



**ENSTA**  
**BRETAGNE**



## **Navigation sous-marine Partie II : Capteurs**

FISE Semestre 5 HYO / UE 5.1

Author : Michel Legris

Mail : [michel.legris@ensta-bretagne.fr](mailto:michel.legris@ensta-bretagne.fr)

Date : Septembre 2020 v0.1.2



# Table des matières

<b>6 Centrales inertielles</b>	<b>9</b>
6.1 Système général . . . . .	9
6.1.1 Inertial Motion Unit . . . . .	9
6.1.2 Calculateur . . . . .	9
6.1.3 Familles de centrales inertielles . . . . .	9
6.1.4 Classes de centrales inertielles . . . . .	12
6.1.5 Restrictions sur les centrales haut de gamme . . . . .	13
6.2 Inclinomètres . . . . .	13
6.3 Accéléromètres . . . . .	14
6.3.1 Principe basique de l'accéléromètre . . . . .	14
6.3.2 Ajout des forces de gravitation . . . . .	15
6.3.3 Amélioration de l'accéléromètre basique . . . . .	16
6.3.4 Caractéristiques principales et erreurs des accéléromètres . . . . .	17
6.3.5 Types de technologie . . . . .	18
6.3.6 Evolutions technologiques . . . . .	21
6.3.7 Performances des accéléromètres . . . . .	22
6.4 Gyromètres . . . . .	22
6.4.1 Effet gyroscopique . . . . .	23
6.4.2 Rate Integrating Gyroscope (RIG) . . . . .	24
6.4.3 Dynamically Tuned Gyroscope (DTG) . . . . .	25
6.4.4 Effet Sagnac . . . . .	26
6.4.5 Ring Laser Gyrometer (RLG) . . . . .	28
6.4.6 Fiber Optic Gyrometer (FOG) . . . . .	29
6.4.7 Wine glass et Hemispherical Resonator Gyrometer (HRG) . . . . .	30
6.4.8 Micro-Electro-Mechanical Gyrometers (MEMS) . . . . .	31
6.4.9 Performances des gyromètres . . . . .	33
6.5 Technologies émergentes pour les centrales inertielles . . . . .	33
<b>7 Balises acoustiques et modem</b>	<b>37</b>
7.1 Balises et transducteurs . . . . .	37
7.1.1 Pingers . . . . .	37
7.1.2 Transpondeurs . . . . .	39
7.1.3 Largueurs acoustiques . . . . .	41
7.1.4 Systèmes d'interrogation . . . . .	43
7.2 Télémétrie et modem . . . . .	43
7.2.1 Transmissions d'information . . . . .	44
7.2.2 Codage . . . . .	44
7.2.3 Exemples de modulation . . . . .	45
7.2.4 Propriétés des types de modulation . . . . .	46
7.2.5 Multiplexage . . . . .	46
7.3 Performance théorique d'un transpondeur acoustique . . . . .	48
7.3.1 Atténuation du signal et bruit additif . . . . .	48
7.3.2 Profil de célérité sonore . . . . .	48
7.3.3 Réflexions parasites . . . . .	49

## Table des matières

7.3.4	Instabilités du milieu . . . . .	49
7.3.5	Déplacement relatif entre l'émetteur et le récepteur . . . . .	49
7.3.6	Effet Doppler . . . . .	49
7.3.7	Imperfections électroniques . . . . .	50
7.3.8	Précision de mesure . . . . .	50
<b>8</b>	<b>Positionnement à partir de bases longues</b>	<b>57</b>
8.1	Généralités sur les méthodes de positionnement . . . . .	57
8.1.1	Positionnement sphérique et hyperbolique . . . . .	57
8.2	Principe des systèmes de positionnement base longue . . . . .	58
8.2.1	Principe général . . . . .	58
8.2.2	Positionnement 2D et 3D . . . . .	59
8.3	Calcul de la position à partir d'un réseau de balises . . . . .	61
8.3.1	Première approche . . . . .	61
8.3.2	Approche du maximum de vraisemblance . . . . .	63
8.3.3	Estimation de l'incertitude finale . . . . .	63
8.3.4	Calibrage du champ de balises . . . . .	66
8.3.5	Calibrage relatif . . . . .	66
8.3.6	Calibrage absolu . . . . .	67
8.3.7	Cas particuliers de calibrage . . . . .	68
8.3.8	Variantes sur les systèmes de positionnement . . . . .	69
8.4	Sources d'erreurs d'un système LBL . . . . .	73
8.4.1	Qualité de l'étape de mouillage et de calibrage . . . . .	73
8.4.2	Masquage et trajets multiples . . . . .	73
8.4.3	Propagation acoustique . . . . .	74
8.4.4	Mouvement temporel des balises . . . . .	74
8.4.5	Mouvement de la cible . . . . .	74
8.4.6	Précision de la mesure de l'instant d'arrivée . . . . .	74
8.5	Conclusion . . . . .	75
<b>9</b>	<b>Positionnement à partir de bases ultra-courtes</b>	<b>77</b>
9.1	Positionnement à partir de bases courtes . . . . .	77
9.2	Principe des systèmes de positionnement base ultra-courte . . . . .	78
9.2.1	Détection des angles d'arrivée . . . . .	79
9.2.2	Ambiguité sur les directions d'arrivée . . . . .	81
9.3	Avantages et inconvénients des systèmes USBL . . . . .	82
9.4	Calibrage des systèmes USBL . . . . .	83
9.5	Variantes sur les systèmes USBL . . . . .	85
9.5.1	Systèmes autocalibrés . . . . .	85
9.5.2	LUSBL . . . . .	85
<b>10</b>	<b>Mesures de vitesse</b>	<b>87</b>
10.1	Quelques mots sur les méthodes de mesure de la vitesse . . . . .	87
10.1.1	Méthodes de mesure de la vitesse surface . . . . .	87
10.1.2	Méthodes de mesure de la vitesse fond . . . . .	90
10.2	Rappel sur l'effet Doppler . . . . .	91
10.2.1	Doppler à la réception . . . . .	91
10.2.2	Doppler à l'émission . . . . .	92
10.2.3	Récepteur et émetteur mobile sur la même trajectoire . . . . .	94
10.2.4	Émetteur et récepteur fixe dans un milieu mobile . . . . .	94
10.2.5	Réflexion sur un obstacle fixe d'un émetteur/récepteur mobile . . . . .	94
10.2.6	Réflexion sur un obstacle mobile d'un émetteur/récepteur fixe . . . . .	95
10.2.7	Représentation temporelle de l'effet Doppler . . . . .	95

10.3 Généralités sur les loch Doppler . . . . .	97
10.3.1 Remarque sur la terminologie . . . . .	97
10.3.2 Application du Doppler sur un faisceau acoustique . . . . .	98
10.3.3 Réflecteurs utilisés . . . . .	99
10.4 Géométrie de mesure . . . . .	100
10.4.1 Estimation des vitesses sur un double Janus . . . . .	101
10.5 Classes d'algorithmes . . . . .	102
10.5.1 Doppler incohérent . . . . .	102
10.5.2 Doppler cohérent . . . . .	105
10.5.3 Limitation du Doppler cohérent . . . . .	107
10.5.4 Doppler large bande avec codage de l'impulsion . . . . .	107
10.6 Sources d'erreur d'un DVL . . . . .	112
10.6.1 Vitesse du son dans l'eau . . . . .	112
10.6.2 Profil de bathycélérité . . . . .	112
10.6.3 Autres sources d'erreurs . . . . .	114
10.7 Calibrage du DVL . . . . .	116
10.7.1 Validation des mesures . . . . .	116
10.7.2 Algorithme de calibrage . . . . .	116
10.8 CVL . . . . .	118
10.8.1 Principe général . . . . .	118
10.8.2 Loch à corrélation temporelle . . . . .	119
10.8.3 Loch à corrélation spatiale . . . . .	120
10.8.4 Avantages et inconvénients des lochs à corrélation . . . . .	121

<b>Bibliographie</b>	<b>123</b>
----------------------	------------



# **Capteurs**



# 6 Centrales inertielles

## 6.1 Système général

Comme présenté dans les généralités, les systèmes de navigation se reposent essentiellement sur les **centrales inertielles**.

Une centrale惯性 est un système composé d'un ensemble de capteurs (l'**IMU (Inertial Motion Unit)**) et d'un calculateur qui fusionne de façon si possible optimale :

- les mesures principales issues de l'IMU,
- des mesures auxiliaires du système pour affiner la précision des données (par exemple, la température pour compenser de la variation des gains capteurs liées aux variations thermiques),
- des données complémentaires de capteurs externes pour limiter les dérives.

### 6.1.1 Inertial Motion Unit

L'IMU est généralement composés de **trois accéléromètres** et de **trois gyromètres** de tel sorte qu'un vecteur accélération et un vecteur de taux de rotation puissent être déterminés continuellement (parfois, les configurations sont légèrement différentes pour assurer par exemple de la redondance dans les mesures).

Pour déterminer l'attitude et la position à partir des accéléromètres et des vitesses de rotation, il est nécessaire d'effectuer un certain nombre d'intégrations temporelles d'où la nécessité du calculateur.

Certaines IMU possèdent aussi une petite unité de calcul qui effectue une première intégration des grandeurs (ce point sera précisé dans la partie "mécanisation").

### 6.1.2 Calculateur

Le rôle du calculateur est de déduire les attitudes, vitesses et positions à partir des mesures inertielles et des capteurs externes. Ces derniers sont indispensables pour limiter la dérive des calculs.

L'algorithme de calcul s'appelle **mécanisation**. Il sera détaillé dans la le tome 2

### 6.1.3 Familles de centrales inertielles

Il existe deux grandes familles de centrales inertielles :

- Les **systèmes sur Cardan** ou **Gimballed sensors**,

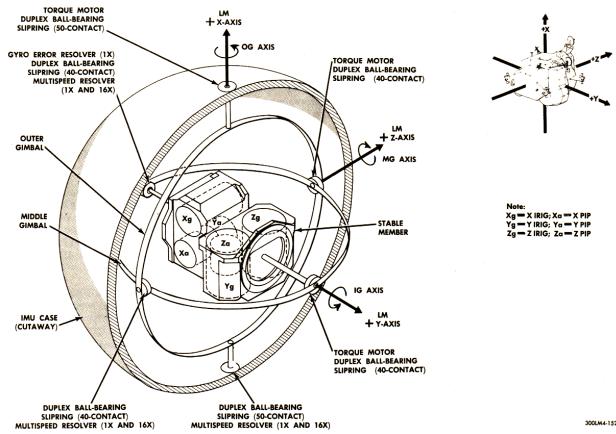


Figure 2.1-24. IMU Gimbal Assembly

FIG. 6.1 : Schéma d'une centrale sur cardans (système utilisé dans le programme Apollo (documentation Nasa))

- Les **systèmes à composants liés** ou **strapdown systems**

### Systèmes sur cardans

Les systèmes sur Cardan sont les premiers à être apparus mais ils sont encore utilisés sur les systèmes très haut de gamme car leur précision reste très bonne comparée aux autres technologies.

Le principe général est que tous les capteurs sont sur une plate-forme montée sur cardans et qui peut donc prendre toute les angles possibles (figure 6.1).

Ainsi l'orientation de la plateforme est asservie aux mesures des gyromètres (donc aux variations de rotations) pour garder toujours la même orientation au cours du temps par rapport à un repère inertiel (type ECI), même si le véhicule tourne.

Cela a deux avantages favorables à la précision :

- les mesures gyrométriques sont asservies sur leur zéro (le système s'oriente pour toujours avoir une vitesse de rotation nulle mesurée sur la plateforme). En conséquence la mesure peut être amplifiée fortement sans risquer de saturation ou de non linéarités ;
- la plateforme étant stable, l'intégration des accéléromètres est grandement facilitée (il se fait dans un référentiel quasi-inertiel<sup>1</sup>).

En contrepartie, le système étant mécanique, il est très coûteux et fragile.

Aujourd'hui apparaissent des systèmes à composants liés avec des performances similaires et probablement meilleures à court terme, et il est probable que petit à petit, les systèmes sur cardans disparaissent.

Dans ce document, seuls les systèmes à composants liés sont étudiés.

<sup>1</sup>les accélérations restent cependant non nulles. Seules les rotations sont supprimées.

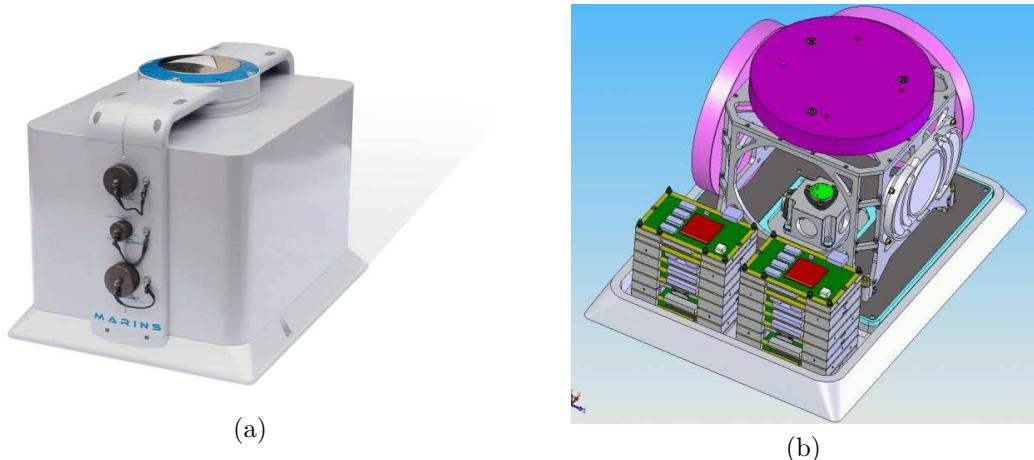


FIG. 6.2 : Exemples de centrales à composants liés (a) centrale Marins (b) écorché de la centrale Phins (documentations iXBlue)

## Systèmes à composants liés

Les systèmes à composants liés comportent des accéléromètres et des gyromètres fixes par rapport au véhicule dont ils mesurent les mouvements (figure 6.2).

Certaines technologies de gyromètres n'ont aucune partie mobile. Ils peuvent donc être très résistants.

Les systèmes à composants liés sont extrêmement variés et existent dans tous les catégories de performances et de prix (les plus petites tiennent dans un circuit intégré équipant les smartphones par exemple)<sup>2).</sup>

## Rappels de quelques définitions

Certains systèmes inertIELS ne fournissent pas la position au cours du temps, mais se contentent d'estimer l'attitude et les fluctuations de positions (dont essentiellement le pilonnement très utile aux hydrographes).

Dans ce cas, on parle de **centrale d'attitude** ou de **Motion Reference Unit (MRU)** ou encore par l'acronyme **AHRS (Attitude and Heading Reference System)**.

En revanche, si le système fournit aussi les positions au cours du temps, il sera appelé **centrale inertie** ou **INS (Inertial Navigation System)**.

Même si généralement, les centrales inertielles ont des capteurs plus performants que les centrales d'attitude, parfois seul le logiciel les distingue.

<sup>2</sup>mais les performances des systèmes de smartphones ne sont pas encore suffisantes pour la navigation sous-marine !

#### 6.1.4 Classes de centrales inertielles

Il y a une grande différence de performances entre les centrales les plus bas de gamme et celles haut de gamme.

Généralement, on les divise en quatre catégories (“grades”).

##### **Grand public (Consumer)**

Ce sont les moins chers qui peuvent équiper les téléphones portables, les voitures, les drones grand public, etc....

Elles permettent d'avoir une estimation grossière de l'attitude et de la position, mais doivent être obligatoirement hybrides (leurs mesures fusionnées avec des capteurs externes) avec un magnétomètre ou une boussole GNSS (pour le cap), un capteur de pression (pour l'immersion ou l'altitude) et un GNSS.

##### **Tactique (Tactical)**

C'est le niveau au dessus. Elles peuvent garder une position et une attitude de manière autonome pendant quelques secondes pendant un masquage GNSS. C'est par exemple utilisé dans les munitions et les missiles courte-portée, mais aussi pour les véhicules autonomes.

##### **Navigation (Navigation)**

C'est le plus haut de gamme pour le marché civil. Ce sont ces systèmes qui sont utilisés en navigation sous-marine et en hydrographie. Les plus performantes de cette catégorie n'ont pas besoin de capteurs externes pour trouver la direction du Nord ce qui est un grand avantage en immersion car les capteurs magnétiques restent peu précis. En revanche, pour la navigation de surface, l'utilisation d'une boussole GNSS permet d'obtenir le Nord et permettre d'avoir des systèmes légèrement moins performants. Néanmoins sans aide externe, la position ne pourra être tenue que pendant peu de minutes en cas de masquage GNSS.

##### **Stratégique (Strategic)**

Ce sont les centrales les plus performantes, mais elles sont généralement réservées aux applications militaires les plus exigeantes (sous-marins nucléaires lanceur d'engin et missiles balistiques principalement).

Elles peuvent estimer une position sans aide extérieure pendant plusieurs heures.

Le tableau suivant récapitule les ordres de grandeur des performances des capteurs en fonction de la catégorie.

	Acceleromètre (mg)	Gyromètre ( $^{\circ}$ /hr)	Prix
Stratégique	$\approx 0.001$	$\approx 0.001$	?
Navigation	0.025	0.01	50000-90000 \$
Tactique	1	$\approx 1$	4000-15000 \$
Grand public	>50	>1	<1000 \$

### 6.1.5 Restrictions sur les centrales haut de gamme

Les centrales de classe stratégique, mais aussi les centrales de classe navigation les plus précises peuvent être utilisées dans un cadre de conflit et passer outre par exemple un brouillage des GNSS. En conséquence, elles sont considérées comme “sensibles” et soumises à des restrictions en termes d’exportation.

En particulier, les États-Unis ont établi un ensemble de réglementations appelés **ITAR (International Traffic in Arms Regulations)**, qui interdit l’exportation de systèmes inertielles qui permettent d’obtenir en temps réel :

- des mesures accélérométriques dont le biais est inférieur à 0.13 mg ou la stabilité du gain inférieure à 130 ppm,
- des mesures gyrométriques dont le biais est inférieur à  $0.5^{\circ}/h$  ou le bruit inférieur à  $0.0035^{\circ}/\sqrt{Hz}$ .

De fait, cette règle s’applique à tous les pays occidentaux.

Cela ne veut pas dire qu’on ne peut pas utiliser des systèmes inertIELS plus performants, mais les données brutes (les mesures directes des accéléromètres et des gyromètres) ne doivent pas pouvoir être accessibles en temps réel.

Comme la plupart des constructeurs vendent des logiciels de post-traitements, qui nécessitent la réexploitation des données à pleine précision, ces dernières sont malgré tout présentes dans les fichiers enregistrés mais sous forme cryptées.

## 6.2 Inclinomètres

Le premier capteur utilisable est l'**inclinomètre**. Grossièrement, ce capteur fournit des informations de tangage et roulis (où leurs composantes basse fréquence, l’assiette et la gîte).

Cela peut technologiquement se faire par un niveau électronique (version perfectionnée du niveau à bulle) ou par une estimation de la direction de la verticale à travers des mesures accélérométriques peu précises.

Le point commun des inclinomètres est d’être incapable de séparer l’influence du champ de pesanteur des forces inertielles. En conséquence la mesure d’angle est biaisée dès que le mobile accélère ou tourne.

Il n’est utilisé en capteur d’attitude que sur les systèmes les moins précis.

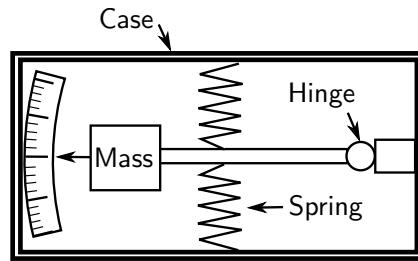


FIG. 6.3 : schéma de principe d'un accéléromètre de type "pendulaire"

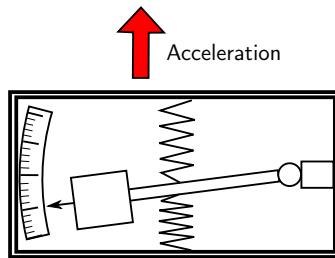


FIG. 6.4 : Accéléromètre soumis à une force d'accélération verticale vers le haut

## 6.3 Accéléromètres

Tous les capteurs accélérométriques utilisent d'une façon directe ou indirect, la mesure de la différence de mouvements entre une masse interne et le boîtier capteur.

Cependant, en fonction de la technologie, la masse et le moyen de mesure de déplacement peuvent être extrêmement variés.

### 6.3.1 Principe basique de l'accéléromètre

Le plus simple pour étudier le principe de fonctionnement, est de présenter un capteur accélérométrique simplifié : celui de la figure 6.3.

Une masse placée au bout d'un bras est libre de se déplacer autour d'un axe de rotation (à droite sur le dessin (hinge)). Le bras est maintenu à l'équilibre par des ressorts liés au boîtier. Ces derniers sont tarés de telle manière que le bras est maintenu au milieu de son axe de rotation en absence d'accélération. Une règle est ajoutée pour mesurer le déplacement du bras.

Dans un premier temps, le champ de pesanteur est négligé (en fait compensé par le tarage des ressorts).

Si une accélération  $\ddot{x}$  est appliquée au boîtier (figure 6.4) vers le haut, le bras est dévié vers le bas à cause de l'inertie de la masse.

Si l'accélération est constante, un régime stationnaire s'installe rapidement avec la masse fixe par rapport au boîtier (figure 6.4), et donc, dans ce cas, la masse subit la même accélération que le boîtier.

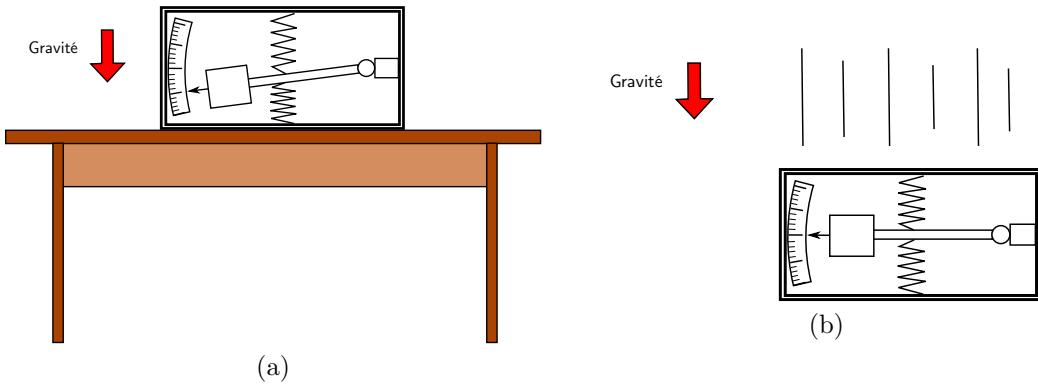


FIG. 6.5 : (a) accéléromètre fixe dans un référentiel terrestre (b) accéléromètre en chute libre

L'équation fondamentale de la dynamique implique qu'une force spécifique verticale vers le haut  $f'$  s'applique sur la masse pour justifier son accélération

$$f' = \ddot{x} \quad (6.1)$$

Cette force spécifique  $f'$  est créée par la déformation des ressorts. La force des ressorts étant proportionnelle à leur déformation  $f' = -kx$ , la déformée des ressorts mesurée par la règle est proportionnelle à l'accélération subit par la masse.

La masse se déplace dans le sens opposé à l'accélération. En revanche, si l'accéléromètre estposé sur une table dans un champ de pesanteur, la masse se déplace dans la direction du champ. De même un accéléromètre en chute libre dans le champ de pesanteur ne présente aucune déviation (mesure d'une accélération nulle) (figure 6.5).

La raison est que les accélérations de gravitation et de pesanteurs sont universelles : elles s'appliquent à l'identique sur la masse et le boîtier.

Ce que mesure l'accéléromètre fixe sur la table, c'est la force de la table sur l'accéléromètre en réaction au poids de ce dernier. En conséquence, l'accélération mesurée est dans le sens **opposé** à l'accélération de gravité.

En conséquence :

Les accéléromètres ne mesurent que les forces spécifiques  $f$ . Ils n'estiment ni les forces de gravitation, ni les forces inertielles.

Dans un référentiel inertiel, pour avoir l'accélération du mobile  $\ddot{x}$ , l'accélération de gravitation doit être ajoutée à la mesure de l'accéléromètre

$$\ddot{x} = f + g \quad (6.2)$$

### 6.3.2 Ajout des forces de gravitation

Ainsi, pour estimer l'accélération d'un corps dans un repère inertiel, la force de gravitation doit être ajoutée à la mesure.

## 6 Centrales inertielles

Dans un repère non inertiel, à la force de gravitation, s'ajoutent aussi

- l'accélération centrifuge :  $-\omega_{ab}^b \wedge (\omega_{ab}^a \wedge \mathbf{x}_c^b)$
- l'accélération de Coriolis  $-2\omega_{ab}^a \wedge \mathbf{v}_{bc}^b$

L'accélération centrifuge étant constante en un lieu, elle est intégrée dans le champ de pesanteur (le champ de pesanteur est la somme de l'accélération centrifuge et du champ de gravitation).

En revanche, l'accélération de Coriolis, dépendant de la vitesse du mobile doit être ajoutée explicitement.

Comme précisé dans la section 3.5.3), il existe des modèles de champ de pesanteur comme EGM08 ou WGM2012 pour estimer en chaque point du globe les valeurs de gravitation et de pesanteur.

On voit alors apparaître un problème pour les centrales inertielles de type stratégique : les modèles de gravité sont estimés à partir de mesures gravimétriques. Or les gravimètres ne sont que des accélémètres adaptés donc de précision similaire aux centrales inertielles. En conséquence, l'erreur de modélisation du champ de pesanteur peut ne pas être négligeable dans le bilan de précision d'une centrale haut de gamme.

De même, sur ces systèmes, il ne faut surtout pas oublier de corriger le champ en fonction de l'altitude ou de la profondeur.

### 6.3.3 Amélioration de l'accéléromètre basique

Si nous reprenons la conception de l'accéléromètre précédent (figure 6.3), nous pouvons nous apercevoir qu'il a un certain nombre de défauts :

- si l'accélération est très forte, le système va saturer car le débattement des ressorts n'est pas infini,
- si la dynamique est grande, la résolution et la précision s'en ressentiront,
- il n'y a pas de garantie que la contre-réaction des ressorts soit linéaire.

Il existe un moyen relativement simple pour compenser ces effets : utiliser le capteur en boucle fermé.

C'est à dire qu'une mesure de la déviation de la masse est faite en continue et que les ressorts sont remplacés par un système commandable (par exemple des électro-aimants) permettant d'asservir la position de la masse autour du zéro à l'équilibre.

La position du zéro est donc asservie et les forces spécifiques sont estimées à partir du courant de contre-réaction injecté dans les bobines.

Un tel système **à boucle fermé** (par opposition au système précédent qui était **à boucle ouverte**) possède des caractéristiques plus performantes en dynamique, linéarité et précision et cette solution est préférée malgré une complexité accrue.

### 6.3.4 Caractéristiques principales et erreurs des accéléromètres

#### Types d'erreurs "génériques"

La précision des accéléromètres et des gyromètres est un aspect critique impactant les performances des systèmes inertIELS.

Pour permettre d'optimiser au mieux ces dernières, il est nécessaire de modéliser les erreurs capteurs pour les identifier puis les compenser.

Dans le cas de capteurs vectoriels, les erreurs peuvent être décomposées en plusieurs effets :

- le biais de mesure sur chaque axe,
- l'erreur de gain sur chaque axe,
- les erreurs de mésalignement internes et externes,
- les non-linéarités,
- la dérive de chacun de ces termes avec les paramètres extérieurs (principalement la température),
- le bruit capteur.

Ainsi la mesure réelle  $\hat{\mathbf{f}}$  peut être modélisée par l'équation :

$$\hat{\mathbf{f}}(t) = \mathbf{o}_f + \mathbf{G}_f \mathbf{f}(t) + \mathbf{g}(\mathbf{f}(t)) + \mathbf{n}(t) \quad (6.3)$$

avec

- $\mathbf{o}_f$  : vecteur offset de mesure de l'accéléromètre,
- $\mathbf{G}_f$  : matrice intégrant les erreurs de gains et de mésalignements internes et externes,
- $\mathbf{g}(\mathbf{x})$  : fonction vectorielle intégrant les non-linéarités du capteur,
- $\mathbf{n}(t)$  : vecteur bruit.

Bien entendu, chacun de ces termes peut se modifier en fonction de la température, du vieillissement, de la phase de mise en route, etc...

Compte tenu du fait que ces mesures sont intégrées temporellement pour estimer les vitesses et les positions, la présence des biais  $\mathbf{o}_f$  a une importance primordiale et généralement, un processus de filtrage est utilisé pour tenter de les estimer.

#### Types d'erreurs "spécifiques"

Les accéléromètres possèdent aussi d'autres types d'erreurs qui sont spécifiques aux technologies employées.

**Rectification des vibrations** Cet effet est un biais de mesure (donc une grandeur quasi-continue) qui apparaît en présence de vibrations mécaniques du capteur,

**Effet de “godille” (sculling effect)** Le **Sculling effect** est aussi l’apparition d’effets basses fréquences en présence de vibrations, mais apparaissant sur tous les systèmes et dû à la non-commutativité des rotations et des accélérations. Le sculling est suffisamment important pour y revenir dans le tome 2, section 14.1.2.

**Défaut d’homocentricité** Le rôle d’un système tri-axe d’accéléromètres est d’estimer les 3 composantes de l’accélération en un point du système.

Pour cela les axes sensibles des accéléromètres doivent se croiser en un seul et unique point (d’où le terme homocentrique). Dans le cas contraire, la combinaison des composantes n’est pas associable au vecteur accélération en un seul point.

La mesure en un point peut néanmoins être reconstituée à partir des mesures des gyromètres (c’est à dire en tenant compte des attitudes).

**Fréquence de résonance** Tous les accéléromètres fonctionnent à partir du mouvement différentiel d’une masse par rapport au boîtier. Dans les systèmes mécaniques, pour que la masse reste à proximité du boîtier, il existe généralement une force de rappel (système passif ou actif).

Le couplage entre la masse et le système de rappel crée des résonances dans le capteur.

Généralement, les capteurs travaillent en deçà de la première résonance pour permettre une réponse relativement plate du capteur en fonction de la fréquence. Il existe donc généralement une fréquence de coupure au-delà de laquelle la réponse n’est pas pertinente.

**Atténuation des effets de vibration et de température** Compte tenu de l’influence néfaste des vibrations et des variations de température, les centrales haut de gamme possèdent des systèmes pour découpler ces vibrations. Elles peuvent aussi être thermostatées.

### 6.3.5 Types de technologie

On peut classer les technologies accélérométriques en trois familles :

- Capteurs en boucle ouverte,
- Capteurs en boucle fermée,
- Capteurs vibrants (technologie particulière qui ne rentre pas dans les deux cas précédents).

et deux sous-familles :

- Les capteurs mécaniques,
- Les capteurs micro-mécaniques.

Ces derniers sont moins précis que les capteurs mécaniques, mais leurs avantages intrinsèques et les progrès continus de la technologie font qu’ils sont de plus en plus utilisés.

Enfin, la force de contre-réaction peut être mécanique ou électrique.

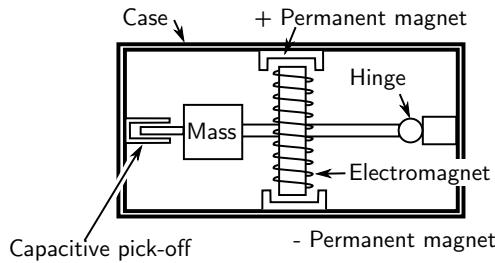


FIG. 6.6 : Principe d'un accéléromètre pendulaire

### Accéléromètres pendulaires

Cette technologie est très courante pour des accéléromètres plutôt haut de gamme. Le principe est celui présenté en introduction (figure 6.6).

La masse peut évoluer librement autour d'un pivot (ou d'un axe flexible). La mesure se fait par variation d'une capacité fonction du déplacement de la masse. Le système fonctionne en boucle fermé avec une contre-réaction mécanique.

Le pendule lui même peut être un simple disque mobile comme dans l'exemple E.4.1 du tome 2

### Accéléromètres à poutres vibrantes (VBA ou Vibrating Beam Accelerometer)

Une autre technologie concurrente correspond aux **accéléromètres à poutres vibrantes (VBA ou Vibrating Beam Accelerometer)**. Le principe est d'avoir deux petites barres montées tête-bêche et de les faire vibrer à leur fréquence de résonance (figure 6.7).

En présence d'accélération (le long de l'axe vertical sur le dessin), compte tenu de la masse inertielle, l'une des barres se trouve en traction, et l'autre en compression.

En conséquence, la fréquence de résonance de la première barre augmente alors que celle de la seconde barre diminue.

La différence entre les deux fréquences de résonance est alors proportionnelle à l'accélération.

### Technologies MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems)

Les technologies **MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems)** sont des systèmes mécaniques microscopiques réalisés selon les mêmes principes que les circuits électroniques intégrés.

L'idée est de réaliser des systèmes mécaniques composés de petites pièces de 1 à 100 micromètres par gravage sur substrat généralement en silicium . Si le développement de prototype est très coûteux, les pièces peuvent ensuite être faites en série à un coût relativement bas.

Les technologies utilisées sont les mêmes que les systèmes macroscopiques. La figure 6.8 montre le principe d'un système.

Une masse mobile est contrainte de glisser dans une dimension avec un système de rappel sous forme de petites poutres élastiques gravées en silicium. La masse possède un certain nombre de

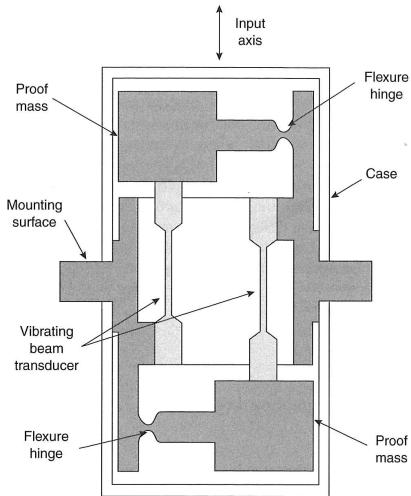


FIG. 6.7 : Principe de fonctionnement d'un accéléromètre à poutre vibrante (figure de Strapdown Inertial Navigation Titterton & Weston) [TW04])

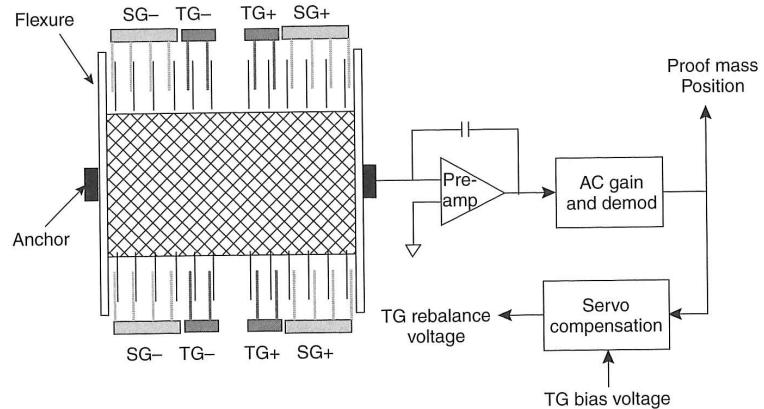


FIG. 6.8 : Principe d'un accéléromètre de technologie MEMS (figure de “Strapdown Inertial Navigation”, Titterton & Weston) [TW04].)

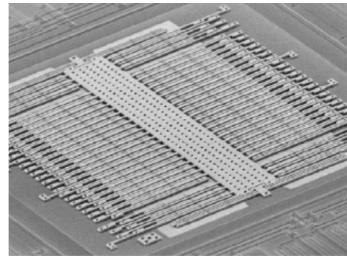


FIG. 6.9 : Micro photographie d'un accéléromètre MEMS (document Analog Devices).

bras qui glissent dans un peigne rigide. Le mouvement de la masse est détectée par le changement de la capacité entre les bras fixes et les bras mobiles.

#### **Avantages et inconvénients des accéléromètres MEMS**

Comparativement aux systèmes plus classiques, les systèmes MEMS sont généralement moins sensibles, plus bruités et surtout très dépendants des variations de température.

En revanche, ils ont beaucoup d'avantages :

- si le développement du système est très coûteux, le prix de production est beaucoup plus faible que sur les systèmes classiques. Ils sont en effet gravés en série sur un “wafer” (disque de silicium),
- les capteurs sont petits, légers et robustes,
- ils consomment très peu d'énergie.

Les progrès continus tant dans les technologies que dans la modélisation de leurs erreurs, font que ces types de capteurs sont en plein développement et qu'ils sont de plus en plus performants.

Aujourd’hui, leurs performances permet de les intégrer dans les centrales jusqu'à la catégorie navigation.

#### **6.3.6 Evolutions technologiques**

Les technologies présentées ne sont que les plus typiques : il existe quantités d'autres technologies en production pour des applications particulières ou en développement / recherche. On peut citer :

- les systèmes à fibre optique,
- les systèmes à ondes de surface,
- les systèmes à lévitation électrostatique,
- les systèmes à atomes froids.
- ...

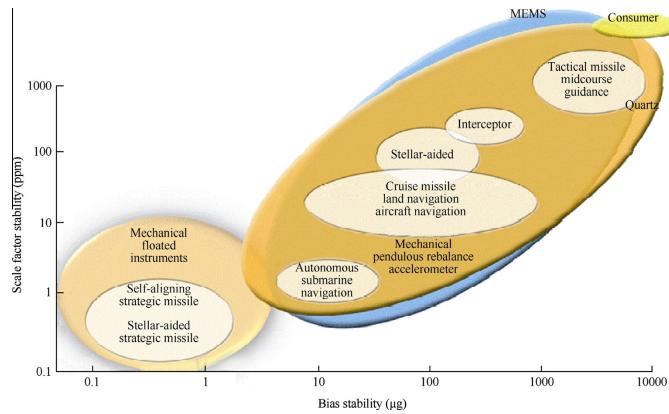


FIG. 6.10 : Gamme de précision et d'application des accéléromètres (d'après [Sch15])

### Systèmes à atomes froids

Ces systèmes, en cours de recherche sont particulièrement intéressants, car non seulement, les développeurs s'attendent à des performances de l'ordre de 1000 fois supérieures aux meilleurs systèmes existants mais en plus, il s'agit d'une des premières applications industrielles de la mécanique quantique sur des atomes (et non seulement sur leurs électrons).

En revanche, cette technologie nécessite probablement plusieurs années de recherche avant de les voir apparaître sur le marché. Cependant, des gravimètres basés sur ce principe sont actuellement en cours d'évaluation.

### 6.3.7 Performances des accéléromètres

La figure 6.10 présente une vue globale des performances des accéléromètres en fonction des technologies et des applications.

La catégorie “consumer” est essentiellement composée de la technologie MEMS, les technologies Quartz sont les systèmes pendulaires et VBA. On peut remarquer que les MEMS couvrent aujourd’hui la majorité de la gamme de performances des systèmes classiques.

## 6.4 Gyromètres

Le second type de capteurs inertIELS est la famille des gyromètres.

Un gyromètre est un capteur qui mesure la vitesse de rotation (le vecteur **taux de rotation**) d'un système mobile.

Comme pour les accéléromètres, il est nécessaire d'avoir un minimum de trois axes sensibles linéairement indépendants pour caractériser pleinement le vecteur de taux de rotation.

Encore plus que pour les accéléromètres, il existe beaucoup de technologies différentes pour mesurer les taux de rotation.

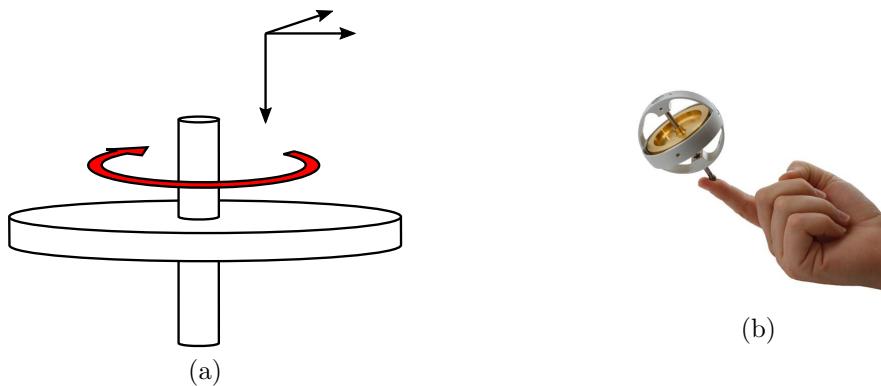


FIG. 6.11 : (a) schéma d'un gyroscope monté sur Cardan (b) exemple d'un gyroscope de démonstration (issu de <http://gyroscopes.co.uk>).

Si la plupart des systèmes mécaniques utilisent l'effet gyroscopique pour mesurer le taux de rotation, les systèmes modernes de haute qualité s'appuient plutôt sur une propriété relativiste des faisceaux optiques, l'effet Sagnac.

Parallèlement aux accéléromètres, les systèmes micro-mécaniques MEMS sont apparus, d'abord avec des performances modestes puis de plus en plus, des précisions qui deviennent concurrentielles avec celle des systèmes les plus onéreux.

Les recherches récentes ouvrent aussi des perspectives sur des systèmes encore plus précis.

#### 6.4.1 Effet gyroscopique

Le principe de base des gyromètres mécaniques est le fait qu'un système mécanique libre (c'est à dire sur lequel aucune force externe ne s'applique<sup>3</sup>), reste selon le même plan ou la même orientation dans un repère inertiel.

Cette propriété a été mise en évidence par Léon Foucault à travers la célèbre expérience du pendule dont le plan d'oscillation est mobile dans le référentiel terrestre.

Néanmoins le système n'est réellement libre qu'au niveau des pôles, où le plan d'oscillation tourne dans le repère terrestre avec une période d'un jour sidéral. En revanche sous des latitudes plus réduites, la rotation du plan est plus lente jusqu'à devenir nulle à l'équateur. Ce comportement s'explique très bien via l'accélération de Coriolis (voir les exercices).

Leon Foucault améliora aussi le gyroscope. Le gyroscope est une masse tournant rapidement selon un axe et fixé sur un support à cardans (figure 6.11).

Le système de cardan permet d'isoler le gyroscope des couples externes. En conséquence, si le gyroscope est mis en rotation à grande vitesse, par le principe de la conservation du moment d'inertie, il va garder sa direction initiale quel que soit le mouvement de son support.

Un tel principe pourrait être utilisé directement pour garder une direction d'alignement. Par exemple, si le gyroscope est lancé alors que son axe est parallèle à l'axe Nord Sud, il restera

<sup>3</sup>Dans le cas réel, traduire par "sur lequel les forces externes restent négligeables".

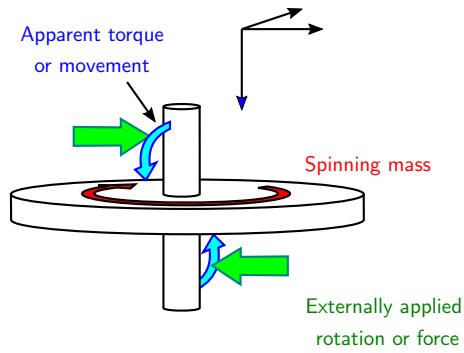


FIG. 6.12 : Couple appliqué sur l'axe de rotation du gyroscope.

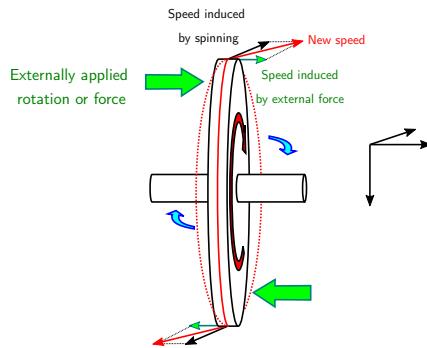


FIG. 6.13 : Explication physique de la réaction gyroscopique.

selon cet axe au cours du temps et permet de garder la direction de référence quel que soit le mouvement du porteur.

Dans les faits, il existe toujours des frottements résiduels qui dégradent la tenue de la direction.

Dans les gyromètres mécaniques, l'effet gyroscopique est exploité autrement, comme détecteur de rotation.

Si un couple de force (ou un mouvement) est appliqué sur l'axe de rotation du gyroscope (figure 6.12), à cause du couple gyroscopique, le système réagit par un couple sur un axe à la fois perpendiculaire à l'axe gyroscopique et à l'axe du couple perturbateur.

Ainsi l'observation de la réaction du gyroscope (soit le couple résultant, soit le mouvement de précession induit par le couple externe) permet de remonter à la vitesse de rotation externe.

Ce phénomène peut facilement s'expliquer à partir de la composition des vitesses du haut et du bas du disque tournant en fonction de la vitesse des particules matérielles induites à la fois par la rotation du disque et des forces externes appliquées (figure 6.13).

#### 6.4.2 Rate Integrating Gyroscope (RIG)

Le principe précédent est utilisé dans la technologie **Angular rate gyroscope**, dont le schéma de principe est présenté figure 6.14.

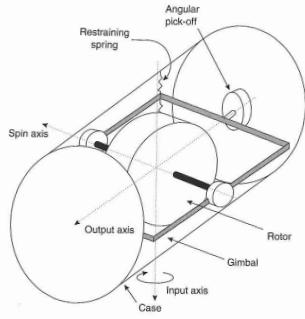


FIG. 6.14 : Schéma de principe d'un "angular rate gyroscope" ([TW04].)

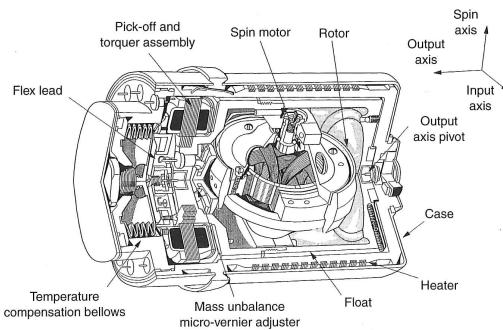


FIG. 6.15 : Figure éclatée d'un "Rate Integrating Gyro" ([TW04]).

Selon ce principe, la détection peut se faire soit par la vitesse de déplacement du cardan autour de l'axe de sortie, soit par le couple exercé sur le cardan.

Plus que la vitesse de rotation, la rotation elle-même possède un intérêt dans les centrales inertielles. Or les systèmes mécaniques peuvent directement fournir la rotation, en laissant tourner librement le système de Cardan, sous l'effet du couple créé. Dans ce cas, on mesure directement une différence d'angles entre deux instants (voire un nombre de tours de rotation du système). Dans la réalité, le système travaille en boucle fermée pour éviter des mouvements trop importants.

C'est le principe du **Rate Integrating Gyrometer** qui mesure une variation angulaire (figure 6.15)

Ces systèmes équipent généralement les centrales de très haute précision.

Ces systèmes sont potentiellement de très haute précision (gamme stratégique), mais ne sont utilisés que dans les systèmes montés sur cardan. De plus, la mécanique est très complexe ce qui implique des systèmes coûteux et fragiles.

### 6.4.3 Dynamically Tuned Gyroscope (DTG)

Cette technologie appartient aussi à la famille des systèmes mécaniques. Néanmoins, ces gyromètres sont moins chers mais moins précis que ceux présentés précédemment.

Ils fonctionnent grâce à une astuce. Le cardan est monté à l'intérieur de la masse gyroscopique et

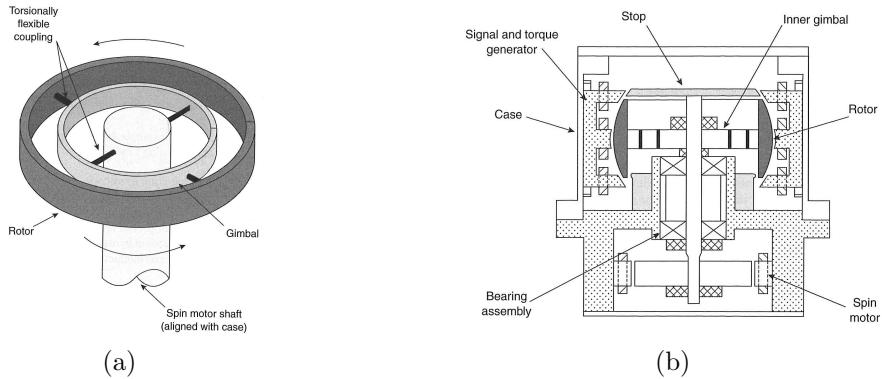


FIG. 6.16 : (a) Schéma de principe et (b) éclaté d'un DTG([TW04]).

rélié à cette dernière non pas par des axes libres, mais par des axes flexibles en torsion, qui exercent une force de rappel aux couples induits par la rotation (figure 6.16(a)).

Pour une fréquence de rotation particulière, le système devient résonnant et très sensible aux petites variations de mouvements.

Dans le tome 2-(E.7) se trouve un exemple d'un gyromètre tactique DTG.

#### 6.4.4 Effet Sagnac

En navigation sous-marine et en hydrographie, les gyromètres optiques sont les plus utilisés même si la technologie MEMS prend continuellement des parts de marché.

Les systèmes optiques s'appuient sur l'effet Sagnac.

Georges Sagnac est un physicien français qui a monté une expérience devant démontrer que la théorie de la relativité émise par Einstein était fausse, et que la théorie de l'éther de Fresnel s'applique. Selon cette théorie, l'éther est une matière qui remplit l'espace et qui sert de support aux ondes électromagnétiques ([Spa13]).

L'hypothèse de Sagnac est que si, sur un plateau tournant à grande vitesse, il génère deux rayons lumineux identiques, qui parcourent une même boucle sur le plateau tournant via un jeu de miroir, l'un des rayons tournant dans le sens de rotation, l'autre dans le sens inverse, alors à cause de la rotation, les temps d'arrivée des rayons sont différents et proportionnels à la vitesse du rayon dans un repère inertiel (le rayon parcourant le plateau dans le sens de rotation arrivant plus tard que le second rayon).

La mesure du décalage des franges d'interférence entre les deux rayons, permet alors de mesurer la vitesse de rotation du plateau.

Ce que Sagnac ne savait pas, c'est que la théorie de la relativité donne le même résultat au premier ordre<sup>4</sup>.

Ce qui est resté, c'est que l'utilisation de deux rayons contra-rotatifs selon le même chemin optique permet de mesurer la vitesse de rotation de la boucle, méthode utilisée aujourd'hui dans les gyromètres optiques.

<sup>4</sup>Des mesures plus précises effectuées depuis au second ordre, confirment la théorie de la relativité.

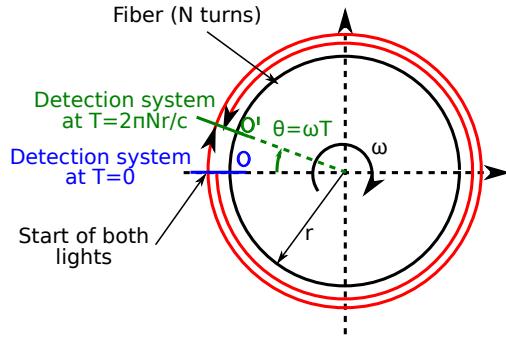


FIG. 6.17 : Explication simplifiée de l'effet Sagnac.

### Explication non relativiste de l'effet Sagnac

Le principe de base peut être expliqué selon le modèle (simplifié car non relativiste) suivant (figure 6.17).

Supposons deux rayons lumineux, cohérents entre eux, parcourant un chemin optique circulaire de rayon  $r$  partant tous les deux d'un point  $O$  et retournant après  $N$  tours au point  $O$  où un système de mesure interférométrique permet de mesurer très précisément la différence de temps d'arrivée.

L'hypothèse de départ est que les deux rayons se propagent à la vitesse de la lumière  $c$  sur le périmètre du cercle quelle que soit la vitesse de rotation  $\omega$  de la boucle.

Ainsi, si le système est immobile, les deux rayons mettent le temps

$$T = \frac{2\pi Nr}{c} \quad (6.4)$$

pour parcourir leurs chemins respectifs.

En revanche, si le système tourne à la vitesse  $\omega$  dans le plan de la boucle, pendant ce temps  $T$ , le point  $O$  se déplace dans un repère inertiel (celui où la vitesse de la lumière est  $c$ ) de  $\theta = \omega T$ .

Autrement dit, avant d'arriver à l'interféromètre le rayon tournant dans le même sens que la boucle parcourt un chemin supplémentaire d'environ  $\omega T$  à la vitesse  $c$  et sera retardé de

$$\delta T \approx r\omega T \quad (6.5)$$

Réciproquement, l'autre rayon se propage à la rencontre du point de sortie  $O$  et sera avancé du même écart temporel.

La différence de temps d'arrivée entre les deux rayons est donc

$$\begin{aligned} 2\delta T &\approx 2r\omega T \\ &\approx 4\pi r^2 N \omega \\ &\approx 4S\omega \end{aligned} \quad (6.6)$$

avec  $S$  la surface de la boucle, c'est à dire  $N\pi r^2$ . On peut aussi montrer que sur une boucle non circulaire, la formule  $2\delta T = 4S\omega$  reste valide.

## 6 Centrales inertielles

Si le faisceau optique est à la fréquence  $\nu$ , sa longueur d'onde est  $\lambda = \frac{c}{\nu}$ , le déphasage mesuré  $\varphi$  est alors

$$\begin{aligned}\varphi &= \frac{2\pi}{\lambda} \left( \frac{4S\omega}{c} \right) \\ &= \frac{8\pi S\omega}{\lambda c}\end{aligned}\tag{6.7}$$

L'explication en théorie relativiste est identique dans un repère inertiel, mais légèrement différent dans le repère de la boucle car les temps et les distances ne sont pas universelles.

### 6.4.5 Ring Laser Gyrometer (RLG)

La première technologie de gyromètre développée utilisant l'effet Sagnac est le **Ring Laser Gyrometer**.

L'idée est d'utiliser la boucle optique comme cavité laser.

La fréquence d'émission d'un laser est liée au milieu optique choisi (souvent un gaz hélium néon dans les RLG) et à la fréquence de résonance de la cavité.

Pour un tel système la résonance de la cavité existe quand le chemin optique parcouru (dans notre cas  $2\pi r \pm 2S\omega$ ) est un multiple de la longueur d'onde  $\frac{c}{\nu}$  : le système optique devient constructif.

On a donc une fréquence de résonance  $\nu_1$  pour le flux optique tournant dans un sens et  $\nu_2$  dans l'autre sens telle que

$$\begin{aligned}\nu_1 &= k \frac{c}{2\pi r + 2S\omega} \\ \nu_2 &= k' \frac{c}{2\pi r - 2S\omega}\end{aligned}\tag{6.8}$$

Pour estimer la rotation, on calcule alors la différence  $\nu_2 - \nu_1$  par battement entre les deux rayons lumineux.

Au final, le système est construit sur une géométrie triangulaire qui est plus simple à construire qu'une boucle, la déviation des faisceaux étant faites par des miroirs extrêmement réfléchissants pour avoir un facteur de qualité de la résonance maximum.

Généralement, un des miroirs est mis en vibration pour contrer un défaut du système : si la vitesse de rotation à mesurer est très faible, les deux rayons laser contra-rotatifs ont tendance à se synchroniser ensemble et donc à retomber sur la même fréquence, phénomène que l'on appelle locking. La vibration permet de créer une fluctuation du chemin optique qui empêche le locking.

#### Avantages et inconvénients

Le Ring Laser Gyrometer est complètement dans la gamme de précision recherchée en navigation de haute précision.

Il est moins précis que les systèmes mécaniques haut de gamme mais possède des avantages incomparables :

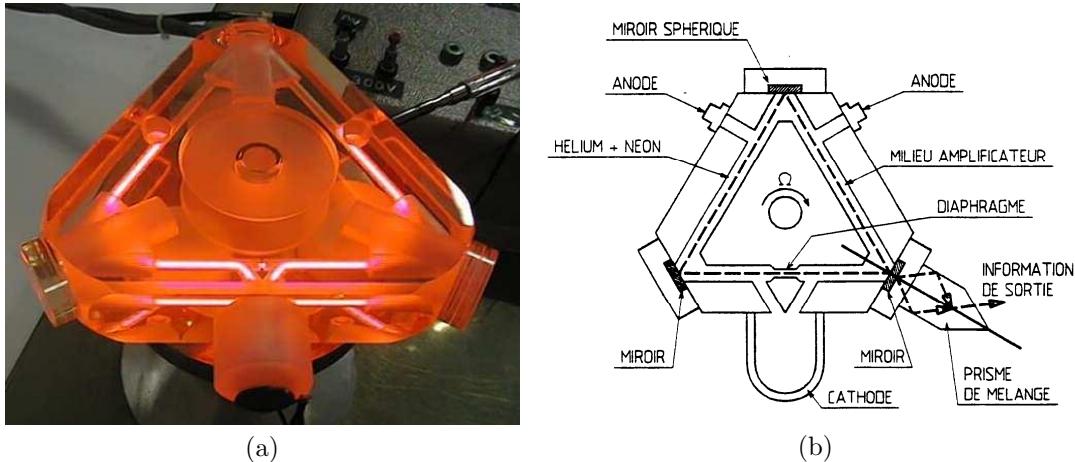


FIG. 6.18 : (a) Cœur optique d'un Ring Laser Gyrometer Thales (documentation Thales Avionics),  
(b) Schéma de principe d'un Ring Laser Gyrometer [TW04].

- il n'y a pas de parties mobiles, excepté le système de mise en vibration, ce qui en fait un système robuste nécessitant peu d'entretien,
- il est potentiellement plus sensible et stable que le système concurrent à fibre optique.

Cette technologie a malgré tout deux défauts :

- la faible sensibilité à des rotations très faibles à cause du locking,
- le système reste coûteux compte tenu de la nécessité d'avoir des miroirs de très haute qualité ainsi des tolérances mécaniques de construction très faibles.

#### 6.4.6 Fiber Optic Gyrometer (FOG)

La seconde technologie optique est le gyromètre à fibre optique.

Un laser sur fibre optique crée une lumière cohérente qui est divisée en deux faisceaux qui parcourt une bobine de fibre optique dans les deux sens opposés via un miroir semi-réfléchissant (figure 6.19).

A la sortie de la bobine, les deux faisceaux sont recombinés et, comme ils sont cohérents, ils interfèrent entre eux. Le niveau de sortie, fonction du déphasage, est alors mesuré, la différence de chemin optique en est déduite et donc aussi la vitesse de rotation.

Pour une boucle de surface  $S = N\pi r^2$ , le déphasage est donné par l'équation 6.7.

Le diamètre de la boucle formée par la fibre est généralement de 5 à 30 cm et la longueur est de plusieurs centaines de mètres et peut dépasser largement le kilomètre.

Malgré tout le déphasage à mesurer reste très faible et nécessite des méthodes assez sophistiquées.

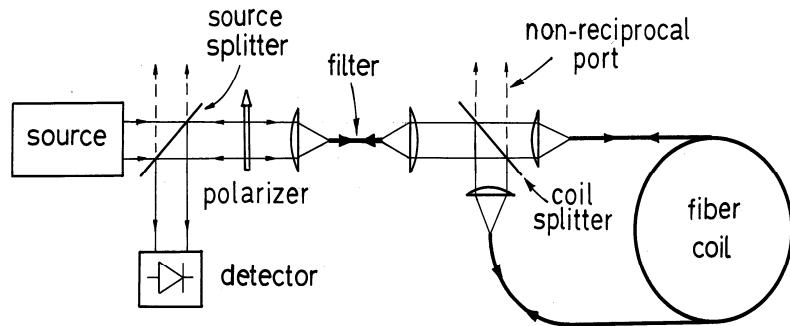


FIG. 6.19 : Principe du gyromètre à fibre optique [TW04].

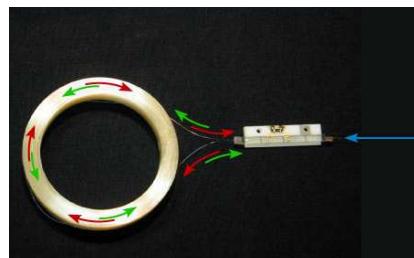


FIG. 6.20 : Bobine de fibre d'une centrale inertuelle Phins de iXblue (document iXblue).

### Avantages et inconvénients

Les gyromètres à fibre optique sont actuellement les plus utilisés dans les applications de navigation marine.

Ils possèdent l'avantage de ne pas avoir du tout de pièces mobiles ce qui les rend très robuste. La précision mécanique est moins stricte que sur les RLGs permettant une gamme de prix inférieure.

De même, par la longueur et la surface de fibre, les gammes de précision sont très larges.

En revanche, la mesure de différence de phase reste très difficile et ils sont potentiellement plus sensibles aux perturbations (principalement thermiques) que les RLGs.

### 6.4.7 Wine glass et Hemispherical Resonator Gyrometer (HRG)

Avant la généralisation des gyromètres à fibre optique (à la fin des années 1990), la technologie utilisée pour la gamme des systèmes inertIELS de navigation, était le “wine glass gyrometer”.

Soit un cylindre de quartz (de dimension de l'ordre de quelques millimètres), mis en vibration par système d'excitation pour avoir des ondes vibratoires stationnaires (première harmonique), figure 6.21.

Si le cylindre est au repos, les ondes sont parfaitement stationnaires. En revanche, si le cylindre tourne autour de son axe, l'accélération de Coriolis sur le système vibratoire tend à faire dériver le système d'onde stationnaire sur le cylindre.

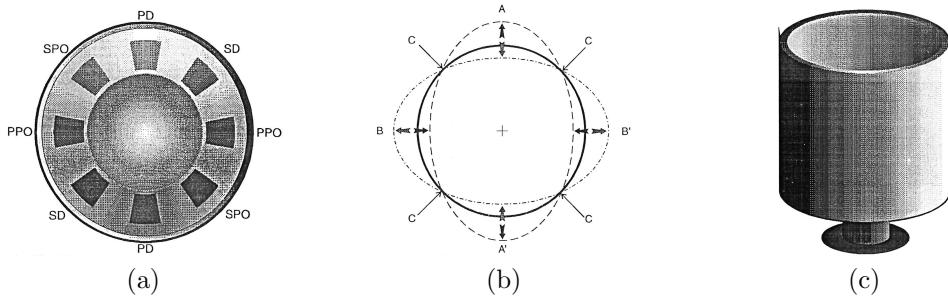


FIG. 6.21 : (a) électrode de détection et d'excitation vue de dessus (b) principe général (A, A', B, B') sont les positions des systèmes d'excitations électrostatiques et les points C les positions de détection (c) forme 3D du “verre” de quartz (documentation Applanix PosMV)



FIG. 6.22 : (a) Eclaté d'un HRG (CC-BY-4.0 Sagem) (b) Hémisphère de quartz fondu (documentation Delco).

Cette dérive est observée par la détection d'un légère amplitude de vibrations au niveau des positions des nœuds de vibration du cylindre au repos. Le système fonctionne en boucle fermée pour garder sa linéarité.

Cette technologie a été réactualisée récemment grâce aux progrès faits sur le facteur de qualité de la résonance du quartz.

Dans les systèmes modernes, un hémisphère de quartz est utilisé. Le système s'appelle **Hemispherical Resonator Gyrometer (HRG)**

La technologie de création de l'hémisphère de quartz est très délicate, mais celle ci, une fois maîtrisée, le système devient relativement simple à construire et extrêmement robuste.

Cela mène à des systèmes très compacts avec une précision unique relativement à la taille des composants.

#### 6.4.8 Micro-Electro-Mechanical Gyrometers (MEMS)

Même si le HRG est très miniaturisé, il ne peut pas être qualifié de MEMS.

Au même titre que les accéléromètres, des gyromètres MEMS ont été conçus. Le principal principe physique utilisé (mais ce n'est pas le seul) est l'effet Coriolis sur un diapason mis en vibration.

## 6 Centrales inertielles

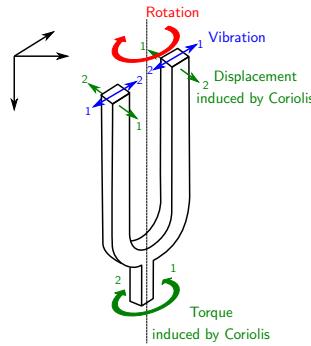


FIG. 6.23 : Accélération de Coriolis sur le diapason.

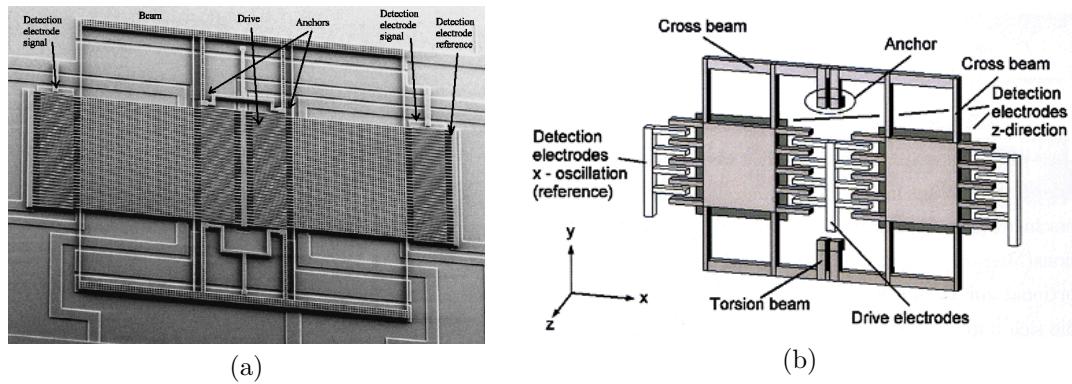


FIG. 6.24 : (a) Microphotographie d'un prototype de gyromètre MEMS à diapason, (b) Principe de fonctionnement (Université de Kiel)

Si on imagine un diapason avec deux barres vibrantes dans leur plan en opposition de phase (figure 6.23), si le diapason tourne sur son axe, une accélération de Coriolis apparaît sur chacune des branches, là aussi en opposition de phase.

Cette accélération additionnelle crée un couple proportionnel à la vitesse de rotation mesurable sur la base du diapason.

Dans le cas du MEMS, deux masses sont mises en vibration en opposition de phase (le long de l'axe  $x$  sur la figure 6.24(b)), en cas de rotation autour de l'axe  $z$ , à cause de l'accélération de Coriolis, il se crée une légère vibration le long de l'axe  $y$  détectée par la variation de charge sur les peignes extérieurs. De même, une rotation selon l'axe  $y$  peut être détectée sur l'axe  $z$  par l'effet capacitif avec le substrat.

### Avantages et inconvénients

Comme tous les systèmes MEMS, ils bénéficient des avantages et inconvénients de la technologie :

- capteurs chers à concevoir mais très peu cher à la production,
- systèmes très compacts, robustes et économies en énergie.

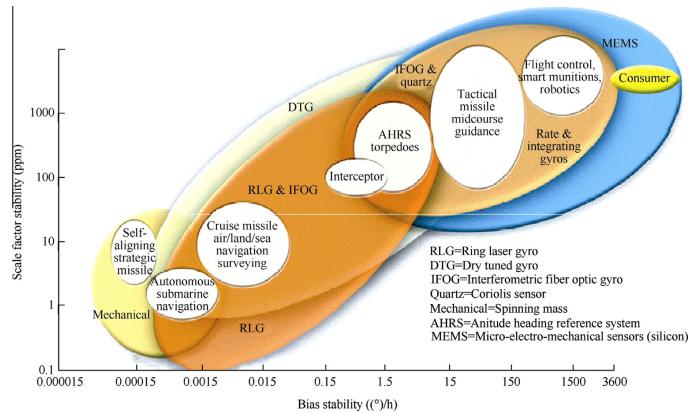


FIG. 6.25 : Gamme de précision et d'application des gyromètres (d'après [Sch15]).

mais

- relativement peu sensibles comparés aux systèmes macroscopiques,
- très sensibles aux perturbations externes.

Néanmoins les progrès sont très rapides. Le marché des systèmes de navigation commence à être pénétré par des solutions complètement à base de MEMS (les accéléromètres MEMS sont déjà largement répandus).

### 6.4.9 Performances des gyromètres

Comme pour les accéléromètres, la figure 6.25 est un résumé des gammes de précision, de technologies et d'applications.

Cette figure est déjà légèrement datée car les technologies varient très rapidement.

Les domaines tactiques et grands publics sont aujourd’hui entièrement dominés par les MEMS, ainsi que les systèmes de navigation les moins précis. En revanche, les technologies RLG et surtout FOG emportent des parts de marché sur le très haut de gamme, jusqu’alors dominés par les systèmes mécaniques.

Les HRG, non pris en compte dans la figure, de part leur robustesse et leur sensibilité continue à avoir un réel intérêt à la frontière entre le domaine tactique et le domaine de navigation.

## 6.5 Technologies émergentes pour les centrales inertielles

Il se dégage du chapitre l’extrême diversité des technologies utilisées dans les systèmes inertielles.

Ce constat provient de l’intérêt énorme<sup>5</sup> des systèmes inertielles, à la fois en terme de performances, en particulier pour des applications militaires et spatiales, mais aussi à l’autre bout de l’échelle de

<sup>5</sup>et donc de l’argent investi en recherche et développement.

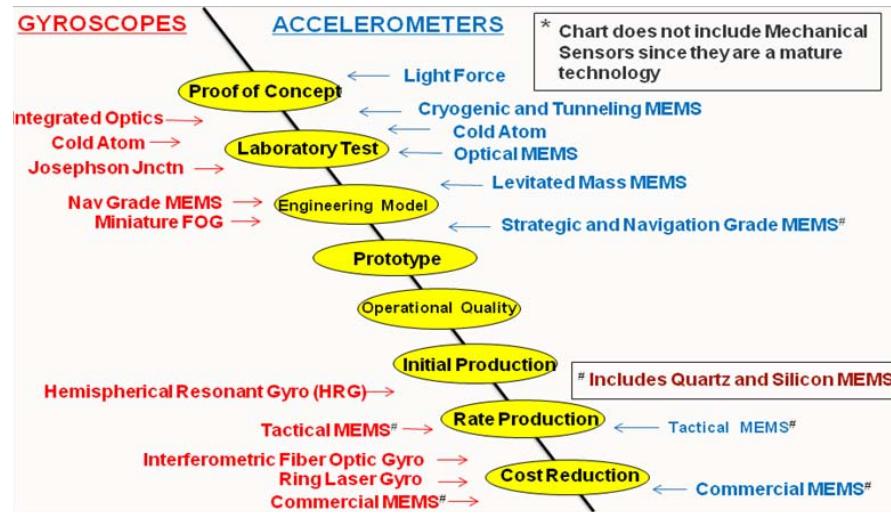


FIG. 6.26 : Niveau de maturité de différents concepts de capteurs inertIELS (d'après [Bar11]).

précision, pour obtenir des capteurs très petit et à très bas coût, que l'on peut produire en très grandes quantités et qui équipent aujourd'hui la quasi-totalité des smartphones et autres matériels mobiles.

L'activité de recherche restant importante, d'autres principes sont explorés et présents à différents niveaux de maturité (figure 6.26).

A terme, seules certains principes seront encore utilisés de manière courante. A titre totalement prospectif, on peut imaginer les tendances futures (figure 6.27) :

- pour les accéléromètres très haut de gamme, les atomes froids devraient amener à terme des performances actuellement inatteignables ;
- pour les gyromètres, l'apport des atomes froids est moins dominant. Il semblerait que les progrès constants des FOG détroneront les systèmes mécaniques et les RLG.
- en revanche les MEMS devraient grignoter tous les marchés jusqu'au niveau "navigation".

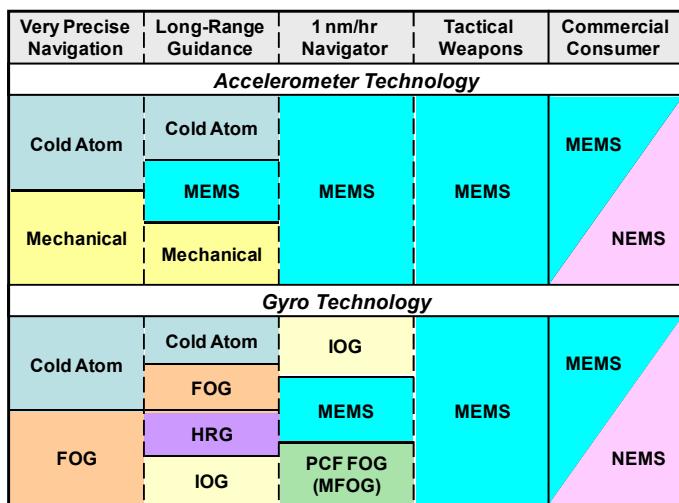


FIG. 6.27 : Niveau de maturité de différents concepts de capteurs inertIELS (d'après [Bar11]).  
 NEMS : Nano-Electro-Mechanical Sensor, IOG : Integrated Optics Gyroscope, PCF  
 FOG : Photonic Crystal fibers FOG, RFOG : Resonant FOG.



# 7 Balises acoustiques et modem

## 7.1 Balises et transducteurs

Dans l'eau, le vecteur principal de communication à grande distance sont les ondes acoustiques.

En conséquence, tous les systèmes de positionnement et de navigation acoustiques sont bâtis autour de transducteurs acoustiques qui vont signaler la présence d'objets, leurs distances, éventuellement leurs directions et dans les cas les plus sophistiqués vont servir de moyen pour permettre l'envoi et la réception d'informations en modulant les ondes acoustiques.

Le tranpondeur et dans une moindre mesure le pinger sont les systèmes de base des systèmes de positionnement acoustique. Ils sont réunis sous le terme générique de **balise acoustique (acoustic beacon)**.

Leurs utilisations principales sont présentées dans les deux chapitres suivants. De même, ils seront re-cités dans la partie III-16.4 en tant que systèmes hybrides aux centrales inertielles.

### 7.1.1 Pingers

#### Description

Le système le plus simple (et donc le moins onéreux) de positionnement est le **pinger**.

Par définition, le pinger est un émetteur acoustique qui envoie un signal prédéfini, périodiquement à une cadence fixe.

Généralement, le système est autonome (sur piles ou batteries) avec une petite carte électronique qui déclenche, à une période  $T$ , un signal simple (généralement un CW (sinus tronqué à la fréquence  $\nu$  et de durée  $\tau_e$ )) (figure 7.1).

Les trois paramètres  $\nu$ ,  $\tau_e$ ,  $T$  peuvent être fixes sur les systèmes les plus simples, mais aussi éventuellement ajustables sur des systèmes légèrement plus évolués, pour permettre par exemple d'en utiliser plusieurs sur la même zone tout en étant capable à la réception de savoir qui envoie quoi.

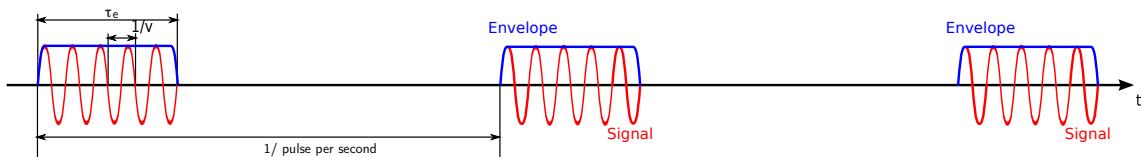


FIG. 7.1 : Principe du signal d'un pinger.

## 7 Balises acoustiques et modem

Comme en général, on ne connaît pas la direction vers laquelle le signal sera capté, les systèmes sont omnidirectionnels ou au minimum, la directivité est sur une demi-sphère.

Cette directivité large est tout à fait compatible avec la taille réduite de ces systèmes.

### Avantages et inconvénients

Le principal avantage tient à la “rusticité” du système : il est simple, robuste et pas cher mais peut rendre pas mal de services.

Le coût fait aussi que pour certaines opérations, on peut considérer le pinger comme du “consommable” et donc ne pas le récupérer à la fin de la mission (le coût de récupération étant plus élevé que le prix du système).

En revanche, il possède pas mal d'inconvénients :

- une fois mise en route, il émet tout le temps à la période spécifiée, même quand il n'est pas utilisé, ce qui implique une consommation d'énergie loin d'être optimale ;
- comme l'énergie doit être minimisée, la puissance disponible est en général très faible, donc le niveau émis aussi, d'autant plus que l'on est pénalisé à la fois par une efficacité de rayonnement acoustique peu favorable (généralement la taille de la source est inférieure à la longueur d'onde du signal émis) et par la directivité très ouverte qui implique un gain d'antenne extrêmement faible (0 dB pour une source omnidirectionnelle) ;
- il n'est généralement pas possible sur les systèmes autonomes d'avoir une stabilité de l'horloge interne suffisante pour être capable de l'extérieur de connaître la date précise d'émission des signaux (pings). En conséquence, ne sachant pas les dates d'émission, il est impossible de calculer la distance du pinger à partir des dates d'arrivée des signaux sur le récepteur.

Compte tenu de l'impossibilité d'estimer la distance au pinger par synchronisation, si l'on doit retrouver la source, les possibilités de re-localisation du pinger restent restreintes :

- on peut utiliser la directivité de l'hydrophone de réception pour estimer approximativement la direction d'émission. Cela reste imprécis mais il est possible malgré tout remonter à l'origine de l'émission de proche en proche,
- si plusieurs hydrophones sont à disposition, la mesure de la direction d'arrivée peut être plus précise. Si ils sont suffisamment proches, cela peut se faire par mesure des déphasages entre les différents récepteurs et si ils sont suffisamment éloignés, on peut tenir compte des différences des temps d'arrivée. Ces deux méthodes seront vus plus en détail dans la suite, sur l'étude du positionnement par bases longues et ultra-courtes ;
- enfin, quand on se déplace (où quand le pinger se déplace), les évolutions du niveau reçu peuvent donner des indications sur le fait que l'on se rapproche ou que l'on s'éloigne du pinger. Néanmoins, cela reste aléatoire si la distance est grande compte tenu des conditions de propagation qui peuvent être perturbantes.

### Applications

**Localisation d'enregistreurs d'avion** L'application la plus célèbre dans le grand public, mise en avant dans les catastrophes aériennes en mer est la localisation sous-marine des “boites noires”,

enregistreurs autonomes sur les avions, permettant d'analyser le vol.

Les boîtes noires sont équipées de pingers qui ont la propriété de se déclencher dès qu'elles sont immergées.

L'émission est standardisée pour permettre de savoir quel signal chercher. Principalement guidé par des contraintes économiques, le standard utilisé est le suivant :

- émission d'un signal sinusoïdal de fréquence centrale 37.5 kHz,
- durée d'émission : 10 ms,
- période d'émission : 1 s,
- durée de vie : au moins 30 jours,
- niveau émis : de l'ordre de 160.5 dB ref 1 m et 1  $\mu$ Pa.

Le poids de ce système est de 190 grammes et la taille de 10 cm par 3.3 cm

Deux exemples récents d'accidents d'avion, l'un en 2009, l'autre en 2014 au dessus de grands fonds océaniques, ont montré que ces systèmes ne sont pas très adaptés à ces conditions.

En effet, les portées de détection, à partir d'un hydrophone sont relativement limitées (de l'ordre de 2/3 km) et dans ces deux cas, la durée de vie des systèmes n'a pas été suffisante pour localiser les enregistreurs. De plus, dans le cas de l'accident de 2009, il n'a pas été certain que les pingers ont fonctionné compte tenu de la violence du choc.

**Autres systèmes de secours** Une application similaire de ces systèmes est l'utilisation de pingers sur les petits AUVs pour permettre d'être capable de le re-localiser sur le fond en cas de panne sévère (si il reste bloqué au fond ou en cas de panne électrique).

Le pinger peut être tout le temps en fonctionnement ou seulement quand un incident est détecté.

**Location de mouillages ou de systèmes immergés** De même, en cas de mouillage ou de placements d'objets sur le fond, un pinger peut y être attaché pour permettre de le retrouver par exemple à la fin de mission.

Comme précisé précédemment, certains systèmes peuvent avoir quelques paramètres réglables. Cela peut être la fréquence d'émission (avec la contrainte de rester dans la bande passante du pinger), la durée des pulses acoustiques et la fréquence de répétition des pulses.

L'intérêt pour la fréquence de répétition ainsi que la durée du pulse est de trouver un compromis entre l'endurance du système et la redondance des réceptions. Pour la fréquence d'utilisé, le choix est dicté par la portée, la capacité à avoir plusieurs pingres dans la même zone et choisir une gamme de fréquence sans trop de bruit de fond (sondeurs des navires, fréquences parasites, etc...).

### 7.1.2 Transpondeurs

Le second système, plus sophistiqué mais plus versatile que le pinger, est le **transpondeur**.

## 7 Balises acoustiques et modem

Le transpondeur est un système acoustique qui permet d'émettre un signal en cas de réception d'un autre signal acoustique pré-défini.

Plus précisément, le système se met en écoute permanente sur une bande de fréquence et sur un type de signal.

Quand le signal attendu est détecté, il envoie alors une réponse acoustique, là aussi à une fréquence préalablement réglée et surtout, le signal de réponse est envoyé après un temps déterministe et connu après la date de réception du signal d'interrogation.

Souvent plusieurs transpondeurs sont déployés sur une même zone. Dans ce cas, le signal d'interrogation est commun à tous les transpondeurs. On parle alors de **Common Interrogation Frequency**.

En revanche, chaque transpondeur va répondre au signal commun sur une fréquence qui lui est propre. La fréquence de ce signal est appelé **Individual Reply Frequency**.

Ainsi, l'opérateur à l'origine de l'interrogation peut savoir quels transpondeurs ont répondu et à quelles dates.

Comme la date d'interrogation, le temps de réponse du transpondeur et la date de réception de la réponse sont connus, il est possible de remonter à la distance entre le système d'interrogation et le transpondeur.

En effet, si le transpondeur et l'interrogateur sont fixes et les conditions de propagation connues, la différence entre la date d'interrogation  $t_1$  et la date de réception de la réponse  $t_2$  est la somme de du temps de propagation du signal d'interrogation, du temps de réponse du transpondeur et du temps de propagation du signal de retour.

Dans le cas simple où un transducteur fixe fait l'interrogation et la réception et que le milieu de propagation est isocèle, la différence de temps entre la date d'émission de l'interrogation  $t_1$  et la date de réception de la réponse  $t_2$  est :

$$t_2 - t_1 = \frac{2r}{c} + \delta t \quad (7.1)$$

avec

- $r$  : la distance du trajet acoustique entre l'interrogateur et le transpondeur,
- $c$  : la vitesse moyenne (géométrique) du trajet acoustique,
- $\delta t$  : le temps de réponse du transpondeur.

Cette équation est bien entendue simplifiée car :

- en pratique, si le transpondeur est relativement loin de l'interrogateur, il est essentiel de tenir compte des conditions de propagation locale (et donc du profil de célérité) ;
- si l'interrogateur ou le transpondeur bougent entre la phase d'interrogation et de réponse, les distances aller et retour peuvent être légèrement différentes.

L'inversion est alors beaucoup plus complexe à réaliser.

Par ailleurs, les systèmes transpondeurs étant plus sophistiqués que les pingers, on peut aussi y ajouter de la transmission d'informations par codage du signal émis.

## Avantages et inconvénients

Comparés aux pingers, les transpondeurs possèdent de nombreux avantages :

- les transpondeurs n'émettent que quand on les interroge, la consommation d'énergie est donc réduite. Bien évidemment, la réception doit être permanente pour capter le signal d'interrogation, mais cette opération est beaucoup moins énergivore que l'émission. Il est assez courant d'avoir un autonomie de plusieurs années (quelques centaines de milliers d'interrogation), tout en ayant des signaux plus puissants que les pingers ;
- le cycle réception/ré-émission permet d'accéder à la distance entre l'interrogateur et le transpondeur ce qui rend beaucoup plus facile la localisation d'un transpondeur qu'un pinger ;
- les transpondeurs peuvent ne déclencher que sur un signal associé à un code pré-établi. C'est particulièrement utile sur les lignes de mouillage<sup>1</sup> pour éviter qu'un concurrent récupère vos capteurs ;
- les balises de transpondeurs peuvent être instrumentées et les mesures envoyées en même temps que la réponse.

### 7.1.3 Largueurs acoustiques

Une variante applicative du transpondeur est le **largueur acoustique**.

Dans les activités sous-marines, il est courant de “mouiller” des capteurs ou des objets sur les fonds marins, c'est à dire de disposer des capteurs sur le fond de la mer ou dans la colonne d'eau.

Cela peut être un marégraphe (c'est à dire, essentiellement un enregistreur de pression) pour des levés hydrographiques loin de stations de référence, des ADCP (voir le chapitre 10), chaines de thermistance, etc... pour mesurer différents paramètres physiques de la colonne d'eau en un point au cours du temps, où encore des cibles pour des essais sonar par exemple.

Si le système doit être déposé en “petits fonds”, le plus simple pour être capable de le récupérer est de le fixer à une bouée via un “bout”<sup>2</sup> d'une longueur supérieure à la hauteur d'eau maximale du lieu. Une fois le travail terminé, le matériel est récupéré en retrouvant la bouée et en hissant le système via le bout.

Cela a plusieurs inconvénients :

- la bouée et le bout associé sont des obstacles à la navigation qui peuvent gêner les petits navires,
- le système est impraticable sur des grands fonds,
- le matériel peut être récupéré par un tiers.

La solution est alors d'immerger un lest ou un ancrage, un largueur acoustique attaché au lest, le ou les capteurs attachés au largueur et une bouée attachée aux capteurs ou au largueur (figure 7.2).

---

<sup>1</sup>ou les casiers à homards!!!

<sup>2</sup>c'est à dire une corde, mais ce terme est fortement déconseillé dans la communauté maritime.

## 7 Balises acoustiques et modem

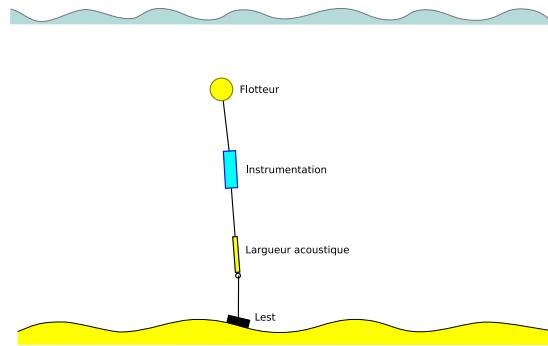


FIG. 7.2 : Géométrie simplifiée d'une ligne de mouillage

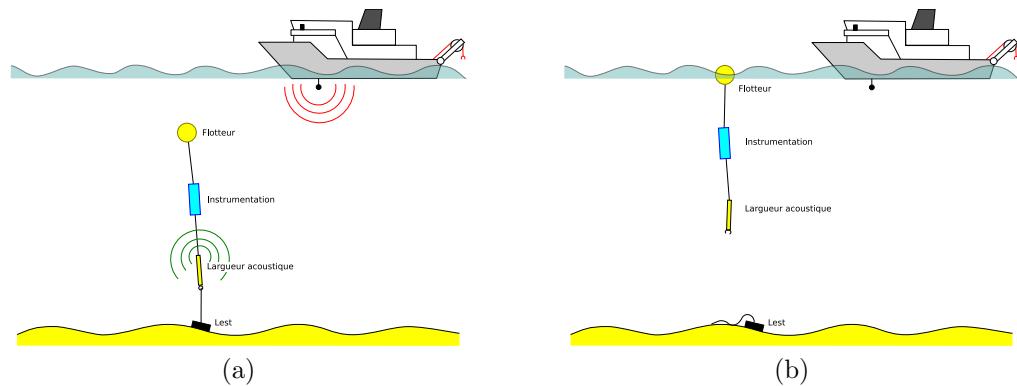


FIG. 7.3 : (a) : fonction transpondeur du largueur pour localiser la ligne de mouillage (b) : fonction largueur pour récupérer la ligne de mouillage.

La flottabilité de la bouée est telle que le système est pesant dans l'eau avec le lest mais flottant sinon.

Le largueur acoustique est un système avec un crochet dont l'ouverture est télécommandable et un transpondeur.

Le système a deux modes. Tout d'abord, il peut se comporter comme un simple transpondeur ce qui permet de retrouver précisément la position de mouillage dans la mesure où on connaît grossièrement la zone (figure 7.3(a)), ensuite, l'envoi d'un signal codé<sup>3</sup> au transpondeur, permet d'ouvrir le crochet. Libéré du lest, grâce à la bouée, les capteurs et le largueur remontent à la surface ce qui permet de récupérer l'ensemble (figure 7.3(b)).

Par le passé, le lest (qui pouvait être en plomb, en béton ou à partir de sacs de sables) n'était pas récupéré. Aujourd'hui on cherche en général à laisser le fond dans l'état d'origine.

En petit fond, un bout de longueur suffisante peut être fixé entre le largueur et le lest, ce qui permet de le récupérer une fois le largueur à la surface.

---

<sup>3</sup>Codage qui permet aussi d'éviter qu'un "concurrent" relève votre ligne de mouillage !

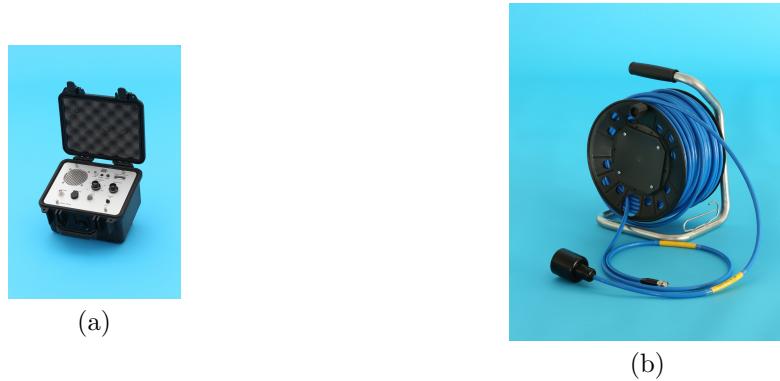


FIG. 7.4 : Système d'interrogation de transpondeur (documentation on-line electronics)

#### 7.1.4 Systèmes d'interrogation

Les chaînes de mouillage sont généralement récupérées à partir d'un navire de surface. La première opération est alors de retrouver la position du pinger ou du transpondeur par un système d'écoute (pour le pinger) ou d'interrogation (pour les transpondeurs et largueurs).

Les systèmes d'interrogation sont généralement constitués d'un transducteur en émission/réception au bout d'un câble, pilotable depuis un boîtier électronique (figure 7.4).

Dans les cas les plus sophistiqués, l'électronique peut aussi permettre le décodage des informations de télémétrie envoyées par le largueur.

Le signal reçu est aussi souvent transposée en fréquence dans la bande audio pour permettre à l'opérateur de vérifier la proximité de la balise interrogée. Par ailleurs, la direction d'arrivée peut soit être détectée par différence de phase entre les parties du capteur (équivalent aux systèmes "split beam" des monofaisceaux halieutiques), soit par le fait que le récepteur peut avoir par construction une directivité azimutale.

## 7.2 Télémétrie et modem

Les balises acoustiques étant essentiellement des transducteurs en émission et/ou en émission/réception, ils sont aussi très utilisés pour transmettre de l'information entre le mobile et la surface ou entre plusieurs mobiles.

Sur une fonction de transmission de messages, on parle alors de **Modems acoustiques**, acronyme correspondant à "modulator/demodulator".

Le "codage" du signal permet alors de transmettre de l'information.

Par exemple, un transpondeur isolé peut être instrumenté (par un capteur de pression, de température ou de célérité sonore...) et fournir les valeurs mesurées sur demande. De même, un AUV peut transmettre des informations sur sa navigation ou l'état de sa batterie au navire de surface chargé de la surveillance.

### 7.2.1 Transmissions d'information

Historiquement, les premiers modems acoustiques servaient (et servent toujours) à la communication de la voix entre deux sous-marins ou un sous-marin et un navire de surface (développé à partir de la seconde guerre mondiale).

On pourrait imaginer que le plus simple dans ce cas serait de transmettre directement la voix du locuteur dans l'eau à travers un transducteur qui serait entendu par le récepteur.

Dans les faits, ce n'est pas la méthode la plus efficace : la bande "audio" n'est pas forcément celle où le rapport signal sur bruit est la plus efficace car il est difficile d'émettre de la puissance en basse fréquence et de plus, le bruit ambiant est relativement fort.

La méthode utilisée est de passer le signal audio en bande de base (en supprimant les fréquences négatives) (on parle alors de "bande latérale unique ou BLU") puis en modulant le signal obtenu autour d'une fréquence porteuse choisie en fonction du rapport signal sur bruit (généralement au dessus de 10 kHz).

Le récepteur réalise alors l'opération inverse de démodulation et de passage à la fonction réelle.

Toujours en analogique, des méthodes "atypiques" d'envoi d'informations peuvent être utilisées. Par exemple, un transpondeur peut répondre à une interrogation non pas par un signal, mais par deux signaux successifs dont l'écart temporel est fonction d'une grandeur transmise (par exemple la valeur de pression).

### 7.2.2 Codage

Néanmoins, actuellement, de façon quasi-systématique, les informations transmises sont numériques et se réduisent donc à une série binaire de niveaux (une séquence de 0 et de 1).

Globalement en communication numérique, il y a trois façons de coder un signal sur porteuse de type  $s(t) = ae^{j2\pi\nu t}$  :

- soit l'amplitude est modulée avec l'information souhaitée

$$s(t) = a(t)e^{j2\pi\nu t} \quad (7.2)$$

- soit la fréquence est modulée

$$s(t) = ae^{j2\pi\nu(t)t} \quad (7.3)$$

- soit la phase est modulée

$$s(t) = ae^{j(2\pi\nu t + \varphi(t))} \quad (7.4)$$

D'un point de vue mathématique cela revient au même dans le sens que l'on reproduire chacune des représentations précédentes à partie d'une autre grâce à une fonction de modulation adaptée.

Dans les faits, comme les fonctions de modulation sont relativement simples et régulières, les propriétés de chaque type de modulation sont différentes.

### 7.2.3 Exemples de modulation

Supposons la modulation d'une séquence de bits.

En modulation d'amplitude, l'association de symboles (le signal associé à chaque message élémentaire) peut être le suivant :

$$0 \rightarrow a(t) = 0 \quad 1 \rightarrow a(t) = A \quad (7.5)$$

On note ce codage **B-ASK** pour **binary - Amplitude Shift Keying**.

De la même façon, les bits 0 et 1 peuvent être associés à deux fréquences différentes  $\nu_0$  et  $\nu_1$

$$0 \rightarrow \nu(t) = \nu_0 \quad 1 \rightarrow \nu(t) = \nu_1 \quad (7.6)$$

Ce codage est appelé **B-FSK** pour **binary - Frequency Shift Keying**.

et en modulation de phase

$$0 \rightarrow \varphi(t) = 0 \quad 1 \rightarrow \varphi(t) = \pi \quad (7.7)$$

Codage nommé **B-PSK** pour **binary - Phase Shift Keying**.

Dans le cas précédent, chaque état successif du signal transmet une information binaire.

Le débit maximal sera alors lié à la durée de chaque symbole.

Pour permettre un débit plus rapide, il est possible d'utiliser des ensembles de symboles plus nombreux. Par exemple, la chaîne binaire peut être découpée par groupes de deux bits d'où quatre états possibles : 00, 01, 10 et 11.

En modulation d'amplitude, cela peut correspondre à quatre niveaux différents, en fréquence à quatre fréquences différentes et en phase, à quatre phases différentes (par exemple 0,  $\frac{\pi}{2}$ ,  $\pi$  et  $-\frac{\pi}{2}$ ).

Des modulations hybrides peuvent aussi être utilisées qui mélangeant différentes phases, différentes fréquences et différentes amplitudes.

Un cas classique est la modulation **QAM (Quadrature Amplitude Modulation)** qui mélange de la modulation d'amplitude et de phase. Le signal est modélisé en séparant la partie en phase et la partie en quadrature

$$s(t) = a_r(t) \cos(2\pi\nu t) + a_i(t) \sin(2\pi\nu t) \quad (7.8)$$

où  $a_r(t)$  et  $a_i(t)$  sont modulés en amplitude.

### 7.2.4 Propriétés des types de modulation

Les différents types de modulation ont des avantages et inconvénients spécifiques en terme de largeur de bande associée à un débit et de rapport signal sur bruit.

Généralement la modulation d'amplitude est la plus simple à réaliser. En revanche elle est relativement sensible au bruit.

La modulation de fréquence est en revanche plus robuste au bruit mais peut poser problème en présence de trajets multiples. En effet, si les différents rayons acoustiques ne sont pas suffisamment séparés en temps, ils vont interférer soit de manière constructive, soit de manière destructive.

Généralement, à un instant donné, cela sera destructif pour une série de fréquences et constructifs à d'autres fréquences et donc si le signal est trop monochromatique, le signal peut être très atténué pour certaines fréquences (en revanche les fréquences "interdites" sont éminemment fluctuantes en fonction des distances relatives entre l'émetteur, le récepteur et tous les obstacles).

Le PSK (et le QAM) est efficace et très utilisé. En revanche pour mesurer une phase de manière fiable, il est important que l'émetteur et le récepteur restent bien synchronisés (la fréquence de démodulation doit être rigoureusement la même que la fréquence de modulation).

Pour s'affranchir de ce problème, on peut modéliser les bits non pas par les phases différentes mais par les transitions. Par exemple, le bit 0 est modélisé par le fait que la phase est constante entre deux symboles successifs et le bit 1 par le fait que la phase tourne de  $90^\circ$ . Dans ce cas, on parle de **D-PSK (Differential-Phase Shift Keying)**.

### 7.2.5 Multiplexage

Le second problème en communication acoustique est la présence de plusieurs locuteurs simultanément dans la même gamme de fréquence.

Par exemple, plusieurs AUV peuvent opérer une mission proche les uns des autres et leurs communications respectives interférer ou encore un système peut interroger plusieurs balises qui transmettront en même temps leurs informations.

Le multiplexage de plusieurs communications peut se faire selon trois modes :

- **TDMA : Time Division Multiple Access,**
- **FDMA : Frequency Division Multiple Access,**
- **CDMA : Code Division Multiple Access.**

#### TDMA

La solution la plus naturelle est d'allouer des créneaux temporels à chaque émetteur. C'est à dire que le temps est divisé en intervalles et pour chaque intervalle, seule une source a le droit d'émettre.

Cependant, cette méthode n'est pas très pratique :

- une même référence temporelle doit être partagée par toutes les sources, ce qui peut être complexe en termes de synchronisation ;
- compte tenu de la lenteur des transmissions acoustiques, suivant que le récepteur est proche ou loin, les dates d'arrivées des messages seraient très différentes. Pour éviter qu'un message proche se mélange à un message lointain précédent, il est nécessaire d'ajouter entre chaque créneau, un temps de garde sans émission pour permettre aux messages les plus lointains d'arriver, ainsi que les trajets multiples.

## FDMA

Dans ce cas, chaque émetteur utilise une bande de fréquence disjointe. Cette solution simple est utilisée pour les champs de transpondeur.

Il est nécessaire aussi de ne pas avoir une contiguïté parfaite entre les bandes fréquentielles compte tenu de l'effet Doppler, néanmoins ce problème n'est pas trop contraignant.

Le principal problème est que chaque bande de fréquence a des propriétés acoustiques différentes avec là aussi des risques de bandes inutilisables compte tenu des interférences acoustiques.

## CDMA

Tous les émetteurs utilisent la même bande de fréquence, en revanche, chaque symbole de chaque émetteur est alors codé sur un signal complexe de type  $s_i(t)$ , de telle sorte que l'intercorrélation entre un signal  $i$  et un signal  $j, j \neq i$  est la plus faible possible ( $s_i(t) \otimes s_j(t) \approx 0$ ) quel que soit le décalage temporel entre  $i$  et  $j$ . On parle alors de **signaux quasi-orthogonaux** ou **peudo-orthogonaux**.

Ainsi, par exemple, si en même temps, les signaux  $s_i(t)$  et  $s_j(t - \delta t)$  sont présents, le signal reçu est

$$s(t) = as_i(t - t_0) + bs_j(t - t_1) \quad (7.9)$$

Les signaux  $s_i(t)$  et  $s_j(t)$  sont alors détectés et séparés par corrélation (compression d'impulsion ou filtrage adapté) avec le signal recherché.

Ainsi

$$\begin{aligned} \hat{s}_i(t) &= s_i(t) \otimes [as_i(t - t_0) + bs_j(t - t_1)] \approx a\gamma_i(t - t_0) \\ \hat{s}_j(t) &= s_j(t) \otimes [as_i(t - t_0) + bs_j(t - t_1)] \approx b\gamma_j(t - t_1) \end{aligned} \quad (7.10)$$

avec  $\gamma_i(t)$  et  $\gamma_j(t)$  les fonctions d'autocorrélation respectivement de  $s_i(t)$  et  $s_j(t)$ .

Par cette méthode, les différents locuteurs partagent le même canal acoustique sans avoir à se synchroniser.

En revanche, comme les supports fréquentiels de deux signaux se chevauchent, il est impossible d'avoir une intercorrélation nulle pour tous les décalages temporels entre les signaux : l'existence de plusieurs signaux diminuera le rapport signal à bruit du signal recherché après compression d'impulsion. En conséquence, le nombre de locuteurs en parallèle reste limité.

En présence de deux locuteurs, les codes LFM (Linear Frequency Modulation) montants et descendants sont quasi-orthogonaux. Cependant, pour raison de souplesse, les codes choisis sont essentiellement définis sous forme de séquences binaires (pouvant par exemple être codées en B-PSK).

Il existe alors des familles de codes ayant des “bonnes caractéristiques” d’orthogonalité.

Les plus importantes sont les codes de Gold [Gol67] (utilisés pour les signaux GNSS) et les codes de Kasami [Kas66].

Globalement, si le code comporte  $N$  symboles B-PSK, l’intercorrélation moyenne entre deux signaux sera de l’ordre de  $\frac{1}{\sqrt{N}}$  en amplitude.

En conséquence, plus le nombre de signaux en parallèle est grand, plus les codes utilisés doivent être long, ce qui diminue d’autant le débit de communication.

## 7.3 Performance théorique d’un transpondeur acoustique

Un élément important en positionnement sous-marin est de maîtriser les incertitudes de mesure. Les transpondeurs sont une occasion d’introduire un certain nombre d’outils pour cette caractérisation.

Intéressons nous par exemple à la précision de la mesure de distance entre un système d’interrogation et un transpondeur.

Les questions que l’on doit se poser sont les suivantes :

- quels types d’erreurs vont perturber le processus de mesure ?
- quelle est la meilleure méthode pour estimer l’instant d’arrivée ?

L’étude de la propagation acoustique nous donne déjà un faisceau d’indices :

### 7.3.1 Atténuation du signal et bruit additif

Le signal acoustique s’atténue pendant la propagation et peut être de très faible énergie à la réception. A cause du bruit ambiant, sa détection peut donc devenir très difficile compte tenu d’un mauvais rapport signal sur bruit.

### 7.3.2 Profil de célérité sonore

La vitesse du son dans l’océan est variable et dépendant de la température, de la pression et de la salinité. Le temps de propagation sera bien évidemment fonction de la valeur de célérité sonore le long de la trajectoire du rayon acoustique. De plus, les gradients de célérité dévient les trajectoires acoustiques ajoutant une difficulté supplémentaire :

- des zones d’ombres acoustiques peuvent apparaître rendant difficile la détection d’une source selon certaines géométries,
- la conversion de durée de propagation vers une distance émetteur / récepteur est rendue plus difficile, surtout si la connaissance du champ de vitesse n’est pas complètement connu.

### 7.3.3 Réflexions parasites

Les transpondeurs et interrogateurs sont généralement très peu directifs car il est difficile de connaître à l'avance les géométries relatives. Les ondes se propagent alors dans toutes les directions, peuvent se réfléchir sur les obstacles ou simplement sur le fond et la surface, ce qui implique des échos parasites.

Si les échos parasites sont très rapprochés, cela se traduit par des interférences entre les différents rayons. Elles sont constructives pour certaines fréquences et destructives pour d'autres fréquences. Cela se traduit par du **fading**, c'est à dire qu'il existe une série de fréquences où le signal direct est atténué par les trajets multiples : ces fréquences deviennent alors inutilisables pour la transmission d'informations.

Si les trajets des multiples sont très différents des trajets directs, cela s'observe par plusieurs arrivées discrètes au cours du temps. Si très souvent<sup>4</sup>, le trajet direct est celui qui arrive en premier, les amplitudes relatives vont faire que les multiples peuvent parfois être plus intenses, ce qui peut tromper l'algorithme de détection.

### 7.3.4 Instabilités du milieu

Le milieu marin est en perpétuelle évolution : la turbulence, les ondes internes, les instabilités thermiques, les vagues, les courants, la marée font que les conditions de propagation varient en permanence rendant difficile l'estimation de la fonction de transfert entre l'émission et la réception. Ce point est cependant moins crucial en grand fond<sup>5</sup> où le milieu est beaucoup moins variable.

### 7.3.5 Déplacement relatif entre l'émetteur et le récepteur

Souvent une hypothèse statique est faite : on suppose que le trajet acoustique est le même à l'aller et au retour et on se contente généralement du calcul distance/temps de propagation que sur un seul des deux trajets. Cependant si les deux systèmes sont distants, le déplacement relatif des deux systèmes peut entraîner un temps (et un trajet) différent à l'aller et au retour.

### 7.3.6 Effet Doppler

Toujours à cause du déplacement des systèmes, la vitesse relative entre l'émetteur et le récepteur se traduit par un décalage en fréquence du signal reçu par rapport au signal émis. Ainsi le signal attendu est différent du signal réellement reçu.

Le problème est essentiellement présent si le signal émis est codé et qu'un filtrage adapté est utilisé pour la réception dans le but de réhausser le rapport signal à bruit.

L'effet va être double :

- le rapport signal à bruit se dégrade, voire même, la détection ne se fait pas,
- la mesure du temps d'arrivée peut être affectée d'un biais.

---

<sup>4</sup>mais pas systématiquement.

<sup>5</sup>Essentiellement en dessous de quelques centaines de mètres.

### 7.3.7 Imperfections électroniques

Même si l'influence du milieu est majoritaire en tant que source d'imprécision, il ne faut cependant pas négliger les défauts de l'électronique ou de l'algorithmie du transpondeur.

Les points principaux à vérifier sont le bruit de l'électronique dans sa capacité de mesurer des signaux faibles, le déterminisme des temps de réponse du transpondeur et de la datation de l'émission et de la réception (le jitter du système ajoute un bruit sur le temps aller/retour) et aussi la dérive des horloges.

Tous les effets cités précédemment peuvent avoir un impact sur la mesure et le processus, cependant il est important de distinguer :

- les effets qui sont compensables : si par exemple l'interrogateur a une trajectoire connue, celle-ci peut être intégrée dans le calcul. De même les trajets acoustiques peuvent être prédits dans la mesure où le profil de célérité est connu ;
- les effets qui peuvent être atténués par un algorithme plus sophistiqué : le rapport signal sur bruit peut être augmenté par l'utilisation d'un filtrage adapté, le fading et le Doppler peuvent être intégrés en utilisant des signaux robustes à ces effets.

Pour le Doppler, une autre solution est de faire travailler en parallèle plusieurs filtres, intégrant les différentes déformations possibles du signal en fonction des vitesses possibles ;

- malgré tout, certains effets sont complexes à réduire : c'est le cas des trajets multiples et de l'instabilité du milieu marin.

### 7.3.8 Précision de mesure

#### Bornes de Cramér-Rao

De part le côté non déterministe du bruit, le signal reçu par le récepteur peut être considéré comme un signal aléatoire.

En conséquence, quelle que soit la méthode utilisée, l'algorithme permettant d'estimer la date d'arrivée du signal à partir du signal reçu donne une valeur différente chaque fois qu'il est utilisé (même si la date réelle d'arrivée est constante) car le bruit est différent à chaque réalisation.

En conséquence, l'algorithme utilisé peut être considéré comme un **estimateur**  $\hat{t}$  de la date d'arrivée  $t$ . Il peut être considéré comme une variable aléatoire.

Chaque mesure du temps d'arrivée correspond alors à une réalisation de cette variable aléatoire.

Qui dit variable aléatoire continue dit "densité de probabilité" de la réalisation  $p(\hat{t})$ , densité qui dépend bien entendu<sup>6</sup> de la valeur réelle  $t$ .

Chaque algorithme aura sa propre performance en termes de justesse (capacité à tendre vers la vraie valeur) et de fidélité (dispersion entre les estimations pour une valeur vraie donnée).

Les questions qui peuvent se poser sont :

---

<sup>6</sup>Sinon cela n'a pas beaucoup d'intérêt.

- quelle précision maximale peut-on espérer pour une estimation d'une date d'arrivée ?
- quel est l'algorithme qui permet d'obtenir cette précision ?

Une réponse partielle peut être donnée par **la borne de Cramér-Rao**.

Soit une variable aléatoire  $X$  de réalisation  $x$ , dépendant d'un paramètre à estimer  $\theta$  :  $p(X = x) = f(\theta)$ , et soit un estimateur  $\hat{\theta}$  fonction d'une série  $\mathbf{x}$  de réalisations de  $X$ , on peut montrer que quel que soit l'estimateur  $\hat{\theta}$ , la variance de l'erreur est supérieure à une valeur minimale donnée par l'équation (si  $\theta$  est un scalaire) :

$$\sigma_{\hat{\theta}(x)-\theta}^2 \geq \frac{\left(1 + \frac{\partial \theta_{\text{biais}}}{\partial \theta}\right)^2}{\mathbb{E}\left[\left(\frac{\partial \ln p(x|\theta)}{\partial \theta}\right)^2\right]} \quad (7.11)$$

Si le domaine de définition de  $X$  ne dépend pas de  $\theta$ , alors la formule peut s'écrire sous une forme parfois plus pratique (toujours pour  $\theta$  scalaire) :

$$\sigma_{\hat{\theta}(x)-\theta}^2 \geq \frac{-\left(1 + \frac{\partial \theta_{\text{biais}}}{\partial \theta}\right)^2}{\mathbb{E}\left[\frac{\partial^2 \ln p(x|\theta)}{\partial \theta^2}\right]} \quad (7.12)$$

La démonstration se trouve en annexe B du polycopié de bathymétrie [Leg07] et dépend de l'inégalité triangulaire.

La borne de Cramér-Rao est une borne de précision maximale, mais ne garantit pas qu'un estimateur existe ayant cette précision. La seule information est que l'estimateur ne peut pas avoir une variance plus faible.

Sous certaines conditions, essentiellement dans le cas d'une densité de probabilité de type loi exponentielle, un estimateur atteignant les performances de variance donnée par la borne est possible. On parle alors **d'estimateur efficace**.

### Formules de Woodward

Philip Woodward [Woo53] a calculé les bornes de Cramér Rao dans le cas de l'estimation des paramètres d'un signal connu soumis à un bruit additif blanc gaussien.

Supposons un signal recherché  $s(t)$  de la forme

$$s(t) = \mathcal{R}e(a(t)e^{j2\pi\nu_0 t}) \quad (7.13)$$

avec  $\nu_0$  la fréquence centrale, et  $a(t)$  la fonction de modulation de largeur de bande  $B$ ,

et un signal reçu

$$y(t) = s(t - t_0) + n(t) \quad (7.14)$$

avec

- $s(t)$  : un signal connu d'énergie totale

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt \quad (7.15)$$

- $n(t)$  : un bruit blanc gaussien de densité spectrale de puissance (bilatérale)  $S(\nu) = \frac{N_0}{2}$ .

On peut alors montrer que la variance de l'estimation de la date d'arrivée  $t_0$  est au moins supérieure à

$$\sigma_{t_0 - t_0}^2 \geq \frac{1}{\left(\frac{2E}{N_0}\right) 4\pi^2 \beta^2} \quad (7.16)$$

avec  $\beta$  la largeur de bande quadratique

$$\beta^2 = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \nu^2 |\tilde{s}(\nu)|^2 d\nu}{\int_{-\infty}^{+\infty} |\tilde{s}(\nu)|^2 d\nu} \quad (7.17)$$

La démonstration se trouve dans l'annexe D du polycopié de bathymétrie [Leg07].

**Cas de la détection incohérente** La première solution pour détecter la date d'arrivée du signal  $s(t)$  est de passer le signal reçu en bande de base et de procéder à la compression d'impulsion.

On peut alors montrer que le signal obtenu est de la forme

$$y'(t) = \gamma_a(t - t_0) + n'(t) \quad (7.18)$$

avec  $\gamma_a$  la fonction d'autocorrélation de  $a(t)$  et que l'espérance du rapport signal à bruit crête (maximum) est de  $\left(\frac{2E}{N_0}\right)$  situé à  $t = t_0$ .

Un bon estimateur est alors de :

- passer le signal reçu en bande de base,
- faire la compression d'impulsion avec le signal  $a(t)$ ,
- détecter l'enveloppe du signal,
- estimer la position du maximum du signal.

Dans ce cas, la position du maximum du signal est un estimateur de  $t_0$  et sa variance est supérieure ou égale à

$$\sigma_{\hat{t}_0 - t_0}^2 \geq \frac{1}{\left(\frac{2E}{N_0}\right) 4\pi^2 \beta^2} \quad (7.19)$$

avec  $\beta$  la largeur de bande quadratique du signal  $a(t)$  qui est liée à la largeur de bande  $B$ .

$$\beta^2 = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \nu^2 |\tilde{a}(\nu)|^2 d\nu}{\int_{-\infty}^{+\infty} |\tilde{a}(\nu)|^2 d\nu} \quad (7.20)$$

### 7.3 Performance théorique d'un transpondeur acoustique

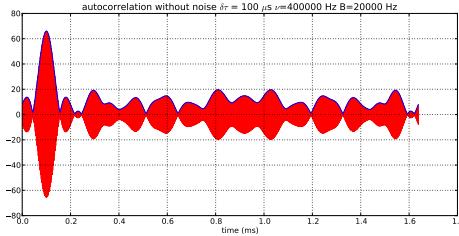


FIG. 7.5 : Signal après compression d’impulsion en présence d’un bruit important (enveloppe (en bleu) intercorrélation en bande de base, signal (en rouge) intercorrélation du signal sur porteuse)

Dans le cas d’un signal  $a(t)$  de densité d’énergie constante sur une bande  $B$ , on peut calculer que

$$\beta = \frac{B^2}{12} \quad (7.21)$$

ce qui donne pour la borne de Cramér-Rao

$$\sigma_{t_0-t_0}^2 \geq \frac{3}{\pi^2 B^2 \left( \frac{2E}{N_0} \right)} \quad (7.22)$$

Si le bruit additif est gaussien alors l’estimateur présenté est efficace et la borne est atteinte.

Nous pouvons remarquer que plus le signal est large bande, plus la détermination de la date d’arrivée est précise. Il en est de même si le rapport signal sur bruit augmente.

**Cas de la détection cohérente** L’algorithme peut être modifié en faisant la compression d’impulsion directement sur porteuse.

Dans le cas, où le signal est laissée sur porteuse, après compression, le signal est

$$y''(t) = \gamma_s(t - t_0) + n''(t) \quad (7.23)$$

avec la fonction d’autocorrélation

$$\gamma_s(\tau) = \mathcal{R}e(\gamma_a(t - t_0)e^{j2\pi\nu(t - t_0)}) \quad (7.24)$$

De même, l’estimation du temps d’arrivée se fait par la détection du maximum du signal  $y''(t)$  et la borne de Cramér Rao est la même sauf que maintenant

$$\beta^2 = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \nu^2 |\tilde{s}(\nu)|^2 d\nu}{\int_{-\infty}^{+\infty} |\tilde{s}(\nu)|^2 d\nu} \quad (7.25)$$

Si  $B \ll \nu_0$ , nous avons

$$\beta^2 \approx \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \nu^2 (\delta_{\nu_0} + \delta_{-\nu_0}) d\nu}{\int_{-\infty}^{+\infty} (\delta_{\nu_0} + \delta_{-\nu_0}) d\nu} = \nu_0^2 \quad (7.26)$$

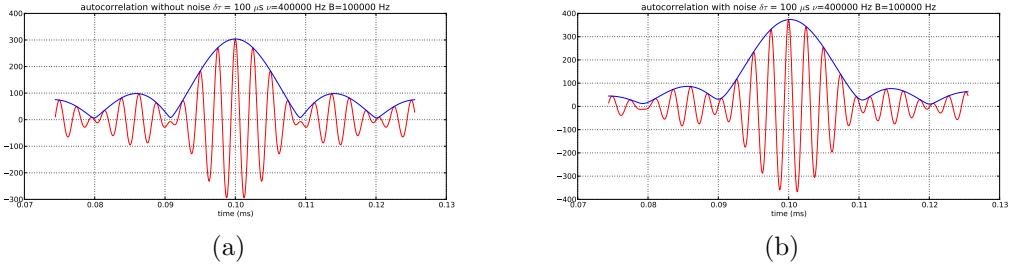


FIG. 7.6 : Zoom sur les pics d'autocorrélation dans le cas d'un signal large bande (a) sans bruit (b) avec bruit : il n'y a pas réellement d'ambiguité sur la position du pic associé au centre du signal

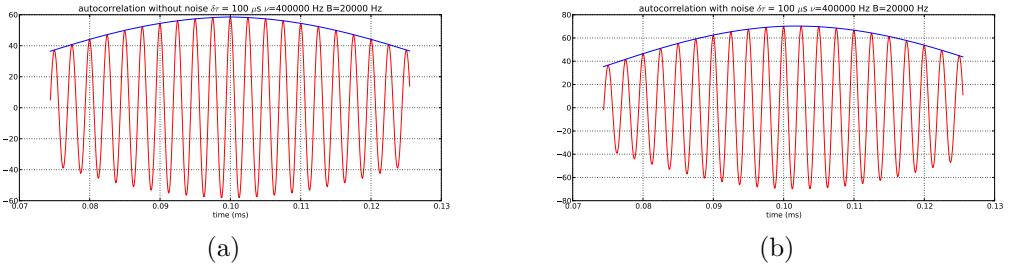


FIG. 7.7 : Zoom sur les pics d'autocorrélation dans le cas d'un signal bande étroite (a) sans bruit (b) avec bruit : il existe une forte ambiguïté sur la position du pic maximum

La borne de Cramér-Rao est alors

$$\boxed{\sigma_t^2 \geq \frac{1}{4\pi^2\nu_0^2 \left( \frac{2E}{N_0} \right)}} \quad (7.27)$$

**Interprétation** Comme généralement  $\nu_0 > B$ , la détection cohérente est plus précise que la détection incohérente.

Cependant, elle n'est pas toujours utilisable. En effet contrairement à la fonction d'autocorrélation  $\gamma_a(t)$ , la fonction d'autocorrélation  $\gamma_s(t)$  est généralement très oscillante avec une série de maxima successifs espacés de  $\delta = \frac{1}{\nu_0}$ .

Ainsi, en absence de bruit, le maximum global est bien associé au retard  $t_0$ . En présence de bruit, les niveaux étant entachés par le bruit, le maximum détecté n'est pas toujours le bon (présence d'ambiguités) et la valeur estimée de  $t_0$  est écartée de la vraie valeur d'un multiple de  $\frac{1}{\nu_0}$ .

Cela est d'autant plus vrai que  $B$  est petit devant  $\nu_0$ .

En conséquence, en présence d'un très bon rapport signal à bruit l'estimation cohérente est privilégiée, et elle donne une très bonne précision.

En revanche, moins bon est le rapport signal sur bruit, plus souvent le maximum sélectionné est faux, introduisant des valeurs aberrantes avec des écarts temporels multiples de la période.

### *7.3 Performance théorique d'un transpondeur acoustique*

Enfin, quand le nombre de points aberrants est trop important, il est plus intéressant d'utiliser la détection incohérente avec le maximum de l'enveloppe.



# 8 Positionnement à partir de bases longues

## 8.1 Généralités sur les méthodes de positionnement

Le positionnement se fait généralement par mesure relative par rapport à des points dont la position est déjà connue.

La mesure relative se fait selon trois méthodes différentes :

- mesure uniquement de distances à plusieurs points connus : c'est le cas des systèmes **bases longues (LBL)** et **bases courtes (SBL)**,
- mesure uniquement d'angles (relèvement) depuis le mobile vers des points connus (rarement utilisé dans le contexte sous-marin),
- mesure conjointe d'angles et de distances depuis ou vers un point connu : c'est le cas des systèmes **bases ultra-courtes (USBL)**.

Le système GNSS correspond à la mesure des distances à des points connus (les satellites). La principale différence vient du fait qu'il faut identifier en parallèle le biais de l'horloge du récepteur.

Les mesures d'angles sont par exemple utilisées lors d'alignement d'amers visuels lors de l'entrée ou la sortie de ports difficiles d'accès. De même le système de radio-navigation VOR (VHF Omnidirectional Range) utilisé en aviation est un système de positionnement par mesure angulaire.

La mesure combinée angle et distance est utilisée par exemple dans les stations totales.

### 8.1.1 Positionnement sphérique et hyperbolique

Dans le cas des systèmes de positionnement à partir de distances, on distingue les systèmes de positionnement **sphériques** et les systèmes **hyperboliques**.

#### Positionnement sphérique

Dans ce cas, on dispose de mesures de distances à plusieurs points de coordonnées connues. Ainsi par rapport à chacun des points, comme on ne connaît que la distance, on peut positionner le mobile sur un cercle (en 2D) ou une sphère (en 3D) centrée sur le point.

La solution finale est alors à l'intersection de plusieurs sphères correspondant aux distances à chaque référence (figure 8.5). On parle alors de positionnement sphérique (c'est le cas des GNSS).

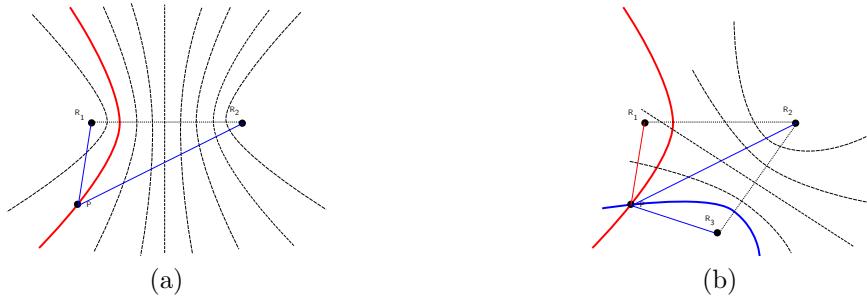


FIG. 8.1 : (a) : réseau d'hyperboles entre deux balises (b) : le point  $P$  se situe à l'intersection de deux branches d'hyperboles.

### Positionnement hyperbolique

Dans certaines situations, on ne connaît que les distances relatives à chaque point de référence. Plus exactement, on ne connaît que la différence des distances à chaque point.

Si on a la différence des distances entre le mobile  $P$  et un point  $R_1$  et entre le mobile et un point  $R_2$ , les positions possibles du mobile (ce que l'on appelle **LOP** pour **Line Of Position**) sont sur une branche d'hyperbole dont les foyers sont les points  $R_1$  et  $R_2$  (figure 8.1(a)).

Si on a plus de deux références, le système se trouve à l'intersection de plusieurs hyperboles (figure 8.1(b)).

Comme nous n'avons pas de distance absolue, l'information est un peu moins bonne qu'avec un système sphérique. La conséquence est que pour une précision similaire, il faut au moins une balise de plus.

Dans le contexte sous-marin, ce scénario est plus rare que le positionnement sphérique, mais on trouve malgré tout quelques exemples.

C'était beaucoup plus utilisé par le passé, pour le positionnement en surface par les systèmes radioélectriques (couramment employé avant la généralisation du GNSS) tels que le DECCA ou le LORAN. Les sources radio-électriques émettaient des signaux synchronisés entre eux et le navire n'avait accès qu'au déphasage entre les réceptions des différentes balises.

## 8.2 Principe des systèmes de positionnement base longue

### 8.2.1 Principe général

Ces systèmes s'appellent **LBL** pour **Long Baseline Localisation**.

Pour localiser un système dans la colonne d'eau ou près du fond, on dispose dans la zone d'évolution du mobile à positionner un réseau de plusieurs balises transpondeurs (figure 8.2).

Chaque transpondeur a une position connue par une pré-étape de calibrage à partir du navire de surface qui a déployé le système.

Le comportement des transpondeurs est le suivant :

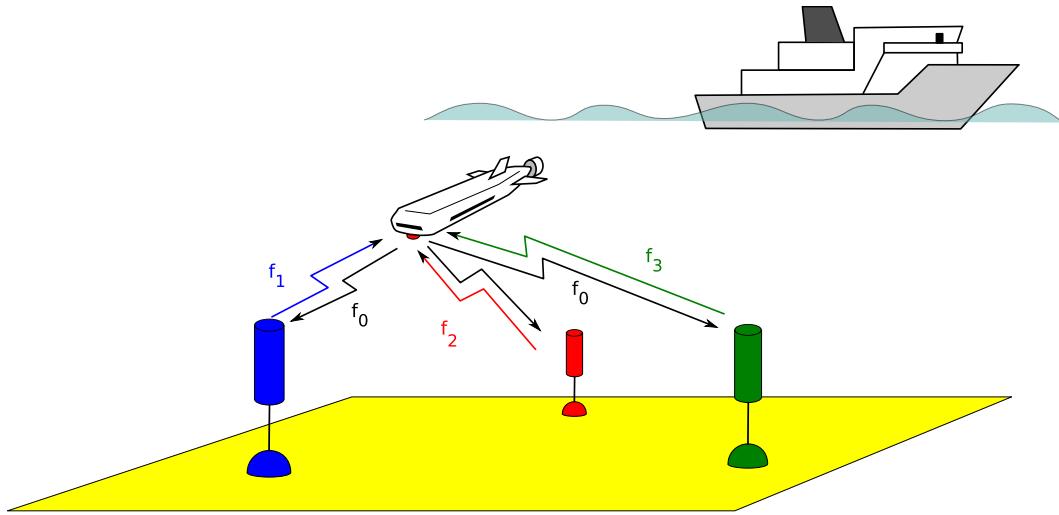


FIG. 8.2 : Principe d'une base longue

- tous les transpondeurs veillent sur une même fréquence l'arrivée d'un signal d'interrogation. Cette fréquence est appelée **CIF (Common Interrogation Frequency)** ;
- si le transpondeur détecte le signal attendu, il répond par son propre code après un temps déterministe et connu. Cette fois-ci, chaque transpondeur envoie un signal sur une fréquence qui lui est propre appelée **IRF pour Individual Reply Frequency**.

Par le temps écoulé entre le signal d'émission et la réception de chaque transpondeur (identifié par leur fréquence spécifique), compte tenu de la vitesse de propagation du son, le mobile en déduit sa distance à chaque transpondeur.

Si  $\delta t_k$  est le temps écoulé entre l'interrogation et la réception du signal de la balise  $k$ , et si  $dt$  est le temps de réponse de la balise, sous l'hypothèse d'une célérité sonore  $c$  constante, la distance sera estimée à

$$r_k = \frac{c(\delta t_k - dt)}{2} \quad (8.1)$$

Bien entendu, si il existe des informations sur la propagation sonore, ces dernières peuvent être intégrées dans le calcul.

Le véhicule connaît les distances à chaque transpondeur, ce qui correspond à un scénario de positionnement sphérique.

### 8.2.2 Positionnement 2D et 3D

Le positionnement peut se faire sur une géométrie 2D (intersection de cercles) ou une géométrie 3D (intersection de sphères).

Généralement la géométrie 2D est privilégiée car, assez souvent, les répartitions relatives des balises et du véhicule à positionner ne sont pas favorables à une bonne détermination de l'altitude. Or

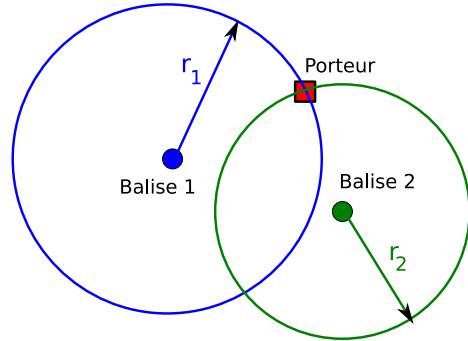


FIG. 8.3 : En 2D avec deux balises, deux solutions possibles

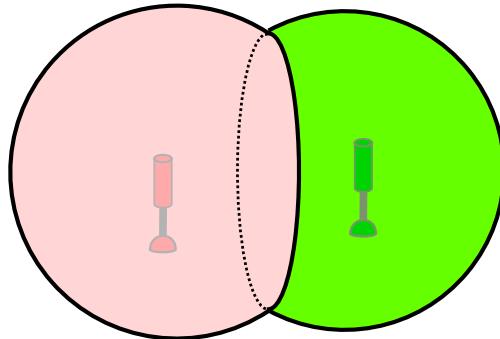


FIG. 8.4 : LOP (Line of Position) en forme de cercles avec deux balises en géométrie 3D

cette dernière est relativement facile à calculer via un capteur de pression<sup>1</sup>.

De plus, en 2D, il y a moins de variables à déterminer ce qui permet de n'utiliser qu'un nombre réduit de balises.

Si on regarde le nombre de balises nécessaires, nous pouvons remarquer qu'avec deux balises, en 2D, le mobile se localisera à l'intersection de deux cercles (figure 8.3), ce qui implique dans le cas général deux solutions possibles.

C'est souvent, malgré tout, suffisant car le contexte peut aider : cela peut être une connaissance approximative du point de départ relativement aux positions des balises qui permet à l'une des solutions d'être beaucoup plus probable, ou encore, l'évolution des distances au cours du temps : si le mobile se dirige perpendiculairement à la ligne passant par les deux balises, pour une même direction, sur une des positions possibles les distances aux balises augmentent et sur l'autre, elles diminuent.

En 3D, deux balises ne sont pas suffisantes, car l'intersection de deux sphères donnent un cercle de possibilités (figure 8.4).

La situation à trois balises à chaque instant est généralement privilégiée en géométrie 2D, car la solution n'est plus ambiguë (figure 8.5).

---

<sup>1</sup>Il est néanmoins nécessaire de bien calibrer le capteur de pression et de compenser de la marée et des variations de pression atmosphériques pour obtenir des résultats fiables.

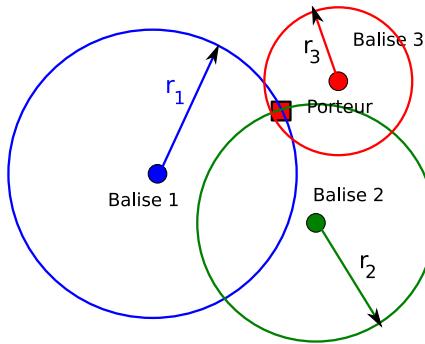


FIG. 8.5 : Géométrie 2D à trois balises

On a en effet 2 inconnues (les deux coordonnées horizontales du mobile) et 3 équations : les distances aux trois balises. Le système est donc redondant et compte tenu des bruits et incertitudes, les cercles qui devraient s'intersecter au même point, ne le font qu'approximativement (figure 8.5).

Dans ce cas, la qualité de l'intersection peut être exploitée soit pour avoir une information additionnelle sur la qualité de la mesure, soit pour ajuster un paramètre supplémentaire telle que, par exemple, la célérité moyenne de l'onde acoustique.

Trois transducteurs en 3D mènent à l'intersection de trois sphères ce qui se traduit, là aussi, à deux points possibles avec les mêmes conclusions que la géométrie 2D avec deux transducteurs.

Dans les applications industrielles, on fait parfois le choix de mouiller plus de balises, car la géométrie du terrain ou des obstacles présents dans la zone de travail peuvent induire des masquages sans avoir la garantie d'avoir dans toutes les situations trois informations indépendantes et fiables.

Il faut néanmoins retenir que les exemples précédents correspondent à une détermination de la position à chaque interrogation. Si le mobile possède d'autres capteurs (mesure de vitesse, centrale inertuelle, ...), la fusion des informations permet d'obtenir une information précise de position avec moins de balises. Une seule peut même suffir dans certains scénarios.

## 8.3 Calcul de la position à partir d'un réseau de balises

### 8.3.1 Première approche

La détermination des positions, que ce soit en géométrie sphérique ou hyperbolique correspond à la résolution d'un système non linéaire.

Cette résolution se fait soit à partir d'un filtre de Kalman non linéaire (étendu ou UKF) pour les scénarios dynamiques (le véhicule suit une trajectoire), soit par moindres carrés non linéaires et itératifs dans le cas de mesures statiques ou quasi-statiques.

Soit  $K$  transpondeurs, la mesure de temps entre le transpondeur  $k$  et le véhicule, si on néglige le temps de réponse du transpondeur, est

$$t_k = \frac{2}{c} \left( \sqrt{(x_0 - x_k)^2 + (y_0 - y_k)^2 + (z_0 - z_k)^2} \right) = 2 \frac{r_{0k}}{c} \quad (8.2)$$

## 8 Positionnement à partir de bases longues

avec  $(x_0, y_0, z_0)$  la position (inconnue) du mobile, et  $(x_k, y_k, z_k)$  la position (connue) de la balise  $k$ .

Soit  $\epsilon_k = r_{0k} - ct_k$ , l'écart de distance entre la distance mesurée et la distance estimée à partir d'une hypothèse sur la position du mobile, la solution peut se trouver par la minimisation de

$$\begin{aligned} J(\mathbf{x}_0) &= \sum_{k=1}^K \epsilon_k^2 \\ &= \sum_{k=1}^K \left( \sqrt{(x_0 - x_k)^2 + (y_0 - y_k)^2 + (z_0 - z_k)^2} - \frac{ct_k}{2} \right)^2 \\ &= \sum_{k=1}^K f_k^2(\mathbf{x}_0) \end{aligned} \quad (8.3)$$

avec la notation  $f_k(\mathbf{x}_0) = r_{0k} - \frac{ct_k}{2}$

Cela peut se résoudre par la méthode du gradient, si la position supposée initiale n'est pas trop éloignée de la solution réelle.

Soit à l'itération  $i$ , la position estimée  $\mathbf{x}_0^{(i)}$ , nous cherchons une meilleure estimée  $\mathbf{x}_0^{(i+1)}$

$$\mathbf{x}_0^{(i+1)} = \mathbf{x}_0^{(i)} + \delta \mathbf{x}^{(i)} \quad (8.4)$$

qui minimise

$$\begin{aligned} J(\mathbf{x}_0^{(i+1)}) &= \sum_{k=1}^K f_k^2(\mathbf{x}_0^{(i+1)}) \\ &\approx \sum_{k=1}^K [f_k(\mathbf{x}_0^{(i)}) + \delta \mathbf{x}^{(i)} \frac{\partial f_k}{\partial \mathbf{x}}(\mathbf{x}_0^{(i)})]^2 \end{aligned} \quad (8.5)$$

avec

$$\frac{\partial f_k}{\partial \mathbf{x}}(\mathbf{x}_0^{(i)}) = \begin{pmatrix} \frac{x_0^{(i)} - x_k}{r_{0k}^{(i)}} & \frac{y_0^{(i)} - y_k}{r_{0k}^{(i)}} & \frac{z_0^{(i)} - z_k}{r_{0k}^{(i)}} \end{pmatrix} \quad (8.6)$$

Cette équation correspond à la solution au sens des moindres carrés de l'équation linéaire

$$\mathbf{A}^{(i)} \delta \mathbf{x}^{(i)} = \mathbf{b}^{(i)} \quad (8.7)$$

avec

$$\mathbf{A}^{(i)} = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1(\mathbf{x}_0)}{\partial x_0} & \frac{\partial f_1(\mathbf{x}_0)}{\partial y_0} & \frac{\partial f_1(\mathbf{x}_0)}{\partial z_0} \\ \frac{\partial f_2(\mathbf{x}_0)}{\partial x_0} & \frac{\partial f_2(\mathbf{x}_0)}{\partial y_0} & \frac{\partial f_2(\mathbf{x}_0)}{\partial z_0} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial f_K(\mathbf{x}_0)}{\partial x_0} & \frac{\partial f_K(\mathbf{x}_0)}{\partial y_0} & \frac{\partial f_K(\mathbf{x}_0)}{\partial z_0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{x_0^{(i)} - x_1}{r_{01}^{(i)}} & \frac{y_0^{(i)} - y_1}{r_{01}^{(i)}} & \frac{z_0^{(i)} - z_1}{r_{01}^{(i)}} \\ \frac{x_0^{(i)} - x_2}{r_{02}^{(i)}} & \frac{y_0^{(i)} - y_2}{r_{02}^{(i)}} & \frac{z_0^{(i)} - z_2}{r_{02}^{(i)}} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{x_0^{(i)} - x_K}{r_{0K}^{(i)}} & \frac{y_0^{(i)} - y_K}{r_{0K}^{(i)}} & \frac{z_0^{(i)} - z_{0K}}{r_{0K}^{(i)}} \end{pmatrix} \quad (8.8)$$

et

$$\mathbf{b}^{(i)} = \begin{pmatrix} f_1(\mathbf{x}_0) \\ f_2(\mathbf{x}_0) \\ \dots \\ f_K(\mathbf{x}_0) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{01}^{(i)} - \frac{ct_1}{2} \\ r_{02}^{(i)} - \frac{ct_2}{2} \\ \dots \\ r_{0K}^{(i)} - \frac{ct_K}{2} \end{pmatrix} \quad (8.9)$$

d'où l'algorithme :

- définir  $\mathbf{x}^{(0)}$  comme la meilleure estimée initiale,
- itérer jusqu'à convergence ( $|\mathbf{x}^{(i+1)} - \mathbf{x}^{(i)}| < \epsilon$ )

L'itération se fait par le calcul de  $r_{0k}^{(i)}$ , ensuite la matrice  $\mathbf{A}^{(i)}$  et le vecteur  $\mathbf{b}^{(i)}$  puis la mise à jour de  $\mathbf{x}$

$$\mathbf{x}^{(i+1)} = \mathbf{x}^{(i)} + \left( (\mathbf{A}^{(i)})^T \mathbf{A}^{(i)} \right)^{-1} \left( (\mathbf{A}^{(i)})^T \mathbf{b}^{(i)} \right) \quad (8.10)$$

### 8.3.2 Approche du maximum de vraisemblance

Si on connaît (ou on fait l'hypothèse que) la loi de probabilité des erreurs de mesure, on peut chercher l'estimation qui minimise l'espérance de l'erreur quadratique.

La formule est valable quelque soient les lois de probabilités (si la variance est finie), mais il est plus simple pour la démonstration de supposer que l'erreur de mesure est centrée gaussienne.

Soit le vecteur d'erreur

$$\boldsymbol{\epsilon} = \begin{pmatrix} \epsilon_1 \\ \epsilon_2 \\ \dots \\ \epsilon_K \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{01}(\mathbf{x}_0) - \frac{ct_1}{2} \\ r_{02}(\mathbf{x}_0) - \frac{ct_2}{2} \\ \dots \\ r_{0K}(\mathbf{x}_0) - \frac{ct_K}{2} \end{pmatrix} \quad (8.11)$$

on suppose que sa loi de probabilité est  $\mathcal{N}(\mathbf{0}, \Sigma)$  c'est à dire que

$$p(\boldsymbol{\epsilon}) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^K |\det \Sigma|}} \exp\left(-\frac{1}{2} \boldsymbol{\epsilon}^T \Sigma^{-1} \boldsymbol{\epsilon}\right) \quad (8.12)$$

La solution la plus probable pour  $\mathbf{x}_0$  est celle qui correspond à la probabilité maximale du vecteur d'erreur donc celle qui minimise

$$J'(\mathbf{x}_0) = \frac{1}{2} \boldsymbol{\epsilon}^T \Sigma^{-1} \boldsymbol{\epsilon} \quad (8.13)$$

La méthode est alors la même que la précédente mais avec l'équation itérative modifiée avec la variance du bruit  $\Sigma$ .

$$\begin{aligned} \mathbf{x}^{(i+1)} &= \mathbf{x}^{(i)} + \delta \mathbf{x}^{(i)} \\ &= \mathbf{x}^{(i)} + \left( (\mathbf{A}^{(i)})^T \Sigma^{-1} \mathbf{A}^{(i)} \right)^{-1} \left( (\mathbf{A}^{(i)})^T \Sigma^{-1} \mathbf{b}^{(i)} \right) \end{aligned} \quad (8.14)$$

### 8.3.3 Estimation de l'incertitude finale

Soit  $\mathbf{x}_0$  la solution réelle alors

$$\mathbf{b} = \begin{pmatrix} r_{01} - \frac{ct_1}{2} \\ r_{02} - \frac{ct_2}{2} \\ \dots \\ r_{0K} - \frac{ct_K}{2} \end{pmatrix} \quad (8.15)$$

est le bruit de mesure  $\epsilon$

Si ce bruit est faible, l'estimation de la position  $\hat{\mathbf{x}}_0$  peut être approximée par

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_0 &= \mathbf{x}_0 + \delta \mathbf{x}_0 \\ &= \mathbf{x}_0 + (\mathbf{A}^T \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{b} \\ &= \mathbf{x}_0 + (\mathbf{A}^T \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \epsilon \end{aligned} \quad (8.16)$$

Si le bruit est gaussien, l'estimation de la position  $\hat{\mathbf{x}}_0$  est aussi la réalisation d'une variable aléatoire gaussienne

- d'espérance  $\mathbf{x}_0$ ,
- de matrice de variance/covariance

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\Sigma}_{\hat{\mathbf{x}}_0} &= \left[ (\mathbf{A}^T \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \right] \boldsymbol{\Sigma} \left[ \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{A} (\mathbf{A}^T \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{A})^{-T} \right] \\ &= \left[ (\mathbf{A}^T \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \right] \boldsymbol{\Sigma} \left[ \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{A} (\mathbf{A}^T \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{A})^{-1} \right] \\ &= (\mathbf{A}^T \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{A})^{-1} \end{aligned} \quad (8.17)$$

Souvent chaque transpondeur subit un bruit indépendant de même variance  $\sigma^2$  et donc  $\boldsymbol{\Sigma} = \sigma^2 \mathbf{I}$  d'où la matrice de variance/covariance de l'erreur d'estimation se simplifie et vaut

$$\boldsymbol{\Sigma}_{\hat{\mathbf{x}}_0} = \sigma^2 (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \quad (8.18)$$

La précision de l'estimation est alors le produit de la précision des transpondeurs par une matrice  $(\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1}$  qui ne dépend que de la géométrie entre le mobile et les balises. Cette matrice peut amplifier ou atténuer la précision de l'estimation de position.

A partir de cette matrice, des critères de précision peuvent être définis :

## GDOP

Le **GDOP (Geometrical Dilution of Precision)** correspond à la trace de la matrice

$$GDOP^2 = \text{trace} ((\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1}) = \frac{1}{\sigma^2} (\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + \sigma_z^2) \quad (8.19)$$

avec  $\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + \sigma_z^2$  la variance de l'erreur de position et  $\sigma^2$  la variance du bruit capteur.

Il traduit l'effet d'amélioration ou de détérioration de la précision du mobile compte tenu des positions relatives du mobile et du champ de balises.

Si par exemple, chaque balise à une erreur d'écart-type  $\sigma = 1 \text{ m}$  et le champ à un GDOP de 0.2 pour la position du mobile, l'écart type de la position sera de l'ordre de 20 cm.

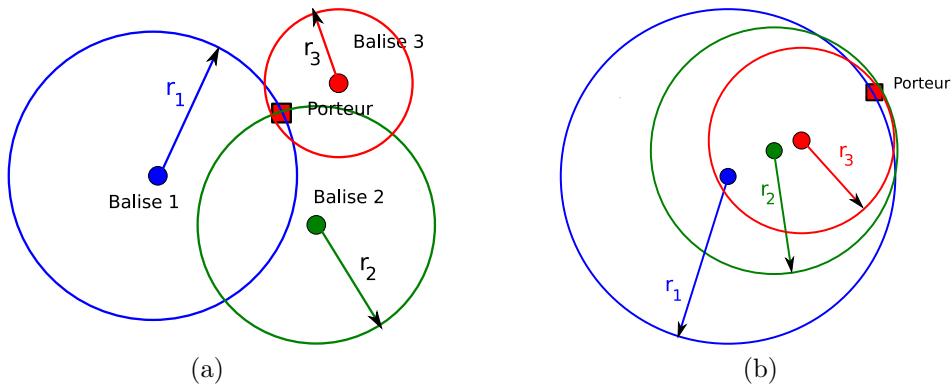


FIG. 8.6 : (a) bon HDOP, (b) HDOP médiocre.

## HDOP

Généralement l'erreur verticale est très différente de l'erreur horizontale (beaucoup plus grande en absence de capteurs auxiliaires). De plus, elle est souvent moins essentielle.

En conséquence, le **HDOP (Horizontal Dilution of Precision)** est aussi défini qui caractérise l'erreur horizontale

$$HDOP^2 = \frac{1}{\sigma^2}(\sigma_x^2 + \sigma_y^2) \quad (8.20)$$

## Intérêt du HDOP et du GDOP

Ces outils permettent d'analyser la qualité de la base acoustique et en particulier de sa "bonne" répartition géométrique. Ainsi figure 8.6, nous pouvons observer qu'une bonne triangulation est possible quand les balises encadrent régulièrement le mobile, mais que quand toutes les balises se retrouvent selon le même secteur angulaire par rapport au mobile, les intersections des LOP (Line of Position) sont réparties dans un espace plus grand, rendant la précision moins bonne.

L'analyse de ce type de critère peut être faite pendant la mesure, cependant il est surtout très intéressant de simuler initialement les grandeurs du HDOP avant de mouiller le champ de balises.

C'est effectivement un outil utile pour vérifier a priori la qualité d'un champ de balises prévu compte tenu du volume d'évolution du mobile à positionner. Cela permet ainsi d'optimiser le champ en fonction de ses besoins.

Néanmoins, il est nécessaire de connaître les limitations de la méthode. En particulier, l'hypothèse sous-jacente est d'avoir une statistique du bruit identique sur chaque transpondeur mais surtout indépendante entre les transpondeurs.

Une des sources d'imprécision majeure d'un système de positionnement est l'erreur du profil de célérité acoustique. Ce dernier s'applique sur tout les transducteurs du champ et implique des erreurs corrélées entre les transpondeurs qui dégraderont la solution sans être prédictes par le GDOP.

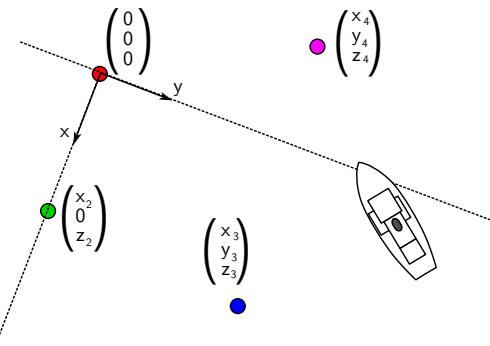


FIG. 8.7 : Exemple de repère relatif sur un réseau de bouées.

### 8.3.4 Calibrage du champ de balises

Pour pouvoir fonctionner, le champ de balise doit être calibré, c'est à dire que la position de chaque transpondeur doit être identifiée soit en relatif, soit en absolu.

Cette opération se fait généralement à partir d'un navire de surface (généralement celui qui a mouillé les balises).

### 8.3.5 Calibrage relatif

Dans ce cas, seules les positions relatives des balises sont recherchées et le mobile est localisé (ou se localise) dans un référentiel lié aux balises.

Ce référentiel peut par exemple être défini de la façon suivante (figure 8.7) :

- origine sur une balise,
- axe  $x$  horizontal dirigé vers une seconde balise,
- axe  $z$  vertical,
- axe  $y$  tel que  $(x, y, z)$  forment un repère direct.

Historiquement, avant l'apparition des systèmes GNSS, seul le calibrage relatif était effectué. Il se faisait essentiellement par mesure différentielle des distances des balises pour différentes trajectoires rectilignes du navire à vitesse et cap constant.

Actuellement, grâce à la puissance des calculateurs embarqués, le calibrage se fait toujours depuis la surface mais de manière globale.

Une fois le champ de balise mouillée, le navire va faire plusieurs stations à différentes positions au dessus du champ de balises et interroger ces dernières (figure 8.8).

A partir des réponses pour chaque interrogation, le navire va chercher à déterminer à la fois la position des balises et ses positions successives.

Cette méthode est appelée **SLAM (Simultaneous Localization And Mapping)** car les procédures de localiser à la fois le navire et la position des amers (les balises) se font en parallèle.

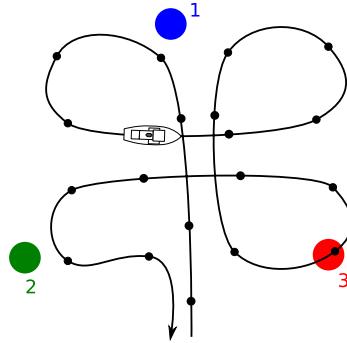


FIG. 8.8 : Exemple de trajectoire de navire pour le calibrage d'un champ de balise.

Si par exemple, en raisonnant en 2D (à supposer que l'immersion des balises soit connue), nous avons  $N$  stations avec  $K$  balises, nous pouvons recenser :

- 2 inconnues issues de la position horizontale du navire pour chaque station d'où  $2N$  inconnues,
- 2 inconnues issues de la position horizontale de chaque balise ( $2K$  inconnues),
- mais comme la localisation des balises est relative, une balise est positionnée arbitrairement à l'origine du repère, et l'orientation du champ est aussi arbitrairement pointé vers une balise (ce qui retranche 3 inconnues) ;
- A chaque station,  $K$  bouées répondent (et donc  $NK$  mesures sont disponibles).

En conséquence, le système est soluble pour

$$NK \geq 2N + 2K - 3 \quad (8.21)$$

ce qui implique

$$N \geq \frac{2K - 3}{K - 2} \quad (8.22)$$

Il est nécessaire d'avoir au minimum trois balises pour résoudre le système.

La méthode utilisée est généralement un algorithme d'Expectation Maximisation ([Vas00]) qui calcule alternativement la position des balises à partir d'une estimation des positions successives du navire puis les positions des navires à partir des positions des balises.

La théorie montre que le calcul converge. Néanmoins il peut tendre vers un minimum local en cas d'estimations initiales trop éloignées de la solution réelle.

### 8.3.6 Calibrage absolu

Dans ce cas, les coordonnées géographiques des balises seront estimées, permettant d'obtenir le positionnement absolu du mobile.

Cela peut se faire par une petite variation de l'algorithme précédent (figure 8.9), où la mesure de la position du navire est faite en même temps par le système de balises sous-marines et par le système GNSS.

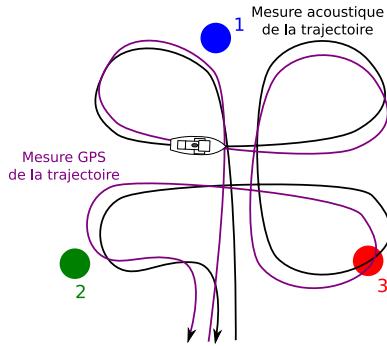


FIG. 8.9 : Mesure simultanée de la position du navire par les balises et par le GNSS.

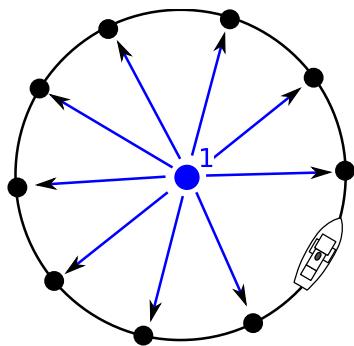


FIG. 8.10 : Trajectoire circulaire autour de l'objet à cartographier.

Soit les positions du navire calculées par le GNSS, sont intégrées dans le calcul de la position des balises, soit les estimations SLAM par les balises du navire et le positionnement GNSS sont réalisés indépendamment puis alignés pour retrouver les coordonnées géographiques du navire.

### 8.3.7 Cas particuliers de calibrage

#### Calibrage par USBL

Si le navire possède un USBL compatible, il peut directement interroger les transpondeurs du champ pour estimer leur position.

#### Calibrage “box-in”

Si dans le cas d'un champ de balises, une trajectoire de type “trèfle” (“clover leaf”) est adaptée, en revanche la meilleure stratégie pour positionner une seule balise est de réaliser une trajectoire circulaire la plus régulière possible centrée sur la position supposée du transpondeur (figure 8.10) tout en enregistrant les positions successives du navire.

L'intérêt de la trajectoire circulaire est de compenser au mieux les biais d'incertitudes d'immersion et de propagation acoustique grâce à la symétrie du problème.

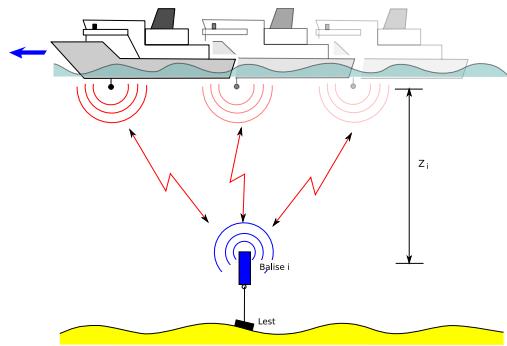


FIG. 8.11 : Trajectoire de calibrage en immersion.

### Calibrage de l'immersion

En absence de mesure de pression sur la balise, l'estimation de l'immersion est plus délicate car généralement la géométrie de mesure n'est pas favorable.

La méthode est d'essayer d'être le plus à la verticale de l'objet à mesurer pour minimiser à la fois les problèmes de propagation acoustique et l'effet de l'erreur horizontale sur la détermination.

Généralement, on suit une trajectoire qui passe au dessus du transpondeur à mesurer (figure 8.11) avec des interrogations successives. La distance minimale mesurée au cours de la trajectoire est proche de la distance verticale entre l'interrogateur et le transpondeur.

Sur ce thème, il existe des stratégies permettant de rallier un transpondeur suivant que l'on dispose de mesure de direction vers le transpondeur (par un USBL par exemple) ou seulement de mesures de distances.

### 8.3.8 Variantes sur les systèmes de positionnement

Il existe de nombreuses variantes de systèmes LBL correspondant à des adaptations spécifiques à certaines applications.

#### Localisation déportée

Tel que présenté, le système LBL permet au mobile de se positionner par interrogation successive.

Il existe cependant des situations où un véhicule tiers cherche à connaître la position du mobile.

C'est possible sans modification à partir du scénario suivant (figure 8.12) :

- dans un premier temps, le navire de surface interroge le champ de balise pour permettre de connaître les distances navire / balise ;
- dans un second temps, le navire envoie un signal au véhicule qui se comporte comme un transpondeur et interroge en retour le champ de balise ;

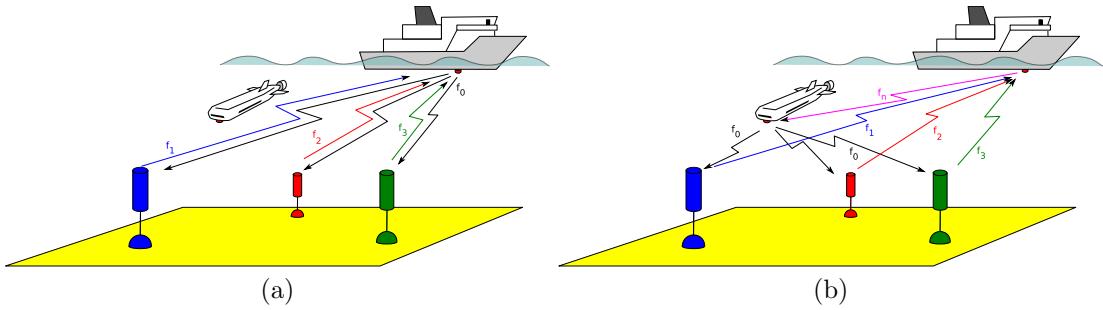


FIG. 8.12 : Principe du positionnement “relais”.

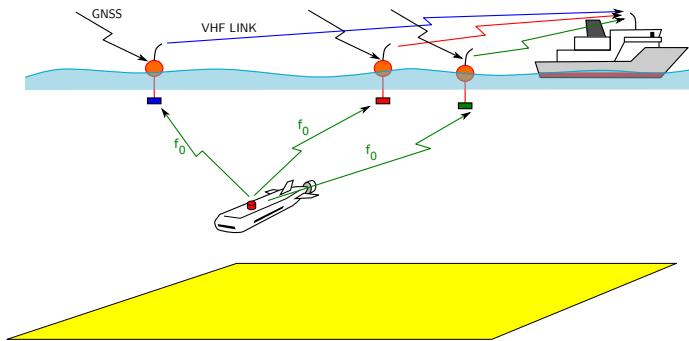


FIG. 8.13 : Principe du système à base inversée.

- le navire entend alors la réponse du champ de balise ce qui lui permet d’obtenir les distances navire / mobile / balises / navire et par différence, retrouver la position du mobile.

### LBL inversé

L'idée est de déployer une série de bouées de surface munies d'un hydrophone et d'un GNSS.

Ainsi, on dispose d'un réseau autocalibré grâce au suivi GNSS des positions des bouées (figures 8.13 et 8.14).

Le mobile est muni d'un pinger qui communique régulièrement avec les balises et code dans son signal l'immersion du mobile.

Chaque bouée envoie par liaison hertzienne au navire de surface, les temps d'arrivée du pinger ainsi que l'immersion du mobile et la position des bouées.

Le positionnement est alors calculé par différence des temps d'arrivée c'est à dire en mode “hyperbolique”.

L'intérêt d'un tel système est double :

- le calibrage de la base se fait automatiquement grâce aux capteurs GNSS,
- les bouées peuvent être soit ancrées, soit dérivantes. De même, elles peuvent être déplacées



FIG. 8.14 : Bouées du système de LBL inversé.

par un navire au fur et à mesure de la mission, pour être adaptées au mieux à l'évolution du mobile à suivre.

L'intérêt de l'autocalibrage est réellement intéressant, néanmoins, par rapport à un système classique, il existe des défauts :

- les bouées étant à la surface, les conditions de propagation acoustique sont beaucoup plus difficiles que proche du fond ;
- l'hydrophone est suspendu à quelques mètres sous la surface pour ne pas trop être perturbé par les panaches de bulles du déferlement des vagues et plus généralement du bruit de surface. L'action des courants sur la suspension peut déporter l'hydrophone de la bouée, ce qui diminue sensiblement la précision du système.

### **Sparse LBL**

Tel que présenté dans ce chapitre, les systèmes LBL sont utilisés de manière autonome sans synergie avec les autres capteurs du mobile.

La tendance actuelle est de fusionner le système LBL avec le système de navigation du mobile (généralement inertiel et capteur DVL (vitesse)) ce qui fait que le rôle des balises se restreint à empêcher la dérive de la navigation inertuelle via un filtrage de type Kalman.

Dans ce cas, le nombre de balise peut être considérablement réduit se réduisant dans certains cas à une seule balise !

### **Transpondeurs “intelligents”**

Les transpondeurs peuvent intégrer différents capteurs additionnels ou un algorithme un peu plus sophistiqué pour ajouter différentes fonctions.

Par exemple, pour éviter les masquages acoustiques provoqués par les irrégularités du fond, et aussi avoir l'espace pour intégrer un largueur acoustique sur le mouillage, les transpondeurs sont généralement à quelques mètres du fond relié par un bout au lest (figure 8.15).

Compte tenu du courant, le transpondeur peut ne pas être à la verticale du lest, voire osciller au cours du temps.

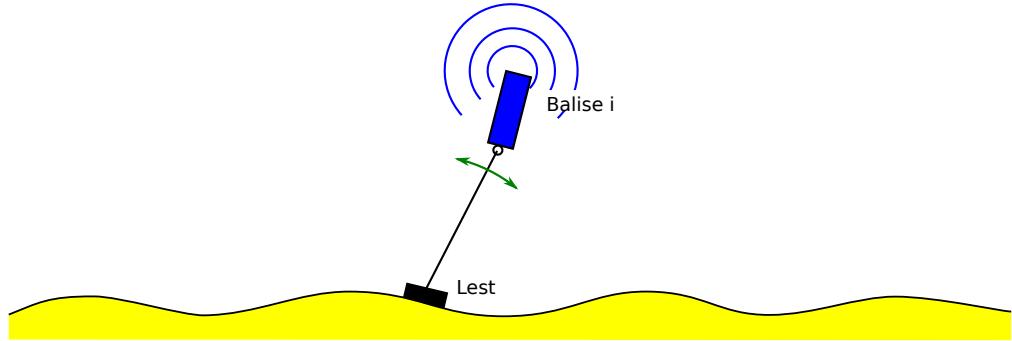


FIG. 8.15 : Illustration du mouvement propre de la balise sous un effet de courants

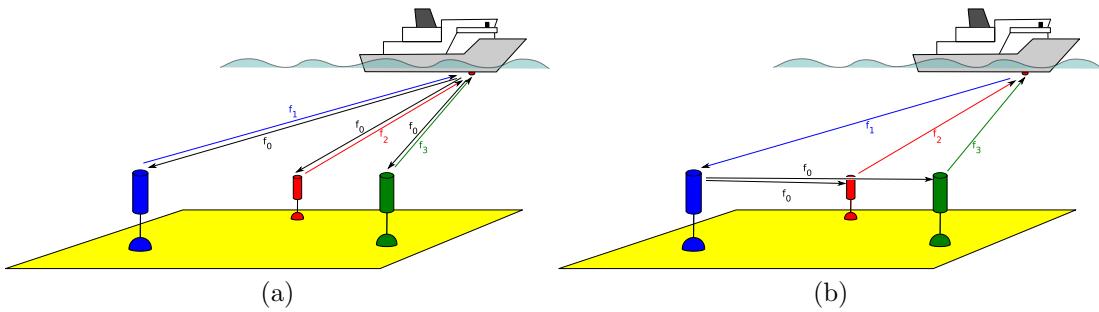


FIG. 8.16 : Deux phases d'interrogation pour l'autocalibrage d'un champ de balises.

Cela entraîne une incertitude sur la position de la balise. Cette incertitude peut par exemple être limitée en intégrant des inclinomètres, un compas magnétique et un capteur de pression au transpondeur.

Un célérimètre peut aussi être intégré pour suivre les évolutions de la vitesse du son sur zone, voire obtenir un profil de célérité pendant la descente ou la remontée de la balise.

Enfin, les transpondeurs peuvent aussi avoir leur propre capacité d'interrogation des balises du voisinage pour permettre un calibrage plus ou moins automatique.

Dans un premier scénario, la calibrage se fait en deux temps :

- dans un premier temps, le navire interroge les balises et enregistre les distances balise / navire (figure 8.16),
- dans un second temps, le navire interroge chaque balise à une fréquence spécifique d'interrogation, la balise déclenche alors la réponse de toutes les autres balises en émettant sur la fréquence commune d'interrogation. Le navire enregistre alors toutes les réponses.

Dans un second scénario (figure 8.17), chaque transpondeur à la capacité autonome d'interroger ses voisines.

Successivement, le navire demande à chaque balise d'interroger ses voisines, d'enregistrer les résultats et de communiquer les résultats au navire de surface.

Une grande partie des utilisations des LBL correspond à la nécessité de connaître la navigation de

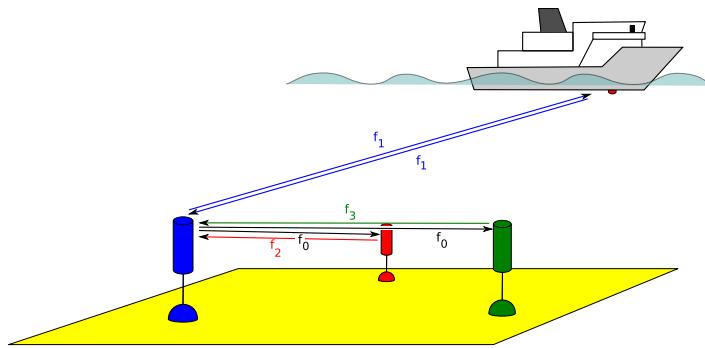


FIG. 8.17 : Calibrage mutuel d'un champ de balises.

ROVs qui évoluent près du fond. L'avantage dans ce cas de l'autocalibrage est que la mesure de calibrage se fait avec des propagations acoustiques dans la zone d'évolution du ROV qui, de plus, correspond à une zone de célérité moins variable que dans la colonne d'eau. Les résultats en sont plus précis.

L'autocalibrage a un autre avantage significatif : il est beaucoup plus rapide que le calibrage par le navire de surface, or les coûts d'immobilisation d'un navire peuvent être très importants.

En revanche, les transpondeurs sont plus complexes (et la perte plus importante en cas de difficulté de relevage du champ) et il doit y avoir suffisamment peu de masquage (les balises doivent “s'entendre” les unes les autres) pour permettre d'avoir suffisamment de redondance dans les mesures.

## 8.4 Sources d'erreurs d'un système LBL

Globalement les systèmes de positionnement “base longue” sont relativement précis, grâce à la redondance des capteurs et à la configuration géométrique adaptée (bon HDOP).

Néanmoins, il existe potentiellement quelques sources d'erreurs dont il faut évaluer l'impact.

### 8.4.1 Qualité de l'étape de mouillage et de calibrage

La planification du champ de balise est importante pour garantir un bon HDOP quelque soit l'emplacement de l'objet à mesurer pendant son déplacement, une mauvaise répartition géométrique des balises pouvant potentiellement fortement dégrader la précision.

De même, l'étape de calibrage ne doit pas être négligée car toute position erronée d'une ou plusieurs balises peut dégrader l'estimation de la position du mobile.

### 8.4.2 Masquage et trajets multiples

Dans le même ordre d'idée, si le fond est “encombré” (par exemple dans un environnement avec un fort relief ou en présence de structures comme dans un champ pétrolier), il peut y avoir des

## 8 Positionnement à partir de bases longues

masquages (c'est à dire des situations où il n'y a plus de trajets acoustiques directs entre le véhicule et une ou plusieurs balises).

Dans le cas de fond complexe, les signaux acoustiques peuvent se réfléchir sur les obstacles entraînant des échos multiples.

Ces derniers pouvant être plus fort que le trajet direct dans certaines situations, les balises ou le système d'interrogation peut détecter ces derniers et non plus le bon signal. Dans ce cas, la solution trouvée est potentiellement biaisée et affectée d'erreurs importantes (erreurs de type valeurs aberrantes).

Il est relativement difficile de détecter et de corriger ce problème.

### 8.4.3 Propagation acoustique

Dans un même ordre d'idée, une bonne connaissance du profil de bathycélérité est nécessaire pour assurer une précision optimale. C'est particulièrement vrai dans le cas où la longueur de base est importante.

Dans ce cas et en particulier en grand fond, le gradient de célérité est généralement positif avec la profondeur impliquant que les rayons acoustiques horizontaux sont déviés vers la surface. Cette situation n'est pas favorable si à la fois les balises et le véhicule à situer sont près du fond.

### 8.4.4 Mouvement temporel des balises

Comme indiqué précédemment, les transpondeurs sont rarement fixes sur le fond et peuvent être affectés de mouvements parasites (figure 8.15).

### 8.4.5 Mouvement de la cible

Que ce soit pendant la phase de calibrage ou pendant l'utilisation, si le mobile bouge, il peut être nécessaire de tenir compte de son mouvement.

Il y a globalement deux effets :

- l'effet Doppler pendant l'émission et/ou la réception qui peut biaiser la mesure du temps d'arrivée (en cas de signaux codés par exemple de type LFM) ou plus simplement rendre la détection plus difficile.

De même, si les balises sont éloignées, le déplacement du véhicule entre le moment d'interrogation et la réception de la réponse peut avoir une influence.

### 8.4.6 Précision de la mesure de l'instant d'arrivée

La justesse de la mesure de l'instant d'arrivée peut aussi être évaluée. Elle dépend généralement de la largeur de bande du signal et du rapport signal sur bruit selon les formules 7.22 et 7.27.

Les systèmes modernes ont généralement une bande suffisante pour que l'effet de la mesure soit négligeable.

	LF	MF	HF
depth	7 to 17 kHz	20 to 40 kHz	50 to 110 kHz
20 to 50 m	1 to 5 km	1 to 3 km	300 to 800 m
50 to 150 m	3 to 7 km	2 to 5 km	600 to 1500 m
200 m and more	5 to 10 km	3 to 5 km	800 to 1500 m
resolution	10 to 30 cm	5 to 15 cm	1 to 2 cm
Repeatability	0.3 to 1 m	15 to 40 cm	2 to 15 cm
Accuracy	1 to 5 m	0.5 to 2 m	5 to 60 cm
Updating rate	4 to 15 s	2 to 6 s	1 to 3 s

TAB. 8.1 : Ordre de grandeurs des précisions / distances /fréquences en fonction des applications

## 8.5 Conclusion

Le système base longue a longtemps été le système privilégié quand une bonne précision était demandée.

Il est relativement peu coûteux en matériel (les technologies des transpondeurs sont relativement simples) mais peut être assez consommateur de temps bateau pendant la phase de calibrage.

De plus, le choix des fréquences d'utilisation permet d'adapter le problème au mieux vis à vis du compromis portée / résolution recherché (figure 8.1).

Néanmoins, même pour des applications grand fond, les systèmes USBL (Ultra Short Baseline) sont de plus en plus utilisés, leur souplesse d'emploi étant supérieure et leur performance s'améliorant.

Cependant, l'évolution actuelle est de fusionner de plus en plus différents capteurs (LBL, USBL, INS, DVL...), éventuellement en les faisant interopérer, permettant d'obtenir un algorithme global de positionnement. Les systèmes Sparse LBL et l'arrivée de balises instrumentées "communiquantes" vont dans ce sens.



# 9 Positionnement à partir de bases ultra-courtes

## 9.1 Positionnement à partir de bases courtes

Une version intermédiaire entre les systèmes de positionnement “base longue” et “base ultra-courte” sont les systèmes **base courte (SBL pour Short Baseline Localisation)**.

Ces systèmes ont été utilisés pour permettre de localiser un mobile par rapport à un navire.

L'idée est de répartir des récepteurs sur la coque du navire et d'utiliser les temps d'arrivées ou les différences de temps d'arrivée des signaux provenant d'un pinger ou d'un transpondeur monté sur le mobile pour le situer (figure 9.1).

Dans le cas de l'utilisation d'un transpondeur, nous sommes dans le cas d'un système de localisation sphérique. En revanche dans le cas d'un pinger, ne connaissant pas la date d'émission, seules les différences de temps d'arrivée peuvent être définies et le système de localisation est alors hyperbolique.

Sauf dans certains cas où la géométrie des capteurs est particulière (par exemple sur un quadrilatère), le calcul de la position de la source se fait de la même manière que pour un système LBL par résolution d'un système de moindres carrés non linéaires. La seule différence est le critère à optimiser qui est l'erreur sur les différences de temps d'arrivée sur les paires de capteurs.

L'avantage de ces systèmes est que le calibrage des bases (positions des hydrophones sur le navire) peut être réalisé en cale sèche une fois pour toute et non sur site. De plus, l'utilisation du système est possible avec des pingres.

En revanche, il existe deux défauts principaux :

- les capteurs étant tous localisés sur le navire, le GDOP est généralement peu favorable,

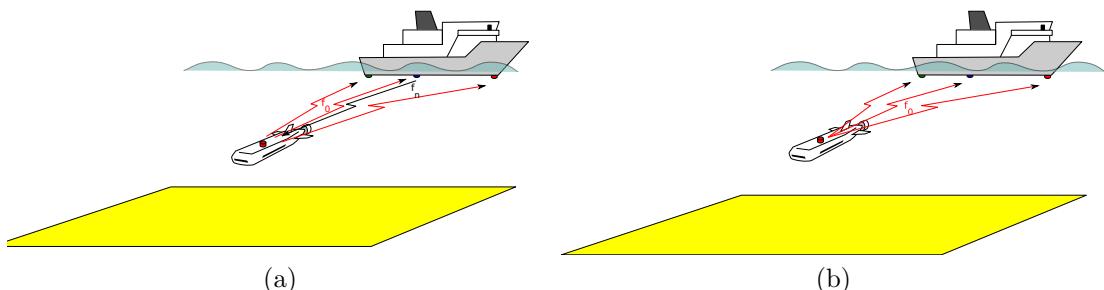


FIG. 9.1 : (a) SBL avec un transpondeur (b) SBL avec un pinger

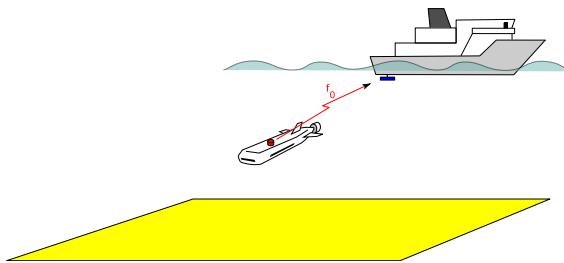


FIG. 9.2 : Principe d'une base ultra-courte

- l'attitude du navire a une forte influence sur le calcul de la position ce qui implique l'obligation d'avoir à bord une centrale d'attitude de bonne qualité).

Ces systèmes ont beaucoup été utilisés dans le domaine para-pétrolier pour le **Dynamic Positioning (DP)**. C'est la fonctionnalité qu'ont certains navires d'exploration pétrolière d'être capable de garder une position fixe par rapport au fond quelque soit l'état de la mer. C'est par exemple nécessaire sur les navires de forage pour rester au dessus d'une tête de puit. Dans ce cas, le navire est "asservi" au dessus d'une balise (ou d'un champ de balises). La position relative du navire est estimée par une base courte, et corrigée grâce à des propulseurs auxiliaires sur le navire.

Néanmoins, les progrès récents des technologies USBL font que ces dernières ont remplacé dans quasiment toutes les applications les systèmes SBL qui sont devenus obsolètes.

## 9.2 Principe des systèmes de positionnement base ultra-courte

Dans un système à base ultra-courte, les récepteurs, qui sont répartis sous le navire dans le cas d'une base courte, sont simplement rassemblés sur une antenne rigide de taille réduite, généralement planaire (même si il existe des cas où les récepteurs ne sont pas tous dans le même plan).

La distance entre le mobile et le navire est donnée par le temps aller-retour par rapport à un émetteur situé généralement au centre de l'antenne et un transpondeur situé sur le mobile (figure 9.2).

L'antenne multicapteur, par mesure des déphasages entre les hydrophones de l'antenne, permet d'obtenir les angles d'arrivée : généralement un azimut et une élévation.

Comme souvent, en particulier dans des géométries "petits fonds", la mesure de l'angle d'élévation peut être difficile à déterminer de façon précise. En effet, si les rayons sont trop rasants, leurs trajectoires sont très sensibles aux gradients de célérité verticaux. Ils peuvent aussi traverser le sillage ou simplement, la mesure peut être perturbée par les bruits de propulsion.

Dans ce cas, seules les mesures azimutales et de distance sont conservées, l'immersion du mobile pouvant être estimée par un capteur de pression dont la valeur est envoyée par télémétrie.

Les systèmes USBL sont généralement utilisés dans les situations où un navire doit connaître la localisation d'un mobile. Cela peut être la surveillance de la trajectoire d'un AUV, mais aussi plus simplement, connaître la position relative d'un sonar tracté par le navire pour être capable de géolocaliser les images sonar (figure 9.3).

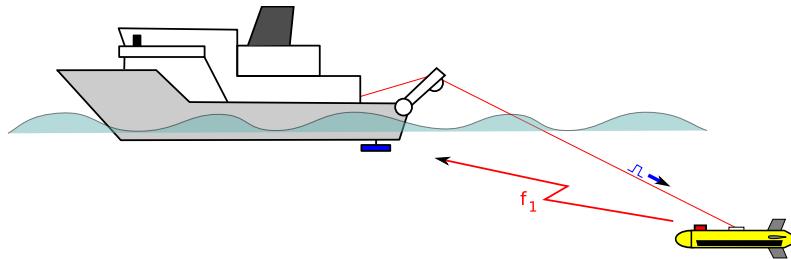


FIG. 9.3 : Localisation par USBL d'un sonar latéral tracté

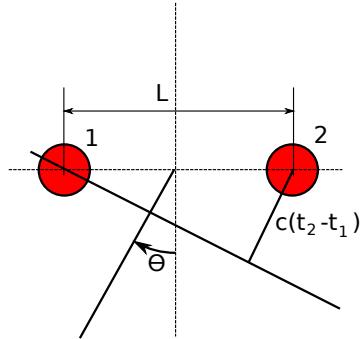


FIG. 9.4 : Schéma de la mesure d'une direction d'arrivée à partir de deux capteurs

Dans ce cas, plutôt que mettre un transpondeur sur le poisson sonar, il est plus simple d'utiliser un pinger qui est déclenché par un signal électrique à travers le câble du poisson.

### 9.2.1 Détection des angles d'arrivée

La détection des temps d'arrivée n'est pas différente que pour un transpondeur ou une base longue. On a donc les mêmes conclusions en termes de méthodes et de résultats que dans la section 7.3.8.

Généralement l'antenne de réception n'est pas complète (c'est à dire quelle ne consiste pas en une répartition continue de récepteurs sur une longueur  $L$  comme dans le cas de la quasi-totalité des antennes sonars), mais elle est au contraire très "parcimonieuse", c'est à dire qu'elle possède un nombre minimal de capteurs.

La raison principale est qu'à un instant d'arrivée, seul un signal arrive (en supposant les trajets multiples séparés temporellement) et une mesure de différence de phases entre deux transducteurs suffit pour caractériser l'angle d'arrivée (comme pour un sonar interférométrique).

Supposons deux hydrophones espacés de la longueur  $L$  (figure 9.4).

Si une onde acoustique (supposée en champ lointain) arrive sur les deux capteurs selon un angle  $\theta$  par rapport au plan perpendiculaire à la ligne joignant les deux capteurs, alors le signal arrive légèrement plus tôt sur le capteur se trouvant du côté de la source que sur l'autre capteur.

## 9 Positionnement à partir de bases ultra-courtes

Le décalage temporel entre les signaux des deux capteurs est alors

$$t_2 - t_1 = \frac{L \sin \theta}{c} \quad (9.1)$$

De là, la direction d'arrivée  $\theta$  peut être déduite par

$$\sin \theta = \frac{c(t_2 - t_1)}{L} \quad (9.2)$$

La mesure de l'angle d'arrivée est donc liée à la mesure des instants d'arrivée du signal sur les deux hydrophones de l'antenne, et la précision sur l'angle d'arrivée dépend de la précision sur la détermination des temps d'arrivée.

Pour calculer la relation entre les précisions angulaires et les précisions de mesure des temps d'arrivée, il est nécessaire de faire l'hypothèse que les erreurs sur les temps  $\delta t_1$  et  $\delta t_2$  sont faibles et calculer la différentielle de l'équation précédente.

En dérivant les deux membres de l'équation, nous avons

$$\cos \theta d\theta = \frac{c}{L} (\delta t_2 - \delta t_1) \quad (9.3)$$

En supposant que les estimations des temps  $t_2$  et  $t_1$  sont indépendantes (ce qui peut ne pas être le cas, si le bruit est corrélé sur les deux capteurs), alors si la variance des mesures temporelles est  $\sigma_{\delta t_1}^2 = \sigma_{\delta t_2}^2 = \sigma_t^2$  alors la variance de la différence est

$$\sigma_{t_2 - t_1}^2 = 2\sigma_t^2 \quad (9.4)$$

En conséquence

$$\begin{aligned} \cos^2 \theta \sigma_\theta^2 &= \frac{2c^2 \sigma_t^2}{L^2} \\ \sigma_\theta^2 &= \frac{2c^2 \sigma_t^2}{L^2 \cos^2 \theta} \end{aligned} \quad (9.5)$$

En reprenant la borne de Cramér-Rao sur l'incertitude de la mesure temporelle en détection cohérente (équation 7.27), nous obtenons la borne de Cramér-Rao dans le cas de l'estimation de la direction d'arrivée.

Nous avions

$$\sigma_t^2 \geq \frac{1}{4\pi^2 \nu_0^2 \left( \frac{2E}{N_0} \right)} \quad (7.27)$$

et donc

$$\sigma_\theta^2 \leq \frac{2c^2}{L^2 \cos^2 \theta 4\pi^2 \nu_0^2 \left( \frac{2E}{N_0} \right)} \quad (9.6)$$

$$\sigma_\theta^2 \geq \frac{\lambda^2}{2\pi^2 L^2 \cos^2 \theta \left( \frac{2E}{N_0} \right)} \quad (9.7)$$

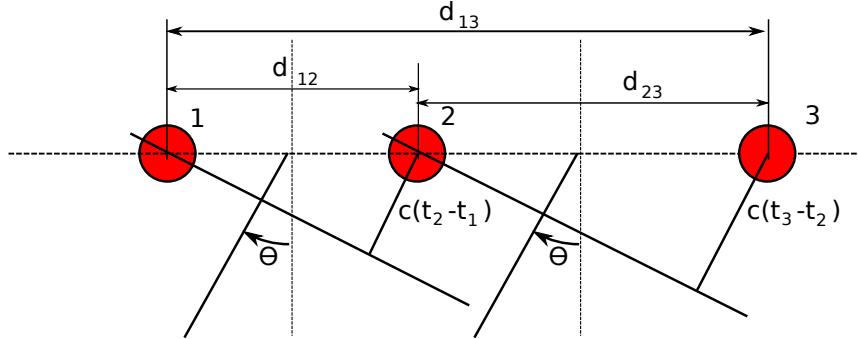


FIG. 9.5 : Schéma de la mesure d'une direction d'arrivée à partir de trois capteurs

Seule l'estimation cohérente est envisagée, la mesure de la différence d'arrivées se faisant généralement par l'estimation du déphasage (après compression d'impulsion). De plus, généralement l'estimation incohérente n'est pas assez précise.

Comme pouvant être pressenti, la mesure dépend de la qualité du rapport signal à bruit ( $\frac{2E}{N_0}$ ) et du rapport entre la taille de l'antenne et la longueur d'onde ( $\frac{L}{\lambda}$ ).

Il est important de remarquer aussi que la précision dépend de l'angle d'arrivée, les mesures des ondes rasantes étant moins précises que les ondes qui arrivent perpendiculairement à l'antenne.

### 9.2.2 Ambiguité sur les directions d'arrivée

Comme il a été mentionné sur l'estimation cohérente des instants d'arrivée, comme cette mesure est faite à travers la différence de phases, il est possible d'avoir des ambiguïtés sur les temps d'arrivée et donc sur les angles d'arrivée.

Si la largeur de bande ainsi que le rapport signal sur bruit sont suffisants, comme pour l'estimation de la distance, la mesure peut ne pas être ambiguë en cherchant le déphasage nul le plus proche du maximum de l'intercorrélation.

Dans le cas contraire, **la méthode du vernier** peut être utilisée grâce à l'utilisation d'un capteur supplémentaire.

Imaginons, trois capteurs alignés (figure 9.5).

Si la longueur d'onde du signal reçu est  $\lambda$ , le déphasage entre le signal reçu sur le premier hydrophone et le second est

$$\psi_{12} = 2\pi \frac{d_{12}}{\lambda} \sin \theta \quad (9.8)$$

De même entre le premier et troisième et entre le second et le troisième, nous avons respectivement

$$\begin{aligned} \psi_{13} &= 2\pi \frac{d_{13}}{\lambda} \sin \theta \\ \psi_{23} &= 2\pi \frac{d_{23}}{\lambda} \sin \theta \end{aligned} \quad (9.9)$$

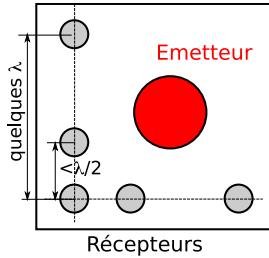


FIG. 9.6 : Schéma possible d'une antenne USBL

Comme la mesure de phase est ambiguë à  $2\pi$  près, les déphasages réels sont respectivement

$$\begin{aligned}\psi_{12} &= 2\pi \left( k_{12} + \frac{d_{12}}{\lambda} \sin \theta \right) \\ \psi_{13} &= 2\pi \left( k_{13} + \frac{d_{13}}{\lambda} \sin \theta \right) \\ \psi_{23} &= 2\pi \left( k_{23} + \frac{d_{23}}{\lambda} \sin \theta \right)\end{aligned}\quad (9.10)$$

avec  $k_{12}$ ,  $k_{13}$  et  $k_{23}$  des entiers inconnus.

Si  $\sin \theta$  est calculé à partir du déphasage entre les capteurs 1 et 2, la solution est

$$\sin \theta = \left( \frac{\psi_{12}}{2\pi} - k_{12} \right) \frac{\lambda}{d_{12}} \quad (9.11)$$

Si  $d_{12} < \frac{\lambda}{2}$  seule une solution existe pour  $k_{12}$  et  $\sin \theta$ , il n'y a donc pas d'ambiguïté. Dans le cas contraire, il peut y avoir plusieurs solutions pour  $k_{12}$  qui peuvent être par exemple  $\left( \frac{\psi_{12}}{2\pi} - 1 \right) \frac{\lambda}{d_{12}}$ ,  $\frac{\psi_{12}\lambda}{2\pi d_{12}}$ ,  $\left( \frac{\psi_{12}}{2\pi} + 1 \right) \frac{\lambda}{d_{12}}$ , ...

Un ensemble de plusieurs solutions est aussi possible pour le calcul de  $\theta$  à partir de  $\psi_{13}$  et  $\psi_{23}$ .

Cependant les solutions possibles pour  $\sin \theta$  à partir de  $\psi_{12}$  sont espacées de  $\frac{\lambda}{d_{12}}$  et pour  $\psi_{23}$ , elles sont espacées de  $\frac{\lambda}{d_{23}}$ . En conséquence, si  $d_{12}$  et  $d_{13}$  sont "bien choisies", il n'existe qu'un triplet d'entier  $k_{12}$ ,  $k_{13}$  et  $k_{23}$  qui vérifie

$$\sin \theta = \left( \frac{\psi_{12}}{2\pi} - k_{12} \right) \frac{\lambda}{d_{12}} = \left( \frac{\psi_{13}}{2\pi} - k_{13} \right) \frac{\lambda}{d_{13}} = \left( \frac{\psi_{23}}{2\pi} - k_{23} \right) \frac{\lambda}{d_{23}} \quad (9.12)$$

Ce triplet d'entiers permet alors de trouver la solution unique  $\theta$  même si les espacements entre les hydrophones sont grands comparés à la longueur d'onde.

Pour un USBL une géométrie d'antenne pourrait par exemple être celle de la figure 9.6, placée horizontalement sous le navire.

### 9.3 Avantages et inconvénients des systèmes USBL

Il existe une grande diversité de système adaptés à différentes portées, comme toujours fonctionnant sur des fréquences plus basses pour les utilisation grands fonds (de l'ordre d'une dizaine de kilohertz)

et plus haute pour les courtes distances (généralement autour de 60 kHz voire plus).

Ils peuvent aussi être plus ou moins encombrants, les grandes antennes étant généralement plus précises.

Par rapport aux SBL, le principal avantage est la compacité et la facilité d'installation sur un navire.

Malgré la plus petite taille, les USBL ont des performances comparables aux SBL car la mesure d'angle se fait par déphasage (méthode plus précise que les temps d'arrivée). La mesure de déphasage est en revanche très complexe sur un SBL car les distances font que les ambiguïtés peuvent être très nombreuses.

Par rapports aux LBL, le principal intérêt est de ne pas avoir à déployer un réseau de transpondeurs sur le fond de la mer ni à le calibrer (il faut néanmoins calibrer un USBL).

En revanche,

- il est nécessaire de mesurer finement l'attitude du navire (d'où l'obligation d'avoir une centrale d'attitude comme pour le SBL),
- la mesure précise, en particulier sur les géométries horizontales, nécessite une bonne connaissance du profil de bathycélérité et comme pour les sondeurs multifaisceaux, il faut aussi parfaitement connaître la célérité au niveau de l'antenne pour ne pas commettre d'erreurs sur la relation "déphasage / angle d'arrivée"
- par rapport à un système LBL, il n'y a qu'une mesure de distance et d'angles et donc potentiellement moins de redondances, d'où une sensibilité accrue aux interférences (en particulier liées aux multiples).

## 9.4 Calibrage des systèmes USBL

Dans un premier temps, les coordonnées du transpondeur sont données dans le repère du système USBL. Pour les avoir dans un repère absolu, il est nécessaire de connaître au cours du temps, l'attitude de l'USBL dans le repère de navigation.

Pour cela, la centrale d'attitude du navire est utilisée. Compte tenu de l'effet de bras de levier dû à la distance entre l'antenne USBL et le transpondeur mesuré, il est nécessaire de connaître parfaitement le mésalignement de l'antenne USBL dans le repère de la centrale d'attitude.

Comme pour le sondeur multifaisceau, cela se fait par une opération spécifique de calibrage : l'équivalent du patch test.

Le calibrage permet d'obtenir les trois angles (dérive, assiette et gîte) de l'antenne par rapport à la centrale.

Dans les cas favorables, il est possible aussi de connaître les bras de levier (ou tout le moins de savoir si ils sont cohérents ou non).

La méthode privilégiée est la suivante ([Phi03a],[Phi03b],[Phi03c]).

Un transpondeur est mouillé à environ 50 m de profondeur et il est mesuré par l'USBL du navire pour quatre positions statiques du navire relativement au transpondeur (mais avec si possible le

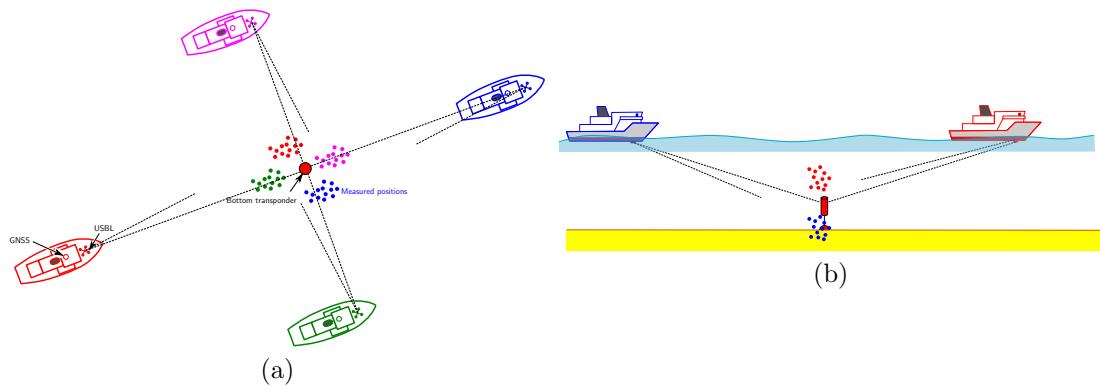


FIG. 9.7 : Géométrie du calibrage “box-in” (a) Vue de dessus (b) vue de profil

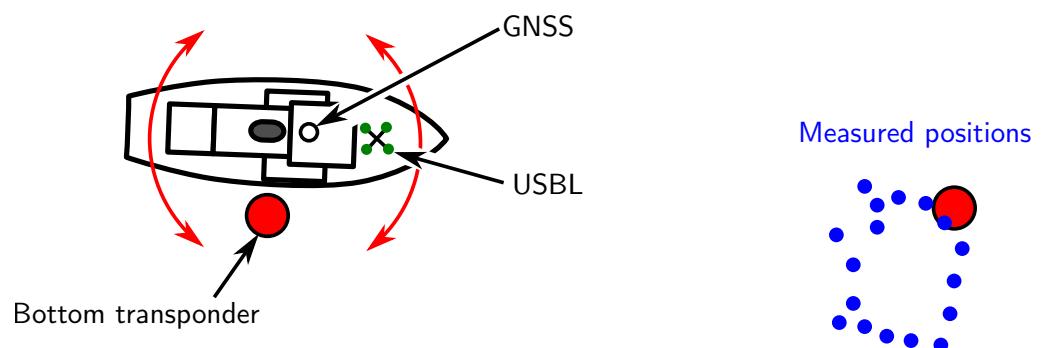


FIG. 9.8 : Géométrie calibrage spin (vue de dessus)

même cap sur le navire<sup>1</sup>).

Si l'antenne USBL est bien alignée, la position absolue du transpondeur sera commune quelque soit la position relative (navire / transpondeur).

Dans le cas où il y a une erreur angulaire horizontale les nuages de points des positions transpondeurs seront répartis en fonction des positions relatives navire/transpondeur (figure 9.7(a)). Un calcul par moindres carrés permet alors de trouver l'erreur azimutale la plus réaliste.

De même, en cas d'erreur de gîte, les nuages de points ne seront pas confondues verticalement pour les positions transpondeurs de part et d'autre du navire, et en cas d'erreur d'assiette, les nuages sont aussi séparés verticalement pour les positions du transpondeur devant et derrière le navire (figure 9.7(b)).

Pour vérifier les bras de levier entre l'antenne GNSS et l'antenne USBL, la manœuvre est plus délicate. Idéalement, le navire doit faire une rotation complète sur place au dessus du transpondeur (réellement possible que si le navire est hautement manœuvrant avec des propulseurs d'étrave par exemple).

Si les bras de leviers horizontaux sont faux, les positions successives du transpondeur en fonction de la position du navire forment un cercle dont le centre est fonction de l'erreur de bras de leviers.

Comme les erreurs d'angles et de bras de levier sont couplées, il est généralement nécessaire de faire les opérations itérativement par exemple, dans l'ordre : “box-in”, “spin” puis de nouveau “box-in”.

## 9.5 Variantes sur les systèmes USBL

### 9.5.1 Systèmes autocalibrés

Aujourd'hui, les principaux fabricants de systèmes USBL fournissent des systèmes portables avec une centrale AHRS intégrée (voire même une centrale inertie). Dans ce cas, l'alignement est fait en usine à la construction.

Un tel système est idéal comme outil d'opportunité car il peut être monté sur perche sur un navire et opéré de manière autonome sans nécessité d'avoir un calibrage sur site.

Seule l'utilisation d'un GNSS et d'une mesure de profil de bathycélérité sont nécessaires comme mesures complémentaires.

### 9.5.2 LUSBL

Cela correspond à une hybridation entre une base longue et un USBL.

Certains USBL sont capables de suivre plusieurs cibles en parallèle (soit par allocation de fréquences différentes sur les mobiles, soit par codage). Dans ce cas, en interrogeant un champ de balise LBL par un système USBL, une grande redondance de mesures peut être obtenue permettant d'améliorer la précision et la robustesse.

Cette méthode peut être utilisée par exemple pour le Dynamic Positionning en para-pétrolier.

---

<sup>1</sup>Pour des raisons pratiques de tenue immobile, le plus simple est de tenir le navire cap au vent



# 10 Mesures de vitesse

## 10.1 Quelques mots sur les méthodes de mesure de la vitesse

Le capteur de vitesse est un des capteurs essentiels pour hybrider une centrale inertie dans le cas d'un véhicule sous-marin où les mesures absolues de positions restent difficiles.

En mer, trois types de vitesses peuvent être intéressants :

- la **vitesse fond** qui est la vitesse par rapport à un référentiel terrestre. C'est la vitesse que donnera par exemple le capteur GNSS,
- la **vitesse surface** qui est la vitesse par rapport à la masse d'eau dans lequel le mobile évolue,
- le **courant**, qui est la vitesse de la masse d'eau dans un référentiel fixe.

Bien entendu, on la relation

$$v_{\text{fond}} = v_{\text{surface}} + v_{\text{courant}} \quad (10.1)$$

Si pour se déplacer d'un point à un autre, la vitesse fond est le paramètre le plus important, la vitesse surface a aussi son intérêt en terme de guidage, car les propulseurs et les gouvernes des véhicules vont impliquer un déplacement du mobile dans la masse d'eau. Une puissance donnée du moteur ou l'angle des gouvernes vont imposer une vitesse surface.

Ainsi, pour imposer une vitesse fond, il est nécessaire de connaître les courants pour savoir quelle commande envoyer au véhicule.

Connaissant les courants, la stratégie de navigation peut être optimisée pour, par exemple, augmenter l'autonomie en s'aidant de leur déplacement, ou encore s'assurer un déplacement sans trop de dérive du véhicule et avec une vitesse surface minimale pour optimiser la qualité d'un levé sonar ou sondeur.

Le problème est que généralement la vitesse fond est beaucoup plus difficile à mesurer que la vitesse surface.

### 10.1.1 Méthodes de mesure de la vitesse surface

Il existe beaucoup de technologies pour mesurer la vitesse par rapport à la masse d'eau.

Historiquement, à bord des navires, on larguait une bûche de bois ("log" en anglais) à l'avant du bateau et on regardait en combien de temps, elle passait de l'avant à l'arrière du navire.

Cette méthode a donné le mot **log** en anglais et **loch** en français, qui correspond au nom des capteurs de vitesses dans le domaine marin.

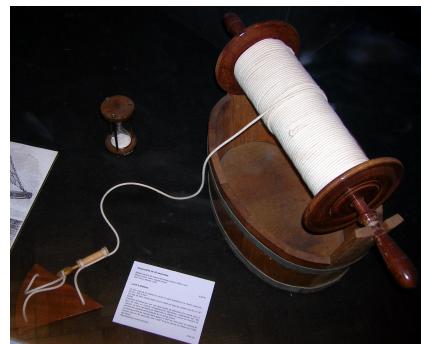


FIG. 10.1 : Corde à noeuds (Musée de la Marine) ©Remi Kaupp, CC-BY-SA, Wikimedia Commons



FIG. 10.2 : Rotamètre ©Barbetorte, CC-Paternité 2.5, Wikimedia Commons

Par la suite, de manière plus précise, on larguait une ancre flottante à l'arrière du navire, liée à une corde avec des noeuds équirépartis, et on comptait le nombre de noeuds qui défilaient du bord, pendant la durée de l'écoulement total d'un sablier (figure 10.1).

Cette méthode a donné son nom à l'unité de mesure de vitesse utilisée dans le domaine marin : le **noeud (knot en anglais)**.

Le noeud vaut 1852 m/h, c'est à dire approximativement 1 minute d'arc de méridien par heure.

Ensuite (vers le XIX<sup>ème</sup>), était utilisé le rotamètre, qui est une petite hélice fixe sur la coque ou traînée derrière le bateau qui tourne grâce à la vitesse relative de l'eau. Une fois le capteur étalonné, la vitesse surface est déterminée proportionnellement à la vitesse de rotation (figure 10.2).

Aujourd'hui essentiellement trois méthodes sont utilisées :

- le tube de Pitot (principalement sur les navires rapides (bateau de course à moteur))
- le loch électromagnétique (très utilisé sur les navires de commerce),
- le loch Doppler (le système le plus précis et le plus courant).

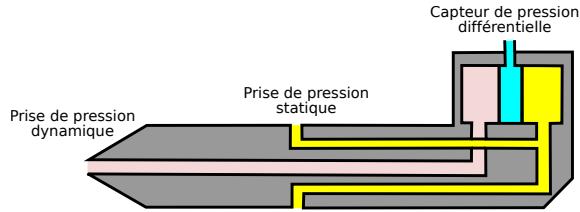


FIG. 10.3 : Principe de la sonde Pitot (ici schéma d'un système aéronautique)

### Tube de pitot

Le tube de Pitot utilise la pression dynamique pour estimer la vitesse.

Sur une ligne de courant, dans le cas d'un fluide parfait (sans échange thermique, ni dissipation visqueuse), l'équation suivante est constante (équation de Bernoulli) :

$$p + \rho g z + \frac{1}{2} \rho v^2 = \text{Cste} \quad (10.2)$$

avec  $p$  la pression,  $\rho$  la masse volumique,  $g$  la pesanteur,  $z$  l'altitude et  $v$  la vitesse du fluide.

Ainsi sur deux lignes de courants voisines et quasi-parallèles, l'une s'écoulant à la vitesse  $v$ , l'autre arrêtée par un obstacle, la différence de pression est

$$\Delta p = \frac{1}{2} \rho v^2 \quad (10.3)$$

d'où on déduit la vitesse par une mesure de pression différentielle (figure 10.3).

### Loch électromagnétique

Le capteur de vitesse électromagnétique utilise la loi d'induction de Faraday dans un conducteur en mouvement.

$$\mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \mathbf{v} \wedge \mathbf{B} \quad (10.4)$$

avec  $\mathbf{E}$  le champ électrique généré,  $\mathbf{A}$  le potentiel vecteur du champ magnétique,  $\mathbf{B}$  l'induction magnétique et  $\mathbf{v}$  la vitesse du conducteur (ici l'eau).

Dans cette équation, la conductivité de l'eau n'intervient pas, mais le champ n'existe que si le milieu mobile est conducteur. C'est bien évidemment le cas de l'eau salée, mais l'eau douce est elle aussi suffisamment conductrice pour permettre au loch de fonctionner.

Le système génère un champ électromagnétique alternatif basse fréquence par une bobine placée au ras de la coque. L'écoulement de l'eau provoque une différence de potentiel alternative, à la même fréquence perpendiculaire à la fois au champ et à l'écoulement. Cette différence est détectée par deux électrodes de part et d'autre de la bobine (figure 10.4).

### Loch Doppler

Le loch Doppler est le système le plus précis. Il mesure l'effet Doppler acoustique le long d'un rayon acoustique entre le capteur qui fonctionne en émission / réception et des réflecteurs naturels, soit

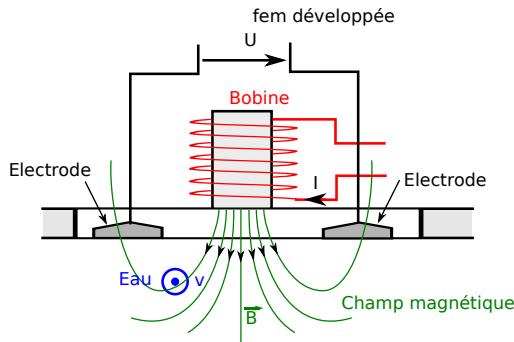


FIG. 10.4 : Principe du loch électromagnétique

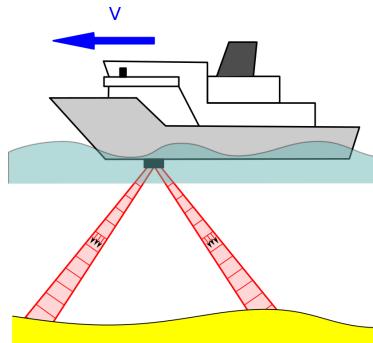


FIG. 10.5 : Géométrie d'un loch acoustique Doppler

dans la colonne d'eau (dans ce cas, on mesure la vitesse surface), soit sur l'interface eau/fond (on mesure alors la vitesse fond).

La détermination de la modification de fréquence entre l'onde émise et l'onde reçue est proportionnelle à la vitesse relative entre le système et les réflecteurs projetés sur le rayon (figure 10.5).

### 10.1.2 Méthodes de mesure de la vitesse fond

Historiquement la mesure de la vitesse fond a été plus compliquée (surtout avant la technologie du positionnement électromagnétique arrivée pendant la seconde guerre mondiale).

Cela se faisait essentiellement à partir de la dérivée des positions issues soit de points astronomiques, soit en environnement côtier, de relèvement d'amers (mesure du gisement).

Aujourd'hui, la mesure se fait à partir de capteurs GNSS, soit toujours par différence de positions (essentiellement dans le cas de capteurs en mode cinématique ou au contraire de capteurs très bon marché, soit par mesure directe du Doppler mesuré sur les signaux GNSS (combinaison du mouvement de l'antenne (lente) et du mouvement des satellites (rapide mais connue)).

Sous l'eau, en revanche, les méthodes de positionnement électromagnétique étant difficiles d'accès, il est nécessaire d'utiliser un loch.

Seul le loch Doppler peut fournir la vitesse fond dans la mesure où il est suffisamment proche du

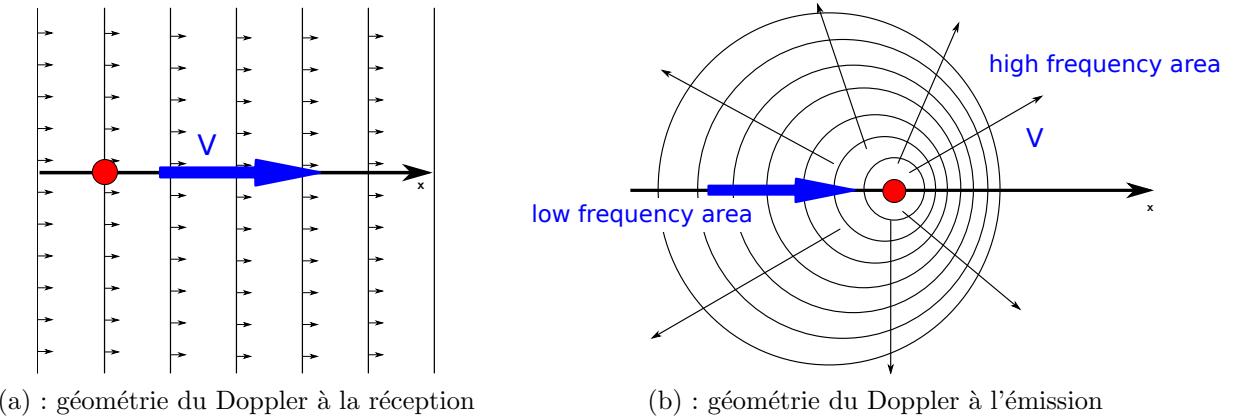


FIG. 10.6 : Géométries Doppler étudiées

véhicule vis à vis de la portée disponible.

Nous verrons aussi un système légèrement différent, le **loch à corrélation (CVL ou Correlation Velocity Log)** qui fonctionne aussi grâce à l'acoustique.

## 10.2 Rappel sur l'effet Doppler

Cette section est extraite du polycopié “Systèmes sonar de bathymétrie et d'imagerie (UV3.5)” ([Leg07]).

L'effet Doppler est un phénomène non linéaire qui revêt une grande importance en acoustique. En général, on cherche à minimiser l'influence du Doppler, mais parfois, il est exploité pour obtenir des informations de vitesse de la source acoustique ou du récepteur.

Dans cette section, nous allons étudier deux cas de figure relativement simples, mais qui permettent de présenter les principales propriétés du phénomène :

- récepteur mobile recevant une onde plane émise par une source au repos (figure 10.6.a),
- source mobile émettant une onde sphérique dans un milieu au repos (figure 10.6.b).

Nous combinerons ensuite ces deux effets pour étudier le cas d'un système émetteur/récepteur mobile et un écho fixe.

### 10.2.1 Doppler à la réception

Soit une source immobile de coordonnées  $P \begin{pmatrix} 0 \\ y \end{pmatrix}$  rayonnant une onde plane monochromatique de la forme

$$p(x, y, t) = Ae^{j(2\pi\nu_0 t - kx)} \quad (10.5)$$

soit un mobile de coordonnées  $M \begin{pmatrix} vt \\ 0 \end{pmatrix}$

Le long de la trajectoire du mobile  $M$ , nous recevons la pression

$$\begin{aligned} p(M(t), t) &= Ae^{j2\pi\nu_0 t - k(\sqrt{v^2 t^2 + y^2})} \\ &= Ae^{j2\pi\nu_0 \left( t - \frac{\sqrt{v^2 t^2 + y^2}}{c} \right)} \end{aligned} \quad (10.6)$$

La phase ne varie pas linéairement avec la pression, mais nous pouvons définir une fréquence instantanée par

$$\nu(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{\partial \varphi(t)}{\partial t} \quad (10.7)$$

Dans notre cas nous avons

$$\begin{aligned} \nu(t) &= \frac{1}{2\pi} \frac{\partial}{\partial t} \left[ 2\pi\nu_0 \left( t - \frac{\sqrt{v^2 t^2 + y^2}}{c} \right) \right] \\ &= \nu_0 \left( 1 - \frac{v^2 t}{c \sqrt{v^2 t^2 + y^2}} \right) \end{aligned} \quad (10.8)$$

On peut remarquer que  $\frac{vt}{\sqrt{v^2 t^2 + y^2}}$  est le cosinus de l'angle instantané  $\theta(t)$  que fait le vecteur  $\overrightarrow{MP}$

Donc le signal reçu a la fréquence apparente

$$\nu(t) = \nu_0 \left( 1 - \frac{v}{c} \cos \theta(t) \right) \quad (10.9)$$

Cette fréquence apparente est supérieure à  $\nu_0$  si le mobile s'approche de la source ( $v \cos \theta > 0$ ). Elle est inférieure à  $\nu_0$  si le mobile s'éloigne de la source. Enfin, le décalage fréquentiel est proportionnel à la vitesse radiale du récepteur vers la source.

Quand le récepteur bouge, il n'y a pas de notions de mur du son.

### 10.2.2 Doppler à l'émission

Cette fois ci, nous considérons un émetteur mobile se déplaçant selon les coordonnées

$$P \begin{pmatrix} vt \\ 0 \end{pmatrix} \quad (10.10)$$

et dont la source est monochromatique

$$p(t) = Ae^{j2\pi\nu_0 t} \quad (10.11)$$

Contrairement au Doppler en réception, le champ se propageant dans l'espace n'est pas monochromatique. Conformément à la figure 10.6(b), les ondes propagées vers l'avant sont "compressées" et leur fréquence est légèrement supérieure à  $\nu_0$ . En revanche sur l'arrière du mobile, les ondes sont "dilatées" et la fréquence est inférieure à  $\nu_0$ .

La forme exacte du champ sonore est assez complexe, mais se propage à la célérité  $c$  en tout point de l'espace.

Supposons que l'on mesure le signal en M de coordonnées  $\begin{pmatrix} 0 \\ y \end{pmatrix}$

A l'instant  $t$ , on mesure un signal d'amplitude  $p(t) = Ae^{j\varphi(t)}$  issu de la source. Si la distance entre la source et le récepteur est  $r$ , alors cette source avait la phase  $\varphi(t)$  à l'émission à la date  $t_0 = t - \frac{r(t_0)}{c}$

Nous avons alors le système d'équation

$$\begin{cases} \varphi(t) &= 2\pi\nu_0 t_0 \\ t_0 &= t - \frac{r(t_0)}{c} \\ r(t_0) &= \sqrt{(vt_0)^2 + y^2} \end{cases} \quad (10.12)$$

Il faut calculer  $t_0$ . L'équation est

$$r(t_0) = c(t - t_0) = \sqrt{(vt_0)^2 + y^2} \quad (10.13)$$

d'où

$$\begin{aligned} c^2 t_0^2 - 2c^2 t t_0 + c^2 t^2 - v^2 t_0^2 - y^2 &= 0 \\ \left(1 - \frac{v^2}{c^2}\right) t_0^2 - 2t t_0 + t^2 - \frac{y^2}{c^2} &= 0 \end{aligned} \quad (10.14)$$

Cette équation a pour solutions

$$t_0 = \frac{1}{1 - \frac{v^2}{c^2}} \left[ t \pm \sqrt{t^2 - \left(1 - \frac{v^2}{c^2}\right) \left(t^2 - \frac{y^2}{c^2}\right)} \right] \quad (10.15)$$

Dans le cas où la vitesse  $v$  reste faible, seule la plus petite racine correspond à une émission précédant la réception donc

$$t_0 = \frac{1}{1 - \frac{v^2}{c^2}} \left[ t - \sqrt{\frac{v^2}{c^2} t^2 + \left(1 - \frac{v^2}{c^2}\right) \frac{y^2}{c^2}} \right] \quad (10.16)$$

La phase est alors

$$\varphi(t) = \frac{2\pi\nu_0}{1 - \frac{v^2}{c^2}} \left[ t - \sqrt{\frac{v^2}{c^2} t^2 + \left(1 - \frac{v^2}{c^2}\right) \frac{y^2}{c^2}} \right] \quad (10.17)$$

La fréquence instantanée est  $\nu(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{\partial \varphi(t)}{\partial t}$  qui donne

$$\nu(t) = \nu_0 \frac{1}{1 - \frac{v^2}{c^2}} \left( 1 - \frac{v^2}{c^2} \frac{t}{\sqrt{\frac{v^2}{c^2} t^2 + \frac{y^2}{c^2} \left(1 - \frac{v^2}{c^2}\right)}} \right) \quad (10.18)$$

Dans le cas où  $y = 0$  (récepteur dans la trajectoire de la source), nous avons l'équation plus simple

$$\begin{aligned} \nu(t) &= \nu_0 \frac{1}{1 - \frac{v^2}{c^2}} \left( 1 - \frac{v^2 t}{c^2} \frac{1}{\sqrt{\frac{v^2}{c^2} t^2}} \right) \\ &= \nu_0 \frac{1}{1 + \epsilon \frac{v}{c}} \end{aligned} \quad (10.19)$$

avec  $\epsilon = 1$  si  $vt > 0$  et  $\epsilon = -1$  sinon.

Ces formules ne sont valables que si  $v < c$ , c'est à dire que l'on est à une vitesse inférieure à la vitesse du son<sup>1</sup>.

Cette formule peut s'approximer si  $v \ll c$  à

$$\nu(t) = \nu_0 \left(1 - \epsilon \frac{v}{c}\right) \quad (10.20)$$

A faible vitesse, les cas d'un émetteur ou récepteur mobiles se confondent. Ce n'est pas rigoureusement la situation. En particulier, quand la vitesse  $v$  devient proche de celle du son, les deux formules diffèrent sensiblement, avec l'apparition d'une singularité (mur du son) quand l'émetteur est mobile.

### 10.2.3 Récepteur et émetteur mobile sur la même trajectoire

Pour simplifier, nous supposons le cas unidimensionnel où l'émetteur  $P$  se déplace à la vitesse constante  $v_P$  et le récepteur  $M$  se déplace à la vitesse constante  $v_M$  sur la même trajectoire rectiligne. La source est supposée émettre une onde monochromatique  $\nu_0$ .

Dans ce cas, le champ généré par la source dans le milieu a pour fréquence (devant la source)

$$\nu_1 = \nu_0 \left( \frac{1}{1 + \frac{v_P}{c}} \right) \quad (10.21)$$

Le récepteur étant à la vitesse  $v_M$ , il mesure une fréquence décalée

$$\begin{aligned} \nu &= \nu_1 \left( 1 + \frac{v_M}{c} \right) \\ &= \nu_0 \left( \frac{1 + \frac{v_M}{c}}{1 - \frac{v_P}{c}} \right) \end{aligned} \quad (10.22)$$

### 10.2.4 Émetteur et récepteur fixe dans un milieu mobile

Dans ce cas, l'équation des ondes est valide dans le référentiel du fluide. Nous avons alors le même cas de figure que si le milieu est fixe, et l'émetteur et le récepteur se déplace à la même vitesse  $-v$

Si l'émetteur et le récepteur sont alignés dans l'axe de l'écoulement (et que les vitesses sont subsoniques ( $v < c$ )), alors le Doppler à l'émission et celui à la réception se compensent parfaitement. Si l'écoulement n'est pas aligné aux positions des émetteurs et récepteurs, ce n'est plus tout à fait le cas.

### 10.2.5 Réflexion sur un obstacle fixe d'un émetteur/récepteur mobile

Dans ce cas, par exemple un écho-sondeur se déplaçant à la vitesse  $v$  vers un obstacle fixe, nous avons successivement :

---

<sup>1</sup>ce qui est généralement le cas en acoustique sous-marine.

- émission par la source d'une onde à la fréquence  $\nu_0$
- présence dans le milieu devant l'émetteur d'une onde à la fréquence  $\nu_0 \frac{1}{1-\frac{v}{c}}$
- réflexion par la cible d'une onde de fréquence  $\nu_0 \frac{1}{1-\frac{v}{c}}$
- réception par l'écho-sondeur d'une onde de fréquence  $\nu_0 \frac{1+\frac{v}{c}}{1-\frac{v}{c}}$

Le décalage de fréquence est donc

$$\nu = \nu_0 \frac{1 + \frac{v}{c}}{1 - \frac{v}{c}} \quad (10.23)$$

$$\approx \nu_0 \left(1 + 2 \frac{v}{c}\right) \quad \text{si } v \ll c \quad (10.24)$$

### 10.2.6 Réflexion sur un obstacle mobile d'un émetteur/récepteur fixe

Dans le cas contraire d'un écho-sondeur fixe et d'une cible mobile s'approchant du système d'émission/réception à la vitesse  $v$ ,

nous avons :

- présence dans le milieu d'une onde à la fréquence  $\nu_0$
- fréquence apparente sur la cible  $\nu_0 (1 + \frac{v}{c})$
- ré-émission par la cible mobile d'une onde à la fréquence  $\nu_0 (1 + \frac{v}{c})$
- présence dans le milieu de l'onde réfléchie à la fréquence  $\nu_0 \frac{1+\frac{v}{c}}{1-\frac{v}{c}}$
- mesure par le récepteur de l'onde à cette même fréquence

Nous obtenons donc le même résultat que dans le cas précédent :

$$\nu = \nu_0 \frac{1 + \frac{v}{c}}{1 - \frac{v}{c}} \quad (10.23)$$

$$\approx \nu_0 \left(1 + 2 \frac{v}{c}\right) \quad \text{si } v \ll c \quad (10.24)$$

### 10.2.7 Représentation temporelle de l'effet Doppler

Généralement l'effet Doppler est représenté par son impact sur les fréquences, on peut aussi présenter ses effets temporels.

Par rapport aux effets fréquentiels, les formules sont inversées et c'est dans le cas du récepteur en mouvement qu'apparaît une équation implicite.

### Effet Doppler en émission

Soit un émetteur, se déplaçant selon l'axe  $x$  à la vitesse  $v$  selon l'équation

$$x(t) = vt \quad (10.25)$$

soit un récepteur placé sur l'axe  $x$  à la distance  $x_0$ .

L'émetteur émet deux pulses, l'un à l'instant  $t_1 = 0$  et l'autre à l'instant  $t_2 = \Delta t$ .

Le premier pulse est envoyé depuis la position  $x = 0$ , il est donc reçu sur le récepteur à

$$t'_1 = t_1 + \frac{x_0}{c} = \frac{x_0}{c} \quad (10.26)$$

Le second pulse est envoyé depuis la position  $x = vt_2$ , il est donc reçu à l'instant

$$t'_2 = t_2 + \frac{x_0 - vt_2}{c} = \Delta t + \frac{x_0 - v\Delta t}{c} \quad (10.27)$$

L'intervalle de temps mesuré à la réception est donc

$$\Delta t' = t'_2 - t'_1 = \Delta t \left(1 - \frac{v}{c}\right) \quad (10.28)$$

### Effet Doppler en réception

Cette fois ci, on suppose l'émetteur fixe en  $x = 0$  et le récepteur en mouvement selon l'équation  $x_0 + vt$

L'émetteur envoie son premier pulse à  $t_1 = 0$  et le second à  $t_2 = \Delta t$ .

Le premier pulse est reçu à l'instant  $t'_1$  tel que la distance émetteur / récepteur correspond à la distance de propagation de l'onde sonore pendant la durée  $t'_1 - t_1$ .

On a donc

$$x_0 + vt'_1 = c(t'_1 - t_1) \quad (10.29)$$

de même pour le second pulse

$$x_0 + vt'_2 = c(t'_2 - t_2) \quad (10.30)$$

d'où

$$\begin{aligned} t'_2 - t'_1 &= t_2 + \frac{x_0 + vt'_2}{c} - t_1 - \frac{x_0 + vt'_1}{c} \\ (t'_2 - t'_1) \left(1 - \frac{v}{c}\right) &= (t_2 - t_1) \end{aligned} \quad (10.31)$$

et donc (avec l'approximation  $v \ll c$ , pour le dernier terme)

$$\Delta t' = \Delta t \frac{1}{1 - \frac{v}{c}} \approx \Delta t \left(1 + \frac{v}{c}\right) \quad (10.32)$$

Ainsi, si l'émetteur se rapproche du récepteur, l'écart temporel entre deux signaux successifs reçus est plus faible que l'écart à l'émission et réciproquement, si l'émetteur et le récepteur s'éloignent, l'écart temporel perçu augmente par rapport à l'écart initial.

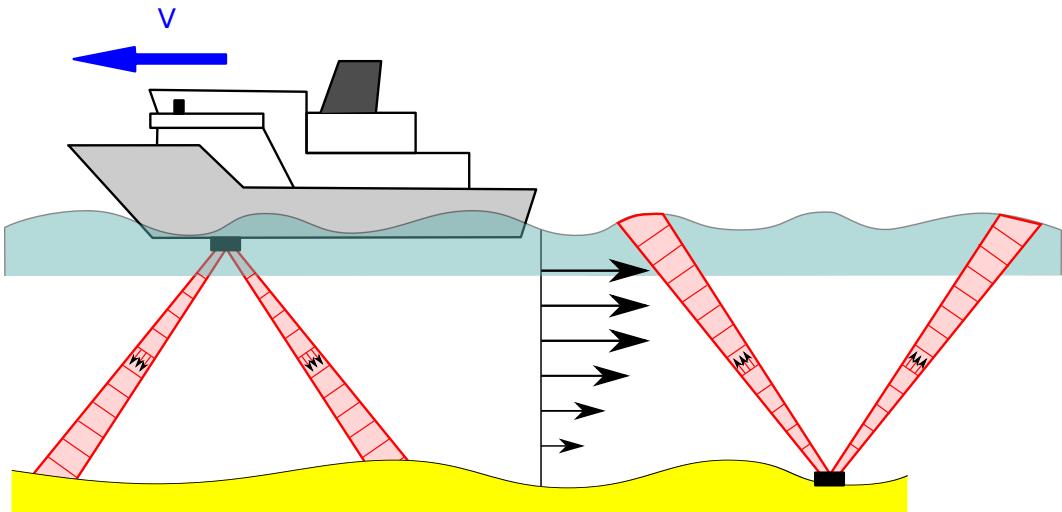


FIG. 10.7 : Géométrie pour la mesure des courants

## 10.3 Généralités sur les loch Doppler

### 10.3.1 Remarque sur la terminologie

Les systèmes utilisés pour la navigation sont généralement appelés **Loch Doppler (Doppler Log)**, compte tenu de leur rôle principal qui est de permettre la mesure de la vitesse d'un navire ou d'un véhicule sous-marin.

Tous sont aptes à mesurer la vitesse par rapport au fond dans la mesure où la portée du système le permet. Les systèmes de bonne qualité sont aussi capables de mesurer la vitesse par rapport à la colonne d'eau. C'est cependant plus difficile compte tenu du faible niveau des réflecteurs dans l'eau mais aussi de la répartition volumique aléatoire des réflecteurs qui oblige à avoir des algorithmes plus complexes.

Les systèmes aptes à mesurer la vitesse par rapport à la colonne d'eau sont aussi capables de mesurer le courant.

Si une mesure précise du courant en un point doit être faite, le système est alors posé sur le fond (en mode autonome) et le courant en fonction de l'immersion est calculé par l'effet Doppler sur la réflexion des ondes acoustiques sur les particules convectées par le courant (figure 10.7 à droite).

Il est aussi possible de mesurer le courant à partir d'un navire en déplacement. Dans ce cas, le navire mesure sa vitesse surface (pour différentes profondeurs dans la masse d'eau) et sa vitesse fond par les échos sur le fond. Le courant est alors estimé comme la différence entre la vitesse fond et la vitesse surface (figure 10.7 à gauche).

Cette méthode a l'avantage de pouvoir mesurer la vitesse du courant sur toute une section de l'océan sous la trajectoire du navire, néanmoins, la précision est moins bonne car les mesures sont moyennées moins longtemps et de plus se font en différentiel.

C'est donc un outil très utilisé par les océanographes pour la mesure des courants. Dans le cadre de cette utilisation, le système est appelé **ADCP (Acoustic Doppler Current Profiler)** ou **ADP**

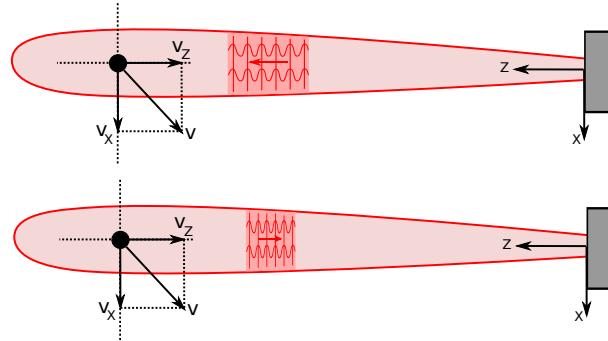


FIG. 10.8 : Principe du DVL, cas d'un signal monofréquentiel. Sur ce dessin  $v_z$  est négatif car l'axe  $z$  pointe dans la direction d'émission.

**(Acoustic Doppler Profiler).** En général, il s'agit du même instrument que le DVL.

Un ADCP placé au point fixe vers la surface est un outil très précieux en océanographie car ce capteur permet avec les traitements adéquats de fournir :

- l'amplitude et la direction des courants en fonction de la profondeur,
- le taux de turbulence dans la colonne d'eau,
- la hauteur et la direction des vagues,
- la hauteur des marées,
- la turbidité en fonction de la profondeur.

### 10.3.2 Application du Doppler sur un faisceau acoustique

Supposons un transducteur acoustique en émission / réception selon une ouverture angulaire relativement faible (figure 10.8) et émettant un signal de fréquence  $\nu$ .

Si dans ce faisceau, un réflecteur est mobile selon le vecteur  $\mathbf{v}$ , de part l'effet Doppler, le réflecteur réfléchit vers le transducteur un signal de fréquence  $\nu \left(1 - 2\frac{v_z}{c}\right)$

L'effet Doppler est fonction de la projection de la vitesse  $\mathbf{v}$  sur l'axe du faisceau, c'est à dire dans notre cas,  $v_z$ .

Si  $\nu'$  est la fréquence mesurée, la vitesse **radiale** du réflecteur est alors estimée par

$$v_z = \frac{c}{2} \left( \frac{\nu - \nu'}{\nu} \right) = -\frac{c\delta\nu}{2\nu} \quad (10.33)$$

La composante de  $\mathbf{v}$  perpendiculaire au faisceau n'est en revanche pas mesurable.

Dans cette équation, la vitesse  $c$  est celle de l'onde sonore à l'endroit où l'effet Doppler se forme, c'est à dire dans ce cas, au niveau du réflecteur.

De même, si l'émetteur émet deux pulses espacés de  $\Delta t$ , les pulses reçus sont espacés de  $\Delta t'$  (figure 10.9), comprimé ou étendu à selon la formule  $\Delta t \left(1 + 2\frac{v_z}{c}\right)$

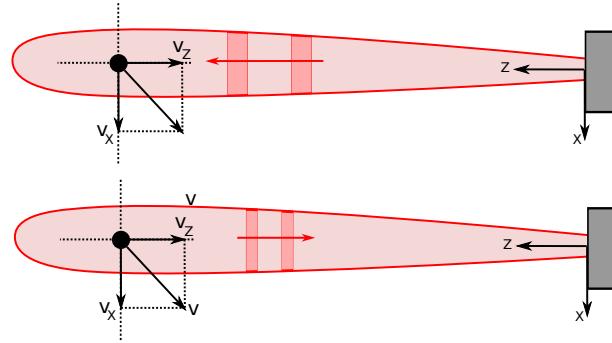


FIG. 10.9 : Principe du DVL, cas d'un double pulse large bande.

Si  $\Delta t'$  est la différence de temps entre les pulses reçus, la vitesse est estimée

$$v_z = \frac{c}{2} \left( \frac{\Delta t' - \Delta t}{\Delta t} \right) \quad (10.34)$$

### 10.3.3 Réflecteurs utilisés

Dans le cas de la mesure de la vitesse fond, pour mesurer la vitesse du navire le réflecteur doit être fixe dans le référentiel terrestre.

La seule possibilité est d'utiliser le fond de l'océan, ce qui nécessite de l'atteindre avec le rayon acoustique.

En fonction de la situation, cela peut nécessiter un choix de fréquence adaptée, sachant que plus la fréquence est basse, plus on peut fonctionner avec un fond lointain mais moins la mesure sera précise.

Pour la mesure par rapport à la masse d'eau, les réflecteurs sont toutes les impuretés macroscopiques qui sont charriées par l'eau et qui contribuent à la rétrodiffusion volumique acoustique.

Parmi ces réflecteurs, on trouve essentiellement :

- des micro-bulles de gaz,
- les planctons (zooplanctons et phytoplanctons),
- le sédiment en suspension,
- plus rarement des variations d'impédance liées aux variations de température.

Ces réflecteurs sont généralement très faibles, ce qui implique qu'un loch Doppler apte à mesurer la vitesse dans la colonne d'eau doit être très sensible. Leur sensibilité fait qu'ils sont utilisés aussi pour caractériser la vie marine.

D'après [APL94], les niveaux de rétrodiffusion volumique entre 10 et 60 kHz varient entre -81 dB/m pour les zones tropicales et -66 dB/m pour les zones riches en planctons.

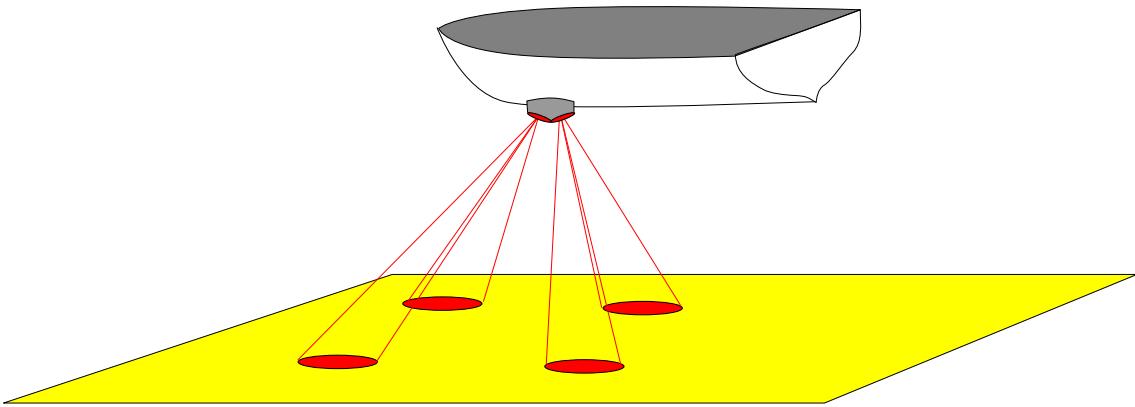


FIG. 10.10 : Configuration double Janus

Un des principaux constructeurs de DVL, RDI instruments, cite des cas qui restent rares où la pureté de l'eau de mer diminue la portée de la mesure de la vitesse par rapport à la masse d'eau : par exemple au delà de 1200 m de fond ou dans les eaux tropicales [Gor96].

Bien évidemment, ces niveaux dépendent aussi de la météorologie récente, de la migration planctonique entre le jour et la nuit, des courants, etc....

## 10.4 Géométrie de mesure

Un seul faisceau acoustique ne peut mesurer que la composante de vitesse projetée sur la direction de ce faisceau. Si on souhaite mesurer les trois composantes de la vitesse, il est nécessaire d'envoyer au minimum trois faisceaux dans trois directions indépendantes.

Sur les navires de commerce, la mesure de la vitesse horizontale dans l'axe du navire est en général la grandeur principale recherchée.

Comme il n'est pas possible d'utiliser un faisceau horizontal depuis la surface (il n'atteindrait pas le fond, et la vitesse surface serait totalement polluée par les vagues, la turbulence et les bulles), une solution à deux faisceaux placés symétriquement par rapport à la verticale est utilisée (figure 10.5).

Les angles des faisceaux acoustiques par rapport à la verticale sont souvent choisis entre 20 et 30° par rapport à la verticale.

La vitesse verticale est proportionnelle à la demi-somme des deux vitesses mesurées et la vitesse horizontale est liée à la demi-différence. De plus, cette configuration permet d'atténuer les effets nuisibles du tangage sur la qualité.

On parle alors de configuration **Janus**.

Pour avoir les trois composantes, la solution préférée est une solution à 4 faisceaux équirépartis autour de la verticale appelé **double Janus** (figure 10.10).

La solution à quatre faisceaux est préférée à la configuration à trois faisceaux car la symétrie permet de compenser quelques biais et, de plus, la redondance permet d'avoir un estimateur de la qualité

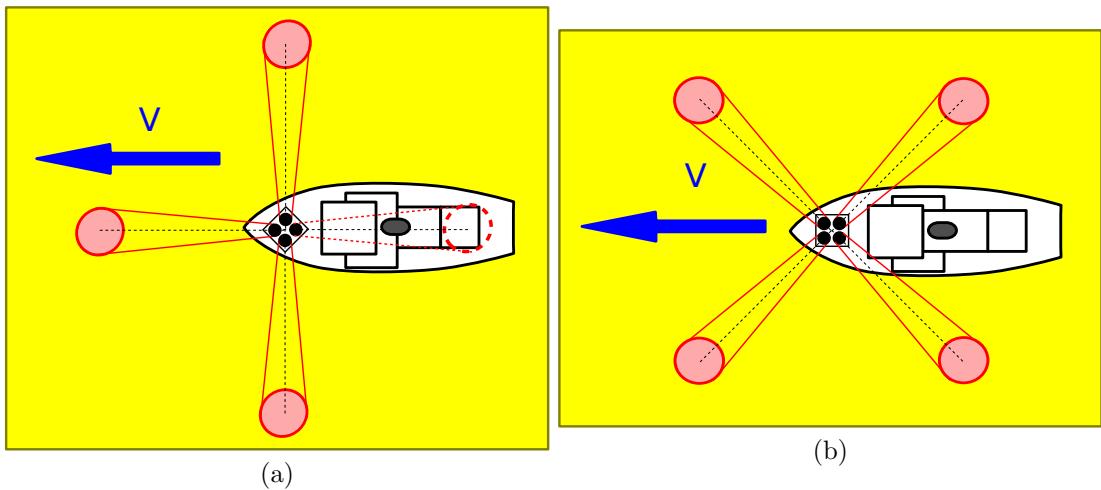
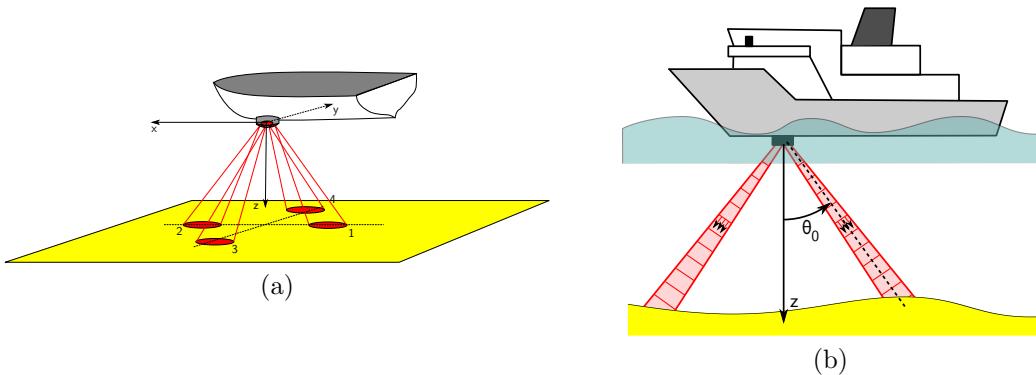
FIG. 10.11 : Configuration Janus à  $0^\circ$  et à  $45^\circ$ .

FIG. 10.12 : Conventions de signe dans le calcul du Doppler (les vitesses Doppler sont supposées positives si les particules s'éloignent du transducteur.)

de mesure.

Sur le véhicule, le système peut être monté soit avec deux faisceaux dans l'axe du navire et deux faisceaux perpendiculaires, soit dans une configuration à  $45^\circ$  (figure 10.11).

La configuration à  $45^\circ$  est généralement conseillée par le constructeur car il travaille dans un sillage plus symétrique.

#### 10.4.1 Estimation des vitesses sur un double Janus

Supposons un système orienté selon l'axe principal du navire avec 4 faisceaux orientés avec un angle  $\theta_0$  par rapport à la verticale, selon respectivement les directions  $-x$ ,  $+x$ ,  $-y$  et  $+y$  (figure 10.12 (a) et (b)).

Si dans le référentiel navire, sa vitesse est  $v$  et celle du courant  $u$ .

Sur les quatres faisceaux, les valeurs de vitesse mesurées étant les vitesses relatives au navire projetées sur les quatres directions, nous avons sur chaque faisceau, les vitesses Doppler  $v_{d1}$  à  $v_{d4}$  :

$$\begin{aligned} v_{d1} &= -(u_x - v_x) \sin \theta_0 + (u_z - v_z) \cos \theta_0 \\ v_{d2} &= (u_x - v_x) \sin \theta_0 + (u_z - v_z) \cos \theta_0 \\ v_{d3} &= -(u_y - v_y) \sin \theta_0 + (u_z - v_z) \cos \theta_0 \\ v_{d4} &= (u_y - v_y) \sin \theta_0 + (u_z - v_z) \cos \theta_0 \end{aligned} \quad (10.35)$$

En conséquence, les vitesses peuvent être retrouvées par

$$\begin{aligned} u_x - v_x &= \frac{v_{d2} - v_{d1}}{2 \sin \theta_0} \\ u_y - v_y &= \frac{v_{d4} - v_{d3}}{2 \sin \theta_0} \\ u_z - v_z &= \frac{v_{d1} + v_{d2} + v_{d3} + v_{d4}}{4 \cos \theta_0} \end{aligned} \quad (10.36)$$

On peut aussi remarquer qu'il y a deux méthodes indépendantes pour mesurer  $u_z - v_z$ , à savoir

$$u_z - v_z = \frac{v_{d1} + v_{d2}}{2 \cos \theta_0} = \frac{v_{d3} + v_{d4}}{2 \cos \theta_0} \quad (10.37)$$

Cette redondance permet d'avoir une information sur la qualité de la mesure.

## 10.5 Classes d'algorithmes

Pour estimer la vitesse par effet Doppler, il y a principalement trois classes d'algorithmes :

- La mesure **Doppler incohérent**, le terme anglais de **pulse to pulse incoherent Doppler** est plus exacte ;
- La mesure **Doppler coherent (Pulse to pulse coherent Doppler)** ;
- la mesure **Doppler codée large bande (Coded-Pulse Broadband Doppler)**.

### 10.5.1 Doppler incohérent

On parle de “pulse to pulse incoherent Doppler” pour exprimer le fait que l'on n'exploite pas la cohérence de phase entre pings successifs : on fait une estimation du décalage de fréquence indépendamment sur chaque ping. On peut éventuellement réduire la variance par moyennage des estimées des pings successifs.

Soit un mobile qui se déplace à la vitesse  $v$  dans la direction du faisceau acoustique, il émet à partir de la date  $t = 0$  un signal sinusoïdal à la fréquence  $\nu_0$  pendant une durée  $\tau_e$ .

Le signal émis dans le référentiel du véhicule est donc

$$s_e(t) = A \Pi_{\tau_e}(t) e^{j2\pi\nu_0 t} \quad (10.38)$$

Soit un réflecteur fixe à la distance  $r$  à  $t = 0$ . Le signal reçu par le réflecteur à l'instant  $t$  correspond au signal émis à l'instant  $t_e$  telle que

$$c(t - t_e) = r - vt_e \quad (10.39)$$

On en déduit

$$(v - c)t_e = r - ct \quad (10.40)$$

ou

$$t_e = \frac{t - \frac{r}{c}}{1 - \frac{v}{c}} \quad (10.41)$$

Le signal reçu par le réflecteur et renvoyé par lui est donc

$$\begin{aligned} s(t_e) &= A' \sqcap_{\tau_e} (t_e) e^{j2\pi\nu_0 t_e} \\ &= A' \sqcap_{\tau_e} \left( \frac{t - \frac{r}{c}}{1 - \frac{v}{c}} \right) e^{j2\pi\nu_0 \frac{t - \frac{r}{c}}{1 - \frac{v}{c}}} \end{aligned} \quad (10.42)$$

qui est reçu par l'émetteur / récepteur à la date  $t'$  telle que

$$c(t' - t) = r - vt' \quad (10.43)$$

d'où

$$t = \left(1 + \frac{v}{c}\right) t' + \frac{r}{c} \quad (10.44)$$

Nous pouvons donc calculer la date d'émission en fonction de la date de réception

$$\begin{aligned} t_e &= \frac{t - \frac{r}{c}}{1 - \frac{v}{c}} \\ &= \frac{1 + \frac{v}{c}}{1 - \frac{v}{c}} t' + \frac{r}{c} \left(1 + \frac{v}{c}\right) \\ &\approx \left(1 + 2\frac{v}{c}\right) t' + \frac{r}{c} \left(1 + \frac{v}{c}\right) \end{aligned} \quad (10.45)$$

Nous en déduisons le signal reçu après réflexion en fonction du signal émis en remplaçant dans la formule 10.38 la valeur de  $t$  par  $t_e$  et on obtient

$$s(t) = A'' \sqcap_{\tau_e} \left( \left(1 + 2\frac{v}{c}\right) t' + \frac{r}{c} \left(1 + \frac{v}{c}\right) \right) e^{j2\pi\nu_0 \left( \left(1 + 2\frac{v}{c}\right) t' + \frac{r}{c} \left(1 + \frac{v}{c}\right) \right)} \quad (10.46)$$

Nous voyons que la fréquence du signal est augmentée d'approximativement d'un facteur  $1 + 2\frac{v}{c}$ , et que la durée de réception est raccourci d'un facteur  $1 - 2\frac{v}{c}$ . Nous observons aussi une modification de la phase et de la date d'arrivée du signal, mais ces derniers dépendent de la référence prise à l'émission (date de début du signal).

## Détermination de la fréquence

**Estimation du maximum du spectre** Si la durée du signal  $\tau_e$  est suffisamment grande, on peut déterminer la vitesse par le décalage en fréquence.

Le plus simple pour déterminer la fréquence reçue d'un signal monofréquentiel est de chercher le maximum de la transformée de Fourier du signal.

On peut montrer que la mesure est d'autant meilleure que le signal est bande étroite et que le rapport signal sur bruit est bon.

**Estimation par le barycentre du spectre** Comme les fréquences reçues ne sont pas pures mais affectées par le speckle, plutôt que rechercher la fréquence avec le maximum de puissance, il est préférable de mesurer le barycentre

$$\hat{\nu} = \frac{\int_0^\infty \nu S_r(\nu) d\nu}{\int_0^\infty S_r(\nu) d\nu} \quad (10.47)$$

**Estimation par la dérivée de l'autocorrélation** Le barycentre des fréquences peut aussi se calculer via l'autocorrélation.

En effet

$$\hat{\nu}_r = \frac{\int_0^{+\infty} \nu S_r(\nu) d\nu}{\int_0^{+\infty} S_r(\nu) d\nu} = \frac{1}{j2\pi} \frac{\int_0^{+\infty} j2\pi\nu S_r(\nu) d\nu}{\int_0^{+\infty} S_r(\nu) d\nu} \quad (10.48)$$

Or l'autocorrélation d'un signal est la transformée de Fourier inverse de la densité spectrale de puissance (théorème de Wiener-Khintchine) et donc :

$$R_{s_r}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S_r(\nu) e^{j2\pi\nu t} d\nu \quad (10.49)$$

d'où le calcul de la fréquence par la dérivée de l'autocorrélation

$$\hat{\nu}_r = \frac{1}{j2\pi} \frac{1}{R_{s_r}(0)} \left[ \frac{\partial R_{s_r}(0)}{\partial t} \right] \quad (10.50)$$

Cette dernière équation est généralement approchée par différence finie :

$$\hat{\nu}_r = \frac{1}{j2\pi R_{s_r}(0)} \left[ \frac{R_{s_r}(\delta t) - R_{s_r}(0)}{\delta t} \right] \quad (10.51)$$

### Performances attendues

On peut montrer via les formules de Woodward (voir l'annexe D du polycopié de bathymétrie ([Leg07])) que la borne de Cramér Rao, pour la détermination d'une sinusoïde pure de fréquence, phase et amplitude inconnue est

$$\sigma_{\hat{\nu}-\nu}^2 >= \frac{1}{\left(\frac{S}{N}\right)^2 T^2} \quad (10.52)$$

avec  $T^2$  la durée quadratique du signal

$$T^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} (t-t_0)^2 |s^2(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt} \quad (10.53)$$

et  $t_0$  le centre du signal

$$t_0 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t |s^2(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt} \quad (10.54)$$

Plus la durée du signal est courte, moins la mesure sera bonne. On a donc un compromis entre la résolution en distance de la mesure de vitesse et la précision de la mesure.

### Mesure fond

Pour une mesure de la vitesse par rapport au fond, ce n'est pas trop un handicap. En effet, la rétrodiffusion du fond est beaucoup plus forte que la rétrodiffusion dans la colonne d'eau et donc si on émet un signal long, la rétrodiffusion volumique ne va pas trop gêner.

En revanche, trois phénomènes peuvent être pénalisants :

- la combinaison de tous les réflecteurs élémentaires du fond peut être destructive ce qui entraîne un signal faible quand c'est le cas ;
- pendant l'émission, le faisceau "glisse" sur le fond avec le déplacement horizontal du navire : des réflecteurs élémentaires entrent dans le faisceau et d'autre en sortent. A cause de ce phénomène, le signal reçu va perdre en stabilité, ce qui va polluer la mesure de fréquence, car le signal ne sera plus parfaitement monofréquentiel ;
- si la durée de l'émission est trop longue, la géométrie relative entre le sondeur et un réflecteur élémentaire évolue ce qui implique une très légère variation de l'axe de projection de la vitesse relative. Ce phénomène sera surtout important si la distance au fond est faible.

Le premier phénomène peut être atténué par l'algorithme large-bande. Les deux autres phénomènes impliquent une limite à la précision finale que l'on pourrait avoir avec un faisceau de très longue durée.

### Mesure colonne d'eau

Dans la colonne d'eau, le problème est beaucoup plus important.

Si on souhaite de la résolution en distance, on est limité en temps et donc à un instant donné, le volume insonifié est faible. L'entrée et la sortie de réflecteurs aléatoires dans le volume insonifié va créer du speckle dans la rétrodiffusion et donc un signal instable qui sera beaucoup plus large bande que le signal émis.

La détermination du décalage de fréquence devient alors difficile à partir d'une sinusoïde pure.

### 10.5.2 Doppler cohérent

L'algorithme de Doppler incohérent est acceptable pour mesurer la vitesse fond, mais très bruité pour la mesure de la vitesse de la colonne d'eau.

Dans ce paragraphe, l'algorithme du Doppler cohérent est présenté. Ce dernier présente des performances très nettement supérieures, mais malheureusement il n'est applicable que pour des distances faibles et des vitesses lentes.

#### Principe général

Reprendons les hypothèses de l'émetteur / récepteur s'approchant à la vitesse  $v$  d'un ensemble de points brillants fixes situés à la distance  $r$ .

Soit une première émission à la date  $t_1$ , le signal reçu est  $s_1(t)$  avec  $t$  la date compté à partir de l'émission. Soit une émission suivante à la date  $t_2 = t_1 + \Delta t$ , est  $s_2(t)$  le signal reçu, cette fois ci comptée à partir de  $t_2$ .

Si les réflecteurs ne bougent pas par rapport au DVL, on a

$$s_2(t) = s_1(t) \quad (10.55)$$

En revanche, si les réflecteurs d'éloignent du DVL à la vitesse  $v$ , les échos du signal  $s_2(t)$  sont retardés par rapport aux échos de  $s_1(t)$  de  $\frac{2v\Delta t}{2}$ .

En conséquence, en négligeant le fait que certains réflecteurs rentrent et sortent du faisceau, nous avons

$$s_2(t) = s_1 \left( t - \frac{2v\Delta t}{2} \right) \quad (10.56)$$

Le décalage temporel du signal  $s_2(t)$  par rapport au signal  $s_1(t)$  donne une indication sur la vitesse des réflecteurs.

Ce décalage peut être mesuré par la position du maximum de l'intercorrélation entre  $s_1(t)$  et  $s_2(t)$  sur une fenêtre glissante de durée  $T$ .

$$\begin{aligned} \gamma_{s_1 s_2}(\tau) &= \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} s_2(t + \tau) \bar{s}_1(t) dt \\ &= \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} s_1(t + \tau - \frac{2v\Delta t}{c}) \bar{s}_1(t) dt \\ &\approx \gamma_{s_1 s_1} \left( \tau - \frac{2v\Delta t}{c} \right) \end{aligned} \quad (10.57)$$

L'autocorrélation d'un signal étant maximum en  $\tau = 0$ , l'intercorrélation entre  $s_1$  et  $s_2$  est maximum en  $\tau = \frac{2v\Delta t}{c}$

La longueur  $T$  de la fenêtre d'intercorrélation peut être longue si la vitesse dans la colonne d'eau est constante, sinon, la précision est diminuée.

Cependant, comme généralement, ce décalage est très faible et en particulier de telle sorte que

$$B \frac{2v\Delta t}{c} \ll 1 \quad (10.58)$$

la mesure peut directement se faire par différence de phase entre  $s_2(t)$  et  $s_1(t)$ .

En posant  $s_1(t) = A(t)e^{j2\pi\nu t}$ , la différence de phase est calculée par

$$\begin{aligned} \phi(t) &= \arg [s_2(t)\bar{s}_1(t)] \\ &= \arg \left[ A \left( t - \frac{2v\Delta t}{c} \right) e^{j2\pi\nu(t - \frac{2v\Delta t}{c})} \bar{A}(t) e^{-j2\pi\nu t} \right] \\ &\approx \arg \left[ |A(t)|^2 e^{-j\frac{4\pi\nu v \Delta t}{c}} \right] \end{aligned} \quad (10.59)$$

Cette fois ci, la précision du signal est fonction de la durée  $\Delta t$  interping et non simplement de la durée de l'émission  $\tau_e$  or  $\Delta t$  peut être beaucoup plus important que  $\tau_e$  d'où une précision nettement meilleure.

### 10.5.3 Limitation du Doppler cohérent

Potentiellement la mesure est beaucoup plus précise qu'avec le Doppler incohérent, en revanche, elle a de sévères limitations :

L'écart temporel entre deux pings  $\Delta T$  doit être suffisant pour que deux pings successifs ne se mélangent pas. On a donc une contrainte avec la portée qui est

$$\Delta T \geq 2 \frac{r}{c} \quad (10.60)$$

avec  $r$  la portée du système.

Si la mesure se fait par déphasage, on a ambiguïté de phase si  $\phi \notin [-\pi, \pi]$ , en conséquence il y a une limite sur la vitesse

$$\frac{4\pi\nu|v|\Delta t}{c} < \pi \quad (10.61)$$

Comme  $\Delta t \geq 2 \frac{r}{c}$ , on en déduit une contrainte

$$\begin{aligned} \frac{4\pi\nu|v|}{c} \left( 2 \frac{r}{c} \right) &< \pi \\ 8\pi \frac{|v|r}{c\lambda} &< \pi \end{aligned} \quad (10.62)$$

d'où

$$vr < \frac{c\lambda}{8} \quad (10.63)$$

avec  $r$  la portée du système

Si la contrainte n'est pas vérifiée, on peut néanmoins retrouver le retard par intercorrélation avec la notion de retard grossier / retard fin mais au prix d'un algorithme plus complexe.

Si  $\Delta T$  est trop grand, le plus gros problème provient du changement de points réflecteurs entre les pings successifs, ce qui implique un faisceau acoustique suffisamment large, ce qui se fait aux dépends de la précision.

De plus, le temps de cohérence du signal dépend aussi de la turbulence et de l'accélération des particules.

Expérimentalement, il a été trouvé que le temps de cohérence est de l'ordre de

$$\frac{\lambda}{T} \in [0.3 \text{ cm/s}, 10 \text{ cm/s}] \quad (10.64)$$

### 10.5.4 Doppler large bande avec codage de l'impulsion

Des deux algorithmes précédents, le Doppler cohérent est beaucoup plus précis que le Doppler incohérent mais il a une grande limitation en terme de vitesse maximale.

La solution trouvée est alors de mélanger les pulses de Doppler cohérent, c'est à dire d'émettre plusieurs pulses mais sans attendre le retour d'un pulse pour émettre le suivant.

Supposons que l'on émette deux pulses large bande (de durée courte)  $s(t)$  décalée d'un temps  $\Delta t = \frac{\tau_e}{2}$  quand précédemment on avait un CW long de durée  $\tau_e$  en Doppler incohérent (figure 10.13).

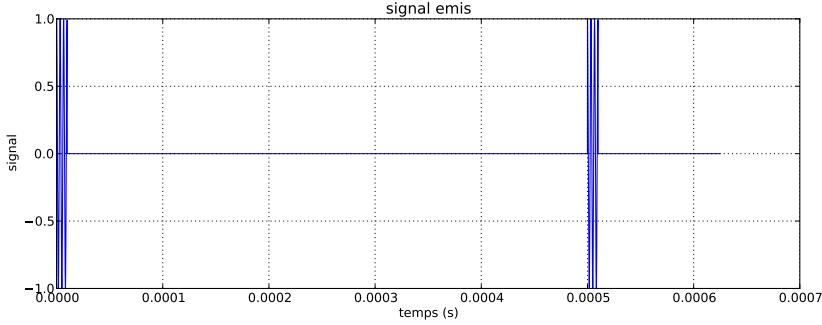


FIG. 10.13 : Exemple d'émission pour le Doppler large bande.

Le signal émis est alors

$$s_e(t) + s_e(t - \Delta t) \quad (10.65)$$

Si la réponse impulsionnelle des réflecteurs au cours du temps est  $f(t)$  (c'est à dire la réponse acoustique que l'on aurait si on était capable d'émettre un dirac  $s_e(t) = \delta(t)$ ), alors le signal reçu est la convolution du signal émis et de cette réponse, c'est à dire que le signal reçu est (l'opérateur  $*$  représente la convolution)

$$\begin{aligned} s(t) &= (s_e(t) + s_e(t - \Delta t)) * x(t) \\ &= s_e(t) * x(t) + s_e(t - \Delta t) * x(t) \end{aligned} \quad (10.66)$$

Calculons maintenant l'autocorrélation du signal reçu. Pour ce faire, le plus simple est de passer par la transformée de Fourier en profitant des propriétés suivantes :

- convolution entre  $f(t)$  et  $g(t)$  :

$$\mathcal{F}(f * g)(\nu) = \mathcal{F}(f)(\nu)\mathcal{F}(g)(\nu) \quad (10.67)$$

- corrélation entre  $f(t)$  et  $g(t)$  :

$$\mathcal{F}(f \otimes g)(\nu) = \overline{\mathcal{F}(f)(\nu)}\mathcal{F}(g)(\nu) \quad (10.68)$$

- transformée de Fourier d'un signal retardé

$$\mathcal{F}(f(t - \delta t))(\nu) = e^{-j2\pi\nu\delta t}\mathcal{F}(f)(\nu) \quad (10.69)$$

En conséquence, la fonction d'autocorrélation de  $s(t)$  est

$$\begin{aligned} \gamma_{ss}(\tau) &= \mathcal{F}^{-1} \left[ \overline{\mathcal{F}(s_e(t) * x(t) + s_e(t - \Delta t) * x(t))} \mathcal{F}(s_e(t) * x(t) + s_e(t - \Delta t) * x(t)) \right] \\ &= \mathcal{F}^{-1} \left[ (\tilde{x}(\nu)\tilde{s}_e(\nu) + e^{j2\pi\nu\Delta t}\tilde{x}(\nu)\tilde{s}_e(\nu)) (\tilde{s}_e(\nu)\tilde{x}(\nu) + e^{-j2\pi\nu\Delta t}\tilde{s}_e(\nu)\tilde{x}(\nu)) \right] \\ &= \mathcal{F}^{-1} \left[ (e^{j2\pi\nu\Delta t} + 2 + e^{-j2\pi\nu\Delta t}) |\tilde{x}(\nu)|^2 |\tilde{s}_e(\nu)|^2 \right] \\ &= 2\gamma_x(\tau) * \gamma_e(\tau) + \gamma_x(\tau - \Delta t) * \gamma_e(\tau - \Delta t) + \gamma_x(\tau + \Delta t) * \gamma_e(\tau + \Delta t) \end{aligned} \quad (10.70)$$

Nous obtenons la convolution du signal émis avec la série de réflecteur (correspond au signal qui serait reçu si on avait émis un signal correspondant à l'autocorrélation d'un des deux sous-pulses,

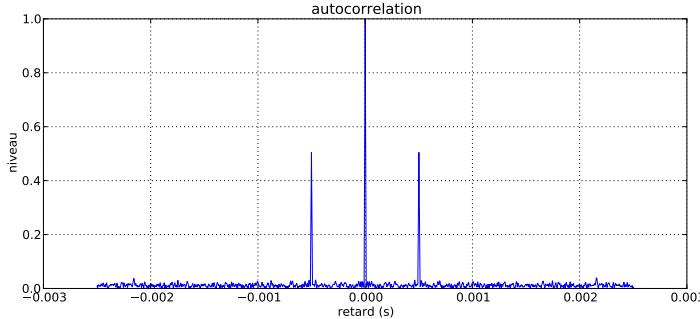


FIG. 10.14 : Autocohérence (autocorrélation normalisée) du signal reçu pour le signal émis de la figure 10.13.

mais aussi des répliques d'amplitude moitié décalées de l'écart temporel  $\Delta t$  des sous-pulses (en plus et en moins).

Si le sous-pulse est très large bande, le support temporel de  $\gamma_{s_e}(t)$  est très petit. A cause de la présence du speckle (interférence entre tous les réflecteurs) le support de  $\gamma_x(t)$  est lui aussi très petit. En conséquence la forme de l'autocorrélation du signal reçu correspond à trois pics : un pic élevé à  $\tau = 0$  et deux pics d'amplitude moitié de part et d'autre.

Si on considère la cohérence (autocorrélation normalisée par l'énergie du signal), le pic central à un niveau idéalement de 1 et les pics secondaires (pics utiles) ont un niveau de 0.5 (figure 10.14).

En présence de Doppler, le décalage des pics secondaires n'est plus  $\Delta t$  mais  $\Delta t'$  avec

$$\Delta t' = \Delta t \left( 1 - \frac{2v}{c} \right) \quad (10.71)$$

La mesure de la vitesse se fait alors en mesurant la position du maximum du pic secondaire de la mesure d'autocorrélation du signal reçu.

Dans les faits, comme pour toute mesure d'un instant d'arrivée sur un signal modulé, la mesure se fait par la mesure de la phase.

En pratique, comme le décalage attendu est très faible, la phase de l'autocorrélation pour  $\tau = \Delta t$  est estimée sachant qu'au niveau du pic, la phase est nulle.

Si la phase mesurée est  $\varphi$  pour  $\tau = \Delta t$  comme  $\frac{d\varphi}{dt} \approx 2\pi\nu$  pour un signal de porteuse  $\nu$ , le maximum est alors approximativement à

$$\Delta t' = \Delta t - \frac{\varphi}{2\pi\nu} \quad (10.72)$$

Comme toujours, en présence d'une mesure de phase, il peut y avoir ambiguïté, ce qui implique un compromis entre la vitesse maximale mesurable, la précision de mesure et l'espacement entre les sous-pulses.

### Codage du signal

Par rapport à un signal correspondant à une sinusoide pure de durée  $\tau_e$ , la méthode telle que présentée, possède le défaut d'avoir un niveau d'énergie plus faible et donc d'entraîner un rapport

signal sur bruit moins favorable.

Néanmoins, il est possible d'envoyer deux signaux codés successifs de durée  $\frac{\Delta t}{2}$ , ce qui permet, comme pour les signaux sonars, de découpler la largeur de bande du rapport signal sur bruit.

Cela pourrait se faire par exemple en envoyant deux signaux HFM (Hyperbolic Frequency Modulation) successifs. Cependant dans la réalité, une séquence de signaux B-PSK est utilisée, ce qui permet plus de souplesse dans la forme de l'autocorrélation.

La séquence envoyée est optimisée pour posséder plusieurs intervalles de signaux répliqués permettant de travailler non pas sur un seul pic secondaire, mais plusieurs, permettant d'affiner la mesure [Bru+93], [Bru+96].

De plus, le signal émis est défini de telle sorte que l'autocorrélation d'un sous-pulse possède un noeud en  $\Delta t$  et  $-\Delta t$  pour minimiser les interférences entre les pics secondaires et le pic principal.

Enfin, les signaux successifs sont différents pour minimiser l'effets de biais résiduels pouvant dégrader la méthode.

## Interprétation

L'algorithme large bande avec codage d'impulsion est une méthode proche de l'algorithme "pulse to pulse coherent".

Dans ce dernier, la mesure de vitesse se fait à travers la position du pic d'intercorrélation entre deux émissions successives. Comme les retours des deux pulses sont séparés, l'intercorrélation se fait dans de très bonnes conditions, avec un niveau de cohérence (intercorrélation normalisée) de 1, dans le cas idéal d'un déplacement constant des particules, sans modification de la répartition.

Dans le cas de l'algorithme large bande, le second sous-pulse est envoyé avant le retour des échos provenant du premier signal. En conséquence, les échos associés aux deux sous-pulses sont mélangés, réduisant de moitié le pic associé à la corrélation entre les deux sous-pulses. En conséquence, l'estimation du décalage temporel est moins bon.

En revanche, les contraintes très strictes de vitesse maximale mesurable sont beaucoup moins sévères, permettant un très bon compromis : précision / dynamique.

Comparé avec l'algorithme "pulse to pulse incoherent", l'algorithme est très supérieur.

Pour s'en convaincre, il suffit d'étudier le spectre des signaux pour les deux méthodes.

Supposons un signal CW de durée  $\tau_e$  et de fréquence  $\nu$ . Le spectre du signal émis est (pour les fréquences positives), une raie à la fréquence  $\nu$  et de largeur de bande  $\frac{1}{\tau_e}$ .

Dans le cas du signal reçu, cette raie est décalée de  $\frac{2v}{c}\nu$  (figure 10.15).

Compte tenu du speckle, le spectre reçu est bruité (contrairement à la figure 10.15).

En effet, le spectre du signal peut être interprété comme le produit d'une raie de bande étroite et d'un spectre proche d'un bruit blanc, en tant que convolution du signal émis décalé en fréquence et de la réponse des réflecteurs qui peut être associé à une séquence aléatoire.

En conséquence, l'estimation du décalage en fréquence est entachée d'erreur.

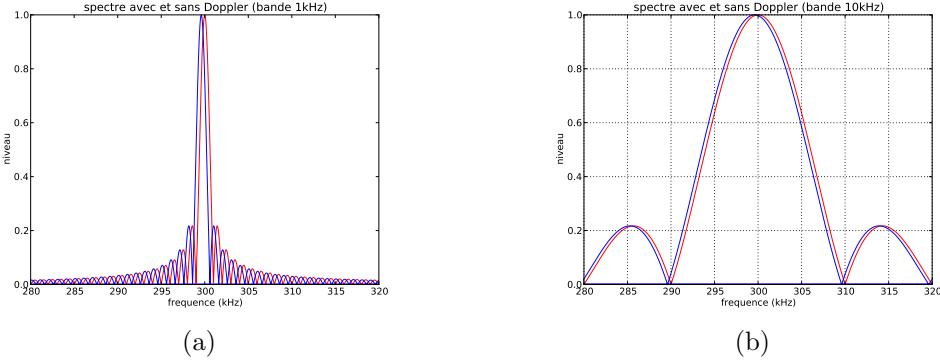


FIG. 10.15 : (a) signal émis (en bleu) et affecté d'un Doppler (sans speckle) (en rouge) pour une largeur de bande de 1kHz (b) pour une largeur de bande de 10kHz. Dans les deux cas : fréquence centrale de 300 kHz et vitesse de 1 m/s

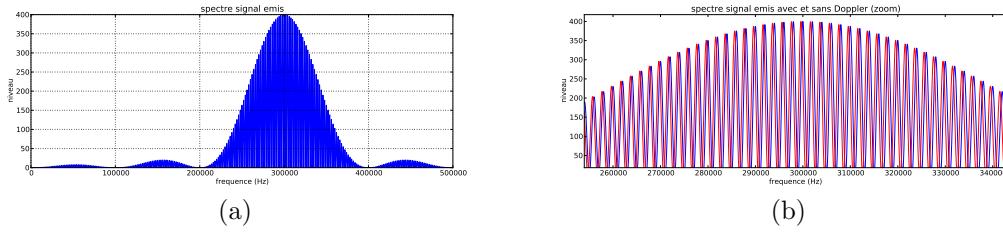


FIG. 10.16 : (a) Spectre d'émission en large bande (b) Zoom sur le spectre émis et le spectre reçu (en absence de speckle). Largeur de bande de 100 kHz avec  $\Delta t = 500 \mu s$ .

Dans le cas d'une séquence de deux sous-pulses large bande, la transformée de Fourier du signal émis est

$$\begin{aligned} \mathcal{F}(s_e(t))(\nu) &= \mathcal{F}(s_e(t) + s_e(t + \Delta t)) \\ &= \tilde{s}_e(\nu)(1 + e^{j2\pi\nu\Delta t}) \end{aligned} \quad (10.73)$$

On obtient alors le produit d'un spectre large bande ( $\tilde{s}_e(\nu)$ ) et d'un signal correspondant à une sinusoïde oscillant entre 0 et 1 de "période fréquentielle"  $\frac{1}{\Delta t}$ .

Ce spectre correspond alors à une série d'approximativement  $n \approx B\Delta t$  de pics (figure 10.16). Si les deux sous-pulses sont espacés, ce nombre peut être important (en pratique, une centaine de maxima), ce qui correspond à autant de maxima pour lesquels la mesure de Doppler peut être estimée, rendant la mesure d'autant plus robuste (écart type réduit en  $\frac{1}{\sqrt{n}}$ ) (figure 10.17).

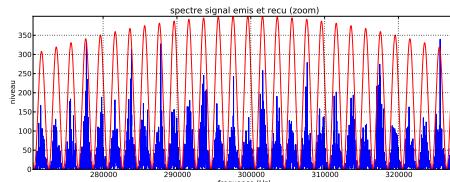


FIG. 10.17 : Zoom sur le spectre émis et le spectre reçu (en présence de speckle). Largeur de bande de 100 kHz avec  $\Delta t = 500 \mu s$ .

## 10.6 Sources d'erreur d'un DVL

### 10.6.1 Vitesse du son dans l'eau

Pour une vitesse radiale  $v$  et une fréquence centrale  $\nu_0$ , le décalage Doppler (en émission/réception) est

$$\delta\nu \approx \nu_0 \left( 1 + 2 \frac{v}{c} \right) \quad (10.74)$$

L'effet Doppler dépend donc de la vitesse du son dans l'eau.

La question à se poser est de savoir si la vitesse à identifier est celle au niveau du capteur DVL ou au niveau des réflecteurs.

Que ce soit l'émetteur, le réflecteur ou le récepteur qui bouge, l'effet Doppler (décalage réel de fréquence dans le milieu à l'émission ou apparent seulement à la réception) se crée au moment de l'interaction de l'onde entre deux milieux en mouvements relatifs.

Ainsi, si l'émetteur ou le récepteur est en mouvement par rapport au fluide, la vitesse du son à considérer est celle au niveau de l'instrument, si en revanche le réflecteur est en mouvement, la vitesse est celle à la position de ce dernier.

Pour la vitesse d'un mobile par rapport au fond, la célérité sonore à prendre en compte est celle au niveau du capteur. Pour la vitesse par rapport à la masse d'eau, en théorie toutes les célérités sont à prendre en compte, néanmoins, si le mobile se déplace vite par rapport au courant, la célérité au niveau du véhicule sera prédominante en terme de précision de mesure.

### 10.6.2 Profil de bathycélérité

Comme pour toute propagation acoustique, les variations de célérité dans la masse d'eau ont une influence sur la trajectoire des rayons acoustiques (figure 10.18).

L'erreur potentiellement commise dans l'estimation de la vitesse Doppler est bien évidemment liée à la célérité du son au niveau des réflecteurs, mais aussi et surtout par la déviation des rayons.

En effet, on peut rappeler que la valeur estimée est **la projection du vecteur vitesse sur la direction du rayon acoustique**. Si le rayon est dévié, la composante du vecteur vitesse est légèrement modifiée.

Dans les faits, le problème est mineur :

- dans le cas de la vitesse du véhicule, au niveau de ce dernier, le rayon n'est très pas dévié.

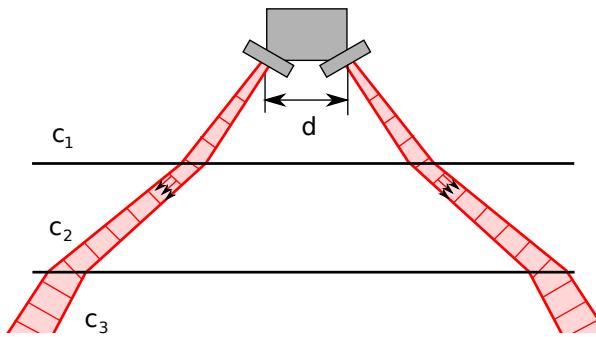


FIG. 10.18 : Réfraction sonore dans le cas d'un DVL

- dans le cas de la mesure du courant, généralement c'est la composante horizontale de ce dernier qui est recherchée.

Si le faisceau acoustique est émis selon l'angle d'incidence  $\theta_0$  en un lieu de célérité  $c_0$ , suite au passage dans différentes strates horizontales de célérités différentes, l'onde sonore arrive aux niveaux des réflecteurs à la vitesse  $c_n$  et selon l'angle  $\theta_n$ .

Le décalage Doppler lié à un courant horizontal  $u_x$  sera donc réellement

$$\delta\nu = \nu_0 \left( 1 - \frac{2u_x \sin \theta_n}{c_n} \right) \quad (10.75)$$

or, si on suppose un milieu homogène de célérité  $c_0$  partant de l'angle  $\theta_0$ , l'interprétation faite est

$$\delta\nu = \nu_0 \left( 1 - \frac{2u_x \sin \theta_0}{c_0} \right) \quad (10.76)$$

Mais compte tenu de la loi de Snell Descarte, en cas de stratification horizontale de la bathycélérité nous avons

$$\frac{\sin \theta_n}{c_n} = \frac{\sin \theta_0}{c_0} \quad (10.77)$$

En conséquence, pour les vitesses horizontales, la stratification des océans n'a pas d'influence (en revanche, elle en a légèrement sur les vitesses verticales).

En conséquence, en règle générale, la mesure du profil bathycélémétrique n'est pas nécessaire.

Seule la célérité au niveau du transducteur est mesurée.

### Cas important des voies formées électroniquement

Les capteurs DVL forment entre 3 et 5 faisceaux à partir de transducteurs élémentaires directement dirigés selon les directions angulaires définies.

Plus récemment sont apparus des DVL où les faisceaux sont générés par une antenne planaire via une formation de voies.

Un tel système a potentiellement trois intérêts :

- l'antenne est parallèle à la coque du navire, ce qui évite d'être un obstacle à l'écoulement,
- le système est plus compact, puisque pour une résolution donnée, une seule antenne peut être utilisée pour les différentes directions,
- un tel système est moins sensible à une erreur de l'estimation de la célérité sonore.

Sur ce dernier point, nous pouvons rappeler que pour diriger un faisceau selon une direction  $\theta_0$ , il est nécessaire de retarder un capteur  $n$  par rapport au capteur 0 distant de la distance  $x_n$  de

$$\delta\tau_n = \frac{x_n}{c} \sin \theta_0 \quad (10.78)$$

En conséquence, une erreur  $\delta c$  sur la célérité sonore implique une erreur sur la direction du faisceau  $\delta\theta$  telle que

$$\frac{\sin(\theta_0 + \delta\theta)}{c + \delta c} = \frac{\sin \theta_0}{c_0} \quad (10.79)$$

Ainsi, comme précédemment, l'erreur d'angle est parfaitement compensée par l'erreur de célérité sonore pour la mesure des vitesses horizontales (plus précisément parallèle à l'antenne).

### 10.6.3 Autres sources d'erreurs

Bien évidemment, d'autres sources d'incertitude sont présentes.

#### Mésalignement des transducteurs

Dans le cas d'une mesure de vitesse pour hybrider une centrale inertie, la précision recherchée est de l'ordre de 1% de la vitesse moyenne sur le long terme. En conséquence, les moindres défauts ont une influence sur la précision.

Ainsi, potentiellement les défauts d'angle de pointage des transducteurs peuvent dégrader la mesure et nécessite d'être identifiés dans une phase de calibrage.

#### Turbulence

Le calcul de la vitesse se fait par combinaison linéaire des mesures des faisceaux. Cela implique de manière sous-jacente que la vitesse de l'écoulement est constante au niveau du système (pour la mesure de la vitesse du mobile) et dans le volume insonifié (pour les vitesses du courant). Dans le cas contraire les mesures sont biaisées.

En particulier, en présence de turbulences, les mesures de vitesse de la masse d'eau sont fluctuantes (figure 10.19(a)). Indirectement, l'écart type des mesures permet de remonter au taux de turbulence pour une mesure ADCP à partir d'un point fixe.

#### Fonction de directivité du faisceau

Les faisceaux ne sont pas infiniment fins. Ils ont une ouverture angulaire finie (de quelques degrés), ce qui crée de la dispersion sur la direction de projection du vecteur vitesse.



FIG. 10.19 : (a) Perturbation par la turbulence (b) Perturbation par les lobes secondaires.

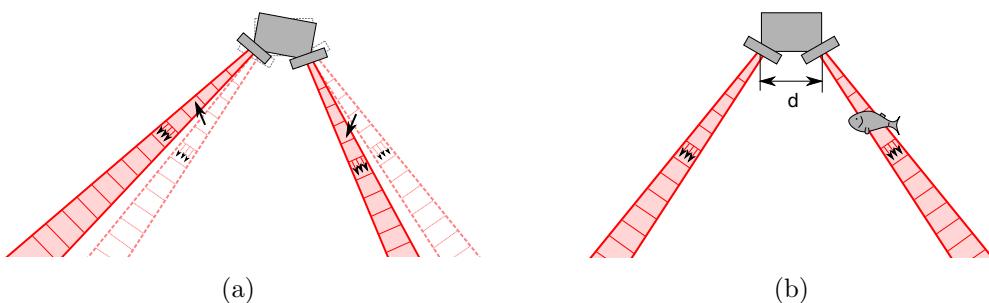


FIG. 10.20 : (a) Recalage géométrique en cas de variation d'attitude (b) Incohérence entre faisceaux.

De plus, si l'écho est plus fort dans les lobes secondaires, c'est la vitesse dans la direction du lobe qui est mesurée (figure 10.19(b)). En particulier, compte tenu de la géométrie, les échos du fond arrivent plus tôt sur certains lobes secondaires que sur le lobe principal, ce qui interdit la mesure des courants proches du fond.

### Attitude du navire

Bien évidemment, si l'instrument est monté sur un mobile, il est nécessaire de corriger de l'attitude du porteur pour obtenir la vitesse dans un repère géographique.

C'est plus particulièrement le cas sur la mesure du courant marin par tranches horizontales, où si le navire à un tangage ou un roulis, il y a un décalage possible entre les cellules à sélectionner pour calculer la vitesse à une profondeur donnée (figure 10.20(a)).

### Incohérence entre faisceaux

Une hypothèse fondamentale est que les différents faisceaux mesurent la même masse d'eau. Il est tout à fait possible qu'un ou deux faisceaux interceptent des poissons, dans ce cas, les mesures combineront la vitesse du courant et la vitesse des poissons invalidant la mesure (figure 10.20(b)).

## 10.7 Calibrage du DVL

### 10.7.1 Validation des mesures

La vitesse est estimée par combinaison des mesures des différents faisceaux. Il existe plusieurs indices permettant de valider la valeur fournie.

- les niveaux rétrodiffusés sur les différents faisceaux doivent être approximativement identiques (essentiellement dans le cas d'une mesure de la colonne d'eau). L'existence d'un écho plus fort peut indiquer la présence de poissons qui invaliderait la mesure ;
- en théorie, dans l'algorithme large bande, l'intercohérence doit être de l'ordre de 0.5. Une valeur beaucoup plus basse implique une mesure douteuse, causée par exemple par un rapport signal sur bruit trop faible ;
- en cas d'un nombre supérieur de faisceaux au nombre de degrés de liberté (donc supérieur à trois), le nombre de mesures permet d'obtenir de la redondance. Généralement, il existe alors plusieurs façons d'obtenir la vitesse verticale. Si la cohérence entre les estimations n'est pas bonne, la mesure doit aussi être invalidée.

Si après le passage par ces filtres, il existe un minimum de trois faisceaux valides, on peut malgré tout estimer une vitesse. Dans le cas contraire, toute la mesure est invalidée.

### 10.7.2 Algorithme de calibrage

Comme les autres instruments pour lesquels les angles des rayons acoustiques ont une forte influence (sondeurs multifaisceaux, USBL, ...), si le DVL est monté sur une plateforme mobile, il doit être aligné avec un capteur d'attitude du véhicule pour obtenir des mesures valides dans le repère terrestre.

Cet alignement se fait par une phase de calibrage.

Il existe deux applications pour lesquelles le calibrage est indispensable :

- pour l'estimation de la vitesse du porteur à des fins de navigation,
- pour l'estimation du courant à partir d'un porteur mobile si la vitesse fond du porteur est estimé par un autre moyen que la valeur donnée par l'ADCP sur le fond maritime.

En effet, si la vitesse fond est donnée par l'ADCP, cette dernière et la vitesse surface sont affectées par les mêmes biais, qui s'annulent étant donné que seule la différence des vitesses est exploitée.

#### Paramètres à calibrer

Potentiellement les paramètres à estimer sont :

- les trois biais d'attitude de montage,
- une erreur de gain lié possiblement aux erreurs de célérité et de montage géométrique des transducteurs [Joy89].

Dans les faits, contrairement aux erreurs de dérive, les erreurs de roulis et tangage n'interviennent qu'au deuxième ordre dans le cas courant où la vitesse du mobile est principalement horizontale et que la vitesse verticale n'est pas exploitée.

En conséquence, le calibrage se contente d'identifier l'erreur de cap et une erreur de gain.

Si selon [Joy89], l'erreur de gain est effectivement liée aux mésalignements des transducteurs, les erreurs de gain longitudinal et transversal sont a priori différents, ce qui impliquerait d'identifier aussi ce dernier. Mais si la vitesse longitudinale est plus forte que la vitesse transversale, alors ce paramètre intervient aussi au second ordre.

Néanmoins, pour un AUV en présence de courant, il serait nécessaire de l'identifier.

Si l'erreur d'alignement en lacet est notée  $\delta\psi$  et celle de gain  $\beta$ , la relation entre la vitesse "vraie"  $\mathbf{v}$  et la vitesse estimée  $\mathbf{v}_d$  (dans le repère de navigation ou le repère body) se modélise par

$$\begin{pmatrix} v_x \\ v_y \end{pmatrix} = (1 + \beta) \begin{pmatrix} \cos \delta\psi & -\sin \delta\psi \\ \sin \delta\psi & \cos \delta\psi \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{dx} \\ v_{dy} \end{pmatrix} \quad (10.80)$$

Si les erreurs restent petites, l'équation précédente peut se linéariser par

$$\begin{pmatrix} v_x \\ v_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{dx} \\ v_{dy} \end{pmatrix} + \delta\psi \begin{pmatrix} -v_{dy} \\ v_{dx} \end{pmatrix} + \beta \begin{pmatrix} v_{dx} \\ v_{dy} \end{pmatrix} \quad (10.81)$$

Pour obtenir le calibrage, il est nécessaire de comparer la vitesse fond donnée par le DVL avec une autre information absolue donnée par un capteur externe, par exemple un système de positionnement GNSS.

Cela peut se faire en comparant les vitesses avec les vitesses GNSS, ou les vitesses DVL intégrées avec les positions GNSS ou encore à travers un lisseur de Kalman.

Dans le cas, où les vitesses sont comparées, les moindres carrés fournissent le résultat (l'exposant ( $k$ ) correspond aux réalisations successives de  $K$  couples de vitesse) :

$$\begin{aligned} \widehat{\delta\psi} &= \frac{\sum_{k=0}^{K-1} v_{dy}^{(k)} v_x^{(k)} - v_{dx}^{(k)} v_y^{(k)}}{\sum_{n=0}^N ((v_{dx}^{(k)})^2 + (v_{dy}^{(k)})^2)} \\ \hat{\beta} &= -1 - \frac{\sum_{k=0}^{K-1} v_{dx}^{(k)} v_x^{(k)} + v_{dy}^{(k)} v_y^{(k)}}{\sum_{k=0}^{K-1} ((v_{dx}^{(k)})^2 + (v_{dy}^{(k)})^2)} \end{aligned} \quad (10.82)$$

Dans les faits, l'approximation linéaire n'est pas nécessaire et l'estimation peut être faite par

$$\begin{aligned} \widehat{\delta\psi} &= \arctan \left( \frac{\sum_{k=0}^{K-1} v_{dy}^{(k)} v_x^{(k)} - v_{dx}^{(k)} v_y^{(k)}}{\sum_{k=0}^{K-1} v_{dx}^{(k)} v_x^{(k)} + v_{dy}^{(k)} v_y^{(k)}} \right) \\ \hat{\beta} &= -1 - \frac{\sum_{k=0}^{K-1} v_{dx}^{(k)} v_x^{(k)} + v_{dy}^{(k)} v_y^{(k)}}{(\sum_{k=0}^{K-1} ((v_{dx}^{(k)})^2 + (v_{dy}^{(k)})^2)) \cos \hat{\phi}} \approx \frac{\sum_{k=0}^{K-1} ((v_x^{(k)})^2 + (v_y^{(k)})^2)}{\sum_{k=0}^{K-1} ((v_{dx}^{(k)})^2 + (v_{dy}^{(k)})^2)} - 1 \end{aligned} \quad (10.83)$$

Si sur le lieu du calibrage, la mesure fond n'est pas disponible car hors de portée, la vitesse surface est utilisée pour le calibrage.

Néanmoins pour diminuer les biais créés par la présence de courant, il est nécessaire de faire une trajectoire en aller / retour sur la zone et d'identifier les biais sur les différences de vitesses en chaque point entre l'aller et le retour pour retrancher l'effet du courant.

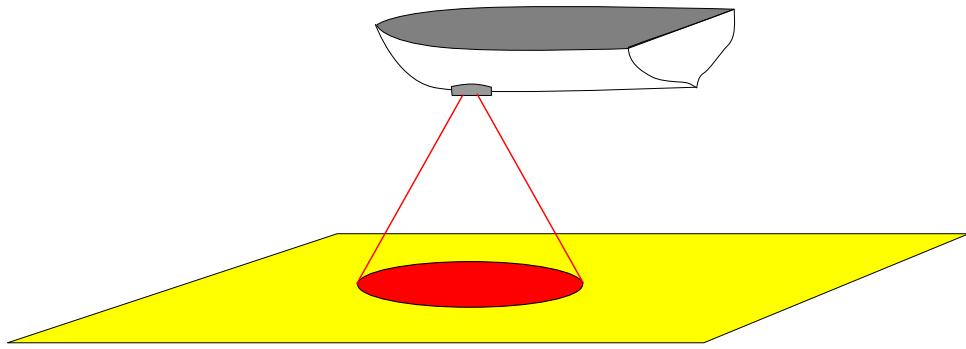


FIG. 10.21 : Géométrie d'insonification pour un capteur à corrélation.

## 10.8 CVL

Il existe d'autres technologies de capteurs de vitesse qui sont les **Correlation Velocity Log (CVL)**.

Ces capteurs ne sont potentiellement aptes qu'à mesurer la vitesse fond, en revanche, la configuration de mesure leur permet d'avoir une portée plus importante qu'un DVL à précision équivalente.

En effet le système insonifie dans un faisceau de plus grande largeur angulaire (figure 10.21) mais en incidence normale, ce qui est une géométrie favorable pour avoir une forte rétrodiffusion du fond.

### 10.8.1 Principe général

Le principe de fonctionnement part de l'idée que le speckle n'est qu'un pseudo-bruit.

Si le fond est insonifié selon la figure 10.21, et si la rétrodiffusion est incohérente, le signal de retour est affecté par du speckle et possède donc un aspect aléatoire.

Si après déplacement, le fond est de nouveau insonifié, le signal de retour sera différent (on parle donc de bruit de speckle).

En revanche, si le sondeur reste strictement au même endroit, la réalisation du bruit est identique (les micro-réflecteurs de la zone insonifiée possèdent les mêmes positions relatives par rapport à l'onde et génèrent donc les mêmes figures d'interférence).

Le principe est alors d'insonifier deux fois de suite le fond selon la même géométrie avec deux systèmes décalés en distance et en temps, l'intercorrélation entre les deux signaux reçus permettant de retrouver le déplacement.

Il existe deux variantes dans le fonctionnement d'un tel système :

- **Loch à corrélation temporelle (Temporal Correlation Log),**
- **Loch à corrélation spatiale (Spatiotemporal Correlation Log).**

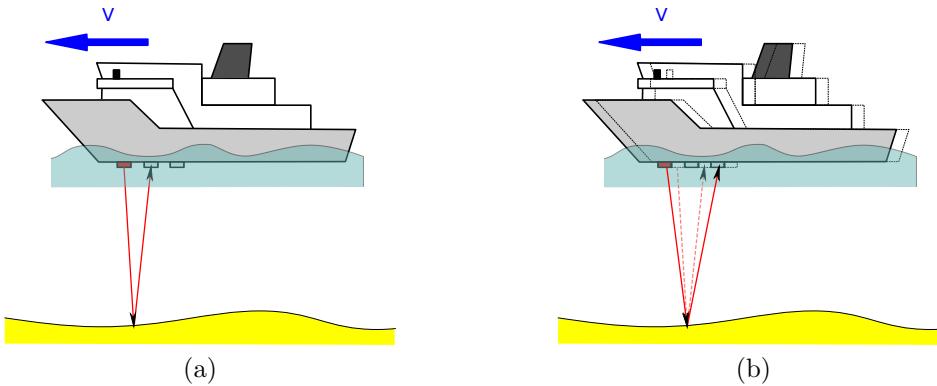


FIG. 10.22 : Principe du loch à corrélation temporelle (a) premier ping (b) second ping

### 10.8.2 Loch à corrélation temporelle

Si on raisonne sur un seul axe de mesure, nous devons disposer d'un émetteur et d'au moins deux récepteurs espacés d'une distance horizontale  $d$  (figure 10.22).

Supposons un signal émis en continu par l'émetteur, il est reçu à la fois par les deux récepteurs.

Si le navire est immobile, comme les géométries émetteur/récepteur 1 et émetteur/récepteur 2 sont différentes, les signaux enregistrés le sont aussi.

En revanche, si le véhicule avance de la distance  $\frac{d}{2}$ , on se retrouve dans la configuration de la figure 10.22(b), où la configuration émetteur/récepteur 2 est très similaire de la configuration initiale émetteur/récepteur 1. Les signaux reçus sont alors quasi-identiques.

La méthode est la suivante : un signal long est envoyé par l'émetteur qui est reçu par les deux récepteurs. Si le navire avance à la vitesse horizontale  $v$ , le signal reçu sur le capteur 1 est identique à celui reçu sur le capteur 2 une fois que le navire s'est déplacé de la distance  $\frac{d}{2}$ , en conséquence l'intercorrélation entre les mesures des deux capteurs est maximale pour un retard

$$\tau = \frac{d}{2v} \quad (10.84)$$

d'où l'estimation

$$v = \frac{d}{2\tau} \quad (10.85)$$

Dans la pratique, l'antenne est planaire pour permettre les mesures sur les deux directions horizontales, la géométrie pouvant être par exemple, l'une de celles de la figure 10.23.

De plus, le signal émis n'est pas complètement continu dans le temps, pour permettre l'écoute. Généralement la durée d'émission est de l'ordre du temps de propagation dans la colonne d'eau.

Enfin, la vitesse verticale a une influence sur la position du pic de corrélation dont il faut tenir compte dans la mesure.

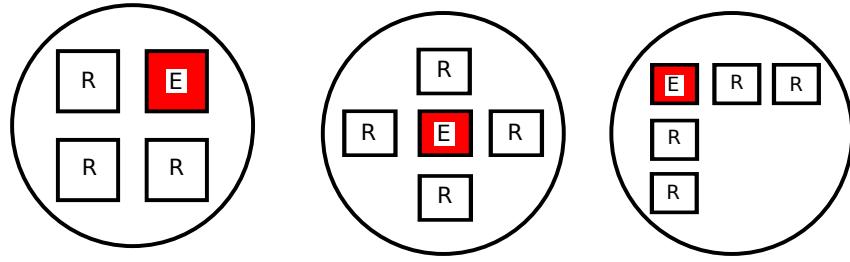


FIG. 10.23 : Géométrie possible d'antenne de loch à corrélation temporelle

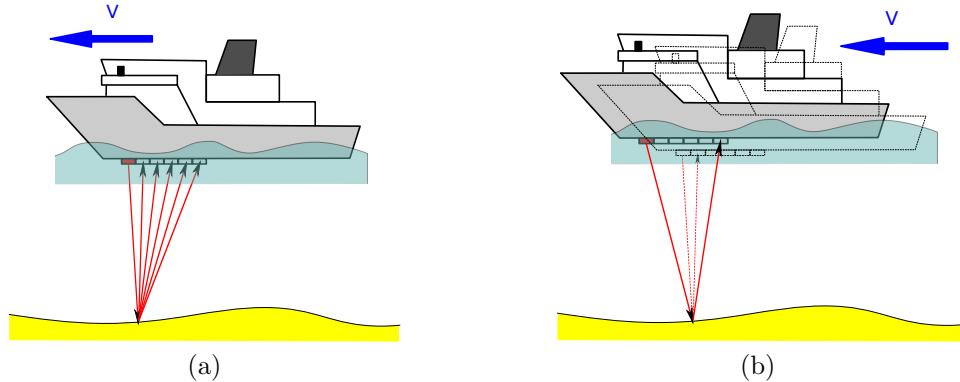


FIG. 10.24 : Principe du loch à corrélation spatiale (a) premier ping (b) second ping.

### 10.8.3 Loch à corrélation spatiale

Le loch à corrélation spatiale est une variante nécessitant un système plus complexe mais permettant de mesurer les trois composantes de vitesse.

Toujours en raisonnant dans une configuration monodimensionnelle (figure 10.24), dans un premier temps, le fond est insonifié et les échos reçus sur une antenne linéaire. Peu de temps après (généralement après le retour des échos du premier ping), un second ping est envoyé.

Si entre les deux émissions, le déplacement du navire est inférieur à  $\frac{L}{2}$  avec  $L$  la longueur de l'antenne de réception, pour les mêmes raisons que dans le loch temporel, les signaux des transducteurs d'une partie de l'antenne issus du premier ping sont corrélés avec les signaux d'une autre partie de l'antenne provenant du second ping.

Si  $d$  est la distance entre les hydrophones corrélés et  $\Delta t$  l'intervalle temporel entre les deux émissions, alors le déplacement dans l'axe de l'antenne peut être estimé par

$$v = \frac{d}{2\Delta t} \quad (10.86)$$

La distance entre transducteurs corrélés donne la vitesse horizontale. La position du pic d'inter-corrélation entre les signaux des capteurs corrélés permet d'estimer aussi la vitesse verticale.

Pour permettre d'avoir les capteurs corrélés pour une grande dynamique de vitesse possible, il est généralement nécessaire d'avoir une antenne relativement complète du type de celles de la figure 10.25.

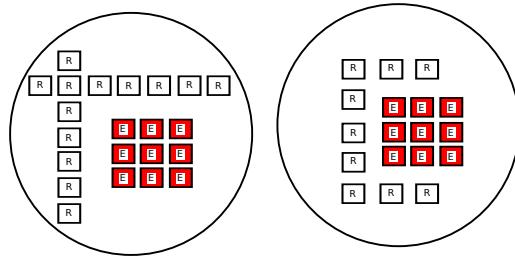


FIG. 10.25 : Géométrie possible d'antenne de loch à corrélation spatiale.

#### 10.8.4 Avantages et inconvénients des lochs à corrélation

Par rapport au DVL, la mesure de la vitesse du loch à corrélation spatiale ne dépend pas de la célérité sonore, la mesure étant purement géométrique sur le déplacement de l'antenne. De plus, la géométrie étant verticale, les portées peuvent être plus importantes à puissance égale.

Enfin, le loch a une antenne parallèle à la coque ne perturbant pas l'écoulement hydrodynamique.

En revanche, le loch à corrélation a principalement deux inconvénients : la complexité plus forte de l'électronique du système par rapport à un DVL, et l'incapacité à mesurer la vitesse dans la colonne d'eau (même si potentiellement un loch à corrélation spatiale ne l'interdirait pas par principe).

Cependant, la complexité du système et le fait que les DVL à dépointage électronique ont aussi une mesure indépendante de la célérité et une antenne plane, font que malgré tout ces systèmes restent peu utilisés.

On peut néanmoins montrer que les systèmes sonars à ouverture synthétique (Synthetic Aperture Sonar ou SAS) fournissent aussi une information de type "loch à corrélation spatiale" de part leur traitement de l'information. Si un tel sonar est monté sur le véhicule, il peut aussi faire fonction de capteur de vitesse [Dil16].



# Bibliographie

- [APL94] **APL-UW High-Frequency Ocean Environmental Acoustic Models Handbook.** Rapp. tech. APL-UW TR 9407. Seattle, WA : Applied Physics Laboratory, University of Washington, oct. 1994. URL : <http://handle.dtic.mil/100.2/ADB199453>.
- [Bar11] Neil M. BARBOUR. «Inertial Navigation Sensors». In : **Low-Cost Navigation Sensors and Integration Technology**. NATO RTO Lecture Series RTO-EN-SET-116-2. NATO. 2011. URL : [https://www.sto.nato.int/publications/STO%5C%20Educational%5C%20Notes/RTO-EN-SET-116-2011/EN-SET-116\(2011\)-02.pdf](https://www.sto.nato.int/publications/STO%5C%20Educational%5C%20Notes/RTO-EN-SET-116-2011/EN-SET-116(2011)-02.pdf).
- [Bru+93] Blair H. BRUMLEY et al. «Broadband Acoustic Doppler Current Profiler». US patent 5 208 785. Deines Instruments Incorporated ROWE. Mai 1993.
- [Bru+96] Blair H. BRUMLEY et al. «Broadband Acoustic Doppler Current Profiler». US patent 5 483 499. Deines Instruments Inc. ROWE. Jan. 1996.
- [Dil16] J. DILLON. **Aided Inertial Navigation in GPS-denied Environments Using Synthetic Aperture Processing**. Contract Report DRDC-RDDC-2016-C200. Halifax, NS, Canada : Defence Res. Develop. Canada, mar. 2016.
- [Gol67] Robert GOLD. «Optimal Binary Sequences for Spread Spectrum Multiplexing». In : **IEEE Transactions on Information Theory** 13.4 (oct. 1967), p. 619-621.
- [Gor96] R. Lee GORDON. **Acoustic Doppler Current Profiler : Principles of Operation. A Practical Primer**. 2<sup>nd</sup> edition. RD Instruments. 1996.
- [Joy89] Terrence M. JOYCE. «On In Situ "Calibration" of Shipboard ADCPs». In : **Journal of Atmospheric and Oceanic Technology** 6.5 (fév. 1989), p. 169-172.
- [Kas66] Tadao KASAMI. **Weight Distribution Formula For Some Class of Cyclic Codes**. Rapp. tech. Report R-285. Urbana, Illinois : University of Illinois, avr. 1066.
- [Leg07] Michel LEGRIS. **Systèmes sonars de bathymétrie et d'imagerie, Support de cours ENSI2 Hydro UV 3.5, v1.3.** Rapp. tech. ENSTA Bretagne, oct. 2007.
- [Phi03a] David PHILIP. «An evaluation of Usbl et Sbl acoustic systems and the optimisation of method of calibration - Part 1». In : **The Hydrographic Journal** 108 (avr. 2003), p. 18-25.
- [Phi03b] David PHILIP. «An evaluation of Usbl et Sbl acoustic systems and the optimisation of method of calibration - Part 2». In : **The Hydrographic Journal** 109 (juil. 2003), p. 10-20.
- [Phi03c] David PHILIP. «An evaluation of Usbl et Sbl acoustic systems and the optimisation of method of calibration - Part 3». In : **The Hydrographic Journal** 110 (oct. 2003), p. 11-19.
- [Sch15] George T. SCHMIDT. «Navigation sensors and systems in GNSS degraded and denied environments». In : **Chinese Journal of Aeronautics** 28 (2015), p. 1-10.
- [Spa13] Pierre SPAGNOU. **Sagnac et l'expérience à contresens**. Bibnum [en ligne]. Oct. 2013. URL : <https://journals.openedition.org/bibnum/737> (visité le 20/09/2018).
- [TW04] David TITTERTON et John WESTON. **Strapdown Inertial Navigation Technology**. 2nd. IEE Radar, Sonar, Navigation et Avionics Series, 2004. ISBN : 978-0863413582.

## *Bibliographie*

- [Vas00] Saeed V. VASEGHI. **Advanced Digital Signal Processing And Noise Reduction.** 2nd. Wiley, 2000. ISBN : 0-471-62692-9.
- [Woo53] Philip. M. WOODWARD. **Probability and information theory : with applications to radar.** Pergamon, 1953.