{s}^2}$$

$$T_s = 16 \text{ ms}$$

Lorsque la période moyenne devient supérieure à 16 ms ($f < 62$ Hz), la fenêtre temporelle de largeur $\pm 25\%$ de la période moyenne ne suffit plus pour contenir les variations "normales" de la période Doppler.

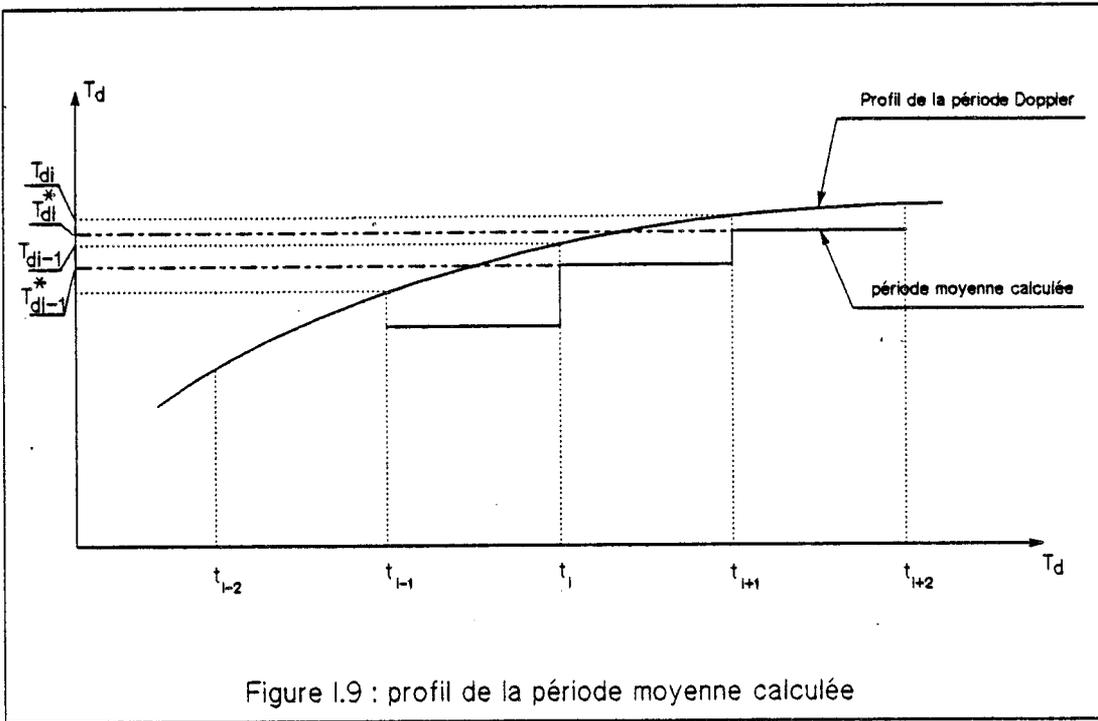


Figure I.9 : profil de la période moyenne calculée

I.4 Discrimination du sens de déplacement

La méthode adoptée dans le cinémomètre pour détecter le sens de déplacement du mobile est celle dite "stéréo". Ses principes sont détaillés dans les travaux de Messieurs DUMOULIN et DHALLUIN [3][7]. Nous ne rappelons ici que le principe fondamental.

Deux ondes électromagnétiques de fréquences égales mais déphasées de Φ sont transmises vers le sol via une antenne. Le signal émis s'écrit :

$$E_e = A \sin(\omega_{HF}t) + B \sin(\omega_{HF}t + \Phi)$$

ou encore $E_e = D \sin(\omega_{HF}t + \Phi + \Gamma)$

où $D = \sqrt{A^2 + B^2 + 2AB \cos(\Phi)}$

et $\Gamma = \text{Arctg}\left(\sqrt{\frac{B-A}{B+A}}\right)$

Une partie de ce signal est rétrodiffusée vers l'antenne. Nous obtenons, après mélange avec la première onde et filtrage de la composante HF :

$$V_{d_1} = \rho D \cos(\pm \omega_d t + \Gamma + \Phi)$$

où ω_d est la pulsation du signal Doppler obtenu.

Le mélange avec la deuxième onde donne :

$$V_{d_2} = \rho' D \cos(\pm \omega_d t + \Gamma)$$

Nous pouvons avoir l'information de sens de marche en examinant le déphasage entre ces deux signaux. Il est égal à $+\Phi$ dans un sens et $-\Phi$ dans l'autre.

CONCLUSION

Nous avons vu dans ce chapitre que la période Doppler subit des fluctuations dues aux phénomènes physiques de la rétrodiffusion, à la géométrie de l'antenne et à la cinématique du mouvement. Par souci de stabilité des résultats, il faut exploiter non pas les périodes instantanées mais la période moyenne calculée sur un intervalle de temps donné. Ceci impose l'emploi de moyens appropriés que nous détaillerons dans des chapitres ultérieurs.

Chapitre II

Architecture du cinémomètre

INTRODUCTION

Nous présentons dans ce chapitre l'architecture du système qui produit et traite le signal Doppler en exploitant les informations données dans le premier chapitre.

Dans une première partie nous parlons brièvement du système existant lorsque nous avons commencé notre thèse; nous désignons ce système par "Version A".

Dans une deuxième partie, nous présentons l'architecture du système auquel nous avons abouti à la lumière des problèmes apparus lors des premiers essais sur site; nous appellerons ce système "Version B".

II.1 Architecture de la version "A"

II.1.1 Partie hyperfréquence

La structure de cette partie (réalisée par le Centre Hyperfréquences et Semiconducteurs) est donnée par la figure (II.1 - a) [3]. Une onde électromagnétique d'une fréquence de 10 GHz issue d'une source microonde, passe dans le circulateur avant d'être émise vers le sol via le dispositif d'émission/réception. Il s'agit ici d'une antenne plaquée formée d'un réseau de 4×4 éléments excités sur le côté (cf fig. II.1 - b). L'angle d'ouverture de son lobe principal est de 12° dans les plans H et E, et son rapport lobe secondaire/lobe principal est de - 15 dB dans le plan H et de - 12 dB dans le plan E. L'onde rétrodiffusée par le sol atteint, via le circulateur, la diode de détection qui est une diode à contact Schottky autopolarisée par le signal de source issu des pertes du circulateur. Le mélange de l'onde rétrodiffusée avec l'onde émise permet, après filtrage de la composante haute fréquence, de produire le signal Doppler V_d dont la fréquence moyenne est proportionnelle à la vitesse de déplacement. La figure (II.2) donne un exemple d'un signal Doppler obtenu sur le terrain dans des bonnes conditions de rétrodiffusion. La figure (II.3) donne l'histogramme de 500 périodes consécutives obtenues, lors d'un essai aux ateliers de la SNCF à Hellemmes (Nord), par rétrodiffusion sur le ballast. L'écart type relatif élevé (29,2 %) s'explique par le nombre important des alternances où l'amplitude est inférieure au seuil de détection de la période. Ces "évanouissements" de signal produisent des périodes de durée sensiblement égale au double de la vraie période. L'écart type donné ci-dessus peut être réduit en améliorant les caractéristiques de l'antenne.

II.1.2 Traitement de signal

Le traitement de signal est basé sur l'acquisition et le contrôle de validité des périodes Doppler [8]. La mesure de ces périodes se fait par détection de passage par un niveau donné du signal (cf fig. II.4). Ce niveau doit être plus élevé que le niveau moyen du bruit de manière à ce que ce dernier ne soit pas pris en compte. Cette méthode de mesure,

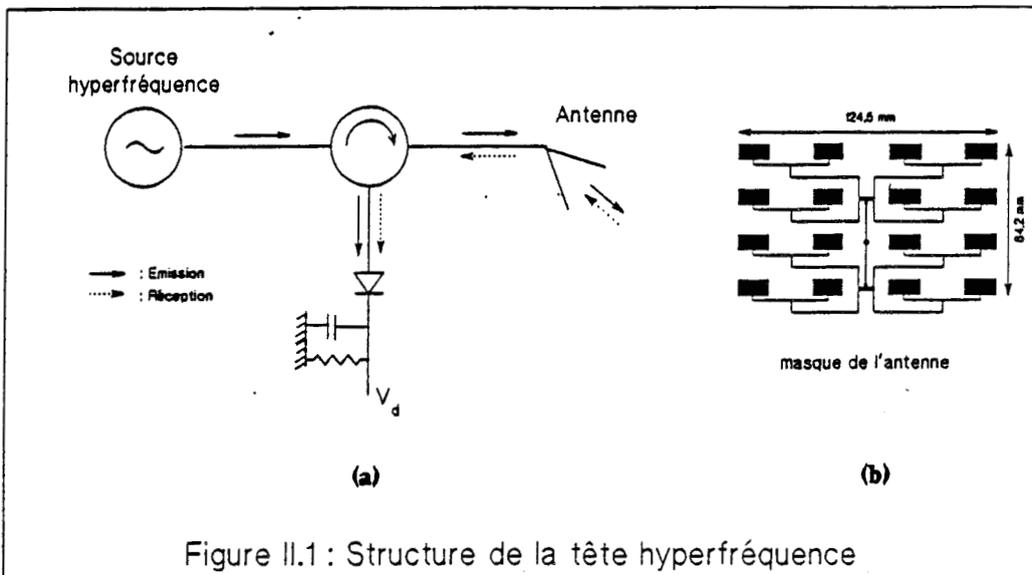


Figure II.1 : Structure de la tête hyperfréquence

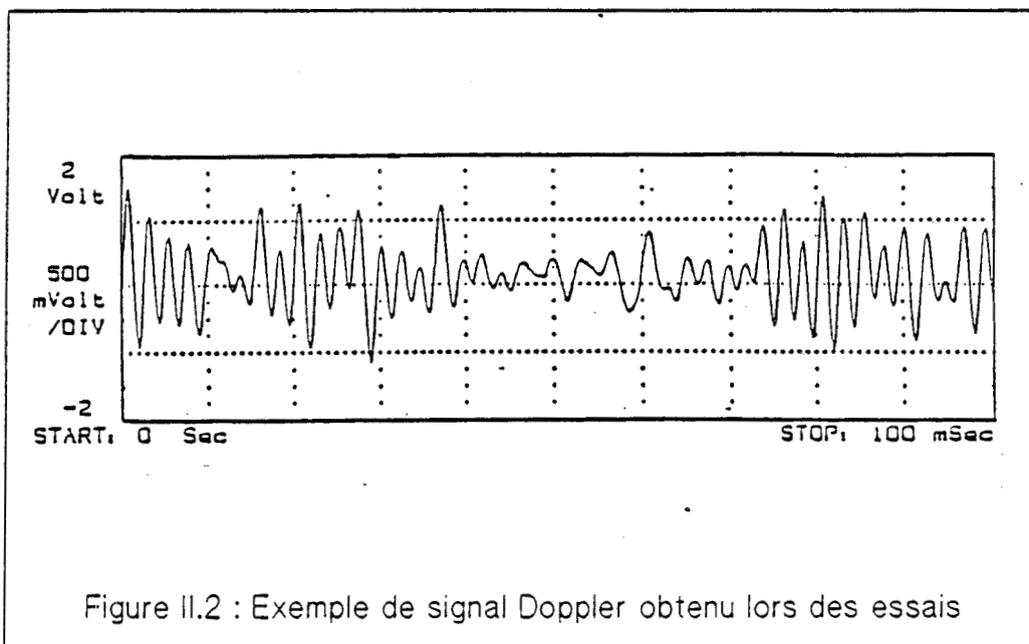


Figure II.2 : Exemple de signal Doppler obtenu lors des essais

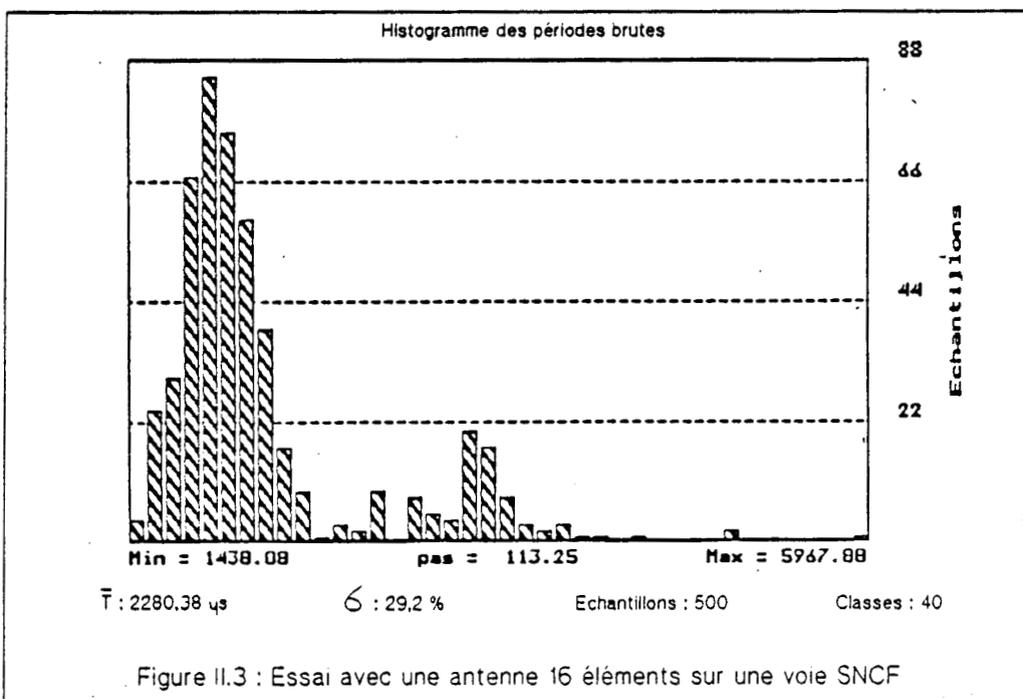


Figure II.3 : Essai avec une antenne 16 éléments sur une voie SNCF

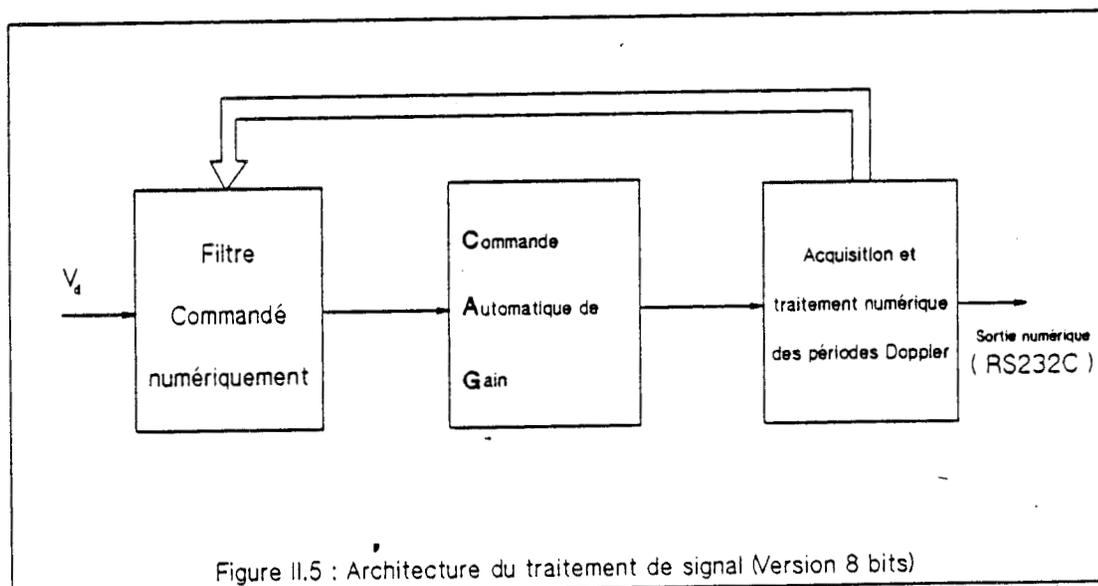
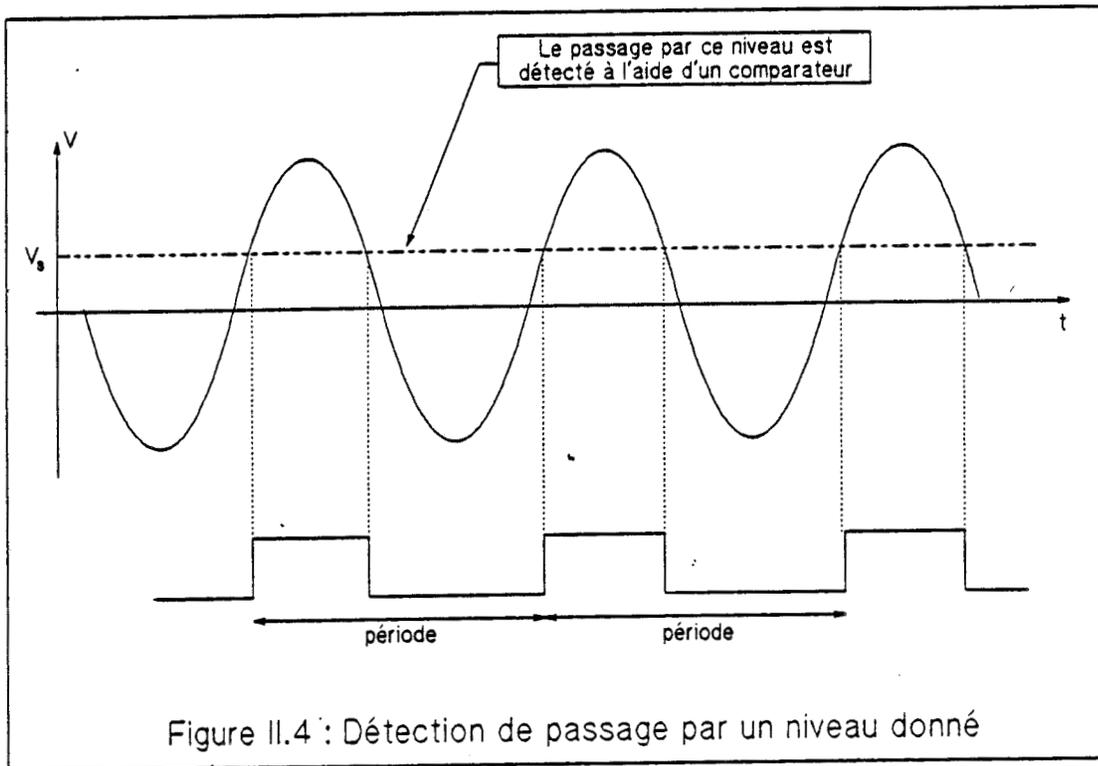
basée sur la définition même de la période, est très précise si le niveau de toutes les alternances du signal est supérieur au seuil de détection V_s .

En réalité, l'amplitude du signal Doppler varie énormément (*cf fig. II.2*), ce qui nécessite l'emploi d'une commande automatique de gain (CAG) permettant de maintenir l'amplitude du signal à un niveau relativement stable. Etant donné la plage fréquentielle que couvre le signal Doppler, cette CAG doit être aperiodique. La solution retenue est une CAG numérique utilisant une information d'erreur indépendante de la fréquence mais liée à l'amplitude (rapport cyclique) [9][13].

D'autre part, nous savons que la période Doppler est une variable aléatoire. Il est nécessaire, afin d'obtenir des résultats stables, d'effectuer un moyennage des périodes instantanées acquises. Pour avoir des résultats statistiquement significatifs, un grand nombre d'échantillons doit être mis en oeuvre, ce qui a pour effet d'allonger le temps de réponse du système. Le compromis (entre la stabilité des résultats et le temps de réponse) adopté consiste à faire le moyennage sur un nombre d'échantillons fonction de la vitesse du véhicule. Ce nombre, qui (pour faciliter le traitement informatique) est une puissance de deux, est calculé d'une manière à avoir un temps de réponse inférieur à 200 ms dans la plupart des cas.

En dernier lieu, un filtre analogique passe-bande est prévu pour limiter la bande passante du système. Cette bande passante tient compte de la distribution aléatoire des périodes dont les paramètres ont été abordés au premier chapitre. Ce filtre est accordé, à l'aide d'une commande numérique déterminée par la période moyenne précédemment calculée, sur la fréquence Doppler moyenne. La figure (II.5) résume l'architecture du système de traitement de signal de la version "A" dans laquelle la CAG et la partie "acquisition et traitement des périodes" sont bâties autour du microcontrôleur 8 bits 80C31 d'INTEL [13].

Ce produit, dont la mise au point s'est achevée en 1987, est une variante des cinémomètres destinés aux domaines routier et agricole (présence du filtre). Ses performances sont cependant limitées pour les applications ferroviaires où la précision demandée ainsi que la plage de vitesses à couvrir (0,36 à 400 Km/h) nécessitent une puissance de calcul dépassant celle du microcontrôleur utilisé. De plus, la détermination du sens de déplacement du train est impérative pour le localiser sur le réseau. C'est pourquoi nous avons entrepris une étude pour concevoir un système de traitement de signal capable d'assurer ces fonctions.



II.1.3 Bilan du traitement de signal

Ce système nous a permis, suite à quelques essais sur le terrain, de montrer la faisabilité du cinémomètre et de tirer des renseignements supplémentaires qui nous aideront à mettre au point un système plus performant répondant au cahier des charges de la SNCF.

L'observation du signal Doppler obtenu met en évidence la superposition, quelquefois, de celui-ci à une ondulation de plus basse fréquence (*cf fig. II.6*). Cette ondulation est due à une variation de la puissance rétrodiffusée vers l'antenne (variation de la hauteur du ballast par exemple). Le filtre analogique accordé sur la fréquence Doppler permet de supprimer ce genre d'ondulation, mais cela suppose la connaissance de la bonne fréquence Doppler. Si, par malheur, ce filtre est accordé sur une mauvaise fréquence, il rejettera celles qui contiennent l'information de vitesse, ce qui nous amène à calculer une mauvaise fréquence Doppler et à en déduire, par conséquent, une mauvaise vitesse. Cet inconvénient a été vérifié à plusieurs reprises sur le terrain [10]. **La présence d'un filtre commandé numériquement, bien que très efficace pour supprimer les ondulations et les parasites, comporte un risque non négligeable.** Cependant, si nous voulons supprimer ce filtre, il faut **remplacer la méthode de mesure de période instantanée** par un moyen qui ne soit pas gêné par la présence d'ondulation de plus basse fréquence que celle de la fréquence Doppler.

Un autre dispositif qui a posé des problèmes est la CAG qui est basée sur le fait qu'il existe une corrélation entre les amplitudes de quelques périodes Doppler successives [13]; or, des variations brutales d'amplitude ont été observées sur le signal (*cf fig. II.6*). Dans ce cas, la CAG a tendance à atténuer les niveaux bas et à amplifier d'avantage les niveaux élevés. D'autre part, à l'arrêt, cette CAG amplifie anormalement le bruit dont l'amplitude est faible. Ceci rend la détection de l'arrêt très difficile par le système. Pour éviter ce genre d'anomalies, **la CAG numérique doit être remplacée par un dispositif passif.**

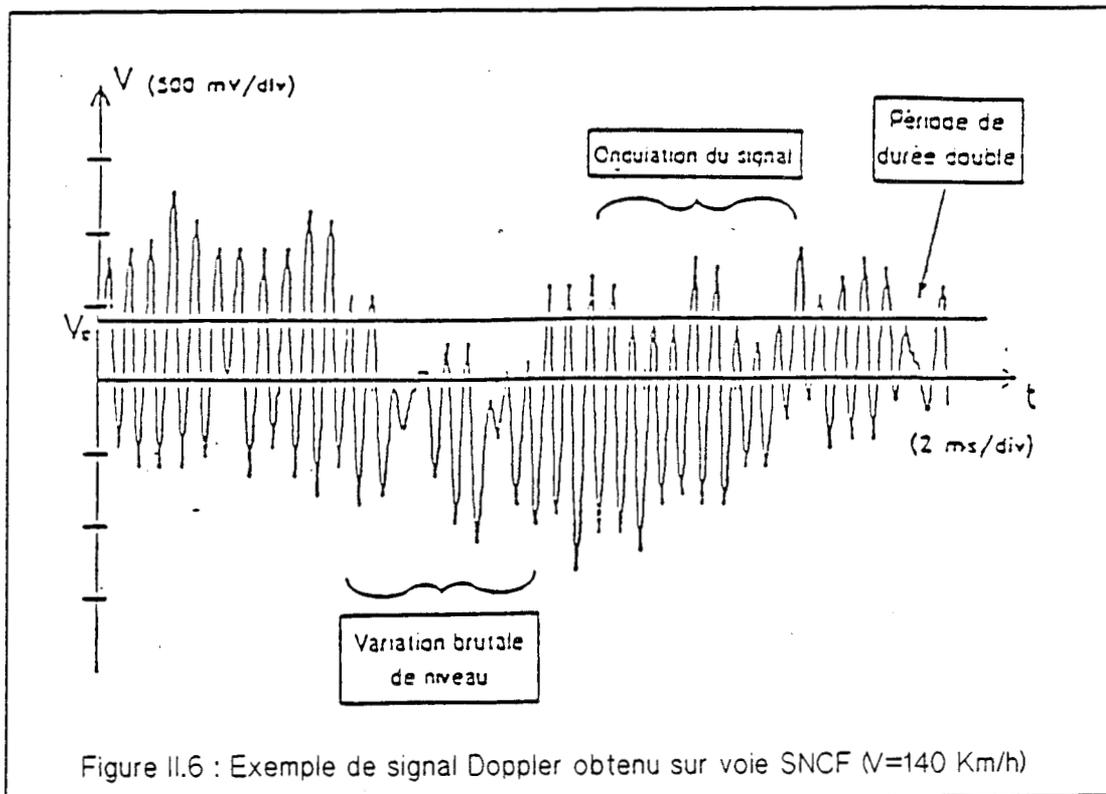


Figure II.6 : Exemple de signal Doppler obtenu sur voie SNCF ($V=140$ Km/h)

II.2 Architecture de la version "B"

II.2.1 Partie hyperfréquence

La structure de la tête hyperfréquence est donnée par la figure (II.7 - a) [7]. Elle est composée de deux branches de structure générale identique à celle présentée au (§ II.1.1). Nous remarquons dans la deuxième branche le déphasage électrique permettant l'émission vers le sol de deux ondes de fréquences égales et déphasées de Φ . D'après (§1.4), cela permet de produire deux signaux Doppler V_{d1} et V_{d2} de fréquences égales mais déphasés de $\pm \Phi$ suivant le sens de déplacement du véhicule. L'organe d'émission/réception est une antenne plaquée formée d'un réseau pondéré de 6×8 éléments carrés excités sur le coin (cf fig. II.7 - b). L'angle d'ouverture de son lobe principal est de 12° dans le plan H et de 13° dans le plan E. Son rapport lobe secondaire/lobe principal est de - 26 dB dans le plan H est de - 26 dB dans le plan E [11][12].

La figure (II.8) donne un histogramme des périodes brutes obtenues lors d'un essai sur une voie ferrée à Hellemmes. Nous pouvons constater les effets de l'amélioration de la qualité de l'antenne sur l'écart type relatif.

La tête hyperfréquence est suivie d'un préamplificateur permettant de porter les signaux Doppler à un niveau suffisant pour être véhiculés par une paire torsadée vers le système de traitement de signal. Il présente un gain de 400 dans une bande passante allant de quelques Hz à 16 kHz (1000 Km/h) et comporte une sortie sur une résistance faible (200 Ω). L'entrée différentielle de ce préamplificateur permet de s'affranchir des problèmes posés par la liaison de masse entre les circuits hyperfréquence et basse fréquence, tandis que sa sortie (différentielle aussi) permet de rejeter les perturbations électromagnétiques cumulées sur le câble de liaison entre la tête hyperfréquence et l'appareil de traitement de signal.

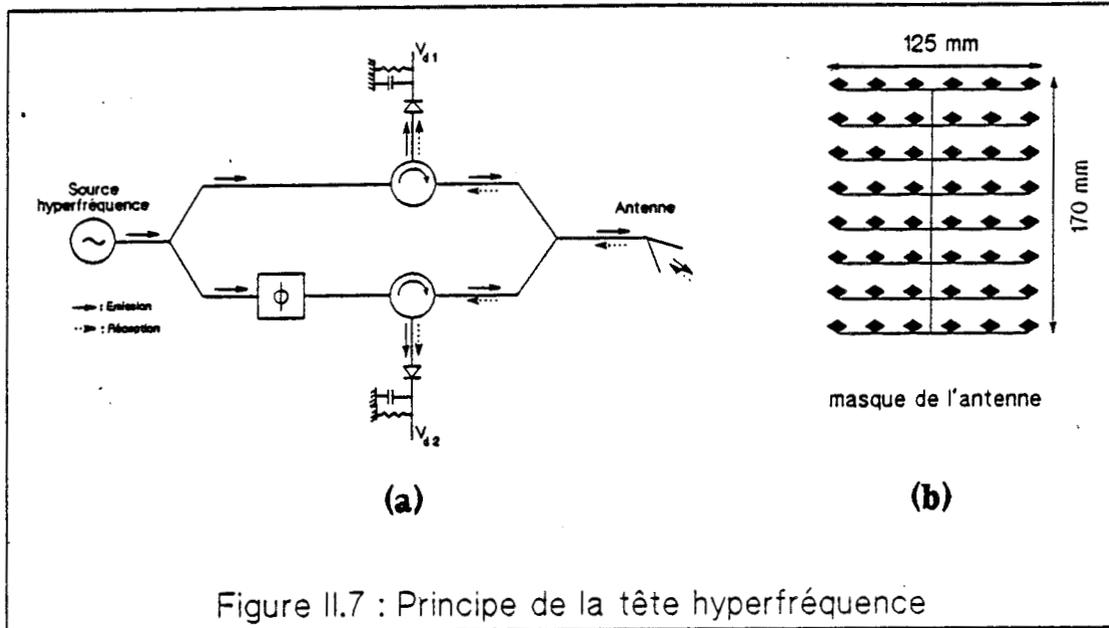


Figure II.7 : Principe de la tête hyperfréquence

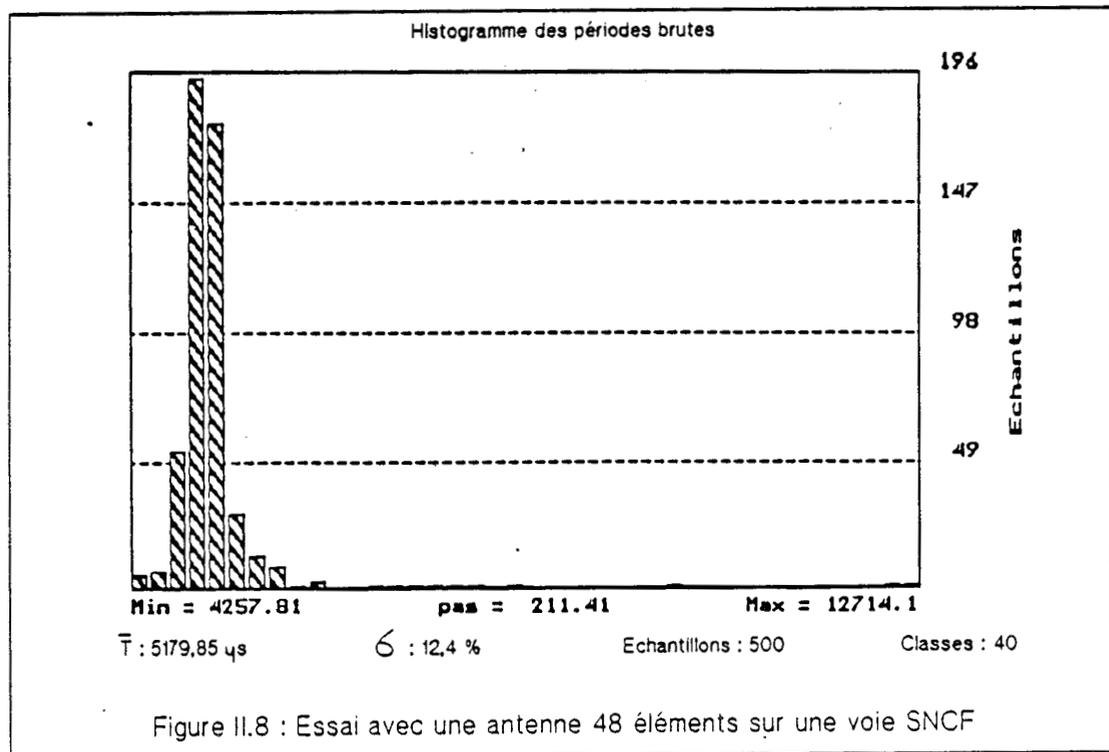


Figure II.8 : Essai avec une antenne 48 éléments sur une voie SNCF

II.2.2 Traitement de signal

Le dispositif hyperfréquence décrit ci-dessus délivre deux signaux Doppler notés S_{d1} et S_{d2} dont la fréquence contient l'information de vitesse et dont le déphasage permet de détecter le sens de marche. Ils sont véhiculés vers le système de traitement sous forme différentielle. Une dissymétrisation de ces signaux est donc nécessaire pour pouvoir les traiter en prenant comme référence la masse du système de traitement. Cette dissymétrisation est assurée par un amplificateur à entrée différentielle qui, en outre, rejette le mode commun et permet d'éliminer les perturbations électromagnétiques ramenées par la liaison.

L'opération élémentaire à effectuer est la mesure de période instantanée. Il est inutile de mesurer cette grandeur pour les deux signaux S_{d1} et S_{d2} car ils sont produits par la même source et les mêmes obstacles. Seule la période de S_{d1} sera donc mesurée.

Comme nous l'avons vu précédemment, ces signaux peuvent se superposer à des ondulations basse fréquence. De plus, l'utilisation d'un filtre accordé sur la fréquence Doppler est déconseillée (pour la raison évoquée dans § II.1.3). Dans ces conditions, l'emploi de la détection de passage par un niveau donné du signal pour mesurer la période est exclu. La méthode que nous mettrons en oeuvre dans la version "B" consiste à détecter, après numérisation, les crêtes du signal et en déduire la période (qui est égale à la durée séparant deux crêtes successives). Le principe ainsi que la mise en oeuvre de cette méthode sont présentés plus en détail dans le chapitre suivant.

Cette méthode de mesure est accompagnée d'une séparation des dispositifs de traitement à basses et à grandes vitesses. Cette séparation, réalisée à l'aide de filtres passe-bas et passe-haut de deuxième ordre, permet de réduire considérablement les ondulations basse fréquence dans la plupart des cas ($V > 25$ km/h). D'autre part, elle diminue le bruit haute fréquence dans le dispositif de traitement des basses vitesses ce qui permet une meilleure détection de l'arrêt (problème délicat car il consiste à s'assurer de la non existence d'une fréquence Doppler lorsque le véhicule est à l'arrêt).

Comme nous l'avons signalé plus haut, la détection de crêtes nécessite une numérisation du signal à l'aide d'un convertisseur Analogique/Numérique. Etant donné la résolution de ce convertisseur (256 points crête/crête), les fluctuations de l'amplitude doivent être limitées pour pouvoir détecter avec précision les crêtes. La CAG numérique de la

version "A" est remplacée par un amplificateur compresseur (pseudo log). Ce dispositif passif renforce le gain en présence de signaux de faible amplitude et le limite pour ceux à grande amplitude de manière à ne pas écrêter le signal.

En plus de la mesure de vitesse, ce système est prévu pour déterminer le sens de déplacement du véhicule. Cette information, déduite du signe de déphasage entre S_{d1} et S_{d2} , n'est traitée que dans la partie concernant les basses vitesses (il est inconcevable qu'un mobile change de sens de marche sans passer par l'arrêt). Une mise en forme des deux signaux est élaborée à l'aide des comparateurs pour la détermination par logiciel du signe du déphasage; cette partie est traitée plus en détail dans le chapitre IV.

La figure II.9 donne l'architecture générale du traitement de signal. Ce système est bâti autour d'un microcontrôleur 16 bits (le 80C196 d'INTEL). Ce microcontrôleur offre une puissance et une rapidité de calcul compatibles avec notre application. De plus, il est doté d'un jeu d'interruptions, d'un ensemble d'entrées/sorties intégrées, des compteurs programmables en chronomètre et un convertisseur Analogique/Numérique (10 bits) possédant quatre voies dont une est utilisée pour numériser le signal Doppler aux basses vitesses.

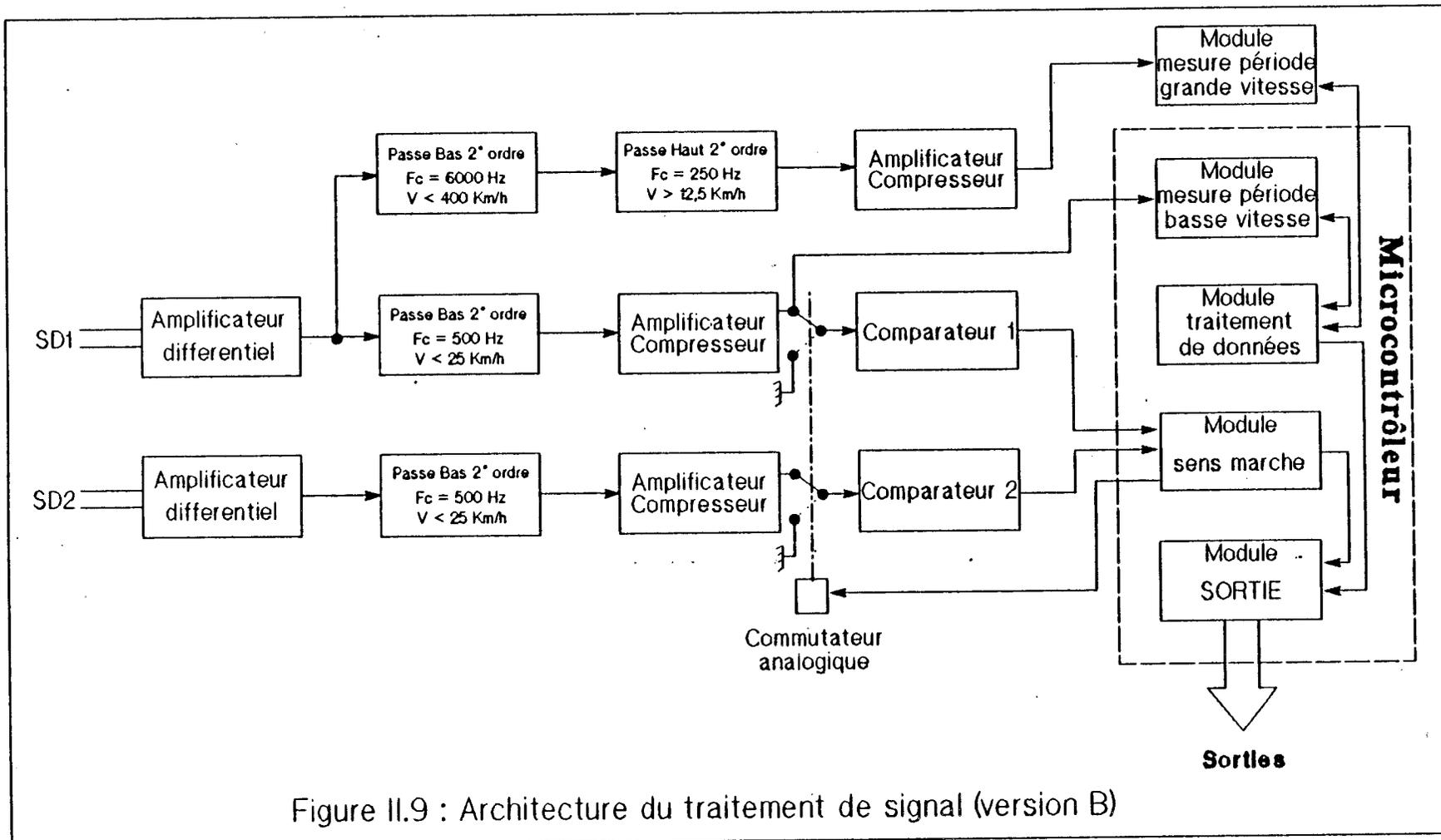


Figure II.9 : Architecture du traitement de signal (version B)

CONCLUSION

La version "B" du système de traitement de signal dont l'architecture a été présentée dans ce chapitre, permet d'obtenir en plus de la vitesse, le sens de marche et un signal de validation.

Physiquement, ce système est bâti en deux cartes. La première comporte le microcontrôleur, son environnement et les circuits analogiques de filtrage et d'amplification. La deuxième constitue le module de mesure des périodes aux grandes vitesses dont le principe et la réalisation sont présentés dans le chapitre suivant. Ces deux cartes sont interconnectées à l'aide d'un bus qui garantit l'ouverture du système à des éventuelles extensions ou changements de configuration.

Chapitre III

Détection des crêtes du signal

INTRODUCTION

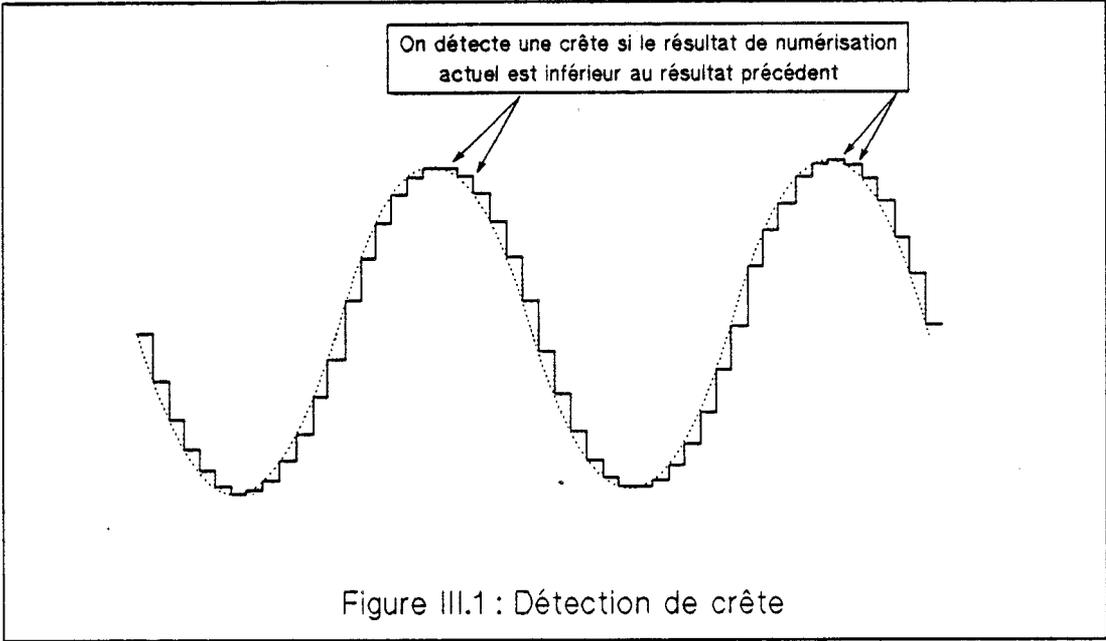
La méthode adoptée pour mesurer la période instantanée consiste à détecter les crêtes du signal. Cette méthode, indépendante de l'amplitude du signal, permet de s'affranchir des problèmes posés par la superposition du signal Doppler à une ondulation de plus basse fréquence.

Dans ce chapitre, nous parlons du principe de cette méthode, des difficultés de sa mise en oeuvre et des principales sources d'erreur. Nous exposons, ensuite, les moyens matériels et logiciels employés pour assurer son bon fonctionnement et donnons les résultats des premiers essais.

III.1 Principe

Soit un signal périodique s de périodicité T . La durée séparant deux crêtes positives (ou négatives) successives de s est égale à la période T . Ceci nous procure un moyen de mesure de la période instantanée indépendant de l'amplitude du signal et insensible aux ondulations de plus basse fréquence qui peuvent s'y superposer.

Nous avons vu dans le chapitre précédent que la fréquence utile du signal Doppler occupe une bande assez large (0 à 6 kHz) et que son amplitude varie énormément. Ces facteurs rendent très difficile l'emploi d'un détecteur de crêtes analogique. Nous avons donc opté pour une solution numérique basée sur la digitalisation du signal afin de détecter les changements de pente et par conséquent les crêtes (*cf fig. III.1*).

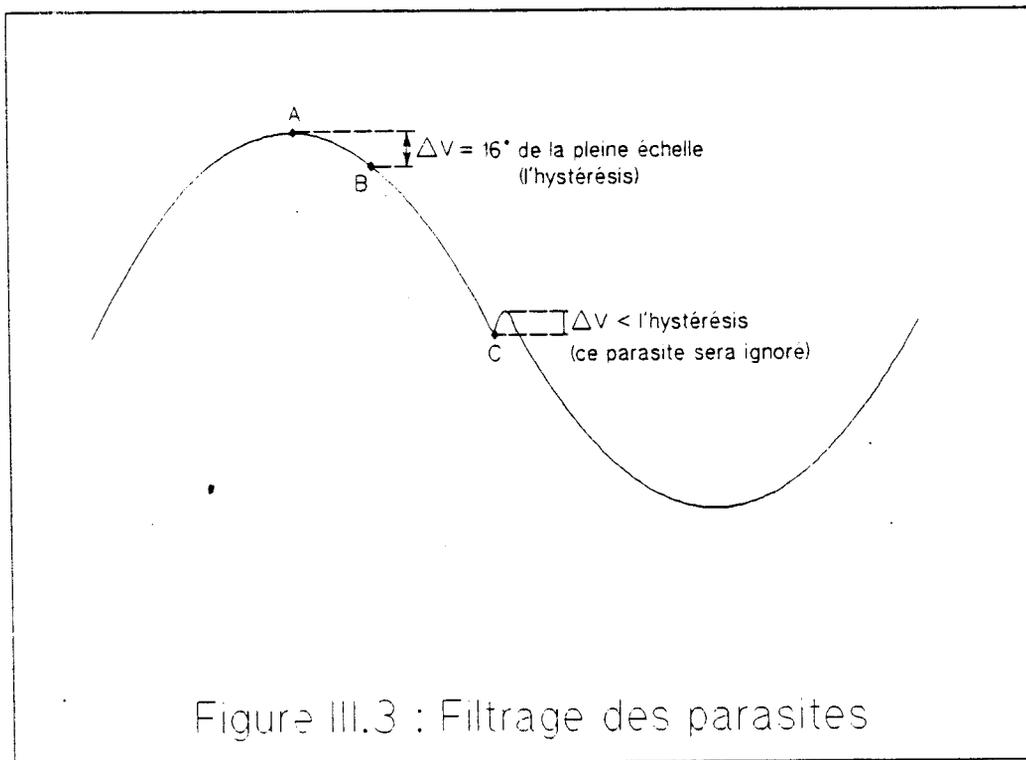
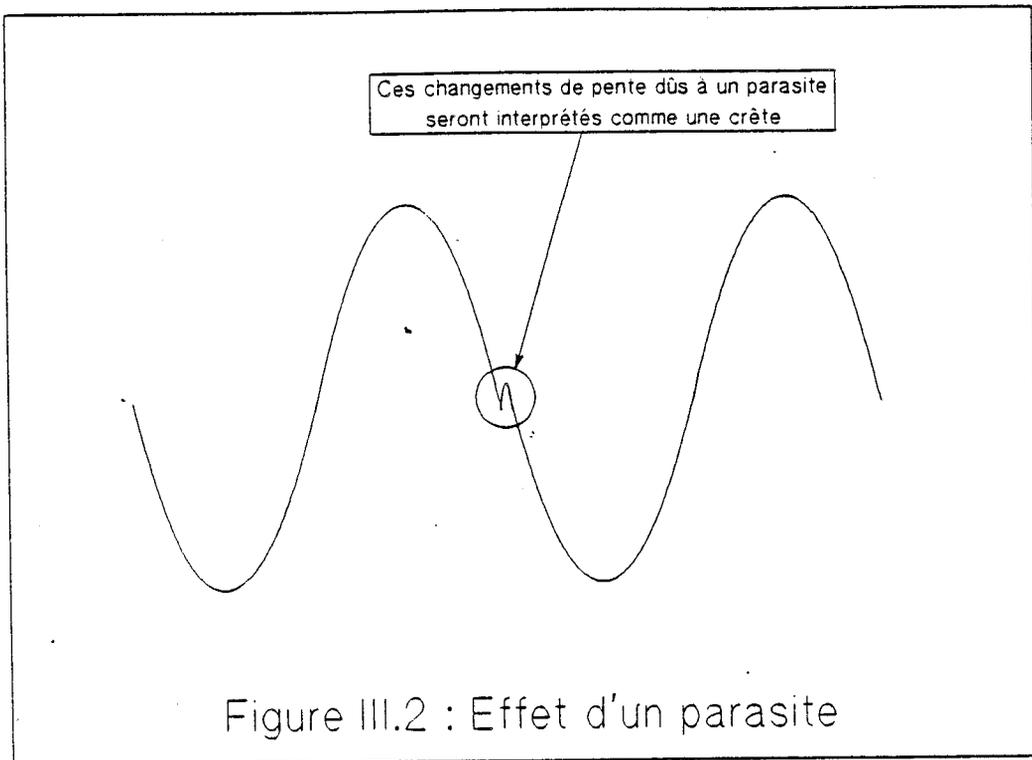


III.2 Difficultés de mise en oeuvre

La précision sur la mesure de la période instantanée est directement liée à la qualité de détection de crêtes. Il est évident que celle-ci est médiocre dans le cas d'un signal carré ou d'un signal écrêté. Nous avons évité ce genre de situations en employant l'amplificateur compresseur présenté dans le chapitre précédent. En plus de son aptitude à garder la forme des alternances à traiter, il délivre une tension au plus égale à la tension pleine échelle du convertisseur analogique/numérique.

En réalité, le signal Doppler peut comporter des parasites (sauts de phases par exemple) qui viennent perturber le fonctionnement du dispositif de détection de crêtes. Comme le montre la figure (III.2) ces parasites sont considérés comme des alternances du signal et provoquent la détection de crêtes fictives. Pour résoudre ce problème nous supposons que l'amplitude de ces parasites est très faible et ne dépasse pas le seizième de la pleine échelle du convertisseur. Un hystérésis (égal au seizième de la pleine échelle) est donc introduit lors de la détection des changements de pente pour éviter toute décision hâtive concernant ces changements. Considérons la figure (III.3), un changement de pente est détecté au point A, mais la crête n'est confirmée qu'au point B où la variation d'amplitude $V_A - V_B$ atteint l'hystérésis. Le changement de pente détecté au point C n'est pas suivi par une telle confirmation car un autre changement de pente intervient avant d'atteindre l'hystérésis, il sera donc ignoré. Cet exemple montre la manière avec laquelle le détecteur de crête traite ce genre de parasite, la mise en oeuvre de cette méthode est détaillée plus loin. Il est important de noter qu'un signal parasite d'amplitude crête inférieure à l'hystérésis n'est pas pris en compte. C'est ainsi que ce qui reste du bruit de la tête hyperfréquence (de faible amplitude) après le filtrage analogique est rejeté.

Du fait de l'introduction de l'hystérésis, l'information de détection de crête n'est pas fournie au moment exact de changement de pente. Dans l'exemple de la figure (III.3), cette information est délivrée au dispositif de traitement des données au point B, mais les valeurs (amplitude et instant) utilisées par ce dispositif pour calculer la période instantanée sont celles obtenues en A. Dans le pire des cas, ce retard dans la délivrance de l'information est égal à la moitié de la durée de l'alternance traitée (cas du signal ayant un niveau égal à l'hystérésis).



III.3 Erreurs de quantification

Les convertisseurs A/N utilisés pour digitaliser le signal sont des convertisseurs 8 bits, ils permettent donc d'avoir 256 niveaux de quantification crête/crête à la pleine échelle. Plus le niveau du signal traité se rapproche de la pleine échelle, plus nous profitons du maximum de la résolution du convertisseur. Nous allons, à partir de l'imprécision sur la quantification de l'amplitude du signal, calculer l'imprécision temporelle sur la détection de crête. Nous considérons les deux cas extrêmes où l'amplitude est minimum ou maximum.

Cas où l'amplitude est minimum :

L'amplitude minimum détectable par le système est égale à l'hystérésis (le seizième de la pleine échelle). Dans ce cas de signal, seulement 16 niveaux de numérisation sont possibles : 8 pour l'alternance positive et 8 pour l'alternance négative. Ce signal peut s'écrire sous la forme :

$$s = 8 \sin(2\pi F t)$$

L'erreur de quantification d'amplitude, δs , est donnée par (cf fig. III.4) :

$$\delta s = 8 (1 - \sin(\frac{\pi}{2} - \epsilon)) < \text{LSB}^{(1)}$$

$$\Rightarrow 8 (1 - \sin(\frac{\pi}{2} - \epsilon)) < 1$$

$$\Rightarrow 1 - \sin(\frac{\pi}{2} - \epsilon) < \frac{1}{8}$$

$$\Rightarrow -\sin(\frac{\pi}{2} - \epsilon) < -\frac{7}{8}$$

$$\Rightarrow \frac{\pi}{2} - \epsilon > \text{Arcsin}(\frac{7}{8})$$

$$\Rightarrow \epsilon < \frac{\pi}{2} - \text{Arcsin}(\frac{7}{8})$$

(1) Bit de poids le plus faible (Least Significant Bit)

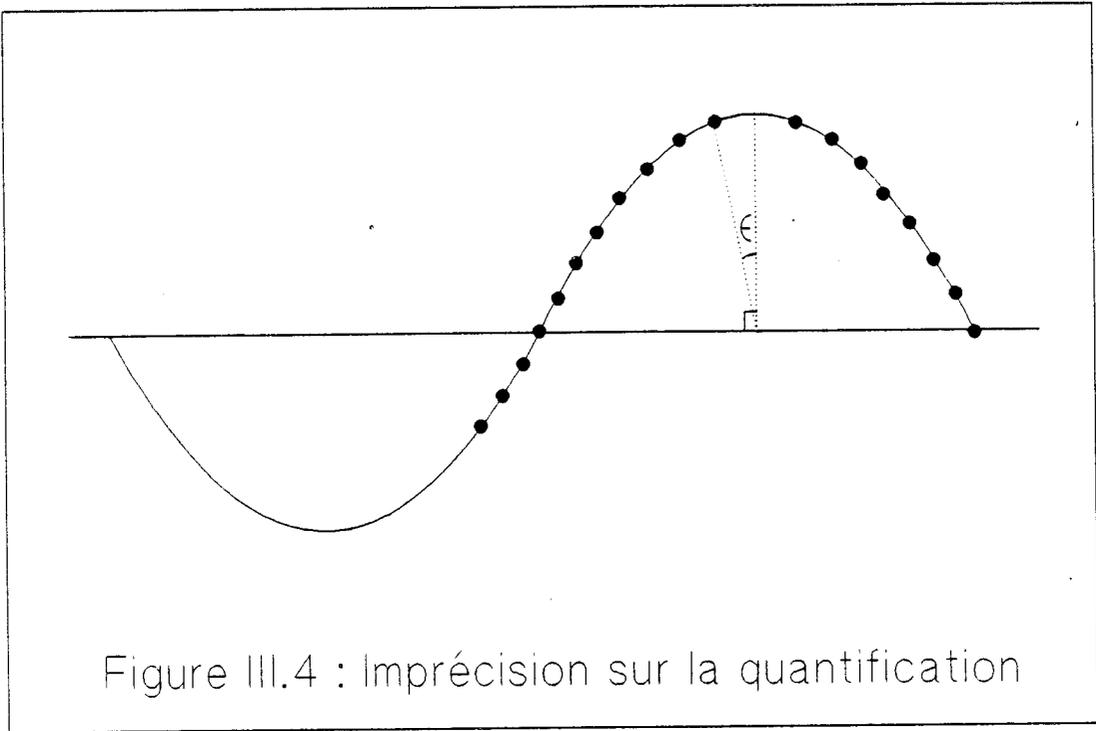


Figure III.4 : Imprécision sur la quantification

$$\Rightarrow \boxed{\epsilon < 29^\circ} \quad (\text{III.3})$$

Nous pouvons déterminer à partir de cette erreur angulaire l'imprécision temporelle δt :

$$\begin{aligned} \epsilon &= 2\pi F \delta t \\ \Rightarrow 2\pi F \delta t &< \frac{\pi}{2} - \text{Arcsin} \left(\frac{7}{8} \right) \\ \Rightarrow \boxed{\delta t < \frac{0.08}{F}} & \quad (\text{III.4}) \end{aligned}$$

Cette imprécision dépend de la fréquence du signal traité, à titre d'exemple, nous la calculons pour les fréquences suivantes :

- * 400 Hz $\Rightarrow \delta t < 200 \mu s$
- * 2 kHz $\Rightarrow \delta t < 40 \mu s$
- * 10 kHz $\Rightarrow \delta t < 8 \mu s$

Cas où l'amplitude est maximum :

Il s'agit de l'amplitude pleine échelle où nous avons 256 niveaux de quantification. Le signal s s'écrit :

$$s = 128 \sin(2\pi F t)$$

En considérant les calculs effectués plus haut, nous pouvons déduire une majorante de ϵ

$$\begin{aligned} \epsilon &< \frac{\pi}{2} - \text{Arcsin} \left(\frac{127}{128} \right) \\ \Rightarrow \boxed{\epsilon < 7^\circ} & \quad (\text{III.3}) \end{aligned}$$

L'imprécision temporelle δt est donnée par :

$$2\pi F \delta t < \frac{\pi}{2} - \text{Arcsin} \left(\frac{127}{128} \right)$$

$$\Rightarrow \boxed{\delta t < \frac{0.02}{F}} \quad (\text{III.4})$$

L'application numérique pour les différentes fréquences considérées plus haut donne :

- * 400 Hz $\Rightarrow \delta t < 50 \mu s$
- * 2 kHz $\Rightarrow \delta t < 10 \mu s$
- * 10 kHz $\Rightarrow \delta t < 2 \mu s$

L'erreur relative due à la quantification sur la mesure de la période instantanée est donc de l'ordre de 2% pour l'amplitude maximum et de l'ordre de 8% pour l'amplitude minimum. Mais en réalité, nous nous intéressons à la période moyenne calculée sur un intervalle de temps défini (de l'ordre de 180 ms) où nous acquérons un certain nombre, n , de périodes instantanées. Si aucune de ces périodes n'est rejetée (par filtrage numérique) l'erreur absolue de quantification sur tout l'intervalle est égale à celle pour une seule période. L'erreur relative devient donc $\frac{2}{n} \%$ pour l'amplitude maximum et $\frac{8}{n} \%$ pour l'amplitude minimum.

III.4 Détection des crêtes dans le cas des basses vitesses

Comme nous l'avons vu dans le chapitre II, les dispositifs de mesure de période à basses et à grandes vitesses sont séparés pour assurer un rejet total des ondulations basse fréquence aux vitesses élevées ($V > 25$ km/h) et une meilleure détection de l'arrêt (cf fig. II.9). Dans le cas des basses vitesses ($V < 25$ km/h), cette opération est complètement assurée par le microcontrôleur. Le signal Doppler issu de l'amplificateur compresseur attaque une entrée du convertisseur A/N du microcontrôleur. Ce convertisseur numérise le signal toutes les $40 \mu\text{s}$ afin de détecter les changements de pente et en déduire les crêtes.

Pour des impératifs de traitement en temps réel du signal, ce convertisseur est programmé d'une manière à déclencher une interruption quand il finit la conversion d'une valeur, ce qui nous permet d'effectuer d'autres tâches pendant les délais de conversion. Cette interruption exécute un sous-programme qui a pour tâche de relancer la conversion d'une nouvelle valeur et de détecter les crêtes positives du signal. L'algorithme de détection de crête est très simple et découle du principe exposé au (§III.1). Il est décrit par l'organigramme de la figure (III.5).

Lorsqu'il est appelé, ce sous programme commence par lire l'heure, H_{ACT} indiqué par l'horloge temps réel du microcontrôleur et le résultat de la conversion, S_{ACT} , donné par le CAN⁽¹⁾. Lors de la première conversion ce sous programme ne fait que sauvegarder H_{ACT} et S_{ACT} dans H_{SAV} et S_{SAV} respectivement. Dans les autres cas, il teste si un changement de pente a lieu. Pour ce faire, il se sert de l'indicateur "pente positive" qui est une variable booléenne qui prend la valeur 'vrai' si la pente est positive et la valeur 'faux' sinon. Lors de la mise sous tension de l'appareil, cette variable est initialisée arbitrairement à 'vrai'.

Si la pente est positive et $S_{ACT} > S_{SAV}$ ou si la pente est négative et $S_{ACT} < S_{SAV}$, aucun changement de pente n'a eu lieu, H_{SAV} et S_{SAV} sont alors mis à jour. Dans les deux autres cas, un changement de pente est constaté mais il n'est confirmé que si l'hystérésis (le seizième de la pleine échelle du CAN = $\frac{256}{16} = 16$) est atteint. Ce test d'hystérésis revient simplement à vérifier si le résultat de $|S_{ACT} - S_{SAV}|$ est supérieur à 16. Dans le cas où l'hystérésis n'est pas atteint, H_{SAV} et S_{SAV} ne sont pas mis à jour.

(1) Convertisseur Analogique/Numérique

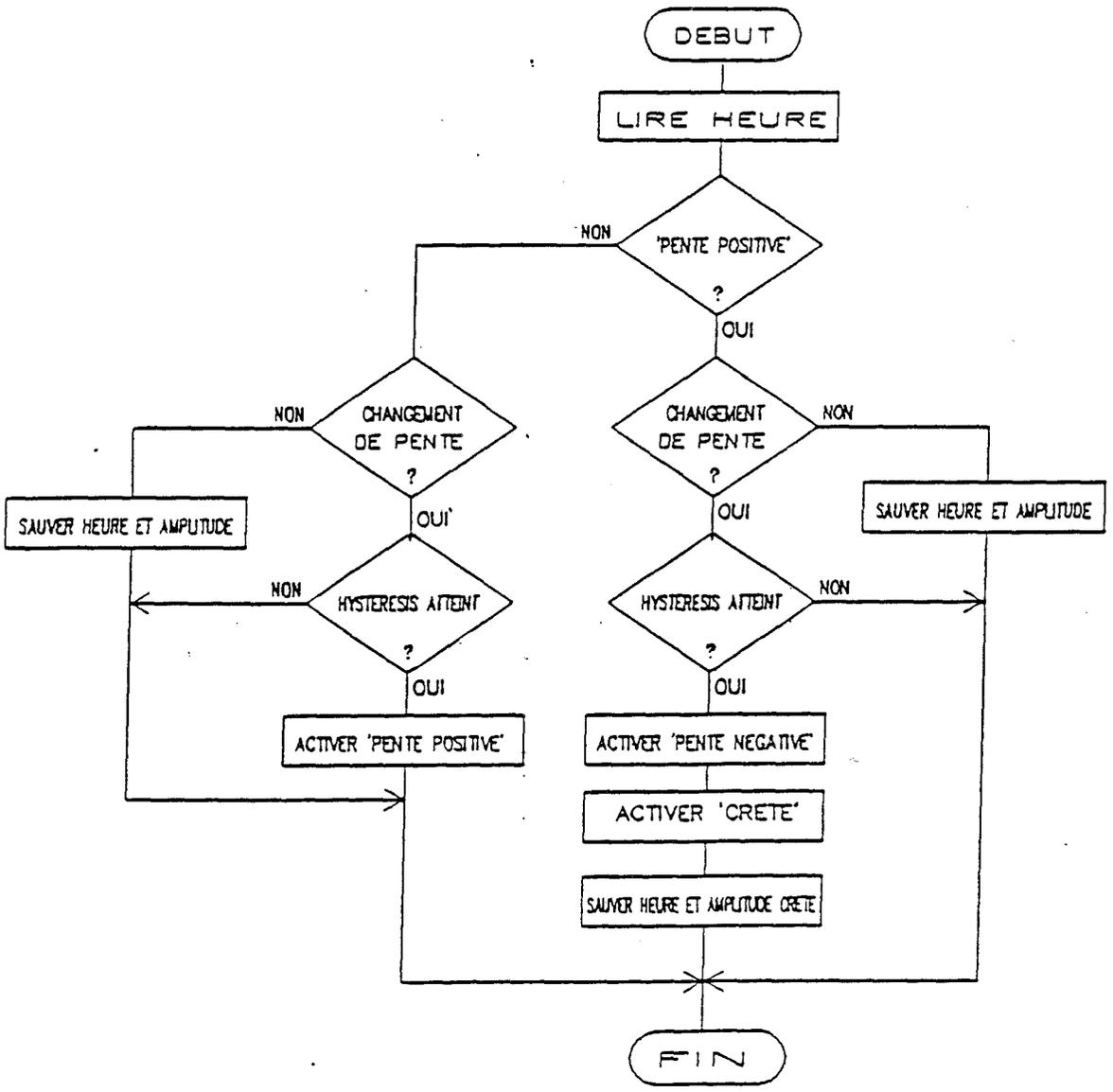


Figure III.5 : Algorithme de détection des crêtes

Lorsque un changement de pente positive à pente négative est confirmé, une variable booléenne appelée 'CRETE' et indiquant la détection d'une crête est activée. L'amplitude et l'heure de cette crête sont ensuite sauvegardées pour servir dans le traitement de données détaillé dans le chapitre suivant.

III.5 Détection des crêtes dans le cas des vitesses élevées

Le principe de cette partie est identique à celui des basses vitesses et nous nous servons d'ailleurs des notations définies précédemment. En réalité, la cadence de numérisation du convertisseur interne au microcontrôleur est trop lente pour assurer une résolution temporelle acceptable pour des vitesses > 25 km/h. Pour cette raison, le module de détection des crêtes à vitesses élevées est construit en logique HCMOS et implanté sur une carte extérieure à l'unité centrale. L'architecture générale de cette carte est donnée par la figure (III.6). Nous notons la présence d'un séquenceur qui à partir de l'horloge fournie par l'UC⁽¹⁾ (d'une fréquence de 5,55 MHz) permet de générer huit séquences d'une fréquence de 694,4 kHz. Le schéma et les chronogrammes de ce séquenceur sont donnés par la figure (III.7). Ces différentes séquences, notées CK0 à CK7, permettent d'exécuter les opérations de la carte de détection des crêtes dans un ordre précis.

La pièce maîtresse de cette carte est le convertisseur A/N. Il s'agit d'un convertisseur du type "flash" cadencé par CK0. Ce circuit permet facilement d'effectuer une conversion toutes les $1,44 \mu\text{s}$.

Nous retrouvons sur cette carte la structure du logiciel présenté en (§ III.4), le sous-module "CALMOD" permet de calculer le module et le sens de la variation de l'amplitude ($S_{\text{SAV}} - S_{\text{ACT}}$) et le sous-module "CRETE" permet, par une série de tests, de détecter la crête et de la signaler à l'UC. Les signaux échangés entre ces deux sous-modules sont :

- * CY : donne la nature de la pente "positive" ou "négative"
- * GEL SUIVI : permet de geler la mise à jour de S_{SAV} (lorsque l'hystérésis n'est pas encore atteint)
- * B : signale la validation de crête (hystérésis atteint)

Le schéma du module "CALMOD" est donné par la figure (III.8). Le résultat de la conversion, qui est codé sur 8 bits, est complémenté à 1 pour pouvoir effectuer l'opération de soustraction à l'aide des deux additionneurs 4 bits. Par contre, en sortie du verrou (latch) nous disposons de la dernière valeur sauvegardée S_{SAV} (non

(1) UC = Unité Centrale

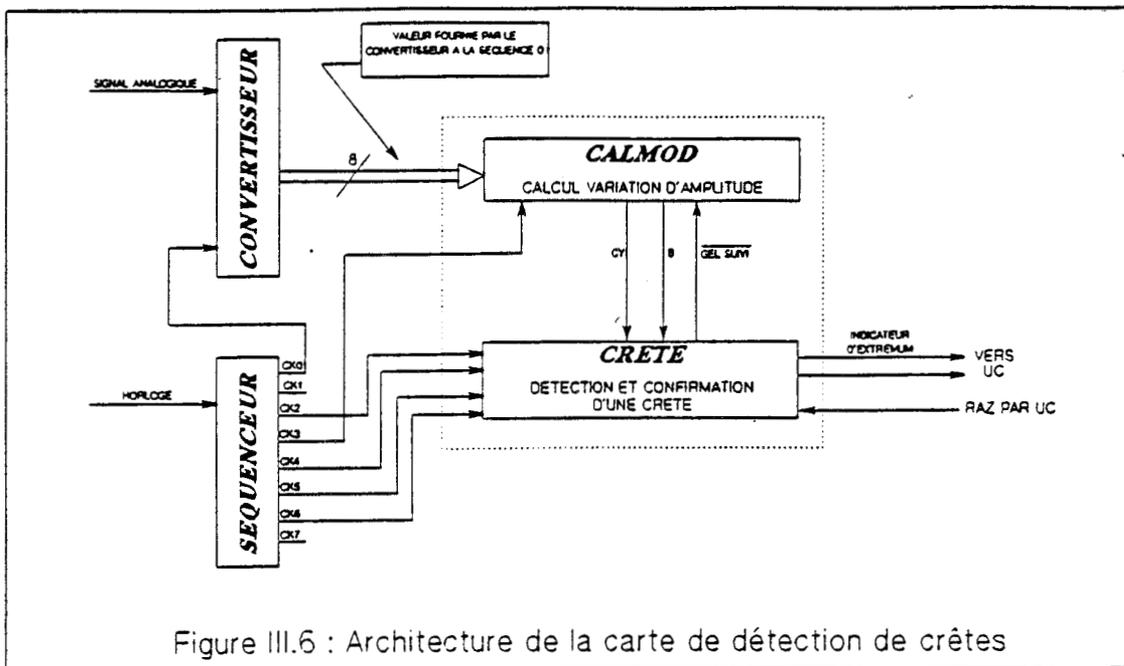


Figure III.6 : Architecture de la carte de détection de crêtes

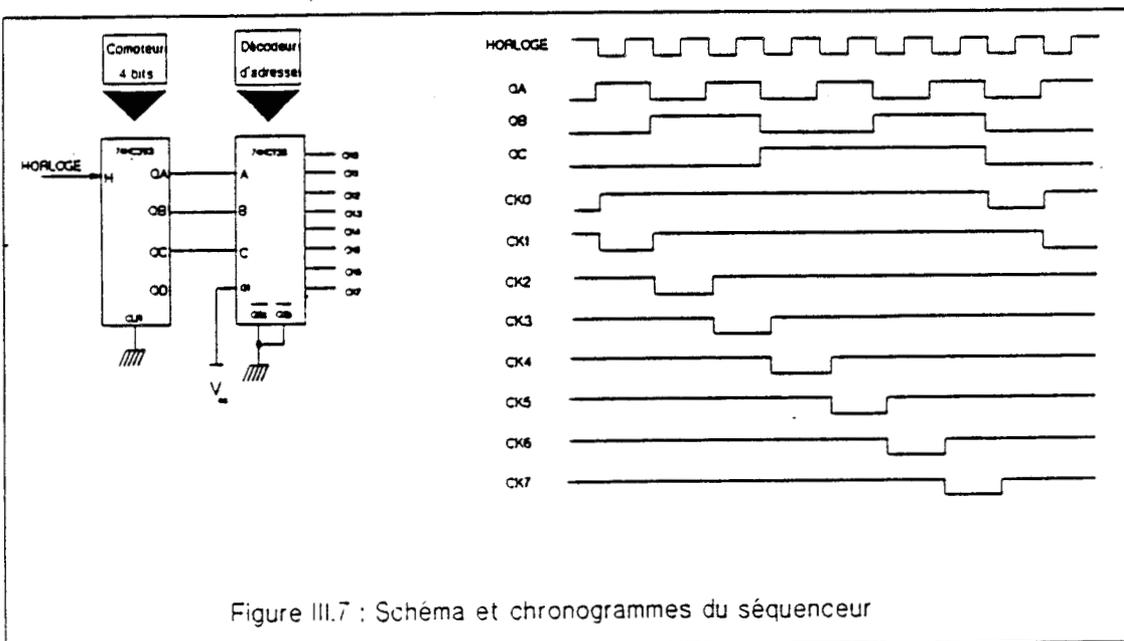


Figure III.7 : Schéma et chronogrammes du séquenceur

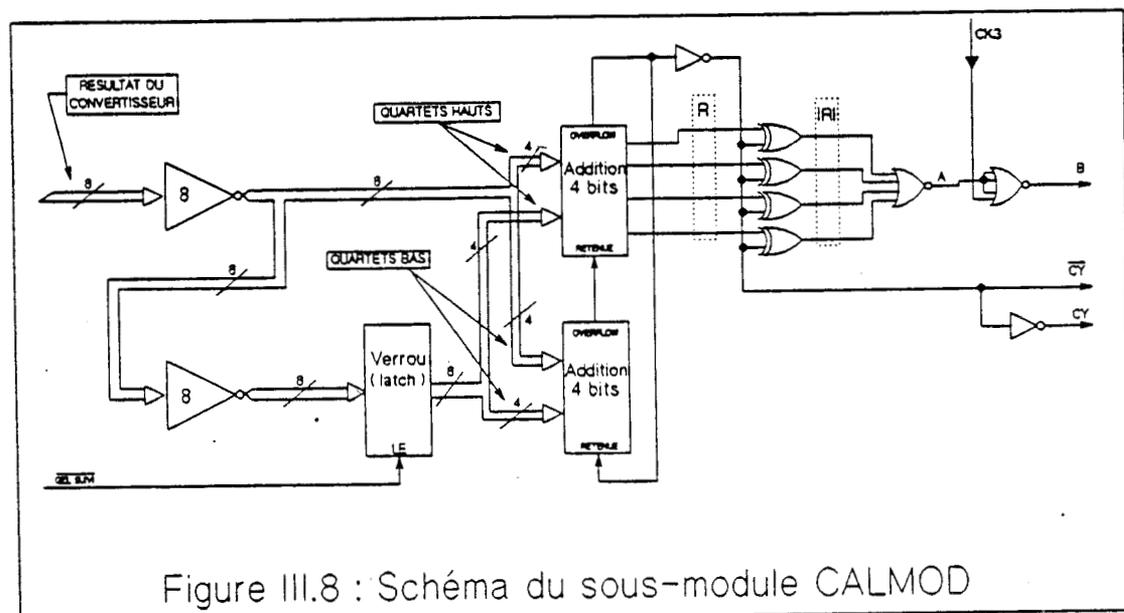


Figure III.8 : Schéma du sous-module CALMOD

complémentée). Si nous notons R le résultat fourni par les additionneurs, nous pouvons écrire :

$$R = S_{SAV} + \overline{S}_{ACT} + CY_i = S_{SAV} - 2^8 - 1 - S_{ACT} + CY_i$$

où CY_i est l'état initial de la retenue (carry).

Le tableau suivant résume les différents cas de figure :

	$S_{SAV} - S_{ACT}$	$ R ^{(1)}$	CY
$CY_i = 0$	> 0	$S_{SAV} - S_{ACT}$	1
	< 0	$S_{ACT} - S_{SAV}$	0
	$= 0$	0	0
$CY_i = 1$	> 0	$S_{SAV} - S_{ACT}$	1
	< 0	$S_{ACT} - S_{SAV}$	0
	$= 0$	0	1

Ce tableau montre que quelque soit l'état initial de la retenue, $CY = 1$ si la pente est négative et $CY = 0$ si la pente est positive.

Si le quartet haut de $|R|$ n'est pas nul, le résultat de la soustraction dépasse donc 16 (hystérésis atteint); dans ce cas $A=0$ et B prend la valeur '1' pendant la séquence CK3.

La figure (III.9) donne le schéma du sous-module "CRETE" qui à partir des informations fournies par "CALMOD" détecte et confirme tout changement de pente. Les changements éventuels de pente sont signalés par la sortie du XOR⁽²⁾ (X1). Quand cette sortie passe à '1', la sortie de la bascule (B2) passe à '1' lors de la séquence CK2 suivante, ce qui provoque (à l'image de ce qui est fait pour le module des basses vitesses) le gel de sauvegarde du résultat du convertisseur tant que l'hystérésis n'est pas atteint ou tant que le changement de pente n'est pas ignoré (cas de rebroussement de signal). Prenons par exemple le cas d'un changement de pente : positive \rightarrow négative où CY passe de 0 à 1 à la séquence CK0. La sortie du XOR (X1) devient immédiatement '1' (1 XOR 0). A la séquence CK2, Q2 passe à '1' ce qui verrouille la bascule (B1) et

(1) Sur la carte "flash", nous ne retenons que le quartet haut du résultat

(2) XOR = OU EXCLUSIF

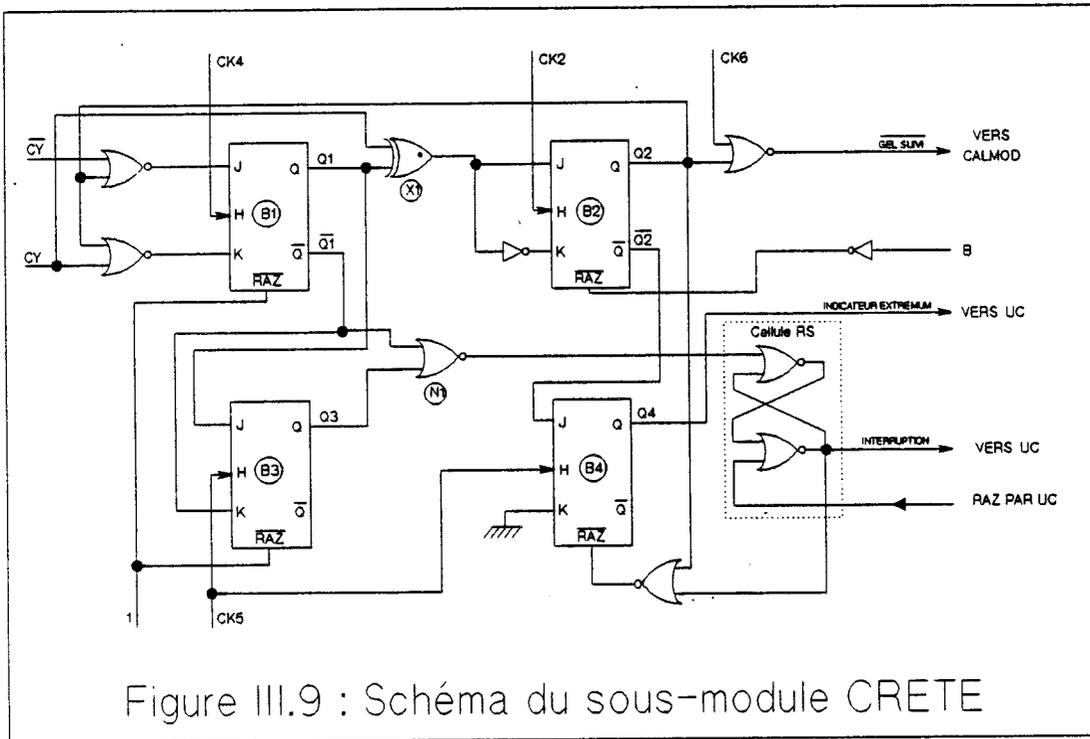


Figure III.9 : Schéma du sous-module CRETE

gèle la mise à jour de S_{SAV} à la séquence CK6. Deux cas permettent de déverrouiller le système :

- 1) Le changement de pente détecté est fictif : CY devient à nouveau '0' ainsi que la sortie de (X1).
- 2) Il s'agit d'un changement de pente réel : l'hystérésis est donc atteint, B passe à '1' et la bascule (B2) est remise à zéro.

Le gel de la mise à jour de S_{SAV} en attendant la confirmation de changement de pente, permet de garder en mémoire l'amplitude du signal où ce changement a été détecté. Parallèlement, la bascule (B4) se charge de signaler, via sa sortie Q4, à l'UC la nécessité de sauvegarder l'instant auquel le changement de pente est observé afin de pouvoir calculer avec précision la période instantanée. Lorsque la crête est confirmée, une interruption est envoyée vers l'UC. Cette interruption est mémorisée par la cellule RS qui est remise à zéro lorsque l'UC effectue la tâche appropriée.

La bascule ne fait que copier l'état de Q1 à la séquence CK5. Nous avons vu précédemment que cette sortie ne change que si le changement de pente est confirmé. Si nous passons d'une pente positive à une négative (CY passe de 0 à 1), à la séquence CK4 $Q3=0$ et $\overline{Q1}=0$, la sortie du NOR (N1) passe alors à 1 et provoque une interruption de l'UC. Par contre, si nous passons d'une pente négative à une positive (creux), à CK4 $Q3=1$ et $\overline{Q1}=1$, la sortie de (N1) reste à zéro. Ceci permet de ne prendre en compte que les crêtes positives.

III.6 Essais et résultats

Pour valider les deux modules de détection des crêtes présentés précédemment nous avons procédé à un test consistant à détecter les crêtes des signaux sinusoïdaux délivrés par un générateur basses fréquences ayant des amplitudes proches du minimum et du maximum détectable par ces modules. Les instants d'arrivée des crêtes (donnés par l'horloge temps réel du microcontrôleur) ont été sauvegardés dans un fichier à partir duquel nous avons déterminé, en différé, la durée des périodes instantanées des signaux traités.

Le tableau suivant résume les résultats obtenus aux niveaux minimum et maximum pour des signaux à 400 Hz, 2 kHz et 10 kHz traités par le module des vitesses élevées :

	σ (mesures) niveau min ($^{\circ}/\infty$)	σ (mesures) niveau max ($^{\circ}/\infty$)	Err. résolution temporelle ($^{\circ}/\infty$)	Err. quantif. ($^{\circ}/\infty$)	
				niveau min	niveau max
400 Hz	7,5	0,4	0,6	80	20
2 kHz	14	1,6	3	80	20
10 kHz	29	6	15	80	20

La première colonne représente l'écart type relatif (en $^{\circ}/\infty$) des périodes acquises pour un signal ayant un niveau proche du minimum détectable. La deuxième colonne donne l'écart type relatif (en $^{\circ}/\infty$) pour un signal ayant un niveau proche du maximum détectable. La troisième représente l'erreur relative (en $^{\circ}/\infty$) due à la résolution temporelle; cette erreur est calculée en divisant la période de l'horloge d'échantillonnage ($1,44 \mu s$) par la période du signal traité. Les deux dernières donnent l'erreur relative maximum de quantification pour les niveaux minimum et maximum.

Nous remarquons que la troisième colonne est très proche du double de la deuxième. Ceci s'explique par le fait qu'à grand niveau, l'erreur due à la quantification de l'amplitude est négligeable devant l'erreur due à la résolution temporelle. Pour les niveaux bas, où l'erreur de quantification devient importante, nous avons une combinaison des deux types d'erreur. L'erreur de quantification étant aléatoire et ne variant pas linéairement avec l'amplitude, nous n'observons pas de corrélation évidente avec les erreurs dues à la résolution temporelle.

La figure (III.10) représente les histogrammes des résultats pour un signal d'une fréquence de 400 Hz traité par les modules des basses vitesses et des vitesses élevées. Nous remarquons que pour le niveau minimum, le fait d'améliorer la résolution temporelle (passer d'une cadence d'une conversion toutes les $40\ \mu\text{s}$ à une toutes les $1,44\ \mu\text{s}$) n'améliore pas significativement le résultat, du fait que c'est l'erreur de quantification qui l'emporte. Par contre, pour le niveau maximum, cette amélioration est nettement observée (on passe d'un écart type relatif de $0,54\ \%$ à $0,04\ \%$).

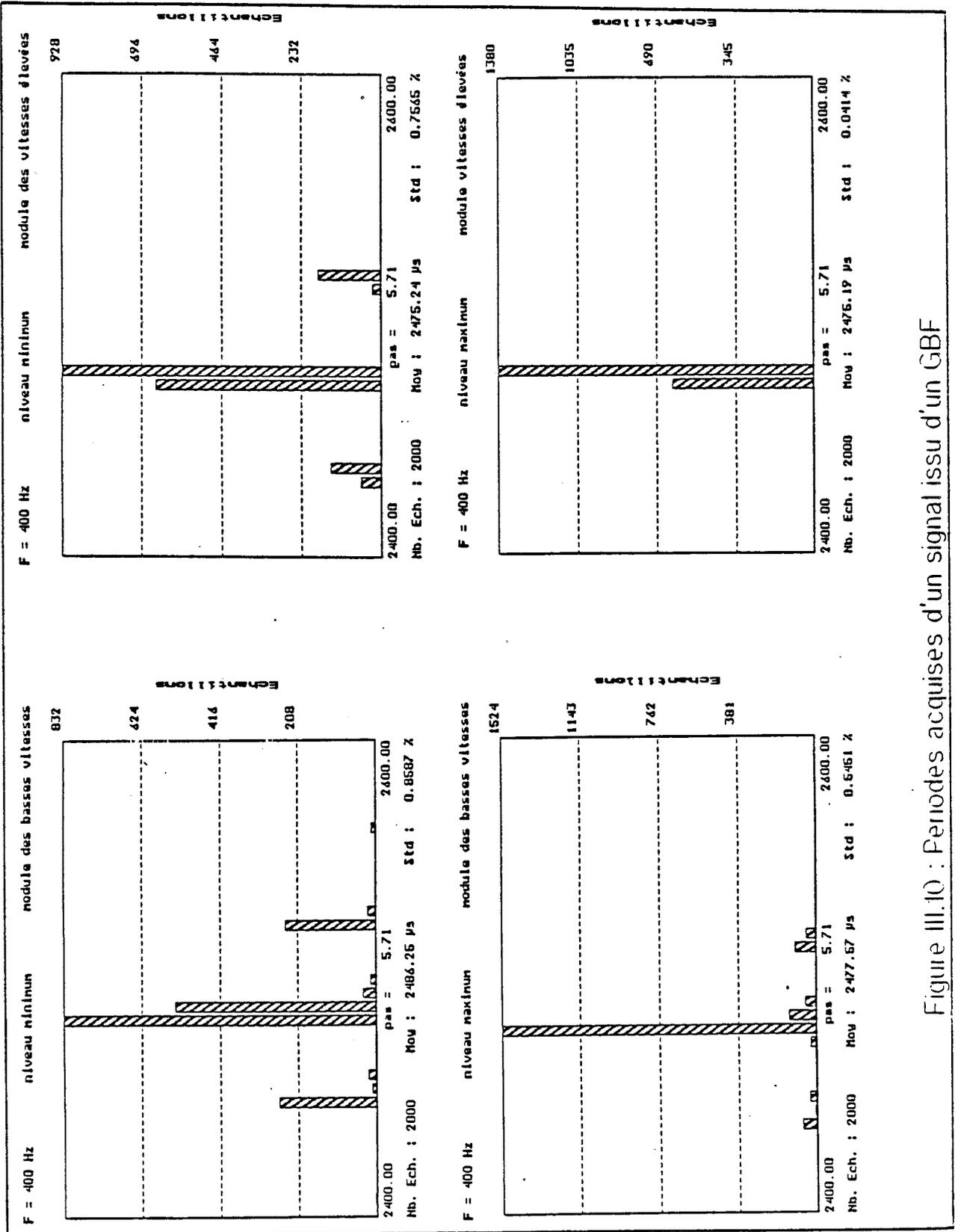


Figure III.10 : Périodes acquises d'un signal issu d'un GBF

CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre le principe et la réalisation du module de détection des crêtes qui nous permettra de mesurer les périodes instantanées tout en s'affranchissant des problèmes posés par les ondulations basse fréquence, les parasites de faible amplitude, et le bruit. Ce module constitue le dispositif de base qui fournit au système de traitement des données, présenté dans le chapitre suivant, les informations nécessaires pour calculer avec une bonne précision la période Doppler.

Chapitre IV

Acquisition et traitement des données

INTRODUCTION

Les modules décrits dans le chapitre précédent nous fournissent un moyen pour mesurer la période instantanée qui constitue l'information élémentaire à traiter.

Dans ce chapitre, nous présentons le logiciel qui permet d'acquérir, de valider et d'exploiter cette information. Nous commençons par donner l'architecture générale de ce logiciel et nous détaillons ensuite chacun des modules nécessaires à la détermination de la vitesse moyenne et du sens de marche du convoi. Pour finir, nous présentons le mode de sortie de ces informations vers l'ordinateur de contrôle.

IV.1 Architecture du logiciel

IV.1.1 Architecture générale

Etant donné l'aspect aléatoire de la période Doppler, seul un moyennage des périodes acquises peut assurer des résultats stables. Ce moyennage est effectué sur un intervalle de temps, de l'ordre de 180 ms, choisi de manière à avoir une période Doppler moyenne statistiquement significative et un temps de réponse suffisamment court pour pouvoir s'intégrer dans un automatisme. L'information de période instantanée est formée par le module de détection des crêtes détaillé dans le chapitre précédent; cette période est ensuite mesurée, en vérifiant sa cohérence avec les acquisitions précédentes. Au bout de 180 ms d'acquisition, une période moyenne est calculée et la sortie donnant la vitesse est mise à jour.

La figure (IV.1) donne l'architecture générale du logiciel ainsi que le flux d'information entre les différentes parties. Un programme principal est chargé de calculer la période moyenne, de vérifier sa cohérence, de détecter l'arrêt, de mettre à jour la sortie et de modifier les paramètres de fonctionnement du système si besoin est. Les modules d'acquisition, de détection de perte de signal (lors du passage sur un plan réflecteur par exemple) et la discrimination du sens de déplacement sont implantés dans des sous programmes d'interruption sollicités au moment propice. Cette structure (par interruption) est indispensable pour effectuer le traitement en temps réel.

IV.1.2 Structure du programme principal

Ce programme respecte l'architecture matérielle du système de traitement présentée au (§ II.2.2). Il comprend une partie d'initialisations de la sortie et des variables du système lui permettant de choisir correctement le module de détection des crêtes (basses vitesses ou vitesses élevées). En fonctionnement normal, il attend une autorisation spéciale lui permettant d'effectuer le calcul de la période moyenne si l'ensemble d'acquisitions sur le dernier intervalle de 180 ms est valable (cf § IV.2.2 et § IV.3.1). Les tests de validation sont détaillés plus loin dans la partie "calcul de la période moyenne". La

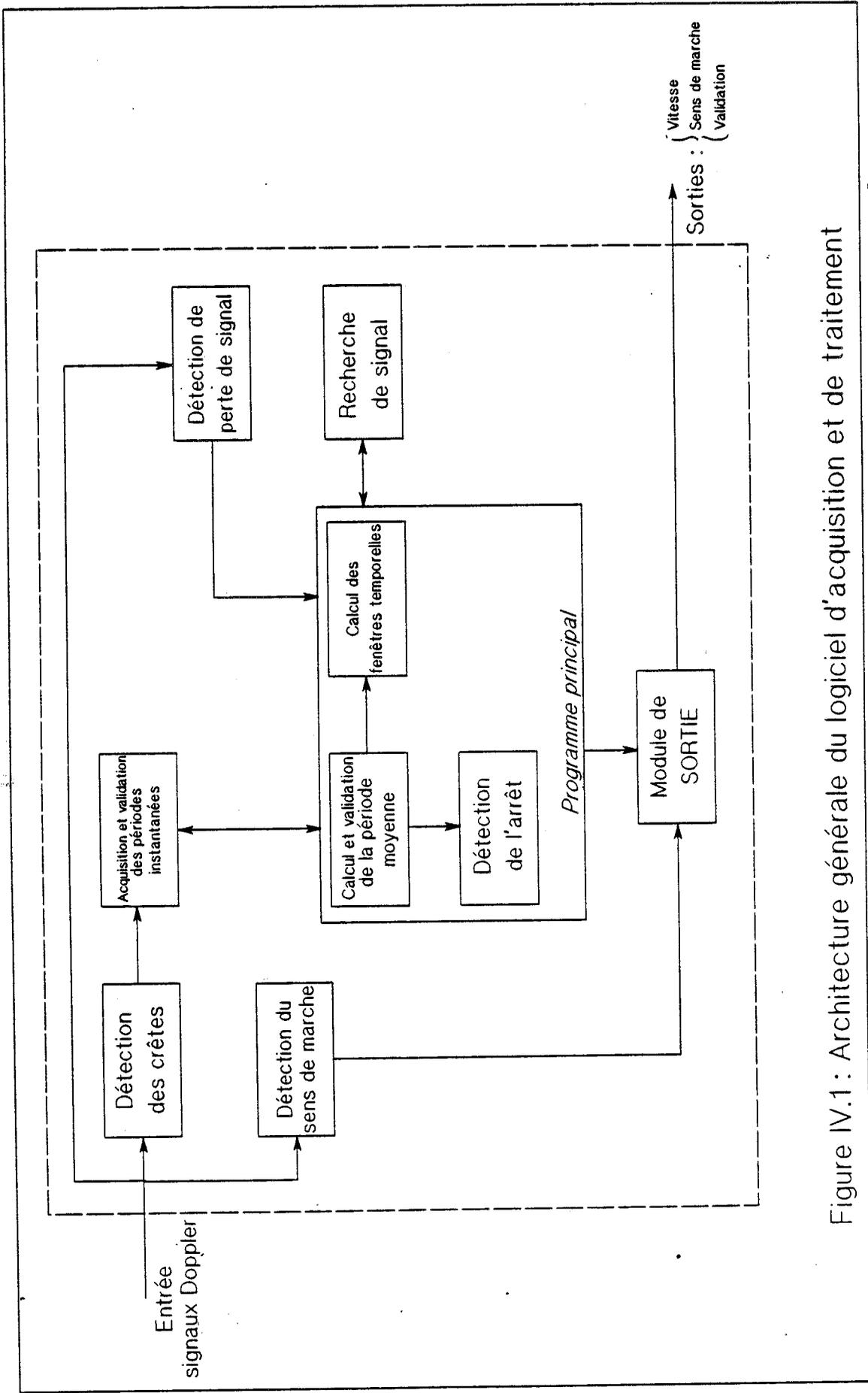


Figure IV.1 : Architecture générale du logiciel d'acquisition et de traitement

partie calcul est organisée en structure alternative permettant de traiter séparément les basses et grandes vitesses (*cf fig. IV.2*).

Il est évident que seule la partie traitant les basses vitesses doit comporter le test d'arrêt. Cette observation réduit le traitement dans le cas des grandes vitesses où les périodes Doppler sont courtes et où, afin d'en perdre le moins possible, le temps d'exécution doit être minimisé.

Les tests de passage d'un mode de fonctionnement à l'autre sont nécessaires pour assurer un fonctionnement optimal du système (présence des filtres analogiques adaptés à chaque mode). Le passage du mode "basses vitesses" à celui des "grandes vitesses" est effectué lorsque la vitesse dépasse 25 km/h. Dans ce cas, la configuration du système est changée de manière à n'autoriser que le module de détection des crêtes pour les "grandes vitesses". Le passage dans l'autre sens est effectué lorsque la vitesse descend en dessous de 12,5 km/h. L'hystérésis prévu évite l'oscillation d'un mode à l'autre.

IV.1.3 Génération de la séquence de 180 ms

Cette séquence est réalisée grâce à une particularité du microcontrôleur (80C196) qui lui permet de générer une interruption lorsqu'un compteur défini par logiciel (Software Timer) vient à expiration. Ce compteur est configuré pour appeler le sous programme d'interruption qui lui est associé tous les 11,8 ms (ce qui correspond à 8192 (2000 en hexadécimal) cycles machine). Lorsque ce sous programme a été appelé 16 fois, un indicateur signale qu'approximativement 180 ms se sont écoulés. Cet indicateur sera utilisé par la partie d'acquisition des périodes instantanées pour autoriser le calcul de la période moyenne (*cf § IV.2.1*).

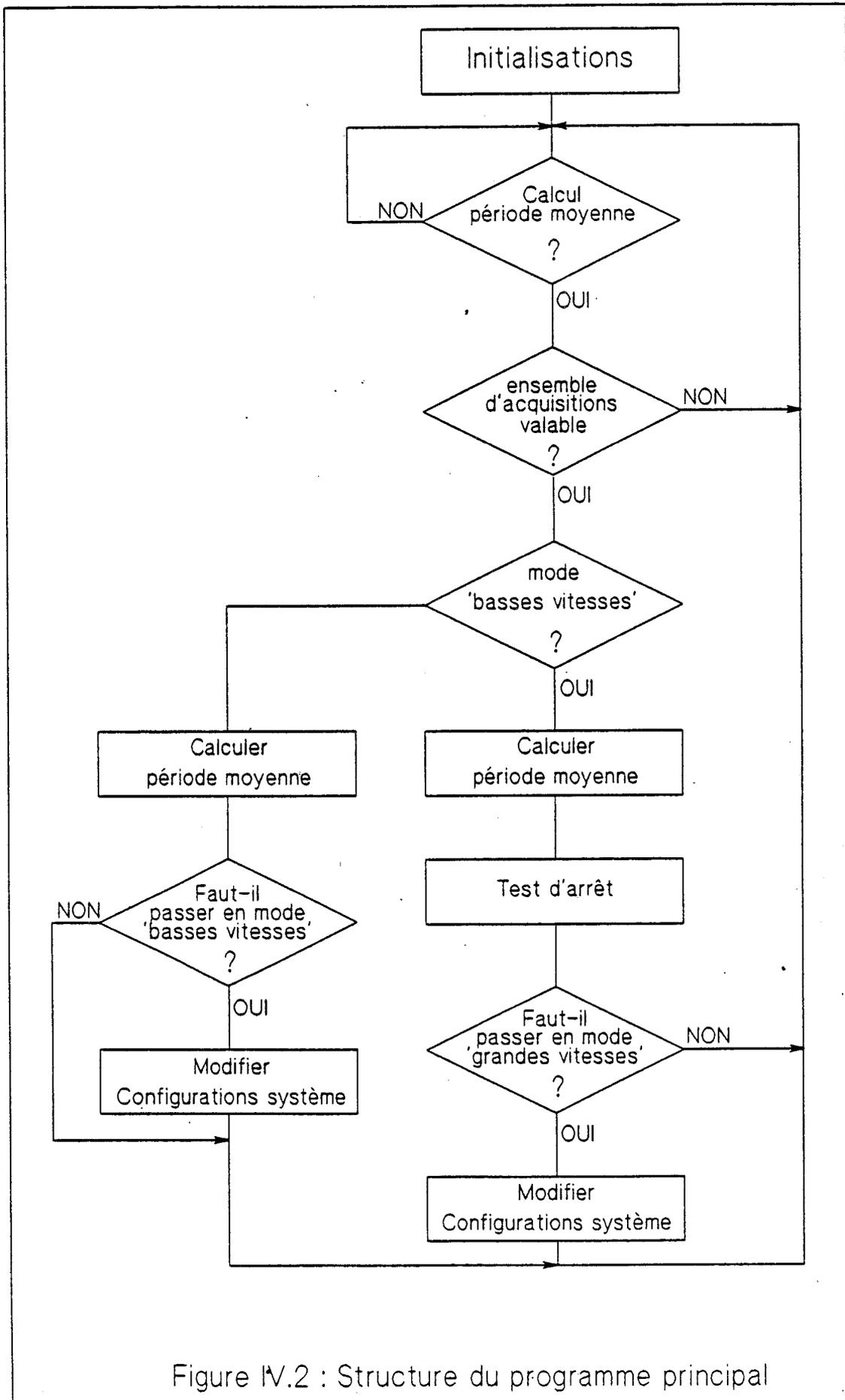


Figure IV.2 : Structure du programme principal

IV.2 Mesure et validation de la période instantanée

IV.2.1 Mesure

Comme nous avons vu dans le chapitre précédent, la durée séparant deux crêtes positives successives du signal est égale à la période instantanée. Nous avons aussi signalé que l'heure exacte où se produit le changement de pente donnant lieu à la crête est mémorisée. La période, T , est donnée par la différence entre l'heure de crête actuelle et celle de la crête précédente. Sachant que l'horloge du système de traitement est donnée par un compteur sur 16 bits, nous pouvons aisément coder T sur 16 bits plus un bit de débordement, ce qui permet de mesurer des périodes correspondant à des vitesses allant de 0,32 km/h (0,09 m/s) à des valeurs très grandes dépassant la limite qui nous intéresse (400 km/h).

Dans le cas des basses vitesses, cette partie de mesure est implantée à la suite du module de détection des crêtes présenté précédemment; tandis que dans le cas des vitesses élevées, elle constitue le début du sous programme appelé par l'interruption signalant la détection d'une crête (cf § III.5).

Dans les deux cas, la mesure de période instantanée n'est pas autorisée pendant le calcul de la période moyenne (dans le programme principal). De même, le calcul de la période moyenne n'est autorisé qu'à la fin de l'acquisition de la période instantanée en cours. En effet, à la fin du module d'acquisition nous testons si l'indicateur signalant l'expiration de l'intervalle de 180 ms est activé, auquel cas un autre indicateur autorise le programme principal à procéder au calcul. Ceci nous évite la perte systématique de la période en cours tous les 180 ms et nous épargne ainsi une source supplémentaire d'imprécision.

IV.2.2 Validation

La période acquise est acceptée si elle respecte les variations statistiques et cinématiques dont nous avons parlé au premier chapitre (cf § I.2.3 et § I.3.3). Pour qu'une période soit acceptée, elle doit se trouver à l'intérieur d'une fenêtre temporelle d'une largeur dépendant de la vitesse (cf § IV.3.3) et centrée autour de la période moyenne précédente. S'il s'agit de la première période acquise, elle est automatiquement acceptée et une fenêtre temporelle servant à la vérification des périodes suivantes est créée autour d'elle. Les exemples de signal Doppler donnés dans les chapitres II et III montrent que des parasites peuvent se greffer à ce signal. Si la première période acquise est mauvaise, elle conduit à la création d'une mauvaise fenêtre temporelle et donc au rejet des bonnes périodes Doppler éventuelles qui suivent. Pour éviter ce genre de problèmes, assez probables, nous autorisons la création de plusieurs fenêtres temporelles que nous appelons, par abus de langage, "CLASSES". La première d'entre elles, appelée "classe principale", est centrée autour de la période moyenne précédente. Une classe est représentée en mémoire par ses bornes inférieure et supérieure et est associée à la somme des périodes acquises qui lui appartiennent ainsi qu'au nombre de ces périodes.

Supposons que nous disposions de la "classe principale" et que nous acquérons une nouvelle période; si elle appartient à la "classe principale", nous mettons à jour la somme des périodes ainsi que leur nombre dans cette classe; sinon, une nouvelle classe centrée autour de cette période est créée. Les expériences ont montré qu'il n'y a jamais guère création de plus de trois classes durant l'intervalle d'acquisition; nous avons donc limité le nombre de classes possibles à quatre.

Etant donné la largeur finie de ces classes, nous pouvons avoir un recouvrement entre elles; une période peut ainsi appartenir à plusieurs classes à la fois. Nous verrons dans (§ IV.3.1) comment choisir la classe qui servira au calcul de la période moyenne.

Nous avons parlé, dans le chapitre II, de l'effet néfaste des évanouissements du signal et avons vu qu'ils peuvent conduire à la mesure des périodes de durée double voire triple. Une série d'essais nous a montré que le nombre des périodes doubles n'est pas négligeable. Sur des échantillons de 500 périodes acquises, le taux de ces périodes est de l'ordre de 70 échantillons dans le cas d'une antenne 4×4 éléments et de 5 échantillons dans le cas d'une antenne 6×8 éléments. Suite à ces essais, nous avons incorporé dans la

partie 'validation de la période instantanée' un algorithme permettant de récupérer les périodes de durée double. Vis à vis du programme, une période, T , est dite de durée double si $\frac{T}{2}$ appartient à la "classe principale". Si la période acquise n'appartient à aucune classe existante au moment de l'acquisition, nous vérifions si la moitié de sa durée est comprise entre les bornes de la 'classe principale', auquel cas elle y est incorporée en prenant la précaution d'incrémenter le compteur de périodes de cette classe de 2. Cette récupération permet d'augmenter le nombre d'échantillons servant au calcul de la période moyenne et donc d'améliorer la qualité de l'information.

IV.3 Calcul et validation de la période moyenne

IV.3.1 Calcul

L'ensemble des périodes instantanées acquises durant la séquence de 180 ms est rangé dans différentes classes. Pour calculer la période moyenne, il faut utiliser celle qui est le plus susceptible de contenir l'information de la vraie période Doppler. Il est naturel que le choix soit porté sur celle qui contient le plus d'échantillons. Cependant, il faut s'assurer que cette classe contient des périodes Doppler et non pas des périodes en provenance du bruit qui du fait de sa distribution équiprobable en fréquence produit plus de périodes courtes sur un intervalle constant (de 180 ms) que de périodes longues. Un critère supplémentaire est introduit pour valider la classe choisie : il consiste à s'assurer que la durée totale des périodes appartenant à cette classe dépasse la moitié de l'intervalle d'acquisition (90 ms). Si c'est le cas, nous estimons qu'il est peu probable que les échantillons de cette classe soient produits par du bruit haute fréquence, et l'acceptons donc en tant que classe représentative de la période Doppler. Pour calculer la période moyenne, il suffit de diviser la durée totale des échantillons de cette classe par leur nombre.

IV.3.2 Validation

Il existe un cas où le test de validation de classe présenté dans le paragraphe précédent est bon bien qu'il s'agisse d'un bruit. C'est le cas où, pour une raison ou une autre, l'information Doppler est masquée par un bruit dont l'amplitude dépasse le seuil d'hystérésis (perte du signal).

Pour pallier à ce genre d'anomalies, nous avons introduit un test de validation de la période moyenne calculée, basé sur la cinématique du mouvement. En réalité, la variation, ΔV , de la vitesse du mobile sur un intervalle du temps τ est donnée par :

$$\Delta V = \gamma \tau \quad \text{où } \gamma \text{ est l'accélération (positive ou négative)}$$

D'autre part, la fréquence Doppler moyenne est linéairement proportionnelle à la vitesse (cf Chapitre I), la variation de cette fréquence est donc :

$$\Delta \bar{F}_d = k \Delta V \quad \text{où } k = \frac{2}{\lambda_{HF}} \cos \theta \quad (\text{cf } \S \text{ I.1.2})$$

Cette condition sur la fréquence nous permet de réaliser une fenêtre destinée à homologuer la période moyenne en fonction des caractéristiques cinématiques du véhicule. Il est préférable que cette fenêtre soit majorée de manière à éviter le rejet d'une bonne acquisition suite à la moindre anomalie (moyenne statistique trop décentrée, temps d'acquisition un peu plus long que prévu, variation brutale de vitesse).

Pour un radar travaillant à 10 GHz ($\lambda_{HF} = 3 \text{ cm}$) ayant un angle de visée $\theta = 30^\circ$ la variation fréquentielle $\Delta \bar{F}_d$ est de l'ordre de 20 Hz pour un intervalle d'acquisition de 180 ms et un γ de 2 m/s² (ce qui est un maximum pour les trains). Compte tenu de la remarque formulée plus haut, nous prenons comme seuil de variation de fréquence la valeur de 30 Hz.

La fréquence Doppler moyenne est calculée à partir de la période moyenne ($\bar{F}_d = \frac{1}{T_d}$)

afin d'en déduire la variation fréquentielle depuis le calcul de la période moyenne précédente. Si cette variation est inférieure au seuil de 30 Hz défini plus haut, la période moyenne est acceptée, une nouvelle fenêtre temporelle définissant la "classe principale" est calculée, un test d'arrêt (dans le cas des basses vitesses seulement) est effectué, et la sortie donnant la vitesse est mise à jour. Dans l'autre cas, la période moyenne calculée est rejetée, la période précédente est maintenue, et la fenêtre de validation de la période moyenne est élargie de 30 Hz.

IV.3.3 Calcul de la fenêtre temporelle destinée à valider les périodes instantanées

La fenêtre temporelle centrée autour de la période moyenne constitue la "classe principale" qui permet de valider les périodes instantanées acquises (cf § IV.2.2). Elle n'est calculée que si la période moyenne est acceptée.

Comme nous l'avons vu dans le premier chapitre (cf § I.2 et § I.3), cette fenêtre est introduite pour tenir compte des fluctuations de la période Doppler dues à l'aspect aléatoire du signal et à la cinématique du mouvement. Nous avons aussi vu, dans ce chapitre, que, pour la configuration de notre cinémomètre, à partir d'une fréquence de 62 Hz ($V > 4$ km/h) les fluctuations de période dues à la cinématique sont comprises dans la fenêtre statistique (de largeur $\pm 25\%$) (cf § I.3.3).

Dans notre logiciel, si la fréquence moyenne calculée est supérieure à 85 Hz, les bornes de la fenêtre temporelle sont données par $\bar{T}_d (1 - 25\%)$ et $\bar{T}_d (1 + 25\%)$. Dans l'autre cas, la borne supérieure, qui tend très rapidement vers $l'∞$ (cf § I.3.1 et fig. I.7), est fixée au plus grand nombre codable sur 16 bits (65535) de manière à ce que toutes les périodes acquises soit inférieures à cette borne. La borne inférieure, par contre, est calculée en respectant les formules cinématiques présentées au (§ I.3.1). Les valeurs de ces bornes sont stockées dans une table faisant partie du programme pour accélérer le traitement.

IV.3.4 Détection de l'arrêt

Nous supposons que le véhicule est à l'arrêt lorsque la période moyenne calculée correspond à une vitesse inférieure à 0,1 m/s. La période correspondant à cette valeur de vitesse est égale à 131071 cycles machine (1FFFF en hexadécimal).

IV.4 Détermination du sens de marche

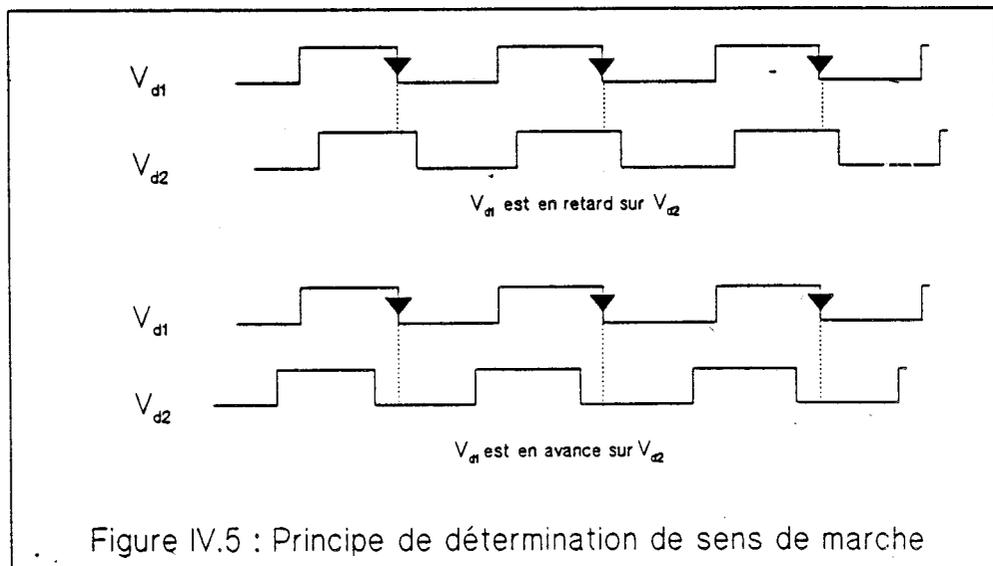
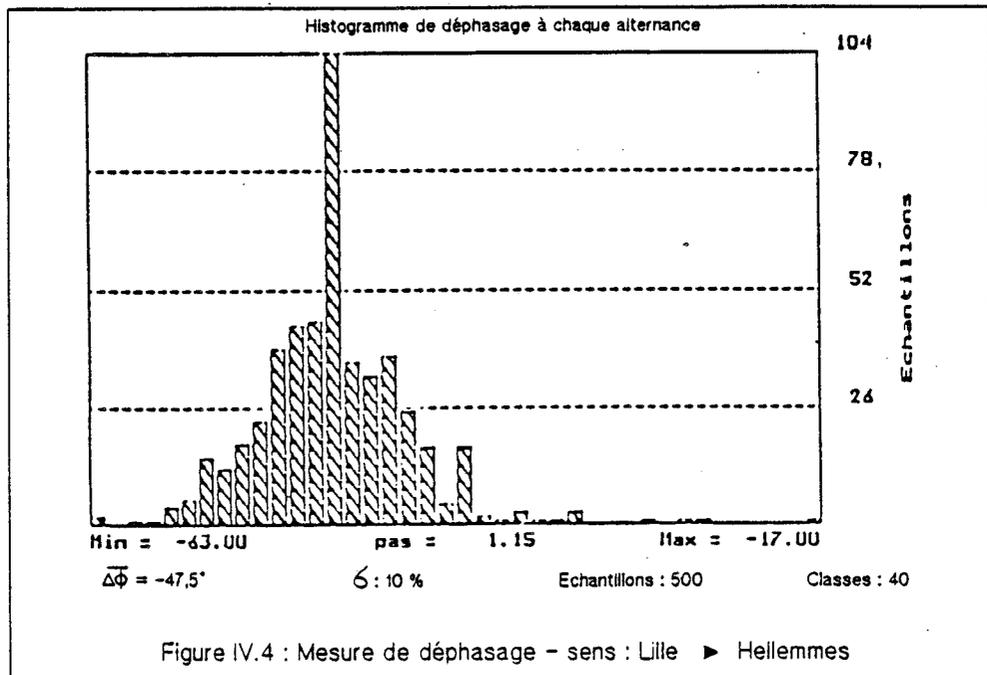
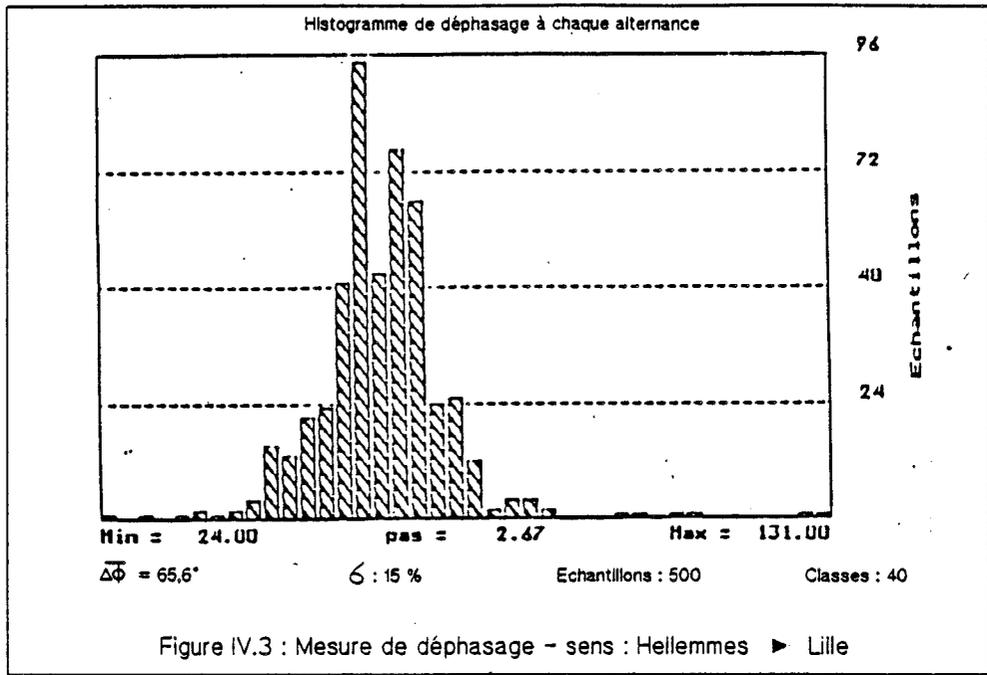
Le sens de marche du véhicule est déterminé grâce au signe du déphasage Φ entre les signaux V_{d1} et V_{d2} produits par le cinémomètre (cf § II.2.1). Ce déphasage est positif si l'on se déplace dans un sens et négatif dans l'autre. Pour exploiter cette information de déphasage, nous procédons à une mise en forme de V_{d1} et V_{d2} consistant à détecter, à l'aide de comparateurs, leurs passages par zéro (cf fig .II.9). Nous notons que cette opération n'est effectuée que dans la chaîne de traitement des basses vitesses. En effet, un convoi ne peut changer de sens de déplacement sans s'arrêter; ce qui nous conduit à l'observation suivante : **il est inutile de déterminer le sens de marche indéfiniment, il suffit de le faire une fois pour toute au démarrage.** Ceci explique, en partie, la présence du commutateur analogique sur le schéma de la figure (II.9). Il permet, sur commande du microcontrôleur, de mettre l'entrée des comparateurs chargés de la mise en forme de V_{d1} et V_{d2} à la masse, et permet ainsi de supprimer les parasites éventuellement introduits par la commutation de ces comparateurs dans la chaîne de traitement (anomalie observée lors des premiers essais du prototype). Cette mise à la masse n'intervient qu'après avoir déterminé le sens de marche.

Les signaux Doppler, mis en forme, attaquent deux entrées d'interruption du microcontrôleur. Les sous programmes associés à ces interruptions sont chargés de l'acquisition des informations permettant de déterminer le signe du déphasage Φ .

Avant d'écrire l'algorithme donnant le sens de marche, nous avons réalisé des mesures de déphasage entre V_{d1} et V_{d2} à partir des enregistrements effectués sur le site d'Hellemmes. Les figures (IV.3) et (IV.4) donnent les histogrammes de ces déphasages pour 500 périodes dans chaque sens, et montrent qu'il n'existe aucune ambiguïté quant à la détermination du sens de déplacement à partir du signe du déphasage.

L'algorithme de détermination de sens de marche est très simple; il est basé sur le principe résumé par la figure (IV.5). En effet, pour déterminer le signe de déphasage entre V_{d1} et V_{d2} , il suffit de déterminer si V_{d1} est en avance ou en retard sur V_{d2} . Lorsqu'une transition négative est détectée sur V_{d1} , l'état de V_{d2} est testé, s'il est en '1', V_{d1} est retard sur V_{d2} , sinon il est en avance.

Le fait que le système n'est pas à l'abri d'un parasite quelconque nous conduit à effectuer cette opération plusieurs fois pour éviter tout risque d'erreur concernant le



sens de marche. En pratique, elle est effectuée, au démarrage, sur 32 alternances Doppler consécutives. Nous disposons de deux compteurs indiquant le nombre de fois où V_{d1} est en avance sur V_{d2} et celui où il est en retard. De plus, deux autres compteurs donnent le nombre de transitions négatives sur chacun des deux signaux. Ces compteurs servent, comme nous le verrons plus loin, à détecter les problèmes éventuels sur les signaux Doppler.

La partie "décision" est implantée dans le sous programme d'acquisition des périodes "basses vitesses". Lorsque 32 périodes sont acquises après le démarrage, cette partie procède à une série de tests visant à déterminer et à valider le sens de marche. Le premier de ces tests consiste à s'assurer du bon fonctionnement des deux voies véhiculant les signaux V_{d1} et V_{d2} . Si l'un des compteurs de transitions indique un nombre de périodes inférieur à 16, la voie concernée est considérée "Hors Service". Il est évident que la détermination de sens de marche est impossible dans ce cas.

Si les voies sont en bon état le sens de déplacement est donné par le compteur ("avance" ou "retard") dont le contenu est supérieur à l'autre. Théoriquement, un seul compteur doit être non nul, or comme les entrées d'interruption peuvent être perturbées par la déconnexion des comparateurs, le compteur indiquant le sens opposé au sens de marche doit au plus contenir la valeur "1". Le test de validation est basé sur ce fait; si le compteur "sens opposé" est supérieur à 1, la mesure est considérée comme "non valable".

IV.5 Détection de perte et recherche de signal

IV.5.1 Détection de perte de signal

En fonctionnement normal, les périodes instantanées sont acquises pendant un intervalle de 180 ms au bout duquel une période moyenne est calculée. Le fait de trouver une période moyenne cohérente avec les mesures précédentes est un signe de présence et de validité de signal Doppler. Si ce signal vient à disparaître d'une manière temporaire ou permanente, les périodes moyennes calculées durant le temps d'absence de signal ne sont plus cohérentes. Nous utilisons cette observation pour détecter la perte de signal en utilisant une technique de "chien de garde". Un compteur est incrémenté tous les 180 ms dans le sous programme gérant la séquence "180 ms" (cf § IV.1.3), et remis à zéro à chaque fois qu'une période moyenne calculée est validée. Tant que le signal est présent ce compteur ne doit pas dépasser la valeur "1". Ce compteur est testé après chaque incrément, si sa valeur dépasse un seuil défini par le programme, il active un indicateur signalant la perte ou la non validité du signal Doppler. La plupart du temps, ce seuil est égal à 1; cependant à très basses vitesses où l'intervalle d'acquisition peut varier sensiblement (cf § IV.2.1) il prend des valeurs plus grandes. Ces valeurs sont stockées (en fonction de la vitesse) dans une table faisant partie du programme.

IV.5.2 Recherche de signal

Lorsqu'une perte de signal est détectée, le programme se met dans le mode "recherche" où il autorise deux interruptions :

- Une en provenance de la carte de détection de crêtes à vitesses élevées (cf § III.5), qui permet de prendre en compte un signal éventuel présent dans la branche des "grandes vitesses" ($V > 25$ km/h).
- L'autre en provenance de l'une des voies utilisées pour déterminer le sens de marche (cf § IV.4), qui permet de détecter un signal éventuellement présent dans la partie "basses vitesses".

Les transitions négatives sur chacune des interruptions sont comptées sur un intervalle de 360 ms. Cet intervalle est choisi de manière à pouvoir détecter la présence d'un signal à très basses vitesses (la période la plus longue que le système peut traiter est de l'ordre de 189 ms). Pendant cet intervalle, aucun calcul (acquisition ou moyenne) n'est permis; le système est figé dans sa configuration au moment de perte de signal si la dernière vitesse détectée est supérieure à 1 m/s (3,6 km/h); sinon, le véhicule est supposé à l'arrêt et la sortie donnant la vitesse est mise à jour (cf § IV.6.2).

Au bout de l'intervalle de 360 ms, les deux compteurs de transitions (associés aux "basses vitesses" et aux "grandes vitesses") sont testés :

- S'ils sont tous les deux nuls, le signal n'est pas trouvé. Une autre séquence de recherche est alors entamée.
- Si le compteur "basses vitesses" est supérieur ou égal à celui associé aux "grandes vitesses", le signal est considéré comme étant dans la partie "basses vitesses". Le système est alors configuré pour traiter ces vitesses (activer les modules des "basses vitesses" et désactiver ceux des "grandes vitesses").
- Dans le dernier cas, le signal se trouve dans la partie "grandes vitesses" et le système est configuré en conséquence.

Lors de la mise sous tension de l'appareil, il est forcé dans le mode "recherche" pour pouvoir choisir la configuration adéquate.

IV.6 Interface vers l'extérieur

IV.6.1 Mode de sortie

L'interface vers l'extérieur s'occupe de véhiculer les informations déterminées par le cinémomètre, à savoir : la vitesse, le sens de marche et la validation, vers l'ordinateur de contrôle. Pour pouvoir les transmettre sans crainte de perturbation, elles sont sorties en mode différentiel (sur paire torsadée) à la norme RS422. Ceci explique la présence du contrôleur de cette norme dans le schéma de la figure (IV.6).

Les sorties "sens de marche" et "validation" représentent des états logiques et ne prennent que les valeurs "0" ou "1", ce qui est très facile à générer par les modules concernés. Tandis que la vitesse est sortie, à la norme ISO, sous forme d'un signal carré de fréquence, F_s , égale à la fréquence Doppler théorique :

$$F_s = k V \quad \text{où } k = \frac{2}{\lambda_{HF}} \cos \theta \quad (\text{cf } \S \text{ I.1.2})$$

et V est la vitesse du convoi

IV.6.2 Sortie ISO

Pour générer cette sortie, nous disposons d'un décompteur binaire sur 16 bits, qui permet (dans l'un de ses modes de fonctionnement) de délivrer un signal carré de fréquence proportionnelle à la fréquence d'horloge, F_H . Le coefficient de proportionnalité est égal au compte numérique chargé dans le registre du décompteur, N :

$$F_s = \frac{F_H}{N} = k V$$

$$\text{d'où } N = \frac{F_H}{k V}$$

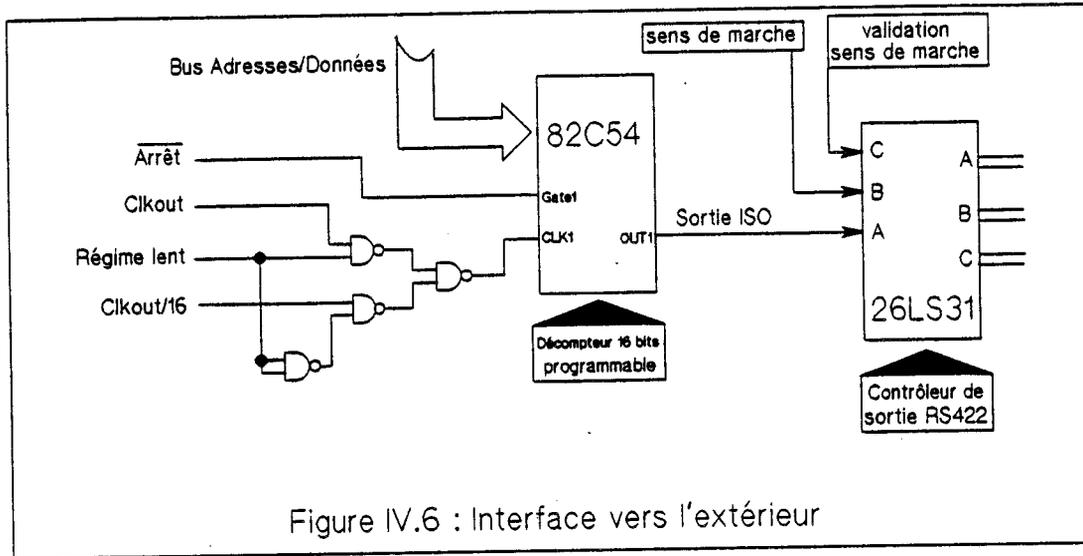


Figure IV.6 : Interface vers l'extérieur

La fréquence d'horloge maximum dont nous disposons sur la carte est de 5,5 MHz; la plus grande vitesse que nous devons mesurer est de 400 km/h. Pour cette fréquence d'horloge et cette vitesse N vaut 870. Cette valeur de N sera le plus petit compte numérique à charger dans le registre du décompteur et donc où l'erreur relative de quantification sera maximum. Pour minimiser cette erreur, le calcul permettant d'obtenir N est effectué avec arrondi.

Ne disposant que de deux octets pour coder N , la fréquence minimum que notre sortie peut délivrer (avec $F_H = 5,5$ MHz) est de 84 Hz, ce qui correspond à une vitesse de 5,3 km/h très supérieure à la vitesse minimum demandée. Pour palier à cette difficulté, nous utilisons une horloge de fréquence 343,7 kHz (disponible sur la carte) pour des fréquences Doppler inférieures à 100 Hz. Ceci permet de couvrir la zone des très basses vitesses avec une excellente résolution.

Concrètement, ce changement de fréquence d'horloge se fait grâce au circuit logique présenté sur la figure (IV.6) sur simple commande du microcontrôleur (ligne "régime lent"). Le passage de 5,5 MHz à 343,7 kHz intervient quand la vitesse descend en dessous de 6,3 km/h ($F_d = 100$ Hz; N passe de 55000 à 3437), et celui de 343,7 kHz à 5,5 MHz quand la vitesse passe au dessus de 12,6 km/h ($F_d = 200$ Hz; N passe de 1718 à 27500). Cet hystérésis est destiné à éviter les commutations d'horloge trop fréquentes.

Lorsque l'arrêt est détecté, la ligne arrêt (cf fig. IV.6) est mise à zéro et, en empêchant le décomptage, force la sortie d'un signal continu.

CONCLUSION

Le logiciel présenté dans ce chapitre, permet d'acquérir et de traiter le signal Doppler afin d'en déduire et de transmettre vers l'extérieur, les informations de vitesse ainsi que de sens de déplacement d'un convoi. Il permet, en plus, de détecter la perte de ce signal et tente de le retrouver.

En implantant ce logiciel dans l'unité centrale, décrite dans le chapitre III, nous disposons d'un système complet prêt à être testé sur site.

Chapitre V

Essais et résultats

INTRODUCTION

Pour évaluer les performances de la version "B" du cinémomètre, nous avons effectué une série de mesures de distance aux ateliers de la SNCF à Lille-Hellemmes (Nord) afin de s'assurer du bon fonctionnement de l'appareil, suivie d'une campagne de mesures sur une ligne commerciale de la SNCF (Paris-Le Havre).

Dans ce chapitre, nous commençons par donner des indications sur l'interface homme/machine réalisée pour pouvoir exploiter expérimentalement le cinémomètre. Nous présentons ensuite les conditions d'essais ainsi que les résultats obtenus lors des essais à Hellemmes et sur la ligne Paris-Le Havre.

V.1 Interface d'exploitation par un expérimentateur

Le système de traitement de signal est conçu pour être inséré dans un automatisme; ses sorties (vitesse et sens de marche) sont difficilement exploitables par un expérimentateur visant à évaluer les performances de ce système (absence du dispositif de visualisation). Nous avons donc construit une interface permettant de traduire les signaux délivrés par le système en données numériques transmises par liaison série vers un ordinateur du type PC. Cette interface, bâtie autour d'un microcontrôleur 8 bits (le 80C31 d'INTEL), possède une architecture très simple : six canaux d'entrées/sorties (dont deux entrées d'interruption) du microcontrôleur sont câblés à des connecteurs BNC placés sur la face avant de la boîte, et la sortie série est câblée à un connecteur 25 broches placé à l'arrière. Cette architecture rend l'interface très facilement configurable par logiciel.

Le signal ISO est envoyé sur un canal relié à une interruption du microcontrôleur, ce qui permet, par comptage des impulsions ISO sur un intervalle de temps (800 ms), de déduire une information numérique proportionnelle à la vitesse moyenne du convoi. Cette information est alors envoyée à l'ordinateur qui l'interprète et affiche la vitesse en km/h.

Pour les essais d'Hellemmes, nous disposons d'une entrée qui passe au niveau logique "1" entre les repères définissant la base kilométrique.

Pour les essais de Paris - Le Havre, nous disposons d'une entrée qui change d'état à chaque point kilométrique.

Que ce soit pour les mesures à Hellemmes ou sur Paris - Le Havre, la distance est mesurée en comptant les impulsions du signal ISO. Nous rappelons que chaque impulsion correspond à une alternance Doppler et donc à un parcours d'approximativement 1,73 cm (cf § I.1.3). Si F_{HF} et θ correspondent aux valeurs théoriques, nous devons obtenir 57971 impulsions par kilomètre.

Les performances numériques et graphiques de l'ordinateur nous permettent de faire une présentation très ergonomique des résultats tout en les enregistrant sur un support magnétique.

V.2 Les essais d'Hellemmes

V.2.1 Conditions d'essais

Ces essais se sont déroulés sur une voie de service des ateliers de la SNCF à Lille - Hellemmes dans un wagon tracté par un locotracteur. La vitesse est limitée, sur cette voie, à 30 km/h.

Nous disposions, pendant ces essais, de deux radars dont les signaux analogiques ont été enregistrés sur un magnétophone pour pouvoir être dépouillés en laboratoire.

La distance relevé par la SNCF entre les repères délimitant le tronçon à mesurer est de 976,93 m.

V.2.2 Mesures effectuées

Ces essais ont surtout eu pour but de vérifier le bon fonctionnement de notre matériel et de faire quelques expériences impossibles à réaliser lors d'un trajet commercial.

Nous avons effectué vingt trois trajets, les vingt premiers dans des conditions normales de circulation; les résultats obtenus pour ces vingt trajets sont résumés dans le tableau suivant :

	Cinémomètre 1	Cinémomètre 2
dist. moyenne (m)	978,16	971,78
σ relatif (%)	0,05	0,03

Le vingt et unième et le vingt deuxième parcours comportaient un arrêt en ligne; les distances mesurées par le cinémomètre 1 sont 979,34 m et 978,07 m. Le dernier parcours comportait un rebroussement d'une centaine de mètres (entre les repères) puis reprise du sens normal; lors du rebroussement, l'indicateur de sens de marche était utilisé pour

décompter la distance mesurée par notre système; nous avons obtenu une distance entre repères de 978,21 m.

Nous avons voulu vérifier, en laboratoire, l'efficacité de l'amplification non linéaire en relisant les quatorze premiers kilomètres (la bande magnétique présentant un défaut de repère au niveau du quinzième), et en faisant varier le niveau du signal Doppler à l'aide d'un amplificateur à gain variable; le tableau suivant résume les résultats obtenus :

Gain ampli	0,7	1,4	2	2,8	4	
CINE 1	977,52	978,15	978,12	978,14	978,15	\bar{d} (en m)
	0,052	0,044	0,052	0,046	0,042	σ relatif (%)
CINE 2	971,23	971,79	971,81	971,86	972,32	\bar{d} (en m)
	0,027	0,029	0,034	0,029	0,028	σ relatif (%)

Ces résultats montrent que nous respectons largement la clause concernant la répétabilité des mesures dans le cahier des charges de la SNCF (cf Introduction générale).

V.3 Les essais de Paris - Le Havre

V.3.1 Conditions d'essais

Ces essais se sont déroulés entre le 3 et le 11 mai 1990 sur la ligne Paris - Le Havre. Nous avons effectué dans la voiture d'expériences (ARIANE), attelée à un train de voyageurs du service régulier, trois aller/retour Paris - Le Havre et trois aller/retour Paris - Rouen (soit 2400 km).

Les trajets Paris - Le Havre et retours avaient lieu le matin : la vitesse plafond était de 160 km/h et il y avait peu d'arrêt intermédiaires. Les trajets Paris - Rouen et retours avaient lieu l'après-midi : la vitesse plafond était de 130 km/h et il y avait plus d'arrêts intermédiaires. Il faut noter que dans tous les cas, le trajet Paris - Rouen était commun.

Les têtes hyperfréquence, permettant d'obtenir les signaux Doppler, étaient fixées sous la caisse de la voiture; le centre du radôme était à 45 cm du plan de roulement et l'axe de l'antenne, faisant 30° avec l'horizontale, visait le ballast à l'intérieur des rails [7][14].

Les conditions climatiques furent très variées (température : de 7° à 26°, taux d'humidité : de 34 % à 88 % et une matinée de pluie), mais aucune corrélation évidente n'a été observée entre les mesures effectuées et ces conditions.

V.3.2 Mesures effectuées

La figure (V.1) donne la configuration du banc de mesure installé dans la voiture d'expériences. Les signaux Doppler en provenance des têtes hyperfréquence sont traités en temps réel et, parallèlement, enregistrés sur magnétophone pour un traitement différé en laboratoire. L'information des points kilométriques est délivrée par une roue phonique, installée par la SNCF sur la voiture d'essais; cette information est donnée sous forme d'impulsions (une par kilomètre).

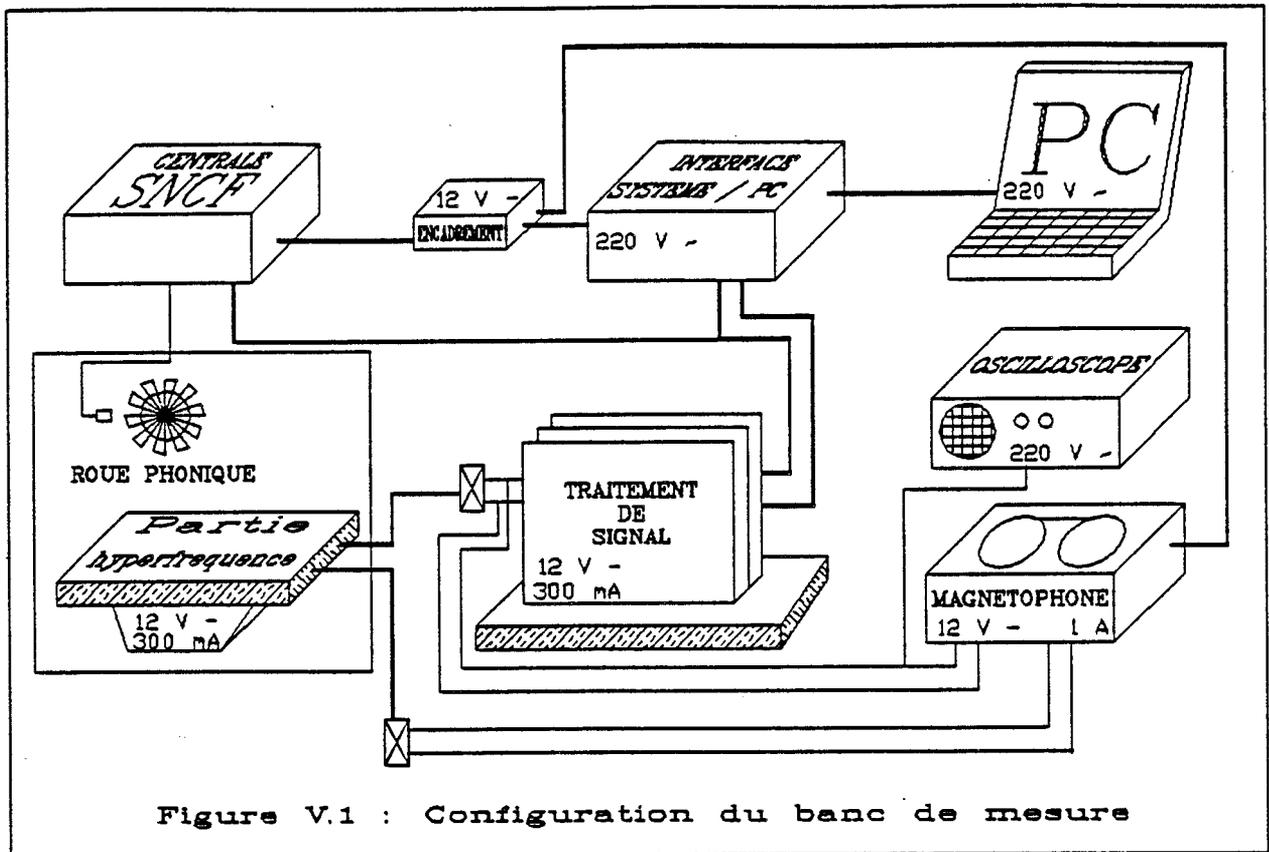
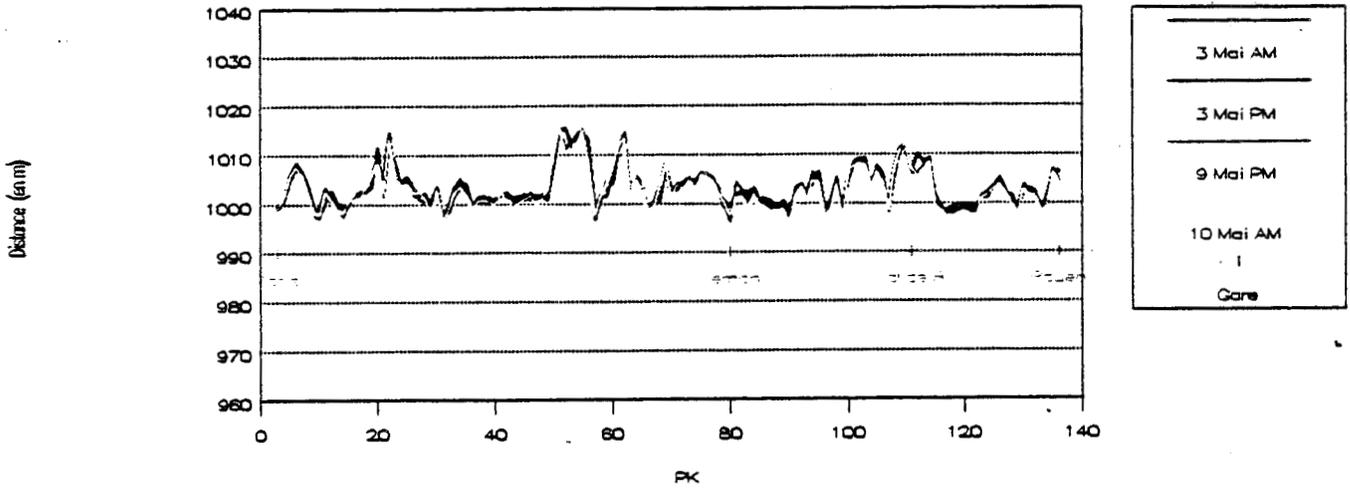


Figure V.1 : Configuration du banc de mesure

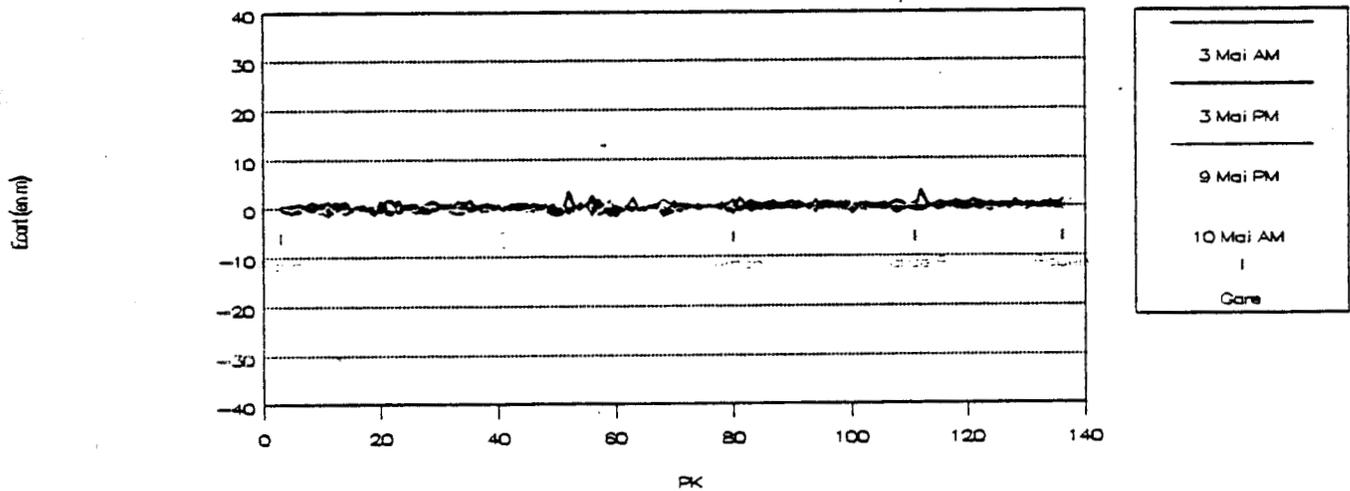
Grâce à la souplesse de notre visualisation en temps réel, nous nous sommes très vite rendus compte que les fluctuations de la distance mesurée par notre système sur 1000 m, pouvaient atteindre $\pm 1 \%$, en fonction de l'endroit du trajet où se trouvait le convoi. Par contre, en repassant aux mêmes endroits, nous obtenions des résultats très similaires. Nous nous sommes attachés à mettre en évidence ce phénomène sur le tronçon commun Paris - Rouen parcouru six fois. Sur les six trajets, deux sont à supprimer : l'un à la suite de déplacement (voulu) du support du radar (ce qui a changé les conditions d'expérience) et l'autre suite à une perte accidentelle du repère de la SNCF. Nous avons représenté les résultats des quatre parcours restants sur la figure (V.2). Le premier graphique de cette figure représente, kilomètre par kilomètre, les distances indiquées par le cinémomètre (en couleurs différentes pour chacun des trajets). Mais on constate que les quatre tracés effectués sont superposables. Le deuxième graphique montre (toujours en 4 couleurs) les écarts de chacun des tracés par rapport à la valeur moyenne de la distance pour chaque trajet. Le troisième graphique, qui est simplement le deuxième dont nous avons dilaté les ordonnées, permet de constater que les fluctuations propres du cinémomètre restent contenues dans une fourchette de $\pm 1,5$ pour mille. Ces différents graphiques montrent que les fluctuations observées sur la distance mesurée ne peuvent pas être dues à des erreurs instrumentales [14].

Trajet Rouen - Paris

Distance entre 2 tops



Ecart de la valeur moyenne



Ecart de la valeur moyenne (en m)

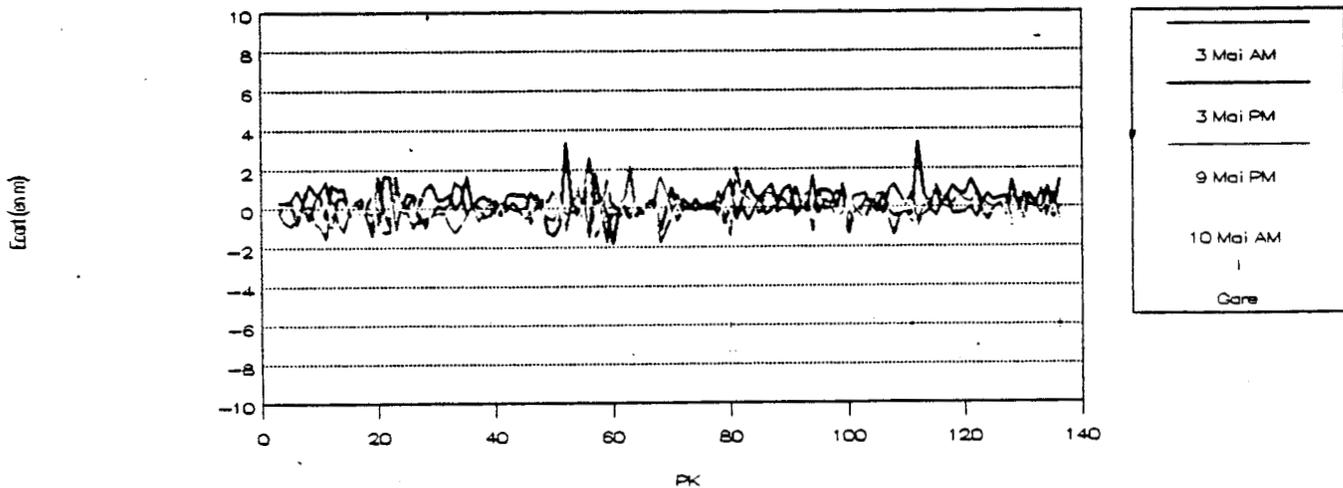


Figure V.2 : Résultats des mesures

CONCLUSION

Nous pouvons conclure des essais effectués sur la ligne Paris - Le Havre que la reproductibilité des mesures de notre cinémomètre est très bonne ($\pm 1,5$ pour mille).

Les fluctuations (bien reproductibles), de l'ordre du centième, observées en certains points des parcours, ne peuvent pas être dues à des erreurs instrumentales. Elles sont probablement dues à des variations du pouvoir rétrodiffusant de la voie, qui varie certainement en fonction de sa structure (qui n'est pas homogène tout au long du trajet).

**CONCLUSION
GENERALE**

Dans une première partie, nous avons tenté de faire une approche originale de l'effet Doppler, obtenu par rétrodiffusion, permettant de lier la distance parcourue par le mobile à la formation des alternances du signal Doppler. En effet, dans la configuration qui nous intéresse ($F_{HF} = 10 \text{ GHz}$, $\theta = 30^\circ$) la formation d'une alternance nécessite un parcours de l'ordre de 1,73 cm. L'utilisation de l'effet Doppler peut donc être assimilée à la disposition sur la voie d'une balise de repérage tous les 1,73 cm.

En réalité, cette distance n'est pas constante; elle subit des fluctuations autour d'une valeur moyenne. Nous avons étudié les principaux mécanismes qui les produisent, et donné, en fonction de la géométrie de l'antenne et de sa hauteur au sol, une estimation des variations relatives qui, de ce fait, affectent les périodes Doppler. Des variations dues à la cinématique du mouvement peuvent aussi affecter ces périodes. Nous avons calculé ces variations sur un intervalle de temps donné, et déterminé le seuil de vitesse à partir duquel ces variations peuvent être masquées par celles dues à l'aspect aléatoire du signal. Ces calculs nous ont permis de définir une fenêtre temporelle dans laquelle se trouve, pour une vitesse donnée, la presque totalité des périodes Doppler.

Dans une deuxième partie, nous avons présenté l'architecture générale du dispositif réalisé et décrit en détails le matériel et le logiciel permettant l'acquisition et le traitement des données. Cette partie (qui tient compte des aspects théoriques présentés plus haut) permet de :

- traiter les vitesses de 0,36 à 400 km/h
- déterminer le sens de déplacement du convoi
- délivrer l'information de vitesse sous forme d'un signal carré de fréquence égale à la fréquence Doppler (exploitable par un automatisme)
- détecter la perte de signal (due au passage sur un plan réflecteur par exemple) et de déclencher une procédure de récupération de ce signal
- autoconfigurer le système à l'allumage de l'appareil

De part les ondulations basse fréquence et les fluctuations parasites qui peuvent se superposer au signal Doppler, nous avons réalisé un module de mesure de périodes instantanées basé sur la détection des crêtes du signal, ce qui permet de nous affranchir de ce genre d'anomalies. Ce module, qui se présente sous forme d'une carte indépendante, est réalisée en logique câblée et est bâtie autour d'un convertisseur

analogique/numérique du type "flash". Le traitement de données est assuré par une unité centrale basée sur un microcontrôleur 16 bits (le 80C196 d'INTEL).

Dans une dernière partie, nous avons donné les résultats obtenus lors d'essais réalisés sur deux sites :

- aux ateliers d'Hellemmes de la SNCF pour vérifier la répétabilité de mesures sur une base de 1000 m. Ils nous ont montré que nous respectons largement le cahier des charges donné par la SNCF.
- sur la ligne Paris - Le Havre pour vérifier la reproductibilité de mesures dans des conditions d'exploitation normale.

Lors de ces derniers essais, nous avons mis en évidence des fluctuations plus importantes de la mesure de tronçons consécutifs de 1000 m. Comme nous avons parcouru une partie de ce trajet (Paris - Rouen) un certain nombre de fois, nous avons pu mettre en évidence que nous trouvions les mêmes variations aux mêmes endroits. Ceci nous amène à penser que ces fluctuations ne sont pas dues à des erreurs instrumentales, mais vraisemblablement à des effets secondaires de l'armement de la voie. Celui-ci, de part sa structure hétérogène, ne permet pas de respecter systématiquement l'hypothèse de l'isotropie de la rétrodiffusion émise dans la première partie.

BIBLIOGRAPHIE

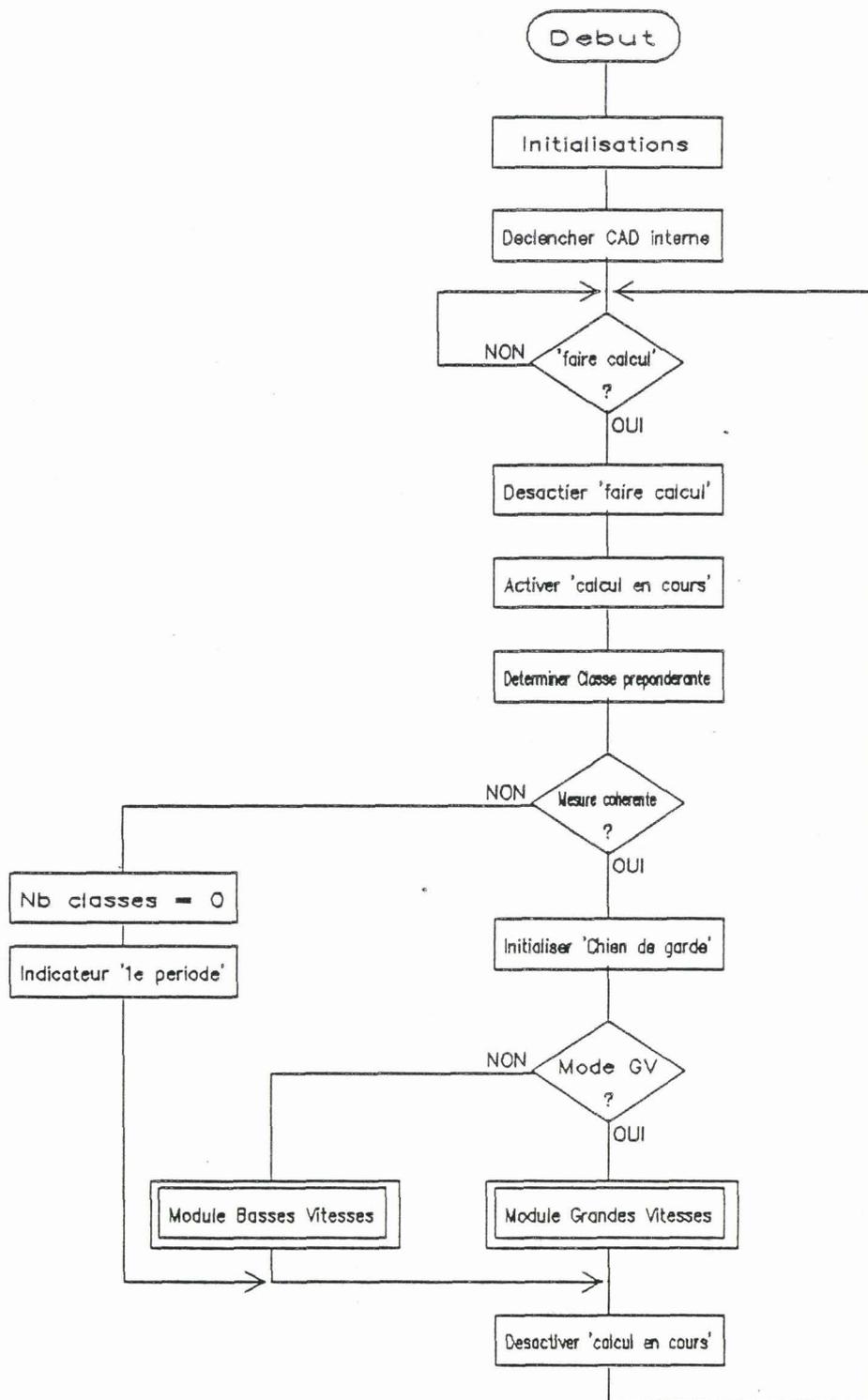
- [1] : J. VINDEVOGHEL - J. BAUDET - P. DELOOF
"Cinémomètre à effet Doppler"
Congrès de l'AFCEC "Transports guidés, systèmes, automatismes et communication", Février 1987
- [2] : R. BOCQUET
"Cinémomètre à effet Doppler en vue d'application à la SNCF"
Rapport d'avancement des travaux - Phase A2, Mai 1988
- [3] : G. DUMOULIN
"Etude et réalisation d'une centrale cinémométrique hyperfréquence pour applications ferroviaires"
Thèse docteur de l'université, Février 1989 - LILLE
- [4] : F. ULABY - R. MOORE - A. FUNG
"Microwave Remote Sensing - Active and passive", Vol. II
Addison - Wesley Publishing Company
- [5] : T. HYLTIEN - T. FUCHSER - H. TYSON - W. REGUEIRO
"Vehicular Radar Speedometer"
International Automotive Engineering Congress and Exposition, Janvier 1973 - DETROIT
- [6] : F. COULON
"Théorie et traitement des signaux"
Editions Dunod, 1984
- [7] : L. DHALLUIN
"Conception d'oscillateurs microondes (Bande X) en vue d'intégration monolithique d'un capteur cinémométrique"
Thèse docteur de l'université, Décembre 1989 - LILLE
- [8] : J. BAUDET - N. EL SALEOUS
"Dispositif à effet Doppler embarqué à bord de véhicules terrestres pour la mesure de leur vitesse et de la distance"
Congrès de l'ATEC, Juillet 1989 - PARIS

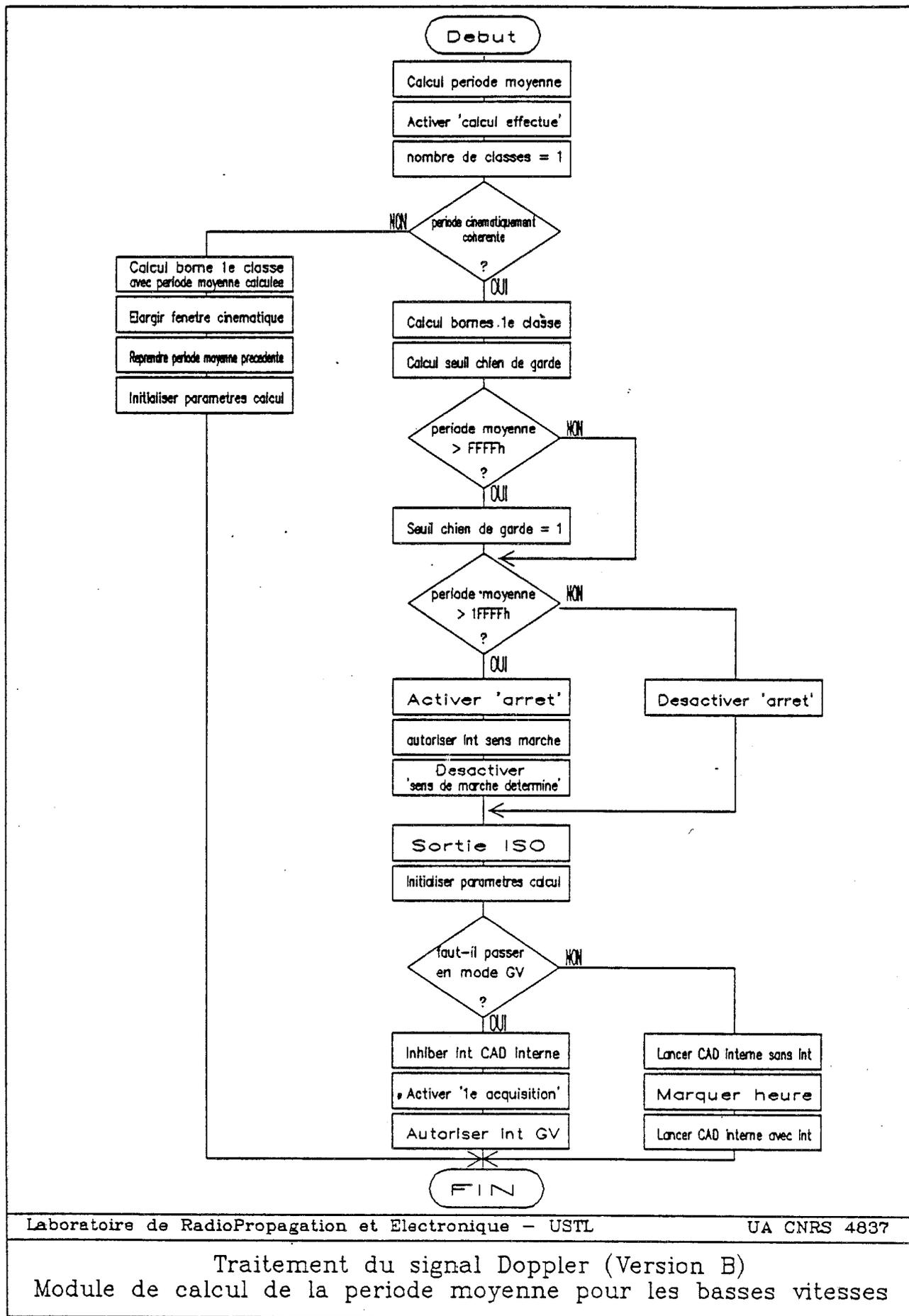
- [9] : N. EL SALEOUS
"Conception d'une unité centrale à base de microcontrôleur 16 bits pour le traitement du signal Doppler"
mémoire de DEA, 1988 - LILLE
- [10] : R. BOCQUET - C. SEMET - J. VINDEVOGHEL
"Cinémomètre à effet Doppler en vue d'application à la SNCF"
Rapport d'avancement des travaux - Phase B1, Octobre 1989
- [11] : J. VINDEVOGHEL - M. EL BEKKALI - P. DESCAMPS - E. CONSTANT
"Integrated microwave Doppler cinemometer"
20th E.M.C (European Microwave Conference), Sept. 1990 - BUDAPEST
- [12] : M. EL BEKKALI
Thèse à paraître à l'université de LILLE - juin 1991
- [13] : H. WANG
Thèse à paraître à l'université de LILLE - début 1991
- [14] : CHS - LRPE
"Cinémomètre à effet Doppler en vue d'application à la SNCF"
Rapport final du contrat, Octobre 1990

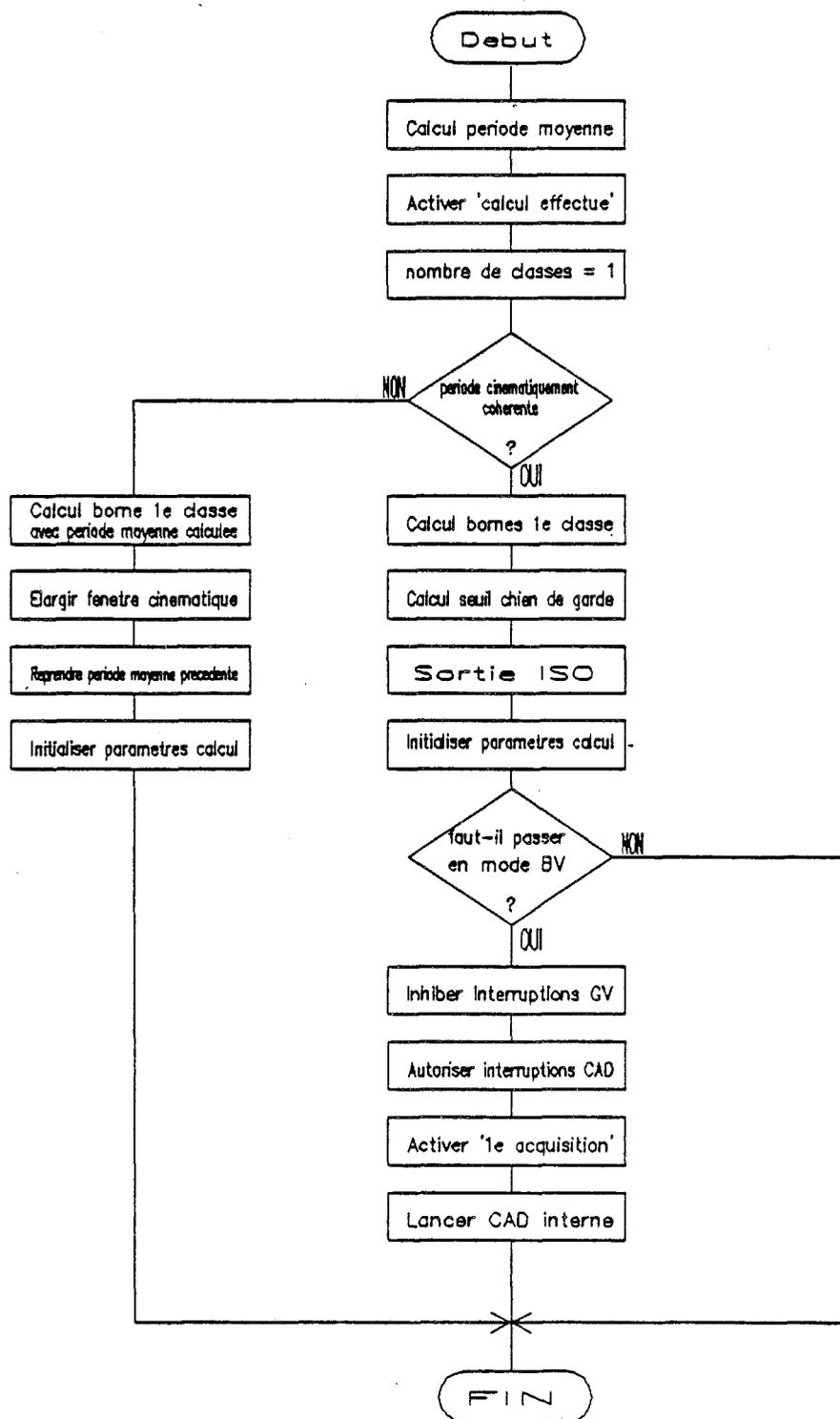
ANNEXES

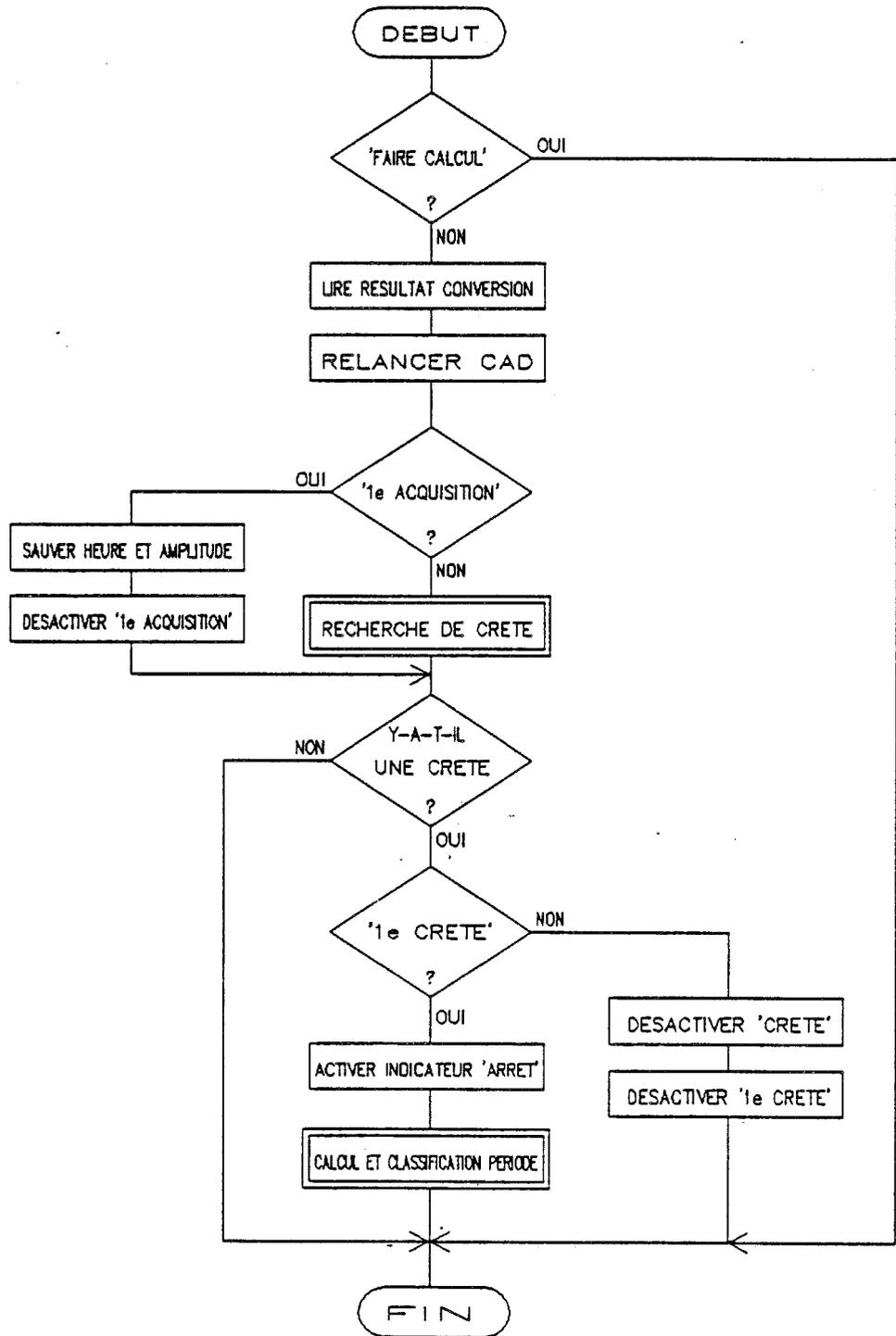
Liste des indicateurs utilisés :

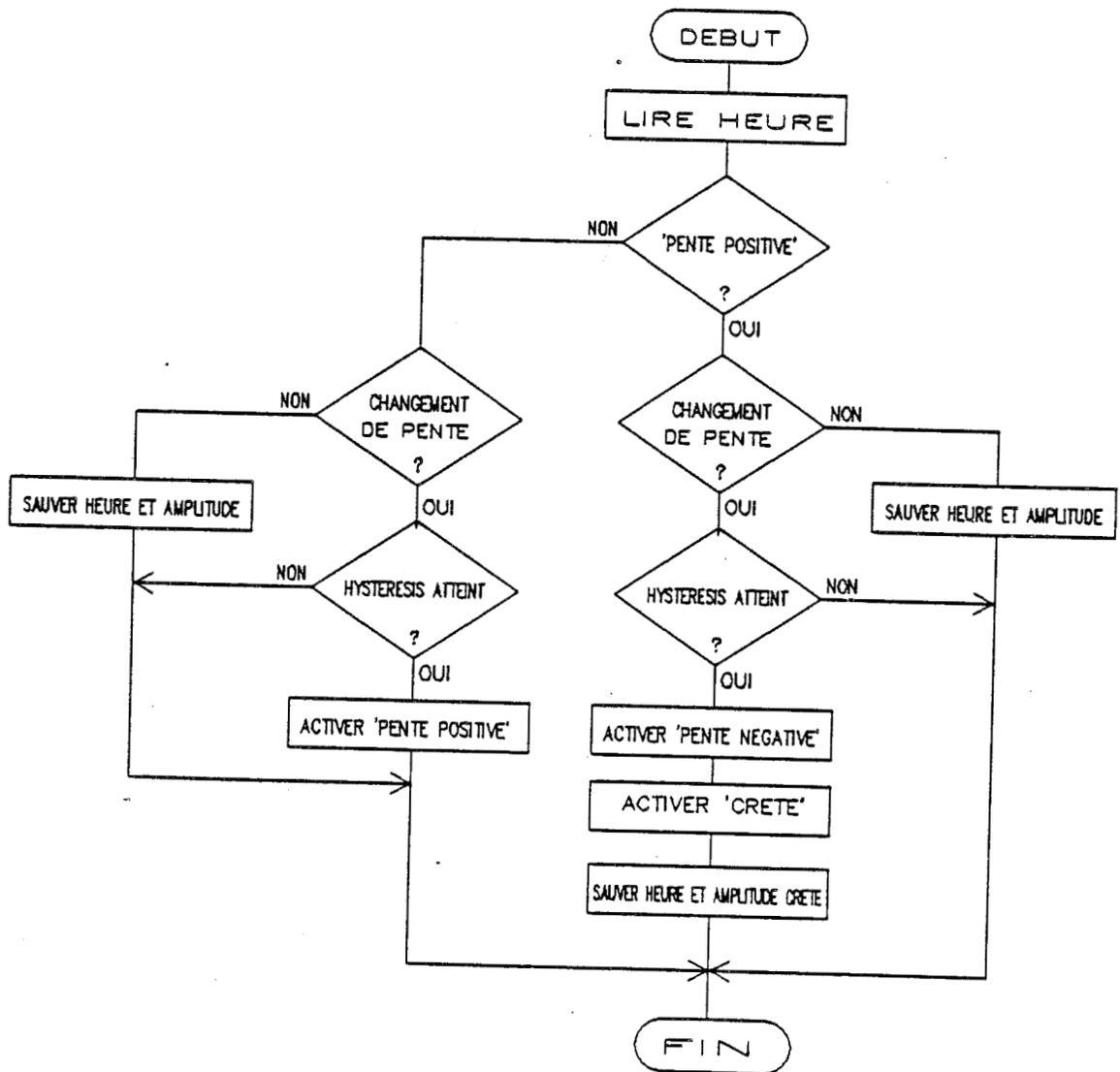
'180 ms'	: Cet indicateur signale que le délai de 180 ms alloué à l'acquisition s'est écoulé. A la prochaine fin d'acquisition de période, le calcul de période moyenne sera autorisé.
'faire calcul'	: Autorisation de faire le calcul de la période moyenne.
'calcul en cours'	: Le calcul de période moyenne est en cours. L'acquisition est suspendue pendant ce temps là.
'calcul effectué'	: Le calcul de période moyenne s'est bien effectué. On autorise alors la sortie ISO.
'1e acquisition'	: Première lecture du timer temps réel. Il faut simplement sauvegarder l'heure et l'amplitude.
'pente positive'	: On se trouve sur une pente positive du signal. Le prochain extremim sera une crête.
'crête'	: Une crête vient d'être détectée. Une période peut donc être calculée.
'1e crête'	: Il s'agit de la première crête. Il faut simplement sauvegarder l'heure de cette crête.
'1e période'	: La première période est acquise. Cette période crée une classe statistique qui sert à valider les acquisitions suivantes.
'période sur 3 octets'	: La période ne peut être codée sur un mot de 16 bits.
'GV'	: Partie 'Grandes vitesses' où les acquisitions se font par la carte flash ($V > 25$ Km/h).
'BV'	: Partie 'Basses vitesses' où les acquisitions se font par le convertisseur interne du microcontrôleur ($V < 12,5$ Km/h).
'arrêt'	: L'arrêt du mobile est détecté ($V < 0,36$ Km/h)
'recherche signal'	: La recherche de signal est nécessaire. Ceci se fait à l'allumage de l'appareil ou lors de la perte de signal.
'voie 1 hors service'	: La voie qui véhicule le premier signal Doppler ne génère pas d'interruptions lors de la détermination de sens de marche.
'voie 2 hors service'	: La voie qui véhicule le deuxième signal Doppler ne génère pas d'interruptions lors de la détermination de sens de marche.

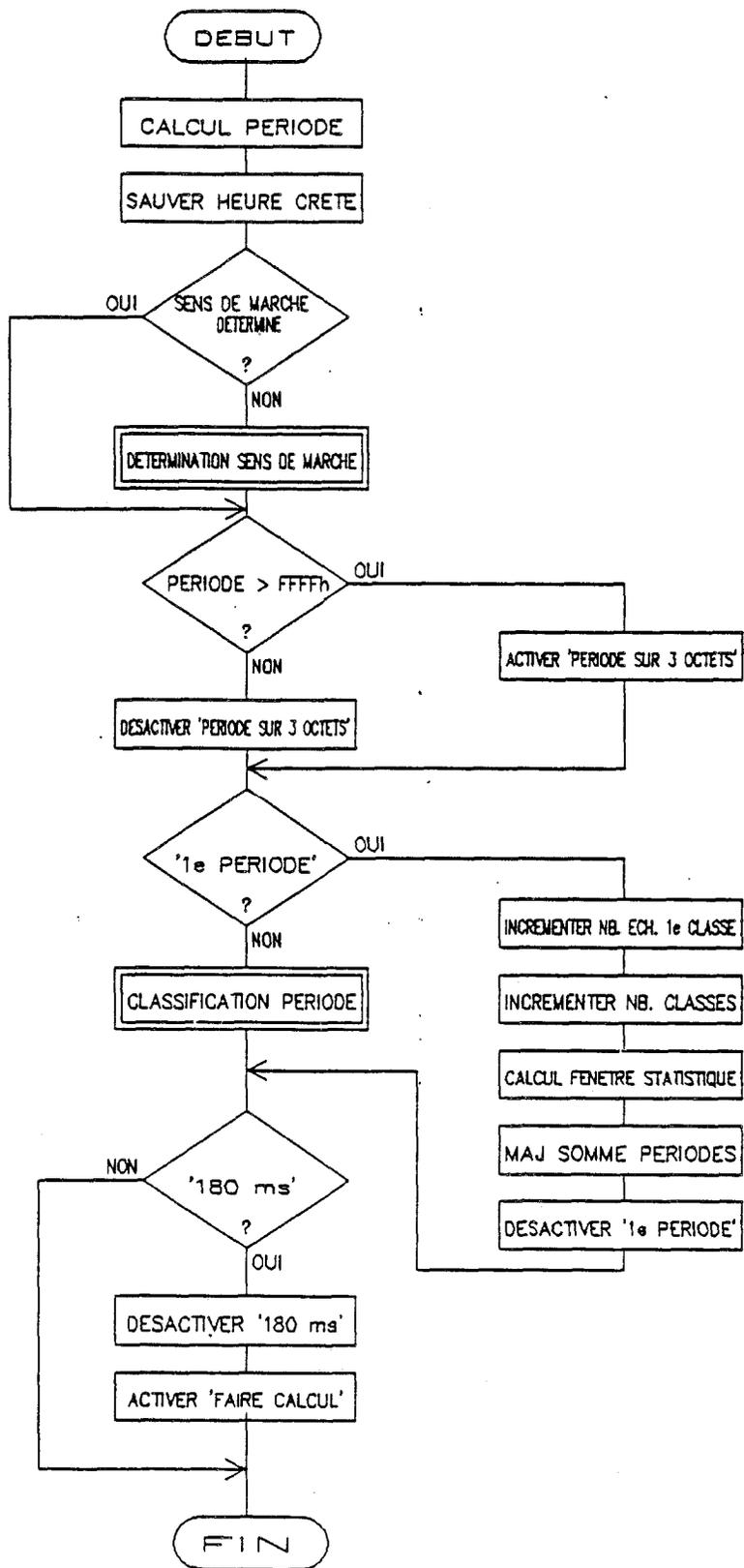


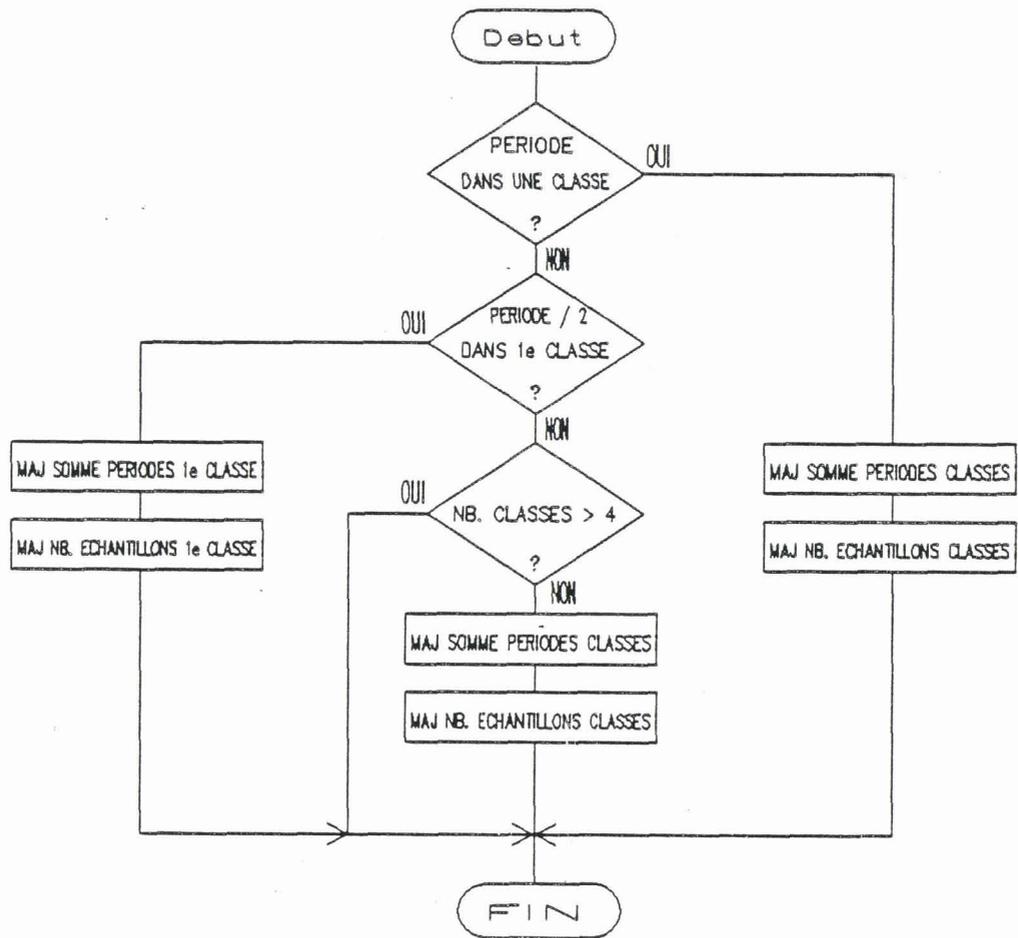


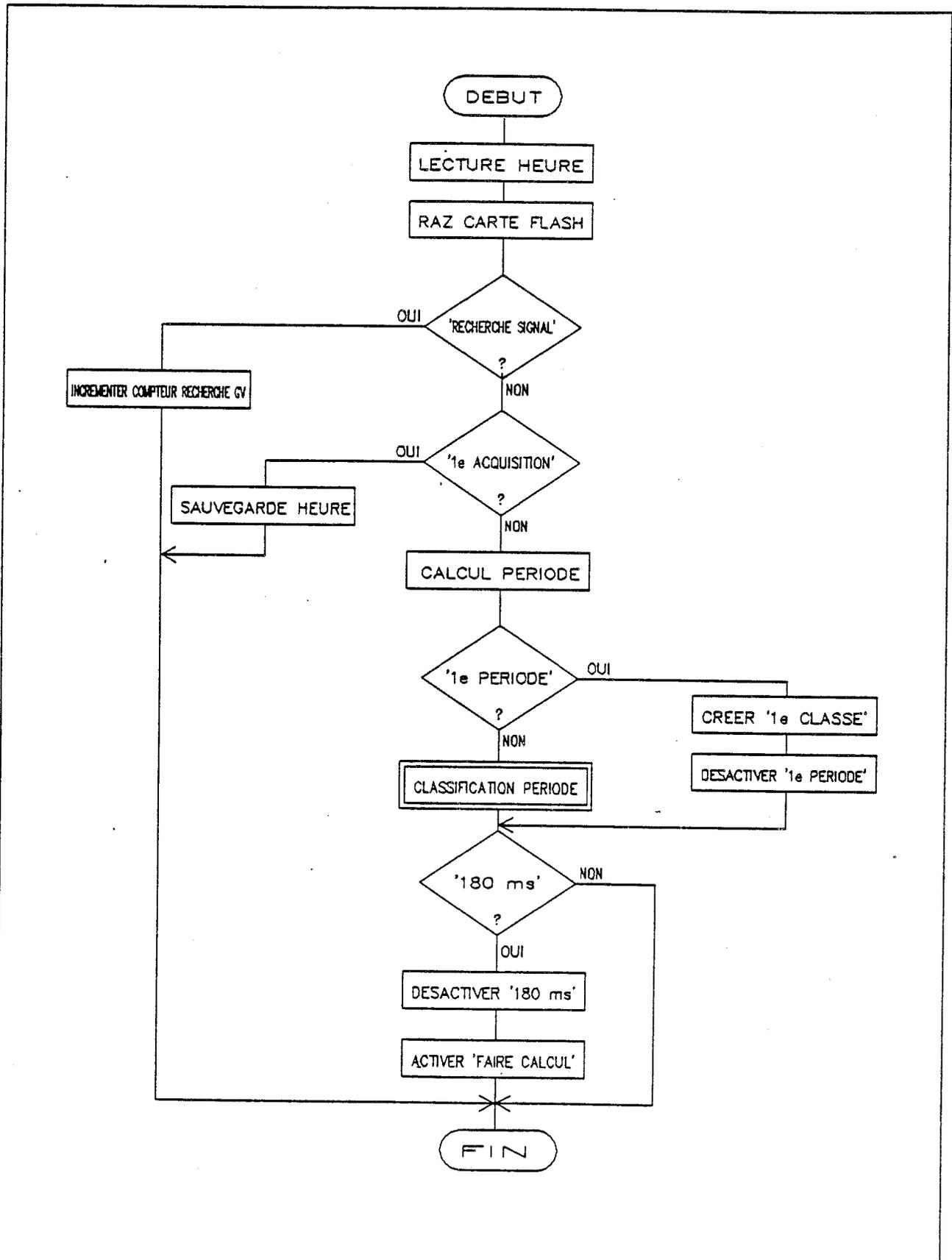


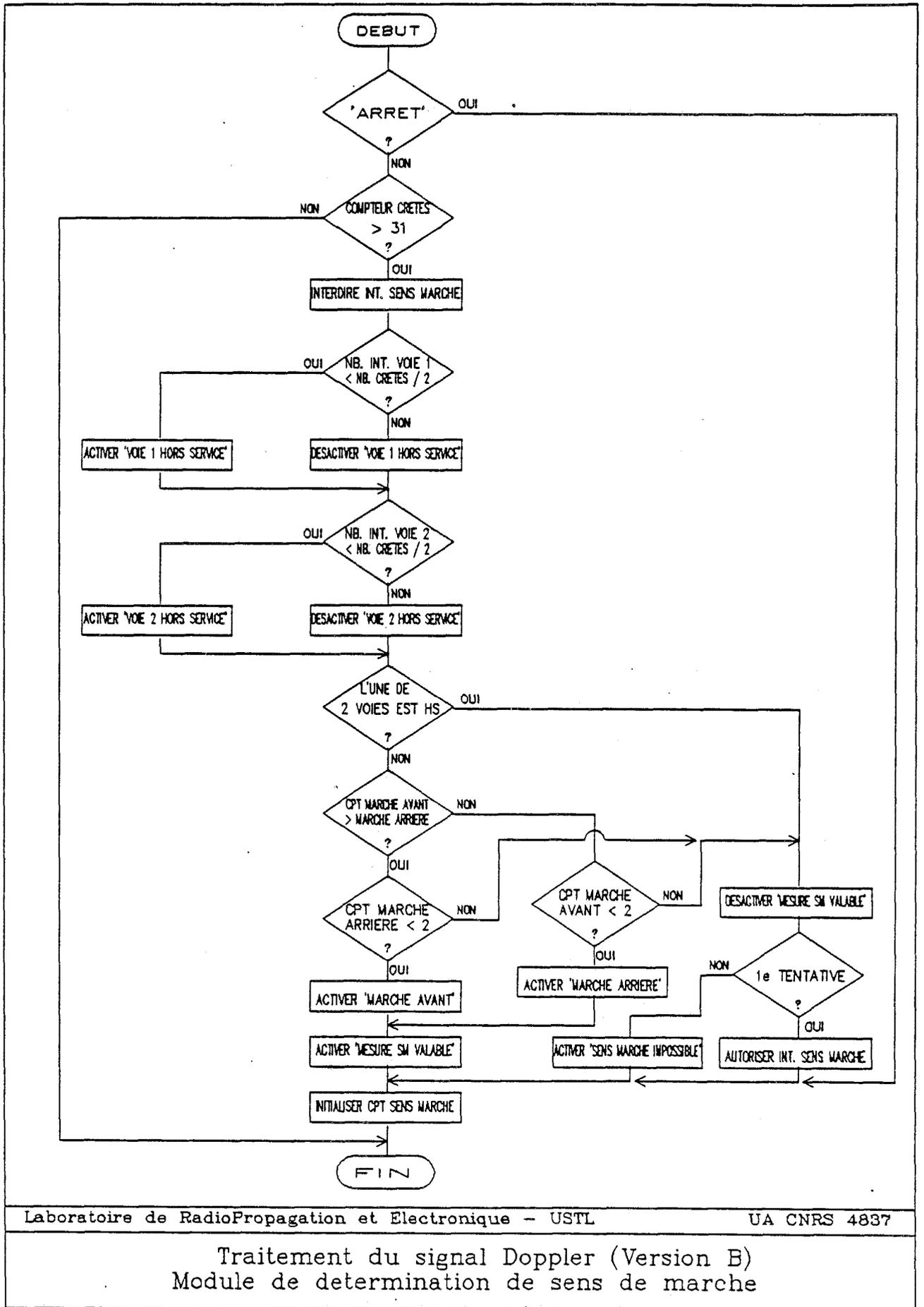


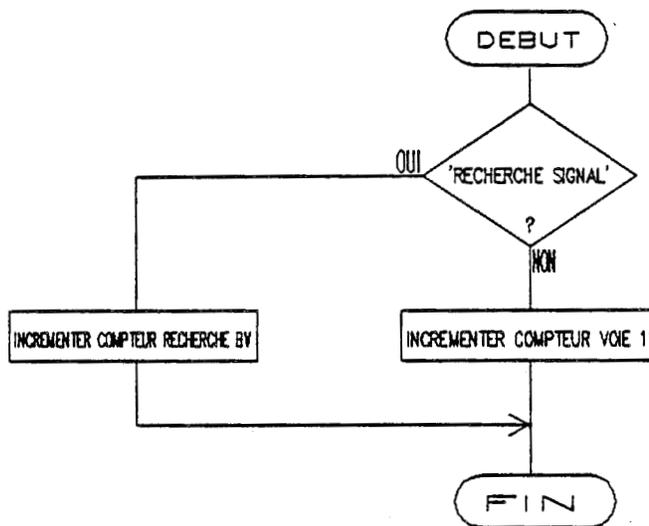




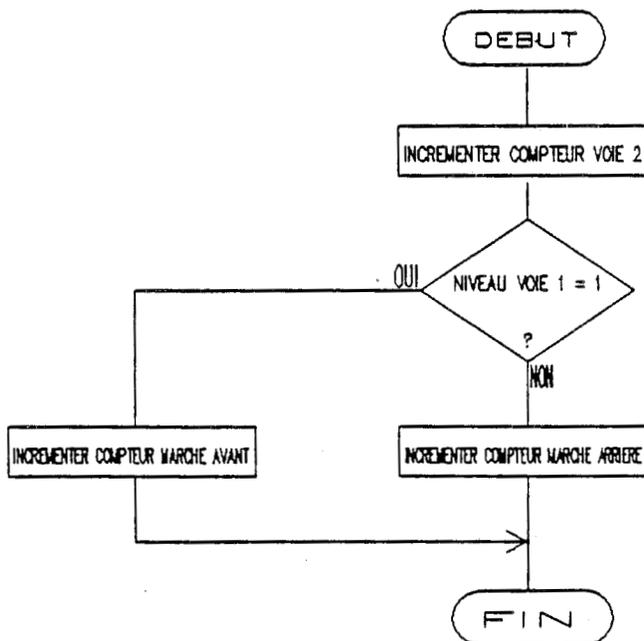




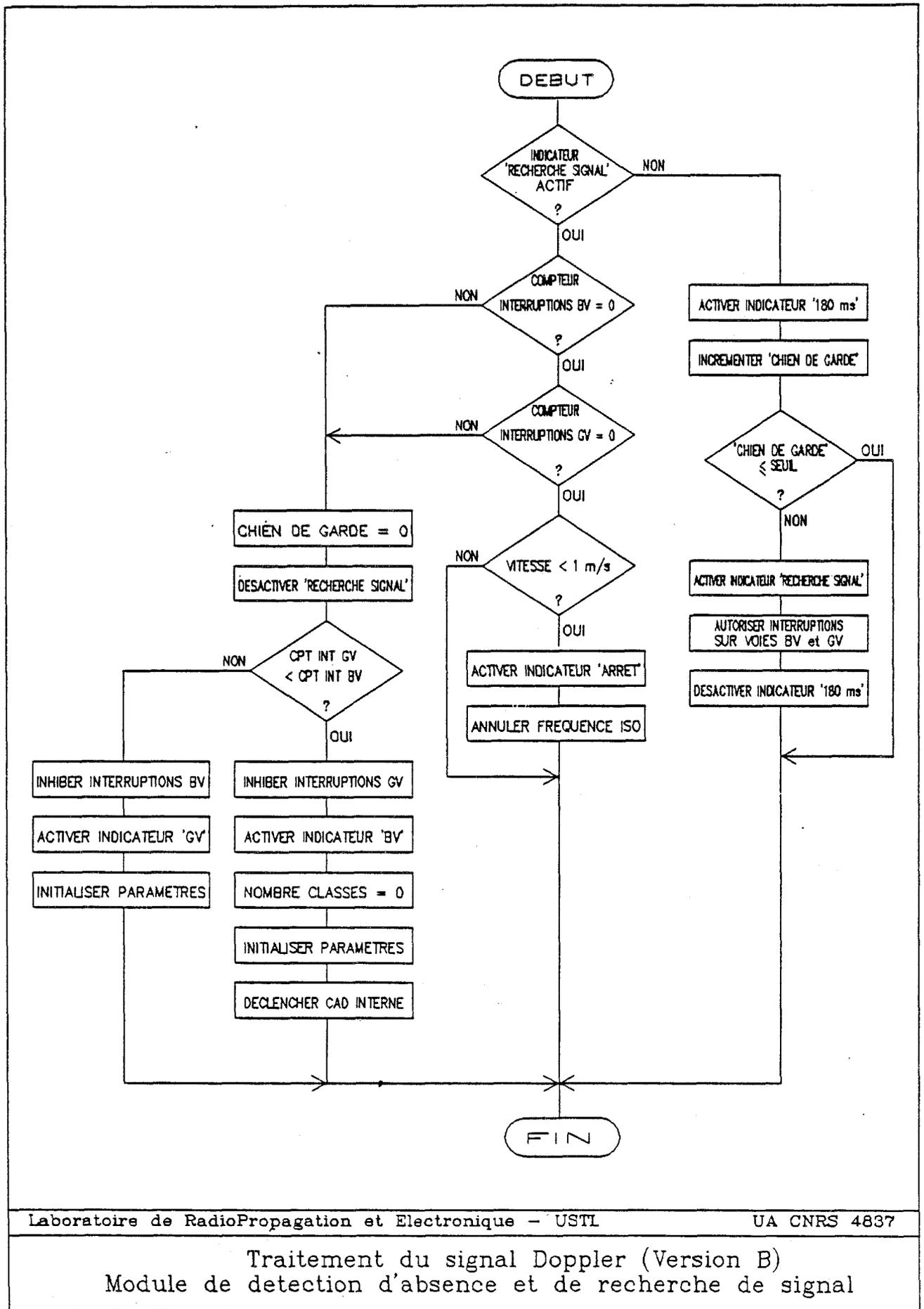




Sous programme d'interruption T2CAP



Sous programme d'interruption HSI.0



Résumé

Nous avons réalisé le traitement de signal d'un cinémomètre à effet Doppler permettant d'obtenir la vitesse, le sens de marche et la distance parcourue par des véhicules terrestres. Notre travail a surtout été orienté vers les applications ferroviaires dans le cadre du projet ASTREE de la SNCF.

Dans une première partie, nous présentons les aspects particuliers de l'effet Doppler obtenu par rétrodiffusion, les relations mathématiques nous permettant d'obtenir les différentes grandeurs recherchées et les limites physiques du procédé.

Dans une deuxième partie, nous détaillons, tant sur le plan matériel que logiciel, le dispositif de traitement de signal associé à la tête hyperfréquence produisant l'information Doppler.

Dans une troisième partie, nous présentons les résultats de deux campagnes d'essais dont l'une, de 2400 km, est effectuée dans la voiture d'essais ARIANE, attelée à un convoi régulier sur la ligne Paris - Le Havre.

Mots clés

Effet Doppler
Rétrodiffusion
Cinémométrie
Détection de crêtes
Mesure de périodes perturbées
Détection de sens de marche

