



HAL
open science

Nouvelles techniques de traitement du signal en radio-océanographie

Dylan Dumas

► **To cite this version:**

Dylan Dumas. Nouvelles techniques de traitement du signal en radio-océanographie. Autre [cond-mat.other]. Université de Toulon, 2022. Français. NNT : 2022TOUL0008 . tel-04300633

HAL Id: tel-04300633

<https://theses.hal.science/tel-04300633>

Submitted on 22 Nov 2023

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

École doctorale n°548 : Mer et sciences

Doctorat Physique

THÈSE

Pour obtenir le titre de docteur en physique
Spécialité Télédétection

Nouvelles techniques de traitement du signal en radio-océanographie

Présentée et soutenue publiquement par

Dylan DUMAS

Le 23 Septembre 2022

Jury

Mme. Anne-Claire Benis	Professeur des Universités	Université de Caen	Rapporteur
M. Gabriel Soriano	MCF-HDR	Aix-Marseille Université	Rapporteur
M. Julien Marmain	Docteur Ingénieur	Degréane Horizon	Examineur
Mme. Anne Molcard	Professeur des Universités	Université de Toulon	Examineur
M. Roberto Gomez	Ingénieur R&D	HELZEL Messtechnik GmbH	Examineur
Mme. Melika Baklouti	Professeur des Universités	Aix-Marseille Université	Examineur
M. Charles-Antoine Guérin	Professeur des Universités	Université de Toulon	Directeur de thèse

Contents

1	État de l'art des traitements utilisés en radio-océanographie	8
1.1	Effet Doppler	8
1.2	Démodulation I et Q	9
1.3	Traitement en distance	10
1.4	Traitement azimutal	11
1.4.1	Les réseaux d'antennes	12
1.4.2	Formation de Voies (FDV) ou "Beam Forming"	14
1.4.3	Méthodes de directions d'arrivée	15
1.5	Théorie de Bragg	17
1.6	Reconstruction vectorielle	21
1.7	Exemples d'utilisation de ces méthodes de traitement	23
2	Innovation pour les radars à réseaux de phases	24
2.1	Apport du multistatique	24
2.1.1	Principe du multistatique et géométrie bistatique	24
2.1.2	Limites géométriques	26
2.1.3	Rapport signal à bruit	29
2.1.4	Amélioration du GDOP	30
2.2	Autocalibration de phases	34
2.2.1	Cas à une source	34
2.2.2	Cas à 2 sources	35
2.3	Amélioration des traitements azimutaux	38
2.3.1	Méthode des groupements d'antennes	38
2.3.2	"Empilement" ("stacking") en sources	39
2.4	Filtrage des RFI et des autres artefacts	42
2.4.1	Les différents types de bruit	42
2.4.2	Suppression des échos de bateaux	45
2.4.3	Suppression des artefacts liés aux échos du second ordre	45
2.4.4	Suppression des RFI	46
2.4.5	Limites du nettoyage des RFI	46
2.4.6	Limites du nettoyage des échos des bateaux	47
2.4.7	Limites du nettoyage des échos du second ordre	50
2.5	Contrôle d'erreur	50
2.6	Application à la cartographie des courants de surface	51
2.6.1	Le courant Nord Méditerranéen	51

2.6.2	Détection des tourbillons et de la turbulence	51
2.6.3	Analyses temporelles de la variabilité du courant	52
2.7	Validation des nouvelles techniques	56
2.7.1	Campagne de lâcher de flotteurs de Mai 2019	56
2.7.2	Campagne de lâcher de flotteurs de Novembre 2020	58
2.7.3	Comparaison avec les ADCP	65
3	Application des nouvelles méthodes à d'autres radars à réseaux de phases	69
3.1	Campagne VHF au Fort Peyras en Juin-Juillet 2021	69
3.2	Radars du Cotentin	74
3.3	Radars de Trieste	75
4	Radars compacts (CODAR)	78
4.1	Extraction des courants	78
4.1.1	DF avec un CODAR	78
4.1.2	Normalisation de la matrice de covariance	79
4.1.3	"Stacking" temporel	79
4.2	Méthode classique de calibration	80
4.2.1	Mesure directe du lobe par bateau	80
4.2.2	Lobe paramétrique ajusté sur le lobe mesuré	81
4.3	Autocalibration par minimisation d'une fonction de coût	82
4.3.1	Principe	82
4.3.2	Illustration sur le radar de Ferrat	83
4.4	Validation par les flotteurs	84
4.5	Applications à d'autres CODAR	86
4.5.1	Test sur le CODAR de Menton	86
4.5.2	Test sur le CODAR de Tino	89

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier Charles-Antoine Guérin pour m'avoir guidé et aidé tout au long de ma thèse. Je remercie également les membres du jury : Anne-Claire Benis, Gabriel Soriano, Anne Molcard, Julien Marmain, Melika Baklouti et Roberto Gomez pour avoir assisté en présentiel ou en visioconférence à ma soutenance et pour m'avoir délivré mon titre de docteur. Je remercie aussi mes parents pour m'avoir soutenu tout au long de mon cursus de thèse et pour avoir assisté à ma soutenance ainsi que mes amis Rémi et Yannick pour être venu voir ma soutenance. Je tiens aussi à remercier William, Baptiste, Anthony, Quentin-Boris, Alexandra, Alejandro, Joseph, Bastien, Cécilia, Alix, Élisabeth, Natacha, Veronica pour avoir participé à mon pot de thèse et regardé le feu d'artifice virtuel tiré à l'occasion de l'obtention de mon doctorat ainsi que participé au tirage et à la résolution de mes défis de labyrinthes. Je remercie aussi Caroline, Mélanie, Luyao, Quentin-Boris, William, Baptiste, Anthony, Camille, DanDan, Océane et Bastien pour tous les bon moments qu'on a pu passer ensemble durant ces années passées au laboratoire MIO. Je remercie Charles-Antoine Guérin pour m'avoir invité à plusieurs soirées chez lui ainsi que Baptiste Doms, Julien Marmain, Anne Molcard, Alejandro Carcerès et Natacha Bourg pour y avoir participé, nous avons pu passer de bon moments ensemble ainsi que jouer au ping-pong, au baby-foot, au beer-pong et au billard. Je remercie aussi tous les doctorants du MIO, du LIS et du MAPIEM pour avoir organisé et m'avoir fait participer à des jeux concours entre les membres des 3 laboratoires du bâtiment X. Je remercie Bruno Zakardjian, Céline Quentin, Jean-Luc Caccia, Anne Molcard, Charles-Antoine Guérin et Marc Saillard pour les conversations que nous avons pu échanger.

Liste des symboles et acronymes utilisés

ADCP : Acoustic Doppler Current Profiler
AF : Array Factor
BF : Beam Forming
CODAR : Coastal Ocean Dynamics and Analysing Radar
DF : Direction finding
DSP : Densité spectrale de puissance
FDV : Formation De Voie
FFT : Fast Fourier Transform
FMCW : Frequency Modulated Continuous Waves
GDOP : Geometrical Dilution Of Precision
GPS : Global Positioning System
HF : Haute Fréquence
MIMO : Multiple Input Multiple Output
MIO : Mediterranean Institute of Oceanology
MUSIC : Multiple Signal Classification
OSMAR : Ocean State Monitoring and Analyzing Radar
RFI : Radio Frequency interferences
RMSE : Root Mean Square Error
SNR : Signal Noise Ratio
SVD : Singular Value Decomposition
VHF : Very High Frequency
WERA : Wellen RAdar
BEN : Radar de Bénat
PEY : Radar du Fort Peyras
POR : Radar de Porquerolles

Introduction

Les radars océaniques à Haute Fréquence (HF) sont des instruments de télédétection destinés à la surveillance côtière et l'océanographie. Ils sont employés depuis une quarantaine d'années et servent à mesurer les courants marins de surface [1], les hauteurs significatives des vagues [2], et à surveiller la présence et la trajectoire des bateaux [3]. La physique des ondes électromagnétiques se propageant sur la surface rugueuse de la mer a été découverte pour la première fois par Crombie en 1995 [4] et développée ensuite par Donald E Barrick [5].

Il existe plusieurs types de radars HF : les principaux sur le marché sont les radars WERA (Wellen RAdar)[6], Les OSMAR (Ocean State Monitoring and Analyzing Radar) [7], et les CODAR (Coastal Ocean Dynamics Applications Radar). Les plus anciens radars HF ayant existé sont les CODAR, ils ont été développés par Donald E Barrick à la NOAA (National Oceanic and Atmospheric Administration) durant les années 70 [8]. Le premier CODAR capable de mesurer les courants a été développé en 1977 [9] et installé en Allemagne et aux États-Unis. Ce système est constitué d'une antenne dipôle émettrice et réceptrice puis de 2 antennes boucles. Ces 3 antennes sont montées sur un même mât, ce qui fait du CODAR un radar compact.

Les radars OSMAR ont été développés en Chine durant les années 1980 dans un but de surveillance des courants et des vagues sur les côtes Est asiatiques, australiennes et indonésiennes. En 2013, il y a 14 stations radar en Australie, 15 en Chine, 39 au Japon, 25 en Corée, 15 à Taïwan, 2 en Indonésie, 6 en Thaïlande, et au Vietnam pour un total de 119 radars [7]. Une partie de ces radars sont des radars à réseaux de phases et l'autre partie sont des radars compacts CODAR. En 2019, il y a 400 radars dans le monde entier [10].

Au Japon, des radars HF ont été développés en 1986 par le Laboratoire d'Observation et de Recherche Radio d'Okinawa à la suite d'une étude portant sur la faisabilité des radars océanographiques menée par l'Agence Météorologique et l'Agence de Sécurité Maritime du Japon entre les années 1970 et le début des années 1980. [7]. Les 49 radars japonais fonctionnent avec des rampes FMCW ("Frequency Modulated Continuous Waves") et avec 5 bandes de fréquences entre 3 et 50 MHz. Parmi les 49 radars, 29 sont des CODAR et les autres sont des radars à réseaux de phases développés par NICT (National Institute of Information and Communication Technology).

Les WERA sont des radars HF développés par la compagnie Helzel durant les années 90, ils sont constitués d'une antenne ou réseau d'émission et d'un réseau de réception pouvant contenir jusqu'à 16 antennes disposées de manière régulière et linéaire (par exemple le radar de Brezellec)[11] ou de manière irrégulière (radar du Fort Peyras à Toulon avant sa jouvence en 2020). Les radars autour de Toulon sont des radars WERA installés depuis 2010 sur les sites de Bénat (récepteur), Peyras (émetteur et récepteur), et Porquerolles (émetteur). Il en

existe aussi une version à antennes actives, ce qui est le cas des radars de Toulon après leurs jouvences.

Actuellement, certaines limitations des radars HF sont liées aux méthodes actuelles de traitement des données et de la qualité de la calibration des radars. Elles se traduisent par une limite de la résolution en distance et la résolution angulaire des cartes de courant obtenues. La résolution en distance est liée à la largeur de bande d'émission des radars, et la résolution angulaire dépend de la méthode de traitement permettant de distinguer les différentes directions d'observation. Les 2 principales méthodes de traitement azimutal sont la formation de voie et la recherche de directions d'arrivées qui seront expliquées en détail dans le chapitre 1. La résolution angulaire de la formation de voies dépend de la longueur du réseau de réception qui est généralement limité en nombre d'antennes, mais cette méthode à l'avantage de produire des cartes de courant pleines. La résolution angulaire obtenue par la recherche de directions d'arrivées est meilleure que celle de la formation de voies mais produit en contrepartie des cartes lacunaires et entachées d'erreurs. Les principales autres limitations sont liées à la présence de bruit et d'interférences venant perturber le signal utile à la mesure des courants.

Dans cette thèse, nous rappelons les bases du traitement du signal radar ainsi que la théorie de Bragg puis nous proposons de nouvelles méthodes permettant d'améliorer la résolution spatiale et la précision des courants mesurés par radar HF. La première technique est la calibration automatique adaptée aux radars à réseaux de phases en utilisant un émetteur lointain, qui permet de s'affranchir de la calibration expérimentale basée sur les mesures de la réponse des antennes et nécessitant des méthodes complexes et coûteuses. De plus, la calibration automatique permet de calibrer les radars HF en temps réel. Nous proposons aussi une méthode de calibration numérique adaptée aux radars compacts CODAR qui est différente de celle adaptée aux réseaux.

La deuxième technique est appelée groupements d'antennes et s'applique aux réseaux, elle permet d'obtenir des cartes pleines comme avec la formation de voies, mais avec l'avantage de la haute résolution azimutale. Nous verrons aussi des méthodes d'analyse du signal permettant d'éliminer la plupart des artefacts liés aux signaux parasites (échos des bateaux, interférences radio).

Nous parlerons aussi des résultats que nous avons obtenus avec ces nouvelles méthodes. Plusieurs campagnes de mesures in situ avec des flotteurs ont été exploitées en Mai 2019, en Novembre 2020 et en Juin-Juillet 2022, ainsi que des mesures ADCP (Acoustic Doppler Current Profiler) prises sur un transect de bateau en Février 2019. Nous montrerons enfin des applications de nos méthodes sur plusieurs radars HF dont nous avons eu l'opportunité de traiter des échantillons de données.



Figure 1: Réseau de réception du Fort Peyras constitué de 12 antennes passives avec 4 antennes passives supplémentaires. Il est situé sur la face Est du massif du cap Sicié près de Toulon

Chapter 1

État de l'art des traitements utilisés en radio-océanographie

Dans ce chapitre, nous rappelons succinctement le principe du tri en distance par un radar à modulation de fréquence. Ensuite, nous verrons comment fonctionne les 2 principales méthodes de traitement azimutal. La première est la formation de voie et nécessite l'installation de réseaux d'antennes, la seconde est la recherche de directions d'arrivées et est applicable sur radars à des réseaux de phase et sur des radars compacts. Nous rappelons ensuite la théorie de Bragg au 1er ordre et enfin la reconstruction de champs de courants vectoriels à partir des mesures de 2 radars séparés.

1.1 Effet Doppler

Dans de nombreuses applications telles que la mesure des courants marins, des vagues, des profils verticaux de vent et d'autres cibles mobiles, la mesure d'une vitesse est recherchée et implique l'exploitation de l'effet Doppler. Ceci consiste à mesurer le décalage fréquentiel entre le signal émis et le signal rétro-diffusé par une cible lointaine mobile.

Soit un signal émis à une fréquence f_0 , la fréquence f_r rétro-diffusée par la cible en mouvement est déterminée par $f_r = f_0 + f_D$ avec :

$$f_D = -\frac{2V_r}{c}f_0 = -\frac{2V_r}{\lambda}, \quad (1.1.1)$$

où V_r est la vitesse radiale de la cible, autrement dit la vitesse projetée sur l'axe de tir du radar (voir figure 1.1), et c la célérité de la lumière. V_r est positif si la cible s'éloigne du radar et négatif si la cible s'en approche. Par convention pour la mesure des courants par radar HF, le signe de la vitesse radiale est inversé. Autrement dit, V_r est positif si le courant va vers le radar et négatif si le courant s'en éloigne.

Pour avoir une idée de l'ordre de grandeur du décalage Doppler, prenons comme exemple une cible se déplaçant à 1 m/s dans l'axe de tir du radar, ce dernier émettant à 10 MHz pour nos applications. Le décalage Doppler induit est donc de l'ordre de $f_D = 0.066$ Hz.

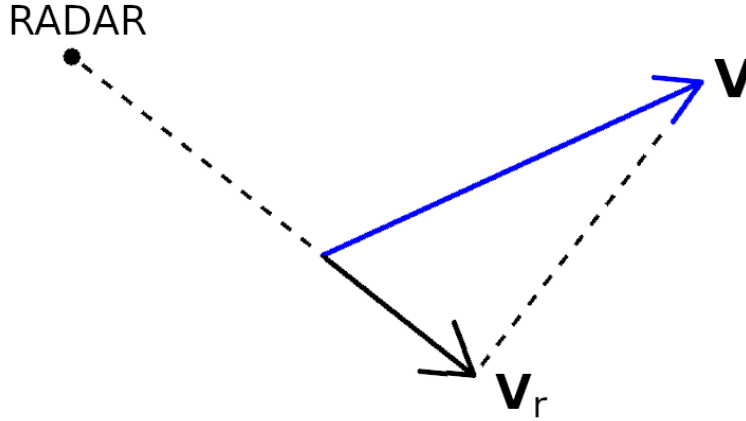


Figure 1.1: Schéma de la projection de la vitesse du courant sur l'axe de tir du radar

1.2 Démodulation I et Q

La démodulation I/Q est une technique permettant de mesurer le décalage Doppler f_D entre le signal émis par le radar et le signal rétro-diffusé par une cible lointaine. Pour ce faire, les signaux émis et reçus sont démodulés avec un démodulateur I/Q. Soit un signal émis $e(t) = \cos(2\pi f_0 t)$ et le signal rétro-diffusé $s(t) = \cos(2\pi(f_0 + f_D)t - \varphi)$. Le démodulateur I/Q mélange les signaux $e(t)$ et $s(t)$ de 2 façons distinctes afin d'obtenir les signaux I et Q. Le signal I est obtenu en multipliant le signal émis par le signal reçu et le signal Q est obtenu en multipliant le signal émis en quadrature de phase par le signal reçu. Le signal I :

$$I(t) = e(t) \times s(t) = \cos(2\pi f_0 t) \times \cos(2\pi(f_0 + f_D)t - \varphi)$$

En utilisant les formules classiques de trigonométrie, l'équation du signal I devient :

$$I(t) = \frac{1}{2} \cos(2\pi(2f_0 + f_D)t - \varphi) + \frac{1}{2} \cos(2\pi f_D t + \varphi) \quad (1.2.2)$$

Le terme $\frac{1}{2} \cos(2\pi(2f_0 + f_D)t - \varphi)$ correspond aux variations à hautes fréquences. Elles sont filtrées via un filtre passe bas afin de ne garder que le terme $\frac{1}{2} \cos(2\pi f_D t + \varphi)$ qui correspond aux variations de basse fréquence intrinsèques au décalage Doppler. Le signal Q est défini par :

$$Q(t) = \sin(2\pi f_0 t) \times \cos(2\pi(f_0 + f_D)t - \varphi) = \frac{1}{2} \sin(2\pi(2f_0 + f_D)t - \varphi) + \frac{1}{2} \sin(2\pi f_D t + \varphi) \quad (1.2.3)$$

Comme pour le signal I, le terme de haute fréquence du signal Q est filtré par un filtre passe bas. Les signaux I et Q ("Inphase" et "Quadrature") sont donc le résultat de la démodulation des signaux émis et reçus et permettent d'obtenir un signal complexe $S(t) = I(t) + iQ(t)$ dont la transformée de Fourier donne le spectre Doppler du signal de réponse de la cible.

1.3 Traitement en distance

Le traitement en distance se fait classiquement avec des formes d'ondes FMCW (Frequency Modulated Continuous Waves). Dans un premier temps, l'émetteur génère une rampe de fréquence linéaire de durée T et de largeur de bande fréquentielle B comme le montre la figure 1.2.

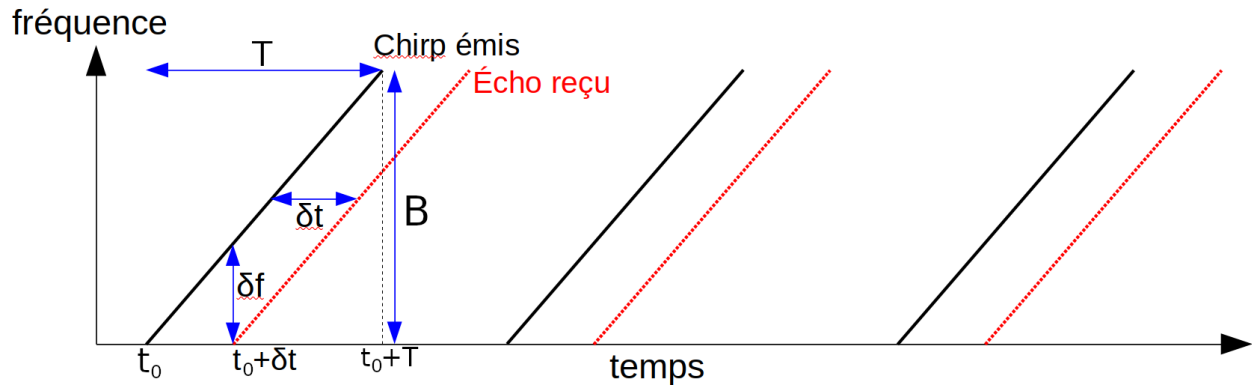


Figure 1.2: Schéma du principe du traitement en distance. Lorsqu'un écho rétro-diffusé par une cible située à une certaine distance arrive au récepteur avec une fréquence f , le signal émis est à une fréquence $f + \delta f$ au même instant. La distance entre le radar et la cible est donc proportionnelle à δf

Le signal temporel émis de la rampe de fréquence est défini par : [12]

$$s(t) = A_s \cos(\phi_s) = A_s \cos(2\pi(f_0 + \frac{B}{2T}t)t + \varphi) \quad (1.3.4)$$

où A_s est l'amplitude du signal et φ la phase de départ. La fréquence instantanée de la rampe de fréquence à un instant t correspond à la dérivée de ϕ_s par rapport au temps :

$$f_s = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi_s}{dt} = f_0 + \frac{B}{T}t \quad (1.3.5)$$

Le signal rétro-diffusé par une cible lointaine est retardé d'une durée τ proportionnelle à sa distance, résultant en un décalage en fréquence δf également proportionnel. Le signal rétro-diffusé par la cible est donc de la forme :

$$r(t) = A_r \cos(\phi_r) = A_r \cos(2\pi(f_0 + \frac{B}{2T}(t - \tau))(t - \tau) + \varphi) \quad (1.3.6)$$

où A_r est l'amplitude de l'écho. La fréquence instantanée du signal reçu est donc :

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi_r}{dt} = f_0 + \frac{B}{T}t - \frac{B}{T}\tau \quad (1.3.7)$$

La relation du décalage en fréquence de l'écho est donc déduite des équations 1.3.5 et 1.3.7 : $\delta f = f_s - f_r = \frac{B}{T}\tau$. Le plus petit décalage en fréquence mesurable par une analyse fréquentielle sur un échantillon de durée T est :

$$\Delta f = \frac{1}{T}$$

ce qui implique que le plus petit temps de retard détectable est :

$$\tau_{min} = \frac{T\Delta f}{B} = \frac{1}{B}$$

et ainsi la résolution en distance est de :

$$\Delta r = \frac{1}{2}c\tau_{min} = \frac{c}{2B}$$

où c est la vitesse de la lumière. On retrouve le résultat classique en télédétection radar que la résolution en distance est inversement proportionnelle à la largeur de bande. Les signaux émis et reçus sont ensuite démodulés avec le démodulateur I/Q. Ces derniers sont rangés dans une matrice $S(t, t') = I(t, t') + iQ(t, t')$ où t est le temps rapide échantillonné au sein d'une même rampe de fréquence et t' le temps long équivalent au numéro de rampe de fréquence. Le temps rapide permet de déterminer la distance des cibles lointaines et le temps long permet de mesurer le décalage Doppler entre les signaux émis et reçus. La discrimination en distance se fait donc en effectuant une transformée de Fourier sur le temps court t sur chaque rampe de fréquence démodulée. Une fenêtre d'apodisation est appliquée avant d'effectuer la transformée de Fourier rapide (FFT "Fast Fourier Transform") afin de réduire les lobes secondaires intrinsèques à la fenêtre dans l'espace des fréquences. On obtient alors un spectre fréquentiel $\hat{S}(f, t')$ pour chaque rampe de fréquence dont chaque case fréquence correspond à une case distance. Par conséquent, pour chaque case distance, il y a une valeur du signal numérique $\hat{S}(f, t')$ par rampe de fréquence, et sa fréquence d'échantillonnage dépend de nombre de rampes émises par seconde. Il s'agit de la série temporelle sur le temps long t' qui permettra d'obtenir les spectres distance Doppler en effectuant à nouveau une transformée de Fourier, cette fois-ci selon le temps long t' .

1.4 Traitement azimutal

Le traitement en distance et le traitement en azimut sont effectués séparément. Après le traitement en distance, les séries temporelles obtenues sont rangées en temps, en distance et en antennes. Le volume horaire de données obtenu dépend donc du nombre d'antennes de réception, du nombre de cases distance conservées après le traitement en distance et du nombre de rampes de fréquence par seconde.

Dans cette section, nous aborderons les 2 méthodes principales de traitement azimutal utilisées pour les radars HF, qui sont la Formation De Voies (FDV) ou "Beam Forming" et le "Direction Finding" (DF) via l'algorithme MUSIC (Multiple Signal Classification) [13] [14] [15]. La formation de voie est en général réalisée avec un réseau d'antennes. Cette méthode consiste à focaliser la réception (ou l'émission) par des déphasages prescrits pour chaque direction d'arrivée et une sommation cohérente des signaux complexes de chaque antenne effectuée pour chaque direction de visée. Le DF est quant à lui possible sur plusieurs types de systèmes antennaires, (dont les réseaux). Il est surtout utilisé pour les récepteurs compacts développés par CODAR en 1976 [8]. Par la suite, nous désignerons les 2 méthodes de traitement azimutal par leurs acronymes BF et DF.

1.4.1 Les réseaux d'antennes

Les radars en réseau d'antennes permettent de focaliser le signal dans une direction précise, ils sont utilisés notamment pour retrouver la direction d'arrivée des échos rétro-diffusés par des sources lointaines. La résolution azimutale théorique en BF correspond à la largeur du lobe à mi-hauteur et dépend de la longueur du réseau et de la fréquence d'émission. Elle est donnée par

$$\Delta\theta = \frac{\lambda}{D \cos \theta}$$

où θ est l'angle de réception par rapport à la normale au réseau. Elle se dégrade aux grands angles et est en pratique acceptable jusqu'à 60° :

Réseaux linéaires périodiques

Considérons un réseau linéaire périodique de N antennes identiques espacées d'une distance d , qui reçoivent des ondes planes venant d'une direction θ_s par rapport à l'axe du réseau. En faisant l'hypothèse d'une onde incidente plane et monochromatique, la série temporelle des signaux I et Q de chaque antenne est proportionnelle à :

$$e^{2i\pi ft} S_n \quad (1.4.8)$$

avec f la fréquence du signal radar et S_n le gain complexe d'antennes qui dépend de la direction d'arrivée de la source. On suppose que chaque antenne a un gain d'amplitude identique et constante dans toutes les directions et qu'il diffère d'une antenne à l'autre uniquement par la différence de phase de l'onde incidente entre celles-ci. Le gain complexe de chaque antenne est normalisé par la première antenne qui sert d'antenne de référence et dépend donc de sa position dans le réseau et de la direction d'arrivée du signal.

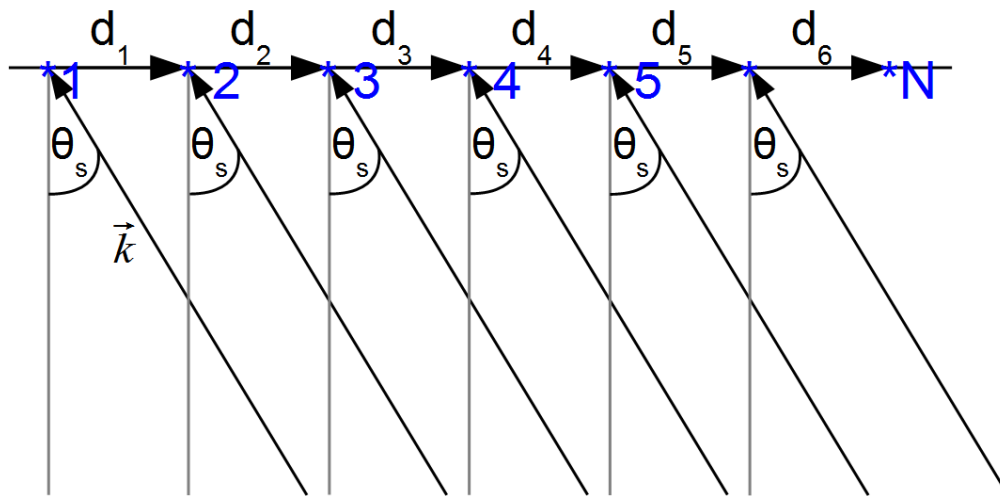


Figure 1.3: Schéma d'un réseau d'antennes receptrices focalisées dans une direction de dépointage θ_s , \mathbf{k} étant le vecteur d'onde incidente et est égal à $\frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{u}_{\theta_s}$ où \mathbf{u}_{θ_s} est le vecteur unitaire orienté dans la direction θ_s .

Le gain complexe pour un réseau d'antennes linéaire périodique est défini par :

$$S_n e^{-i(n-1)Kd \sin(\theta_s)} \quad (1.4.9)$$

où $K = \frac{2\pi}{\lambda}$ est le nombre d'onde, et le facteur de réseau correspondant est défini par :

$$AF(\theta) = \sum_{n=1}^N e^{i(n-1)Kd(\sin(\theta) - \sin(\theta_s))} = e^{i(\frac{N-1}{2})Kd \sin(\theta)} \frac{\sin(\frac{NKd \sin(\theta)}{2})}{\sin(\frac{Kd \sin(\theta)}{2})} \quad (1.4.10)$$

$$|AF(\theta)| = \frac{\sin(\frac{NKd \sin(\theta)}{2})}{\sin(\frac{Kd \sin(\theta)}{2})}$$

Le module du facteur de réseau correspond au diagramme de rayonnement du réseau. Il est constitué d'un lobe principal présent dans la direction de dépointage, d'une copie symétrique de ce lobe à l'arrière du réseau, et de lobes secondaires de part et d'autre du lobe principal.

La résolution angulaire théorique du réseau dépend de la longueur d'onde émise par le radar et de la longueur totale du réseau, elle vaut $\lambda/(Nd)$ et correspond à la largeur à mi-hauteur du lobe principal du facteur de réseau. Le problème est que si d est trop grand, des copies indésirables du lobe principal que l'on appelle des "lobes de réseau" apparaissent dans d'autres directions.

En effet, $Kd \sin(\theta)$ est périodique en 2π , ce qui implique que la période du réseau doit être inférieure ou égale à $\frac{\lambda}{2}$. Un compromis entre l'absence de lobe de réseau et la résolution est de choisir $d = \frac{\lambda}{2}$. En pratique, nous utilisons un espacement de 0.45λ .

Généralisation aux réseaux irréguliers

Considérons un réseau irrégulier (voir figure 1.4) ayant pour antenne de référence la 1ère antenne et où la n-ème antenne est située à une distance

$$\mathbf{d}_n = \begin{pmatrix} d_x \mathbf{u}_x \\ d_y \mathbf{u}_y \end{pmatrix}$$

Le gain complexe d'antennes d'un réseau irrégulier s'écrit de la façon suivante :

$$S_n = e^{-i(n-1)K \mathbf{u}_{\theta_s} \cdot \mathbf{d}_n} \quad (1.4.11)$$

et la relation du facteur de réseau associé est définie ainsi :

$$AF(\theta) = \sum_{n=1}^N e^{iK(\mathbf{u}_\theta - \mathbf{u}_{\theta_s}) \cdot \mathbf{d}_n} \quad (1.4.12)$$

avec \mathbf{u}_θ le vecteur unitaire dans la direction θ dont le sens est orienté vers le réseau. Le "vecteur de dépointage" est un terme permettant de focaliser le lobe principal du réseau dans une direction θ_s . Le facteur de réseau peut donc être écrit dans chaque direction θ comme le produit scalaire entre le vecteur de dépointage dans la direction θ et le conjugué du vecteur de dépointage dans la direction θ_s .

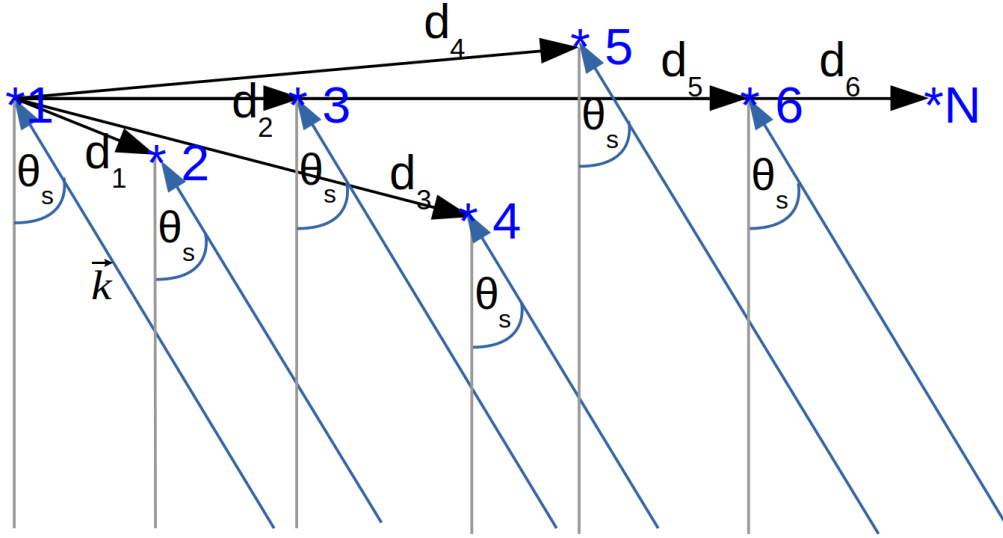


Figure 1.4: Môme schéma que sur la figure 1.3 pour un réseau irrégulier.

$$AF(\theta) = \mathbf{a}(\theta) \cdot \mathbf{a}(\theta_s)^* \quad (1.4.13)$$

avec le vecteur de dépointage défini par :

$$\mathbf{a}(\theta) = (1, e^{i\mathbf{K}u_\theta \cdot \mathbf{d}_1}, \dots, e^{i\mathbf{K}u_\theta \cdot \mathbf{d}_{N-1}}) \quad (1.4.14)$$

1.4.2 Formation de Voies (FDV) ou "Beam Forming"

La FDV est une technique consistant à focaliser le signal dans une direction donnée. Il est possible de l'appliquer en émission aussi bien qu'en réception. Dans le cas de l'acquisition des données par un réseau de réception, il est possible d'appliquer la FDV a posteriori sur les données numériques.

Cela consiste en une sommation complexe cohérente des séries temporelle $S(R, t)$ (où R est l'indice de case distance) sur toutes les antennes impliquant le vecteur de dépointage et le gain complexe de chaque antenne dans la direction θ_s . Afin d'obtenir une carte de répartition des sources résolue en azimuth, la FDV balaye toutes les directions θ_s jusqu'à 90° de part et d'autre de la normale au réseau. Le signal résultant de la FDV est obtenu par :

$$X(R, \theta, t) = \mathbf{a}(\theta) \cdot \mathbf{S}^*(\mathbf{R}, \mathbf{t}) \quad (1.4.15)$$

où $\mathbf{a}(\theta)$ est le vecteur de dépointage décrit par la formule (1.4.14). On retrouve le facteur de réseau.

La résolution azimuthale de la FDV est déterminée par la largeur du lobe principal du facteur de réseau. Elle est plus fine le long de la normale à l'axe du réseau et de moins en moins résolue à mesure que l'on dépointe le lobe principal vers l'axe du réseau. Cependant, la présence de lobes secondaires peut être source d'erreur, notamment quand l'un des lobes secondaires capte une intense réflexion d'une source dans une autre direction que celle visée. Il

en résulte dans ce cas l'apparition d'un artefact dans la direction du lobe principal correspondant à une source dans une autre direction. Pour réduire cet effet, on applique généralement une fenêtre d'apodisation sur les antennes. En revanche, cela réduit la résolution azimutale du radar. Les seuls moyens de pallier cet effet sont d'augmenter le nombre d'antennes du réseau, ou d'utiliser un ou plusieurs émetteurs supplémentaires à des positions spécifiques pour former un réseau virtuel supplémentaire, comme cela est fait avec la méthode MIMO [16] [17]

La figure 1.5 montre l'influence de la distance entre les antennes, de la fenêtre d'apodisation et de la direction de visée par rapport à la normale au réseau sur le diagramme de rayonnement. Le lobe principal le plus étroit correspondant à la meilleure résolution azimutale est présent dans la direction de tir normale au réseau, avec un espacement de 0.5λ et sans fenêtre d'apodisation. Le problème de cette configuration est la présence de lobes secondaires assez intenses pouvant perturber le signal venant de la direction principale. Ensuite, pour les directions de visée extrêmes, le lobe de réseau apparaît dès 70° . L'astuce pour retarder l'apparition du lobe de réseau est d'espacer les antennes du réseau de 0.45λ au lieu de 0.5λ . En outre, appliquer une fenêtre d'apodisation permet de réduire considérablement le niveau des lobes secondaires avec en contrepartie une dégradation de la résolution azimutale en raison de l'élargissement du lobe principal.

1.4.3 Méthodes de directions d'arrivée

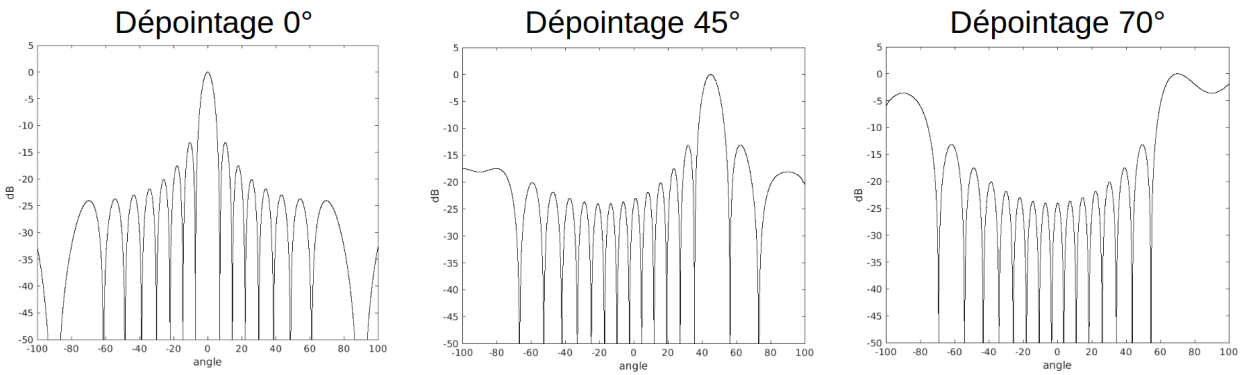
La recherche de direction d'arrivées ou "Direction Finding" (DF) est une technique basée sur le principe de la séparation de sources et consiste à retrouver la direction d'arrivée des sources. La méthode de DF classiquement utilisée est l'algorithme MUSIC (MULTiple SIGNAL Classification) [14] [13], notamment sur les radars compacts de type CODAR. Il existe aussi d'autres méthodes de DF (CAPON, Min-Norm, ESPRIT, etc.) [18] [13]. Pour ce faire, le signal $\hat{S}(f, t')$ est découpé en plusieurs échantillons chevauchants et une transformée de Fourier est appliquée sur l'axe du temps. On obtient ainsi plusieurs réalisations d'un spectre distance-Doppler $Y_i(r, f)$ de la i -ème antenne à des moments différents. Ensuite, on prend toutes les cases distance-Doppler appartenant au domaine des raies de Bragg et dont la puissance du signal est supérieure au niveau de bruit, puis on calcule la matrice de covariance entre antennes de $Y_i(r, f)$ pour toutes les cases retenues. Ensuite, on applique la "Singular Value Decomposition" (SVD) à la matrice obtenue, autrement dit la matrice de covariance est décomposée en valeurs propres et en vecteurs propres. Les valeurs propres sont classées par ordre décroissant et peuvent être séparées en 2 sous-espaces : le "sous-espace signal" et le "sous-espace bruit". Les vecteurs propres sont comparés au vecteur de dépointage pour toutes les directions afin de retrouver la direction d'arrivée des sources correspondantes en minimisant les gains sur l'espace bruit. Pour un radar à N antennes, il est possible de retrouver jusqu'à $N-1$ sources au maximum car il faut garder au minimum un vecteur propre appartenant au sous-espace bruit pour effectuer le DF.

Soit $Y_i(r, f)$ le spectre Doppler de la i -ème antenne. La matrice de covariance entre antennes du signal est définie par :

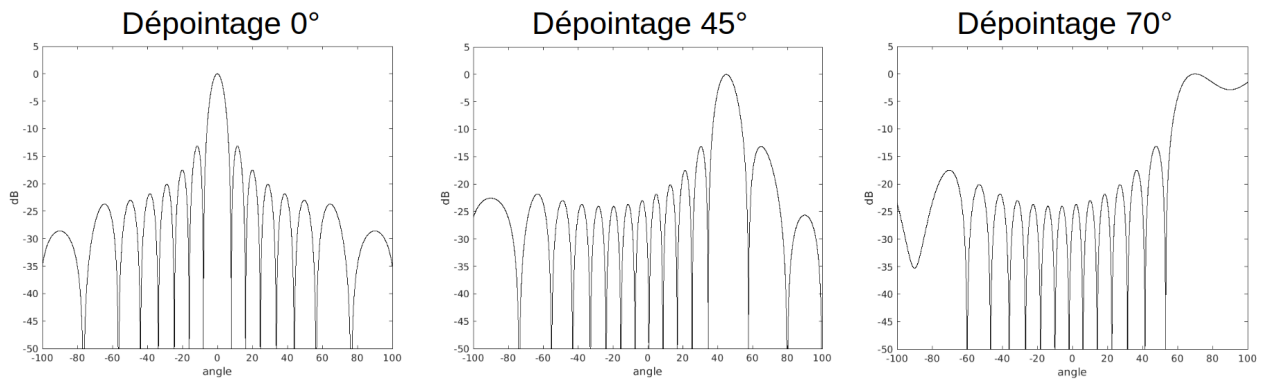
$$\Sigma_{ij} = \text{Cov}(Y_i, Y_j^*) \quad (1.4.16)$$

Le découpage en échantillons indépendants permet, lorsqu'il y a suffisamment d'échantillons

Sans apodisation, $d = \lambda/2$



Sans apodisation, $d = 0,45\lambda$



Avec fenêtre de Hanning, $d = 0,45\lambda$

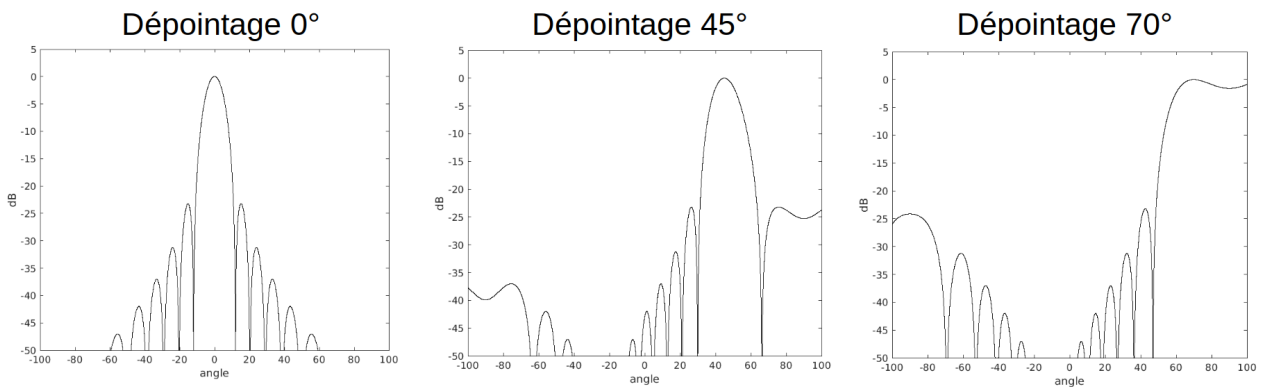


Figure 1.5: Diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes linéaire périodique de 16 antennes. Les sous-figures montrent l'effet de la fenêtre d'apodisation, de la direction de visée et de la distance inter-antennes.

pour chaque paire d'antenne (i, j) , de faire converger la matrice de covariance. Il y a un compromis à trouver entre la convergence de la matrice de covariance, la résolution en fréquence des spectres Doppler et le temps d'observation total sur lequel sont découpés les échantillons. Du fait de la non-stationnarité du signal radar au cours du temps, notamment dans le cas de la mesure océanographique de surface, il faut choisir une durée d'observation à la fois suffisamment courte pour satisfaire l'hypothèse de stationnarité et suffisamment longue pour obtenir assez d'échantillons. Cette durée se situe généralement autour de 1 heure pour la mesure des courants de surface. Pour une durée fixée, si l'on augmente la résolution en fréquence, le nombre d'échantillons diminue et la matrice de Covariance est moins précise. A contrario, si l'on prend un grand nombre d'échantillons, c'est la précision en fréquence Doppler qui est réduite.

La matrice de Covariance est décomposée en valeurs propres et en vecteurs propres tels que $\Sigma = U\Lambda U^*$ où $\Lambda = \text{Diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_N)$ est la matrice diagonale des valeurs propres, celles-ci étant classées par ordre décroissant ($\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_N \geq 0$), et $U = (\mathbf{U}_1, \dots, \mathbf{U}_N)$ la matrice des vecteurs propres. En l'absence de bruit, les M valeurs propres positives $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq 0$ permettent d'identifier le nombre de sources et leurs intensités, et les vecteurs propres $\mathbf{U}_1 \mathbf{U}_2 \dots \mathbf{U}_M$ leurs directions d'arrivée. De manière plus précise, les vecteurs propres coïncident avec le vecteur de dépointage normalisé dans la direction θ_j de la source tel que $\mathbf{U}_j = \mathbf{a}(\theta_j)/\|\mathbf{a}(\theta_j)\|$. Les valeurs propres $\lambda_{M+1}, \dots, \lambda_N$ et les vecteurs propres associés $\mathbf{U}_{M+1} \dots \mathbf{U}_N$ correspondent à l'espace bruit. Les valeurs propres de l'espace bruit sont théoriquement nulles, mais sont en pratique non nulles car il y a toujours du bruit dans le signal radar. L'idée principale de l'algorithme MUSIC est de retrouver la direction des sources en minimisant la projection du vecteur de dépointage dans l'espace de bruit, ce qui revient à maximiser son inverse.

L'inverse de la projection du vecteur de dépointage sur l'espace bruit est appelé "facteur MUSIC", il est défini par :

$$Q(\theta) = \frac{\|\mathbf{a}(\theta)\|^2}{\|\sum_{m=M+1}^N [\mathbf{a}(\theta) \cdot \mathbf{U}_m^*] \mathbf{U}_m\|^2} \quad (1.4.17)$$

Retrouver la direction d'arrivée des M sources trouvées consiste simplement à trouver les directions θ pour lesquelles le facteur MUSIC présente un pic parmi les M plus grands pics présents au-dessus d'un certain seuil. L'avantage principal du DF est une meilleure résolution azimutale que le BF pour un même réseau. Cependant, la résolution azimutale du DF n'est pas clairement définie, mais est en quelque sorte reliée à la largeur des pics du facteur MUSIC. En revanche, le principal défaut du DF est qu'il génère des cartes lacunaires. Cette lacunarité est due au fait que le nombre de sources et/ou de directions trouvées est insuffisant pour remplir totalement les secteurs angulaires analysés. Dans le chapitre 2 section 2.3, une nouvelle méthode permettant d'obtenir des cartes pleines avec l'algorithme MUSIC sera présentée.

1.5 Théorie de Bragg

La théorie de Bragg [5] est une théorie selon laquelle une période de vague particulière entre en résonance avec les ondes électromagnétiques du radar. Le signal rétro-diffusé par les

vagues de Bragg se traduit sur le spectre Doppler par des pics du premier ordre décalés de plus ou moins la fréquence de Bragg, qui est la fréquence correspondant au décalage Doppler dû à la vitesse de propagation des vagues de Bragg. En plus de la vitesse des vagues, il y a la vitesse de circulation des courants qui créent un décalage supplémentaire. Celui-ci permet, en comparant la fréquence de Bragg théorique avec le décalage Doppler mesuré d'inverser les courants.

La propagation des vagues de gravité est définie par la relation de dispersion :

$$c = \sqrt{\frac{g}{k} \tanh(kh)} \quad (1.5.18)$$

où g est l'accélération de la pesanteur, $k = 2\pi/L$ le nombre d'onde, L la longueur d'onde des vagues, et h la profondeur de l'eau.

En eau profonde ($h > L/2$), $\tanh(kh) \approx 1$. La relation de dispersion en eau profonde s'écrit :

$$c = \sqrt{\frac{g}{k}} \quad (1.5.19)$$

Les vagues de Bragg sont des vagues d'une longueur d'onde particulière λ_b et égale à la moitié de la longueur d'onde λ du radar comme le montre la figure 1.6, $\lambda_b = \lambda/2$.

La fréquence de Bragg théorique f_B correspond au décalage Doppler dû aux vagues de Bragg sans courant, elle est donnée par :

$$f_B = \sqrt{\frac{g}{\pi\lambda}}$$

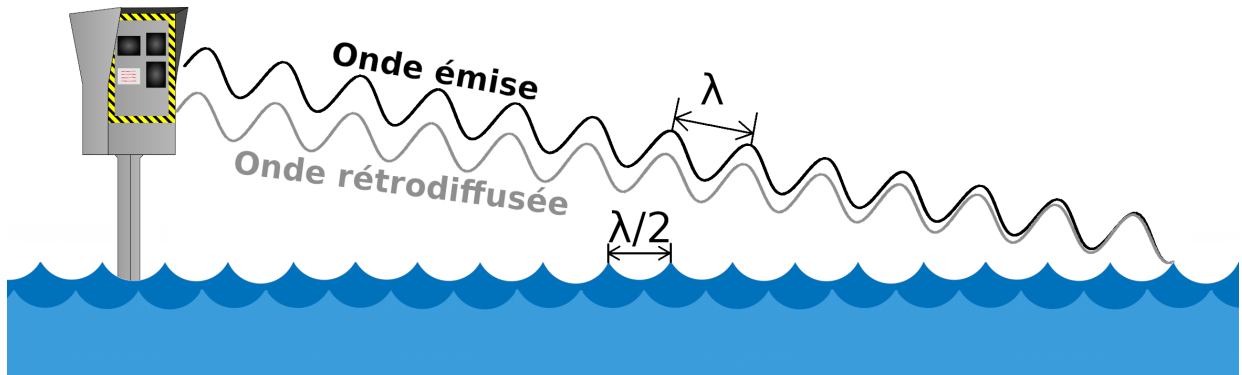


Figure 1.6: Émission et rétrodiffusion des ondes de surface. L'onde émise entre en résonance avec les vagues de longueur égale à la demi-longueur d'onde du radar et se retrouve rétrodiffusée avec une intensité plus importante qu'avec les autres vagues, d'où la présence des raies de Bragg sur les spectres Doppler.

La fréquence de Bragg positive est due aux vagues de Bragg s'approchant du radar et la fréquence de Bragg négative aux mêmes vagues s'éloignant du radar. En plus du décalage

Doppler dû aux vagues, il y a un décalage supplémentaire dû à la composante radiale de la vitesse du courant de surface. Pour un spectre distance-Doppler focalisé dans une direction donnée, cela se traduit par un décalage entre les pics de Bragg et la fréquence théorique. La figure 1.7 illustre ce décalage. Les traits pleins verticaux rouges correspondent aux fréquences de Bragg théoriques positives et négatives et les traits pointillés parallèles aux fréquences de Bragg mesurées. Le décalage entre les 2, noté Δf , est celui qui est dû aux courants. La relation entre Δf et la vitesse radiale de courant U est donnée par :

$$U_n = \frac{\lambda \Delta f}{2} = \frac{\lambda(f'_{b+} - f_{b+})}{2} \text{ pour les fréquences positives} \quad (1.5.20)$$

$$U_n = \frac{\lambda(f'_{b-} - f_{b-})}{2} \text{ pour les fréquences négatives} \quad (1.5.21)$$

où f_{b+} et f_{b-} sont respectivement les fréquences de Bragg positives et négatives théoriques et f'_{b+} et f'_{b-} les décalages positifs et négatifs mesurés des pics de Bragg.

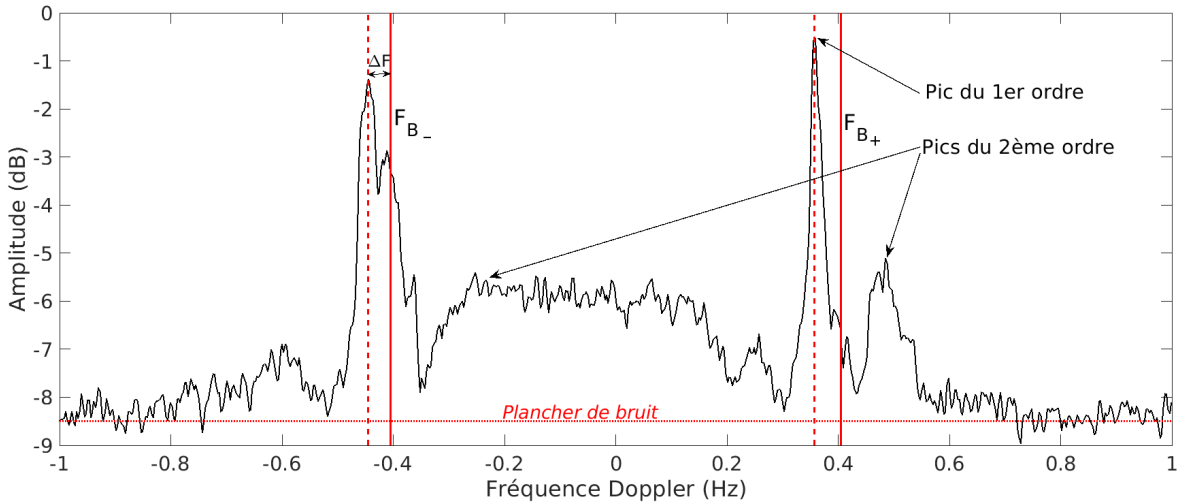


Figure 1.7: Schéma d'un spectre Doppler issu des données de Toulon. Les 2 pics de part et d'autre du 0 sont les raies de Bragg. Les traits verticaux pleins et en pointillés sont respectivement les fréquences de Bragg théoriques et mesurées. Le décalage entre ces 2 fréquences est dû à la contribution des courants et permet d'en déduire la vitesse radiale.

Un spectre Doppler est une représentation spectrale du décalage Doppler entre le signal émis et le signal rétro-diffusé. La fréquence zéro correspond aux échos fixes, les fréquences positives montrent un décalage Doppler dû à une ou plusieurs cibles s'approchant du radar et les fréquences négatives montrent le cas où les cibles s'éloignent du radar.

La figure 1.8 montre un spectre distance-Doppler omnidirectionnel (c'est-à-dire avant le traitement azimutal) issu du radar Peyras. À -0.4 et 0.4 Hz. On voit les raies du premier ordre, aussi appelées raies de Bragg. Elles sont la somme des pics de premier ordre dans chaque direction. Les raies de Bragg sont plus étalées que les pics de Bragg d'une direction donnée car les vitesses radiales diffèrent d'une direction à l'autre et donc les décalages Doppler Δf aussi, ce qui élargit les raies de Bragg omnidirectionnelles. De part et d'autre des raies

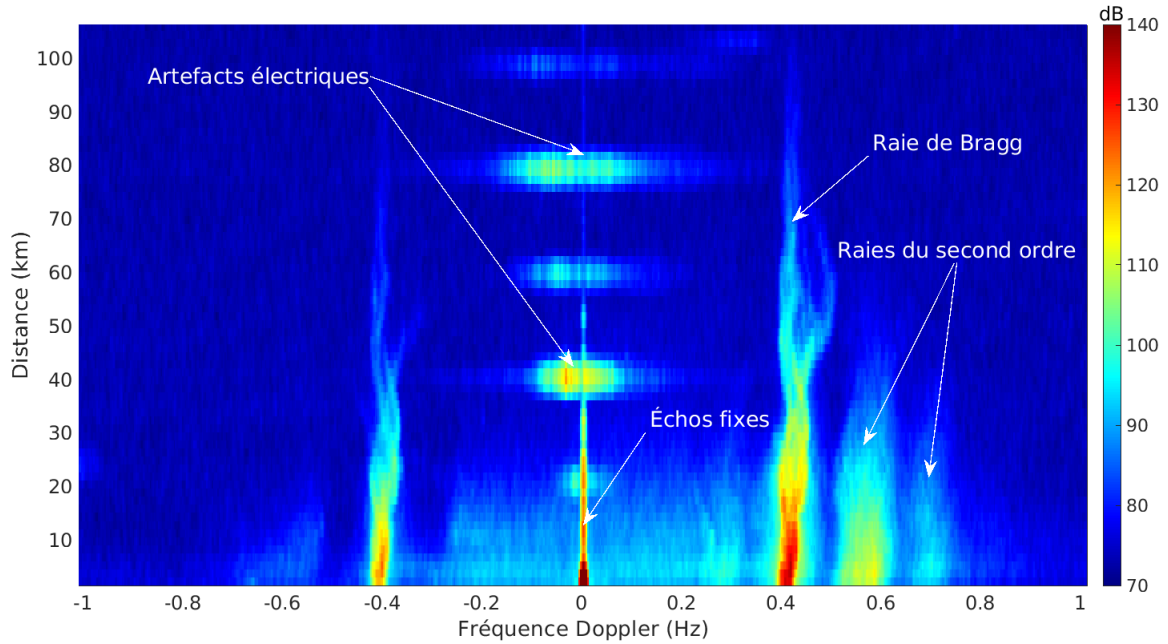


Figure 1.8: spectre distance Doppler

de Bragg, on voit les raies du second ordre. Elles sont davantage visibles autour de la raie de Bragg positive sur cet exemple précis. Au centre du spectre, il y a les échos fixes qui sont dus à la rétrodiffusion du signal radar sur des cibles fixes (îles, bâtiments, bateaux ancrés, etc). Il y a aussi des artefacts électriques dus aux harmoniques du 50 Hz du courant alternatif qui se traduit par des tâches centrées en 0 et étalées en fréquences qui apparaissent sur des cases distances particulières de manière périodiques (fréquence fondamentale et harmoniques).

1.6 Reconstruction vectorielle

Une installation radar unique permet d'obtenir seulement une carte de vitesses radiales, donc une seule composante d'un vecteur. Pour pouvoir reconstituer les cartes vectorielles de courant, il faut au moins pour chaque point de grille 2 composantes de directions différentes comme illustré sur la figure 1.9.

Soit α la direction de projection d'une vitesse radiale pour un point de grille par rapport à l'est. La relation entre la vitesse radiale et la vitesse totale est donnée par :

$$U_{r1} = U_x \cos(\alpha_1) + U_y \sin(\alpha_1) \quad (1.6.22)$$

$$U_{r2} = U_x \cos(\alpha_2) + U_y \sin(\alpha_2) \quad (1.6.23)$$

qui peut être noté de manière matricielle :

$$\begin{pmatrix} U_{r1} \\ U_{r2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\alpha_1) & \sin(\alpha_1) \\ \cos(\alpha_2) & \sin(\alpha_2) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_x \\ U_y \end{pmatrix}$$

À partir de cette relation, on peut en déduire la formule pour obtenir le vecteur courant total par reconstruction directe à partir de 2 vitesses radiales ayant chacune une direction différente. En inversant ce système matriciel, on obtient :

$$U_x = \frac{U_{r1} \sin(\alpha_2) - U_{r2} \sin(\alpha_1)}{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)} \quad (1.6.24)$$

$$U_y = \frac{-U_{r1} \cos(\alpha_2) + U_{r2} \cos(\alpha_1)}{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)} \quad (1.6.25)$$

La couverture spatiale du champ vectoriel est déterminée par le domaine de chevauchement entre les 2 radiales. La qualité de la reconstruction dans ce domaine est déterminée par 2 facteurs. Le premier facteur est relié à la qualité des radiales et le second facteur est purement géométrique en étant directement lié à l'angle entre les 2 radiales. Celui-ci est quantifié par la dilution géométrique de précision (GDOP) qui est définie par [19] [20] :

$$\text{GDOP} = \frac{2}{\sin^2(\theta_1 - \theta_2)} \quad (1.6.26)$$

Le GDOP montre que la reconstruction est géométriquement de meilleure qualité quand les radiales sont perpendiculaires. Cette qualité se dégrade lorsque l'angle entre les 2 radiales s'éloigne de 90° et devient une intense source d'erreurs lorsque cet angle avoisine 0° ou 180° . Généralement, on limite arbitrairement le domaine de reconstruction par un masque géométrique correspondant à un angle entre les 2 radiales supérieur ou égal à 30° , ce qui est équivalent à un GDOP inférieur ou égal à 8. Ce seuil peut être ajusté en fonction de la qualité de mesure des vitesses radiales.

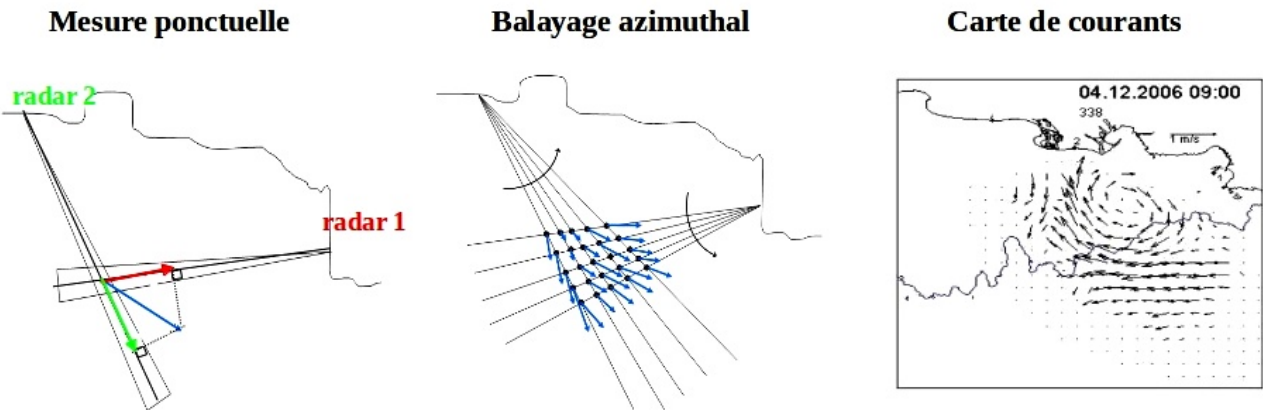


Figure 1.9: Schéma de la reconstruction vectorielle. Il est nécessaire d'avoir au moins 2 projections de direction différente pour procéder à la reconstruction vectorielle, ce qui nécessite d'avoir au moins 2 radars séparés. La reconstruction est possible dans la zone d'intersection des grilles radiales de chaque radar.

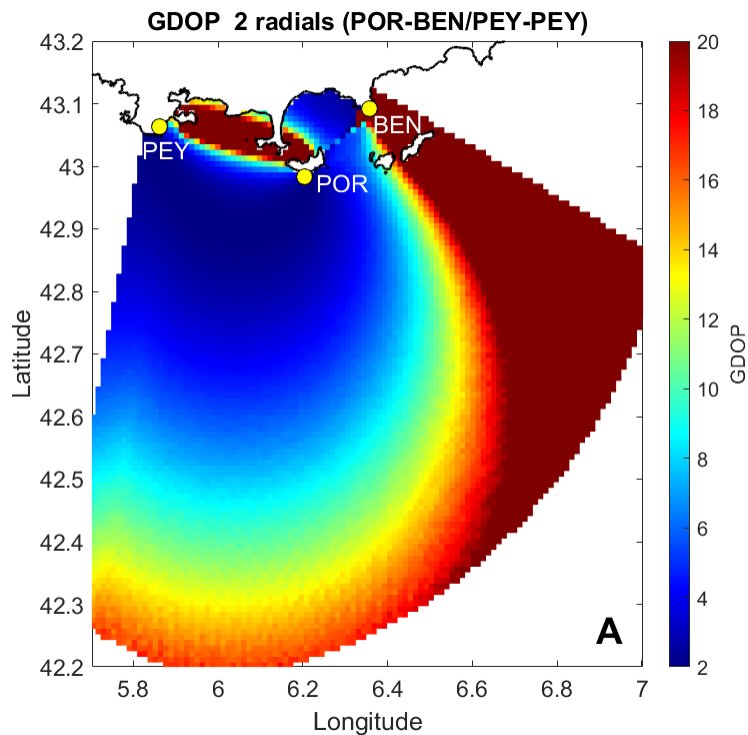


Figure 1.10: Dilution géométrique de précision (GDOP) pour les radars PEY-PEY et POR-BEN. Plus l'angle entre les 2 radiales est petit, plus le GDOP est grand et moins la qualité de la reconstruction est bonne.

1.7 Exemples d'utilisation de ces méthodes de traitement

Avec ces méthodes de traitement, les radars HF permettent de cartographier les courants de surface au cours du temps. Les radars CODAR sont typiquement utilisés par les chercheurs américains et couvrent une large partie de la côte Ouest et la moitié de la côte Est américaine. La principale méthode de traitement des données CODAR est le DF. Les radars WERA sont moins nombreux dans le monde, on en trouve surtout en Europe (radars de Toulon, radars du SHOM en Bretagne, radars de l'OGS dans le golfe de Trieste, Hambourg en Allemagne, etc). La figure 1.11 montre un exemple de cartographie vectorielle en temps réel utilisant les CODAR américains.

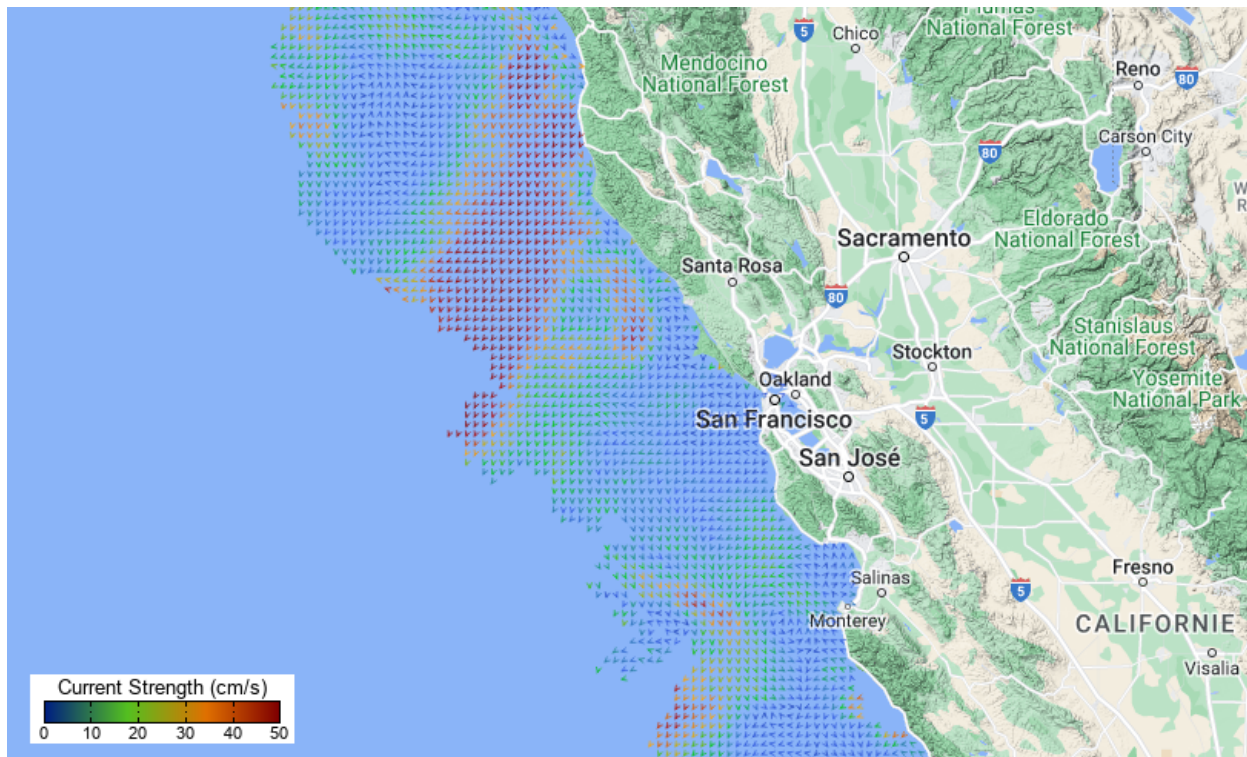


Figure 1.11: Exemple de carte de courant vectorielle obtenue à partir de radars CODAR au large de San Francisco (carte obtenue via le site <https://cordc.ucsd.edu/projects/hfrnet/>)

Chapter 2

Innovation pour les radars à réseaux de phases

Dans ce chapitre, nous présentons des améliorations pour le traitement en DF et pour la recombinaison vectorielle. Nous parlerons dans un premier temps de l'apport du multistatique (récepteur écoutant simultanément plusieurs récepteurs) et de ses limites. Ensuite, nous parlerons d'une nouvelle méthode de calibration automatique des antennes qui permet de s'affranchir de la calibration par bateau, puis nous parlerons de la technique des groupements d'antennes qui permet d'obtenir des cartes pleines en DF, et des méthodes de suppression de signaux parasites (bateaux, interférences radio, artefacts issus des raies de second ordre). Enfin, nous parlerons des applications des méthodes à la mesure des courants de surface puis nous montrerons les résultats de la validation des nouvelles techniques par des mesures de courant faites avec des flotteurs dérivants et un ADCP.

2.1 Apport du multistatique

2.1.1 Principe du multistatique et géométrie bistatique

Le multistatique est une technique permettant de recevoir simultanément plusieurs émetteurs avec un ou plusieurs récepteurs. Les rampes de fréquence des émetteurs sont synchronisées dans le temps par GPS et sont légèrement décalées en fréquence afin de créer un décalage en distance des signaux reçus sur les spectres distance Doppler. Ces derniers sont donc étagés, chaque étage correspondant à un émetteur particulier. Du fait qu'au moins un émetteur est éloigné du récepteur, il est nécessaire de prendre en compte la géométrie bistatique des émetteurs séparés du récepteur. Les principaux avantages du multistatique sont d'obtenir plus d'estimations des vitesses elliptiques des courants de surface qu'avec seulement 2 sites radar, ainsi que de pouvoir utiliser les combinaisons restantes d'au moins 2 radars en cas de panne d'un site.

Le réseau de radars HF WERA à Toulon, fonctionnant à 16.15 MHz, est composé de 2 émetteurs à Peyras (PEY) et à Porquerolles (POR) et de 2 récepteurs à Peyras et à Bénat (BEN). Leur situation géographique est montrée sur la figure 2.1. Le réseau de Réception PEY est constitué de 12 antennes alignées et espacées de 0.45λ et de 4 antennes supplémentaires disposées à côté du réseau de façon à le diviser en 2 branches. L'axe princi-

pal du réseau est de -3° (sens trigonométrique) par rapport au Nord. Le réseau de Bénat est légèrement irrégulier en raison de la topographie du terrain mais reste très proche d'un réseau régulier, il est constitué de 12 antennes. Son axe principal est de 70° (sens trigonométrique) par rapport au Nord. L'émetteur à Peyras est constitué de 2 antennes couplées pour focaliser l'émission vers l'Est et créer un minimum d'émission dans la direction du réseau pour éviter de saturer les antennes de réceptions par couplage direct. De 2012 à 2018, le réseau de radars HF opérationnel de Toulon utilisait seulement 2 combinaisons : le radar monostatique PEY-PEY et le radar bistatique POR-BEN. Le passage en mode multistatique a permis d'augmenter jusqu'à 4 le nombre de combinaisons possibles : PEY-PEY, POR-PEY, POR-BEN et PEY-BEN.

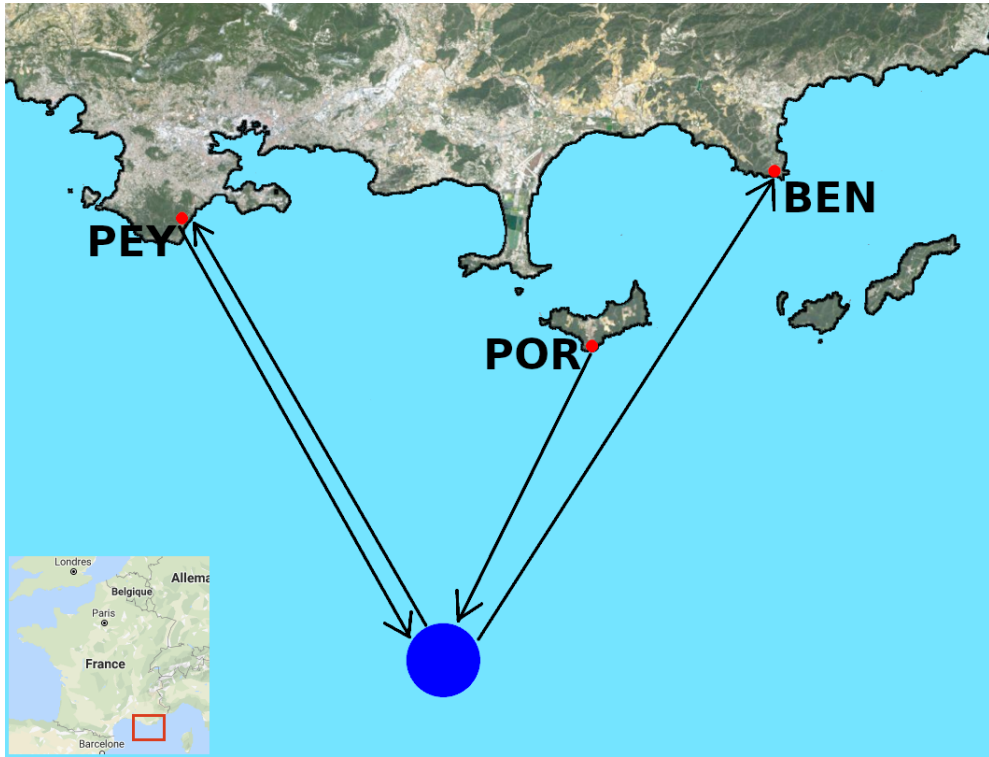


Figure 2.1: Situation géographique des radars de Toulon. Il y a un récepteur et un émetteur à Peyras, un émetteur à Porquerolles et un récepteur au cap Bénat.

Le principe de l'extraction des courants par radar HF est connu et documenté dans plusieurs papiers [21] [22] et nous ne rappelons ici que ce qui est propre à la géométrie multistatique.

La géométrie bistatique est plus complexe que la géométrie monostatique [23]. Les lignes iso-distance sont des ellipses dont les foyers sont l'émetteur et le récepteur. La fréquence de Bragg varie en fonction de l'angle bistatique, lui-même variable en fonction de la distance et de l'azimut, l'angle bistatique étant l'angle sous lequel la cellule radar voit l'émetteur et le récepteur (figure 2.2). Le décalage Doppler Δf entre la fréquence de Bragg théorique et le pic de premier ordre est dû à la projection du courant sur la normale locale à l'ellipse. Les vitesses obtenues sont donc appelées vitesses elliptiques. La fréquence de Bragg bistatique

est définie par :

$$f_B(\varphi) = \sqrt{\frac{g \cos \varphi}{\pi \lambda}} \quad (2.1.1)$$

avec φ la moitié de l'angle bistatique. La vitesse elliptique du courant devient donc :

$$U_n = \frac{\lambda \Delta f}{2 \cos \varphi} \quad (2.1.2)$$

Lorsque la distance entre la cellule radar et le récepteur est grande devant la distance entre l'émetteur et le récepteur, $\varphi \rightarrow 0$ et on retrouve la formule monostatique.

2.1.2 Limites géométriques

Une importante différence entre la configuration monostatique et la configuration bistatique est que sur une couronne iso-distance donnée, la fréquence de Bragg varie rapidement en fonction de l'azimut en raison de la variation de l'angle bistatique. Cela se traduit par une incertitude sur la mesure de vitesse elliptique dans les cases proches à cause du mélange de plusieurs sources ayant des fréquences de Bragg différentes dans une même case du spectre distance-Doppler. À distance plus lointaine, cet effet est moins prononcé, les cases distances les plus proches où l'angle bistatique est trop élevé sont donc rejetées.

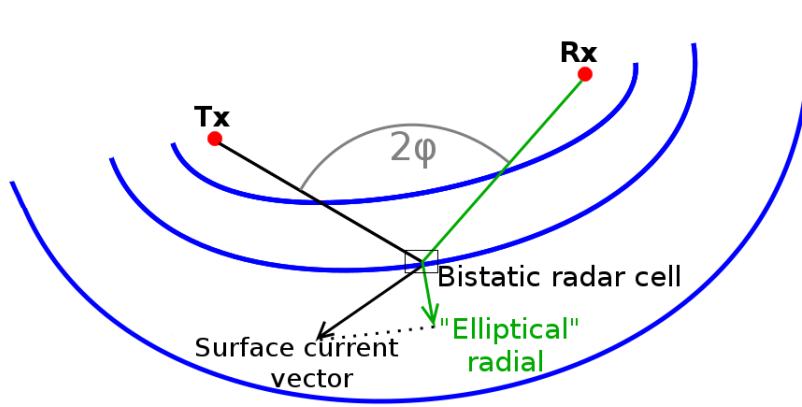


Figure 2.2: Schéma de la géométrie bistatique. Les iso-distance sont des ellipses dont les foyers sont l'émetteur et le récepteur. Pour une cellule radar donnée, la direction de projection est la normale à l'ellipse. L'angle ϕ est appelé angle bistatique.

La figure 2.3 montre un exemple de cartes de vitesses elliptiques horaire des 4 configurations possibles datant du 4 février 2014 à 14h UTC. Les configurations sont : POR-BEN en Haut à gauche, PEY-PEY en haut à droite, PEY-BEN en bas à gauche et POR-PEY en bas à droite. La figure 2.4 montre les cartes de vitesses elliptiques moyennées sur le mois de Février 2019 pour les mêmes configurations des radars que la figure précédente. La moyenne

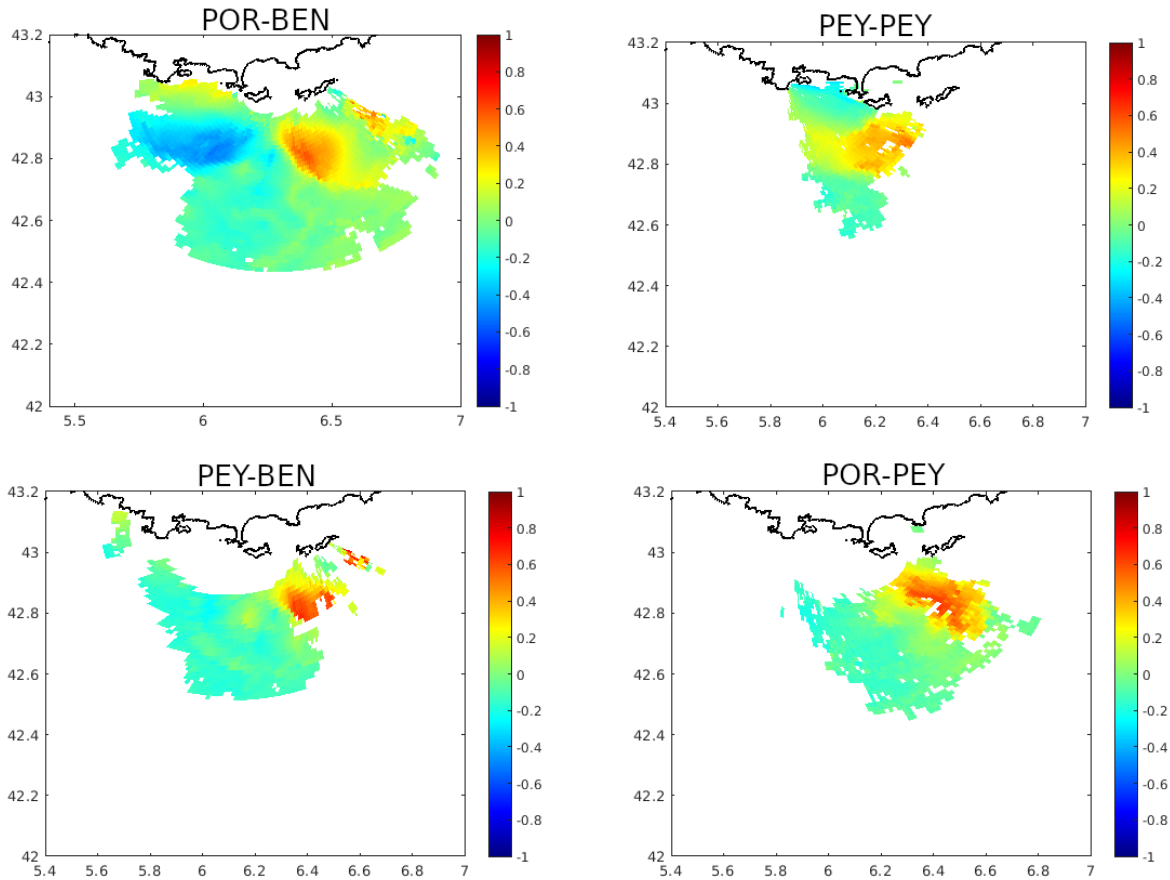


Figure 2.3: Cartes horaires de vitesses elliptiques du 4 Février 2019 à 14h pour POR-BEN en haut à gauche, PEY-PEY en haut à droite, PEY-BEN en bas à gauche et POR-PEY en bas à droite.

est effectuée avec un taux de couverture temporelle de minimum 5%. Les zones de couverture temporelle inférieures à 5% sont masquées.

Les cellules dont l'angle bistatique est supérieur à 37° ont été masquées afin d'éviter les erreurs dues à l'étalement des raies de Bragg au niveau des cases proches. Pour POR-BEN, l'émetteur est peu éloigné du récepteur (environ 17 km) et les cases rejetées par le seuil d'angle bistatique sont peu nombreuses. En revanche, pour PEY-BEN et POR-PEY la distance émetteur/récepteur est élevée : 30 km entre Peyras et Porquerolles et 40 km entre Peyras et Bénat. Le masquage des cases dont l'angle bistatique est assez élevé sur ces 2 configurations est plus important et laisse la zone proche des radars sans couverture. PEY-PEY, quant à lui, est monostatique, les cases proches sont conservées car l'angle bistatique est nul sur toute la grille.

Le motif global apparaissant sur les 4 configurations est celui du courant Nord Liguro-Provençal moyenné. Au Nord-Est des 2 cartes du récepteur Bénat (panneau de gauche) la partie orange semble déformée avec une atténuation locale du courant et un contour irrégulier qui n'est pas d'origine physique. Ces artefacts sont dus à un RFI (Radio Frequency Interference) issues d'émetteurs radio dont la bande fréquentielle d'émission interfère avec le signal

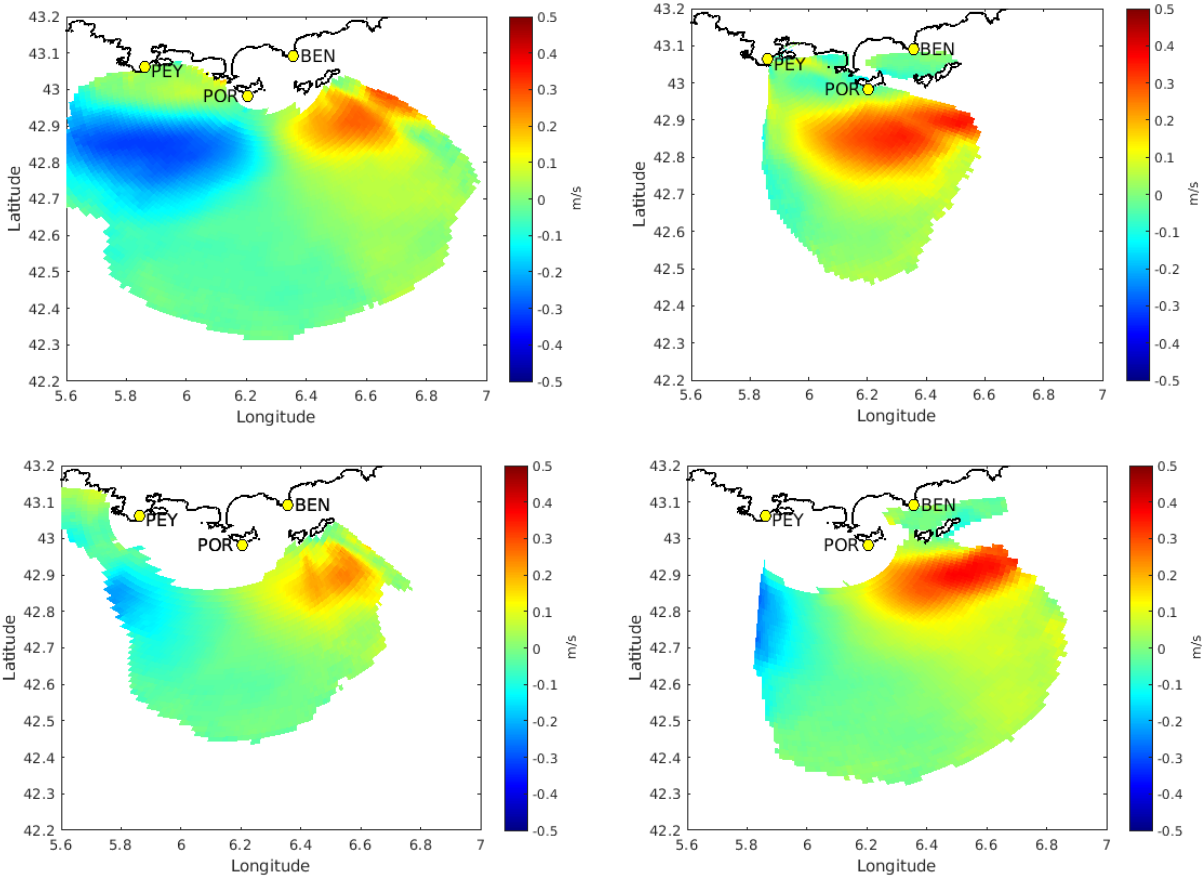


Figure 2.4: Mêmes cartes que la figure précédente à la différence qu'il s'agit d'une moyenne sur tout le mois de Février 2019. Pour le récepteur Bénat, l'effet du masquage des îles d'Hyères au Nord-Est des 2 cartes (panneau de gauche) couplé à un artefact de RFI régulière présent dans cette zone est visible. Pour le récepteur Peyras c'est le masquage par l'île de Porquerolles qui vient perturber la visibilité des courants derrière celle-ci.

du radar HF. Dans notre cas, un RFI perturbe fréquemment quelques secteurs angulaires de cette partie de la carte. Le motif bleu est quant à lui plutôt régulier, ce qui signifie que cette zone est plus rarement polluée par les artefacts. Sur la configuration PEY-PEY, les signaux rétro-diffusés derrière l'île de Porquerolles sont souvent masqués par cette dernière, ce qui se traduit par une zone aveugle sur la carte moyenne (couverture temporelle inférieure à 5%). Un peu plus au Sud, le motif rouge est localement légèrement atténué par un artefact ayant la forme d'un secteur angulaire. Il s'agit de la trace d'un RFI similaire à celle présente au nord-est des cartes de Bénat.

2.1.3 Rapport signal à bruit

La puissance reçue par un récepteur après rétrodiffusion par une cible donnée sur la surface de mer est définie par l'équation radar [24] :

$$P_r = P_t \frac{G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R_t^2 R_r^2} \quad (2.1.3)$$

avec P_t la puissance transmise, G_t et G_r les gains d'antennes d'émission et de réception, R_t et R_r sont respectivement la distance entre l'émetteur et la cible et la distance entre le récepteur et la cible, λ la longueur d'onde du radar et σ la section efficace (ou surface équivalente radar) de la cible. Dans le cas de la mesure de surface marine, la cible est une cellule radar de surface efficace $R\Delta R\Delta\theta$, la puissance reçue décroît donc en fonction du cube de la distance.

Le signal est exploitable tant que la puissance reçue est supérieure au niveau du bruit. La figure 2.5 montre une carte de rapport signal à bruit (SNR) moyenné sur la même période et le même taux de couverture temporelle que la figure précédente. L'effet du masquage des îles est visible sur chaque carte et se traduit par une baisse du SNR derrière les îles par rapport aux secteurs angulaires voisins. Le SNR dans le cas de la mesure des courants de surface est défini comme étant le quotient entre l'amplitude des pics du premier ordre de la densité spectrale de puissance (DSP) et le niveau moyen du bruit, ce dernier étant calculé en prenant la moyenne de la densité spectrale de puissance (DSP) $\sigma(\omega)$ en dehors des fréquences contenant les pics de Bragg, les pics de second ordre et les échos fixes :

$$SNR = \max_{\omega} \sigma(\omega) \times \left(\frac{1}{B} \int_B \sigma(\omega_b) d\omega_b \right)^{-1} \quad (2.1.4)$$

où ω_b est la partie du spectre n'appartenant pas aux pics de Bragg, ni aux pics de second ordre, ni aux échos fixes.

Notons que cette définition classique du SNR est valable sur chaque cellule radar pour un signal résolu en azimut (après traitement en BF). Néanmoins, cette définition peut être adaptée à l'algorithme MUSIC où seuls les spectres omnidirectionnels d'antenne sont disponibles. Pour ce faire, chaque case distance-Doppler du spectre appartenant aux raies de premier ordre se voit attribuée une ou plusieurs directions d'arrivée selon le nombre de sources qui y contribuent. Pour obtenir une carte complète de SNR, on effectue donc le DF de la même manière que pour les courants, mais en remplaçant les vitesses de courant par les valeurs de SNR. Les cartes obtenues pour chaque groupe d'antenne sont ensuite moyennées. Dans ce cas, une réalisation du SNR dans une cellule radar est définie comme étant le ratio entre la case distance-Doppler affectée à ladite cellule et le niveau moyen de bruit, ce dernier étant calculé hors du domaine $[-0.7 +0.7]$ Hz (pour une émission de 16.15 MHz) qui contient la grande majorité des échos marins (Raies de Bragg, second ordre, bateau, échos fixes). Les cartes de SNR présentées sur la figure 2.5 utilisent cette définition. Pour améliorer la visibilité, ces cartes de SNR sont moyennées sur 1 mois et le seuil de SNR minimal est fixé à 6 dB.

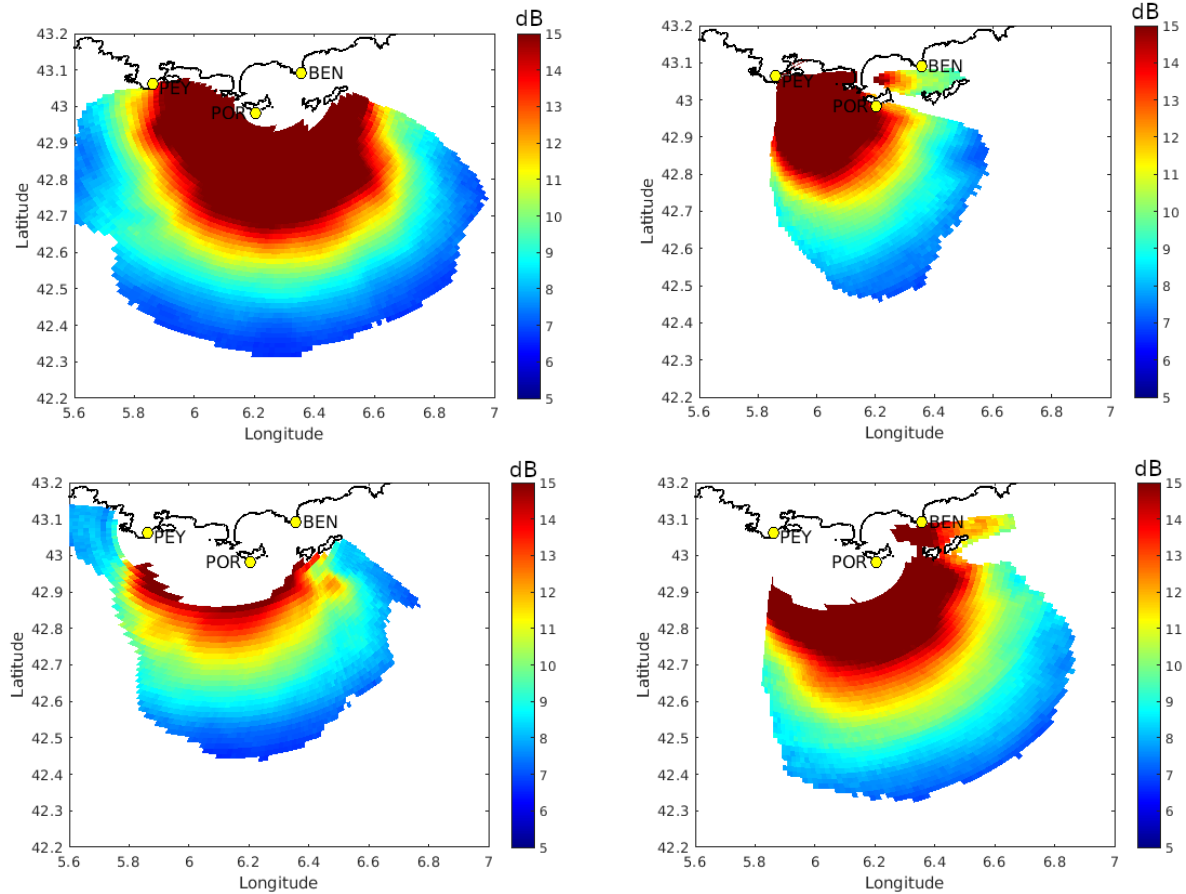


Figure 2.5: Cartes de rapport signal à bruit moyenné sur le mois de Février 2019 pour les mêmes radars que sur la figure précédente. Durant cette période, le SNR a été meilleur sur POR-BEN, PEY-PEY et POR-PEY ont été équivalent et PEY-BEN a eu un moins bon rapport signal à bruit du fait de la distance entre l'émetteur et le récepteur.

2.1.4 Amélioration du GDOP

La reconstruction vectorielle des courants de surface \mathbf{U} dans le cas où il y a plus de 2 vitesses projetées disponibles peut être réalisée en utilisant la méthode des moindres carrés. [25]. Soit $\mathbf{U}_n = (\mathbf{U}_{n_1}, \dots, \mathbf{U}_{n_p})$ les p projections disponibles de \mathbf{U} dans un certain rayon de recherche autour d'un point de grille, la matrice de projection G est définie par :

$$G = \begin{pmatrix} \cos(\theta_1) & \sin(\theta_1) \\ \dots & \dots \\ \cos(\theta_p) & \sin(\theta_p) \end{pmatrix}$$

où θ_i est la direction par rapport à l'Est (sens trigonométrique) de la i -ème projection sur le point de grille, c'est-à-dire la direction de la normale à l'ellipse définie par la paire émetteur-récepteur correspondante. La solution par les moindres carrés $\mathbf{U} = (\mathbf{U}_x, \mathbf{U}_y)$ pour les composantes zonales et méridionales des vecteurs de courants de surfaces est définie par :

$$\mathbf{U} = (\mathbf{G}^T \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{U}_n \quad (2.1.5)$$

Plusieurs projections issues d'une même paire émetteur-récepteur peuvent être disponibles à l'intérieur du rayon de recherche et sont alors moyennées. Le nombre de projections moyennées sera par conséquent compris entre 2 et 4 selon le nombre de paires bistatiques existantes sur un point de la grille. Comme bien connu, la qualité de la reconstruction des vecteurs courants dépend de la précision des radiales et de l'angle entre les directions de projections de chaque paire bistatique. Le facteur de GDOP pour les composantes zonales U_x et méridionales U_y pour la reconstruction à plus de 2 radiales est donné par :

$$\alpha_x = \text{Det}((G^T G)^{-1}) \sum_{i=1}^L \cos^2(\theta_i) \quad (2.1.6)$$

$$\alpha_y = \text{Det}((G^T G)^{-1}) \sum_{i=1}^L \sin^2(\theta_i) \quad (2.1.7)$$

$$(2.1.8)$$

Les erreurs de variance pour la composante zonale, la composante méridionale et le vecteur total sont données par :

$$\sigma_x^2 = \alpha_x \sigma^2, \quad \sigma_y^2 = \alpha_y \sigma^2, \quad \sigma_{xy}^2 = (\alpha_x + \alpha_y) \sigma^2 \quad (2.1.9)$$

La figure 2.6 montre le GDOP du courant total pour 2 radiales à gauche (POR-BEN, PEY-PEY) et 4 radiales à droite (POR-BEN, PEY-PEY, PEY-BEN, POR-PEY). La différence entre les 2 est que dans le cas à 4 radiales, l'espace délimité par chaque iso-GDOP est étendu par rapport au GDOP à 2 radiales. Cela permet d'augmenter la couverture radar quel que soit le seuil de GDOP fixé. On notera que cette amélioration est surtout présente autour des îles d'Hyères. La zone entre l'île de Porquerolles et le Fort Peyras est également améliorée, mais est inexploitable car elle correspond aux cases distances les plus proches pour les radiales PEY-BEN et POR-PEY, les premières étant totalement masquées et les cases proches supplémentaires étant partiellement masquées par le seuil d'angle bistatique. À l'Ouest du domaine, à l'extérieur de la couverture de PEY-PEY et POR-PEY, une extension supplémentaire apparaît, correspondant au couple de radiales PEY-BEN et POR-BEN. La discontinuité observée correspond à la limite de grilles des 2 radiales appartenant au récepteur Peyras.

La figure 2.7 montre la reconstruction vectorielle des courants moyennés sur tout le mois de Février 2019 avec les 2 radiales primaires (à gauche) et les 4 radiales avec au moins 2 radiales parmi les 4 (à droite). On voit que l'amélioration du GDOP permet d'étendre la couverture radar à l'Est du domaine et légèrement à l'Ouest.

La figure 2.32 montre une reconstruction vectorielle d'un champ de courant moyenné sur 10h (le 20 Février 2019 de 8h à 18h UTC). Les flèches magenta sont le résultat de la campagne de mesure par ADCP du 20 Février 2019 que nous verrons en détail dans la section 2.7. La sous-figure 2.32-a montre la reconstruction avec les radiales POR-BEN et PEY-PEY aussi appelées radiales primaires (c'est-à-dire la paire de radiales ayant le meilleur

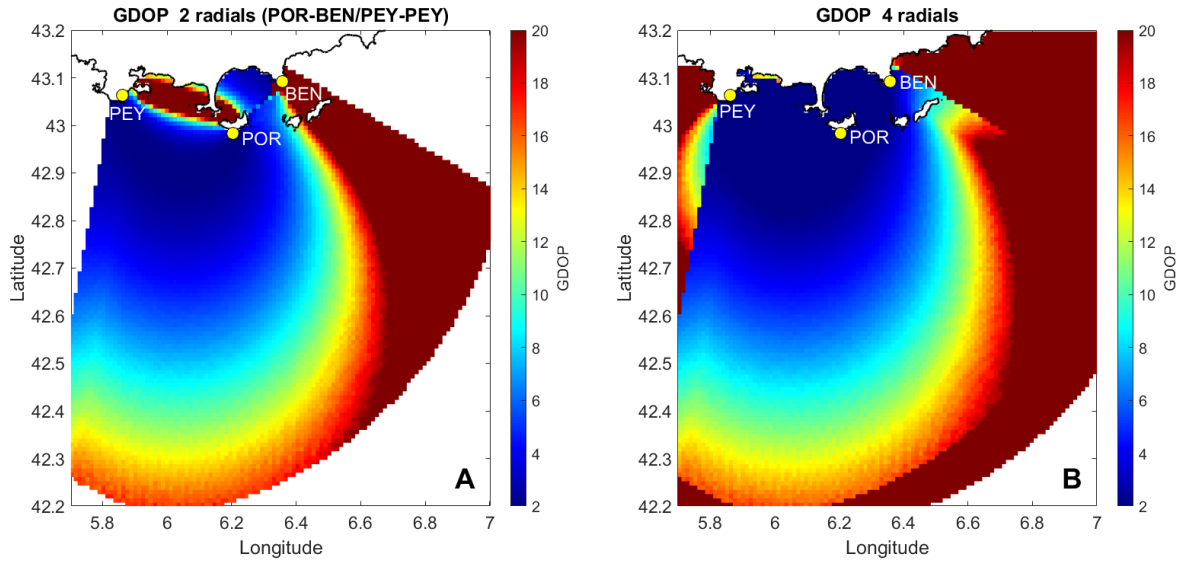


Figure 2.6: Dilution géométrique de précision (GDOP) pour les 2 radiales principales (POR-BEN, PEY-PEY) à gauche et les 4 radiales à droite. La discontinuité à l'ouest sur la figure de droite est due à la limite de grille de PEY-PEY et POR-PEY. Par rapport à la figure de gauche, le GDOP présenté à droite est plus étendu avec notamment un gain significatif de couverture vers l'Est.

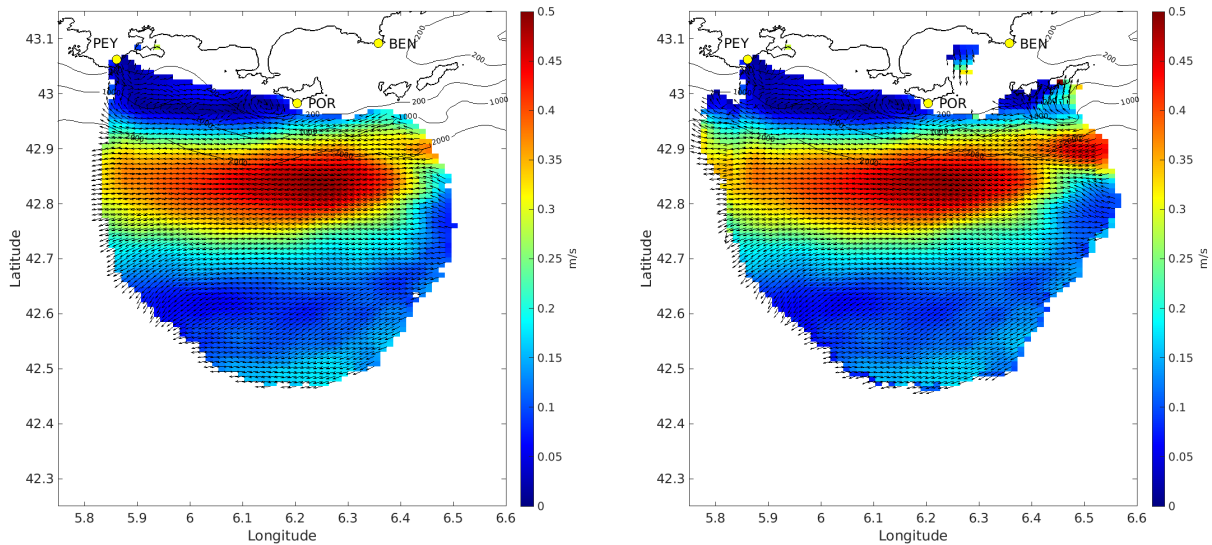


Figure 2.7: Reconstruction vectorielle à partir des radiales de la moyenne de Février 2019. À Gauche : reconstruction à 2 radiales POR-BEN et PEY-PEY. À droite : reconstruction à 4 radiales.

GDOP). La sous-figure 2.32-b montre la reconstruction avec les 4 radiales. On voit clairement une extension à l'Est et à l'Ouest du domaine ainsi qu'une correction de la direction des

vecteurs à proximité de l'île de Port Cros. Les sous-figures 2.32-c et 2.32-d montrent deux exemples de reconstruction utilisant les radiales disponibles restantes dans les cas où un des deux émetteurs est en panne. Lorsque l'émetteur de Porquerolles est en panne, les radiales exploitables restantes sont PEY-BEB et PEY-PEY, et lorsque l'émetteur de Peyras est en panne, il reste POR-BEN et POR-PEY. La configuration multistatique est donc robuste aux pannes d'un émetteur ou d'un récepteur. Entre le 9 novembre 2021 et le 23 mars 2022, le radar de Bénat a été victime d'une importante panne, la reconstruction en temps réel a été effectuée avec PEY-PEY et POR-PEY durant cette période, ce qui n'aurait pas été possible sans la configuration multistatique.

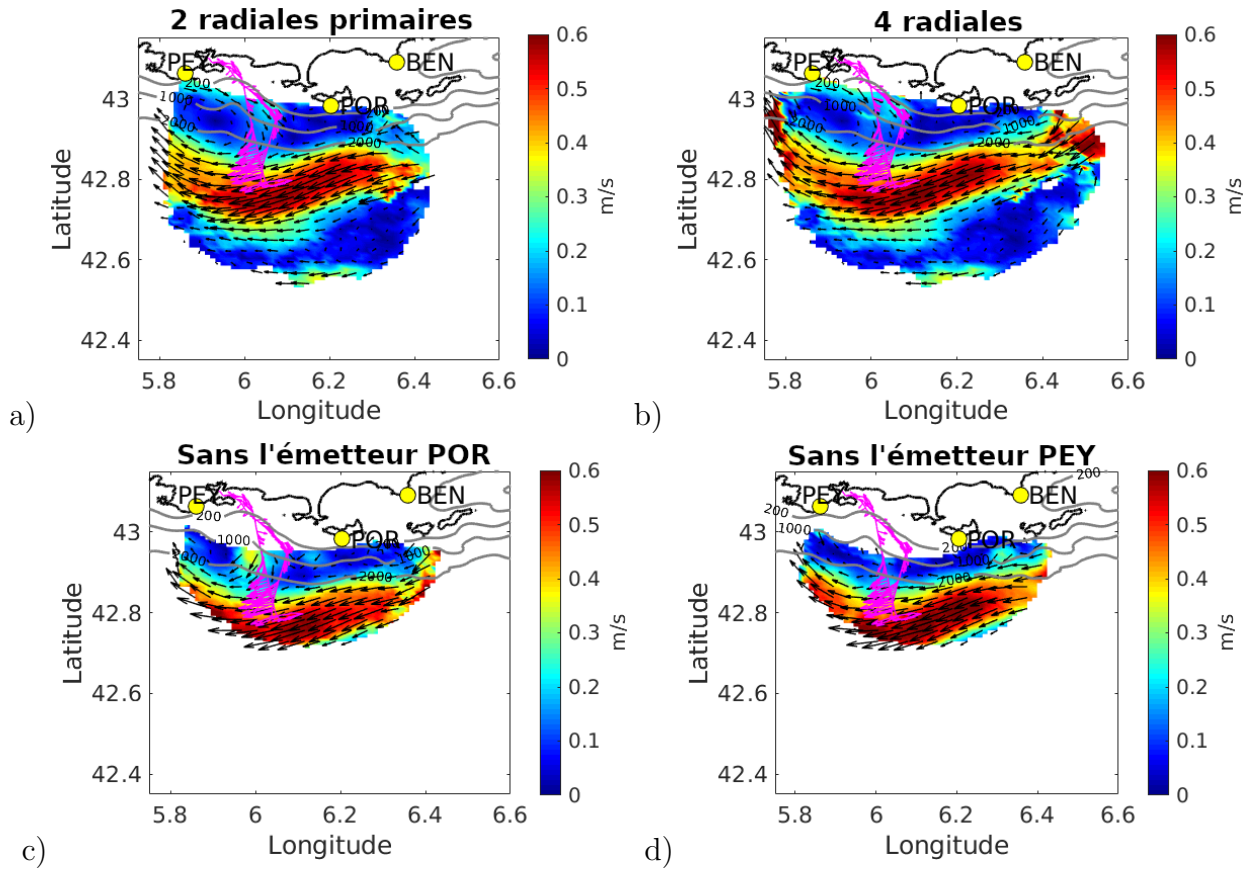


Figure 2.8: Courants de surface du 20 Février 2019 moyennés sur 10h (8:00 à 18:00 UTC). a) reconstruction avec POR-BEN/PEY-PEY, b) reconstruction avec les 4 radiales et au moins 2 radiales disponibles, c) reconstruction avec PEY-PEY/PEY-BEN (émetteur Porquerolles manquant), d) reconstruction avec POR-PEY/POR-BEN (émetteur Peyras manquant). Les flèches magenta correspondent aux vecteurs de courant mesurés par l'ADCP du Tethys-2.

2.2 Autocalibration de phases

La calibration des antennes est une étape importante pour s'assurer d'un lobe d'antenne bien caractérisé. La méthode la plus courante est la mesure des lobes par bateau, qui consiste à décrire un arc de cercle autour du radar avec un bateau doté d'une antenne d'émission pour pouvoir ensuite mesurer les gains complexes de chaque antenne de réception dans toutes les directions appartenant à l'arc de cercle. Dans cette section, nous présentons une nouvelle méthode numérique de calibration automatique des antennes, qui permet de s'affranchir des mesures de lobes expérimentales nécessitant des campagnes en mer coûteuses et complexes. De plus, l'autocalibration peut être réalisée en permanence avant chaque mesure (c'est-à-dire toutes les 20 minutes).

2.2.1 Cas à une source

Lorsque le radar est bistatique (émetteur et récepteur séparés), le signal direct de l'émetteur permet de mesurer les anomalies de phases entre les antennes du réseau de réception. L'idée de l'autocalibration est de comparer la différence de phase théorique d'origine géométrique entre les antennes avec la différence de phase mesurée à partir du signal direct. La différence entre les déphasages théoriques et les déphasages mesurés correspond à une perturbation de phase, qui peut être ainsi corrigée avant de procéder au traitement azimutal.

L'autocalibration de phase se fait de la manière suivante : pour chaque antenne, le signal direct \tilde{D}_n est extrait en prenant le "zéro-Doppler" sur la case distance où se situe le signal direct, puis sa phase est calculée par rapport à la première antenne, $\tilde{\phi}_n = \arg(\tilde{D}_n/\tilde{D}_1)$. Ensuite, la différence entre les phases théoriques et mesurées est calculée de sorte à satisfaire l'hypothèse que le récepteur est éclairé par une onde plane dans la direction de l'émetteur. : $\delta\phi_n = \tilde{\phi}_n - \phi_n$. Enfin, les gains complexes sont corrigés par les coefficients de perturbation de phase $\delta\phi_n$. Les gains complexes corrigés sont ainsi définis par :

$$\tilde{\mathbf{a}}(\theta) = (1 * e^{i\delta\phi_1}, e^{iK\mathbf{u}(\theta)\cdot\mathbf{d}_1\delta\phi_2}, \dots, e^{iK\mathbf{u}(\theta)\cdot\mathbf{d}_{N-1}\delta\phi_N}) \quad (2.2.10)$$

En effectuant cette méthode, on suppose que les coefficients de correction de phases sont constants dans toutes les directions. Il n'est pas garanti que cette hypothèse soit vérifiée en pratique, mais il est facile de le vérifier avec un 2ème émetteur distant dans une autre direction. Nous verrons dans la prochaine sous-section que les coefficients de correction de phase sont différents d'une source à l'autre pour l'autocalibration à 2 sources. La précédente hypothèse se révèle être fausse mais l'autocalibration reste applicable lorsqu'une seule source est disponible car l'erreur des négligeable dans les directions proches de la source utilisée pour l'autocalibration et les erreurs observées à 45° ou plus de la direction d'autocalibration est seulement de quelques degrés.

La figure 2.9 montre un facteur de réseau déformé par des perturbations de phase aléatoire pour un réseau régulier périodique de 12 antennes orienté suivant l'axe vertical et dont le lobe principal pointe perpendiculairement à l'axe du réseau. La figure de gauche montre le cas avec une erreur de 10% et celle de droite une erreur de 50%. La déformation est peu prononcée avec une erreur de 10% mais devient non négligeable avec une erreur de 50% avec notamment un dépointage du lobe principal par rapport à sa direction nominale, Cela se traduit par une légère rotation des cartes de courant si l'on traite les données sans corriger les

phases. Pour les 2 sous-figures, la courbe noire représente le facteur de réseau théorique, et la courbe en pointillés rouges représente le même facteur de réseau perturbé par les coefficients aléatoires.

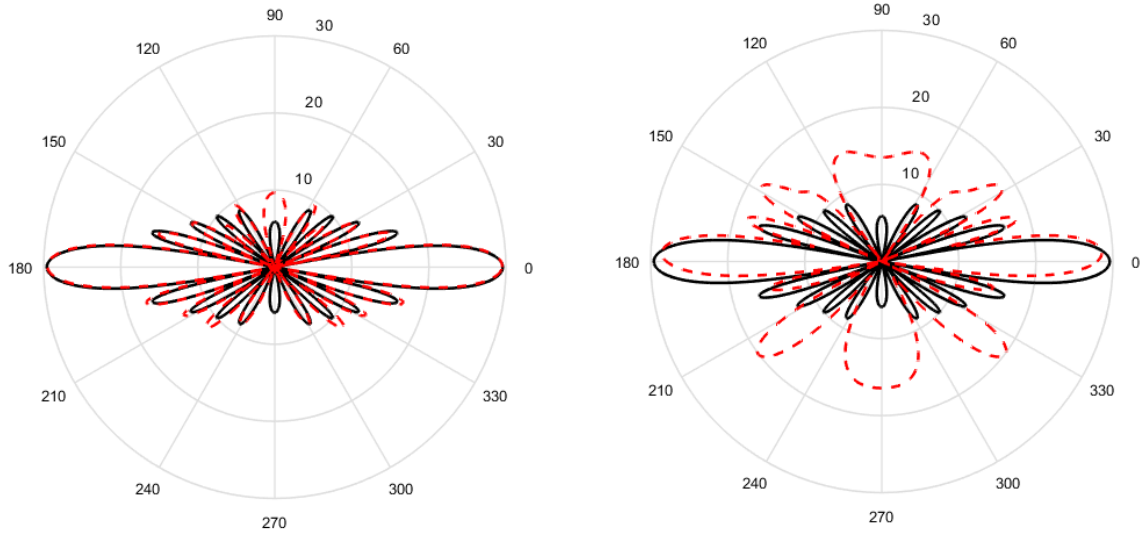


Figure 2.9: Effet des perturbations de phases sur le facteur de réseau. En noir : facteur de réseau théorique. En pointillés rouges : facteur de réseau déformé par une perturbation des phases des antennes. La figure de gauche est obtenue avec des perturbations aléatoires de 10% d'erreur et celle de droite avec 50% d'erreur.

2.2.2 Cas à 2 sources

En pratique, les coefficients de correction de phases sont variables en fonction de la direction, indépendamment de la qualité des installations. De plus, avec un radar multistatique (qui reçoit plusieurs émetteurs distants), il est possible de faire l'autocalibration avec plusieurs signaux directs venant de directions différentes. Il sera expliqué dans cette sous-section comment procéder à l'autocalibration avec plusieurs sources comme le montre la figure 2.10.

L'idéal est d'avoir accès aux vrais gains complexes, mais cela nécessite d'effectuer des mesures par bateau, elles même source d'erreur en raison des aléas climatiques (vents, état de la mer) qui font bouger le bateau et des signaux parasites qui peuvent fausser la mesure. De plus, les vrais gains d'antennes ont tendance à varier avec le temps à cause des variations de température et d'humidité qui modifient les propriétés diélectriques des câbles et des composants d'antennes. Passer des gains théoriques aux vrais gains équivaut à connaître les coefficients perturbations de phases $\delta\phi_{\theta_n}$ dans toutes les directions. L'autocalibration à plusieurs sources permet d'approcher cette solution. Pour un radar multistatique avec 2 émetteurs distants, il y a 2 sources directes de directions différentes (si le premier émetteur n'est pas monostatique) avec lesquelles on peut effectuer l'autocalibration. Les termes de correction de phases $\check{\phi}_j$ pour l'antenne n et la source j sont définis comme suit :

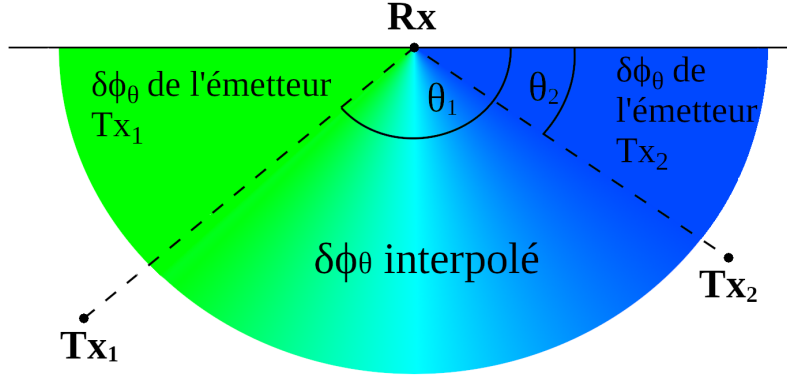


Figure 2.10: Schéma de la provenance des 2 sources d'émission directes pour l'autocalibration à 2 sources.

$$\tilde{\phi}_{1n} = \arg \left(\frac{\tilde{D}_{1n}}{D_{11}} \right) \quad \tilde{\phi}_{2n} = \arg \left(\frac{\tilde{D}_{2n}}{D_{21}} \right) \quad (2.2.11)$$

$$\delta\phi_{1n} = \tilde{\phi}_{1n} - \phi_{1n} \quad (2.2.12)$$

$$\delta\phi_{2n} = \tilde{\phi}_{2n} - \phi_{2n} \quad (2.2.13)$$

Étant donné que les coefficients $\delta\phi$ sont connus pour 2 directions, une approche consiste à les interpoler dans le domaine de directions situées entre la direction θ_1 de la première source et la direction θ_2 de la seconde source. Pour éviter les ambiguïtés de phase, nous interpolons le sinus et le cosinus :

$$\sin(\delta\phi_\theta) = \frac{\sin(\delta\phi_1)|\theta - \theta_2| + \sin(\delta\phi_2)|\theta - \theta_1|}{|\theta - \theta_2| + |\theta - \theta_1|} \quad (2.2.14)$$

$$\cos(\delta\phi_\theta) = \frac{\cos(\delta\phi_1)|\theta - \theta_2| + \cos(\delta\phi_2)|\theta - \theta_1|}{|\theta - \theta_2| + |\theta - \theta_1|} \quad (2.2.15)$$

$$\delta\phi_\theta = \text{atan2}(\sin(\delta\phi_\theta), \cos(\delta\phi_\theta)) \text{ si } \theta_1 \leq \theta_2 \quad (2.2.16)$$

À l'extérieur du cône angulaire formé par les 2 sources, les corrections de phases prennent les valeurs issues de la source la plus proche en azimuth (voir figure 2.10) :

$$\delta\phi_\theta = \delta\phi_1 \text{ si } \theta \leq \theta_1 \quad (2.2.17)$$

$$\delta\phi_\theta = \delta\phi_2 \text{ si } \theta \geq \theta_2 \quad (2.2.18)$$

La figure 2.11 montre un exemple de carte de courant obtenue après un traitement azimuthal en BF, avec et sans autocalibration pour les 2 sites récepteurs de Toulon. À gauche, il s'agit du résultat obtenu sans autocalibration et à droite avec autocalibration de phase, pour respectivement le radar Bénat en haut et le radar Peyras en bas. On voit que l'autocalibration

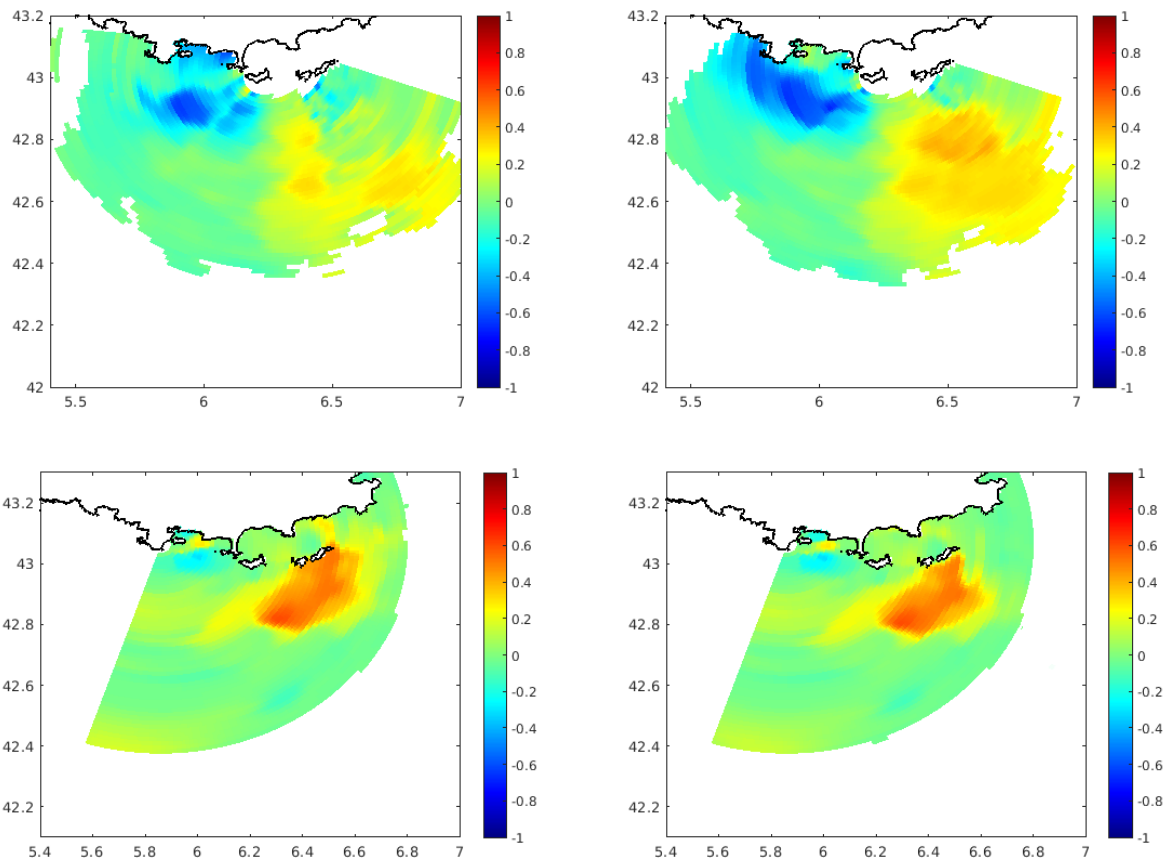


Figure 2.11: Cartes de courant du 13 Octobre 2019 à 17h UTC obtenue après un traitement en BF. En haut, carte du radar POR-BEN. en bas, carte du radar PEY-PEY. à gauche, le traitement a été fait sans auto-calibration et à droite le même traitement à été fait avec l'auto-calibration

permet nettement de retrouver certaines structures de courant obtenues avec le radar de Bénat, les mêmes structures étaient mal définies sans calibration. L'effet est moins prononcé pour Peyras en BF.

2.3 Amélioration des traitements azimutaux

2.3.1 Méthode des groupements d’antennes

Le principal défaut du DF étant la lacunarité des cartes radiales, une avancée majeure pour s’affranchir de cette lacunarité est d’étendre l’algorithme à tous les sous-réseaux possibles comportant des antennes consécutives au lieu de se restreindre à l’appliquer uniquement sur un seul groupe comportant toutes les antennes du réseau. Cette méthode est appelée ”groupements d’antennes”, elle permet d’obtenir autant de réalisations d’une carte de vitesses elliptiques qu’il y a de groupes d’antennes. L’idée d’utiliser des sous-réseaux en DF n’est pas complètement nouvelle et a été utilisée pour améliorer l’estimation de la matrice de covariance [13]. Cependant, les sous-réseaux sont utilisés d’une autre manière afin d’obtenir de nombreuses estimations des courants à partir de ces sous-réseaux allant d’un nombre d’antennes minimum de 3 à 4 antennes à un nombre maximum étant le nombre d’antennes du réseau. La figure 2.12 illustre l’organisation des groupes d’antennes pour un réseau linéaire régulier de N antennes. Pour un nombre minimal de $N - M = N_{min}$ antennes, le nombre de groupes possible est de $\frac{(N - N_{min} + 1)(N - N_{min} + 2)}{2}$ groupes d’antennes. En raison du fait que les grands groupes génèrent de meilleures estimations des vitesses elliptiques avec une meilleure résolution azimutale que les petits groupes, les estimations obtenues sont empilées en faisant la moyenne pondérée de toutes les vitesses elliptiques tombant dans chaque cellule de la grille. Les poids sont faibles pour les petits groupes d’antennes et élevés pour les grands groupes d’antennes. Du fait qu’il y a généralement un grand nombre de sous-réseaux, cela augmente la probabilité qu’une cellule radar soit visitée par au moins une valeur de vitesse elliptique d’un sous-réseau quelconque, à tel point que la plupart des cellules sont remplies plusieurs fois. Ceci améliore considérablement le remplissage des cartes de vitesses elliptiques tout en fournissant des données plus fiables avec des estimations plus précises des vitesses ainsi que moins de valeurs aberrantes. Les cartes moyennées sont aussi plus robustes au bruit. La faible résolution azimutale des petits groupes a tendance à lisser les cartes de vitesses elliptiques. De plus, le nombre de sources détectables est limité en raison de la petite taille de leur espace bruit, ce qui justifie la faible valeur des coefficients de moyenne pondérée pour ceux-ci afin de faire ressortir la haute résolution azimutale des grands groupes. Les petits groupes permettent en outre de vérifier la qualité de l’autocalibration. En effet, avec des phases perturbées, il y a une déformation notable de la carte d’un groupe par rapport à un autre, la moyenne des petits groupes est par conséquent lissée et présente une résolution azimutale médiocre. Avec l’autocalibration, les déformations relatives de chaque carte sont moins prononcées et la moyenne est mieux résolue. La figure 2.13 montre l’effet de la méthode des groupements d’antennes sur les cartes radar. La moitié haute correspond au radar de Bénat et la moitié basse au radar de Peyras. Les 2 sous-figures de gauche montrent ce que l’on obtient en utilisant un seul groupe avec toutes les antennes du réseau en appliquant l’algorithme MUSIC pour 3 sources. Les 2 sous-figures de droite montrent le résultat obtenu avec tous les groupes de 8 à 12 antennes et de 1 à 6 sources pour chaque sous-réseau (la section ”stacking en nombre de sources” expliquera plus en détail cette extension de la méthode des groupements d’antennes). La différence de lacunarité est nette entre les 2 méthodes, les cartes obtenues avec les groupements d’antennes sont clairement pleines avec seulement de très rares trous isolés. En outre, les structures de courants sont mieux visibles en raison de

la réduction de bruit après empilement des cartes de chaque groupe d'antenne. Cela permet de d'affranchir d'un remplissage des trous par interpolation. Un autre avantage majeur de cette méthode est la robustesse aux pannes de quelques antennes de réception du réseau. La figure 2.14 montre comment les groupements d'antennes arrivent à remplir les cartes malgré quelques antennes manquantes pour Bénat en haut et Peyras en bas. Sur le panneau de gauche, les données ont été traitées après avoir enlevé une antenne (antenne 7) et sur le panneau de droite le même traitement a été effectué avec 3 antennes manquantes (antennes 3, 7 et 8).

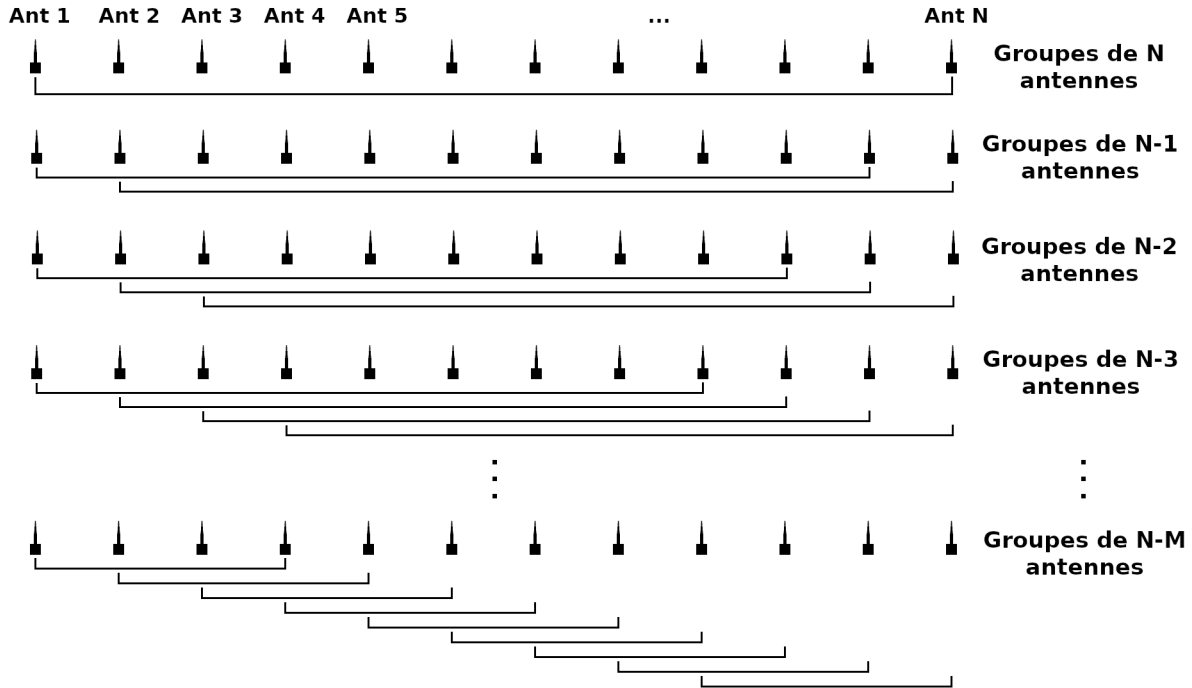


Figure 2.12: Schéma montrant le principe de la méthode des groupements d'antennes.

2.3.2 "Empilement" ("stacking") en sources

En théorie, le choix du nombre de sources est défini par le nombre de valeurs propres appartenant à l'espace signal. Lors du classement des valeurs propres, la séparation entre l'espace signal et l'espace bruit est théoriquement marquée par une rupture due à une grande différence d'ordre de grandeur entre les valeurs propres de l'espace signal et celles de l'espace bruit. Cependant, en pratique, cette rupture n'est pas ou peu visible sur les données réelles, ce qui rend difficile de choisir le nombre de sources à détecter en fonction du nombre de valeurs propres appartenant à l'espace signal et oblige à fixer arbitrairement le nombre de sources. Une idée d'extension de la méthode des groupements d'antenne est d'obtenir plusieurs estimations des vitesses elliptiques pour un même sous-réseau et de l'appliquer à tous les sous-réseaux, mais avec plusieurs choix du nombre de sources, généralement de 1 source à 6 sources pour les plus grands groupes, et pour les groupes plus petits un nombre maximal de sources lui aussi plus petit. De même que pour la méthode des groupements d'antennes, les

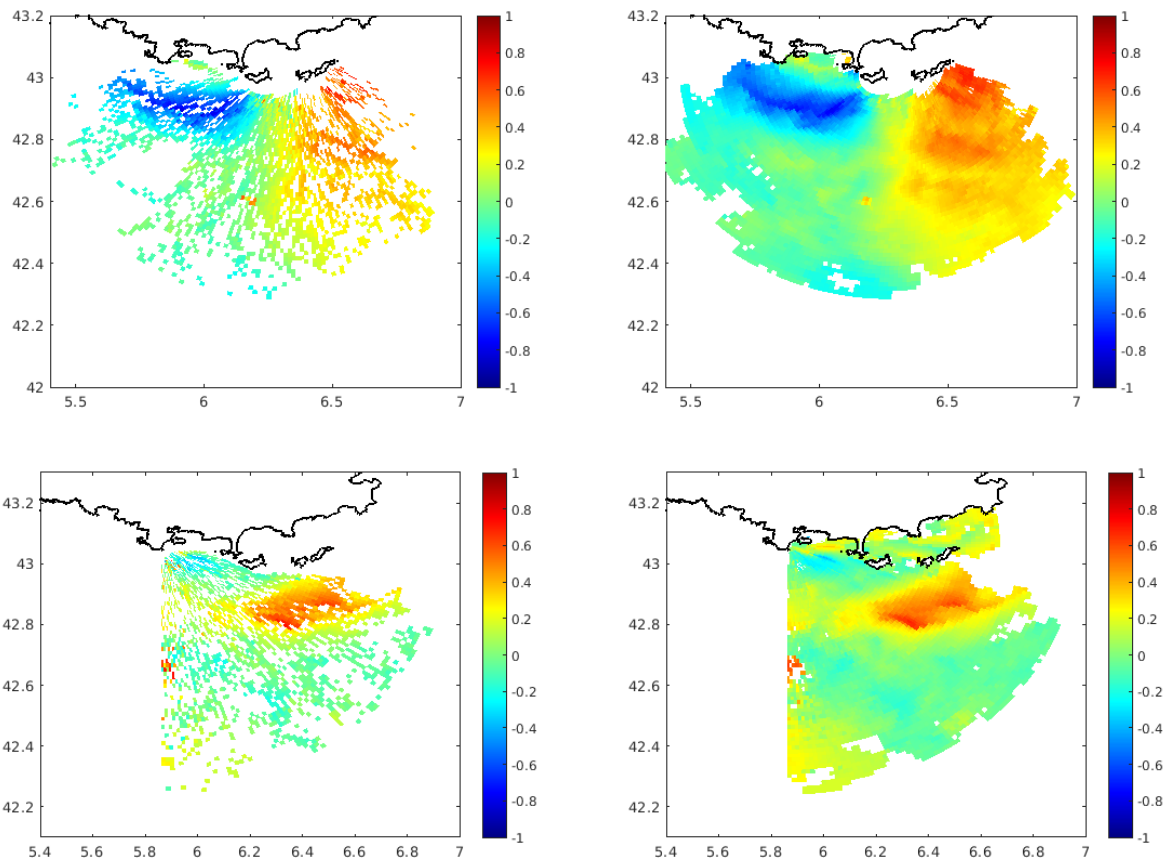


Figure 2.13: Cartes de courant du 13 Octobre 2019 à 17h UTC obtenue après un traitement en DF. Cette figure illustre l'effet de la méthode des groupements d'antennes. En haut, carte de POR-BEN. En bas, carte de PEY-PEY. À gauche, le traitement a été fait sans la technique des groupements d'antennes, les cartes sont lacunaires. À droite le même traitement a été fait avec la technique des groupements d'antennes, les cartes sont pleines.

cartes obtenues avec chaque nombre fixé de sources sont "empilées", il s'agit d'une technique connue sous le nom de "stacking" en photographie [26]. Les cartes à 1 source sont les moins bruitées, mais leurs inconvénients majeurs sont une mauvaise reconstruction des structures. Typiquement, lorsqu'il y a une veine de courant, celle-ci n'est présente qu'à moitié et l'autre moitié est manquante car elle aurait nécessité une 2ème source pour être présente sur la carte. Les cartes avec un nombre de sources élevé permettent de reconstruire le plus de structures fines possibles, notamment dans les cas où de nombreux tourbillons sont présents, mais sont en revanche plus bruitées. Le stacking en nombre de sources permet d'augmenter le nombre total d'estimations des vitesses elliptiques tout en limitant les petits groupes à un nombre minimal d'antennes supérieur à la moitié du réseau, ce qui permet de faire davantage ressortir les structures les plus fines et de réduire le bruit par rapport aux groupements d'antennes sans "stacking" en source.

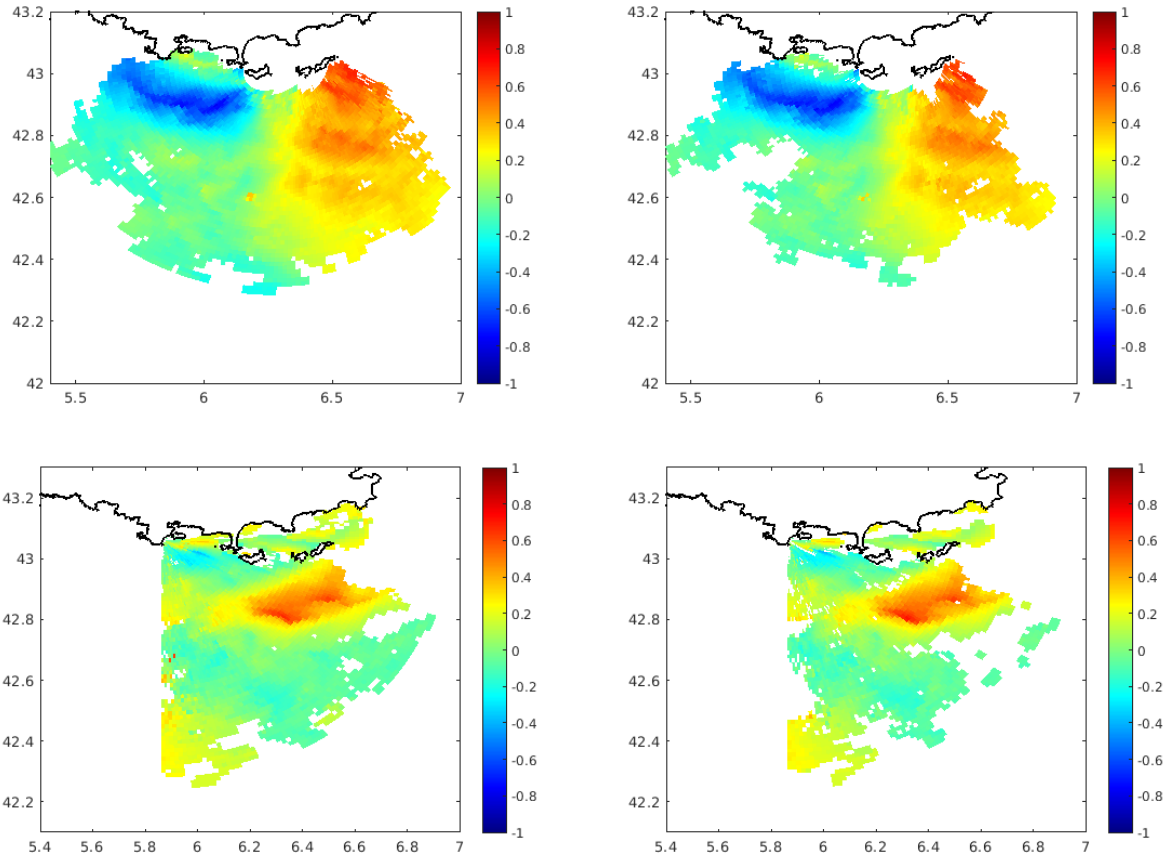


Figure 2.14: Mêmes cartes que la figure 2.13 avec un traitement en DF et la technique des groupements d'antennes utilisant tous les sous-réseaux de 4 à 12 antennes et avec le stacking en sources allant de 1 à 6 sources. Sur le panneau 2 gauche, 1 antenne est hors service (antenne 7) et sur le panneau de droite, 3 antennes sont hors service (antennes 3,7 et 8).

2.4 Filtrage des RFI et des autres artefacts

2.4.1 Les différents types de bruit

Lors de l'acquisition des signaux électromagnétiques dans l'objectif de mesurer les courants marins de surface, plusieurs catégories de signaux parasites sont susceptibles de polluer les cartes de vitesses elliptiques. Seuls les échos marins du premier ordre, aussi appelés "raies de Bragg", sont utiles pour inverser les courants. D'autres échos d'origine marine sont présents et peuvent être exploités pour d'autres applications. Les échos du second ordre, situés de part et d'autre des raies de Bragg, permettent d'estimer les hauteurs significatives des vagues et leurs directions de propagation en analysant l'énergie des pics de second-ordre et en la comparant avec l'énergie des pics de Bragg sur des spectres résolus en azimut. Les échos des bateaux apparaissent comme des pics d'amplitudes très localisés qui se déplacent au cours du temps, ce qui permet leur identification. Ces 2 derniers échos peuvent être indésirables lorsqu'ils interfèrent avec les raies de Bragg et peuvent produire par des artefacts localisés sur les cartes de courant. Il existe aussi des sources électromagnétiques parasites indésirables pour tous les domaines d'application : il s'agit des "RFI" (Radio Frequency Interference) qui polluent des secteurs angulaires complets sur les cartes de courant.

La littérature scientifique présente de nombreuses techniques destinées à supprimer les RFI pour les radars à réseaux de phase. Une technique employée par plusieurs auteurs consiste à utiliser une méthode de projection sur un sous-espace orthogonal et à supprimer les RFI à partir du "sous-espace des interférences" ([27] [28] [29]). Une méthode similaire consiste à les supprimer par décomposition complexe en modes empiriques ([30] [31]). Ces méthodes sont efficaces, mais nécessitent d'appliquer un modèle mathématique à priori pour décrire les signaux parasites et sont assez complexes à appliquer. Une autre méthode consiste à soustraire le spectre des cases distances négatives (fichiers ".rfi" de WERA) du spectre Doppler. Les fichiers ".rfi" sont obtenus à partir des distances négatives lors de la FFT sur le temps court qui fait le traitement en distance. Cette technique est utilisée sur le logiciel commercial de WERA mais double le volume de données à stocker [32] [12].

Dans cette section, nous proposons une méthode permettant de s'affranchir de la majorité des artefacts de RFI sur les cartes de courant, ainsi que des échos de bateaux et des échos marins du second ordre, le tout en utilisant seulement les cases distances positives.

Le premier type de signaux parasites concerne les échos de bateaux [33]. Lorsqu'ils sont présents sur les raies de Bragg, ils apparaissent après traitement en DF sur la carte de vitesses radiales de courant sous forme d'une tache localisée. La figure 2.15-c montre un exemple de spectre Doppler contenant de nombreux échos de bateaux visibles, situés en majorité entre les 2 raies de Bragg et dans les cases distances proches. La figure 2.16-a montre une carte de courant sur laquelle une tache rouge aberrante traduit la présence d'un bateau.

Le deuxième type de signaux parasites concerne les RFI. Ceux-ci sont causés par des émissions radio extérieures sur les mêmes fréquences que celles utilisées par le radar océanographique, ce qui provoque des interférences. Ces dernières viennent "polluer" toute une zone fréquentielle du spectre Doppler, ce qui se traduit le plus souvent par des bandes verticales s'étalant sur toutes les cases distances et sur la bande de fréquences concernée. La figure 2.15-a montre un spectre Doppler pollué par des RFI entre 0 et 0.4 Hz, et la figure 2.16-b montre les conséquences de ces interférences sur la carte de courant quand celles-ci chevauchent les raies

de Bragg.

Le troisième type de signaux parasite n'est pas un bruit à proprement parler car il est intrinsèque aux échos de mer, mais il introduit des erreurs lorsque ces derniers empiètent sur les raies de Bragg. Il s'agit des spectres de vagues de second ordre. La figure 2.15-b montre un exemple de forts échos du second ordre. On remarque la présence de houle qui se traduit par des raies secondaires autour des raies de Bragg principales. La figure 2.16-c montre comment les échos du second ordre viennent perturber la carte de courant. Cela se traduit par des tâches erronées et plus ou moins étendues selon l'intensité et l'étalement des échos du second ordre. Sur cet exemple, il y a des tâches cyan en haut à gauche de la carte de courant.

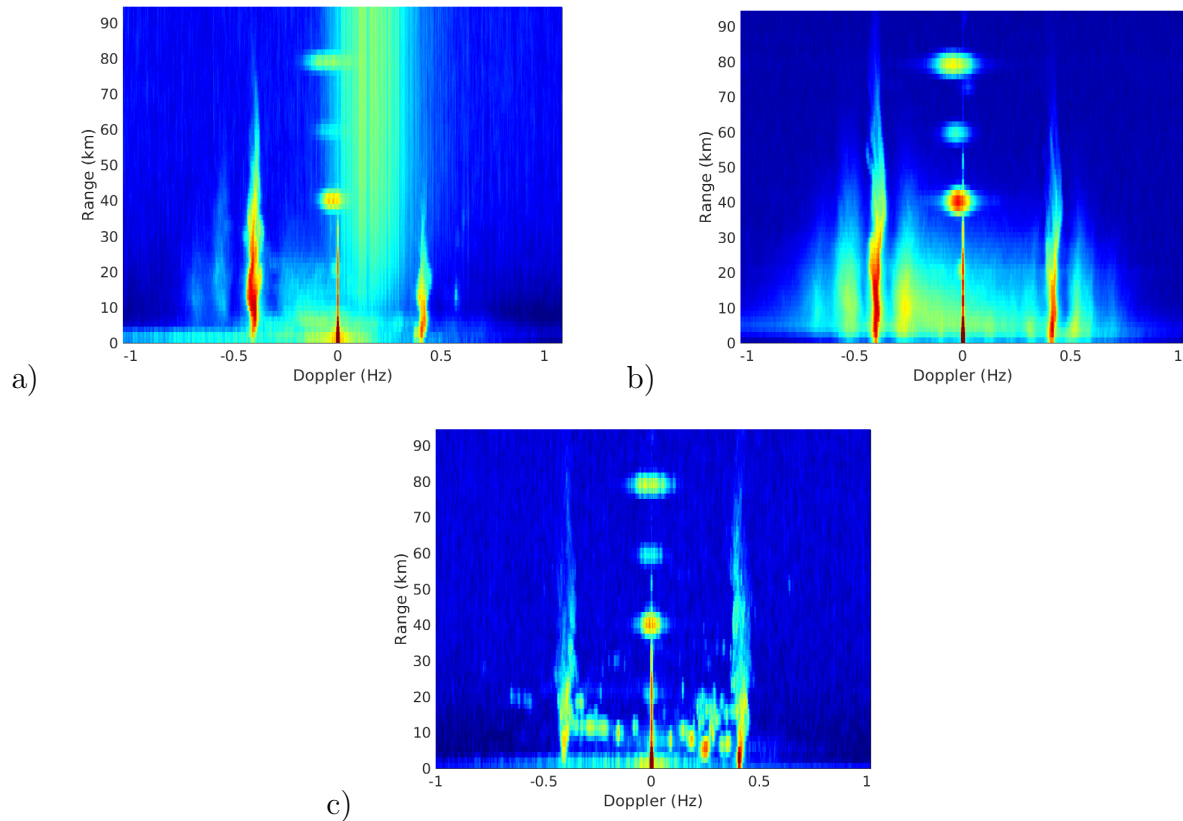


Figure 2.15: Spectres Doppler montrant les 3 types de signaux parasites rencontrés fréquemment. À gauche : spectre Doppler présentant du RFI se traduisant par des bandes verticales entre 0 et 0.4 Hz. Au centre : Spectre Doppler présentant des échos de mer du second ordre se traduisant par des raies secondaires de part et d'autres des raies de Bragg. À droite : spectre Doppler présentant de nombreux échos de bateaux se traduisant par des échos localisés en distance et en fréquence.

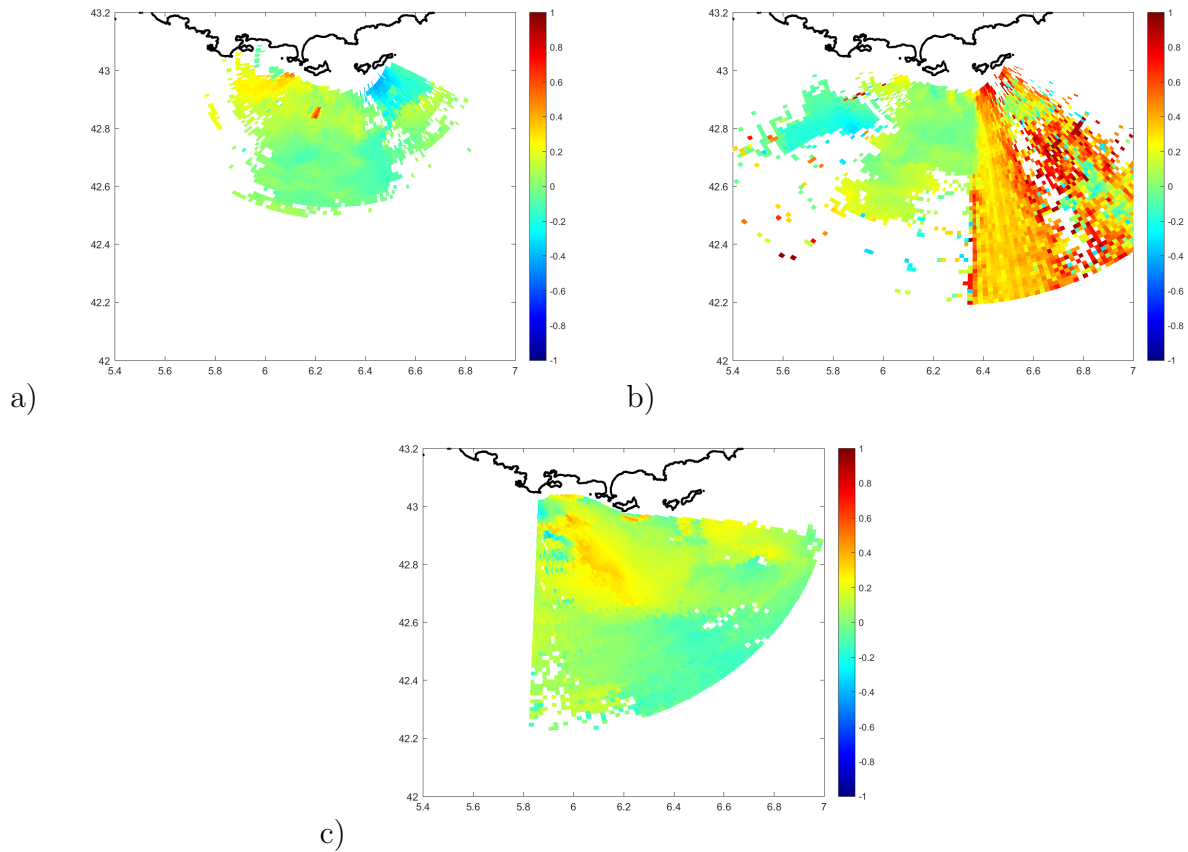


Figure 2.16: Carte de courant montrant comment les RFI, les échos de bateaux et de second ordre polluent les cartes de courant. À gauche : la carte comporte un artefact lié à un écho de bateau, il s'agit de la petite tache rouge au sud de l'île de Porquerolles. Au milieu : la carte est polluée par des artefacts dus aux RFI qui se traduisent par des bandes jaunes et rouges sur le tiers Est de la carte. À droite : la carte comporte quelques artefacts dus aux échos de second ordre qui se traduisent par quelques tâches cyan.

2.4.2 Supression des échos de bateaux

Les échos de bateaux sont provoqués par la réception d'une partie du signal émis ayant été diffusé par des bateaux. Ils se traduisent sur le spectre distance-Doppler par des tâches localisées en distance et en fréquences Doppler, dont les positions varient au cours du temps en fonction de la distance et de la vitesse radiale des bateaux. Or, le passage d'un écho de bateau sur une case distance-Doppler fixée est souvent brève par rapport au temps d'observation (typiquement 1h pour le DF) du fait que lorsqu'il se déplace, sa signature au sein d'une même case distance-Doppler est transitoire et correspond à sa durée de passage, ce qui se traduit par un pic d'amplitude du signal dans le temps dans cette case. Le nettoyage des échos de bateaux consiste à supprimer ces pics d'amplitudes très localisés avant de procéder au traitement en DF, ce qui permet d'éviter d'obtenir des pics MUSIC associés aux bateaux. La figure 2.17-a montre un exemple de carte polluée par des échos de bateaux et la figure 2.17-b montre l'effet du nettoyage des échos de bateaux. Les résidus sont minimes.

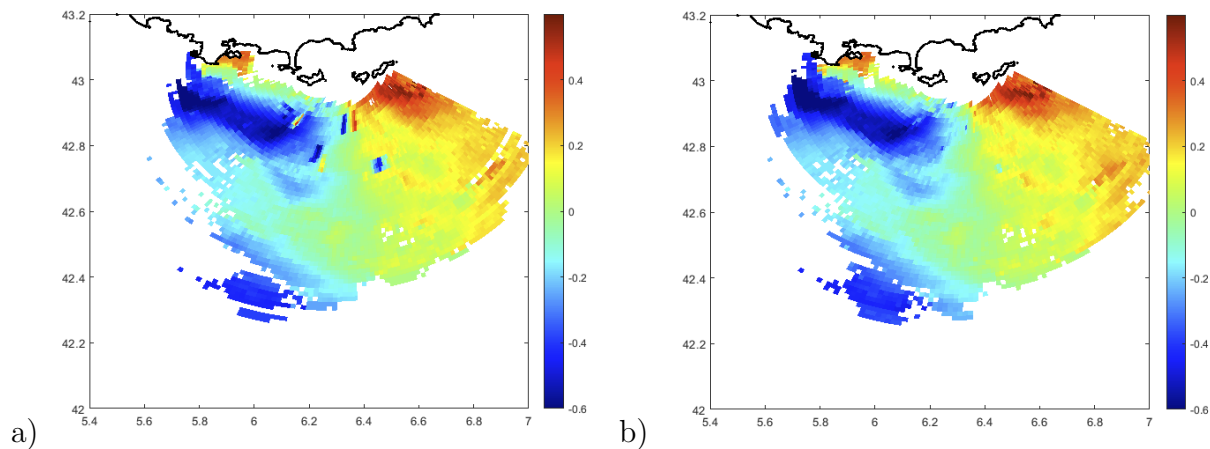


Figure 2.17: Carte de courant montrant des artefacts de bateaux à gauche (les petites tâches localisées) et l'effet du nettoyage de ces artefacts à droite. Les résidus restants sont très peu perceptibles.

2.4.3 Suppression des artefacts liés aux échos du second ordre

Les échos du second-ordre sont dus à de la houle ou à un état de mer agitée et empiètent parfois sur la zone de recherche des courants, ce qui se traduit des signaux de second ordre non exclus et interprétés comme des valeurs courants. Ici la méthode consiste à calculer le niveau moyen du second-ordre sur les bandes de fréquences Doppler présentes autour du domaine de recherche des valeurs de courant. Ces bandes sont assez fines afin de ne prendre en compte que la portion du second-ordre qui est la plus proche des raies de Bragg. On obtient ainsi pour chaque case distance l'amplitude de la zone sélectionnée de second ordre qui sert de valeur de référence, appelée $B_{2order}(d)$. Ensuite, comme pour les RFI, on calcule le rapport entre le niveau des raies de Bragg et celui du second-ordre $\hat{X}(f, d)/B_{2order}(d)$ proche du bord des raies de Bragg, puis on exclut les échantillons dont la valeur $\hat{X}(f, d)/B_{2order}(d)$ est en dessous d'un seuil fixé. La figure 2.18-a montre un exemple de carte polluée par des artefacts

dus aux échos du second ordre interprétés comme des vitesses de courant par le traitement et la figure 2.18-b l'effet du nettoyage de ces artefacts, où il peut subsister quelques résidus.

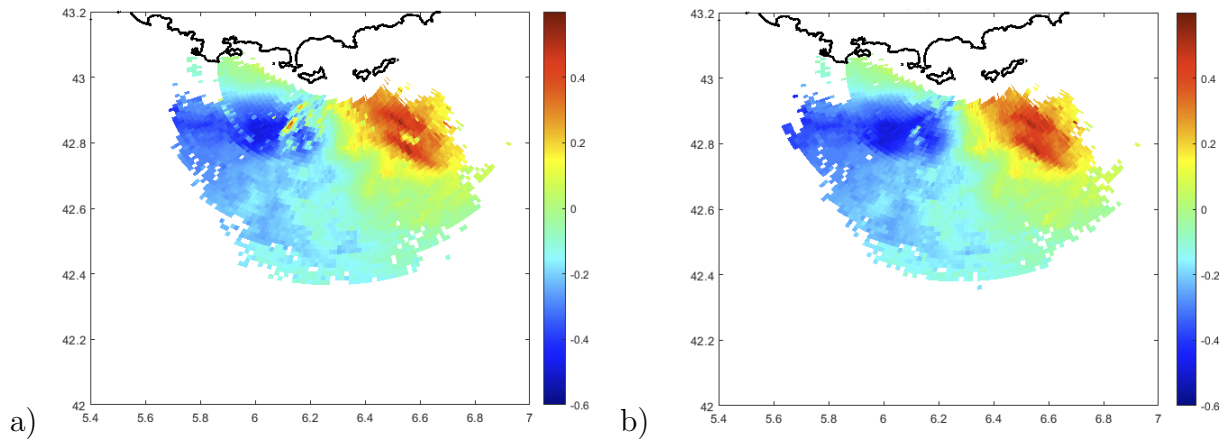


Figure 2.18: Carte de courant montrant des artefacts liés aux spectres de second ordre se traduisant par des tâches localisées dans la zone bleue et rouge et l'effet du nettoyage du second ordre. À gauche sans nettoyage, à droite avec nettoyage. Les résidus restants sont peu présents.

2.4.4 Suppression des RFI

La grande majorité des RFI ont un point commun : ils forment des bandes verticales quasiment constantes en fonction de la distance mais variables en fréquence et généralement localisées sur la bande de fréquence du spectre Doppler. Pour les nettoyer, il suffit alors de prendre la valeur des bandes de RFI des case distances lointaines pour chaque fréquence Doppler, qui sera une valeur de référence de niveau de RFI en fonction de la fréquence Doppler, appelée $R_f(f)$. Ensuite, on compare pour chaque raie Doppler et chaque case distance le rapport entre le niveau du signal $\hat{X}(f, d)$ et le niveau du RFI, ce qui revient à calculer le rapport signal à bruit $\hat{X}(f, d)/R_f$ en interprétant les RFI comme du bruit. La figure 2.19 montre l'effet de la suppression des RFI pour un exemple où le traitement est efficace. Dans environ la moitié des cas, quelques artefacts subsistent.

2.4.5 Limites du nettoyage des RFI

Cette méthode de nettoyage des RFI est basée sur 2 hypothèses.

- Les RFI se traduisent par des bandes constantes en distance et variables en fréquence Doppler.

- Les cases distances lointaines ne comportent plus que du bruit et des signaux parasites en raison de la limite de portée des échos de mer.

La méthode a un inconvénient. En effet, pour reconnaître les bandes de RFI, l'algorithme compare le niveau de chaque case Doppler des dernières cases distances et le niveau du bruit. Lorsqu'une case distance-Doppler lointaine a un niveau supérieur au bruit de fond, elle est détectée comme étant polluée par du RFI. En revanche, dans certains cas, avec les

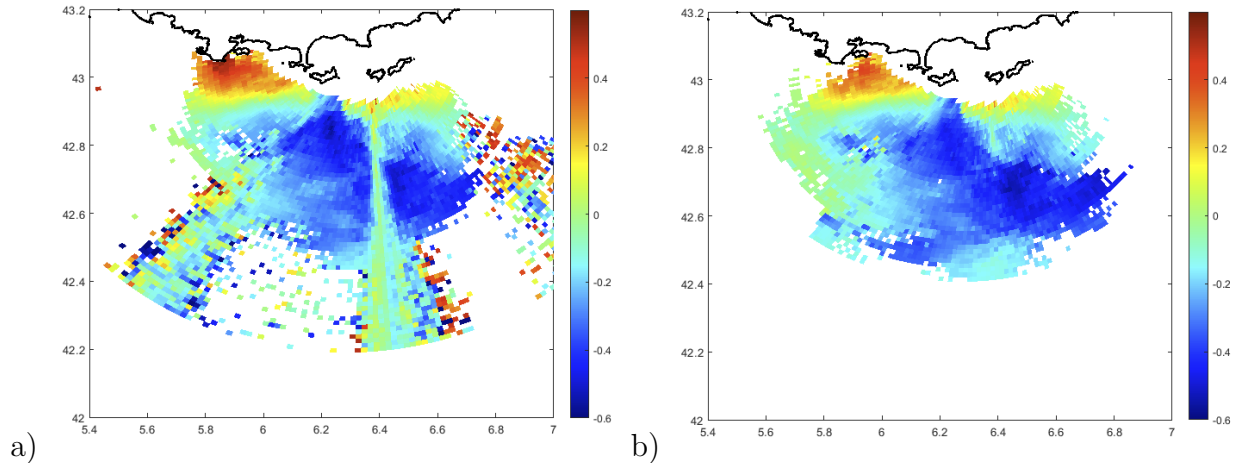


Figure 2.19: Carte de courant montrant des artefacts de RFI se traduisant par des bandes qui polluent des secteurs angulaires sur toutes les cases distances. À gauche : carte polluée par des RFI. À droite : carte obtenue après nettoyage des RFI. Cette méthode permet dans la plupart des cas de supprimer les artefacts de RFI tout en préservant les données de courant. Dans d'autres cas, il reste un résidu.

paramètres actuels d'acquisition des données radar, il arrive que la portée soit excellente et que les raies de Bragg soient présentes jusqu'à la dernière case distance des jeux de données en l'absence de RFI. Dans ce cas, l'algorithme détecte les échos de Bragg lointains comme du RFI et applique le filtre, ce qui est équivalent à appliquer un seuil de SNR plus élevé pour les quelques case Doppler atteignant la portée maximale et donc à réduire la portée de la carte de courant résultante. Un moyen de contourner cette limite est d'augmenter le nombre de case distances de chaque acquisition, au prix d'une augmentation de la taille des fichiers par unité de temps.

Une autre limite de cette méthode est l'existence de certains RFI dont la signature sur le spectre Doppler est différente des RFI habituels, où les bandes sont penchées au lieu d'être parfaitement verticales et uniformes en distance. Il existe aussi un RFI qui est étendu tout le spectre et qui se traduit par une augmentation du niveau de bruit de fond apparent dont la signature est l'apparition de motifs périodiques et bruités sur tout le spectre, contrairement au bruit de fond qui est aléatoire. Ces cas polluent les vitesses elliptiques sur certains secteurs angulaires de quelques degrés et un contrôle visuel du spectres Doppler associé montre un bruit de fond ayant la structure décrite précédemment. Nous n'avons à l'heure actuelle pas encore trouvé de méthode pour traiter ces cas spécifiques.

2.4.6 Limites du nettoyage des échos des bateaux

Cette méthode est basée sur l'hypothèse que les échos de bateaux, lorsqu'ils traversent une case range Doppler, sont à l'origine d'un pic d'amplitude sur la série temporelle de cette case et qu'il suffit de supprimer ces pics avant d'appliquer l'algorithme MUSIC pour éviter d'avoir des artefacts liés aux bateaux sur les cartes de courant. Or, la limite de cette technique est liée à l'amplitude du signal des bateaux qui peut être au même niveau que celle des

raies de Bragg dans certains cas. La figure 2.20 illustre les cas où les signaux de bateaux se distinguent du reste et ceux où ils se confondent avec le reste du signal. La sous-figure a) montre un cas présentant 2 passages de bateaux dans une case distance Doppler en dehors des échos océaniques. Les pics d'amplitude reliés aux échos des bateaux (représentés par des points rouges), situé entre 25 et 30 min pour le premier pic et 39 min pour le second, sont nettement supérieurs au bruit de fond et facilement détectables. La sous-figure b) montre un cas d'écho de bateau mélangé à un écho de mer du premier ordre de faible intensité ; le pic correspondant (environ 45 min) est encore distinguable et facile à éliminer. La sous-figure c) montre un cas où l'intensité de l'écho de bateau (à 35 min) est plus proche de celle des échos de Bragg. Il est encore possible de le retirer mais avec un seuil de détection des pics plus sévère. Et sur la sous-figure d), les échos de Bragg et l'écho du bateau se confondent et ne sont pas distinguables. Le ou les bateaux suspectés sont représentés par des points rouges surmontés d'un point d'interrogation. La sous-figure e) montre où sont prises les 4 séries temporelles et les légendes correspondent aux numéros des 4 sous-figures. La proximité des sous-figures a) c) et d) et l'étalement de la signature du bateau sur la raie de Bragg en question (spectre moyenné sur 1h) permet d'en déduire la présence d'échos d'un bateau sur la sous-figure d) d'où les points rouges surmontés d'un point d'interrogation. Tout ceci implique qu'il est possible d'éliminer certains artefacts de bateaux, mais d'autres persisteront pour les raisons précédemment expliquées. Un compromis est de fixer un seuil qui permet de détecter le plus de pics possible tout en éliminant le moins de points possible appartenant aux échos de Bragg. Le seuil est fixé à 2 fois l'amplitude médiane de la série temporelle pour chaque case distance-Doppler.

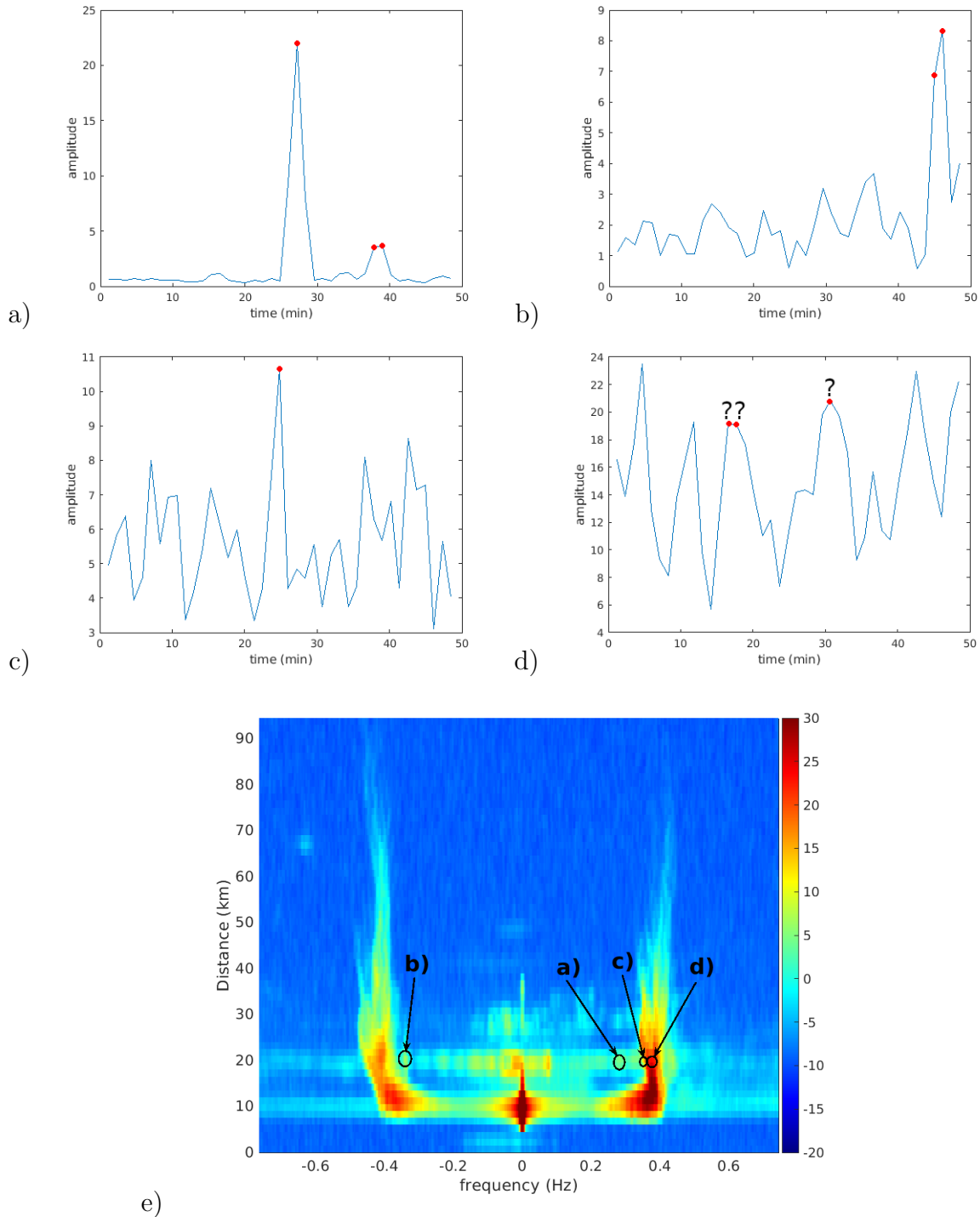


Figure 2.20: Séries temporelles montrant l'amplitude du signal temporel de 4 cas distance-Doppler. La figure a) est une case prise dans une zone de bruit avec le passage d'un bateau, dont l'écho forme un pic caractéristique sur la série temporelle. Les figures b) c) et d) montrent les séries temporelles de 3 cas prises dans une zone d'échos de Bragg d'amplitude respectivement faible, moyenne et élevée et étant chacune parasitée par le passage d'un bateau. On note toutefois que dans la figure d), l'écho du bateau est confondu avec les échos de Bragg. Sous-figure e) : spectre distance Doppler sur lequel les 4 séries temporelles ont été prélevées.

2.4.7 Limites du nettoyage des échos du second ordre

Le filtrage des second-ordre est basé sur l'hypothèse que les raies de second-ordre sont situées de part et d'autre des raies de premier ordre et qu'elles sont séparées par un minimum local entre le premier ordre et le second ordre. La limite de ce filtrage intervient lorsqu'une partie des raies de second ordre vient chevaucher les raies du premier ordre, ce qui est possible sur les spectres omnidirectionnels où les pics de Bragg et de second ordre de toutes les directions et de décalages Doppler différents sont mélangés. Cette limite est contraignante lorsque dans cette zone de chevauchement le niveau des pics de second ordre est équivalent à celui du bord des raies de Bragg, ce qui rend difficile la séparation des deux et nécessite de choisir un compromis entre sous-estimer les extremums de vitesse de courant par suppression de la bordure des raies de Bragg, et laisser quelques artefacts associés aux raies de second ordre.

2.5 Contrôle d'erreur

Pour améliorer la qualité des radiales avec la méthode de DF avec groupements d'antennes, les estimations des courants sont "nettoyées" par plusieurs filtres successifs avant d'être moyennées pour obtenir l'estimation finale via la technique du "stacking". Pour effectuer le filtrage, les estimations issues des raies de Bragg sont séparées en 2 groupes : estimations issues de la raie de Bragg négative et celles issues de la raie positive. Les trois filtres suivants sont appliqués cellule par cellule.

1) On calcule l'écart type des estimations de courant à l'intérieur d'une même cellule pour chaque raie de Bragg et on rejette les cases dont l'écart type dépasse un certain seuil (ce qui peut signifier des mauvaises allocations de direction). Le seuil est fixé à 20 cm/s. Si les 2 raies de Bragg (positive et négative) passent le filtre (écart type inférieur à 20 cm/s), le résultat des 2 raies de Bragg est conservé. Si un des 2 groupes d'estimations ont un écart type supérieur au seuil, l'autre groupe est retenu. Si les 2 groupes dépassent le seuil, la cellule est masquée.

2) Suppression des points isolés séparément sur les 2 estimations des raies positives et négatives. Un point considéré comme isolé est une cellule ayant une donnée de courant après traitement mais dont au moins 6 des 8 cellules voisines n'ont aucune donnée. Le traitement est itératif pour enlever le plus de points isolés possible.

3) Comparaison des vitesses et des rapports signal à bruit. Il s'agit d'une condition à double entrée qui comporte 2 seuils. Dans le cas d'une cellule comportant les 2 groupes d'estimations, si l'écart de vitesses est inférieur au seuil d'écart maximum de vitesse toléré et l'écart de rapport signal à bruit inférieur au seuil d'écart maximum de rapport signal à bruit, la moyenne des 2 estimations est retenue. Si au moins l'un des 2 seuils est dépassé, l'estimation ayant le meilleur rapport signal à bruit est retenue. Dans le cas où la cellule ne comporte qu'un groupe d'estimations, le 3ème filtre ne peut pas être appliqué.

2.6 Application à la cartographie des courants de surface

Nous illustrons ici l'application des méthodes de cartographie à haute résolution à la mesure des courants marins dans la région de Toulon en considérant certaines situations typiques de circulation. Les cartes que nous montrons dans cette section sont traitées en DF avec la méthode des groupements d'antenne, l'autocalibration, le filtrage des artefacts et le contrôle qualité expliqués dans les sections précédentes. Les vecteurs ont été reconstruits à partir des radars PEY-PEY et POR-BEN.

2.6.1 Le courant Nord Méditerranéen

La mer Méditerranée est une mer presque fermée avec comme unique ouverture le Déroit de Gibraltar qui permet des échanges entre les eaux Atlantiques et les eaux Méditerranéennes. La circulation des eaux d'origine Atlantique étant globalement cyclonique, celle-ci est à l'origine d'un courant géostrophique permanent au large des côtes françaises et espagnoles circulant d'Est en Ouest. Ce courant est appelé "Courant Nord Méditerranéen".

L'équilibre géostrophique qui caractérise la circulation du courant Nord est un équilibre entre les forces de gradient de pression et la force de Coriolis [34]. Ce courant est soumis à la variabilité saisonnière et il est en moyenne plus fort en Hiver qu'en Été [35]. La mesure par radar HF avec les radars de Toulon permet de cartographier en temps réel l'évolution du courant Nord et d'observer ses variations en fonction des saisons et des conditions climatiques.

Les figures suivantes montrent plusieurs cartes vectorielles de courant associées à des conditions climatiques différentes. La première carte (figure 2.21) montre un cas où le courant Nord circule par conditions de vent faible et présente un méandre. Un tourbillon est présent au nord ouest de la carte à quelques km du massif du cap Sicié.

La figure 2.22 montre 2 cartes de courant par vent fort soufflant dans 2 directions différentes. Pour la figure 2.22-a, il s'agit d'un cas de Mistral. Le Mistral est un vent du Nord qui souffle dans la vallée du Rhône et dévie en s'approchant de la côte pour prendre une direction d'Ouest entre la Corse et le golfe de Gênes. À Toulon, le Mistral est orienté Nord-Ouest. Les courants de surface sont perturbés par le vent et s'éloignent de la côte. Le courant Nord est affaibli en surface et dévié vers le Sud.

La figure 2.22-b montre un cas où le courant de surface est perturbé par du vent d'Est. Le vent a dans ce cas pour effet d'amplifier le courant Nord et de dévier vers l'ouest la circulation globale du domaine.

2.6.2 Détection des tourbillons et de la turbulence

La fine résolution spatiale (1 km^2) obtenue pour la mesure du champ vectoriel permet de mettre en évidence certains phénomènes tourbillonnaires de faible amplitude, qui n'auraient pas été visibles avec une technique de mesure classique.

La figure 2.23 donne un exemple de telles structures tourbillonnaires, clairement visibles et cohérentes malgré la faible amplitude du courant (environ 20 cm/s). En Été, le courant Nord est plus faible qu'en Hiver et peut dans certains cas être suffisamment faible pour être difficilement discernable lorsqu'il est perturbé par un champ turbulent. Dans l'exemple

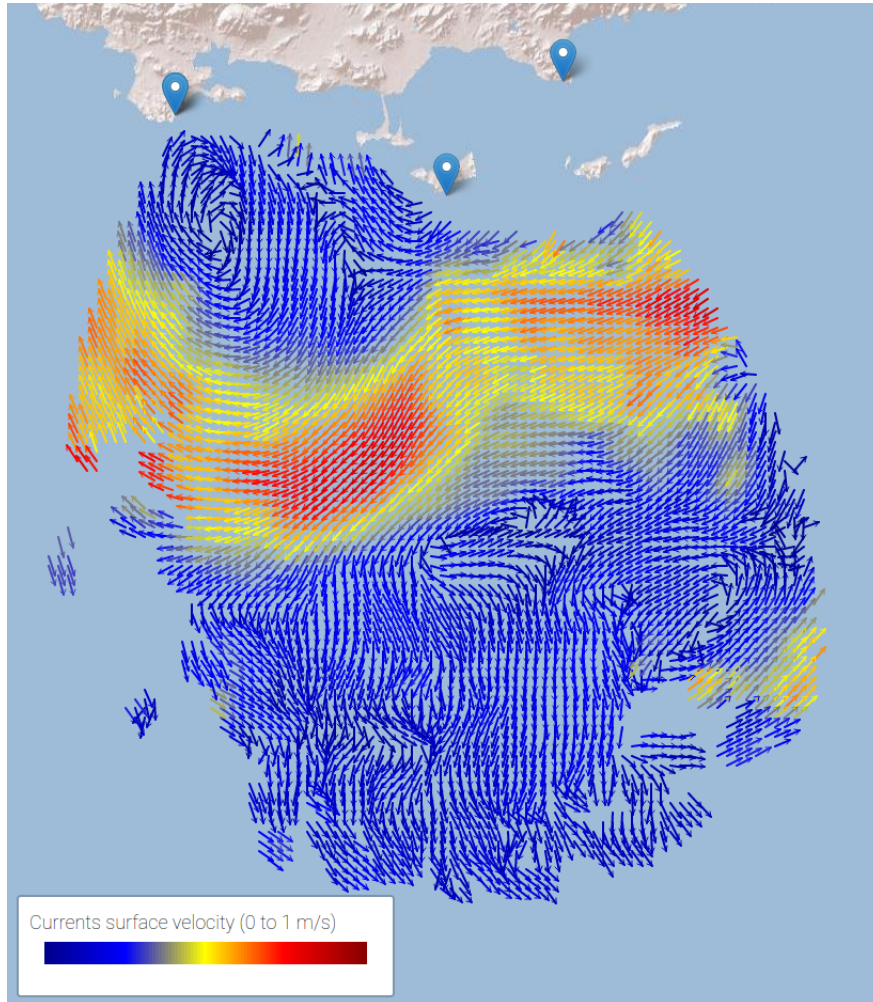


Figure 2.21: Carte vectorielle de courant du 27 Février 2021 à 2h00 UTC reconstruite à partir des radars POR-BEN et PEY-PEY. Le courant Nord Liguro Provençal est nettement visible.

montré ici, on voit une circulation dominante d'Est (trace du courant Nord) sur la moitié Nord de la carte, une circulation dominante d'Ouest sur la moitié sud et de nombreux tourbillons sur la zone de cisaillement et d'autres plus au Nord.

2.6.3 Analyses temporelles de la variabilité du courant

Pour analyser la variabilité des courants, une série temporelle issue des radiales du radar Peyras a été sélectionnée de Janvier 2020 à Janvier 2022. Le signal a été découpé en échantillons chevauchants d'un mois pondérés par une fenêtre de Blackmann Harris afin d'avoir de nombreuses réalisations d'un spectre de courant d'un mois pour une durée d'observation totale de 2 ans. La figure 2.24 montre la moyenne des densités spectrales de puissance obtenues à partir des échantillons de spectre.

La carte au-dessus des deux figures montre la position des 2 séries temporelles extraites. La figure A) a été faite à partir de la série temporelle prise au large des côtes Hyéroises

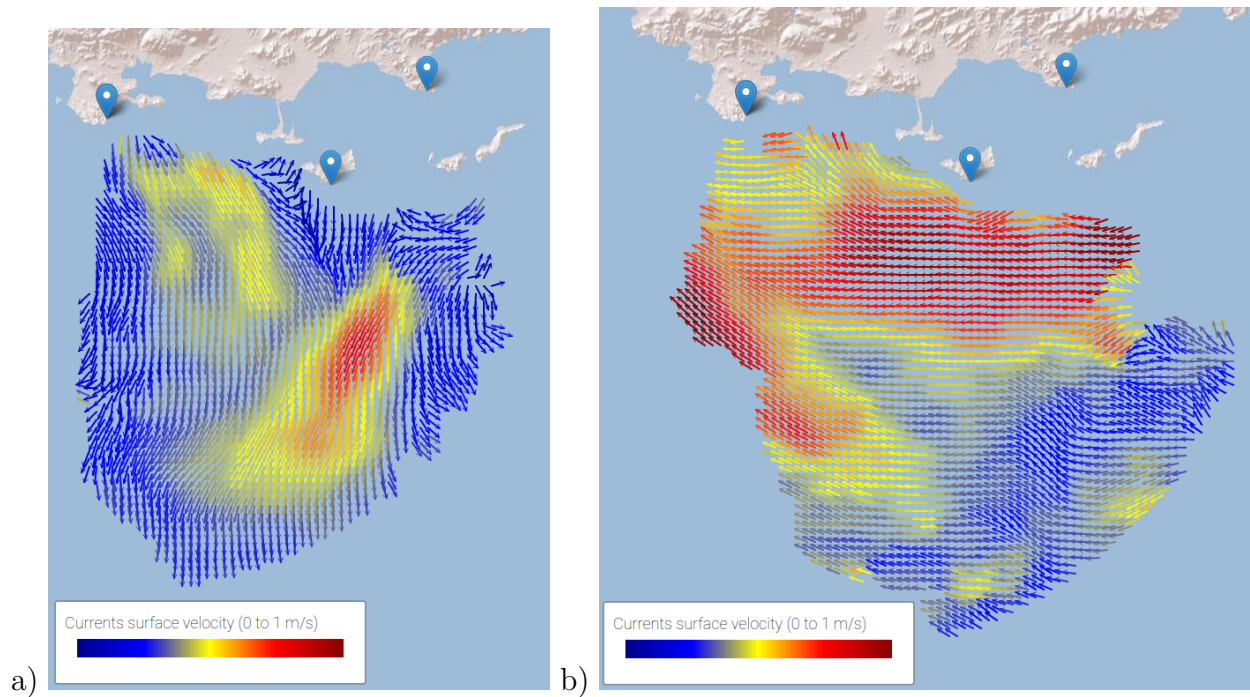


Figure 2.22: Cartes de courants associées à 2 conditions climatiques différentes. À gauche : condition de Mistral le 14 Janvier 2021 à 17h41. À droite : condition de vent d'Est le 22 Février 2021.

et la figure B) a été obtenue de la même façon mais proche du cap Cépet au sud-est de la presqu'île de Saint Mandrier.

Sur la figure A), un pic fréquentiel domine à une période de 17h. Il est dû aux ondes inertielles qui font varier de manière cyclique le champ de courant de surface. De part et d'autre du pic de 17h, on distingue un pic de 12h et un pic de 24h qui correspond aux ondes de marées.

Sur la figure B), les pics de marée de période 12h et 24h sont plus forts qu'au large.

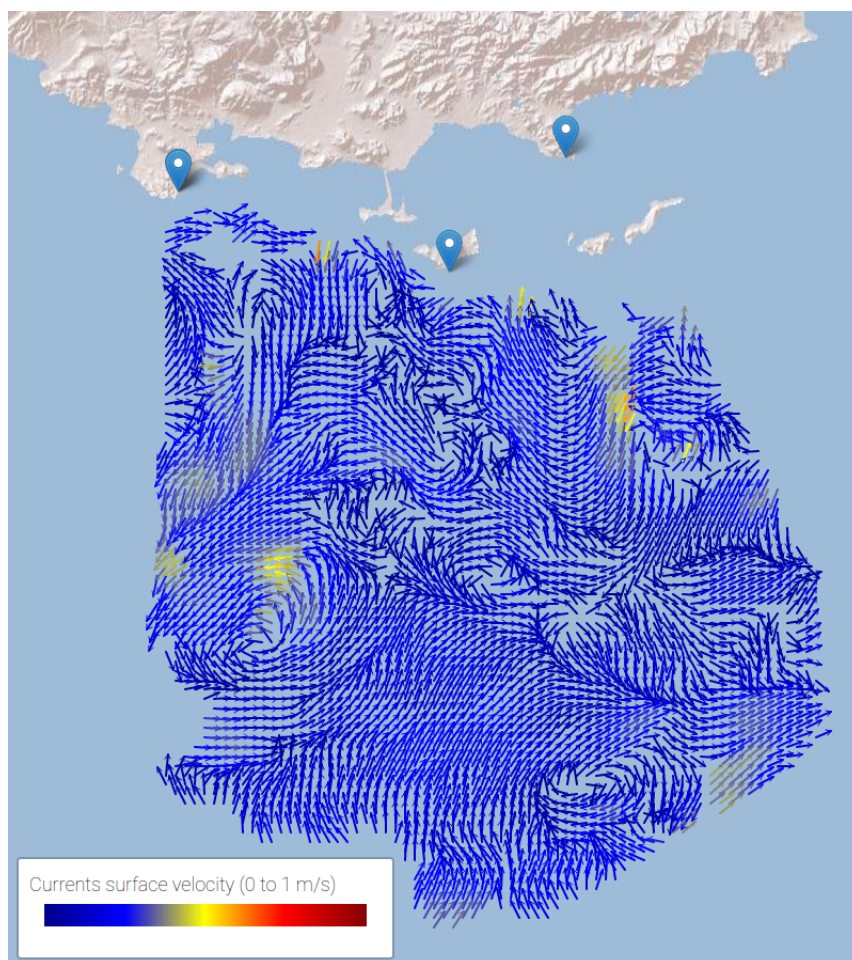
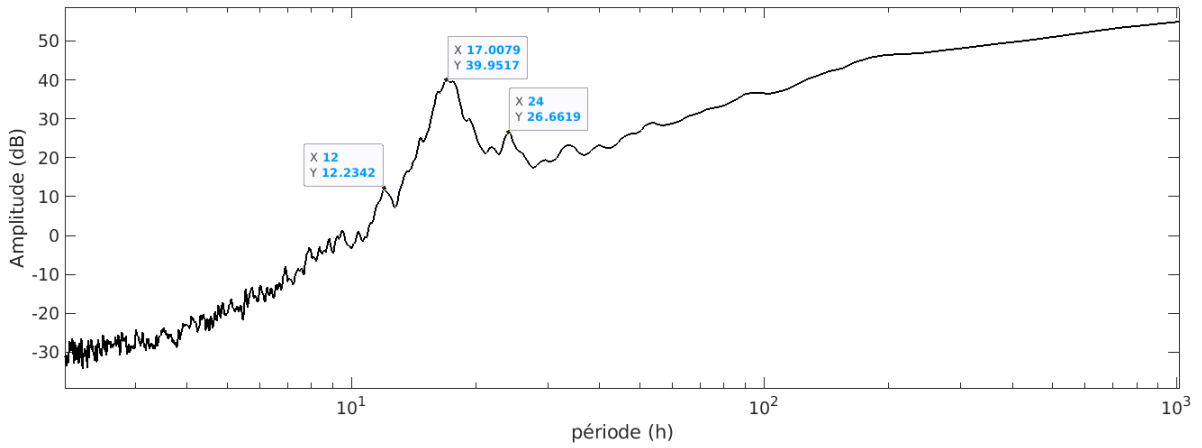
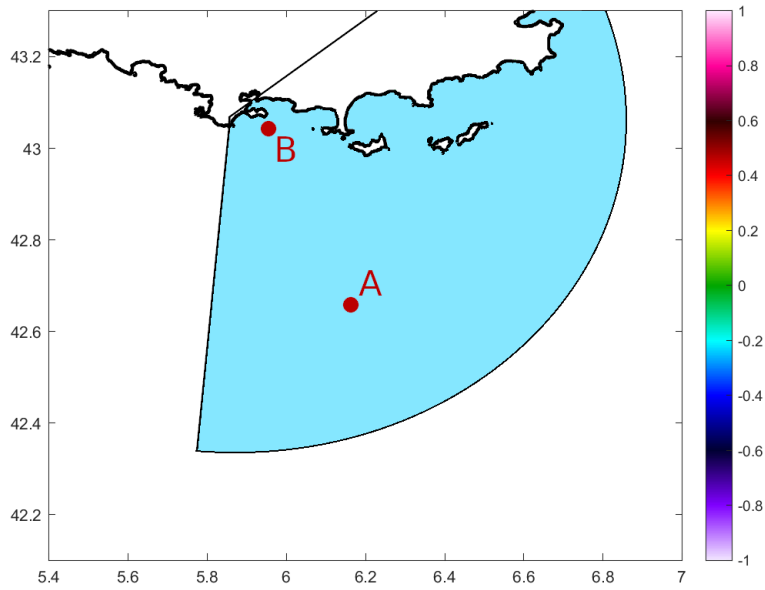
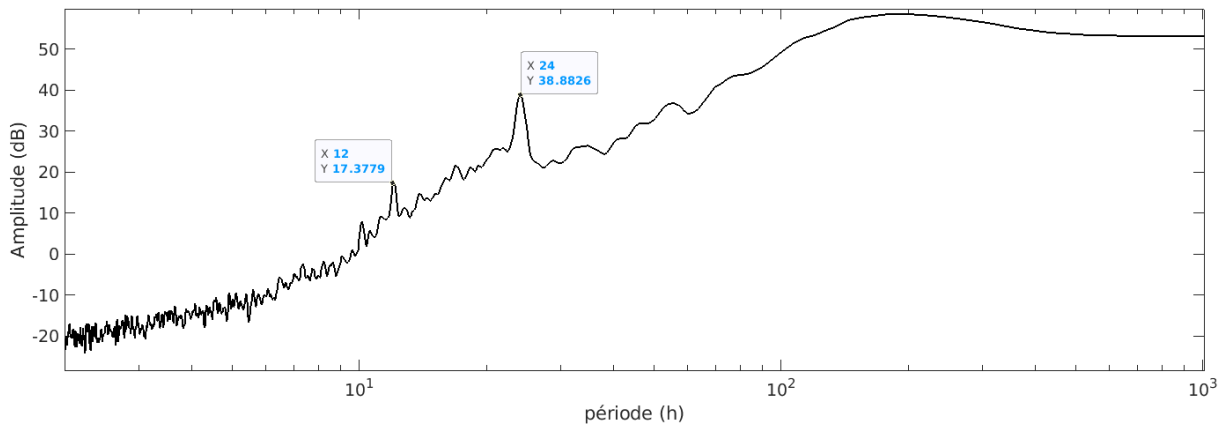


Figure 2.23: Carte vectorielle de courant du 7 Août 2021 à 3h01 UTC reconstruite à partir des radars POR-BEN et PEY-PEY. Il s'agit d'un champ turbulent avec de nombreux tourbillons.



A)



B)

Figure 2.24: Spectre de courant pour 2 points de la radiale PEY-PEY. La carte du haut montre la position des points correspondant au spectre A et au spectre B. La période inertielle est dominante sur le spectre A tandis que sur le spectre B c'est la période des marées qui domine.

2.7 Validation des nouvelles techniques

Dans cette section, nous présentons une validation expérimentale des courants mesurés par radar HF. Le seul moyen de vérifier la validité des mesures faites par radar HF est de les comparer avec des mesures in situ (flotteurs dérivants, ADCP). Les résultats de 2 campagnes de mesures flotteurs et une campagne de mesure par ADCP sont présentées ici.

2.7.1 Campagne de lâcher de flotteurs de Mai 2019

La comparaison flotteur-radar consiste à utiliser des flotteurs dérivants pour obtenir une mesure de vitesse des courants sur le terrain, et comparer leurs mesures avec les données horaires des radars HF.

Une campagne de lâchers de flotteurs a été effectuée en Mai 2019 par le laboratoire MIO. Cette campagne a permis de comparer les performances des 4 radiales disponibles sur les radars multistatiques de Toulon. À cette époque, le réseau de réception à Bénat avait déjà été étendu à 12 antennes, mais le réseau de Peyras était toujours dans l'ancienne configuration de 8 antennes disposées de façon irrégulière.

Durant cette campagne, 10 flotteurs dont 5 de type "CARTHE" (Consortium for Advanced Research on Transport of Hydrocarbon in the Environment) et 5 de type "SURFY" ont été lâchés sur un axe Nord-Sud situé entre l'île de Porquerolles et l'île de Port-Cros. Les CARTHE sont des flotteurs ayant une faible prise au vent auxquels un lest appelé drogue est accroché. La drogue occupe une profondeur d'eau de 60 cm, elle permet au flotteur de dériver selon une vitesse de courant intégrée sur les 60 cm d'eau sous la surface, ce qui est équivalent à la profondeur d'intégration sur laquelle le radar mesure la vitesse des courants de surface. Les flotteurs sont dotés d'une puce GPS leur permettant d'être géolocalisés et d'un émetteur qui transmet leurs positions toutes les 5 minutes.

La figure 2.25 montre la trajectoire des flotteurs après leurs lâchers. Cinq points initiaux ont été choisis pour lâcher un flotteur de chaque catégorie par point. Les CARTHE sont des flotteurs dotés d'une drogue de 60 cm permettant de faire dériver le flotteur selon un courant intégré sur 60 cm, ce qui correspond à peu près à la profondeur d'intégration de la mesure par radar HF. Les SURFY n'ont pas de drogue, ils sont donc portés par les courants sur une couche de surface de profondeur moindre que les CARTHE. Leur prise au vent est plus élevée que celle des CARTHE. Les vecteurs courants mesurés par les flotteurs sont projetés sur les radiales locales des 2 radars. La comparaison entre les données des flotteurs et celles des radars HF a été faite en interpolant les données des 2 méthodes de mesures de manière régulière sur le vecteur temps avec un point toutes les 15 minutes. Pour chaque point sur le vecteur temps, la vitesse d'un flotteur est comparée avec la cellule radar la plus proche du flotteur.

La figure 2.26 montre la 3ème trajectoire comparée aux radars PEY-PEY (en magenta) et POR-BEN (en cyan). La sous-figure du haut correspond à la comparaison entre le CARTHE et les 2 sites radar et la sous-figure du bas montre la même comparaison avec le SURFY. Qualitativement, on voit que la comparaison CARTHE-radar est bien meilleure que la comparaison SURFY-radar. La figure 2.27 montre la comparaison entre les 3 plus longues trajectoires des flotteurs CARTHE (L2 L3 et L4) et les radars PEY-PEY (sous-figure du haut) et POR-BEN (sous-figure du bas). Les trajectoires L2 L3 et L4 sont respectivement représentées

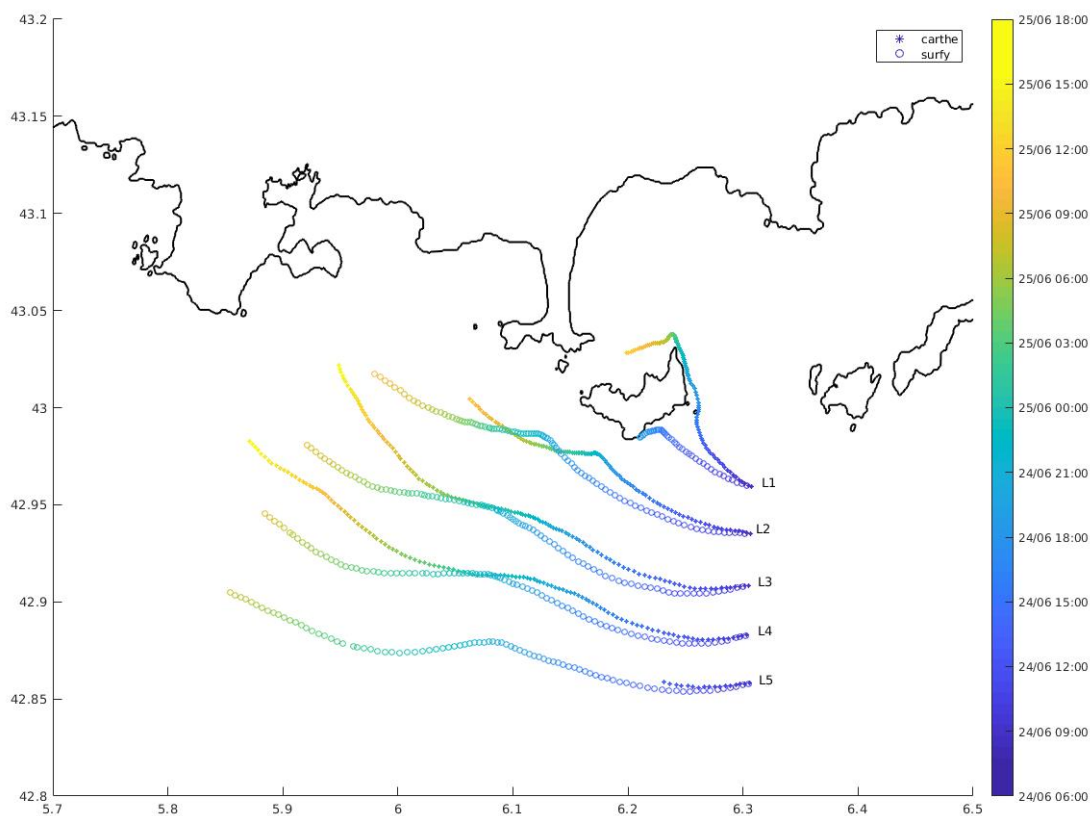


Figure 2.25: Positions de départ et trajectoires des flotteurs de la campagne de Mai 2019. Les trajectoires CARTHE sont représentés par des "*" et les SURFY par des cercles. Les couleurs représentent la date.

en magenta, cyan et bleu. Qualitativement, la comparaison montre un bon accord entre les mesures radars et flotteurs.

Le tableau 2.1 montre les résultats quantitatifs de cette campagne avec comme éléments de comparaison l'erreur quadratique moyenne (RMS), le biais et la corrélation entre les vitesses radiales et les mesures flotteurs. Les statistiques sont effectuées pour toutes les trajectoires individuelles (colonnes L1 à L5) et une statistique globale est faite dans une colonne supplémentaire (colonne ALL). Les 4 combinaisons émetteur-récepteur possibles sont analysées pour les vitesses elliptiques (PEY-PEY, POR-BEN, PEY-BEN et POR-PEY). La comparaison entre les flotteurs et les vitesses totales (composantes U et V et norme des vecteurs) reconstruites à partir de PEY-PEY et POR-BEN figurent aussi dans le tableau. Les valeurs en bleu indiquent de très bons résultats et les valeurs en rouge indiquent des résultats médiocres. La radiale PEY-PEY est celle qui obtient les meilleurs résultats, suivi de POR-BEN, il est probable que ce soit dû à sa configuration monostatique. Ces 2 radiales sont considérées comme étant les radiales primaires pour faire les reconstructions de courant à partir de 2 radiales. Les 2 autres radiales peuvent être utilisées en cas de panne partielle

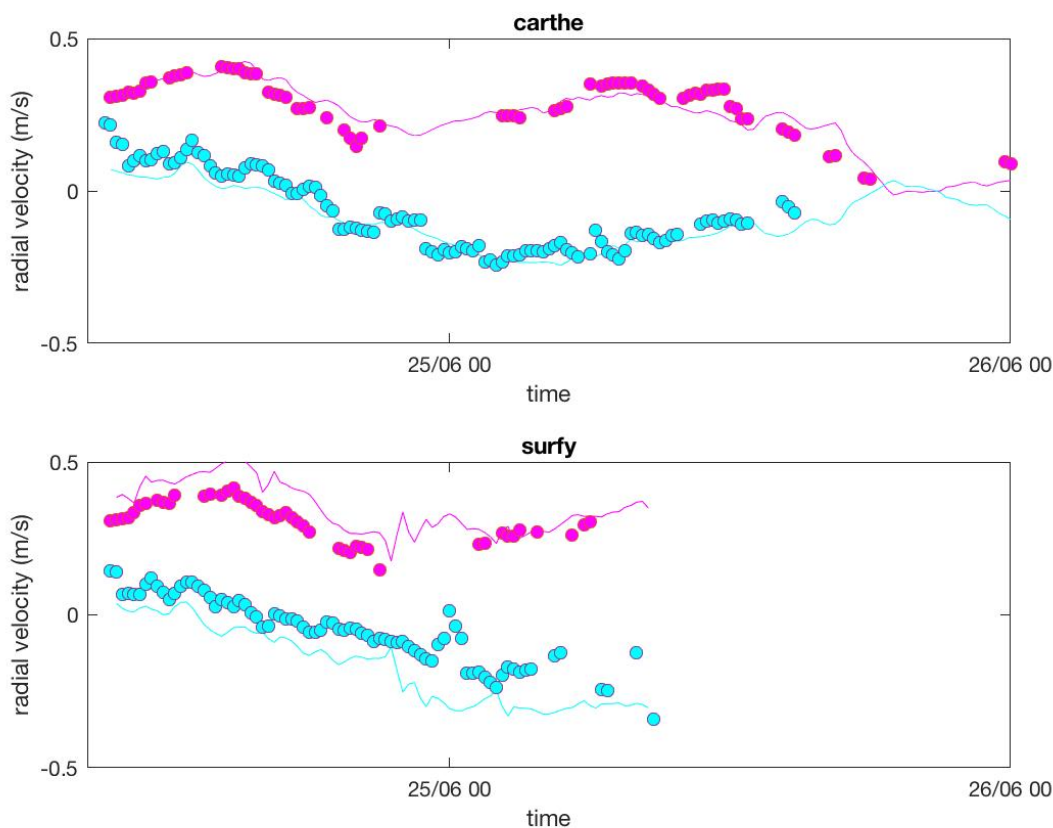


Figure 2.26: Série temporelle de la vitesse radiale des flotteurs du lancer 3 (ligne continue) et de celle des radars (points). En magenta : comparaison avec PEY-PEY. En cyan : Comparaison avec POR-BEN. On voit que les flotteurs SURFY surestiment les courants par rapport au radar tandis que les CARTHE sont mieux appropriés pour une telle comparaison.

des radars.

Les erreurs RMS des radiales primaires sont plus faibles que celles de la comparaison radar-flotteurs faite avec les mêmes radars durant la campagne du 3 au 4 Septembre 2013 [36], les erreurs RMS de cette ancienne campagne étant de 6 cm/s pour PEY-PEY et de 8 cm/s pour POR-BEN. Par rapport aux comparaisons rapportées dans la littérature, nos résultats se situent dans la fourchette basse des erreurs rapportées [37] [38] [39] [40] [41].

2.7.2 Campagne de lâcher de flotteurs de Novembre 2020

Une autre campagne de lâchers de flotteurs a été menée en novembre 2020. À la différence de la précédente campagne, le réseau de Peyras comportait cette fois 12 antennes alignées et espacées de manière régulière (l'ancien réseau était constitué de 8 antennes disposées en zigzag). Le but initial de cette campagne a été de valider ce nouveau réseau, mais dans le cadre de notre étude, les objectifs supplémentaires de cette campagne ont été de mesurer l'effet de l'autocalibration et de comparer quantitativement le BF avec le DF. 3 flotteurs ont

Vitesses elliptiques		L1	L2	L3	L4	L5	ALL
PEY-PEY	RMSE	0.052	0.029	0.044	0.026	0.024	0.035
	corr	0.75	0.94	0.90	0.87	0.86	0.93
	biais	0.051	0.011	0.000	0.000	0.003	0.005
POR-BEN	RMSE	0.178	0.072	0.046	0.050	0.033	0.068
	corr	0.38	0.89	0.96	0.95	0.21	0.89
	biais	0.144	-0.022	-0.029	-0.017	-0.030	-0.013
PEY-BEN	RMSE	0.041	0.030	0.109	0.163	0.023	0.132
	corr	0.35	0.34	0.43	0.07	0.79	0.19
	biais	0.030	-0.001	0.035	-0.060	-0.012	-0.025
POR-PEY	RMSE	0.056	0.062	0.105	0.061	0.028	0.072
	corr	0.49	0.24	0.60	0.06	0.80	0.41
	biais	0.037	0.051	0.068	0.021	0.021	0.041
Vitesses totales							
V	RMSE	0.158	0.055	0.052	0.055	0.042	0.066
	corr	-0.07	0.74	0.85	0.63	0.93	0.61
	biais	0.138	-0.028	-0.033	-0.007	-0.038	-0.012
U	RMSE	0.078	0.040	0.043	0.044	0.037	0.045
	corr	0.51	0.95	0.96	0.82	0.68	0.90
	biais	0.052	-0.030	-0.034	-0.017	-0.027	-0.021
vitesse	RMSE	0.027	0.030	0.039	0.041	0.035	0.037
	corr	0.68	0.94	0.84	0.75	0.74	0.91
	biais	0.002	0.012	0.014	0.013	0.026	0.013

Table 2.1: Erreur RMS, biais (m/s) et corrélation entre les vitesses radiales issues du radar et celles issues des flotteurs pour chaque flotteur et chaque radar. Les vitesses totales (U, V, vitesse) ont été reconstruites à partir des radiales primaires et sont comparées avec les vitesses des flotteurs. Les nombres en bleus indiquent de très bons résultats et ceux en rouge de mauvais résultats.

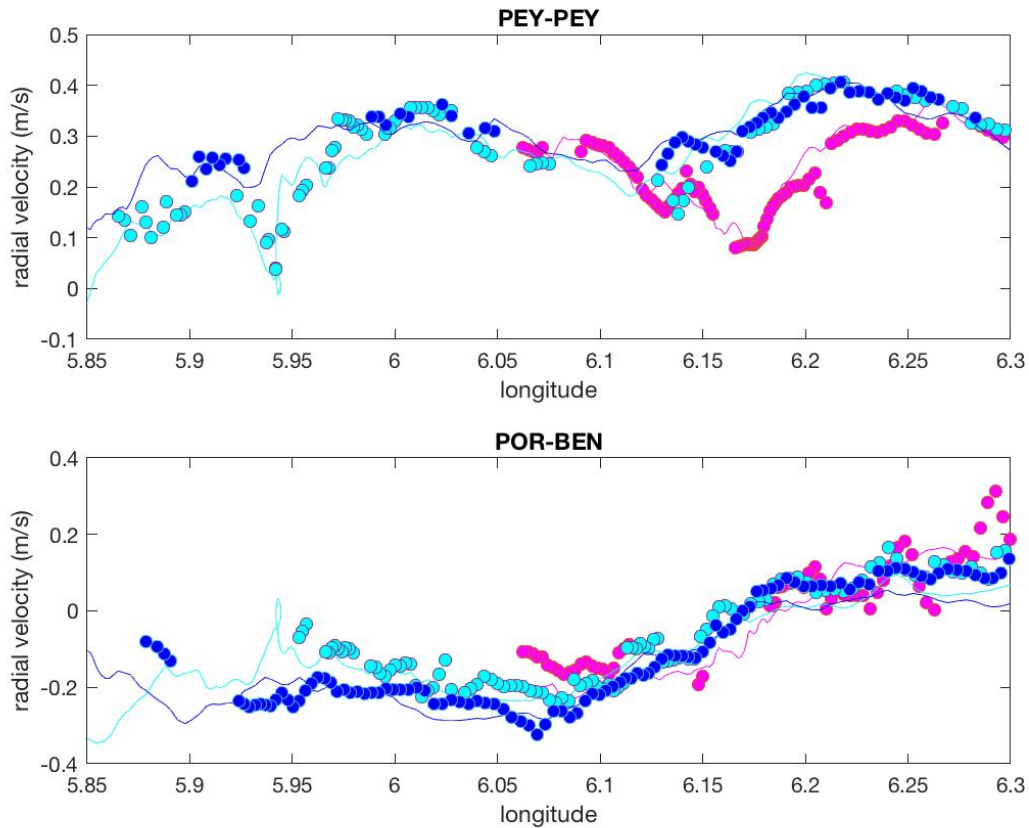


Figure 2.27: Vitesses radiales des flotteurs en fonction de la longitude (lignes) et des radars (points). Seules les 3 plus longues trajectoires sont affichées ici : L2 en magenta, L3 en cyan et L4 en bleu.

été lâchés au large de l'île du Levant, un entre le cap Bénat et l'île de Port-Cros. 4 autres flotteurs ont été lâchés au large de Fréjus. D'autres flotteurs ont été lâchés par le CNR pour un total de 15 flotteurs, mais seul les 8 flotteurs cités juste avant ont été sélectionnés car parmi les flotteurs italiens, certains ont perdu leur drogue, ce qui fausse les résultats de la comparaison pour ces derniers. La figure 2.28 montre les positions, le lâcher et les trajectoires des 8 flotteurs sélectionnés lors de la campagne de Novembre 2020.

Les résultats de cette campagne sont utilisés pour comparer les données radar avec et sans autocalibration avec les données des flotteurs. La comparaison est aussi effectuée sur les radars de Toulon. Pour comparer les modes d'autocalibration, le radar Bénat est privilégié car c'est actuellement le seul qui reçoit 2 émetteurs distants, Peyras ayant un des 2 émetteurs sur le même site que le récepteur. Le radar Bénat écoute 2 émetteurs distants, situés à Porquerolles et à Peyras, ce qui donne la possibilité d'effectuer une calibration à 2 sources. Cette campagne est aussi utilisée pour comparer le BF avec le DF. Le traitement des données radar durant la période du lâcher de flotteurs a été fait avec les 4 possibilités suivantes : sans autocalibration, autocalibration sur Porquerolles, autocalibration sur Peyras, et autocalibration à 2 sources sur Porquerolles et Peyras. La comparaison BF-DF est quant à elle faite avec

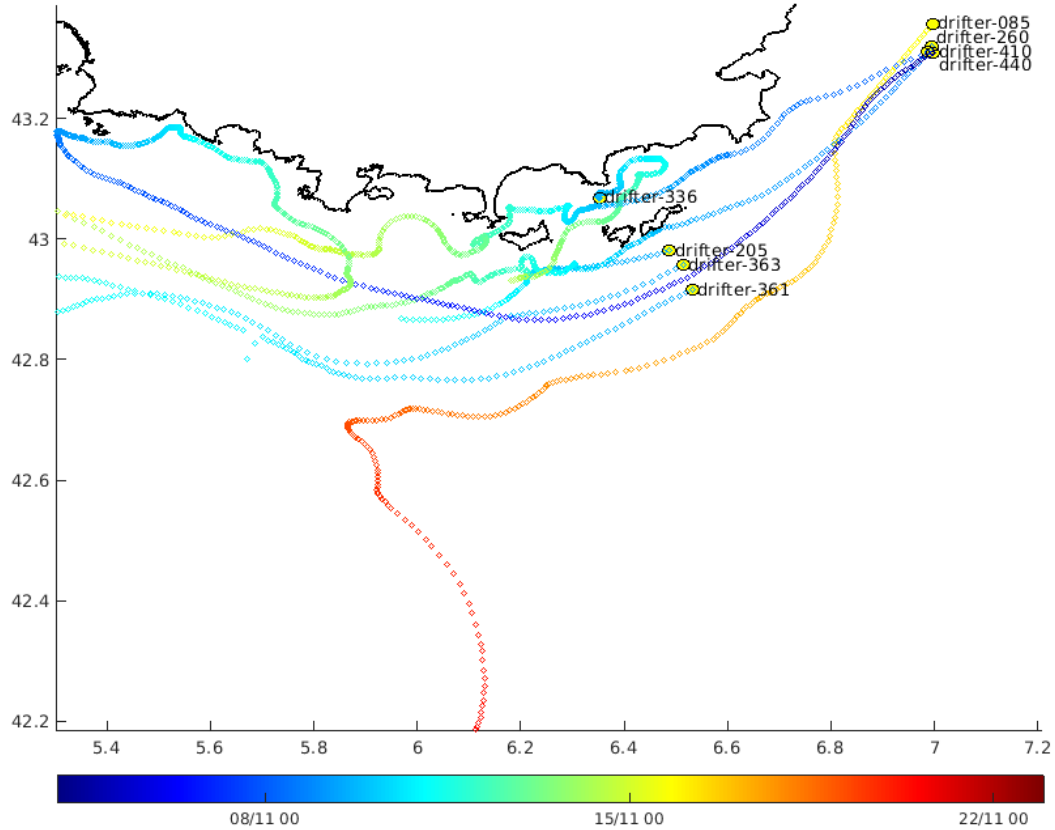


Figure 2.28: Trajectoire et position de départ des flotteurs pour la campagne de Novembre 2020

les 2 stations radar. Le tableau 2.2 montre les résultats de chaque version du traitement. Il montre que l'autocalibration permet d'améliorer la précision des cartes de courant issues des radars. L'erreur RMS est plus petite avec la calibration que sans, et avec la calibration à 2 sources (Por et Pey), elle est plus basse que dans les 2 cas de calibration à une source. Ceci montre que la calibration à plusieurs sources distantes permet une précision légèrement meilleure qu'avec une seule source de calibration et à fortiori plus précis que sans calibration.

Le tableau 2.3 montre la comparaison entre le BF et le DF avec une ouverture azimutale étendue et une ouverture limitée à 60° de part et d'autre de la normale au réseau. La comparaison est plus significative en limitant l'ouverture à 60° car il s'agit du domaine angulaire

	RMS _e	Corr	bias
sans calibration	0.097	0.893	-0.012
calibration sur POR	0.094	0.899	-0.029
calibration sur PEY	0.092	0.903	-0.020
calibration sur POR et PEY	0.086	0.914	-0.024

Table 2.2: Erreur RMS (en m/s), biais et corrélation pour chaque mode de calibration sur la mesure de courant radar depuis Bénat.

	Peyras		Bénat	
	RMSD	Corr	RMSD	Corr
DF	7.6	0.93	8.5	0.92
BF	9.1	0.88	16.1	0.67
DF $ \theta < 60^\circ$	7.6	0.92	7.9	0.92
BF $ \theta < 60^\circ$	8.3	0.89	12.2	0.79

Table 2.3: comparaison des erreurs RMS (en cm/s) et des corrélations entre le BF et le DF pour Peyras et Bénat et 2 ouvertures différentes. Les résultats ont été obtenus avec autocalibration à 1 source pour Peyras et 2 sources pour Bénat.

où la résolution du BF est exploitable. Les résultats montrent que le DF est globalement meilleur que le BF. Les figures 2.30 et 2.31 montrent 3 trajectoires individuelles de flotteurs comparées aux mesures radar pour respectivement Peyras et Bénat et comparent les performances entre le BF et le DF. Dans la zone d'ouverture à 60° , la comparaison BF-DF montre des résultats assez proches avec un léger avantage pour le DF. En revanche, au-delà des 60° la dégradation de la résolution azimutale du BF se répercute sur la comparaison avec les trajectoires des flotteurs tandis que le DF arrive mieux à suivre la courbe noire pour la plupart des trajectoires. Le DF a une meilleure résolution azimutale que le BF notamment sur les bords.

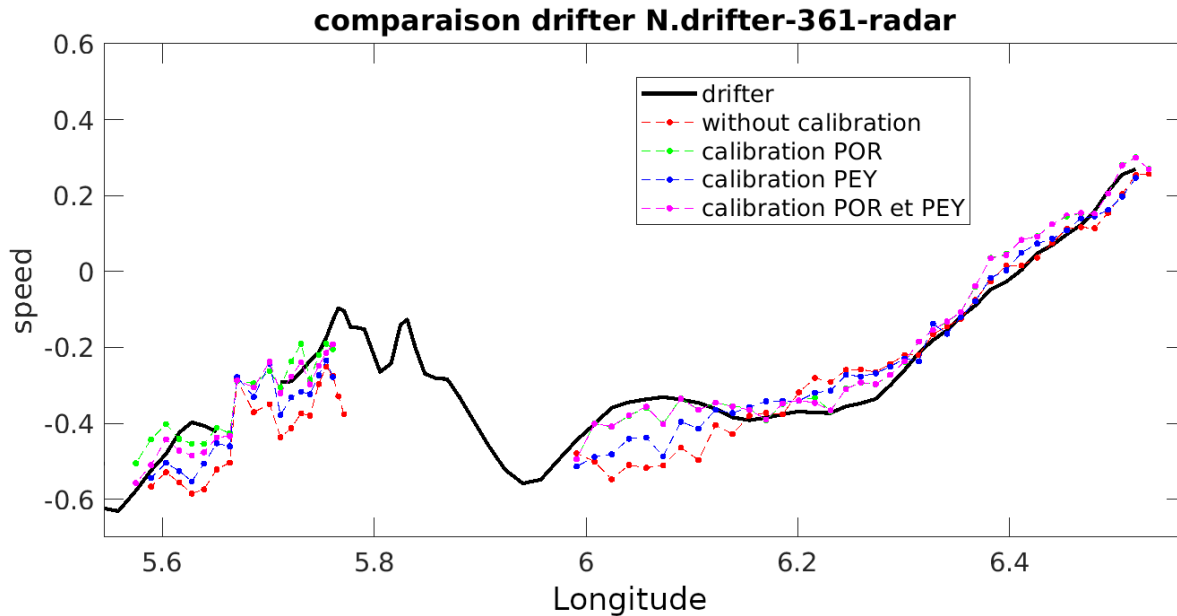


Figure 2.29: Comparaison entre le radar POR-BEN et le flotteur n° 361 pour les différents modes de calibration avec la longitude en abscisse. En noir : mesure du flotteur projetée sur la géométrie du radar. En rouge : sans calibration. En vert : calibration sur Porquerolles. En bleu : calibration sur Peyras. En magenta : Calibration à 2 sources sur Porquerolles et Peyras.

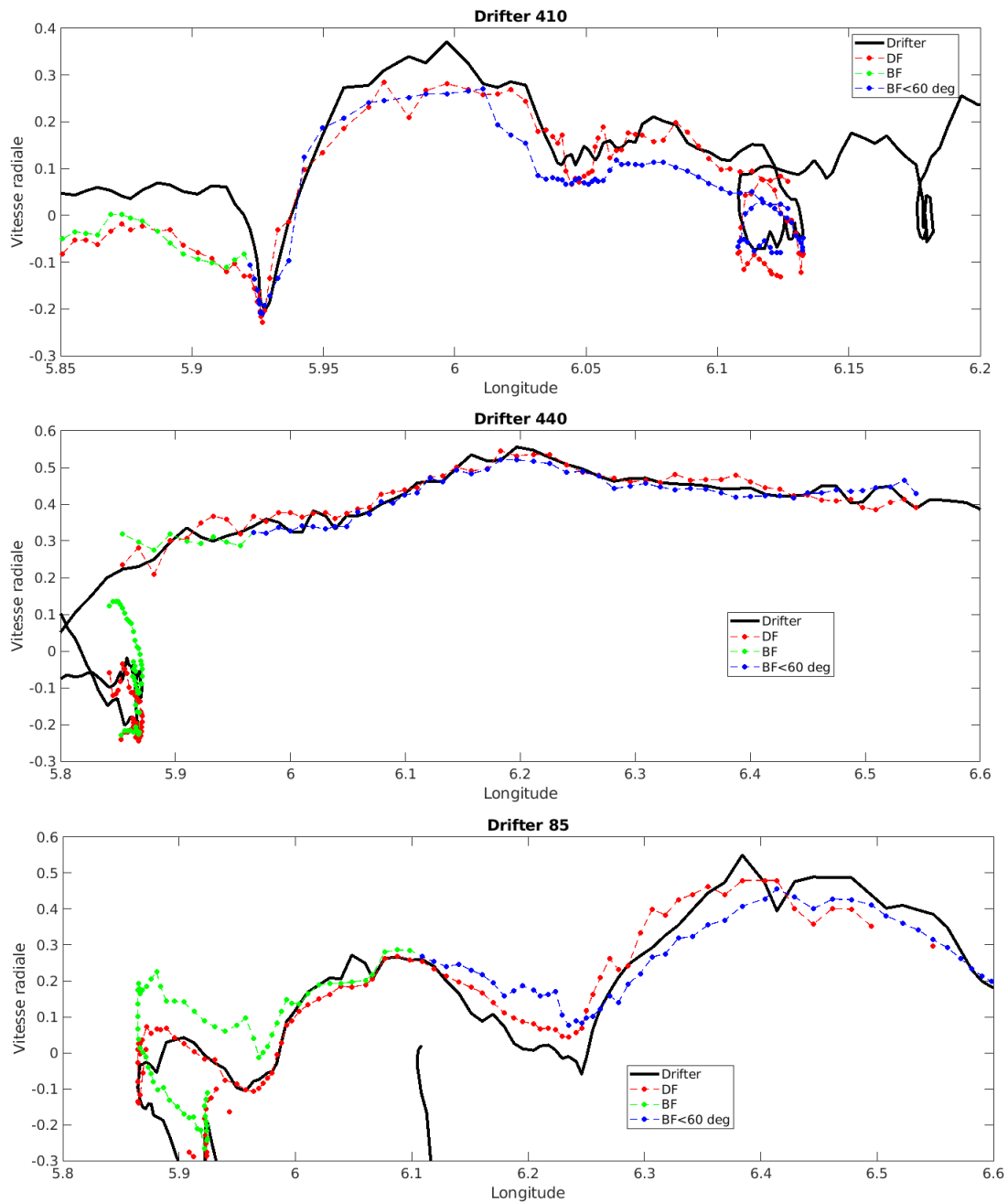


Figure 2.30: Trajectoires individuelles de 3 flotteurs (en noir) comparées avec le radar de Peyras (PEY-PEY) pour le DF (pointillés rouges), le BF ouvert à 60° (pointillés bleus) et le BF au-delà de 60° (pointillés verts).

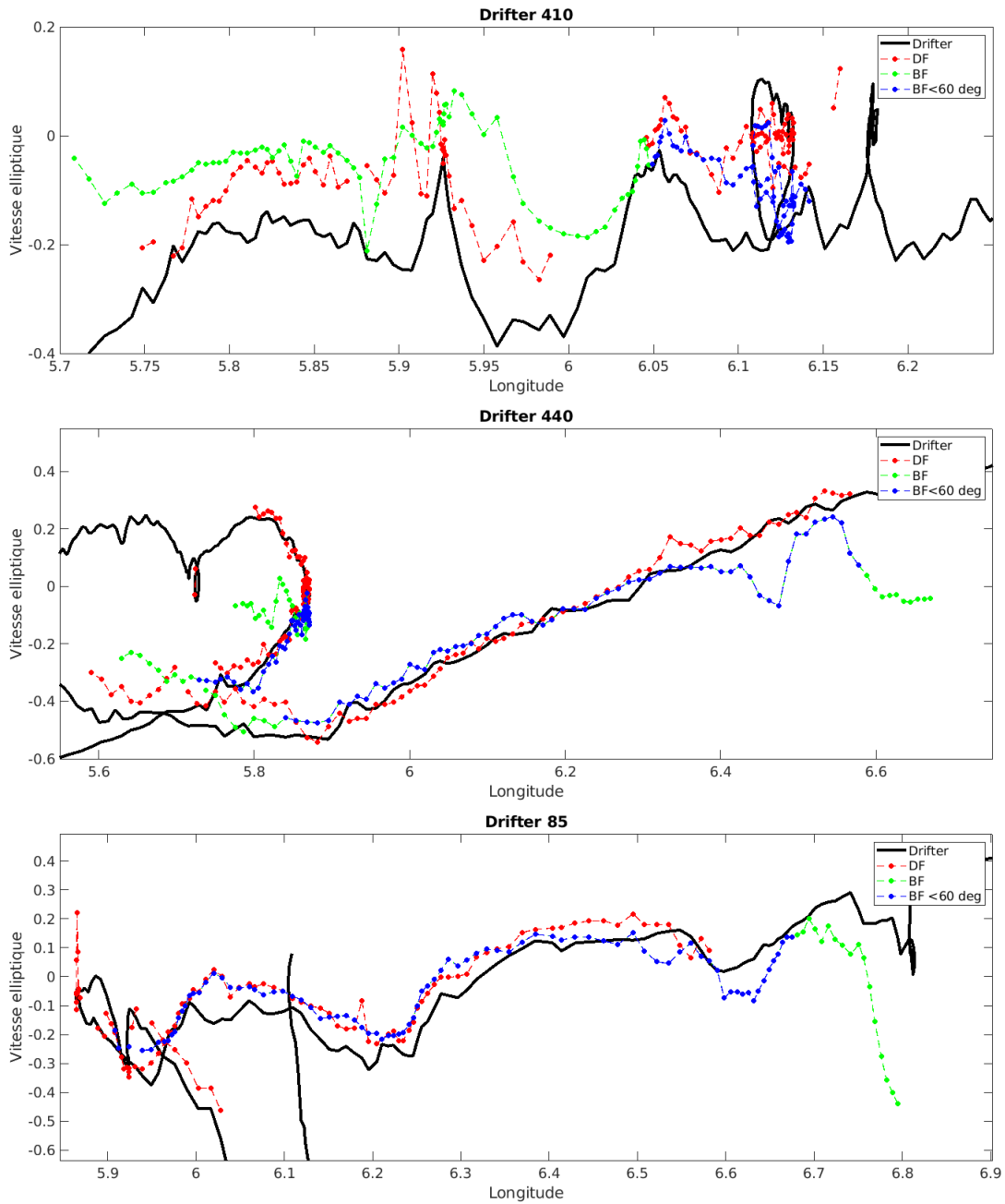


Figure 2.31: Même chose que la figure 2.30 mais pour le radar de Bénat (POR-BEN).

2.7.3 Comparaison avec les ADCP

Le 20 Février 2019, une campagne de mesure de courants in situ a été effectuée par la DT INSU avec un ADCP monté sur le navire TETHYS-2. L'ADCP a émis en bande étroite à 75 kHz avec 70 cellules de 8 m de distance verticale chacune et sur un temps d'intégration de 8 minutes [42]. Un ADCP est à priori moins bien adapté que des flotteurs pour comparer les mesures in situ car ces 2 instruments mesurent à des profondeurs différentes, mais les courants de surface et les courants circulant à la plus faible profondeur mesurable avec un ADCP sont encore suffisamment corrélés pour que la comparaison radar-ADCP soit pertinente ([43] [44] [45] [36]). Les radars mesurent sur les 65 premiers cm de profondeur et les données sont moyennées sur 1h et ont une résolution spatiale de plusieurs km, tandis que l'ADCP utilisé pour la campagne de Février 2019 mesure le courant à partir de 16.47 m de profondeur (première case exploitable) puis tous les 8 m. Les données ADCP sont moyennées toutes les 2 minutes. De plus, la vitesse et la direction des courants change de manière significative entre la surface et 16 m de profondeur en raison de la spirale d'Ekman, des effets du vent à court terme et de la dérive de Stokes en surface ([46] [36] [47] [48]).

La figure 2.32 montre la trajectoire prise par le Tethys-2 lors de la campagne ADCP et le champ de courant de surface mesuré par radar le 20 Février 2019 et moyenné sur les 10h durant lesquelles a navigué le Tethys-2 (8:00 à 18:00 UTC). La sous-figure a) montre la reconstruction avec les 2 radiales primaires POR-BEN/PEY-PEY, la b) avec les 4 radiales et au moins 2 radiales disponibles, la c) avec PEY-PEY/PEY-BEN et la d) avec POR-PEY/POR-BEN. Les flèches magenta sont les vecteurs issus de la mesure par ADCP le long de la trajectoire du bateau. Les mesures radar montrent la présence du courant Nord Méditerranéen avec un tourbillon anticyclonique d'environ 15 à 17 km de diamètre au large de Toulon. Le Tethys-2 a navigué sur la partie Est du tourbillon jusqu'à la moitié Nord de la veine de courant avant de faire demi-tour. Les flèches Magenta montrent une inversion de la composante Est de la vitesse du courant entre le Nord et le Sud du parcours du bateau de manière corrélée à ce qu'a mesuré le radar, ce qui est compatible avec un tourbillon anticyclonique.

Pour comparer les mesures par ADCP avec celles des radars HF, les données des radars ont été interpolées sur le vecteur temps et sur le chemin parcouru par l'ADCP. La figure 2.33 montre les résultats de la comparaison pour les composantes Est et Nord du courant et pour la reconstruction à 2 radiales et à 4 radiales. Malgré les différences de profondeur entre les 2 méthodes de mesure, pour la composante Est du courant, les mesures correspondent plutôt bien et montrent chacune l'inversion de la vitesse due au tourbillon. Pour la composante Nord, la comparaison montre une vitesse radar systématiquement plus faible (en valeur absolue) que celle mesurée par l'ADCP. Il est probable que ce biais soit dû à la spirale d'ekman qui implique une rotation du sens du courant avec la profondeur.

Le tableau 2.4 montre les erreurs RMS, le biais et la corrélation pour les composantes U, V et la norme du vecteur courant pour la reconstruction à 2 et à 4 radiales. Pour la composante U, l'erreur RMS est assez faible 6.8 cm/s pour le temps exact et 6.5 cm pour la moyenne glissante temporelle. La corrélation est élevée (0.968 et 0.997) et le biais est faible (-1.4 et -0.5 cm/s). Pour la reconstruction à 4 radiales, la composante U présente des résultats très proches. La composante V montre des résultats moins convaincants avec une corrélation de 0.045 pour le temps exact et de 0.634 pour la moyenne glissante temporelle. L'erreur RMS

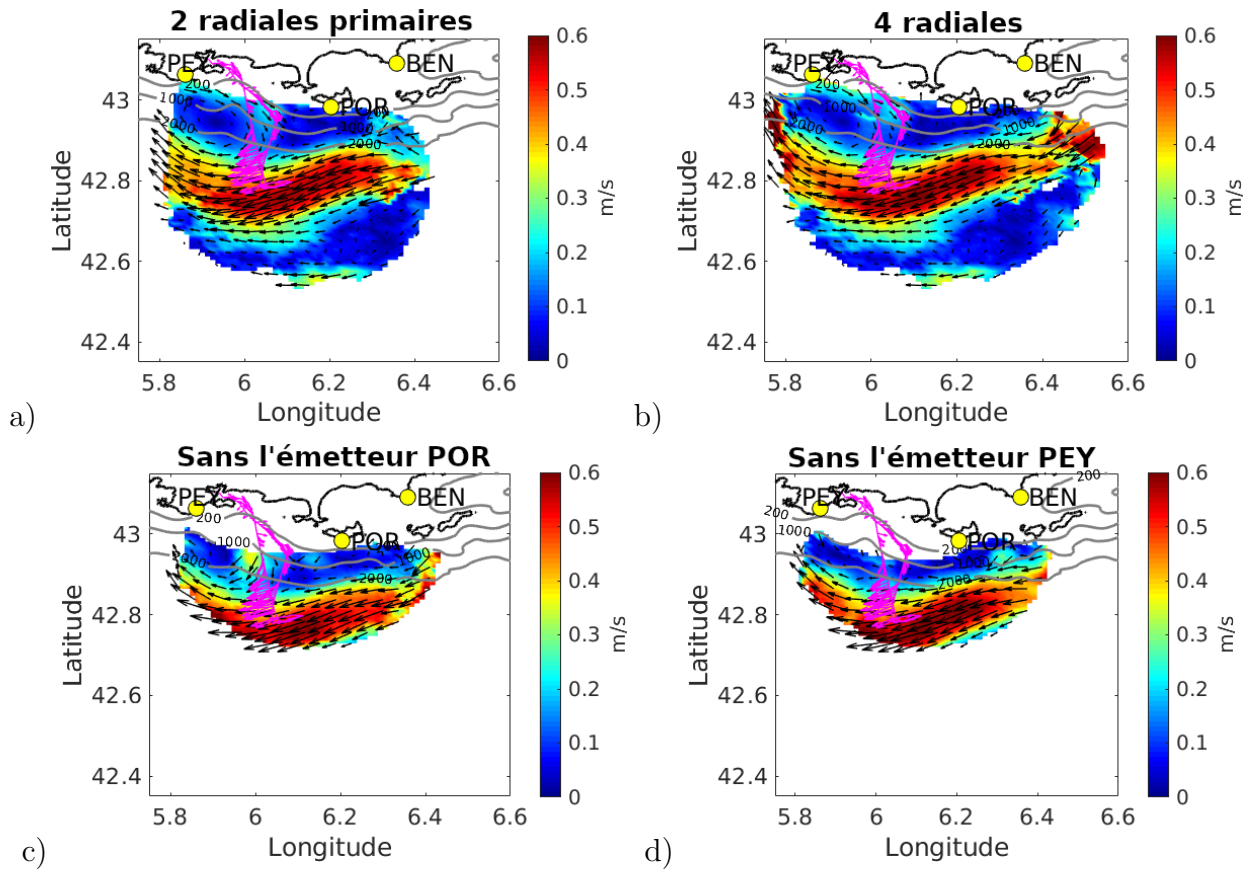


Figure 2.32: Courants de surface du 20 Février 2019 moyennés sur 10h (8:00 à 18:00 UTC). a) reconstruction avec POR-BEN/PEY-PEY, b) reconstruction avec les 4 radiales et au moins 2 radiales disponibles, c) reconstruction avec PEY-PEY/PEY-BEN (émetteur Porquerolles manquant), d) reconstruction avec POR-PEY/POR-BEN (émetteur Peyras manquant). Les flèches magenta correspondent aux vecteurs de courant mesurés par l'ADCP du Tethys-2.

est un peu plus élevée avec 8.3 cm/s pour le temps exact et presque identique à celle de la composante U sur le temps moyenné 6.3 cm/s. Avec 4 radiales, les RMS sont proches (8.2 et 7 cm/s) et les corrélations sont médiocres (0.147 et 0.484). Il y a un biais systématique d'un peu plus de 4 cm/s (-4 en valeur relative), ce qui correspond l'écart visible sur la figure 2.33 entre l'ADCP et les radars HF. La norme quant à elle comporte de bons résultats d'après les valeurs statistiques du tableau malgré la différence de profondeur de mesure entre le radar et l'ADCP.

Cependant, en raison des profondeurs de mesures différentes, la pertinence d'une telle comparaison se limite à une analyse qualitative, les statistiques données dans le tableau 2.4 sont à titre indicatif et ne doivent pas être interprétées comme une validation des données radar mais plutôt comme un test de cohérence avec les instruments in situ disponibles.

Avec ces campagnes de mesure in situ, nous pouvons conclure que les radiales primaires (PEY-PEY POR-BEN) sont plus précises que les radiales secondaires (PEY-BEN POR-PEY). La campagne flotteurs de Mai 2019 a montré une erreur RMS de 3.5 et 6.8 cm/s pour PEY-PEY et POR-BEN et une erreur RMS de 7.2 et 13.2 cm/s pour POR-PEY et PEY-

	2 radiales		4 radiales	
	temps exact	temps moyenné	temps exact	temps moyenné
U				
RMSE	0.068	0.065	0.068	0.069
corrélation	0.968	0.977	0.966	0.977
biais	-0.014	-0.005	-0.014	0.003
V				
RMSE	0.083	0.063	0.082	0.070
corrélation	0.045	0.634	0.147	0.484
biais	-0.044	-0.041	-0.043	-0.046
vitesse				
RMSE	0.066	0.058	0.073	0.063
corrélation	0.906	0.932	0.886	0.928
biais	0.014	0.004	0.016	-0.002

Table 2.4: Erreur RMS (en m/s), corrélation et biais entre les vitesses radar et les mesures ADCP pour la reconstruction avec les 2 radiales primaires (colonnes de gauche) et la reconstruction à 4 radiales avec au moins 2 radiales disponibles (colonnes de droite). Les statistiques sont données pour les composantes U et V et la norme, pour le temps exact et le temps moyenné.

BEN. Nous avons aussi montré que le DF est plus précis que le BF (surtout pour Bénat) avec un gain de précision de 1.5 cm/s (PEY-PEY) à 7.6 cm/s (POR-BEN) mesuré lors de la campagne de Novembre 2020. Le DF permet aussi une ouverture azimutale plus large que le BF. Nous avons montré que l'autocalibration apporte un gain de précision de 1.1 cm/s pour le radar de Bénat par rapport au traitement sans calibration d'après la campagne de Novembre 2020.

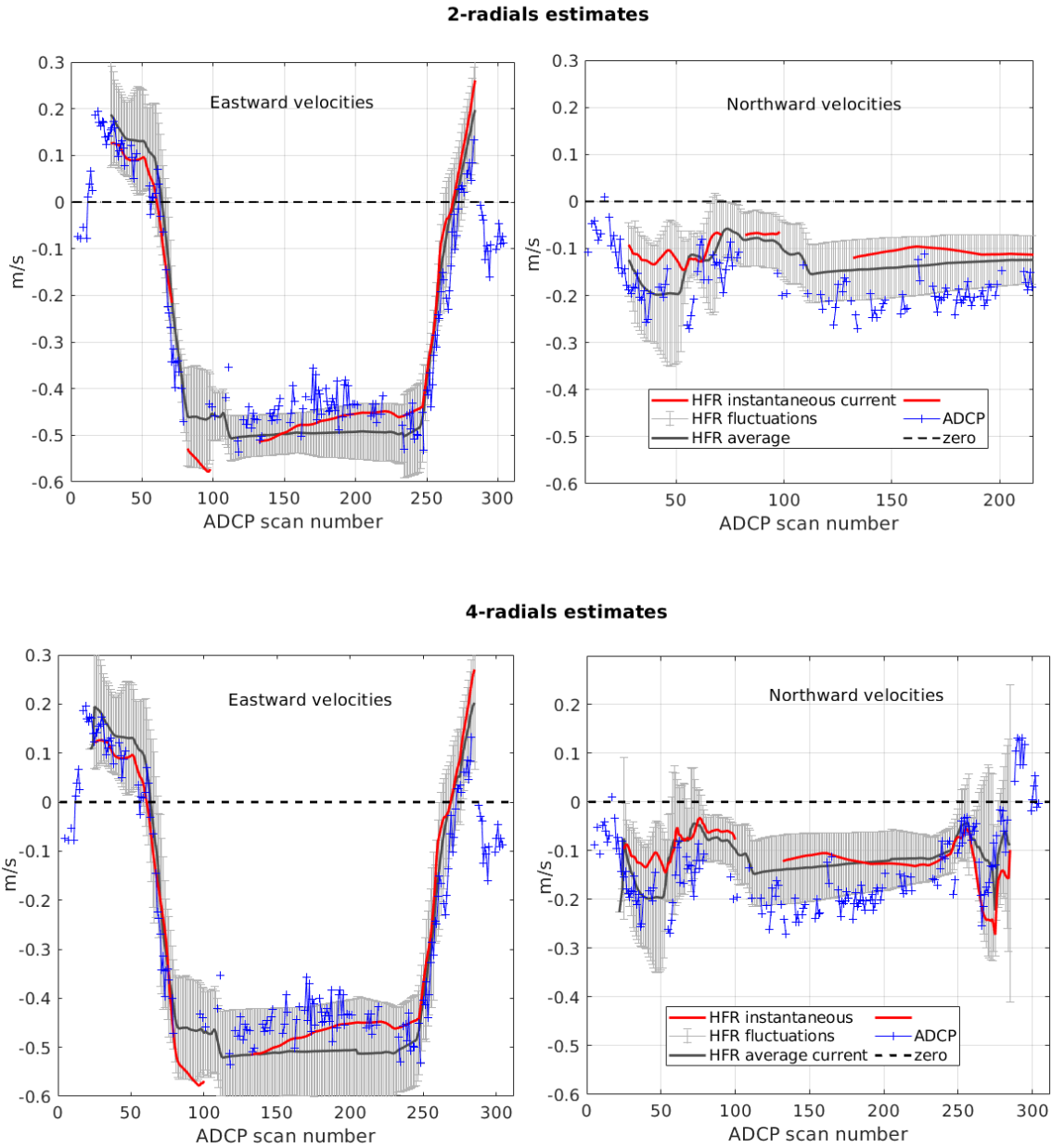


Figure 2.33: Comparaison des composantes zonales et méridionales entre les données de l'ADCP (16.47 m de profondeur pour la cellule la plus proche de la surface) et les données issues des radars HF pour la reconstruction avec les 2 radiales primaires (sous-figure a et b) et la reconstruction à 4 radiales dont au moins 2 parmi 4 (sous-figures c et d). La courbe noire est la moyenne glissante temporelle du courant mesuré par radar, la courbe rouge les mesures radar instantanées, les barres d'erreurs en gris sont les fluctuations autour de la valeur moyenne (± 2 fois l'écart type) et les points bleus sont les mesures par ADCP.

Chapter 3

Application des nouvelles méthodes à d'autres radars à réseaux de phases

Dans ce chapitre, nous synthétisons les tests effectués sur d'autres radars à réseaux de phases. Nous parlerons dans un premier temps d'une campagne VHF qui a été menée au Fort Peyras en Juin-Juillet 2021. Ensuite, nous montrerons des cartes radars obtenues avec le radar de Goury installé près de Cherbourg dans le Cotentin, puis nous finirons avec 2 radars installés dans le golfe de Trieste en Italie.

3.1 Campagne VHF au Fort Peyras en Juin-Juillet 2021

Une campagne VHF a été menée par le MIO au Fort Peyras en Juin-Juillet 2021 dans le cadre du projet SICOMAR-PLUS (<https://interreg-maritime.eu/fr/web/sicomarplus>). Au début du mois de Juin 2021, un réseau de 16 antennes VHF a été temporairement installé dans le but d'avoir des données à haute résolution spatiale dans la rade de Toulon. La période d'acquisition des données est du 11 Juin 2021 à 14h UTC au 7 Juillet 2021 à 6h UTC. La fréquence d'émission était de 41.25 MHz avec une largeur de bande de 500 kHz, ce qui a permis une résolution en distance de 300 m. Les cartes de courant ont été obtenues par un traitement en DF avec l'autocalibration, la méthode des groupements d'antennes et le "stacking" en sources adaptés à un réseau de 16 antennes et à une fréquence de 41.25 MHz. L'autocalibration a été possible avec l'émetteur qui était suffisamment loin du réseau de réception (100 m) pour être considéré comme une source lointaine.

L'objectif de cette campagne était de mesurer les courants à haute résolution spatiale dans la rade de Toulon. Nous avons effectué un traitement en DF pour obtenir des cartes radiales de courant en VHF. La portée maximale est de 27 km (90 cases distances de 300m).

La figure 3.2 montre 2 exemples de cartes de vitesses radiales issues du radar VHF. Sur la figure 3.2-a, il s'agit d'une carte du 21 Juin 2021 à 11h UTC avec la présence de structures résolues qui auraient été peu visibles avec une résolution en distance de 1.5 km. Au sud du domaine VHF, le courant Nord est visible et est assez proche des côtes mais il est pollué par un artefact de RFI. À l'Ouest de l'autre côté du radar, il y a quelques données de courants entre la baie de Six-Fours et la baie de La Ciotat. Vu du Fort Peyras, cette partie de la mer est visible du côté ouest et le radar reçoit du signal rétro-diffusé par ce côté. Par symétrie



Figure 3.1: Installation VHF du Fort Peyras. Le réseau est installé sur les plateformes et est constitué de 16 antennes. En bas à droite de la photo, on aperçoit le réseau HF de Peyras le long du muret.

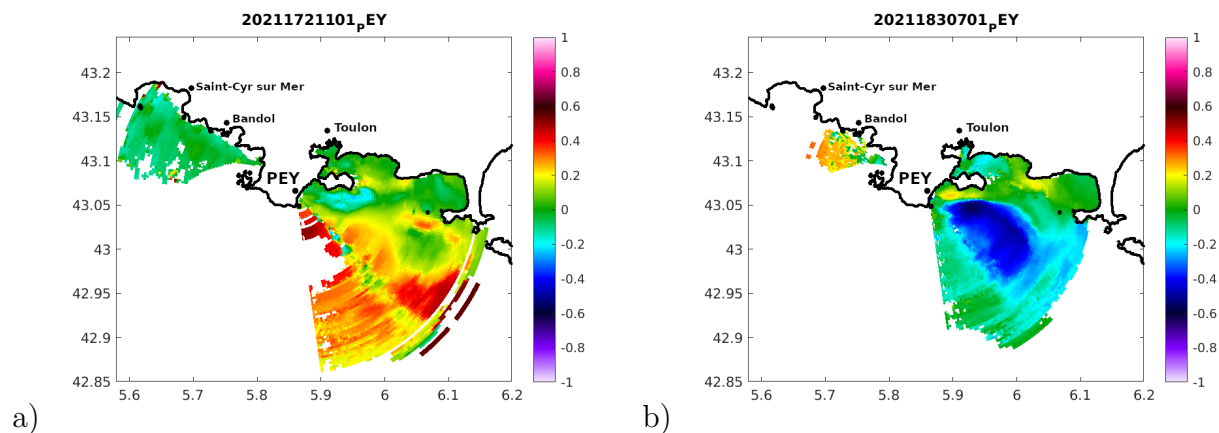


Figure 3.2: Exemples de cartes de vitesses radiales en haute résolution spatiale. À gauche : carte du 21 Juin 2021 à 11h UTC montrant de fines structures entre le massif du cap Sicié et la presqu'île de Giens, et plus au sud une partie du courant Nord est visible. À droite : carte du 2 Juillet 2021 à 7h UTC, un courant de retour est visible au sud de la presqu'île de Saint-Mandrier

avec le réseau (lobe arrière) ces données Ouest sont projetées sur la terre du côté Est mais sont masquées avec un masque de Terre. Cela permet de conserver la portion Ouest affichée sans qu'elle soit polluée par la projection symétrique des données de l'Est. La figure 3.2-b montre la carte du 2 Juillet 2021 à 7h avec la présence d'un courant de retour au sud de la rade de Toulon.

Les spectres en VHF sont très bruités sur les 10 premiers km comme le montre la figure 3.3. Or le VHF est aussi utilisé pour la mesure de la hauteur significative des vagues qui se base sur le rapport entre le 1er ordre et le second ordre. Or pour bien distinguer les raies de second ordre, il faut pouvoir s'affranchir des échos parasites. La figure 3.3 montre un spectre

Doppler chevauchant moyenné sur 2h, la sous figure du haut montre la version moyenne du spectre et celle du bas montre la version médiane du spectre. La différence entre le spectre moyen et médian met en évidence des échos transitoires qui sont présents sur le spectre moyen mais absents du spectre médian. Cette technique permet d’obtenir des spectres Doppler plus propres pour effectuer l’estimation des vagues.

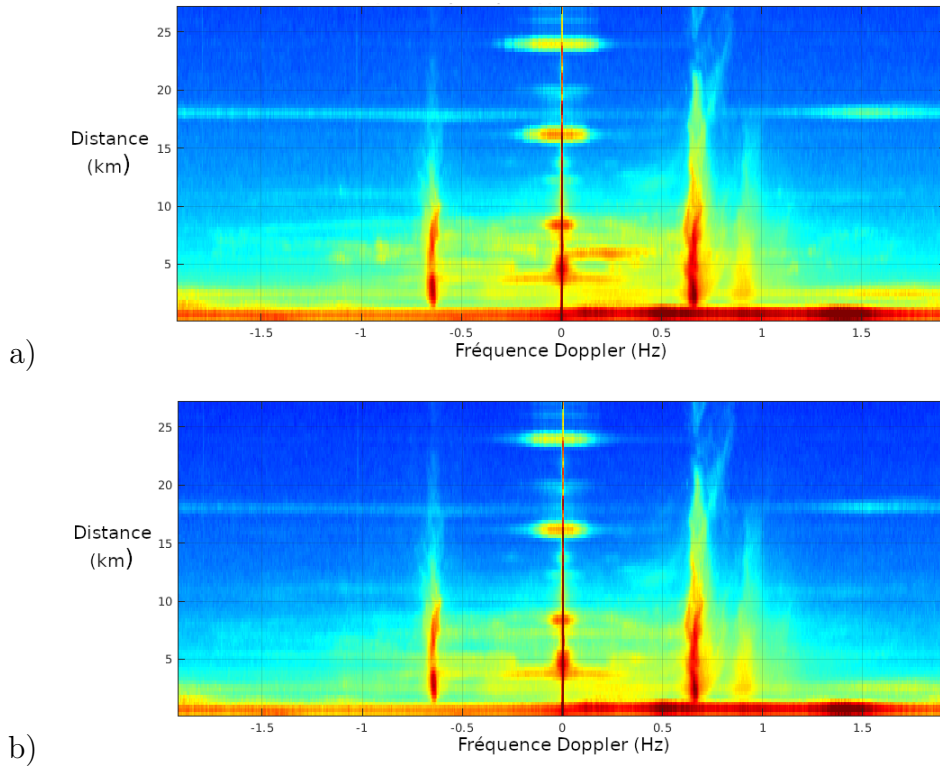


Figure 3.3: Exemple de spectre Doppler du radar VHF de Peyras. a) Moyenne sur 2h avec des temps d’intégration glissant de 6 minutes. b) Médiane sur 2h avec un temps d’intégration glissant de 6 minutes. On voit que la médiane est peu sensible aux signaux transitoires alors que la moyenne y est très sensible

Durant cette campagne VHF, les données de courant ont été validées par une comparaison avec des flotteurs lors de la campagne flotteur du 5 Juillet 2021. 3 points de lâcher ont été choisis allant de la rade de Toulon au large de Carqueiranne et pour chaque point un CARTHE et un SURFY ont été lâchés. La figure 3.4 montre les résultats des comparaisons VHF-flotteurs. Les 3 sous-figures de gauche sont issues des flotteurs SURFY et celles de droite sont issues des flotteurs CARTHE. Le biais visible entre le radar et les flotteurs SURFY est dû au fait que ces derniers sont portés par les courants sur une profondeur d’intégration d’une dizaine de cm alors que les cartes ont une drogue qui leur permet de dériver selon un courant d’une profondeur d’intégration de 65 cm, ce qui correspond mieux aux courants mesurés par le radar.

Les statistiques présentées dans le tableau 3.1 montrent clairement la différence de biais entre les SURFY et les CARTHE. Les 3 SURFY ont un biais allant de -12.4 à -16 cm/s, les 3 CARTHE ont un biais très faible, entre 0.6 et 2.3 cm/s. Les RMS sont également très faibles,

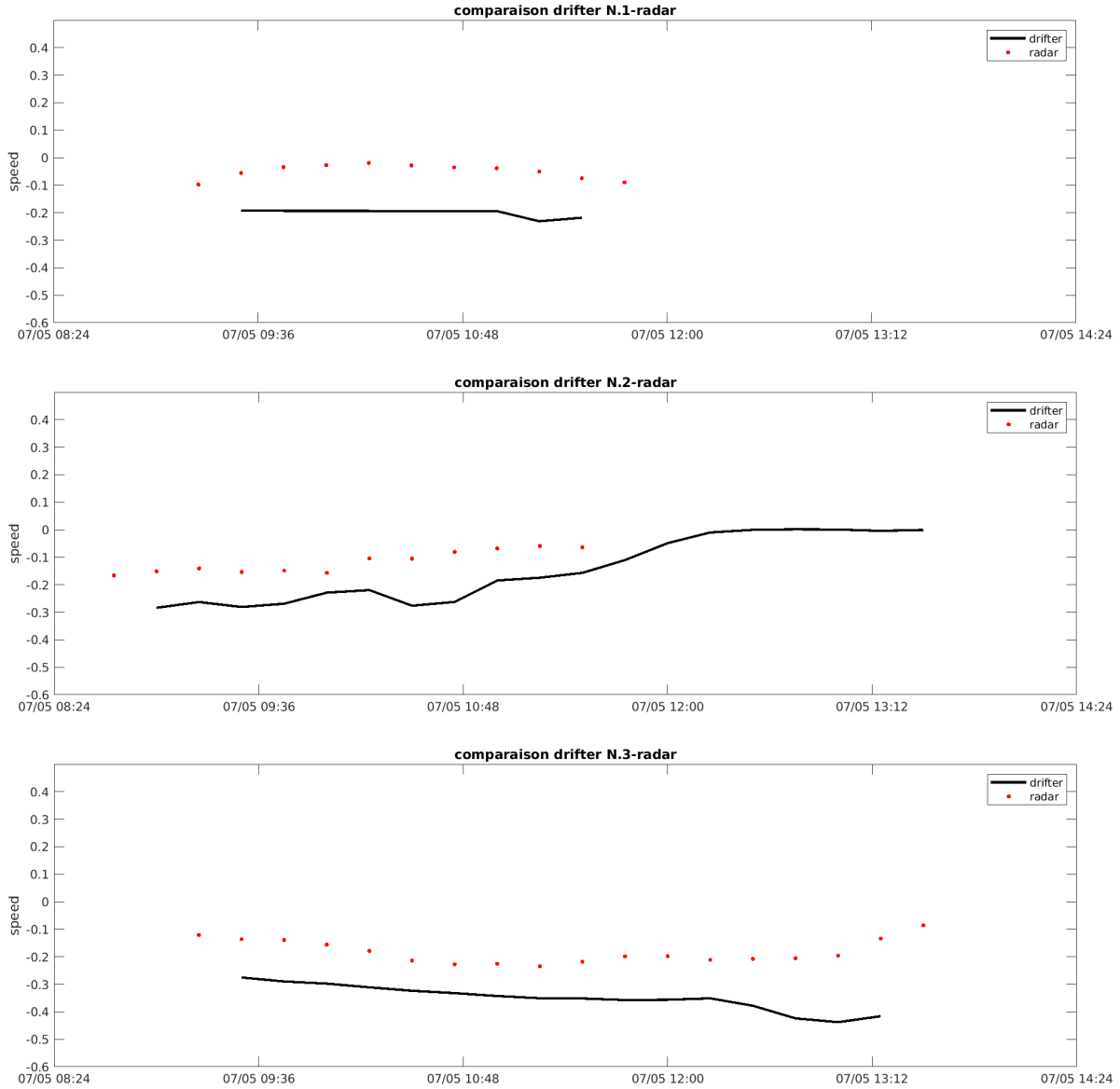


Figure 3.4: Résultats des comparaisons flotteurs-radar VHF pour les flotteurs SURFY.

entre 1.8 et 2.8 cm/s, ce qui indique une excellente précision de la mesure des courants en VHF. En outre, les vitesses radiales mesurées étaient faibles ce jour là, entre -5 et -20 cm/s (courant s'éloignant du radar), ce qui a tendance à donner de faibles RMS par rapport à des campagnes flotteurs menées avec des courants plus forts (campagne de novembre 2020).

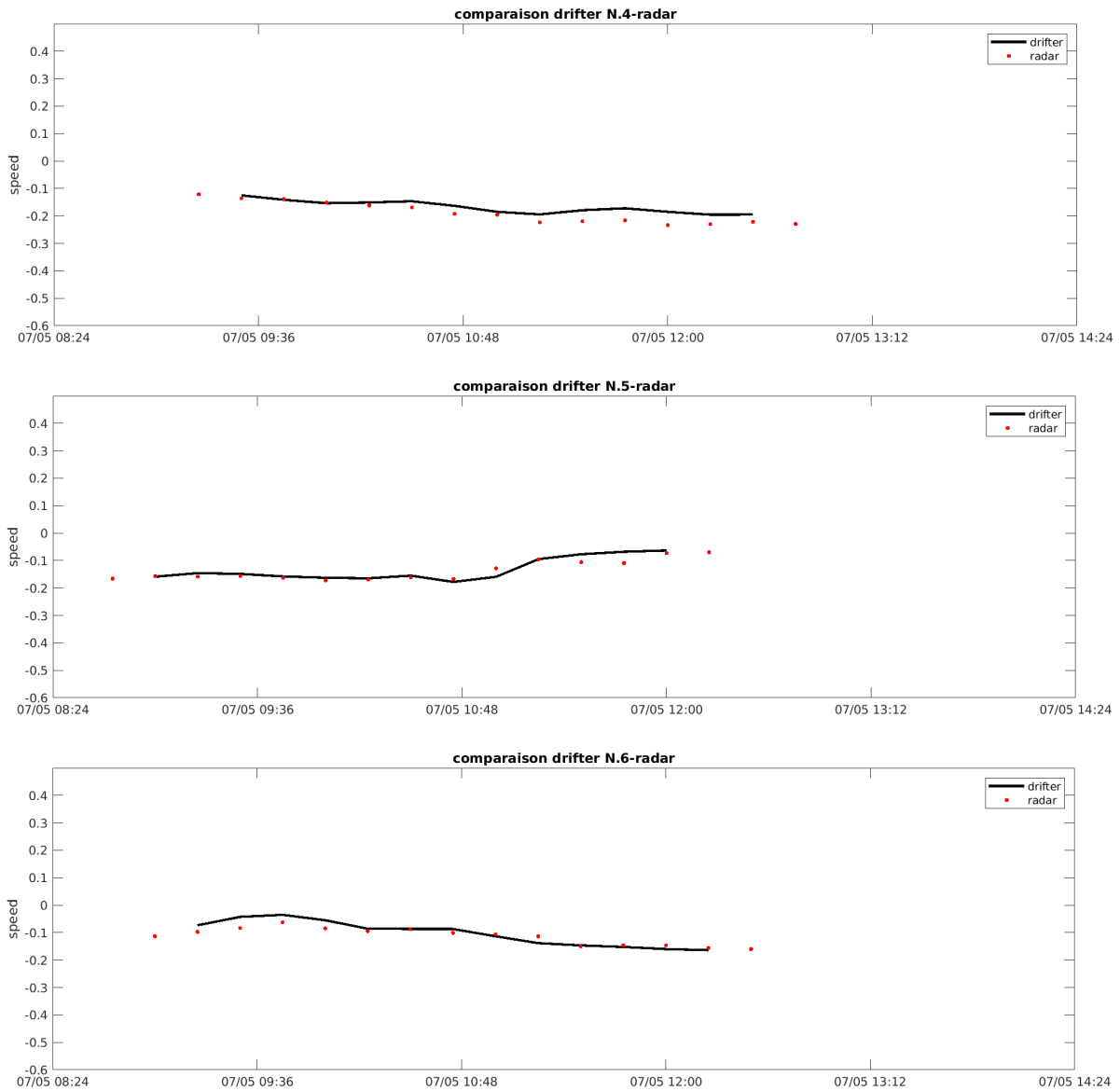


Figure 3.5: Résultats des comparaisons flotteurs-radar VHF pour les flotteurs CARTHE.

	SURFY			CARTHE		
	flotteur 1	flotteur 2	flotteur 3	flotteur 4	flotteur 5	flotteur 6
Biais (m/s)	-0.160	-0.124	-0.157	0.023	0.006	0.007
rms	0.161 (m/s)	0.128	0.165	0.028	0.018	0.02
corrélation	0.628	0.751	0.27	0.928	0.916	0.950

Table 3.1: Comparaison des erreurs RMS (en cm/s), des biais et des corrélations pour la campagne flotteurs de 5 Juillet 2021. La comparaison est faite avec les flotteurs SURFY et les flotteurs CARTHE.

3.2 Radars du Cotentin

Nous avons eu l'occasion de tester nos techniques sur les radars WERA installés par l'université de Caen dans le Cotentin. Il y a 2 radars WERA monostatiques dont un près du phare de Gourey et un autre plus au Sud à Jobourg. Les 2 sites comportent un émetteur et un réseau de réception de 16 antennes. La particularité de ces radars est qu'ils émettent et reçoivent à 2 fréquences différentes de manière alternative. Il y a 30 minutes d'acquisition à 24.5 MHz et 16 minutes d'acquisition à 13.5 MHz pour chaque heure écoulée.

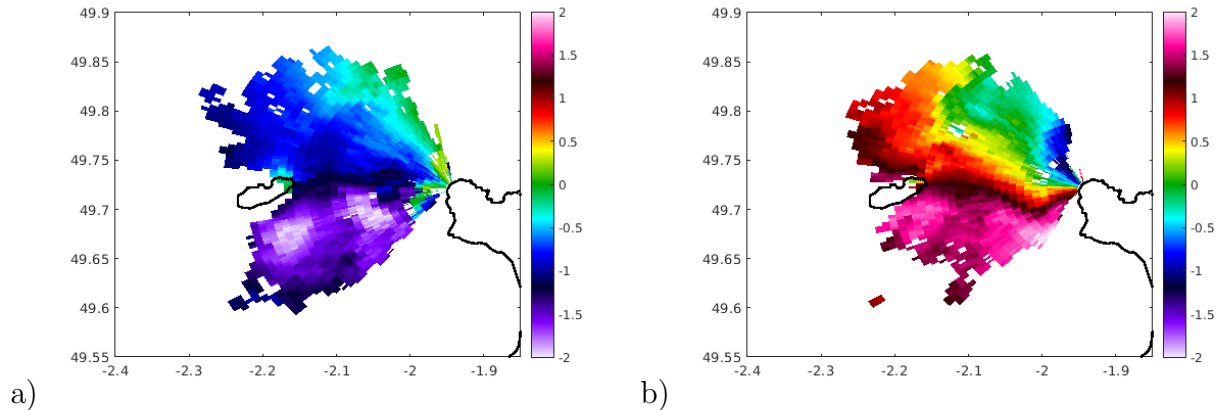


Figure 3.6: Exemples de cartes de vitesses radiales en DF du radar Gourey à 24.5 MHz à 6h d'intervalle. La carte a) correspond au 5 Octobre 2018 à 9h UTC et la carte b) correspond au même jour à 15h UTC. On voit de très forts courants frôlant les 2 m/s en vitesse radiale.

Un échantillon d'un jour de données du radar de Gourey (le 5 Octobre 2018) a été traité en DF avec la méthode des groupements d'antennes et du "stacking" en sources. Le radar étant monostatique, l'autocalibration n'a pas été possible. En revanche, une calibration a été faite manuellement en utilisant comme référence une première carte de vitesses radiale obtenue par un traitement DF sans calibration et avec toutes les antennes. La calibration manuelle consiste à :

- 1) inspecter le traitement en DF de chaque paire d'antennes consécutives ($N - 1$ paires pour un réseau de N antennes). Les erreurs de calibration se traduisent par des rotations des cartes d'une paire à l'autre.

- 2) ajuster le terme de correction de phase de la seconde antenne de la première paire (la 1ère antenne étant la référence) jusqu'à ce que la carte obtenue avec 2 antennes soit qualitativement ajustée au mieux à la carte de référence.

- 3) Répéter l'opération pour chaque paire d'antennes consécutives (la 2ème antenne de la paire précédente devient la première antenne de la paire suivante). On considère que la calibration manuelle est réussie lorsque les rotations entre les cartes des paires d'antennes sont minimisées et que la rotation entre la carte de référence et celle traitée avec toutes les antennes calibrées manuellement est absente. Lorsqu'il y a des îles ou que la couverture radar est délimitée par un trait de côte, il est possible d'affiner empiriquement la calibration manuelle en utilisant la côte comme point de repère.

Cette méthode manuelle est fastidieuse à appliquer pour trouver les termes de correction de phase et ne garantit pas la bonne orientation des structures de courant en l'absence de

points de repère, mais reste la seule manière d'éviter les campagnes de mesures de la réponse des antennes.

La figure 3.6 montre 2 cartes traitées en DF du 5 Octobre 2018 à 9 h UTC (3.6-a) et à 15 h UTC (3.6-b). Les 2 cartes sont séparées de 6h, il y a de forts courants de presque 2 m/s en vitesse radiale qui sont de sens opposés à 6h près. Cette inversion traduit la présence de forts courants de marée.

3.3 Radars de Trieste

Des collègues de l'OGS à Trieste (Matjaz Licer, Nydia Catalina Reyes et Laura Ursella) nous ont récemment contactés pour nous faire part d'une difficulté qu'ils rencontrent avec leurs données et pour nous permettre de traiter en DF un échantillon d'une journée des radars de Trieste. Ils nous ont contactés car ils ont un problème qui génère des cartes de courant comportant une divergence incohérente et n'ayant aucun sens physique. Ils ont 2 radars WERA situés dans le golfe de Trieste, dont un à Aurisina du côté italien et un autre à Piran du côté slovène. Le radar d'Aurisina est monostatique, il comporte 8 antennes réceptrices et un émetteur qui émet à 24.6 MHz. Celui de Piran est aussi monostatique, il comporte 12 antennes réceptrices et un émetteur qui émet à 24.5 MHz.

La figure 3.7 montre un exemple de résultats obtenus avec le logiciel du constructeur WERA pour les radars de Piran et d'Aurisina. Les vitesses radiales sont affichées à gauche et la reconstruction vectorielle à droite. On voit clairement une divergence n'ayant aucun sens physique du'un point de vue océanographique. On voit également que sur la carte des vitesses radiales (Aurisina en orange et Piran à droite), l'orientation des flèches ne correspond pas à des vitesses radiales. On peut en conclure qu'il y a un problème dans le traitement standard.

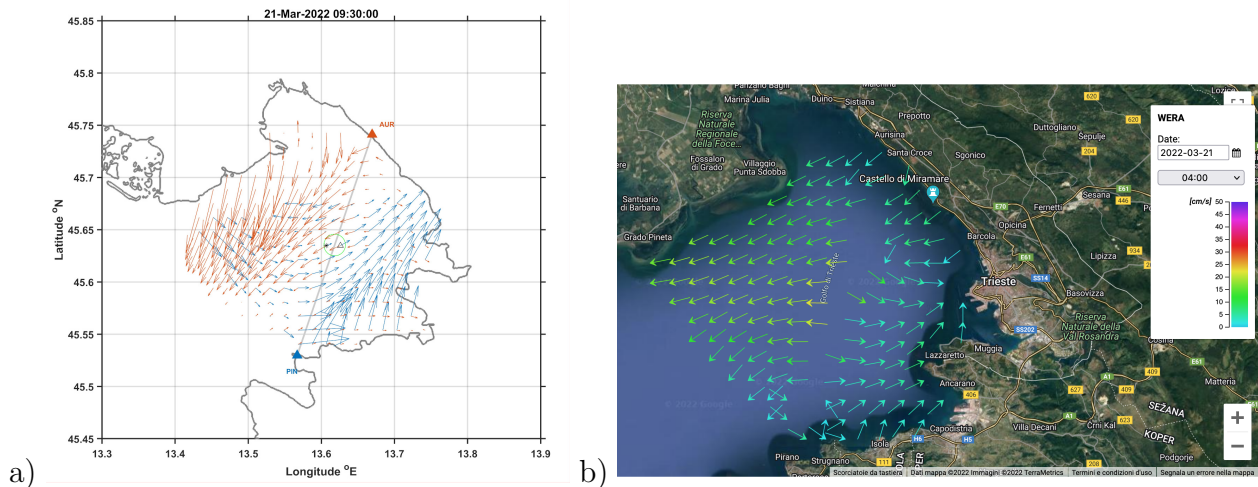


Figure 3.7: Exemple de cartes de vitesses radiales (a) et la reconstruction vectorielle associée (b) du 21 Mars 2022 à 4h UTC. Il y a une importante divergence de part et d'autre de l'axe reliant les 2 stations radar.

La figure 3.8 montre le résultat du traitement effectué en DF avec l'algorithme développé au MIO comportant la méthode des groupements d'antennes. La calibration a été faite

manuellement car il n'y a pas de source directe lointaine permettant l'autocalibration. Les cartes de vitesses radiales (panneau du haut) montrent des flèches correctement orientées par rapport à ce que l'on s'attend à voir, avec comme convention de signe telle que les vitesses positives s'approchent du radar et les vitesses négatives s'éloignent du radar. La reconstruction vectorielle (figure du bas) montre une veine de courant sortant de la baie de Trieste et non une divergence le long de l'axe reliant les 2 radars. L'absence de vecteurs autour de cet axe est due à un masquage de la zone où le GDOP est trop élevé.

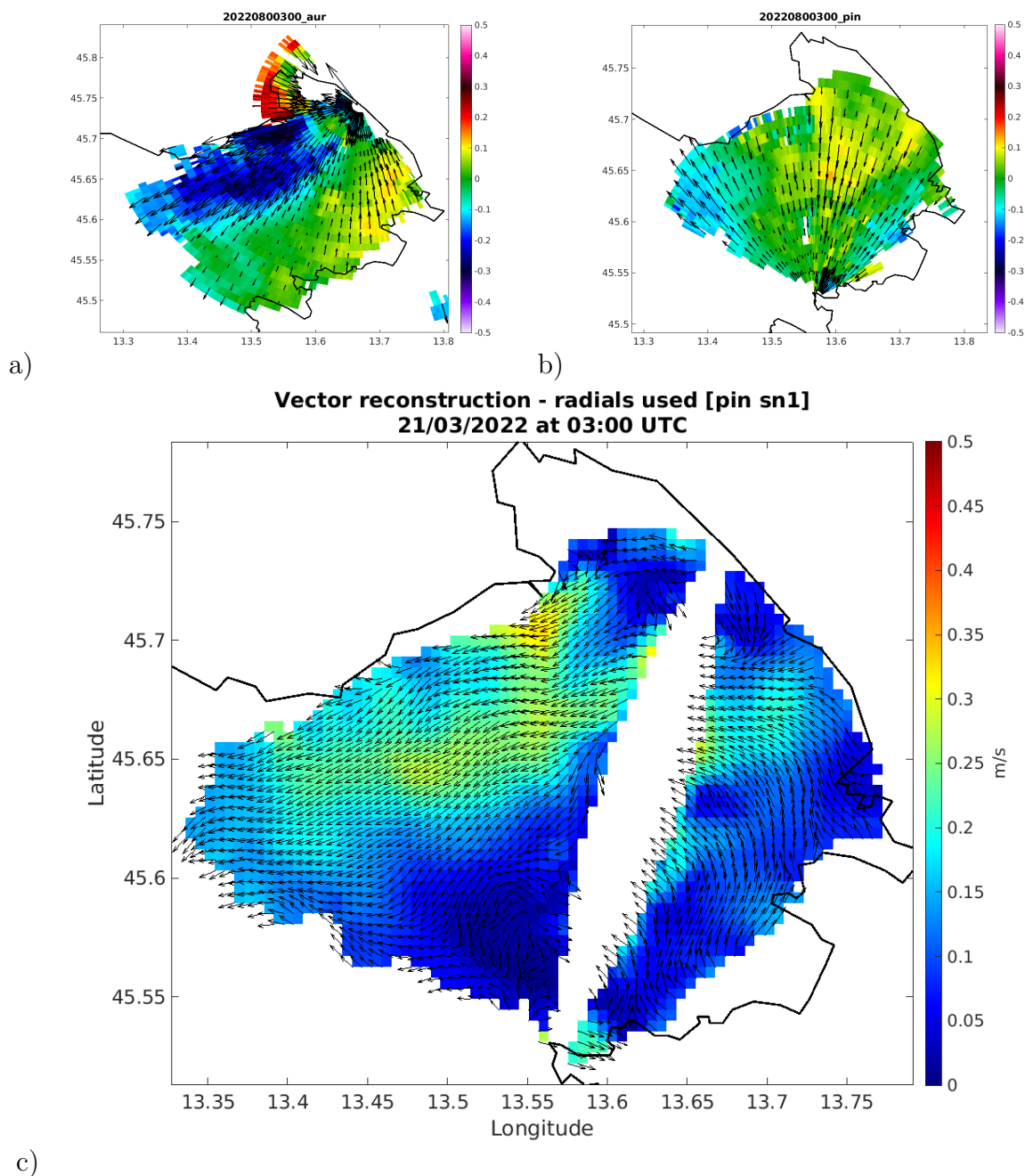


Figure 3.8: Cartes de vitesses radiales (a et b) et reconstruction vectorielle (c) du 21 Mars 2022 à 3h UTC.

L'analyse de la source du problème de divergence est toujours en cours, mais d'après nos résultats, il semble que la résolution azimutale supérieure permise par le DF et la précision de calibration est nécessaire dans ce cas. Le DF est suffisamment précis pour que la reconstruction vectorielle soit physiquement cohérente.

Chapter 4

Radars compacts (CODAR)

Les radars CODAR sont des systèmes compacts qui comportent 3 antennes sur un seul mât. Ils sont constitués d'une antenne dipôle qui assure l'émission et la réception et de 2 antennes boucles réceptrices. L'avantage du CODAR est qu'il prend peu de place sur les sites d'implantation tandis que les radars à réseaux d'antennes prennent plus de place en raison de la longueur de déploiement du réseau. En Méditerranée, 2 radars CODAR ont été installés à Nice en 2015 (cap Ferrat) et à Menton en 2020 pour le laboratoire MIO et ont fait l'objet de nos analyses.

4.1 Extraction des courants

4.1.1 DF avec un CODAR

Les CODAR étant des radars à antennes compactes, l'algorithme de traitement utilisé pour extraire les courants est le DF. Pour cela, il est nécessaire de connaître précisément les gains complexes d'antennes. Dans le cas idéal (ou théorique) les gains complexes sont définis par :

$$g_1(\theta) = \cos(\theta - \theta_b) \quad (4.1.1)$$

$$g_2(\theta) = \sin(\theta - \theta_b) \quad (4.1.2)$$

$$g_3(\theta) = 1 \quad (4.1.3)$$

Ici θ_b est l'orientation du maximum du lobe de l'antenne principale (antenne 1). Dans le mode standard, le radar CODAR utilise des rampes de fréquence de 0.25 s interrompues par un blanc de même durée. L'interruption est nécessaire car l'antenne dipôle assure l'émission et la réception en même temps. Une série temporelle X_j échantillonnée à 2 Hz est ainsi créé pour chaque antenne et chaque case distance. Une transformée de Fourier est appliquée sur le signal temporel pour former les co-spectres et les spectres croisés $D_{ij} = \langle \hat{X}_i \hat{X}_j^* \rangle$ où \hat{X}_j représente la transformée de Fourier discrète et * le complexe conjugué. Typiquement, les co-spectres et les spectres croisés sont calculés à partir de 512 rampes de fréquence (256 s) pour générer des fichiers "CSQ", ceux-ci sont moyennés de manière chevauchante sur 10 minutes pour générer des fichiers "CSS".

Les co-spectres et les spectres croisés correspondent à une version "compressée" de la matrice de Covariance pour toutes les cases du spectre distance-Doppler car il y a une perte d'information lors de l'opération qui les génère, il n'est pas possible d'effectuer l'opération inverse pour retrouver le signal temporel. Ensuite, l'algorithme MUSIC [15] (expliqué en détail dans la section 1.4.3) est utilisé pour retrouver la direction d'arrivée des vitesses de courant et ces dernières sont déduites avec la théorie de Bragg.

4.1.2 Normalisation de la matrice de covariance

Les gains réels des antennes ne sont pas identiques. Par conséquent, la matrice de covariance, obtenue à partir d'une combinaison non linéaire des spectres d'antennes, dépend beaucoup de ces gains. Rééchelonner le gain d'amplitude d'une antenne modifie beaucoup la matrice de covariance et les vecteurs propres, ce qui a une grande influence sur le résultat de l'algorithme MUSIC et donc sur la carte de vitesses radiales.

Il est alors important de normaliser chaque co-spectre et spectre croisé de sorte que les coefficients diagonaux de la matrice de covariance aient le même ordre de grandeur. Les co-spectres Doppler doivent donc avoir le même ordre de grandeur dès le départ, aux variations angulaires près dues à la forme du lobe d'antenne. Pour cela, il ne suffit pas de calculer le rapport d'amplitudes entre antennes en normalisant les antennes boucles 1 et 2 avec l'antenne 3 car les gains des antennes 1 et 2 peuvent être très différents. Pour normaliser les signaux, on prend le niveau de bruit sur les cases lointaines pour les ramener au même niveau. Pour appliquer cela sur les co-spectre et les spectres croisés, ce qui revient à normaliser les termes de la matrice de covariance par les niveaux de bruit avec la formule suivante :

$$\Sigma_{ij} \mapsto \frac{\Sigma_{ij}}{\sqrt{N_i N_j}} \quad (4.1.4)$$

avec Σ_{ij} les éléments de la matrice de covariance et N_i le niveau de bruit de la i -ème antenne.

4.1.3 "Stacking" temporel

L'inconvénient principal de l'algorithme MUSIC est que les cartes obtenues après discrimination azimutale sont lacunaires. Sur un réseau d'antennes, cette contrainte peut être évitée avec la méthode des groupements d'antennes décrite dans la section 2.3.1. Par contre, cette technique ne peut pas être appliquée sur les CODAR qui n'ont que 3 antennes. L'idée est de s'inspirer la technique des groupements d'antennes et de l'adapter aux CODAR où au lieu de calculer plusieurs réalisations d'une carte de vitesse radiale sur tous les groupes d'antennes, on calcule plusieurs réalisations sur des groupes temporels de plusieurs spectres d'antennes consécutifs sur un certain temps d'observation.

La technique du stacking temporel consiste en cette façon de former des groupes pour obtenir plusieurs réalisations d'une carte de courant sur une même période observée. Pour ce faire, les échantillons de spectres issus de fichiers CSS sont utilisés pour former des groupes de la même façon qu'avec les groupes d'antennes pour les réseaux. Généralement, une période d'observation s'effectue avec 7 CSS, ce qui correspond à un temps d'observation de 1 h 10 min. Les groupements d'échantillons temporels pour ce cas sont donc formés ainsi : 1 groupe

de 7 CSS, 2 groupes de 6 CSS, 3 groupes de 5 CSS, 4 groupes de 3 CSS, etc. Le principe général est illustré sur la figure 4.1 pour un nombre quelconque de fichiers CSS.

Appliquer autant de fois l’algorithme MUSIC qu’il y a de groupes permet d’obtenir le même nombre d’estimations de vitesses radiales. Les plus petits groupes ont une résolution azimutale plus faible du fait du faible nombre d’échantillons temporels, par conséquent, dans l’hypothèse d’un lobe d’antenne parfait, l’écart type d’erreur angulaire d’affectation des directions est plus élevé qu’avec les plus grands groupes.

En revanche, le fait d’utiliser un grand nombre de groupes permet de mieux remplir les cartes et d’obtenir plusieurs valeurs de vitesse radiale dans une même case. Cela permet d’éliminer certaines cases ayant une trop grande disparité de valeurs se traduisant par un écart type élevé. Le seuil d’écart type acceptable est fixé à 20 cm/s. Ensuite, comme pour les groupements d’antennes, la carte finale est obtenue avec une moyenne pondérée des groupes temporels avec des poids faibles pour les petits groupes et des poids élevés pour les grands groupes, ce qui permet d’atténuer les erreurs des petits groupes. Une importante source d’erreur est la distorsion du lobe d’antenne réel par rapport au lobe théorique. Dans les 2 prochaines sections seront expliquées 2 méthodes de calibration des antennes.

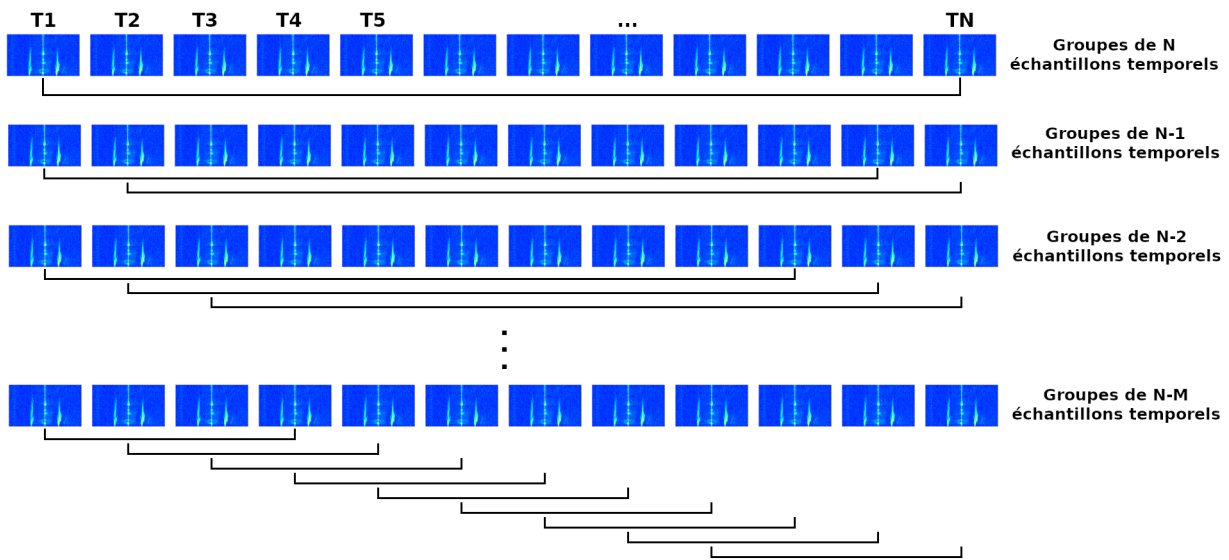


Figure 4.1: Schéma expliquant le principe du stacking temporel. La méthode est similaire à celle des groupements d’antennes à la différence que les groupes sont constitués d’échantillons temporels au lieu d’antennes.

4.2 Méthode classique de calibration

4.2.1 Mesure directe du lobe par bateau

La bonne connaissance du lobe d’antenne est essentielle pour que les directions trouvées par l’algorithme MUSIC soient le plus proches possible des directions réelles [49]. Une technique

classique est de mesurer la forme de lobe des antennes par bateau. Un transpondeur fabriqué par CODAR est embarqué sur un bateau. Pendant que le transpondeur émet et que les antennes de réception reçoivent le signal du transpondeur, le bateau décrit un cercle ou un arc de cercle autour du radar en faisant un aller-retour pour qu'il y ait 2 réalisations de la mesure du lobe. La position du bateau est suivie en temps réel par GPS (voir article en annexe pour plus de détails). Les 2 estimations du lobe sont ensuite moyennées pour réduire les erreurs de mesure puis sont lissées de façon angulaire. Pour le radar implanté au cap Ferrat, une campagne de mesure de lobe par bateau a été menée le 11 Mars 2020. Le bateau a décrit un arc de cercle autour du radar du cap Ferrat avec un rayon de 1 mile marin. La configuration géographique du cap Ferrat et l'emplacement du radar sur ce dernier a permis de couvrir un large secteur angulaire allant de 60° à 330° Nord horaire. La vitesse du bateau était de 10 à 15 km/h, ce qui correspondait, pour un rayon de 1 mile marin, à une vitesse angulaire de 4° à 6° par minute, ce qui est inférieur au seuil de vitesse max recommandé pour ce type de mesure (15.7 km/h) [50] [51]

Les séries temporelles issues de la mesure par bateau ont été traitées par le logiciel Sea-Sonde et ont été également traitées en interne au laboratoire MIO en partant de zéro.

Les principales étapes de l'extraction du diagramme d'antenne mesuré sont :

1) Enregistrement des signaux I et Q de chaque antenne du CODAR durant l'émission par le transpondeur embarqué sur le bateau.

2) Traitement en distance, découpage de la série temporelle longue en plusieurs échantillons chevauchants de courte durée (1 minute). Grâce à la position GPS du bateau, chaque spectre est associé à un azimut θ .

3) Identification d'un point de forte intensité correspondant au signal du transpondeur sur les spectres distance-Doppler. Le transpondeur a été réglé de sorte que son signal direct soit présent sur le spectre entre les case distance 10 et 13 et les cases Doppler 35 et 55.

4) Les gains complexes de chaque antenne $S_1(\theta)$, $S_2(\theta)$ et $S_3(\theta)$ sont calculés en effectuant le rapport entre le signal direct détecté par l'antenne 3 et les signaux directs détectés par les antennes 1 et 2 : $g_1(\theta) = S_1/S_3$ $g_2(\theta) = S_2/S_3$ $g_3(\theta) = 1$

5) les gains g_1 , g_2 et g_3 sont lissés pour réduire la distorsion des lobes du fait de leurs variations rapides en θ probablement dues aux aléas de la mesure.

4.2.2 Lobe paramétrique ajusté sur le lobe mesuré

Le résultat du traitement du lobe mesuré dépend de la qualité de la mesure, de la trajectoire du bateau, de la largeur de la fenêtre de lissage angulaire, mais aussi des aléas de mesure (RFI, variations de la qualité du signal au cours du temps). Le lobe complexe peut être ainsi décomposé sous la forme d'amplitude et de phase définies par :

$$g_n(\theta) = \rho_n(\theta)e^{i\phi_n}, \quad n = 1, 2 \quad (4.2.5)$$

Dans le cas idéal, l'amplitude correspond au lobe idéal (cosinus et sinus) et la phase est nulle ou égale à 180° . L'hypothèse de cette méthode est que le lobe mesuré est une version déformée du lobe idéal en amplitude, en phase et en orientation, mais sans modifier la forme individuelle des lobes (ce qui est une hypothèse forte). Les perturbations des amplitudes et des phases étant paramétrées par des coefficients, le lobe paramétrique est ainsi défini par :

$$g_1(\theta) = \rho_1 \cos(\theta - \theta_1)e^{i\phi_1}, \quad g_2(\theta) = \rho_2 \cos(\theta - \theta_2)e^{i\phi_2}, \quad g_3 = 1 \quad (4.2.6)$$

Les coefficients ρ_1 , ρ_2 , θ_1 , θ_2 , ϕ_1 et ϕ_2 peuvent être identifiés en faisant correspondre les parties réelles et imaginaires du lobe paramétrique avec le lobe mesuré en minimisant leurs différences par une régression. Les dossiers, présélectionnés après examen par 2 rapporteurs, seront examinés par le comité de sélection, constitué de représentants des 10 commissions thématiques et de l'ANFR, du secrétaire général et du président d'URSI-France, qui retiendra plusieurs dossiers de nominés. Les nominés devront préparer un "pitch", qui se tiendra en distanciel au printemps 2023, peu avant les journées scientifiques d'URSI-France (JS 23). Le lauréat du prix sera sélectionné par le comité sur la base de la qualité non linéaire multiple.

4.3 Autocalibration par minimisation d'une fonction de coût

4.3.1 Principe

L'autocalibration des données permet de s'affranchir de la calibration par bateau qui reste une méthode coûteuse et source d'erreurs en raison des conditions de la mesure. Le principe consiste à relever les hauteurs médianes des pics MUSIC pour toutes les cases distances d'une base de données sur une longue période (typiquement 1 mois) puis de trouver les paramètres de lobes qui maximisent ces hauteurs médianes. Le lobe $\mathbf{g}(\theta)$ à optimiser est délimité par l'angle sous lequel le radar voit la mer, il est défini par :

$$\begin{aligned} g_1(\theta) &= \rho_1 \cos(\theta - \theta_1)e^{i\phi_1} H(\theta) \\ g_2(\theta) &= \rho_2 \cos(\theta - \theta_2)e^{i\phi_2} H(\theta) \end{aligned}$$

avec $H(\theta)$ un masque de terre ne laissant apparaître que la portion angulaire du lobe qui éclaire la mer. $H(\theta) = 0$ dans les directions où il y a la terre et $H(\theta) = 1$ dans les directions où il y a la mer.

La première étape est la construction d'une base de données de vecteurs propre en prenant 1 mois de données. Pour ce faire, les données sont traitées heure par heure. Ensuite, pour une heure donnée, les cases distance-Doppler appartenant aux raies de Bragg et ayant un rapport signal à bruit de plus de 12 dB sont retenues. Il est nécessaire d'avoir un rapport signal à bruit élevé pour obtenir des matrices de covariances plus précises, d'où le seuil de 12 dB. Pour chacune de ces cases, la matrice de covariance est reconstruite à partir des co-spectres et des spectres croisés des fichiers CSS et moyennée sur 1 h, comme pour l'algorithme MUSIC. Les vecteurs propres sont ensuite obtenus après décomposition en valeurs et vecteurs propres. Ces derniers sont enfin rangés dans une base de donnée correspondant à la période sélectionnée.

La 2ème étape consiste à calculer les facteurs MUSIC pour chaque vecteur propre et chaque paramètre de lobe de la façon suivante : soit \mathbf{X} un vecteur dont les composantes sont les paramètres $(\rho_1, \rho_2, \theta_1, \theta_2, \phi_1, \phi_2)$. On relève la hauteur du plus grand pic du facteur

	ρ_1	ρ_2	θ_1	θ_2	ϕ_1	ϕ_2
Idéal	1	1	212	212	0	0
Expérimental(Mars 2020)	2.9	1.9	225	210	-28	-41
Autocalibré (Mai 2019)	1.43	1.43	225.6	205.1	-9.9	-20
Autocalibré (Mars 2020)	2.2	1.3	210.5	201.7	23.7	32.6

Table 4.1: Paramètres d’amplitude, d’angle et de phase pour les lobes : Idéal, expérimental, autocalibré avec la base de données de vecteurs propres de Mai 2019, autocalibré avec la base de données de vecteurs propres de Mars 2020.

MUSIC de chaque vecteur propre pour ensuite calculer la hauteur médiane des pics ainsi relevés pour un ensemble de paramètres \mathbf{X} donné.

La fonction de coût $L(\mathbf{X})$ à minimiser est définie par :

$$F(j; \mathbf{X}) = \max_{\theta} \left(\frac{\mathbf{g}(\theta; \mathbf{X})}{\left\| \sum_{n=3-N_s+1}^3 [\mathbf{V}_n^j \cdot \mathbf{g}; \mathbf{X}] \mathbf{V}_n^j \right\|} \right) \quad (4.3.7)$$

$$\text{et } L(\mathbf{X}) = (\text{Median}[\mathbf{F}(j; \mathbf{X})])^{-1} \quad (4.3.8)$$

avec N_s le nombre de sources.

La 3ème étape est de trouver les paramètres \mathbf{X} qui minimisent la fonction de coût $L(\mathbf{X})$, ce qui revient à maximiser la hauteur médiane des pics MUSIC. L’avantage de la médiane est qu’elle est peu sensible aux valeurs aberrantes alors que la moyenne y est très sensible, les valeurs aberrantes sont des pics MUSIC d’une très grande hauteur par rapport à la majorité des autres pics. Elles apparaissent lorsque les gains d’antenne $\mathbf{g}(\theta)$ coïncident localement avec un sous-ensemble de vecteurs propres, même si la direction dans laquelle il y a la coïncidence est incorrecte, auquel cas la direction affectée au pic serait erronée. La médiane permet d’obtenir une fonction de coût plus lisse avec le moins de minimum locaux possibles.

Une fois que le minimum de la fonction de coût est trouvé via une minimisation par méthode des moindres carrés non linéaires, les paramètres correspondants sont retenus.

4.3.2 Illustration sur le radar de Ferrat

La figure 4.2 montre simultanément l’effet du stacking et les résultats des différents modes de calibration. Il s’agit d’une carte horaire du 13 mai 2019 à 16h. La figure 4.2-d montre une carte sans stacking obtenue avec le lobe autocalibré via la base de données de vecteurs propres de mai 2019. La figure 4.2-a montre la même carte avec stacking et obtenue avec le lobe idéal. La figure 4.2-b montre celle obtenue avec le lobe paramétrique ajusté sur le lobe mesuré du 11 Mars 2020 et la figure 4.2-c montre celle obtenue avec le lobe auto-calibré de mai 2019.

Le tableau 4.3.2 présente les paramètres \mathbf{X} des lobes idéal, Expérimental, auto-calibré avec une base de donnée de vecteurs propre de Mai 2019 et auto-calibré avec celle de Mars 2020. La différence entre les paramètres du lobe auto-calibré de Mai 2019 et ceux du lobe auto-calibré de Mars 2020 montre que la réponse directionnelle des antennes a tendance à varier avec le temps.

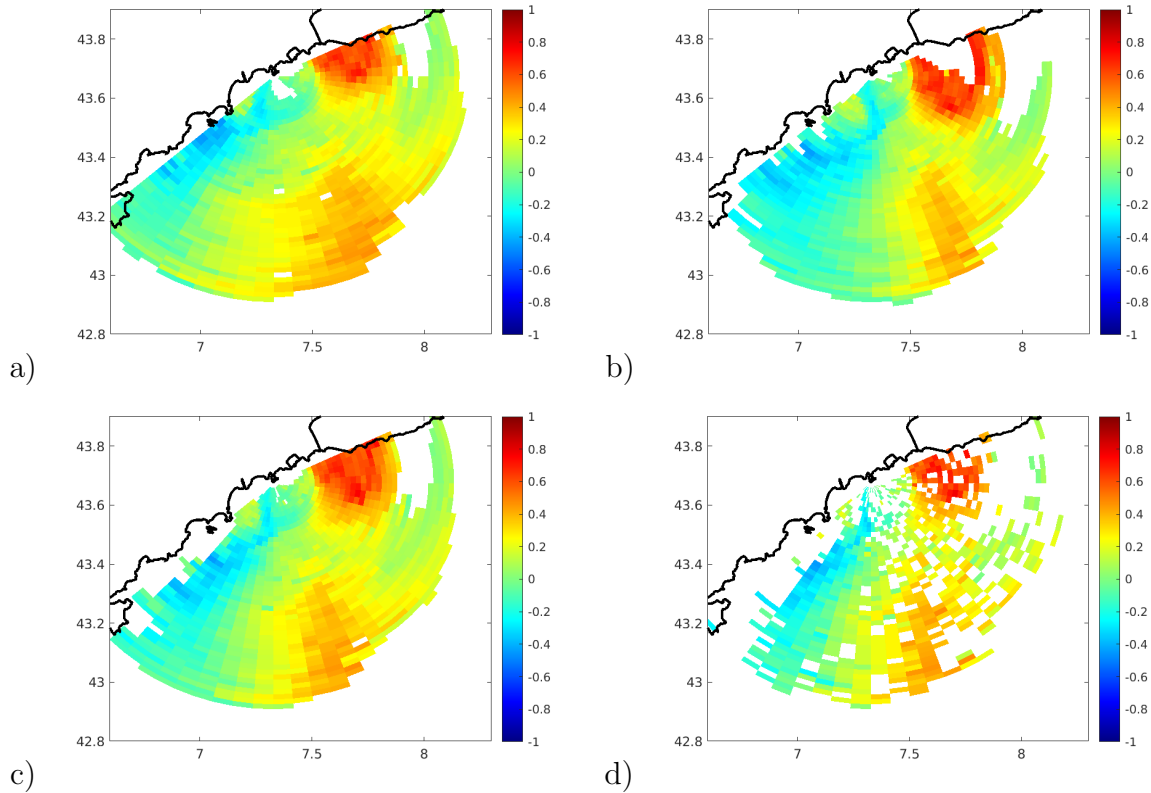


Figure 4.2: Carte de courant du 13 Mai 2019 à 16h obtenue avec et sans stacking et pour les différents lobes d'antenne. a) Lobe idéal avec stacking ; b) lobe mesuré avec stacking ; c) lobe calibré avec stacking ; d) lobe calibré sans stacking.

La figure 4.3 montre la tranche ρ_1, ρ_2 de l'inverse de la fonction de coût d'autocalibration pour les coefficients $\theta_1 = \theta_2 = 212$ et $\phi_1 = \phi_2 = 0$ (figure de gauche) et la carte de vitesses radiales du 20 Novembre 2020 à 4h traitée avec le lobe auto-calibré (figure de droite). Sur la figure de gauche, on voit que l'inverse de la fonction de coût présente un maximum bien défini à $\rho_1 = 1.1$ et $\rho_2 = 1.5$ pour les autres coefficients fixés aux valeurs du lobe idéal. La carte de vitesse radiale à droite est un cas d'école de dipôle traduisant la présence du courant Nord. Elle est cohérente avec ce que l'on s'attend à voir lorsque le courant Nord longe la côte, c'est-à-dire un pôle de vitesses radiales positives au Nord-Est de la carte et un pôle de vitesses négatives au Sud-Ouest.

4.4 Validation par les flotteurs

Nous avons utilisé des données d'opportunité en Mai 2019 pour effectuer une comparaison radar-flotteur sur les données de Ferrat suite à une campagne de lâcher de flotteurs effectuée par le laboratoire ISMAR à La Spezia. L'objectif de cette opération est d'évaluer la qualité de la calibration des antennes en comparant la mesure des courants par les flotteurs et par le radar. 40 flotteurs CARTHE ont été lâchés dans le golfe de La Spezia en Italie le 2 Mai 2019 et ont dérivé au gré des courants durant plusieurs semaines. Ils sont passés dans la zone de

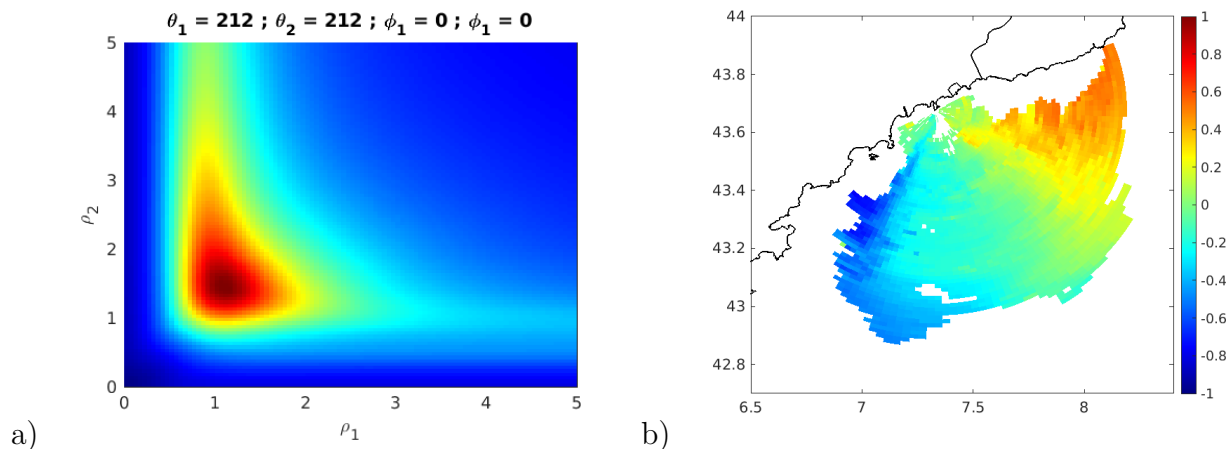


Figure 4.3: Inverse de la fonction de coût d'autocalibration dont l'optimum est le maximum pour les coefficients ρ_1 et ρ_2 avec θ_1 , θ_2 , ϕ_1 et ϕ_2 fixés, et cartes de vitesses radiales obtenues avec l'autocalibration. a) Base de données de vecteurs propres de Mai 2019 pour le radar Ferrat ; b) carte radiale de Ferrat le 20 Novembre 2020 à 4h.



Figure 4.4: Installations des radars CODAR du MIO. À gauche : Radar du cap Ferrat. À droite : radar de Menton.

couverture du radar du cap Ferrat entre le 10 et le 29 mai 2019.

La figure 4.5 montre un exemple de comparaison entre la vitesse de déplacement d'un flotteur et la vitesse mesurée par le radar du cap Ferrat au cours de temps. La vitesse mesurée par le flotteur est projetée sur la grille radar et pour un instant donné la cellule radar la plus proche du flotteur est prise en compte pour la comparaison. La courbe noire est la vitesse projetée de l'un des flotteurs, la courbe en points rouges est la mesure radar avec le lobe idéal, la courbe en points verts est celle obtenue avec le lobe autocalibré et la courbe en points bleus est celle faite avec le lobe paramétrique ajusté sur le lobe mesuré. Le résultat du lobe autocalibré est plus proche de la mesure par ce flotteur que les autres lobes.

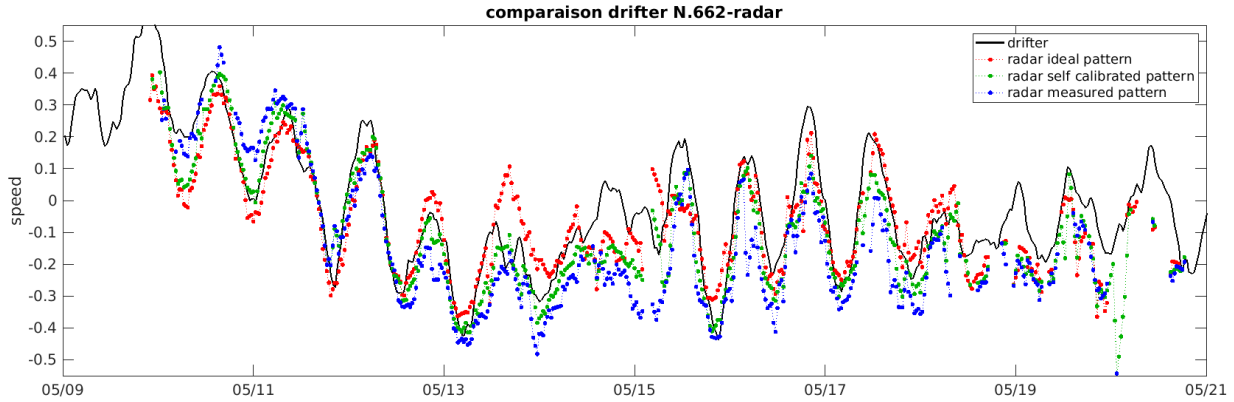


Figure 4.5: Comparaison entre le flotteur N° 662 et le radar du cap Ferrat. La vitesse de déplacement du flotteur a été reprojétée sur la géométrie du radar. En noir : Vitesse du flotteur au cours du temps. En rouge : mesure des vitesses radiales obtenue avec le lobe idéal. En vert : mesure obtenue avec le lobe calibré à partir de la base de données de vecteurs propres de Mai 2019. En bleu : Mesure obtenue avec le lobe expérimental.

	Biais	erreur RMS	CC
Lobe idéal	4.8	15.8	0.85
Lobe mesuré	7.9	15.3	0.88
Lobe calibré	7.1	13.5	0.90

Table 4.2: Statistique globale de la comparaison entre les flotteurs et les différents lobes du radar du cap Ferrat pour la campagne de lâchers de flotteurs de Mai 2019.

Le tableau 4.4 montre les statistiques globales de la comparaison entre les flotteurs et les résultats des 3 lobes pour le radar. Le résultat du lobe autocalibré comporte moins d'erreur RMS que les autres lobes. 13.5 cm/s pour le lobe autocalibré alors que les 2 autres lobes sont respectivement 15.8 et 15.3 cm/s pour le lobe idéal et le lobe paramétrique mesuré. La corrélation est également meilleure pour le lobe autocalibré. En revanche, c'est le lobe idéal qui a le moins de biais. Selon ces résultats, il est préférable d'utiliser l'autocalibration pour le radar du cap Ferrat.

4.5 Applications à d'autres CODAR

4.5.1 Test sur le CODAR de Menton

La technique d'autocalibration spécifique aux CODAR a été testée sur la station radar de Menton installée par le MIO en 2020. Elle a été effectuée à partir d'une base de données de vecteurs propres issue de Novembre 2020. Pour cet essai, le traitement a été fait à partir des séries temporelles, donc en amont des fichiers CSS. De plus, le signal a été normalisé de sorte à égaliser le niveau moyen des raies de Bragg avant de faire la calibration de lobe d'antenne contrairement à Ferrat qui a été normalisé de sorte à égaliser le niveau des planchers de bruit. La figure 4.7 montre la tranche ρ_1, ρ_2 de l'inverse de la fonction de coût d'autocalibration

avec $\theta_1, \theta_2, \phi_1$ et ϕ_2 fixés pour Menton ainsi que la carte de courant associée du 20 Novembre 2020. Concernant les fonctions de coût, on voit que celle de Menton montre un maximum étalé avec le paramètre ρ_1 incertain entre 3 et au-delà de 5 (5 étant le bord de la figure) et le paramètre ρ_2 proche de 1, ce qui s'éloigne du lobe idéal où ρ_1 et ρ_2 sont égaux. Sur celui de Ferrat (figure 4.3), ρ_1 et ρ_2 restent proches. La carte de courant de Menton (figure 4.7-b) montre la même structure que celle de Ferrat mais de manière déformée, la carte est moins ouverte que celle de Ferrat avec le pôle négatif du courant Nord semblant aller vers le Sud alors qu'il devrait aller vers le Sud Ouest. On peut qualitativement en conclure que l'autocalibration du radar de Menton est un échec pour Novembre 2020. Nous avons imputé ce problème à un déséquilibre entre les niveaux de rapport signal à bruit des 2 antennes boucle (voir figure 4.6). Le lobe idéal produit aussi des cartes déformées (figure 4.7-c) par rapport à Ferrat.

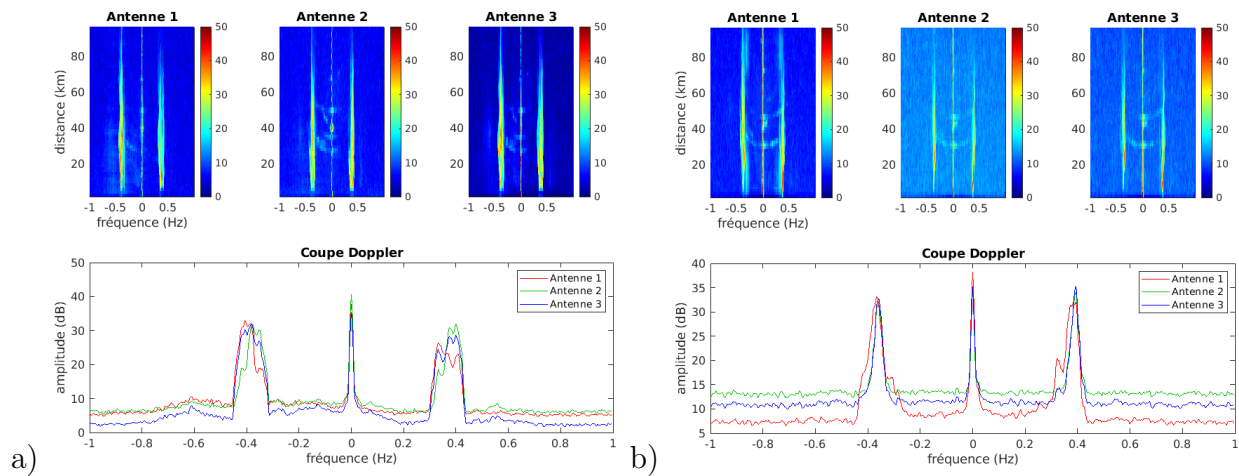


Figure 4.6: Coupes Doppler pour : a) le radar de Ferrat ; b) le radar de menton. Les antennes 1 et 2 du radar de Ferrat ont un rapport signal à bruit équilibré tandis que celles du radar de Menton ont un rapport signal à bruit déséquilibré.

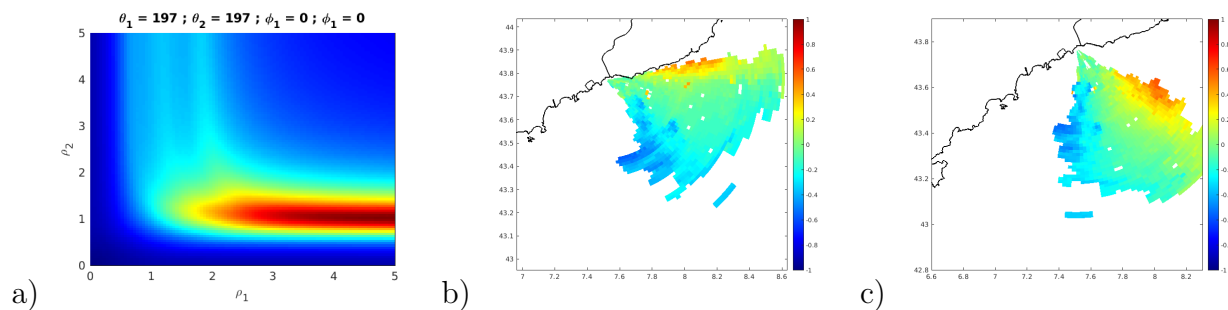


Figure 4.7: Inverse de la fonction de coût d'autocalibration dont l'optimum est le maximum pour les coefficients ρ_1 et ρ_2 avec $\theta_1, \theta_2, \phi_1$ et ϕ_2 fixés (figure a), et carte de vitesses radiales du 20 Novembre 2020 à 4h obtenues avec le radar de Menton avec l'autocalibration (b) et le lobe idéal (c). On voit dans les 2 cas que les cartes obtenues sont distordues.

Suite à ce problème, des travaux ont été menés à Menton durant l'automne 2021. En

raison des difficultés techniques engendrées par le remplacement de la coupole contenant les 3 antennes, celle-ci a été conservée sur le mât d'origine. En revanche, un mât secondaire a été installé à quelques dizaines de mètres du mât d'origine et des nouvelles antennes boucles ont été installées dessus. Dans cette nouvelle configuration, l'antenne dipôle a été conservée sur le mât d'origine et est restée branchée, les antennes boucles d'origine ont été débranchées pour brancher à la place les nouvelles antennes boucles. Des tests ont été faits pour trouver l'orientation qui équilibrait au mieux le SNR des spectres Doppler de chaque antenne par rapport aux autres. Mais comme le montre la figure 4.8, il persiste un déséquilibre du rapport signal à bruit entre les 2 antennes boucles.

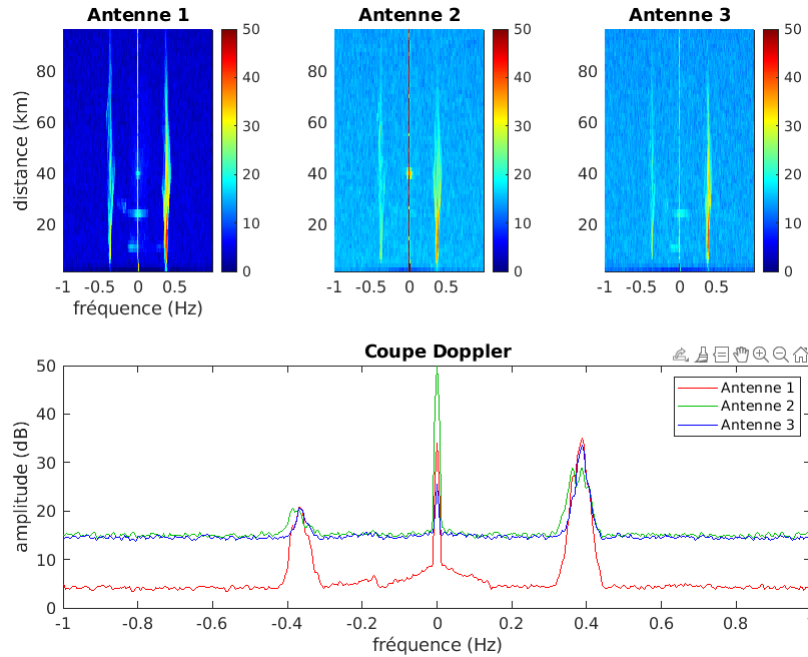


Figure 4.8: Coupes Doppler du radar de Menton après les travaux de l'Automne 2021. Il y a toujours un fort déséquilibre de rapport signal à bruit entre les antennes 1 et 2 de l'ordre de 10 dB

La figure 4.9 montre la même tranche $\{\rho_1, \rho_2\}$ de la fonction de coût pour la nouvelle configuration de Menton et avec une base de données de vecteurs propres issue de Janvier 2022. Le maximum de l'inverse de la fonction de coût est très étalé selon ρ_2 et est présent en $\rho_1 \approx 2.5$, le problème est similaire à l'ancienne configuration. Les cartes de vitesses radiales montrées sur la figure 4.9-b montrent que l'autocalibration n'est toujours pas optimale. En revanche, le lobe idéal (figure 4.9-c) produit des cartes plus exploitables que l'ancienne configuration de Menton.

La persistance du déséquilibre de rapport signal à bruit entre les antennes boucle est à priori imputable au fait que la fonction de coût de la nouvelle configuration ne soit pas aussi bien définie que celle de Ferrat. Cependant, la nouvelle configuration permet d'obtenir des cartes radiales exploitables avec le lobe idéal.

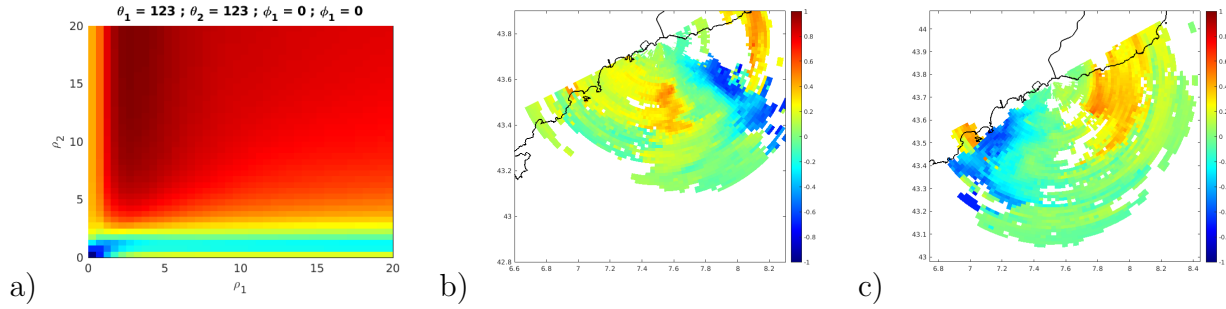


Figure 4.9: Même fonction de coût que celle de la figure 4.7 pour la nouvelle configuration de Menton et pour une base de données de vecteurs propres de Janvier 2022 (a), carte de vitesses radiales du 20 Janvier 2022 à 7h obtenue avec l'autocalibration (b) et le lobe idéal (c). Cette fois, le lobe idéal produit des cartes potables, mais l'autocalibration donne toujours des cartes distordues.

4.5.2 Test sur le CODAR de Tino

Un CODAR a été installé par le CNR sur l'île de Tino à proximité de La Spezia en Italie. Les données sont traitées avec le logiciel commercial Seasonde. Le diagramme d'antenne du radar a été calibré avec une mesure de lobe effectuée par bateau. Cependant, les radaristes italiens ont remarqué que le traitement produisait des cartes radiales avec certaines incohérences. Dans l'exemple du 1er Janvier 2019 à 02h00 montré sur la figure 4.10, le résultat du traitement par Seasonde avec le lobe idéal (figure de gauche), les bords de la carte radiale débordent sur la terre jusqu'à l'opposé de la mer. Avec le lobe mesuré par bateau, le résultat du traitement montre une carte radiale polluée par des artefacts en forme de rayons, ces artefacts sont dus aux variations rapides du lobe mesuré qui n'ont pas été lissées avant le traitement azimutal. L'autocalibration quant à elle a qualitativement mieux fonctionné qu'avec Menton. On retrouve les motifs de courant que sur les 2 autres traitements mais un peu mieux définis et sans les artefacts du lobe mesuré. L'autocalibration de Tino a été effectuée avec des paramètres supplémentaire B_1 et B_2 pour le lobe paramétrique, ce dernier s'écrit donc :

$$g_1(\theta) = B_1 + \rho_1 \cos(\theta - \theta_1) e^{i\phi_1} H(\theta)$$

$$g_2(\theta) = B_2 + \rho_2 \cos(\theta - \theta_2) e^{i\phi_2} H(\theta)$$

Il permet de mieux prendre en compte la largeur des lobes des antennes boucles. La figure montre aussi les 3 mêmes modes de traitement avec une moyenne journalière où les mêmes artefacts sont présents. Le DF avec le lobe autocalibré est aussi fait sur 360° comme les 2 autres cas et aucun masque de terre n'a été appliqué.

Nous pouvons conclure que l'autocalibration et le "stacking" temporel ont permis d'améliorer les mesures avec les radars de Ferrat et de Tino. En revanche, le problème du radar de Menton est non résolu et nous pensons qu'il s'agit d'un problème d'origine matérielle.

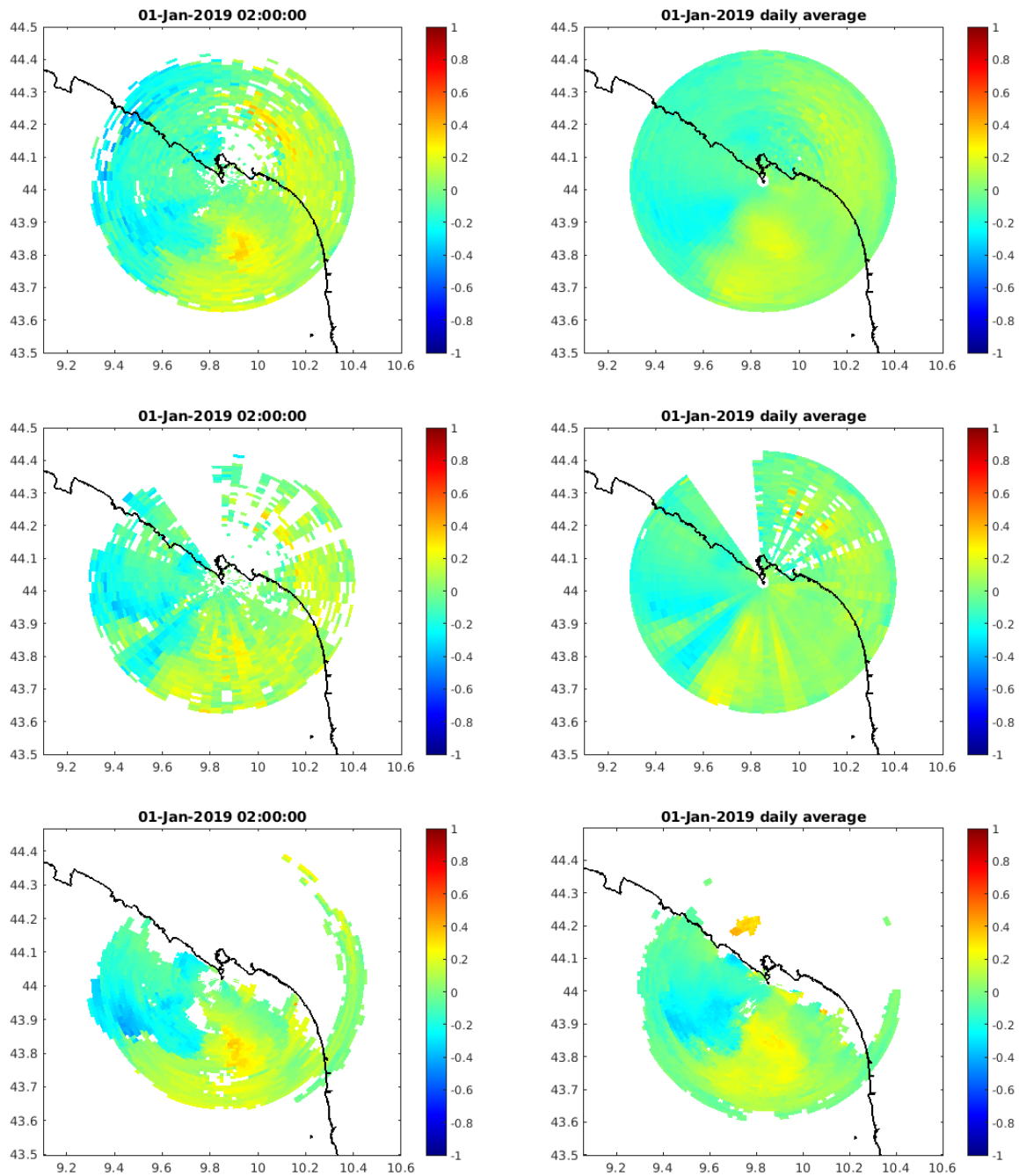


Figure 4.10: Cartes de vitesses radiales du 1er Janvier 2019 issues du radar de Tino. En haut : Traitement par le logiciel SeaSonde avec le lobe idéal. Au milieu : Traitement par le logiciel SeaSonde avec le lobe mesuré. En bas : Traitement interne au MIO avec le lobe paramétrique auto-calibré. Les sous-figures de droite montrent la même chose sous la forme d'une moyenne journalière.

Conclusion

Les nouvelles techniques que nous avons développées et utilisées pour effectuer le traitement du signal radar ont produit des résultats prometteurs pour la mesure des courants par radar HF. La technique des groupements d'antennes a permis d'obtenir des cartes pleines avec le DF via l'algorithme MUSIC et donc de profiter d'un avantage à l'origine réservé au BF tout en bénéficiant de la haute résolution azimutale du DF. L'inconvénient du BF est qu'il affecte des valeurs de courant à chaque azimut en raison de la nature de l'algorithme, mais ces valeurs ne sont pas forcément correctes alors que le DF laisse les zones aveugles pour le radar sans valeurs de courant. Nous avons développé une technique d'autocalibration pour affiner la précision de la mesure et pour nous affranchir des mesures expérimentales de la réponse des antennes qui sont coûteuses et complexes (utilisation d'un transpondeur monté sur un bateau). Pour valider ces méthodes, plusieurs campagnes de mesures in situ ont été utilisées. Les erreurs de la comparaison entre les données radar et celles des campagnes flotteur sont dans la fourchette basse de celles que l'on trouve dans la littérature scientifique. La comparaison radar-ADCP a montré une bonne corrélation entre les 2 mesures malgré la différence de profondeur accessible par ces 2 instruments. Nous avons aussi étudié les apports et les limites de la configuration multistatique, les résultats de cette étude sont une amélioration de GDOP qui permet d'augmenter la couverture du domaine de reconstruction vectorielle des courants. L'autre avantage du multistatique est la robustesse aux pannes d'un émetteur ou d'un récepteur. La campagne de Mai 2019 a montré cependant que les radiales POR-BEN et PEY-PEY sont plus précises que PEY-BEN et POR-PEY. La campagne de Novembre 2020 a eu pour but de mesurer quantitativement l'apport de l'autocalibration et de comparer le BF avec le DF et les résultats ont montré que le DF est plus précis de 1.5 cm/s pour Peyras et de 7.6 cm/s pour Bénat. L'autocalibration permet un gain supplémentaire de précision, mesuré à 1.1 cm/s pour Bénat. La campagne flotteur de Juillet 2021 a montré une excellente précision du radar VHF installé à Peyras en Juin et début juillet 2021 avec une erreur RMS de l'ordre de 2 cm/s. Cependant, la campagne a été menée un jour où les courants étaient faibles, ce qui a tendance à réduire l'erreur RMS par rapport aux campagnes menées avec des courants plus forts. Nous avons aussi développé des méthodes de suppression des artefacts liés aux interférences radio (RFI), aux échos de bateaux et aux échos de mer du second ordre. Les résultats obtenus avec ces algorithmes montrent qu'il est possible de réduire la présence des artefacts de RFI sans utiliser les fichiers "rfi" de WERA. En revanche, un type particulier de RFI résiste au traitement. Ce RFI s'étend sur toute la largeur du spectre Doppler et se traduit par une augmentation du niveau du bruit, il laisse un artefact longiligne sur quelques secteurs angulaires des cartes de courant. Les nouvelles techniques de traitement ont été adaptées aux radars compacts CODAR. Le stacking temporel a permis

d'obtenir des cartes CODAR pleines lorsqu'il n'est pas possible d'appliquer la méthode des groupements d'antennes. Les résultats de l'autocalibration adaptée aux CODAR ont montré un gain de précision de 2.3 cm/s pour Ferrat d'après la comparaison radar-flotteurs de Mai 2019. En revanche, pour Menton, les résultats de l'autocalibration ne sont pas satisfaisants et nous pensons que le problème est lié à un déséquilibre de rapport signal à bruit entre les 2 antennes boucles du radar. Des travaux ont été menés à Menton durant l'automne 2021 dans le but de régler le problème mais le déséquilibre est toujours présent. En revanche, le radar de Menton après les travaux donne des cartes exploitables avec le lobe d'antenne théorique. Nous avons eu l'opportunité de traiter les données de plusieurs radars extérieurs : les radars WERA de l'université de Caen situés dans le Cotentin, ceux de l'OGS en Italie dans le golfe de Trieste et le CODAR situé à TINO, les essais avec nos techniques ont montré des résultats prometteurs pour ces radars.

Dans la continuité de cette thèse, nous envisageons d'élargir les partenariats avec d'autres laboratoires utilisant des radars HF pour leur permettre d'utiliser nos algorithmes de traitement, et nous envisageons aussi d'étendre les applications des radars HF :

- Dans le cadre du projet ANR ROSMed (2023-2025), nous envisageons de développer des méthodes originales de détection et de localisation de bateaux ou d'autres cibles marines avec les radars HF. La technique de suppression des échos de bateaux proposée dans cette thèse pourra être adaptée à ce contexte.

- Au laboratoire MIO, nous avons commencé à développer des nouveaux traitements pour la mesure des hauteurs et des périodes de vagues par radar HF avec des premiers résultats prometteurs. Nous souhaitons poursuivre ces investigations pour déterminer également les spectres océaniques. Actuellement, la mesure des vagues se fait avec des spectres Doppler résolus en azimut après BF. Nous envisageons des nouvelles techniques basées sur le DF pour effectuer ces mesures avec une meilleure résolution azimutale.

- Le MIO a commencé à exploiter des données issues des satellites SAR pour la mesure spatiale des courants de surface. Nous souhaitons combiner et intervalider ces mesures spatiales avec des mesures par radars HF afin d'étendre les domaines d'observation.

Bibliography

- [1] H-H Essen, K-W Gurgel, and Thomas Schlick. On the accuracy of current measurements by means of hf radar. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 25(4):472–480, 2000.
- [2] Weili Wang, Philippe Forget, and Changlong Guan. Inversion and assessment of swell waveheights from hf radar spectra in the iroise sea. *Ocean Dynamics*, 66(4):527–538, 2016.
- [3] J. Yang, R. Wang, Y. Shi, X. Xu, S. Li, C. Wang, H. Zhou, B. Wen, and S. Wu. Dual-use multistatic HF ocean radar for current mapping and ship tracking. *IEICE Electronics Express*, pages 11–20140281, 2014.
- [4] Douglass D Crombie. Doppler spectrum of sea echo at 13.56 mc./s. *Nature*, 175(4459):681–682, 1955.
- [5] D E Barrick. First-order theory and analysis of MF/HF/VHF scatter from the sea. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 20(1):2–10, 1972.
- [6] K-W Gurgel, G Antonischki, H-H Essen, and T Schlick. Wellen radar (wera): A new ground-wave hf radar for ocean remote sensing. *Coastal engineering*, 37(3-4):219–234, 1999.
- [7] Satoshi Fujii, Malcolm L Heron, Kuh Kim, Jian-Wu Lai, Sang-Ho Lee, Xiangbai Wu, Xiongbin Wu, Lucy R Wyatt, and Wen-Chang Yang. An overview of developments and applications of oceanographic radar networks in asia and oceania countries. *Ocean Science Journal*, 48(1):69–97, 2013.
- [8] Donald E Barrick and Myron Wyn Evans. *Implementation of coastal current-mapping HF radar system progress report no. 1*, volume 55. US Department of Commerce, National Oceanic and Atmospheric Administration . . . , 1976.
- [9] Donald E Barrick, MW Evans, and BL Weber. Ocean surface currents mapped by radar: Mobile coastal units can map variable surface currents in real time to 70 kilometers, using ocean wave scatter. *Science*, 198(4313):138–144, 1977.
- [10] Hugh Roarty, Thomas Cook, Lisa Hazard, Doug George, Jack Harlan, Simone Cosoli, Lucy Wyatt, Enrique Alvarez Fanjul, Eric Terrill, Mark Otero, et al. The global high frequency radar network. *Frontiers in Marine Science*, 6:164, 2019.

- [11] S Raynaud and N Thomas. Assimilation of hf radar currents in the iroise sea using enoi. 2012.
- [12] Klaus-Werner Gurgel and Thomas Schlick. Remarks on signal processing in hf radars using fmcw modulation. In *Proc. IRS*, pages 1–5, 2009.
- [13] H. Krim and M. Viberg. Two decades of array signal processing research. *IEEE signal processing magazine*, 1996.
- [14] G. Bienvenu and L. Kopp. Optimality of high resolution array processing using the eigensystem approach. *IEEE Transactions on acoustics, speech, and signal processing*, 31(5):1235–1248, 1983.
- [15] Ralph Schmidt. Multiple emitter location and signal parameter estimation. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 34(3):276–280, 1986.
- [16] Qiang Yang and Aihua Liu. Beamforming technique based on nonuniform signal recovering algorithm in multi-carrier frequency mimo hf radar. In *2014 IEEE Radar Conference*, pages 0945–0949. IEEE, 2014.
- [17] JO Hinz and U Zölzer. A mimo fmcw radar approach to hfswr. *Advances in Radio Science*, 9(C. 4-2):159–163, 2011.
- [18] Raymond J Weber and Yikun Huang. Analysis for capon and music doa estimation algorithms. In *2009 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 1–4. IEEE, 2009.
- [19] RD Chapman, LK Shay, HC Graber, JB Edson, A Karachintsev, CL Trump, and DB Ross. On the accuracy of hf radar surface current measurements: Intercomparisons with ship-based sensors. *Journal of Geophysical Research: Oceans*, 102(C8):18737–18748, 1997.
- [20] Sung Yong Kim, Eric J Terrill, and Bruce D Cornuelle. Mapping surface currents from hf radar radial velocity measurements using optimal interpolation. *Journal of Geophysical Research: Oceans*, 113(C10), 2008.
- [21] K-W Gurgel, H-H Essen, and SP Kingsley. High-frequency radars: physical limitations and recent developments. *Coastal engineering*, 37(3):201–218, 1999.
- [22] J D Paduan and L Washburn. High-frequency radar observations of ocean surface currents. *Annual review of marine science*, 5:115–136, 2013.
- [23] S. Grosdidier, P. Forget, Y. Barbin, and C.-A. Guérin. HF bistatic ocean Doppler spectra: Simulation versus experimentation. *IEEE Trans. Geosci. and Remote Sens.*, 52(4):2138–2148, 2014.
- [24] Merrill I Skolnik. *Radar handbook*. McGraw-Hill Education, 2008.

- [25] B Lipa and D Barrick. Least-squares methods for the extraction of surface currents from codar crossed-loop data: Application at arsløe. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 8(4):226–253, 1983.
- [26] Klaus-Peter Schröder and Hartwig Lüthen. Astrophotography. In *Handbook of Practical Astronomy*, pages 133–173. Springer, 2009.
- [27] Hao Zhou and Biyang Wen. Radio frequency interference suppression in small-aperture high-frequency radars. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 9(4):788–792, 2012.
- [28] Hao Zhou, Biyang Wen, and Shicai Wu. Dense radio frequency interference suppression in hf radars. *IEEE signal processing letters*, 12(5):361–364, 2005.
- [29] Zezong Chen, Fei Xie, Chen Zhao, and Chao He. An orthogonal projection algorithm to suppress interference in high-frequency surface wave radar. *Remote Sensing*, 10(3):403, 2018.
- [30] Zezong Chen, Fei Xie, Chen Zhao, and Chao He. Radio frequency interference mitigation for high-frequency surface wave radar. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 15(7):986–990, 2018.
- [31] Mohsen Eslami Nazari, Weimin Huang, and Chen Zhao. Radio frequency interference suppression for hf surface wave radar using cemd and temporal windowing methods. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 17(2):212–216, 2019.
- [32] K.-W. Gurgel, Y. Barbin, and T. Schlick. Radio frequency interference suppression techniques in FMCW modulated HF radars. In *OCEANS 2007-Europe*, pages 1–4. IEEE, 2007.
- [33] K-W Gurgel and Thomas Schlick. Hf radar wave measurements in the presence of ship echoes-problems and solutions. In *Europe Oceans 2005*, volume 2, pages 937–941. IEEE, 2005.
- [34] Pascal Conan and Claude Millot. Variability of the northern current off marseilles, western mediterranean-sea, from february to june 1992. *Oceanologica acta*, 18(2):193–205, 1995.
- [35] Isabelle Taupier-Letage and Claude Millot. General hydrodynamical features in the ligurian sea inferred from the dyome experiment. *Oceanologica Acta*, 9(2):119–131, 1986.
- [36] Alexei Sentchev, Philippe Forget, and Philippe Fraunié. Surface current dynamics under sea breeze conditions observed by simultaneous HF radar, adcp and drifter measurements. *Ocean Dynamics*, 67(3-4):499–512, 2017.
- [37] Belinda Lipa, Chad Whelan, Bill Rector, and Bruce Nyden. Hf radar bistatic measurement of surface current velocities: Drifter comparisons and radar consistency checks. *Remote Sensing*, 1(4):1190–1211, 2009.

- [38] C. Ohlmann and et. al. Interpretation of coastal HF radar-derived surface currents with high-resolution drifter data. *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, 24(4):666–680, 2007.
- [39] Steven Morey, Nicolas Wienders, Dmitry Dukhovskoy, and Mark Bourassa. Measurement characteristics of near-surface currents from ultra-thin drifters, drogued drifters, and HF radar. *Remote Sensing*, 10(10):1633, 2018.
- [40] Alkiviadis Kalampokis, Marco Uttieri, Pierre-Marie Poulain, and Enrico Zambianchi. Validation of HF radar-derived currents in the gulf of naples with lagrangian data. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 13(10):1452–1456, 2016.
- [41] A. Molcard, P.M Poulain, P. Forget, A. Griffa, Y. Barbin, J. Gaggelli, J.C. De Maistre, and M. Rixen. Comparison between VHF radar observations and data from drifter clusters in the Gulf of La Spezia (Mediterranean Sea). *J. Mar. Syst.*, 78:S79–S89, 2009.
- [42] Dylan Dumas, Anthony Gramoullé, Charles-Antoine Guérin, Anne Molcard, Yann Ourmières, and Bruno Zakardjian. Multistatic estimation of high-frequency radar surface currents in the region of toulon. *Ocean Dynamics*, 70(12):1485–1503, 2020.
- [43] Jeffrey D Paduan and Leslie K Rosenfeld. Remotely sensed surface currents in monterey bay from shore-based hf radar (coastal ocean dynamics application radar). *Journal of Geophysical Research: Oceans*, 101(C9):20669–20686, 1996.
- [44] Hans C Graber, Brian K Haus, Rickey D Chapman, and Lynn K Shay. Hf radar comparisons with moored estimates of current speed and direction: Expected differences and implications. *Journal of Geophysical Research: Oceans*, 102(C8):18749–18766, 1997.
- [45] AM Robinson, LR Wyatt, and MJ Howarth. A two year comparison between hf radar and adcp current measurements in liverpool bay. *Journal of operational oceanography*, 4(1):33–45, 2011.
- [46] Y Yoshikawa, Takeshi Matsuno, K Marubayashi, and K Fukudome. A surface velocity spiral observed with adcp and hf radar in the tsushima strait. *Journal of Geophysical Research: Oceans*, 112(C6), 2007.
- [47] Fabrice Ardhuin, Louis Marié, Nicolas Rascle, Philippe Forget, and Aron Roland. Observation and estimation of lagrangian, stokes, and eulerian currents induced by wind and waves at the sea surface. *Journal of Physical Oceanography*, 39(11):2820–2838, 2009.
- [48] Johannes Röhrs, Ann Kristin Sperrevik, Kai Håkon Christensen, Göran Broström, and Øyvind Breivik. Comparison of hf radar measurements with eulerian and lagrangian surface currents. *Ocean Dynamics*, 65(5):679–690, 2015.
- [49] Kenneth Laws, Jeffrey D Paduan, and John Vesecky. Estimation and assessment of errors related to antenna pattern distortion in codar seasonde high-frequency radar ocean current measurements. *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, 27(6):1029–1043, 2010.

- [50] Libe Washburn, Eduardo Romero, Cyril Johnson, Brian Emery, and Chris Gotschalk. Measurement of antenna patterns for oceanographic radars using aerial drones. *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, 34(5):971–981, 2017.
- [51] T Updyke. Antenna pattern measurement guide. *Old Dominion Univ., Norfolk, VA, USA, Tech. Rep*, 2018.

Multistatic estimation of High-Frequency radar surface currents in the region of Toulon

Dylan Dumas · Anthony Gramoullé ·
Charles-Antoine Guérin · Anne Molcard ·
Yann Ourmières · Bruno Zakardjian

Received: date / Accepted: date

Résumé The High-Frequency Radar coastal network in Toulon operates in multistatic mode for the monitoring of the ocean circulation in the North-Western Mediterranean Sea. With 2 transmitters and 2 receivers on 3 distant sites it measures 4 different elliptical components of the surface velocity. We provide a methodology for improved current mapping using this augmented number of available projections and we show some typical results obtained during the year 2019. The validity and the quality of the reconstruction are assessed through comparisons with two types of *in situ* measurements, namely drifters velocities from a dedicated campaign and ADCP data from an opportunity oceanographic campaign. The results of these assessments confirm the accuracy of these HFR measurements and their ability to capture the meso- to submeso-scale variability of the near shelf circulation.

Keywords High-Frequency radar, surface current, multistatic, drifters.

1 Introduction

The ever increasing demand for real-time monitoring of surface currents in coastal area has supported a constant growth of High-Frequency Radar (HFR) coastal networks around the world in the last decade with over 400 stations installed (Roarty et al (2019)). The vast majority of these radar systems operate in monostatic mode (i.e. with colocated transmitter and receiver) which is the standard on-the-shelf configuration. However, it has been realized for about one decade that bistatic (i.e. with separated transmitter and receiver) and multistatic (i.e. with multiple interacting transmitters and receivers) modes can be very advantageous configurations to mitigate some practical limitations of existing monostatic installations (Lipa et al (2009); Whelan and Hubbard (2015); Baskin et al (2016); Roarty et al (2019); Yang et al (2014); Guérin et al (2019); Dumas and Guérin (2020)). The main reason is that the larger number of available projections

of the surface velocity and their redundancy make it possible to increase the accuracy of the surface current as well as the radar coverage; in addition, multistatic systems are more robust to hardware failure which is a common struggle to radar operators.

Our group has been operating for one decade a HFR network for the monitoring of surface currents in the coastal area of Toulon (e.g. Marmain et al (2011, 2014); Bellomo et al (2015); Sentchev et al (2017)). In this region, the circulation is dominated by a strong permanent westward boundary current, referred to as the “Northern Current” (NC), a major large-scale hydro-dynamical feature of the Northwestern Mediterranean (Millot and Taupier-Letage (2005)). The NC flows all along the Italian and French coasts down to the Balearic Sea off Spain with a mass transport of 1.0-2.0 Sverdrup ($10^6 m^3/s$) and a significant seasonal variability with lowest (highest) transports in summer (winter) (e.g. Millot and Taupier-Letage (2005)). Due to a narrow continental shelf in the vicinity of Toulon, the main vein of the NC flows at a small distance from shore (20-30 km), hence generally well under the HFR coverage area so that its spatial patterns can be continuously monitored. Some remarkable improvements of the local HFR network have been achieved recently in the framework of the Interreg Marittimo EU project SICOMAR-PLUS, both on the hardware and software levels (Guérin et al (2019); Dumas and Guérin (2020)) and the system is now running in multistatic mode as of January 2019. The present study provide the first detailed results and analyses of this multistatic configuration and its ability to better monitor the high frequency (hourly to daily estimates) to monthly variability of the circulation.

The specificity of bistatic geometry for surface current extraction and the experimental set-up are described in Section 2. The quality of the different elliptical velocities can be quantified by a usual Signal-to-Noise Ratio (SNR) criterion for the first-order Bragg lines in the bistatic Doppler spectrum. Statistical analyses of the SNR (Section 3) show that 2 radials are optimal (henceforth referred to as “primary”) for current vector reconstruction inasmuch as the corresponding SNR displays large values over a wide area. The 2 remaining components are of lesser quality according to the same standard (henceforth referred to as “secondary”). Analysis of the Geometrical Dilution of Precision further shows that the primary radials are also geometrically optimal for the vector reconstruction while the addition of secondary radials can only improve the reconstruction in a restricted area of the map. This *a priori* appraisal of the different radials is confirmed by actual mapping total velocity. We show that complementing the vector reconstruction with secondary radials allows to correct for the deficiency of primary radial in some specific areas with very little improvement elsewhere. Nevertheless, secondary radials are found useful for an estimation of accuracy based on a reconstruction/reprojection technique as well as a last resort for vector mapping in case of a missing primary radial due to hardware failure. The actual accuracy of the 4 radials is assessed through experimental comparisons with 5 launches of surface drifters (Section 5). For the 3 trajectories that have the largest intersection with the radar coverage, an excellent agreement is found for the primary radials with a Root Mean Square Difference (RMSD) of the order of 2.5 cm/s and 3-5 cm/s, respectively while as expected the secondary radials show satisfying performance in restricted areas only. A more synoptic view of the performances of HFR surface current mapping is provided in Section 6, where opportunity ADCP measurements from a one-day oceanographic

campaign are compared with instantaneous and daily-averaged estimates of HFR currents.

2 Material and data

2.1 The multistatic HFR network in Toulon

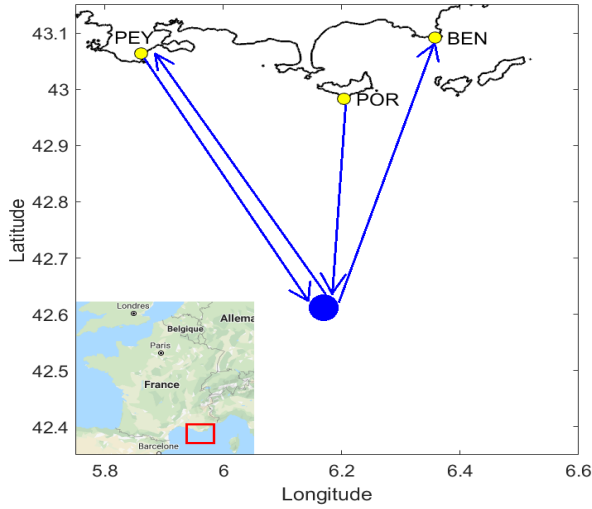


FIG. 1 – The three HFR sites in the region of Toulon: 1) Fort Peyras (TX/RX, “PEY”); 2) Cap Bénat (RX, “BEN”); 3) Porquerolles Island (TX, “POR”).

The HFR network in Toulon is manufactured by WERA Helzel Messtechnik and operates at a carrier frequency $f = 16.150$ MHz. It is composed of 2 transmitters (TX) and 2 receivers (RX) located on three distant sites, referred to as POR, PEY and BEN (Figure 1). A standalone transmitter is located on Porquerolles Island (POR) 27 km South-East of Toulon and illuminates a wide area to the South with one single, nondirectional, emitting antenna. A first array of 12 receiving antennas is located at Cap Bénat, 35 km East of Toulon (BEN) with a main array axis oriented 70 degrees from North, anticlockwise. The second transmitter and receiver are located at Fort Peyras (PEY) about 8 km South West of Toulon. The transmitter uses 2 coupled antennas allowing for a dominant emission to the East. The receiving array is composed as a non-regular arrangement of 8 passive antennas with the main longest direction oriented 5 deg from North anticlockwise¹. We refer to Guérin et al (2019); Dumas and Guérin (2020) for a more detailed description of the installation. The historical HFR network has been operated over the period 2012-2018 using only the monostatic pair PEY-PEY and the bistatic pair POR-BEN (Quentin et al (2013)). Since 2019 it is operated in

1. As of January 2020, the receiving array has been upgraded to a regular array of 12 antennas

a fully multistatic configuration with the 2 transmitters and 2 receivers working synchronously. This gives access to 4 different projections of the surface velocity which are referred to as “elliptical velocities” and will sometimes simply termed as “radials” by analogy with the standard monostatic case.

2.2 A dedicated drifter campaign

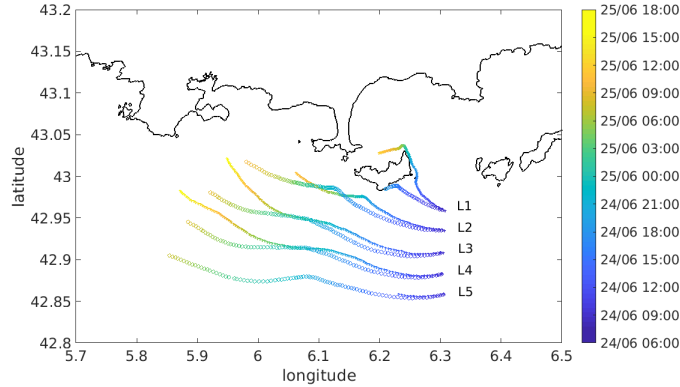


FIG. 2 – Trajectories of the carthe (stars) and surfy (circles) drifters. For each type of drifter, the launches are labeled from L1 to L5 starting from North along the meridional section 6.3 deg E. The colorbar represents the time evolution.

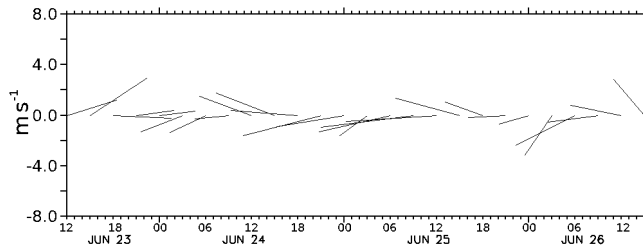


FIG. 3 – Stick diagram of the wind averaged over the region covered by the drifters trajectories, data from MeteoFrance ARPEGE model.

It is now customary to assess the HFR surface current measurement by comparison with drifting buoys, or drifters (Chapman et al (1997); Paduan et al (2006); Ohlmann and et. al (2007); Molcard et al (2009); Rypina et al (2014); Bellomo et al (2015); Shadden et al (2009); Kalampokis et al (2016); Sentchev et al (2017); Morey et al (2018); Kirincich et al (2019); Capodici et al (2019)). Several lessons can be drawn from this extensive bibliography about the ability of the HFR to

measure the surface currents, as well as about the validity of the drifter-radar comparison. The two platforms (HFR and surface drifters) are able to measure the surface current velocities, but some differences are expected due to the instrument and the sampling method. The HFR gives vertically averaged values from the surface to a depth depending on the radar frequency, horizontally averaged values over the grid size (several km² for the HFR) and temporally averaged over the integration period (1 hour). Drifters follow the surface currents integrated over their drag elements, feel the velocity at a spatial scale corresponding to their size (order of meter) and may be subject to windage and Stokes drift (Novelli et al (2017); Lumpkin et al (2017); Novelli et al (2018); Morey et al (2018)). The shape of the buoy and the depth of the drogue should then be considered when computing current velocities, as the comparison with HFR data may result in large discrepancies. For example, comparison with drifters drogued at deeper depths than the effective depth of the radars (Capodici et al (2019); Paduan et al (2006)) can lead to velocity differences higher than 10 cm/s, especially under strong vertical shear. Published velocity comparisons between HFR surface currents velocities and drifters drogued at radar equivalent depth, range from RMSD of 5 to 10 cm/s (Ohlmann and et. al (2007); Molcard et al (2009); Bellomo et al (2015); Rypina et al (2014)). These discrepancies can be considered acceptable as within the bounds of expected variability, due to spatial and temporal mismatch of scales (Ohlmann and et. al (2007)) and instrument resolution.

In order to validate the surface current velocity measured by the radar, a sea-trial experiment has been conducted by deploying surface floating buoys south of Porquerolles Island, within the radars coverage area. The successive drifters GPS positions are transmitted by Iridium satellite telemetry at regular frequency, and the Lagrangian velocity is computed and considered as the ground truth (Enrile et al (2018)). For this experiment, we use a novel GPS biodegradable drifter design that was developed under the Consortium for Advanced Research on Transport of Hydrocarbon in the Environment (CARTHE), and have been used successfully in a number of experiments in the Gulf of Mexico (e.g., Lumpkin et al (2017), Özgökmen et al (2018)). The drifter extends to a depth of 60 cm and is designed to follow the surface-ocean flow field such that the influence of waves and winds is minimized (Novelli et al (2017); Lumpkin et al (2017); Novelli et al (2018)). The GPS returns a position every 5 min, accurate to within 6 m. Another drifter design has been tested during the experiment, the *surfy* drifter. The 20 cm diameter hull has a spherical shape (Albatros manufactured²), and is almost entirely immersed, resulting in a small windage. However the size and shape of this type of float make it more sensitive to Stokes drift (Lumpkin et al (2017); Novelli et al (2018)). The GPS returns a position every 10 minutes using Globalstar satellite coverage.

The experiment was conducted from the 24th to the 25th of June 2019, 5 deployment positions were chosen regularly spaced along a meridional section (at 6.3 deg E) crossing the NC, and the 2 drifters type were simultaneously deployed at each position. The resulting trajectories are plotted in Figure 2, and are very consistent with the circulation of the region (Declerck et al (2016)). A strong easterly wind was blowing during these 2 days (Figure 3), reinforcing the westward boundary current, and resulting in a drifter mean velocity of 0.5 m/s for the *surfy* drifters and 0.4 m/s for the *carthe* ones. Consequently the drifter type experienced

2. <https://static.gsattrack.com/hardware/manufacturers/albatros-marine-technologies>

different trajectories, as the pair separated very quickly, due to the vertical shear in the Ekman layer generated by the wind and potential Stokes drift influence.

2.3 ADCP data from an opportunity oceanographic campaign

In section 6 we will present a case study for the February 20, 2019 based on the comparisons of the HFR velocities with current measurements made from a vessel mounted ADCP off Toulon. This one day oceanographic cruise was made in the framework of the MOOSE-ANTARES observing program (Lefèvre (2010)). The VM-ADCP is a 75 kHz RDI Ocean Surveyor ADCP permanently operated from the Tethys-2 vessel (CNRS/INSU). The ADCP works in narrow band mode with 70 cells of 8 m bins and a 2 min (38 pings) ensemble average. Data are operationally treated and saved in the framework of the SAVED database, a project from the French National Institute of Sciences of the Universe³. However, one must keep in mind that the comparisons of HFR surface velocities with current measurements from a 75 kHz VM-ADCP on a moving vessel is not the best way to do such assessment. First, the two current velocity estimates can greatly differ given that the two instruments do not measure exactly the same physical quantities, have different spatio-temporal resolutions and specific measurement errors (e.g. Paduan and Rosenfeld (1996); Graber et al (1997); Robinson et al (2011); Sentchev et al (2017)). The HFR velocities are surface estimates (actually depth-integrated between 0 and 0.65 m depth, see section 5), averaged over time (1 hour) and space (1 km² cells). The ADCP are quasi-instantaneous measurements (2 minutes integrated) of vertically averaged estimates over 8 m bins, starting for the first exploitable bin at 16.47 m in our case. The current intensity and direction can significantly change between the surface and 16 m, mainly in response to short time wind effects (e.g. Yoshikawa et al (2007); Sentchev et al (2017)) and the HFR measurements may include part of the Stokes' drift (Ardhuin et al (2009); Röhrs et al (2015)) that cannot be caught by the ADCP.

3 Methodology of multistatic HFR reconstruction

3.1 Bistatic current extraction

The principle of surface current extraction from HFR is by now well-known and documented and we refer to some review papers (e.g. Gurgel et al (1999); Paduan and Washburn (2013)) for a survey of the methods and applications. The main physical principle underlying this detection is the presence of a resonant wave at half the radar wavelength ($\lambda/2$), referred to as the Bragg wave. The dominant contribution of this wave to the backscattered radar signal produces a very marked peak in the Doppler spectrum at the so-called Bragg frequency, $f_B = \sqrt{g/\pi\lambda}$, inferred from the dispersion relationship of the resonant gravity wave. Any observed shift Δf of the main Doppler peak with respect to the Bragg frequency is attributed to the translation effect of a surface current \mathbf{U} ; the magnitude of this shift can be converted into an algebraic value of the radial speed U_r (i.e.,

3. <http://saved.dt.insu.cnrs.fr/>

projected along the radar line of sight) of the surface current ($U_r = \lambda\Delta f/2$). A radial surface current map can thus be obtained with one monostatic radar after range and azimuthal cell discrimination.

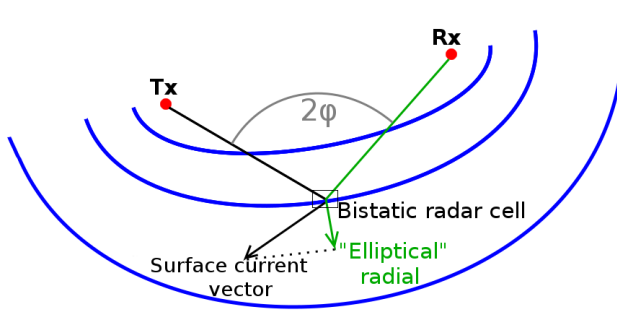


FIG. 4 – In the bistatic geometry the iso-range cells are located on ellipses with foci at the transmitter and receiver. The local Bragg frequency depends on the bistatic angle φ .

The bistatic geometry (e.g. Grosdidier et al (2014)) is more complicated in several respects: a) the iso-range radar cells follow ellipses (instead of circles) with foci at the transmitter and receiver locations; b) the Bragg frequency varies with the cell coordinates; c) the measured Doppler shift with respect to the Bragg frequency is related to the projection of the surface current vector onto the local normal to the ellipse, a component which we refer to as the “elliptical” radial (Figure 4). Due to the bistatic geometry and also due to the necessity to cope with several simultaneous transmitters the multistatic configuration requires specific processing techniques, which have been recently developed (Gu erin et al (2019)). The azimuthal processing is performed with an improved Direction Finding (DF) algorithm (Dumas and Gu erin (2020)) which allows to obtain high-resolution maps with a good filling ratio as shown in Figure 5.

A key parameter of the bistatic geometry is the so-called bistatic angle φ depicted in Figure 4 which denotes the vertex angle of the triangle formed by the transmitter, radar cell and receiver. The monostatic case is recovered in the limiting case $\varphi = 0$ where the cell range is much larger than the transmitter-receiver baseline and for those radar cells aligned with this baseline. The adaptation of the classical Bragg theory to the bistatic case leads to a non-constant resonant Bragg frequency:

$$f_B(\varphi) = \sqrt{\frac{g \cos \varphi}{\pi \lambda}} \quad (1)$$

Any observed Doppler shift Δf with respect to this local Bragg frequency is now proportional to the projected component U_n of the surface current vector \mathbf{U} onto the normal direction to the ellipse:

$$U_n = \frac{\lambda \Delta f}{2 \cos \varphi} \quad (2)$$

3.2 Geometrical limitations

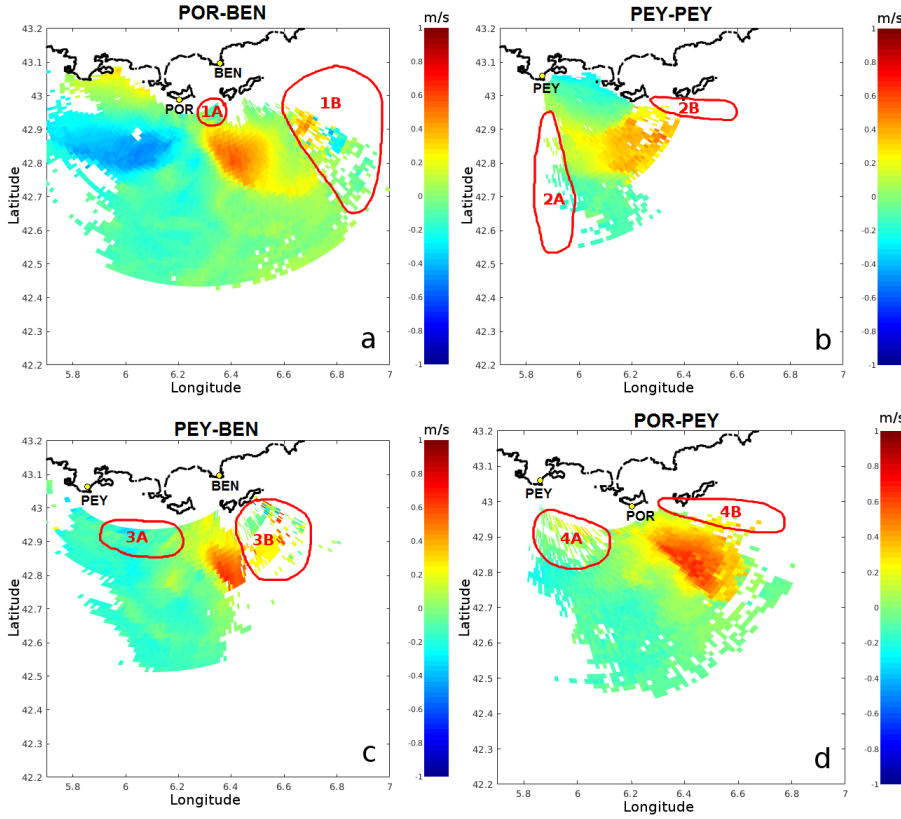


FIG. 5 – Four simultaneous elliptical velocities maps resulting from a 1 hour observation time on February 4, 2019 (14:00-15:00 UTC): a) POR-BEN b) PEY-PEY c) PEY-BEN d) POR-PEY. The red contours 1A, 3A and 4A highlight the artifact of rapidly varying bistatic angles in near-range ellipses; the southward angular masking of the receive array in Fort Peyras is shown by the contour 2A; the land masking of the PEY-PEY radial is seen in contour 2B.

One important difference with the classical monostatic configuration is a varying Bragg frequency over the radar coverage (see eq. (1)). Now at close range, the bistatic angle φ undergoes rapid variations when describing an iso-range ellipse. This can induce non-negligible variations of the Bragg frequency within a radar cell and cause a blurring of the azimuthally resolved Bragg peak in the Doppler spectrum. For this reason the first few elliptical velocity cells must be discarded.

The performances of the receiving networks in the respective directions of observations are also governed by the orientation of the antennas arrays. The main axis of the receiving array in Fort Peyras is almost aligned to the North so that it is optimally collecting to the East and is almost “blind” to the South. In a similar way, the antenna array in Cap Bénat does not sense to the East.

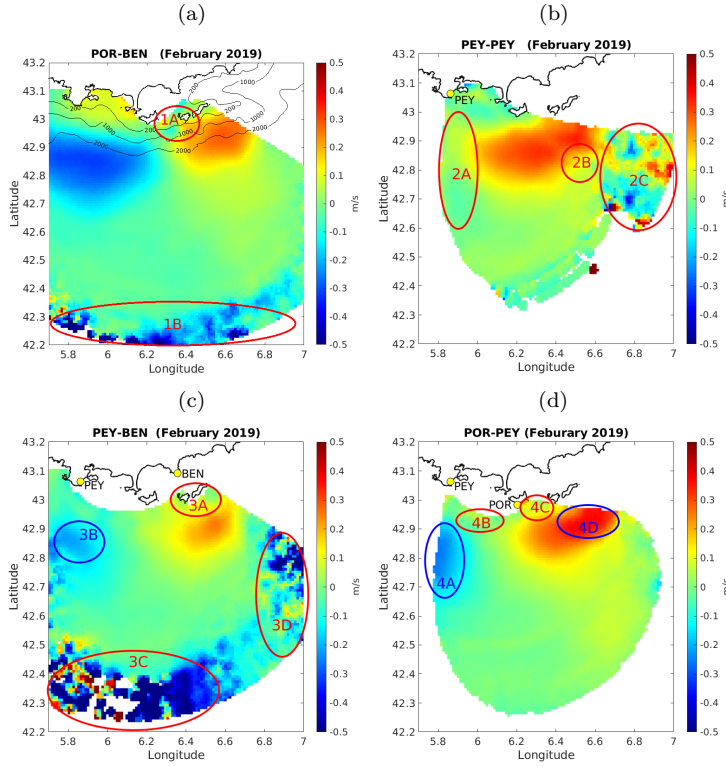


FIG. 6 – Averaged elliptical velocities resulting from one month observation (February 2019): a) POR-BEN b) PEY-PEY c) PEY-BEN d) POR-PEY. The geometrical artifacts of the multistatic configuration are highlighted by the red contours while the improvements brought by the secondary radials are marked in blue.

These defects due to geometrical limitations are highlighted by the red contours on the different maps in Figure 5. In the regions where the bistatic angle is rapidly varying corresponding to some portions of near-range ellipses, the estimation of current is degraded leading to spurious variations of the latter. This can be clearly seen on the radials POR-BEN (contour 1A), PEY-BEN (contour 3A) and POR-PEY (contour 4A). The lack of southward measurements with the PEY-PEY radial is consistent with the angular cut-off of the receiving antenna array (contour 2A). Another limitation of both transmitting and receiving networks is the masking effect of islands when crossed in their longest dimension. This is the case for the backscattered signal measured in Fort Peyras, which is attenuated on its round trip to the East the by the Giens Peninsula and Porquerolles Island (contour 2B)

To obtain a better contrast between the reliable and corrupted surface current estimation, we also displayed in Figure 6 the same averaged radials over one month (February 2019). The geometrical artifacts of the multistatic configuration are highlighted by the red contours: 3A, 4B and 4C for the effect of rapidly varying bistatic angle; contour 2A for the orientation of the receiving array in Fort Peyras. The side-effect of insufficient time coverage and SNR is marked by the contour 2B; the impact of RFI is visible in contours 2C, 3C, 3D. Improvements brought by the

secondary radials with respect to the aforementioned defects are marked in blue (3B, 4A and 4D).

3.3 Signal to Noise Ratio and temporal coverage

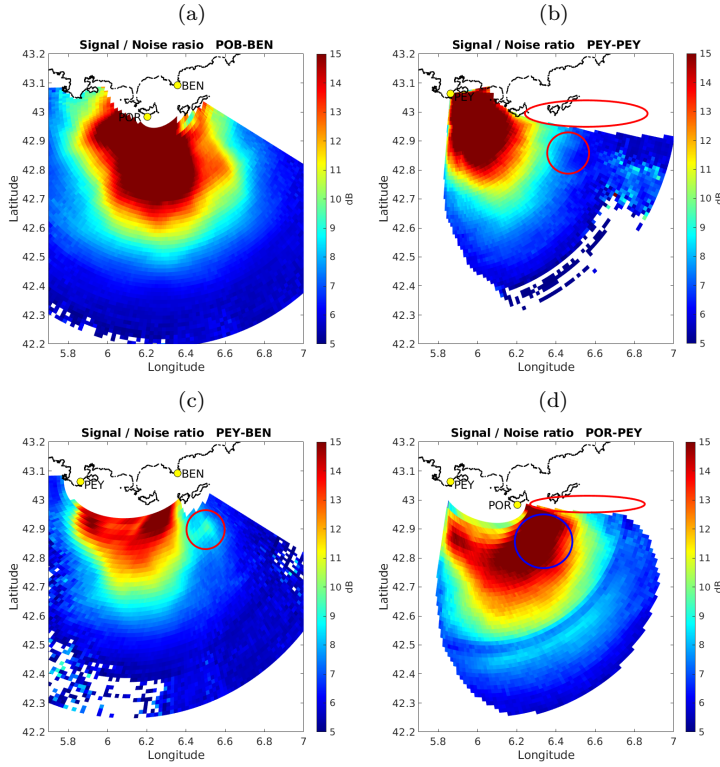


FIG. 7 – Average SNR (in dB) over the month of February 2019 for the four elliptical velocities. *a) POR-BEN b) PEY-PEY c) PEY-BEN d) POR-PEY.* (a) and (b) radials have the best overall SNR but (c) and (d) radials can bring marginal improvements in the vicinity of the islands and in the Eastern part of the radar coverage (blue circle in (d)). The drop of SNR due to land masking is clearly visible for the radials related to the Fort Peyras transmitter (red ellipses in (b) and (d)). The red circle in (c) shows an isolated spot of higher SNR due to a free path between the islands. The red circle in (b) shows an isolated spot of smaller SNR inducing locally a small drop of level of the mean current.

Another observation is that the different elliptical velocity maps shown in Figures 5 and 6 do not seem to share the same overall quality, as some maps are noisier and more lacunary. This is primarily due to the variation of Signal of Noise Ratio (SNR) in the received Power Spectral Density (PSD) associated to the different radar cells on the sea surface depending on the choice of the bi-static pairs. As was shown recently (Forget (2015)), the level of noise drives the actual temporal resolution with which the radial velocity can be measured and thus strongly impacts the accuracy of instantaneous measurements.

The SNR in the context of HFR surface current estimation is usually defined as the ratio of the first-order Bragg peak of the PSD $\sigma(\omega)$ to its average level:

$$SNR = \max_{\omega} \sigma(\omega) \times \left(\frac{1}{B} \int_B \sigma(\omega) d\omega \right)^{-1} \quad (3)$$

We recall that from the bistatic radar equation (see e.g. Grosdidier et al (2014) for details) the PSD of the signal originating from a given patch of area A on the sea surface is given by:

$$\sigma(\omega) = P_e \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3} \frac{F_t G_t F_r G_r}{R_{tx}^2 R_{rx}^2} A \tilde{\sigma}(\omega) \quad (4)$$

where P_e is the transmitted power, R_{tx} and R_{rx} are the distance from patch to the transmitter and the receiver and the terms F_t, F_r are the surface wave attenuation factor over the transmit and receive paths, respectively. Here, $\tilde{\sigma}(\omega)$ is the mean radar cross section per unit surface area per unit bandwidth, which is obtained statistically for an infinite surface in the well-known Bragg theory (Barrick (1972b,a)). As a result, bistatic pairs involving larger travel distances over the sea surface or a weaker transmitter have reduced SNR. Note that the classical definition (3) of the SNR involves individual radar cells and therefore only applies to Doppler spectra which are already resolved in range and azimuth, that is essentially those obtained after a beam-forming azimuthal processing. Nevertheless, the definition can be adapted to work in the case of DF algorithm, where only omnidirectional single-antenna Doppler spectra are available. To do this, the SNR of every spectral ray in the omnidirectional Doppler spectrum is attributed to the bearing found after application of the DF algorithm. In the elliptical velocity extraction procedure, only PSD with a SNR larger than 5 dB have been retained and the integration bandwidth for the mean Doppler spectrum has been set to $[-0.7 + 0.7]$ Hz (because it is the effective support of the “full” Doppler spectrum with second-order components).

Figure 7 shows the resulting SNR using this definition. To enhance visibility, those SNR has been averaged over one month and only values larger than 5 dB have been retained. As clearly seen, the best overall levels of SNR are obtained with the POR-BEN radial and the second best with the PEY-PEY radial. The SNR of the last two radials, POR-PEY and PEY-BEN, is in general much poorer but is found relatively good in the vicinity of the islands as well as in the Eastern part of the radar coverage, where the first two radials, POR-BEN and PEY-PEY, are insufficient. Hence, it is quite obvious that the reconstruction of the surface current over the largest region can be performed with the best two radials POR-BEN and PEY-PEY (henceforth termed primary), while the secondary radials POR-PEY and PEY-BEN can be used to correct and complement the reconstruction in some specific areas.

Another key parameter to take into account when dealing with time-averaged maps is the temporal coverage, which we define as the proportion of SNR larger than the threshold value (here, 5 dB) for every grid cell. The resulting maps (not shown here) are strongly correlated to the spatial distribution of SNR and confirm that the POR-BEN radial is by far the best performing. We found the PEY-PEY radial to be the second best in the common area close to the coast. However, the temporal coverage for this last radial decreases drastically in the vicinity of the

islands and peninsula due to the masking effect of land. A similar but weaker loss of temporal coverage is observed with the POR-BEN radial in the region where the bistatic travel paths are masked by Porquerolles Island. The region south of the islands is also poorly covered by PEY-BEN except for an isolated spot corresponding to the red circle in Figure 7 where a free way can be found between the Port-Cros and Levant islands.

Incomplete time coverage can result in a significant bias in the mean elliptical velocity. This is a consequence of the non uniform distribution of SNR with respect to the values of elliptical velocity as can be observed experimentally, if not yet theoretically explained. We have indeed observed on long series of data that larger magnitude of elliptical velocity are in general associated to smaller values of SNR. Hence, when thresholding the PSD with a given SNR, the proportion between the populations of “small” and “large” currents is modified in favor of the former. This induces a negative bias for the mean magnitude of currents.

This biasing effect of insufficient temporal coverage accounts for the anomalous drop of level which is observed for the mean PEY-PEY radial (contour 2B in Figure 6). It also explains the strong impact of the sporadic Radio-Frequency Interferences (RFI) which deteriorate the mean current in spite of their rare occurrence and cause strong outliers at the lower and eastern ends of the radar coverage: contours 3C, 3D for the mean POR-PEY elliptical velocity; contours 2C for the PEY-PEY radial.

However, as we will see, the acknowledged limitations of the radials in specific regions can be mitigated by a simultaneous use of all available radials. For example, the blue contours in the western part of the POR-PEY (4A) and PEY-BEN (3B) elliptical velocity maps indicate a region where the poor quality of the PEY-PEY radial can be compensated and the easternmost blue contour (4D) on the POR-PEY elliptical velocity map is a favorable correction to the near-range bistatic artifact of the POR-BEN elliptical velocity in the vicinity of Porquerolles Island.

3.4 GDOP improvement

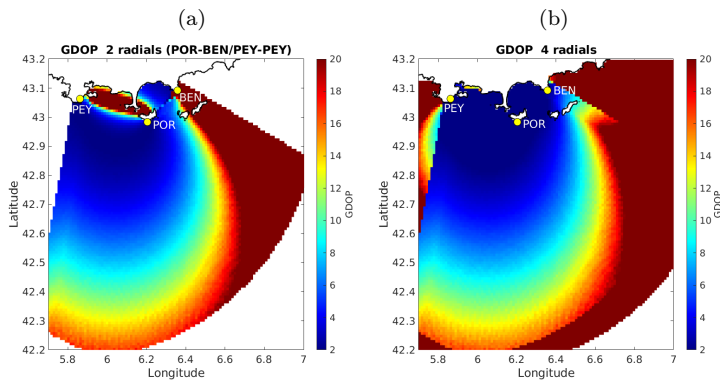


FIG. 8 – *GDOP of the vector reconstruction with a) two primary radials; b) the four available radials. The GDOP is mainly improved in the eastern part of the radar coverage.*

The reconstruction of the surface current vector \mathbf{U} in the case of more than two available projections can be performed using a standard unweighted least-square fitting procedure (Lipa and Barrick (1983)). Denoting $\mathbf{U}_n = (U_{n_1}, \dots, U_{n_p})$ the p available projections of \mathbf{U} within some search radius around a grid point, a projection matrix G is defined as

$$G = \begin{pmatrix} \cos \theta_1 & \sin \theta_1 \\ \dots & \dots \\ \cos \theta_p & \sin \theta_p \end{pmatrix} \quad (5)$$

where θ_i is the direction (measured counterclockwise from East) of the i th projection at the grid point, that is the direction of the outwards normal to the ellipse defined by the chosen pair of transmitter and receiver. The least-square solution $\mathbf{U} = (U_n, U_e)$ for the northward and eastward components of the surface current is then given by:

$$\mathbf{U} = (G^T G)^{-1} G^T \mathbf{U}_n \quad (6)$$

Note that several radials originating from the same bistatic pair can fall within the radius of research around a given grid point, in which case they are averaged. Hence, the number of surface current projections p will always lie between 2 and 4, according to the number of admissible bistatic pairs on a grid point. As it is well known, the quality of the surface current vector reconstruction from its projected components is constrained not only by the accuracy of the radials themselves but also by the angle between the two directions of projection. This last limitation, which is purely geometrical, is quantified by the so-called Geometric Dilution Of Precision (GDOP, Chapman et al (1997); Kim et al (2008)). The GDOP factor for the northward and eastward components is given by:

$$\begin{aligned} \alpha_n &= \text{Det}((G^T G)^{-1}) \sum_{i=1}^L \sin^2 \theta_i \\ \alpha_e &= \text{Det}((G^T G)^{-1}) \sum_{i=1}^L \cos^2 \theta_i \end{aligned} \quad (7)$$

Assuming equal variance error σ^2 on the elliptical velocities, this results in:

$$\sigma_n^2 = \alpha_n \sigma^2, \quad \sigma_e^2 = \alpha_e \sigma^2, \quad \sigma_{ne}^2 = (\alpha_n + \alpha_e) \sigma^2 \quad (8)$$

for the variance errors of the northward, eastward and total current, respectively.

Figure 8 shows the GDOP for the total current according to whether it is obtained with the two primary radials (a) or the four available radials (b). As seen, the introduction of the secondary radials (b) significantly improves the GDOP in the eastern part of the radar coverage, south off the islands. Another noticeable correction is seen in the near-range between Fort Peyras and Porquerolles Island but cannot be exploited since this region is prohibited by the geometrical bistatic artifacts.

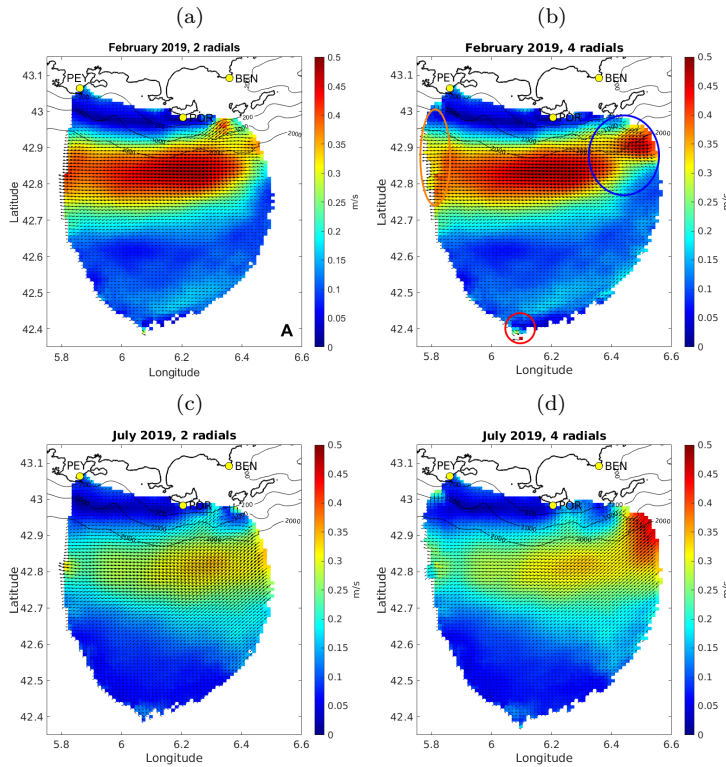


FIG. 9 – Monthly surface current reconstruction ($1 \text{ km} \times 1 \text{ km}$ grid cell) using a) and c): two primary radials; b) and d): at least two of the four elliptical velocities. The same maximal GDOP ($= 8$) has been imposed and the radials have been averaged over the month before the reconstruction. The use of the secondary radials improve both the coverage and the quality of the reconstruction. However, the observed non-physical bottlenecks on both ends of the main NC vein are either not corrected (orange ellipse) or only partially corrected (blue ellipse). A small contamination by RFI is also seen at the lower end of the domain (red circle).

4 Performances of the multistatic reconstruction

The joint analysis of the SNR and GDOP indicate that the primary radials (PEY-PEY/POR-BEN) are the most appropriate for deriving the vector surface current on the largest area. The reconstruction is performed as described above on a $1 \text{ km} \times 1 \text{ km}$ Cartesian grid cell using a search radius of 2 km where only radial pairs with a mutual angle between 30 and 150 degrees (corresponding to a $\text{GDOP} \leq 8$) have been retained. Examples of monthly averaged reconstructions are shown in the left panels of Figure 9 for the months of February 2019 and July 2019. The dominant NC vein is well described in the central part of the radar coverage and is more intense during the winter period. Its nonphysical reduction and truncation at both ends of the domain is, again, a consequence of the geometrical artifacts and the limited temporal coverage of the primary radials. However, as anticipated while discussing the merits of the respective radials, the use of the secondary radials makes it possible to improve both the coverage and the quality of the reconstruction in some regions. This is shown in the right panels of Figures 9,

where the same reconstruction are performed using at least 2 available projections (and at most 4) within the full set of available elliptical velocities. Prescribing the same maximal value of GDOP ($= 8$), the spatial coverage (defined by a SNR larger than 5 dB for at least 2 simultaneous radials) is significantly extended to the easternmost part of the domain and the bistatic artifacts of the primary radials in the near-range ellipses are mitigated (blue circle in Figures 9). An extension of the coverage is also observed in the western region south of Fort Peyras where the PEY-PEY primary radial is deficient (orange circle). However, the correction due to the addition of 2 extra elliptical velocities in the original western coverage is less pronounced. This is related to the value of the GDOP, which is hardly decreased in this region by the addition of the extra radials (see Figure 8). Even though the addition of the secondary radials is useful to complement the primary radials in the eastern part of the radar coverage, the vector reconstruction of the mean current in this region is still not fully satisfactory. A non-physical discontinuity in shape and magnitude of the NC vein of current is still visible, although attenuated (blue circle in Figures 9). A spot of higher intensity results from the introduction of the secondary radials and can be related to the same spot seen for the time coverage of the PEY-BEN elliptical velocity (blue circle in the PEY-BEN map of Figure 7). Indeed as explained earlier, a significant reduction of the temporal coverage induces a negative bias for the mean current magnitude; conversely, any spot of high coverage with respect to the background (here, about 80% versus 40%) will appear as a spot of more intense currents by contrast with the background.

Another benefit from a redundant, multistatic observation is the robustness of the reconstruction with respect to hardware failures. The surface current vector can still be reconstructed, even with a degraded quality and reduced spatial coverage if one transmitter or one receiver is not working. This is shown in Figure 12 which synthesizes the case study of February 20, 2019 with the reconstruction of the average current over the Tethys cruise period (8:00-20:00 UTC). The upper left panel shows the standard configuration with the two primary radials, the upper right panel shows the improved reconstruction with at least 2 radials among 4 available. The bottom panels shows a non-optimal reconstruction using a secondary radial, corresponding to the case where the Porquerolles or Peyras transmitter would be out of service. A common maximum GDOP threshold has been set to 10 in each configuration. As expected, the non-optimal reconstruction with the secondary elliptical velocities leads to a reduced coverage. However, the obtained surface current maps are perfectly consistent in magnitude and location with the standard primary reconstructions and are able to capture the main structures of the surface current on this day, that is the core of the NC vein and the onshore eddy in the vicinity of Fort Peyras.

The multistatic reconstruction can also be used to quantify the absolute errors in the surface current estimation, at least for time-averaged surface currents. Assuming that the estimation errors for the elliptical velocities pertaining to different transmitters or receivers are uncorrelated, one can compare each measured elliptical velocity U_r obtained with, say transmitter TX_1 and receiver RX_1 , with the backprojection \tilde{U}_r of the reconstructed current vector estimated using a pair of transmitter/receiver (TX_2, RX_1) or (TX_1, RX_2) . We found an overall RMSD of 3.48 cm/s and 2.53 cm/s, respectively, between the POR-PEY and PEY-BEN radials and their backprojections, showing an excellent global consistency and accuracy of the different elliptical velocities.

5 Comparisons with surface drifters

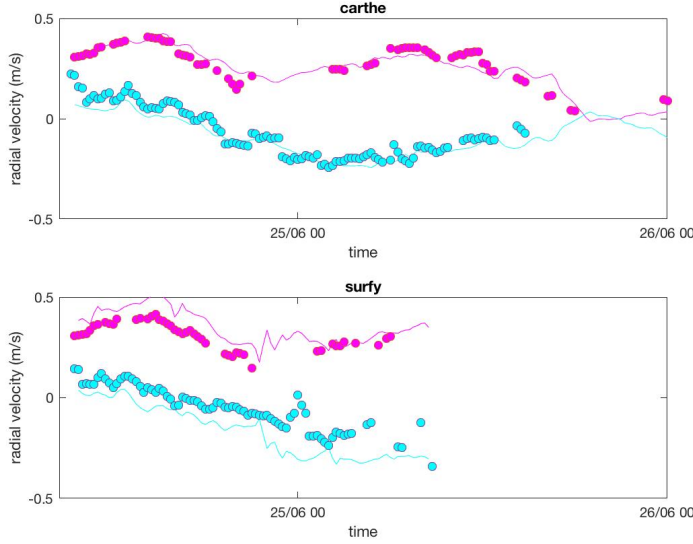


FIG. 10 – Time evolution of the radial velocity for the drifter (line) and for the radar station (circles), for PEY-PEY (magenta) and POR-BEN (cyan) stations of Launch 3. The upper panel represents the *carthe* comparison, the lower panel the *surfy* one.

The comparison between drifter types and HFR was done by interpolating the drifter positions on a regular time vector (15 minutes) to filter possible spikes, computing the drifter velocity by centered finite differences method, and projecting the velocity vector on the HFR radial direction, for each station. The HFR radial velocities are temporally interpolated on the same regular time vector, and the value in the radar cell closest to the drifter position is compared with the drifter inferred radial-equivalent velocity. Due to the small number of drifters, the choice was made to do single drifters comparison instead of averaging all the available drifters velocities among the radar cell. Note that due to the navigational limitations, the drifters were not dropped further than 42.85 deg N and experienced mostly a westward journey. When comparing the drifter trajectories with the radial maps (Figure 5) it is obvious that we are at the limit of coverage for most of the radials, in particular for the secondary ones.

To evaluate the impact of the drifter type, only the third launch is plotted on Figure 10, as the time evolution of the radial velocity for the drifter and for the radar station. The primary radials PEY-PEY and POR-BEN have been selected as they are the most reliable. The HFR radial velocities compared very well with the *carthe-type* drifter, while the *surfy-type* drifter velocity experienced a larger velocity of about 10 cm/s. This is coherent with Stewart and Joy (1974) who showed that, for a linear surface current vertical profile, the effective measurement depth is given by $d_{eff} = \lambda_{radar}/8\pi$. Using this relation, the effective depths of the

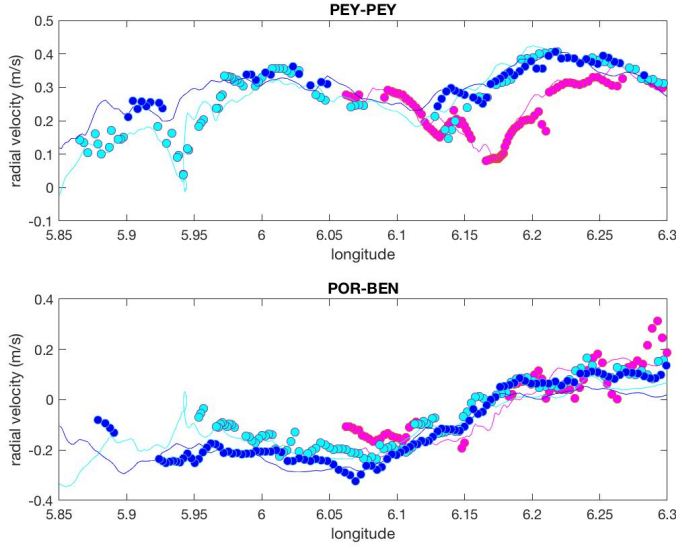


FIG. 11 – Radial velocity as a function of longitude measured by the *carthe* drifters (line) and by the radar stations (circles). Only the 3 longest trajectories are plotted: L2 in magenta, L3 in cyan and L4 in blue. The upper panel represents the PEY-PEY radial, the lower panel the POR-BEN radial.

current measurements are estimated to be 0.65 m for the 16.15 MHz range system, which is the theoretical depth of the vertically averaged velocity calculated from the successive drifter displacement for the *carthe* design. Based on these results, we can assert that the *carthe* drifters are the ones that best compare with HFR, because of their design reducing the Stokes drift and the windage, and measuring an integrated surface velocity almost equivalent to the radar-inferred one. Figure 11 depicts the elliptical velocities as a function of longitude (since the displacements is mostly westward) for the longest *carthe* drifters trajectories (L2, L3, L4) and for the two primary radials (POR-BEN and PEY-PEY). The hourly radial velocities from the radar and the drifter are very consistent, in terms of magnitude and variability. Focusing on the *carthe* drifters only, the overall statistics in terms of RMSD and correlation between velocities measured by the HFR and by the drifters are listed in Table 1, for the 5 launches and the 4 radial maps. Note that the HFR radial velocity fields were not filtered, and may present some missing data in time and/or space, in addition to radio interferences. We set some arbitrary minimal and maximal thresholds for the statistical parameters, beyond which the value is considered to be very good (highlighted in blue in Table 1) or very bad (highlighted in red). These threshold values are 5 cm/s and 10 cm/s for the RMSD of current, 0.8 and 0.5 for the correlation coefficient and 1 cm/s and 5 cm/s for the bias of current. The RMSD can be very variable. The high RMSD of L1-POR-BEN, and to some extent of L2, can probably be explained by the position of the drifters too close to the first ellipse of the radial. Outside of these values, e.g. away from the radial map edges, the RMSD for the primary radials range from 2.3 to 5 cm/s, which is a very satisfying result. As expected the PEY-PEY radial gives the best results, considering that

Elliptical velocities		L1	L2	L3	L4	L5	ALL
PEY-PEY	RMSD	0.052	0.029	0.044	0.026	0.024	0.035
	corr	0.75	0.94	0.90	0.87	0.86	0.93
	bias	0.051	0.011	0.000	0.000	0.003	0.005
POR-BEN	RMSD	0.178	0.072	0.046	0.050	0.033	0.068
	corr	0.38	0.89	0.96	0.95	0.21	0.89
	bias	0.144	-0.022	-0.029	-0.017	-0.030	-0.013
PEY-BEN	RMSD	0.041	0.030	0.109	0.163	0.023	0.132
	corr	0.35	0.34	0.43	0.07	0.79	0.19
	bias	0.030	-0.001	0.035	-0.060	-0.012	-0.025
POR-PEY	RMSD	0.056	0.062	0.105	0.061	0.028	0.072
	corr	0.49	0.24	0.60	0.06	0.80	0.41
	bias	0.037	0.051	0.068	0.021	0.021	0.041
Total velocities							
V	RMSD	0.158	0.055	0.052	0.055	0.042	0.066
	corr	-0.07	0.74	0.85	0.63	0.93	0.61
	bias	0.138	-0.028	-0.033	-0.007	-0.038	-0.012
U	RMSD	0.078	0.040	0.043	0.044	0.037	0.045
	corr	0.51	0.95	0.96	0.82	0.68	0.90
	bias	0.052	-0.030	-0.034	-0.017	-0.027	-0.021
speed	RMSD	0.027	0.030	0.039	0.041	0.035	0.037
	corr	0.68	0.94	0.84	0.75	0.74	0.91
	bias	0.002	0.012	0.014	0.013	0.026	0.013

TABLE 1 – RMSD, bias (in m/s) and correlation coefficient between radial velocities from the HFR and from the drifters for each launch and for each radial. Total velocities (U, V, speed) are computed from the primary radials and compared with the drifters velocities. Highlighted cells indicate very good (blue) or very bad (red) statistical values.

almost all the drifters, except for the first one L1, remain within radar coverage and high SNR (Figure 7). The RMSD of primary radials are found significantly improved with respect to a former drifter-radar comparison using the same HFR network (Sentchev et al (2017), where these RMSD were found to be 6 cm/s and 8 cm/s for the PEY-PEY and POR-BEN elliptical velocities, respectively. This is very likely due to the aforementioned upgrades in the hardware radar system and processing algorithms as well as an increased range resolution (from 3 km to 1.5 km). The L5 drifter stopped transmitting after only a few hours, and data may not be reliable. L1 and L5 and the corresponding short trajectories are at least responsible for the relatively low correlation values, which otherwise reach values of the order of 0.9. The table 1 shows large discrepancies between different releases when considering the secondary radials. The RMSD ranges from good (from 2.3 to 6.1) for L1,L2 and L5 (but with highly variable correlations), to acceptable for all but L4-PEY-BEN, probably due to a local and temporary interference in the radar signal. As to the components of the total currents, the zonal component is found of much better quality than the meridional one with an overall RMSD smaller than 5 cm/s, a correlation of 0.9 and a bias of -2 cm/s. This difference can be attributed to the smaller values of the meridional components which increase the relative errors. Overall, considering the limited number of drifters, the navigational limitations and the use of raw radial data (no filtering or smoothing) the results are very encouraging compared to previous studies. For example, Ohlmann and et. al (2007) compares HF radar-derived velocities (radials and totals) with velocity estimates from averaging large numbers of simultaneous drifter observations and report an overall RMSD in radial velocities of 6.5 cm/s, and a correlation coefficient

of 0.84. Kirincich et al (2019) uses Coastal Dynamics Experiment (CODE)-style (Davis (1985)) surface drifters with a maximum drogue depth of 1 m, to validate a DF algorithm tested on a generic HFR installed over the New England shelf and obtains a RMSD range from 5 to 10 cm/s (up to 20 cm/s) and correlation between 0.46 and 0.73. Kalampokis et al (2016) compares velocities from a CODAR HFR and CODE-design drifters (in the Gulf of Naples), and obtain a RMSD of 5 cm/s and a correlation coefficient 0.8-0.85. In Bellomo et al (2015), different HFR experiments along the Mediterranean coast are studied, and radial velocities are compared to CODE- drifters. The RMSD ranges from 4.7 to 9.6 cm/s.

6 Comparison with ADCP

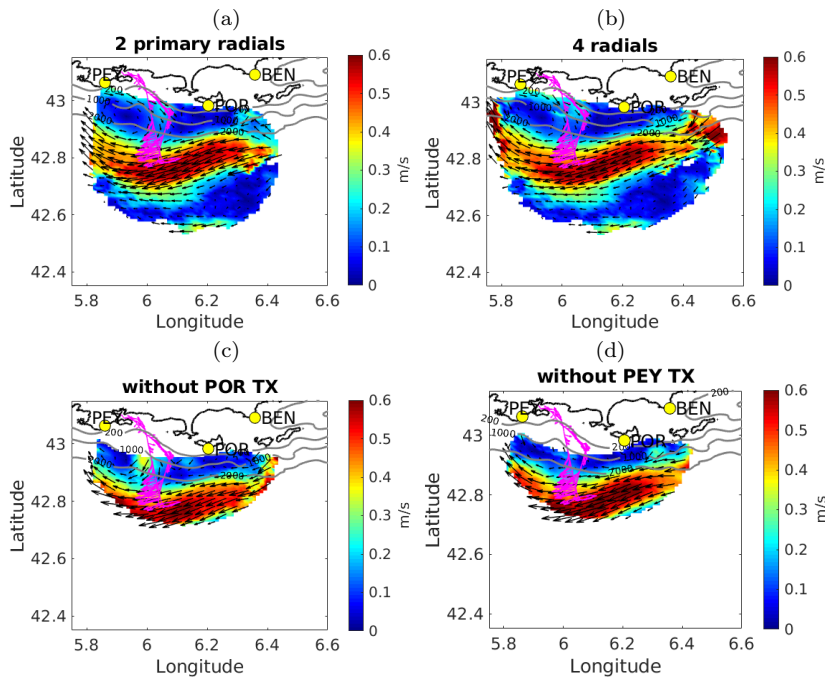


FIG. 12 – Surface current observed over 10 hours during the Tethys-2 sea trip on February 20, 2019, 8:00-18:00 UTC. The vector field is obtained from a reconstruction using a) 2 primary radials; b) at least 2 of the 4 available elliptical velocities; c) the non-optimal combination of radials PEY-PEY/PEY-BEN corresponding to a failure of the Porquerolles transmitter; d) the non-optimal combination of radials POR-BEN/POR-PEY, corresponding to a failure of the Peyras transmitter. The magenta arrows show the instantaneous current vector measured by the ADCP along the ship transect.

The HFR velocities mapped in Figure 12 show a shift of the NC vein from the 1000-2000 isobaths between 5.9 deg E and 6.1 deg E, with a maximum southward extend of 10 km offshore the 2000 m isobath. Between the meander trough and the coast, the HFR velocities reveal an anticyclonic eddy about 15-17 km in diameter

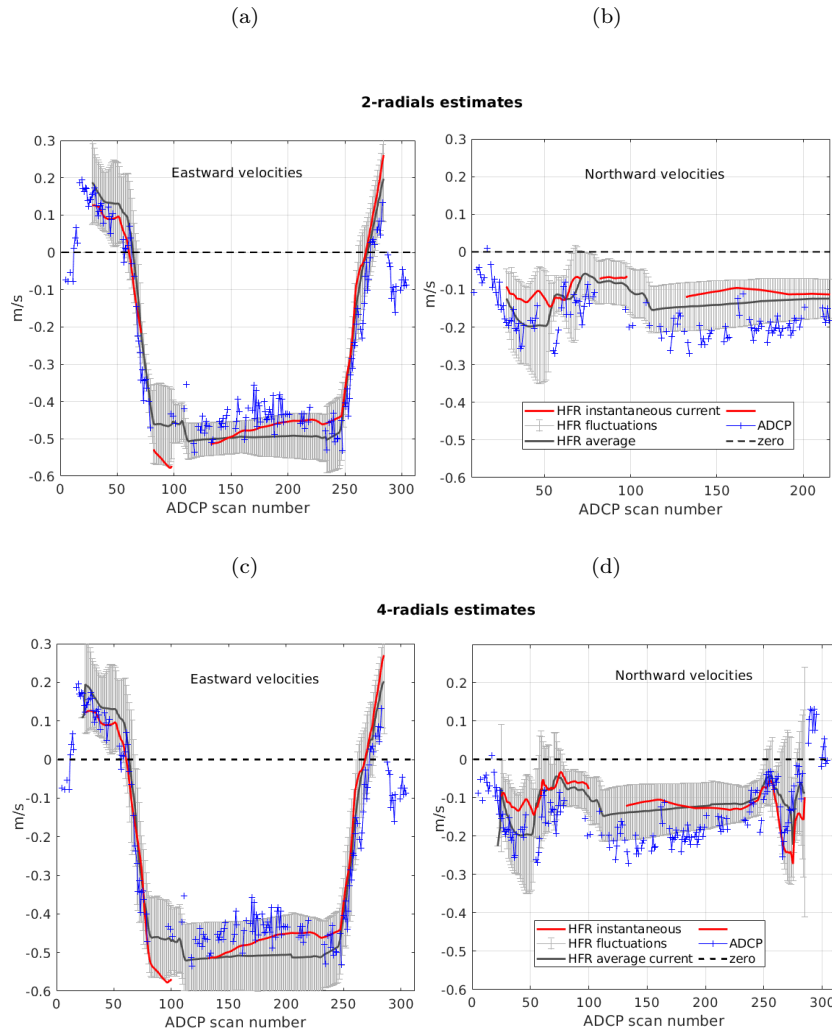


FIG. 13 – Comparison of the zonal and meridional component of the ADCP (16.47 m depth bin) and instantaneous HFR currents along the ship transect when the reconstruction is performed with: a) and b) 2 primary elliptical radials; c) and d) at least 2 of the 4 elliptical radials. The black solid line is the time average of the HFR currents over the cruise period (10 hours) and the gray error bars are the fluctuations around this mean value (± 2 standard deviations)

that is closely of same dimension than the meander pseudo-wavelength (ca 0.2 degree of longitude or 16 km). The meander entered the HF radar area⁴ on February 17, 2019 and leaved on February 22, 2019, hence lasting 5 days with a mean phase velocity of ca 10 cm/s (8-9 km/day) as often observed in previous field or modeling

4. see <http://hfradar.univ-tln.fr/HFRADAR/>

	2 radials		4 radials	
	exact time	time averaged	exact time	time averaged
U				
RMSD	0.068	0.065	0.068	0.069
corr	0.968	0.977	0.966	0.977
bias	-0.014	-0.005	-0.014	0.003
V				
RMSD	0.083	0.063	0.082	0.070
corr	0.045	0.634	0.147	0.484
bias	-0.044	-0.041	-0.043	-0.046
speed				
RMSD	0.066	0.058	0.073	0.063
corr	0.906	0.932	0.886	0.928
bias	0.014	0.004	0.016	-0.002

TAB. 2 – RMSD (in m/s), correlation coefficient and bias (mean difference, in m/s) between HFR velocities and VM-ADCP data for the 2 primary radials (left columns) or using at least 2 of the 4 available radials (right columns). In each case, the statistics are given for the exactly space and time colocated velocities and the time averaged and space colocated ones.

studies (e.g. Crépon and Richez (1982); Sammari et al (1995)). Such a situation is frequent in the studied area, the NC being known to be a topographically guided geostrophic current; it follows closely the 1,000-2,000-m isobaths but is subject to baroclinic and barotropic instabilities, particularly in winter time, leading to the frequent generation of meanders of some tens km in amplitude and wavelength propagating westward along its main path (e.g. Crépon and Richez (1982); Taupier-Letage and Millot (1986); Alberola et al (1995); Sammari et al (1995); Flexas et al (2004); Casella et al (2011); Guihou et al (2013)). Nevertheless, the eddy mean diameter and meander’s amplitude and pseudo-wavelength are about the order of the Rossby radius of deformation (10-15 km in the Northwestern Mediterranean Sea), hence in the very lower range of previous observations of the NC meander and associated eddies upstream the studied area (e.g. Millot (1991); Casella et al (2011); Guihou et al (2013); Piterbarg et al (2014)).

Even if the ship path does not entirely cross this mesoscale mixed structure, the ADCP velocities reversals nearshore are consistent with an anticyclonic eddy pattern on the vessel round-trip, as well as the net increase and westward alignment of ADCP velocities south of 42.9 deg N when approaching (forth trip) or leaving (back trip) the NC vein. To go deeper than this first qualitative validation, we compared both velocity estimates, with HFR ones being linearly interpolated over the path and time of the ADCP measurements (Figure 13). Despite the known reservations in comparing HFR and ADCP currents, Figure 13a shows that the two zonal velocity estimates are in good agreement, with very similar values onshore (+0.15 m/s) that closely reverse offshore when approaching the NC vein and reach similar minimum values in the core of the current. Those are only slightly lower with the ADCP but always in the variability range of the HFR (-0.4 to -0.6 m/s). The Pearson correlation coefficient between both estimates is 0.97 and the root mean square difference and bias are 6.82 cm/s and -1.42 cm/s, respectively. By contrast, the comparison of meridional velocities is less convincing, with HFR velocities being systematically lower (bias = -4.33 cm/s), a higher RMSD (8.33 cm/s) and a quasi-null correlation ($R = 0.045$). The ADCP estimates are, however, generally close to or inside the variability range of HFR and the onshore-offshore trends quite similar, and even very close in the last part of the ship trip. A bet-

ter correlation between HFR and ADCP for the major component of the current (here the zonal velocity due to the mean westward orientation of the NC) has been yet observed in previous assessment studies (e.g. Paduan and Rosenfeld (1996); Kelly et al (2002); Robinson et al (2011)). The more likely explanation is that the minor component is more subject to short term or small space-scale variability, as Ekman induced vertical gradient and direction veering, hence relatively more marked discrepancies with the ADCP data. In our case, using the ship time averaged HFR velocities instead of the path and exact time interpolated helped smoothing this higher relative variability of the minor component and greatly improved the statistics with a higher correlation coefficient ($R = 0.64$) and lower RMSD (6.23 cm/s, respectively). Note that using the time averaged HFR velocity fields also fills hourly holes of the raw data (as seen by the interruption of the space end time extracted series on Figure 13) in the extracted series, leading to more values available for the statistics. Finally, except for the exactly extracted meridional component, the RMSD and bias between both estimates are no more that 2-3 times the typical measurements errors of each instruments, that are about 2.5-3.5 cm/s for the HFR (see section 4) and ca 2-4 cm/s for the VM-ADCP. That seems reasonable given the fact that the low frequency (75 kHz) of the Tethys-2 mounted ADCP is far to be adapted for a best assessment of HFR surface velocities.

This first qualitative and quantitative analysis hence gives us robust arguments about the capacity of our HFR standard configuration with only the two primary radials to catch meso to submesoscale patterns. The question is now to assess the alternate configurations, i.e. the more complete one with all available radials (primary and secondary ones) and the degraded configurations. Results obtained with all available radials are shown in the bottom panel of Figure 13 with their statistics of ADCP comparisons summarized in Table 2. As expected, the velocity fields reconstructed with all available radials gives very similar results than the standard two primary radials ones: the space scales of the currents' structure are conserved with the same current intensity, both for the NC vein and the eddy. The statistics (correlation coefficients, RMSD and bias), are similarly good for the zonal component and only slightly improved for the meridional one. The main difference is the better upstream resolution of the NC vein East of 6.3 E, as previously shown in Section 4, that allows to correct the doubtful sudden apparition of the NC vein seen in the standard two primary radials configuration. This improvement is critical as the NC is known to flow continuously along the coast from the Ligurian Sea to the Catalan Sea.

7 Conclusions

The HFR network in Toulon is an original multistatic configuration to monitor the surface current, with 2 separated transmitters and receivers on 3 distant sites. The specificity of the bistatic geometry have been discussed and the limitations of the various elliptical velocities have been underlined: near-range variations of the bistatic angle, land masking, orientation of antenna arrays, SNR. Some pitfalls have been identified when processing mean currents, such as a negative bias on magnitude and strong RFI outliers in the case of an incomplete temporal coverage. Among the four available combinations leading to elliptical projections of the surface current vector, only 2 have been identified as primary, in the sense that they provide the best quality reconstruction and the wider coverage. Nevertheless, the secondary radials have been shown to extend the coverage and improve the reconstruction in some specific areas where the primary radials have identified defects. They have also be seen to be a useful substitute in case of hardware failure. We also found that having more than 2 independent elliptical projections of the surface current makes it possible to estimate their absolute accuracy thanks to a technique of reconstruction and reprojection. The measured hourly radials have been assessed though 2 types of oceanographic *in situ* measurements. A 2-day dedicated drifter campaign with 5 launches was analyzed and compared with instantaneous HFR surface currents. An overall good quantitative agreement has been found with the *carthe* drifters which integrate the current over the 65 cm top layer, with a RMSD of at most 7 cm/s for the primary radials and 13 cm/s for the secondary radials. When focusing on some trajectories that have the largest intersection with the radar coverage, an excellent agreement is obtained with RMSD of the order of 2.5 cm/s and 3-5 cm/s, respectively for the primary radials. Opportunity ADCP data from a 12 hours cruise on February 20, 2019 inside the radar coverage showed a good qualitative agreement with HFR derived currents and the ability of the latter to catch the spatio-temporal variability of the main meso-scale structures. For both the ADCP and drifter comparison, it has been found that the estimation of the dominant component of the current (zonal) is more reliable than the meridional one, which is significantly smaller and more subject to small-scale fluctuations.

Acknowledgements The upgrade of the WERA HFR system in Toulon as well as one of the authors (Anthony Gramoullé) have been funded by the EU Interreg Marittimo program SICOMAR-PLUS; the drifters have been acquired in the framework of the EU Interreg Marittimo program IMPACT; the operational maintenance of the installations has been contracted to the Degréane Horizon company over the period 2019-2021. We acknowledge the University of Toulon and the Ministère de l'Enseignement Supérieur, de la Recherche et de l'Innovation for funding the first author. The long-term monitoring of the Northern Current is part of the Mediterranean Ocean Observation Service for the Environment (MOOSE). We thank the Parc National de Port-Cros (PNPC) for its support and hosting of our radar transmitter in Porquerolles Island. We also thank the "Association Syndicale des Propriétaires du Cap Bénat" (ASPCB) for allowing our receiver array at the Cap Bénat as well as the Group Military Conservation and the Marine Nationale for hosting our radar installation in Fort Peyras.

Références

- Alberola C, Millot C, Font J (1995) On the seasonal and mesoscale variabilities of the northern current during the primo-0 experiment in the western mediterranean-sea. *Oceanologica Acta* 18(2):163–192
- Ardhuin F, Marié L, Rasclé N, Forget P, Roland A (2009) Observation and estimation of lagrangian, stokes, and eulerian currents induced by wind and waves at the sea surface. *Journal of Physical Oceanography* 39(11):2820–2838
- Barrick D (1972a) Remote sensing of sea state by radar. *Remote sensing of the troposphere* 12:1–46
- Barrick DE (1972b) First-order theory and analysis of MF/HF/VHF scatter from the sea. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* 20(1):2–10
- Baskin C, Roarty H, Kohut J, Glenn S (2016) Effectiveness of a bistatic system on high frequency radar resiliency. In: *OCEANS 2016 MTS/IEEE Monterey*, pp 1–5, DOI 10.1109/OCEANS.2016.7761296
- Bellomo L, Griffa A, Cosoli, Falco P, Gerin R, Iermano I, A K, Z K, Lana A, Magaldi M, Mamoutos I, Mantovani C, Marmain J, Potiris E, Sayol J, Barbin Y, Berta M, Borghini M, Bussani A, Corgnati L, Dagneaux Q, Gaggelli J, Guterma P, Mallarino D, Mazzoldi A, Molcard A, Orfila A, Poulain PM, Quentin C, Tintoré J, Uttieri M, Vetrano A, Zambianchi E, Zervakis V (2015) Toward an integrated HF radar network in the mediterranean sea to improve search and rescue and oil spill response: the TOSCA project experience. *Journal of Operational Oceanography* 8(2):95–107, DOI 10.1080/1755876X.2015.1087184
- Capodici F, Cosoli S, Ciraolo G, Nasello C, Maltese A, Poulainc PM, Drago A, Azzopardi J, Gauci A (2019) Validation of HF radar sea surface currents in the malta-sicily channel. *Remote Sensing of Environment* 225:65–76, DOI 10.1016/j.rse.2019.02.026
- Casella E, Molcard A, Provenzale A (2011) Mesoscale vortices in the ligurian sea and their effect on coastal upwelling processes. *Journal of Marine Systems* 88(1):12–19
- Chapman R, Shay LK, Graber HC, Edson J, Karachintsev A, Trump C, Ross D (1997) On the accuracy of hf radar surface current measurements: Intercomparisons with ship-based sensors. *Journal of Geophysical Research: Oceans* 102(C8):18,737–18,748
- Crépon M, Richez C (1982) Transient upwelling generated by two-dimensional atmospheric forcing and variability in the coastline. *Journal of Physical Oceanography* 12(12):1437–1457, DOI 10.1175/1520-0485(1982)012<1437:TUGBTD>2.0.CO;2
- Davis RE (1985) Drifter observations of coastal surface currents during code: The method and descriptive view. *Journal of Geophysical Research: Oceans* 90(C3):4741–4755
- Declerck A, Ourmières Y, Molcard A (2016) Assessment of the coastal dynamics in a nested zoom and feedback on the boundary current: the north-western mediterranean sea case. *Ocean Dynamics* 66(11):1529–1542
- Dumas D, Guérin CA (2020) Self-calibration and antenna grouping for bistatic oceanographic high-frequency radars. *arXiv preprint arXiv:200510528*
- Enrile F, Besio G, Stocchino A, Magaldi M, Mantovani C, Cosoli S, Gerin R, Poulain PM (2018) Evaluation of surface lagrangian transport barriers in the gulf of trieste. *Continental Shelf Research* 167:125–138
- Flexas M, Van Heijst G, Jordà G, Sánchez-Arcilla A (2004) Numerical simulation of barotropic jets over a sloping bottom: Comparison to a laboratory model of the northern current. *Journal of Geophysical Research: Oceans* 109(C12)
- Forget P (2015) Noise properties of HF radar measurement of ocean surface currents. *Radio Science* 50(8):764–777
- Graber HC, Haus BK, Chapman RD, Shay LK (1997) Hf radar comparisons with moored estimates of current speed and direction: Expected differences and implications. *Journal of Geophysical Research: Oceans* 102(C8):18,749–18,766
- Grosdidier S, Forget P, Barbin Y, Guérin CA (2014) HF bistatic ocean Doppler spectra: Simulation versus experimentation. *IEEE Trans Geosci and Remote Sens* 52(4):2138–2148
- Guérin CA, Dumas D, Gramoullé A, Quentin C, Saillard M, Molcard A (2019) The multistatic HF radar network in Toulon. In: *IEEE Radar 2019 Conference*, IEEE
- Guihou K, Marmain J, Ourmieres Y, Molcard A, Zakardjian B, Forget P (2013) A case study of the mesoscale dynamics in the north-western mediterranean sea: a combined data–model approach. *Ocean Dynamics* 63(7):793–808

- Gurgel KW, Essen HH, Kingsley S (1999) High-frequency radars: physical limitations and recent developments. *Coastal engineering* 37(3):201–218
- Kalampokis A, Uttieri M, Poulain PM, Zambianchi E (2016) Validation of HF radar-derived currents in the gulf of naples with lagrangian data. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters* 13(10):1452–1456
- Kelly F, Bonner J, Perez J, Adams J, Prouty D, Trujillo D, Weisberg RH, Luther ME, He R, Cole R, et al (2002) An hf-radar test deployment amidst an adcp array on the west florida shelf. In: *OCEANS'02 MTS/IEEE, IEEE*, vol 2, pp 692–698
- Kim S, Terrill E, Cornuelle B (2008) Mapping surface currents from HF radar radial velocity measurements using optimal interpolation. *Journal of Geophysical Research: Oceans* 113(C10)
- Kirincich A, Emery B, Washburn L, Flament P (2019) Improving surface current resolution using direction finding algorithms for multiantenna high-frequency radars. *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology* 36(10):1997–2014
- Lefèvre D (2010) *Moose(antares)*. Tech. rep., CNRS-INSU, URL <https://doi.org/10.18142/233>
- Lipa B, Barrick D (1983) Least-squares methods for the extraction of surface currents from codar crossed-loop data: Application at arsløe. *IEEE Journal of Oceanic Engineering* 8(4):226–253
- Lipa B, Whelan C, Rector B, Nyden B (2009) Hf radar bistatic measurement of surface current velocities: drifter comparisons and radar consistency checks. *Remote Sensing* 1(4):1190–1211
- Lumpkin R, Özgökmen T, Centurioni L (2017) Advances in the application of surface drifters. *Annual Review of Marine Science* 9:59–81
- Marmain J, Forget P, Molcard A (2011) Characterization of ocean surface current properties from single site HF/VHF radar. *Ocean Dynamics* 61(11):1967–1979
- Marmain J, Molcard A, Forget A, Barth A, Ourmières Y (2014) Assimilation of HF radar surface currents to optimize forcing in the northwestern Mediterranean sea. *Nonlinear Processes in Geophysics* 21(3):659–675
- Millot C (1991) Mesoscale and seasonal variabilities of the circulation in the western mediterranean. *Dynamics of Atmospheres and Oceans* 15(3-5):179–214
- Millot C, Taupier-Letage I (2005) Circulation in the Mediterranean sea. In: *The Mediterranean Sea*, Springer, pp 29–66
- Molcard A, Poulain P, Forget P, Griffa A, Barbin Y, Gaggelli J, De Maistre J, Rixen M (2009) Comparison between VHF radar observations and data from drifter clusters in the Gulf of La Spezia (Mediterranean Sea). *J Mar Syst* 78:S79–S89, DOI <https://doi.org/10.1016/j.jmarsys.2009.01.012>
- Morey S, Wienders N, Dukhovskoy D, Bourassa M (2018) Measurement characteristics of near-surface currents from ultra-thin drifters, drogued drifters, and HF radar. *Remote Sensing* 10(10):1633
- Novelli G, Guigand C, Cousin C, Ryan E, Laxage J, Dai H, Haus K, Özgökmen T (2017) A biodegradable surface drifter for ocean sampling on a massive scale. *J Atmos Oceanic Technol* 34:2509–2532, DOI 10.1175/JTECH-D-17-0055.1
- Novelli G, Guigand C, Özgökmen T (2018) Technological advances in drifters for oil transport studies. *Marine Technology Society Journal* 52(6):53–61
- Ohlmann C, et al (2007) Interpretation of coastal HF radar-derived surface currents with high-resolution drifter data. *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology* 24(4):666–680
- Özgökmen T, Boufadel M, Carlson D, Cousin C, Guigand C, Haus B, Horstmann J, Lund B, Molemaker J, Novelli G (2018) Technological advances for ocean surface measurements by the consortium for advanced research on transport of hydrocarbons in the environment (carthe). *Marine Technology Society Journal* 52(6):71–76
- Paduan JD, Rosenfeld LK (1996) Remotely sensed surface currents in monterey bay from shore-based hf radar (coastal ocean dynamics application radar). *Journal of Geophysical Research: Oceans* 101(C9):20,669–20,686
- Paduan JD, Washburn L (2013) High-frequency radar observations of ocean surface currents. *Annual review of marine science* 5:115–136
- Paduan JD, Kim KC, Cook MS, Chavez FP (2006) Calibration and validation of direction-finding high-frequency radar ocean surface current observations. *IEEE Journal of Oceanic Engineering* 31(4):862–875

- Piterbarg L, Taillandier V, Griffa A (2014) Investigating frontal variability from repeated glider transects in the ligurian current (north west mediterranean sea). *Journal of Marine Systems* 129:381–395
- Quentin C, Barbin Y, Bellomo L, Forget P, Gagelli J, Grosdidier S, Guérin CA, Guihou K, Marmain J, Molcard A, Zakardjian B, Guterman P, Bernardet K (2013) HF radar in French Mediterranean Sea: an element of MOOSE Mediterranean Ocean Observing System on Environment. In: *Ocean & Coastal Observation: Sensors and observing systems, numerical models & information*, Nice, France, pp 25–30, URL <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00906439>
- Roarty H, Cook T, Hazard L, Harlan J, Cosoli S, Wyatt L, Alvarez Fanjul E, Terrill E, Otero M, Largier J, et al (2019) The global high frequency radar network. *Frontiers in Marine Science* 6:164
- Robinson A, Wyatt L, Howarth M (2011) A two year comparison between hf radar and adcp current measurements in liverpool bay. *Journal of operational oceanography* 4(1):33–45
- Röhrs J, Sperreik AK, Christensen KH, Broström G, Breivik Ø (2015) Comparison of hf radar measurements with eulerian and lagrangian surface currents. *Ocean Dynamics* 65(5):679–690
- Rypina I, Kirincich A, Limeburner R, Udovychenkov I (2014) Eulerian and lagrangian correspondence of high-frequency radar and surface drifter data: Effects of radar resolution and flow components. *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology* 31:945–966, DOI 10.1175/JTECH-D-13-00146.1
- Sammarì C, Millot C, Prieur L (1995) Aspects of the seasonal and mesoscale variabilities of the northern current in the western mediterranean sea inferred from the prolig-2 and pros-6 experiments. *Deep Sea Research Part I: Oceanographic Research Papers* 42(6):893–917
- Sentchev A, Forget P, Fraunié P (2017) Surface current dynamics under sea breeze conditions observed by simultaneous HF radar, adcp and drifter measurements. *Ocean Dynamics* 67(3-4):499–512
- Shadden S, Lekien F, Paduan J, Chavez F, Marsden JE (2009) The correlation between surface drifters and coherent structures based on high-frequency radar data in monterey bay. *Deep Sea Research Part II: Topical Studies in Oceanography* 56(3-5):161–172
- Stewart RH, Joy JW (1974) HF radio measurements of surface currents. In: *Deep Sea Research and Oceanographic Abstracts*, Elsevier, vol 21, pp 1039–1049
- Taupier-Letage I, Millot C (1986) General hydrodynamical features in the ligurian sea inferred from the dyome experiment. *Oceanologica Acta* 9(2):119–131
- Whelan C, Hubbard M (2015) Benefits of multi-static on HF radar networks. In: *OCEANS 2015-MTS/IEEE Washington*, IEEE, pp 1–5
- Yang J, Wang R, Shi Y, Xu X, Li S, Wang C, Zhou H, Wen B, Wu S (2014) Dual-use multistatic HF ocean radar for current mapping and ship tracking. *IEICE Electronics Express* pp 11–20140,281
- Yoshikawa Y, Matsuno T, Marubayashi K, Fukudome K (2007) A surface velocity spiral observed with adcp and hf radar in the tsushima strait. *Journal of Geophysical Research: Oceans* 112(C6)

1 **New signal processing techniques for phased-array oceanographic radars:**
2 **self-calibration, antenna grouping and denoising**

3 Dylan Dumas and Charles-Antoine Guérin

4 *MIO, Université de Toulon, Aix-Marseille Univ, CNRS, IRD, Toulon, France*

5 *Corresponding author:* Charles-Antoine Guérin, guerin@univ-tln.fr

6 ABSTRACT: We propose original techniques for the improvement of surface current mapping with
7 phased-array oceanographic High-Frequency Radars. The first idea, which works only in bistatic
8 configuration, is to take advantage of the remote transmitter to perform an automatic correction
9 of the receiving antennas based on the signal received in the direct path, an adjustment which we
10 designate as “self-calibration”. The second idea, which applies to both mono- and bistatic systems,
11 consists in applying a Direction Finding (DF) technique (instead of traditional Beam Forming)
12 not only to the full array of antenna but also to subarrays made of a smaller number of sequential
13 antennas, a method which we refer to as “antenna grouping”. In doing this, the number of sources
14 can also be varied, leading to an augmented number of DF maps that can be averaged. The
15 combination of self-calibration, antenna grouping and source stacking makes it possible to obtain
16 high-resolution maps with increased coverage and is found robust to damaged antennas. The third
17 improvement concerns the mitigation of noise in antenna signal. These methods are illustrated
18 with the multistatic High-Frequency Radar network in Toulon and their performances assessed
19 with drifters. It is shown that the improved DF technique notably ameliorates the accuracy of radar
20 based surface current with respect to the conventional Beam Forming technique.

21 1. Introduction

22 High-Frequency Radars (HFR) are routinely used for the mapping of coastal surface currents.
23 The main physical principle underlying this detection have been unveiled in the pioneering works
24 of Crombie (Crombie 1955) and Barrick (Barrick 1972). It relies on measuring the Doppler shift
25 induced by the radial surface current on the backscattered sea echo. This is made possible by the
26 presence of a couple of very marked peaks in the Doppler spectrum, referred to as the “Bragg
27 lines”. This terminology alludes to a grating effect which is observed in HFR scattering from
28 gravity waves and which is similar to the resonant mechanism observed in X-ray Bragg diffraction
29 from crystals. There is abundant literature on the estimation of surface currents from HFR and
30 the associated applications (see e.g. the review papers Paduan and Graber (1997); Headrick and
31 Thomason (1998); Paduan and Washburn (2013); Wyatt (2014); Roarty et al. (2019); Reyes et al.
32 (2022); Lorente et al. (2022)) and we will not enter in the details. Suffice to say, the extraction
33 of surface current maps from HFR antenna voltage results from a complex but universal chain of
34 signal processing steps. Most HFR systems are monostatic, that is have co-located transmitters
35 and receivers, and use pairs of radar to infer two radial components from which the surface current
36 vector can be recombined. In some cases it is advantageous to operate in bistatic configuration
37 (e.g. (Grosdidier et al. 2014)) in which the transmitter and receiver are located remotely or even
38 multistatic systems which are a combination of remote transmitters and receivers (e.g. (Dumas
39 et al. 2020)).

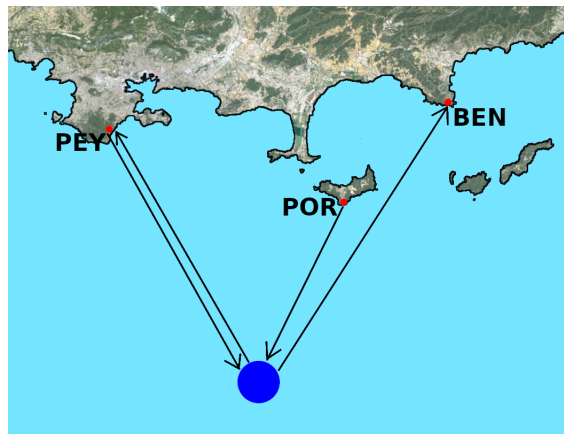
40 The aforementioned chain of processing is common to monostatic and bistatic configuration
41 with some adaptation in the geometrical formulas (see e.g. Lipa et al. (2009)). For a bistatic
42 pair of (TX,RX) the iso-range radar cells follow ellipses with focii at the transmitter and receiver
43 locations (as opposed to circles around the transmitter in the monostatic case). The resonant Bragg
44 frequency f_B in the Doppler spectrum depends on the bistatic angle φ (with $f_B^2 = g \cos \varphi / (\pi \lambda)$)
45 hence on the sea surface patch, while it is constant in the monostatic case (with $f_B^2 = g / (\pi \lambda)$).
46 Any observed Doppler shift Δf with respect to this local Bragg frequency is proportional to the
47 projected component U_n of the surface current vector \mathbf{U} onto the normal direction to the ellipse,
48 which is referred to as the elliptical velocity ($U_n = \lambda \Delta f / (2 \cos \varphi)$). In the monostatic case this
49 frequency shift is proportional to the radial component U_r of the surface current vector along the
50 radar look direction, ($U_r = \lambda \Delta f / 2$).

51 The most critical and system-dependent operation in processing HFR data for producing current
52 maps is the azimuthal discrimination of the backscattered antenna signal. For linear or quasi-linear
53 extended arrays of antennas, this is usually done with a Beam Forming (BF) technique which
54 allows to steer the bearing angle by adjusting numerically the relative phase shifts of the antenna
55 signals (e.g. (Gurgel et al. 1999b)). This makes it possible to sweep continuously the angular sector
56 covered by the radar. However, the resulting azimuthal accuracy depends on the array extension
57 and deteriorates significantly as the steering angle deviates from the central direction. Compact
58 antenna systems rely on high-resolution methods such as Direction Finding (DF) techniques with
59 the weak point that this requires longer integration time, produces lacunary maps and is more prone
60 to errors. These two techniques will be analyzed and compared in the following in the context of
61 the HFR network in Toulon. This last system has been operated for one decade in bistatic mode
62 and is running in multistatic mode as of January 2019 ((Grosdidier et al. 2014; Guérin et al. 2019;
63 Dumas et al. 2020)). While developing specific software for the azimuthal processing of these
64 data in such a nonstandard configuration we discovered a novel opportunity offered by the bistatic
65 mode, namely a possible instantaneous calibration of the receiving antenna with the direct signal
66 of the remote transmitter. This prevents from conducting dedicated campaigns that require either
67 the deployment of ships (e.g. Kohut and Glenn (2003)) or aerial drones Washburn et al. (2017) or
68 external sources of opportunity Emery et al. (2014).

69 We refer to this simple and automatic technique as a “self-calibration” method since it does not
70 require any specific action from the operator (besides an additional line of code in the software)
71 and can be performed in real time for every time series. As we will see, an hourly update of the
72 array calibration is necessary as the required phase corrections follow diurnal cycle and seasonal
73 evolution. Another original aspect of the historical network was the limited extension and irregular
74 form of the initial antenna arrays (8 antenna from 2012 to 2018) which led its first operators to
75 develop high-resolution DF methods ((Barbin et al. 2009; Barbin 2011)). The antenna arrays were
76 extended to linear arrays of 12 antennas in 2019 and 2020 but the idea of using DF for non-compact
77 arrays was maintained and improved. In 2019 we devised an improved Direction-Finding technique
78 based on testing multiple subarrays, a method which we termed “antenna grouping”. The self-
79 calibration and antenna grouping techniques are currently running on site for the processing of near
80 real-time HFR data in Toulon (<http://hfradar.univ-tln.fr/>) and have been used for the reprocessing

81 of the historical data (2012-2018). After a brief presentation of this HFR network (Section 2),
82 we will introduce the self-calibration method (Section 3) and the antenna grouping in the context
83 of DF (Section 4) as well as noise mitigation techniques (Section 5). When used together, these
84 methods allow for a significant improvement of surface current mapping in terms of accuracy,
85 coverage and robustness to hardware failure. An assessment of accuracy of these novel techniques
86 and comparison with classical BF is performed in the light of a drifter campaign (Section 6).

87 2. The HFR in Toulon



88 FIG. 1. The three HFR sites in the region of Toulon: 1) Fort Peyras (TX/RX, “PEY”); 2) Cap Bénat (RX,
89 “BEN”); 3) Porquerolles Island (TX, “POR”).

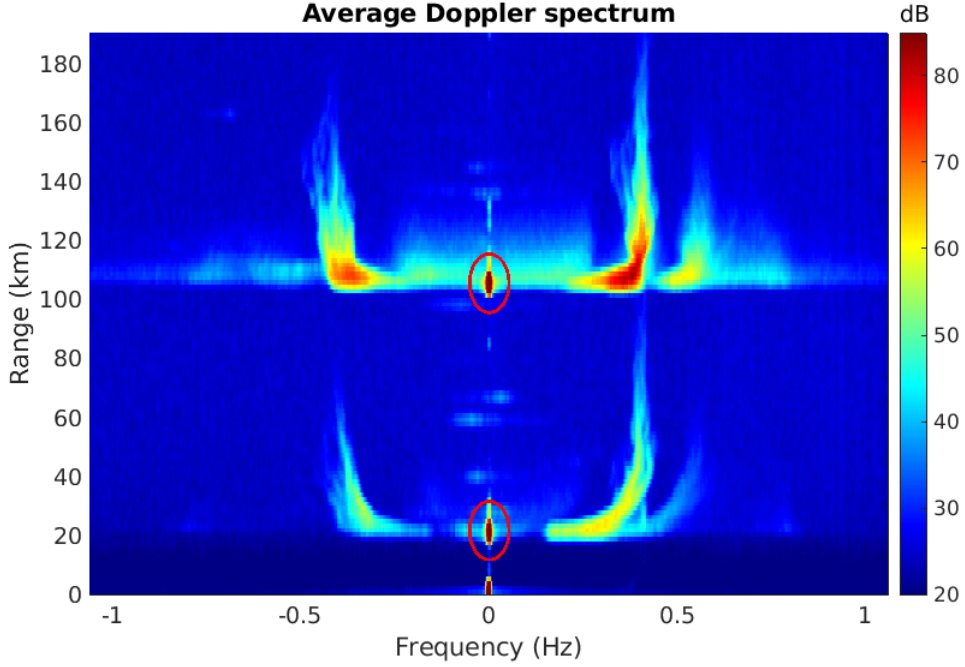
90 The HFR network in Toulon is manufactured by WERA Helzel Messtechnik. It is composed of
91 2 transmitters and 2 receivers located on three distant sites (Figure 1). A standalone transmitter is
92 located on Porquerolles Island, 27 km South-East of Toulon; its single, non-directional, emitting
93 antenna illuminates a wide sea area to the South. A first receiver is located at Cap Bénat, 35 km
94 East of Toulon, with a regular linear array of 12 receiving active antennas (70 deg from North,
95 anticlockwise) with 0.45λ spacing. The second transmitter and receiver are located at Fort Peyras
96 about 8 km South West of Toulon. The receiving array is composed of a linear array of 12 passive
97 antennas along the North-South direction with a 0.45λ spacing as well. Note that the present
98 combination of 2 TX and 2 RX leads to 3 bistatic pairs and 1 monostatic pair which can be used for
99 the surface current vector reconstruction. We refer to (Gurgel et al. 1999a) for a detailed account
100 of the processing of the radar signal and to (Guérin et al. 2019) for its adaptation to the multistatic

101 mode. Range gating is obtained by the standard frequency-modulated continuous wave (FMCW)
 102 HFR technology. The two transmitters POR and PEY send continuous chirp ramps of duration
 103 0.26 seconds within a frequency band of 100 kHz around the same central frequency $f = 16.150$
 104 MHz, allowing for a 1.5 km range resolution. In the standard frequency-modulated continuous
 105 wave (FMCW) HF radar technology, the range gating is obtained by Fourier Transforming the
 106 radar signal on the fast time and binning the received signal in frequency shifts (Gurgel and Schlick
 107 2009). A complex Doppler spectrum is calculated for every single range cell and antenna by
 108 Fourier Transform of the recorded voltage time series at the slow time, that is the chirp rate. Its
 109 squared modulus is referred to as the omnidirectional Power Spectral Density (PSD). In order for
 110 the receivers to discriminate the signal scattered from the two different sources, the two emitting
 111 central frequencies are offset by a multiple of a frequency bin in such a way that the first half
 112 of the range cells are allocated to one transmitter and the other half to the second transmitter.
 113 Figure 2 shows typical range-Doppler maps obtained by processing the range resolved temporal
 114 signal received on a single antenna in Cap Bénat and Fort Peyras, respectively. The first “floor”
 115 corresponds to the bistatic sea echo from the Fort Peyras transmitter while the second floor is the
 116 bistatic return from the Porquerolles transmitter. Note the typical features of the bistatic Range-
 117 Doppler spectrum, that is U-shaped Bragg lines and an offset in range corresponding to half the
 118 straight distance between transmitter and receiver.

122 3. Self-calibration of antenna arrays

123 *a. Beam-Forming and its issues*

124 For extended antenna arrays, BF is the traditional method to discriminate the radar signal in
 125 azimuth. Consider the canonical problem of a periodic linear array of N identical antennas with
 126 spacing d , illuminated by a plane wave with wavenumber $K = 2\pi/\lambda$ incoming from a direction θ_s
 127 measured from the normal to the array. In the absence of noise and assuming a perfectly coherent
 128 monochromatic incident wave, the complex time series recorded on the I&Q channels of each
 129 antenna is proportional to $e^{i2\pi ft} S_n$, where f is the radar frequency and S_n is a complex antenna
 130 gain depending only on the source direction θ_s . For simplicity we assume that all antennas have the
 131 same unit gain in amplitude and differ only by a phase shift. Once normalized by the first antenna,
 132 the complex signal S_n on the n th antenna depends only on its position in the array and the direction



119 FIG. 2. Bistatic Range-Doppler spectra on the Bénat receiver with 2 simultaneous transmitters. The upper
 120 floor corresponds to the Porquerolles transmitter and the lower floor to the Peyras transmitter. The direct signal
 121 from the transmitter to the receiver is a strong echo at the zero-Doppler cell (red circles)

133 of the source:

$$S_n = e^{-i(n-1)Kd\sin\theta_s} \quad (1)$$

134 The so-called Array Factor ((Balanis 2016)):

$$AF(\theta) = \sum_{n=1}^N e^{i(n-1)Kd(\sin\theta - \sin\theta_s)} \quad (2)$$

135 gives the remote electric field amplitude in the far-field that would be produced by an array of
 136 identical radiators S_n by virtue of the principle of reciprocity. It is maximal in the direction of the
 137 source $\theta = \theta_s$ with a main lobe of width $\lambda/(Nd)$. An array factor can also be defined for irregular
 138 arrangements. This is important as the site topography often prevents from installing the complete
 139 array along a straight line. Denoting d_n the relative vector position of the nth antenna with respect

140 to the first one, the array factor for an incoming source in direction θ_s can be written as:

$$AF(\theta) = \sum_{n=1}^N e^{+iK(\mathbf{u}(\theta) - \mathbf{u}(\theta_s)) \cdot \mathbf{d}_n} \quad (3)$$

141 where $\mathbf{u}(\theta)$ is the outgoing unit vector in direction θ . For later use note that the array factor can
 142 be expressed as a scalar product between the so-called steering vectors in direction of the source
 143 (θ_s) and in direction of observation (θ):

$$AF(\theta) = \mathbf{a}(\theta) \cdot \mathbf{a}(\theta_s)^*, \quad (4)$$

144 where the steering vector is defined as:

$$\mathbf{a}(\theta) = \left(1, e^{iK\mathbf{u}(\theta) \cdot \mathbf{d}_1}, \dots, e^{iK\mathbf{u}(\theta) \cdot \mathbf{d}_N} \right) \quad (5)$$

145 BF consists in re-radiating the received complex multidimensional signal $\mathbf{S} = (S_1, \dots, S_N)$ at infinity
 146 while continuously steering the angle θ in the array factor in order to unveil all incoming sources.
 147 This is done for each chirp number and range index so that in the end the following complex time
 148 series is obtained as a function of range (R), bearing (θ) and time (t):

$$X(R, \theta, t) = \mathbf{a}(\theta) \cdot \mathbf{S}^*(R, t) \quad (6)$$

149 A directional PSD can be obtained with the square modulus of the Fourier Transform of this matrix
 150 along the time axis leading to the so-called directional Range-Doppler spectra. The angular spread
 151 of the AF determines the accuracy and the quality of the azimuthal discrimination and therefore the
 152 resolution of the Bragg lines in the directional Doppler spectra. In particular, secondary lobes can
 153 be an important source of error if insufficiently rejected since they may “capture” strong sources
 154 (through their Bragg lines) away from the focusing direction. Secondary lobes can be efficiently
 155 rejected by using tapering window but the azimuthal resolution remains bound to the array extent.
 156 In addition, the perturbations of the electromagnetic environment as well as the misalignment
 157 of the antennas induce phase shifts with respect to the theoretical values which depend only on
 158 the array geometry. This results in a deformation of the array factor with possible mispointing

159 and enhancement of secondary lobes. The phase perturbation can induce a mispointing of a few
 160 degrees and a strong enhancement of secondary lobes. This will cause a systematic error in the
 161 direction of arrival of any source.

162 *b. Self-calibration with one single source*

163 The classical technique for HFR antenna calibration is based on using a transponder on a boat trip
 164 surrounding the emission site and measuring the complex response of each antenna, the so-called
 165 antenna manifold. This operation is in general time and money consuming, requires dedicated
 166 manpower and can only be performed once in a while. We instead propose to take advantage of
 167 the bistatic configuration to calibrate the antennas using the direct signal of the remote transmitter.
 168 The direct signal refers to the EM wave train which propagates in straight line from the transmitter
 169 to the receiver without being scattered by sea surface patches on the travel path. It corresponds to
 170 the minimal bistatic distance, which is the distance between the transmitting and receiving sites. It
 171 is also concentrated on the zero-Doppler cell because this source is not Doppler-shifted by waves.
 172 The direct signal is therefore a strong echo concentrated on a particular cell in the range-Doppler
 173 map. It can be clearly seen in Figure 2 as the red spots circled in red. The complex direct signal D_n
 174 recorded on the n th antenna can thus be extracted from the zero-Doppler cell at the minimal range
 175 after range and Doppler processing of the I and Q signals. Now, from the receiving array point of
 176 view, the direct signal is that from an incoming plane wave in direction θ_s of the transmitter. It
 177 should therefore produce the expected relative phase shifts $-K\mathbf{u}(\theta_s) \cdot \mathbf{d}_n$ ($= -(n-1)Kd \sin \theta_s$ for
 178 a linear periodic array). In terms of complex gain this means:

$$D_n = e^{-iK(\mathbf{u}(\theta_s) \cdot \mathbf{d}_n)} D_1 = e^{i\phi_n} D_1 \quad (7)$$

179 The idea of self-calibration is to compare the theoretical geometrical phase shift between antennas
 180 to the actual phase shift measured from the direct signal. The difference between the expected and
 181 actual phase shift is a phase perturbation which should be compensated for when processing the
 182 antenna signals in azimuth. The self-calibration procedure therefore runs as follows:

- 183 1. For each chirp and each antenna, extract the complex direct signal \tilde{D}_n on each antenna by
 184 retaining the zero-Doppler/minimal range cell from the range-resolved I & Q signal and
 185 calculate its phase $\tilde{\phi}_n = \arg(\tilde{D}_n/\tilde{D}_1)$ relative to the first antenna in the array.

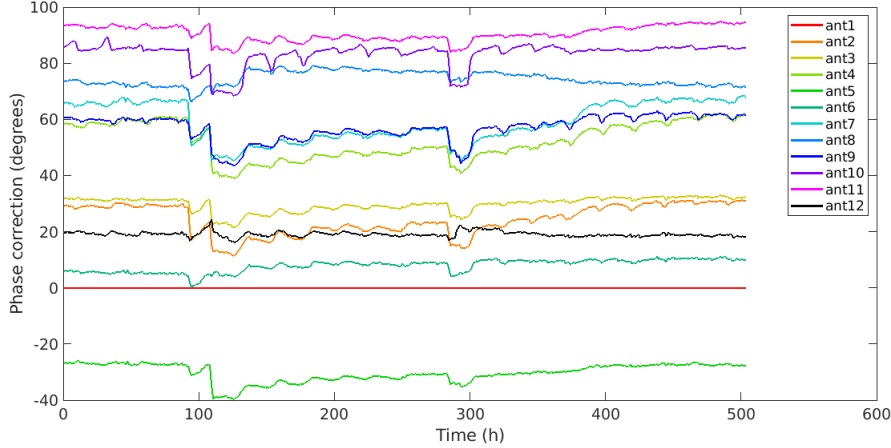
186 2. Calculate the phase difference $\delta\phi_n = \tilde{\phi}_n - \phi_n$ with respect to a theoretical array illuminated by
187 a plane wave in direction of the transmitter (θ_s).

188 3. Before extracting the directional signal $X(R, \theta, t)$ as in (6), correct the complex antenna gain
189 by this phase difference:

$$\tilde{S}_n(R, t) = S_n(R, t)e^{i\delta\phi_n} \quad (8)$$

190 By doing this we assume that the phase corrections $\delta\phi_n$ do not depend on the bearing θ . This
191 important property is not granted *a priori* and the only certitude is that these phase corrections are
192 appropriate in the direction θ_s of the transmitter. We therefore need the additional assumption that
193 the required phase corrections $\delta\phi_n$ do not vary (at least, not appreciably) with the bearing. This is
194 the main weakness of the method as compared to classical boat calibration, where all bearing can
195 in principle be tested. Nevertheless, the calibration error resulting from a constant phase correction
196 can be evaluated whenever a second remote transmitter is available, since the direct signal in this
197 last direction can also be extracted and compared with the predicted and corrected phase shifts
198 using the first transmitter. This was done with the Bénat receiver using the Peyras and Porquerolles
199 transmitters, which are separated by about 50 degrees in bearing. We found a RMS phase error of
200 20 degrees as compared to 32 degrees without any correction. As we will see in the next subsection,
201 this can be further improved by using multiple source calibration. Again, the main advantage of
202 self-calibration over dedicated in situ campaigns is that it can be automatically updated at each
203 radar observation cycle (in our case, one hour) and can therefore follow the natural evolution of
204 the array response in time. We investigated the hourly variations of the Bénat receiver calibration
205 phases over 3 weeks (November 4-24, 2020, corresponding to the drifters period in Section 6)
206 with the Porquerolles emitter (Figure 3). As seen, the phase corrections can vary significantly over
207 weeks, with a visible diurnal cycle, some abrupt changes and a slow linear trend for some antennas.
208 We hypothesize that this is caused by changes in humidity and temperature that would affect the
209 cables and antenna impedances. It shows in any case that the instantaneous picture provided by a
210 one-time ship or drone campaign becomes rapidly obsolete.

213 Figure 4 shows two examples of elliptical/radial velocity maps obtained by processing one hour
214 of data of each receiver. The azimuthal processing has been performed using the BF technique
215 without (left panel) and with (right panel) self-calibration of the complex antenna gains. As



211 FIG. 3. Hourly variations of the self-calibration phases obtained with the Porquerolles emitter on the Bénat
 212 receive array. Antenna 1 is the reference.

216 seen, this makes important changes in the radial current map. The uncalibrated version shows
 217 disconnected and noisy radial current patterns which do not correspond to the main picture of a
 218 dipole structure expected for a dominant westwards flowing current vein. The calibrated map is
 219 more consistent in this respect.

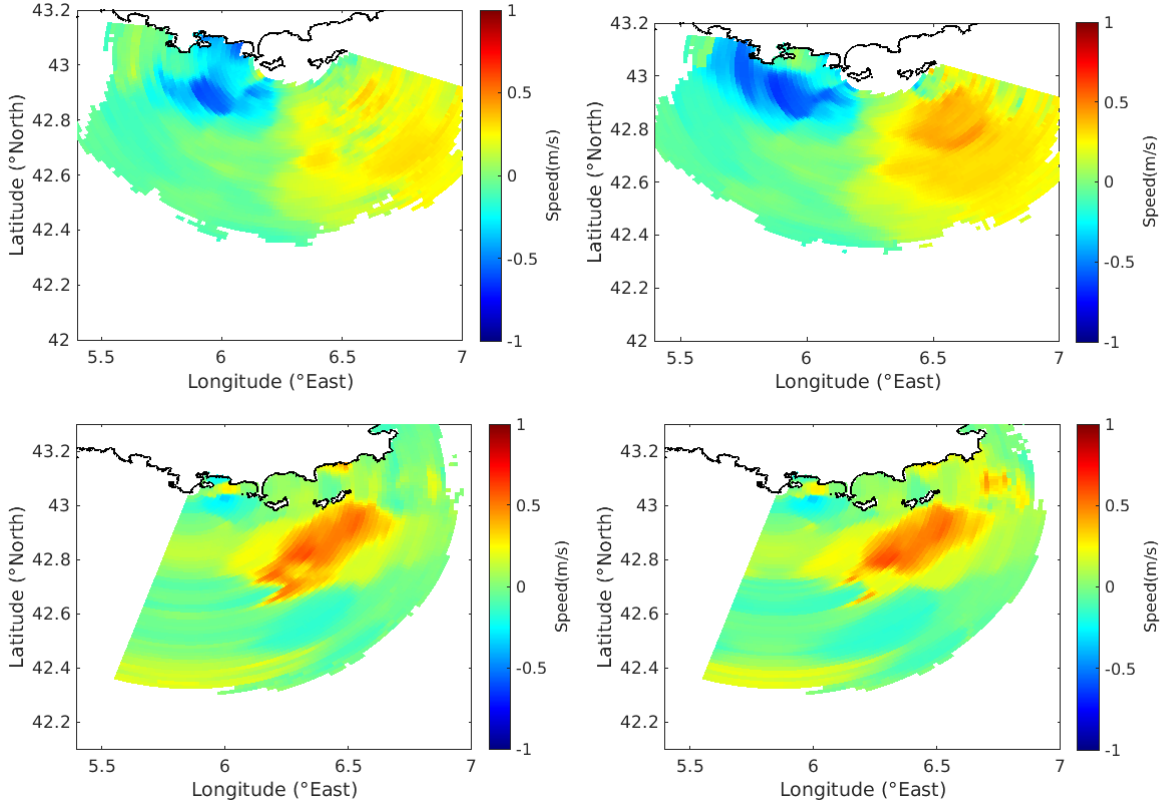
225 *c. Self-calibration with multiple sources*

226 Whenever several far sources are available, the strong hypothesis of constant phase corrections
 227 $\delta\phi_n$ can be relaxed and a dependence on bearing can be introduced. This is the case for the
 228 multistatic HFR network in Toulon where the two distant emitters (POR and PEY) can be used
 229 on the receiver site (BEN). Consider the general situation of M available far sources in directions
 230 $\theta_1 \leq \dots \leq \theta_M$. We generalize the one-source calibration by defining the relative phase $\tilde{\phi}_{m,n}$ of the
 231 complex direct signal produced by the m th source on the n th antenna:

$$\tilde{\phi}_{m,n} = \arg \left(\frac{\tilde{D}_{m,n}}{\tilde{D}_{m,1}} \right) \quad (9)$$

232 leading to a phase correction:

$$\delta\phi_{m,n} = \tilde{\phi}_{m,n} - \phi_{m,n} \quad (10)$$

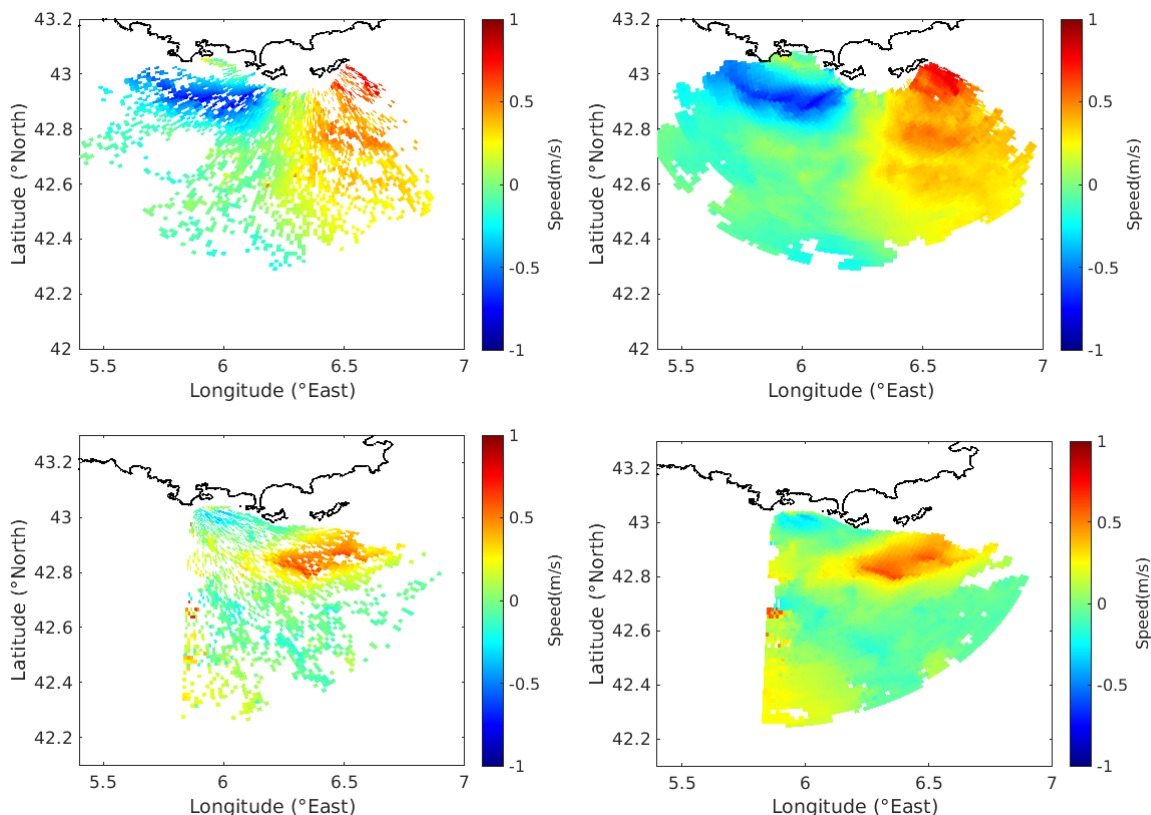


220 FIG. 4. Top panels: elliptical velocity maps obtained on October 13, 2019, 17.00 UTC from one hour
 221 observation with the Porquerolles transmitter and Cap Bénat receiver. The azimuthal processing of HFR data has
 222 been performed using the BF method without (top left panel) and with (top right panel) self-calibration. Bottom
 223 panels: radial velocity map obtained on November 11, 2020, 03.00 UTC from one hour observation with the
 224 Peyras transmitter and receiver, without (bottom left panel) or with (bottom right) self-calibration.

233 A bearing-dependent phase correction $\delta\phi_n(\theta)$ can be obtained by the utilization of the above
 234 coefficients in the vicinity of each source direction. To avoid the discontinuity of the phase
 235 corrections and to ensure their consistency we interpolate the prescribed phase corrections (in fact,
 236 their sinus and cosinus to avoid phase ambiguity) in every angular sector defined by two successive
 237 source bearings θ_m and θ_{m+1} . For bearings that are beyond the extreme sources ($\theta \leq \theta_1$ and $\theta \geq \theta_M$)
 238 we assume a constant phase correction given by the closest source (θ_1 or θ_M).

239 **4. Antenna grouping**

240 *a. Direction Finding and its issues*



241 FIG. 5. Elliptical velocity obtained on October 13, 2019, 17.00 UTC from one hour observation with the
242 Porquerolles transmitter and Cap Bénat receiver. The azimuthal processing of HFR data has been performed
243 using DF azimuthal processing with one single array of 12 antennas (top left panel) and antenna grouping with
244 all subarrays of 8 to 12 antennas (top right panel) and with stacking from 1 to 6 sources with each subarray. The
245 self-calibration of antenna phases has been applied in both cases. Same case with Peyras on November 11, 2020,
246 03.00 UTC at the bottom.

247 The Direction Finding (DF) technique is a high-resolution method for determining the directions
248 of arrival (DOA) of unknown sources (also referred to as “emitters” in the literature) in the far field.
249 It is based on the MUSIC (MULTiple SIGNAL Classification) algorithm (Bienvenu and Kopp 1983;
250 Schmidt 1986; Krim and Viberg 1996) applied to each complex Doppler ray measured on every
251 single antenna. It allows to find at most $N - 1$ DOA by combining N antennas. In the context of
252 surface current mapping the DOA are the bearings associated to each given value of the radial or

253 elliptical velocity, corresponding to a given Doppler shift. The MUSIC algorithm assumes that the
 254 signal originating from the different sources is a discrete, stationary random process (of dimension
 255 N) and is perturbed by an additive white random noise vector. The covariance matrix Σ of the
 256 complex antenna signals is a $N \times N$ matrix with elements

$$\Sigma_{ij} = \text{Cov}(Y_i, Y_j^*) \quad (11)$$

257 where Y_i is the complex Doppler ray (at a given frequency shift) from the i th antenna. To evaluate this
 258 quantity, the coherent time series recorded on each antenna channel is split in overlapping intervals
 259 and an estimation of the complex Doppler spectrum is obtained for each time interval. This provides
 260 for each pair (i, j) of antennas and each Doppler ray a certain number of (quite) independent samples
 261 from which the ensemble average in (11) can be evaluated. The optimal number of samples results
 262 from a trade-off between the convergence of the matrix cross-products to their statistical mean
 263 and the Doppler frequency resolution which decreases with the sample size. Next a Singular
 264 Value Decomposition (SVD) of the covariance is sought, $\Sigma = U\Lambda U^*$ where $\Lambda = \text{Diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_N)$
 265 is the diagonal matrix of singular values ($\lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_N \geq 0$) and $U = (\mathbf{U}_1, \dots, \mathbf{U}_N)$ is the matrix of
 266 eigenvectors \mathbf{U}_j . In the absence of noise, the M positive singular values $\lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_M > 0$ identify
 267 the number and strength of the different sources and the associated eigenvectors $\mathbf{U}_1, \dots, \mathbf{U}_M$ their
 268 direction. Precisely, the eigenvector coincides with the normalized steering vector in the direction
 269 θ_j of the source, $\mathbf{U}_j = \mathbf{a}(\theta_j) / \|\mathbf{a}(\theta_j)\|$. The remaining $N - M$ eigenvalues $\lambda_{M+1} = \dots = \lambda_N = 0$ and
 270 associated eigenvectors $\mathbf{U}_{M+1} \dots \mathbf{U}_N$ define the null subspace. In the presence of noise, these last
 271 eigenvalues are actually nonzero but are supposed to be clearly lower than the signal eigenvalues
 272 ($\lambda_N \leq \dots \leq \lambda_{M+1} \ll \lambda_M$); the corresponding subspace is called the noise subspace. The idea of
 273 the MUSIC algorithm is to identify the direction of arrival by minimizing the projection of the
 274 steering vector onto the noise subspace, which amounts to maximize its inverse:

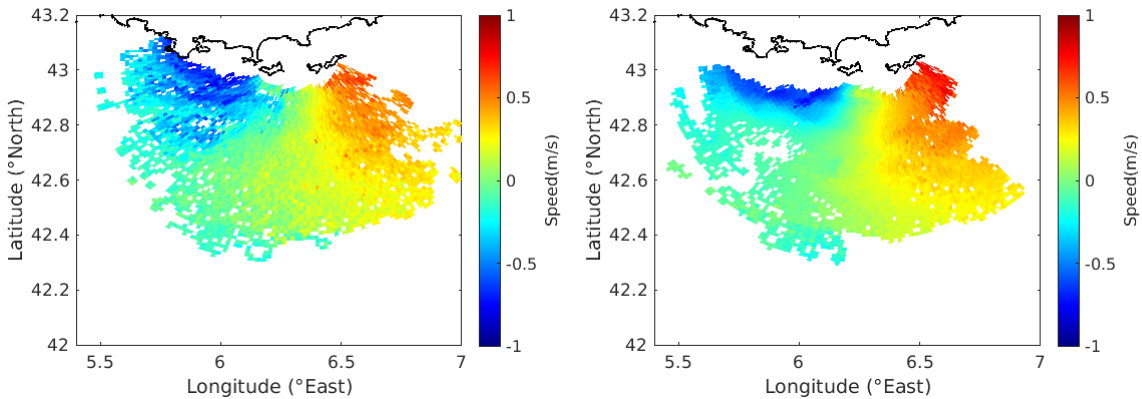
$$Q(\theta) = \frac{\|\mathbf{a}(\theta)\|^2}{\|\sum_{m=M+1}^N [\mathbf{a}(\theta) \cdot \mathbf{U}_m^*] \mathbf{U}_m\|^2} \quad (12)$$

275 This quantity is referred to as the MUSIC DOA function; its first M maxima above some threshold
 276 identify the sources. As it is well-known, the main advantage of the DF method with respect to
 277 the BF method is its better ability to detect sharp spatial variations of surface current and a better

278 robustness of its estimates to decreasing Signal to Noise Ratio (SNR) and increasing bearing angles
 279 (Laws et al. (2000)). However, there is no plain definition of azimuthal resolution in that case
 280 and statistical quantificators based on the uncertainty of the DOA must be devised to replace this
 281 concept (Emery and Washburn (2019)), wherein the size of the antenna array implicitly plays an
 282 important role.

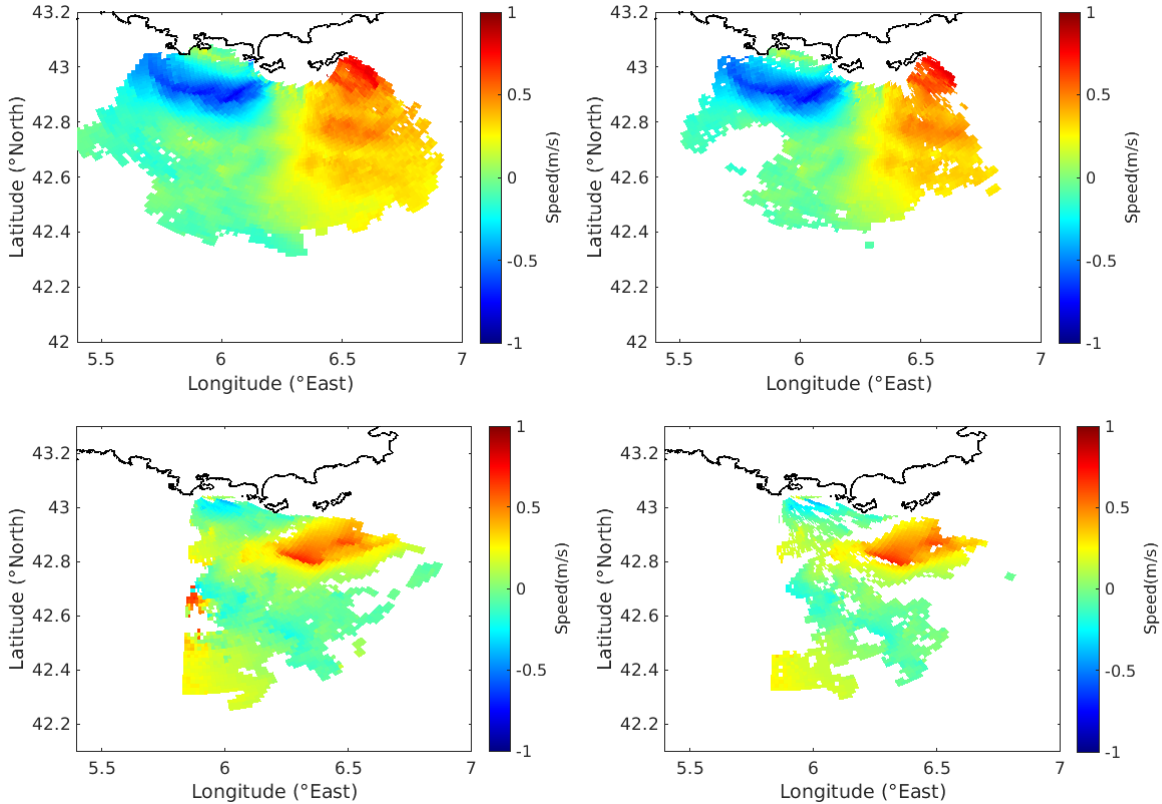
283 The left panel in Figure 5 shows an example of elliptical velocities obtained with the Porquerolles
 284 - Cap Bénat pair on the same dates. The range-resolved time series have been processed with DF
 285 using the full array (12 antennas) assuming 3 sources and using the same radial grid as for BF
 286 processing ($1.5 \text{ km} \times 1 \text{ degree}$). As expected, the DF processing leads to current maps with
 287 sharper contrasts and a gappy structure while BF smoothes out the small current patterns. For such
 288 high-resolution maps with small angular steps, many bearings are either not identified or do not
 289 pass the MUSIC thresholds, leaving blank areas. Increasing the filling ratio can in general only be
 290 realized at the expense of accuracy and a trade-off between these two requirements must be found
 291 with the setting of the DF parameters. As seen in the next section, antenna grouping is a way to
 292 optimize the filling ratios without reducing the thresholds.

293 *b. Antenna grouping*



294 FIG. 6. Same case as Figure 5 with DF azimuthal processing using 10 admissible subarrays of 3 antennas with
 295 (left panel) and without (right panel) self-calibration

299 Except for rare exceptions Wang and Gill (2016); Kirincich et al. (2019), high-resolution tech-
 300 niques are employed with compact systems having a small number of antennas (typically 3, as
 301 for the SeaSonde CODAR) while the BF techniques are used with extended arrays of at least 8



296 FIG. 7. Same case as Figure 5 with DF azimuthal processing using antenna grouping with all subarrays of 4
 297 to 12 antennas whenever 1 antenna (number 7, top left panel) or 3 antennas (number 3,7 and 8, top right panel)
 298 in the array are out of service. Same case with Peyras at the bottom.

302 antennas. Using DF processing with large antenna arrays open new possibilities which are not
 303 permitted by compact systems. A major improvement to prevent the lacunarity of radial or elliptical
 304 surface current maps is to extend the DF processing to all possible combinations of subarrays made
 305 of consecutive antennas, a method which we refer to as “antenna grouping”. Instead of restricting
 306 the covariance analysis to a single maximal set of antennas, we apply it as many times as there are
 307 admissible subarrays of arbitrary size. The idea of using subarrays in DF is not completely new as
 308 it is a well-known method (see the review in (Krim and Viberg 1996)) to improve the estimation
 309 of the covariance matrix at the cost of a reduction of the signal subspace dimension. However,
 310 we take advantage of subarrays in a different way, as we use them to obtain many independent
 311 estimations of elliptical velocities and allow them an arbitrary size, from a minimal N_{min} to a
 312 maximal size N corresponding to the length of the full array. It is simple combinatorics to see that
 313 there are $(N - N_{min} + 1)(N - N_{min} + 2)/2$ such subarrays. The idea is to perform a weighted mean

314 of elliptical velocities obtained with the different subsets of antennas, by averaging all the elliptical
315 velocities falling into each bin of bearing. As they are many subarrays, this augments considerably
316 the probability of visiting a given radar cell (that is, a range and bearing) with the DF algorithm.
317 In fact most bearings will be visited several times while looping over the subarrays, with possibly
318 different values of the elliptical velocity (that is, possibly distinct Doppler rays). This improves the
319 filling of the map and also provide more reliable and accurate estimates of elliptical velocities with
320 less outliers. A quality check is performed before the averaging by rejecting the azimuthal bins
321 inside which the standard deviation of velocities is too large (> 20 cm/s in our case). Smaller groups
322 of antenna have in principle a coarser azimuthal resolution than larger groups. As a result, they
323 are less accurate to evaluate the surface elliptical velocity because they tend to smooth the latter.
324 In addition, they are limited to a small number of sources with the effect that they can miss some
325 specific features of the surface current pattern in case of complex meandering structures. However
326 they are more robust to noise and have a better filling factor. On the other hand, larger groups have
327 an increased azimuthal resolution and accuracy and allow for a larger number of sources but are
328 more lacunary. These complementary strengths and weaknesses of small and large antenna groups
329 mitigate each other when the outcome of all possible subarrays are averaged. A stronger weight is
330 attributed to the current estimated with large antenna groups which are sparser but more accurate.
331 At this stage of the discussion, we will limit ourselves to these qualitative considerations regarding
332 the various parameters involved in this improved DF processing; quantitative detailed information
333 will be given in Section d.

334 The right panel in Figure 5 shows the same map as the left panel, with a weighted mean of the
335 elliptical velocities obtained with a DF process applied to consecutive groups of 8 to 12 antennas
336 with source stacking (see subsection c) from 1 to 4, 5 or 6 sources depending of the size of the array
337 (85 combinations) with a preliminary complex antenna gain correction with the self-calibration
338 method. The radial grid is unchanged, that is $1.5 \text{ km} \times 1$ degree. A clear increase of the spatial
339 coverage is obtained with almost the same filling ratio as for BF while the surface current patterns
340 appear with finer details and enhanced contrast (a qualitative improvement that will be confirmed
341 quantitatively in Section 6). Note that antenna grouping can be applied to monostatic as well as
342 bistatic or multistatic systems.

343 The key point in using small antenna subarrays is a good preliminary phase calibration which
344 is a requisite for the success of antenna grouping. Whereas a missing or imperfect calibration
345 of complex antenna gains is less visible when performing DF on a long array, it can have a
346 noticeable impact on short arrays since it can produce a small rotation of the elliptical current
347 map. When averaging the individual elliptical currents obtained with the different short arrays,
348 this results in a blurring of the final elliptical velocity map. This artifact can be mitigated with the
349 self-calibration technique which allows to correct the complex antenna gains first inferred from
350 geometrical considerations. To test the efficiency of self-calibration in this regards, we produced
351 surface current maps with 10 groups of 3 antenna with and without self-calibration (Figure 6).
352 On the left panel, the effect of individual group rotation is visible in the disperse blue area at the
353 western end of the domain; after phase correction, the current maps obtained with the different
354 group have a better overlap and show a clearer pattern of the dipolar radial current.

355 Besides increased resolution and filling ratio, another interesting performance of the antenna
356 grouping method is its robustness to the failure of some antennas in the array. This is a very
357 valuable quality as it often occurs for various reasons that one or several antennas in the remote
358 receiving sites are out of service (because of e.g. corrosion, damaged individual receiver or
359 connector, vandalism, etc) and cannot be repaired at once. Contrarily to BF, the DF with antenna
360 grouping can still be efficient with an incomplete array, even though the resulting elliptical current
361 maps deteriorate little by little as an increasing number of antennas are missing. Figure 7 shows the
362 same radial current map as in Figure 5 obtained by applying the DF method with antenna grouping
363 to all subarrays of 4 to 12 antenna whenever a certain number of antennas are discarded.

364 *c. Source stacking*

365 In the subspace-based methods for Direction of Arrival (e.g (Krim and Viberg 1996)), the number
366 of sources is defined as the dimension of the signal subspace or, what amounts to the same, the
367 number of non-zero eigenvalues. The complementary subspace with null eigenvalues is referred
368 to as the noise subspace. However, in actual situations with real data, it is difficult to separate
369 unambiguously the zero and non-zero eigenvalues, as a continuum set of decreasing values is
370 obtained after SVD of the covariance matrix with no clear change of the order of magnitude of the
371 latter. This makes the automatic detection of the number of sources quite challenging, even though

372 some theoretical or empirical approaches have been proposed in the literature (e.g. Kirincich et al.
373 (2019)). Given the possibly large number of sources with phased arrays (here, from 1 to 11), there
374 is no obvious choice for a best compromise. Using a low number of sources allows to reduce false
375 detection in MUSIC peaks and yields smoother, less noisy current maps; it loses, however, some
376 fine structures of the circulation pattern such as meandering, veins of current or eddies. Increasing
377 the number of sources allows for a faithful rendering of the complex geometrical patterns but is
378 more prone to noise and spurious detection (e.g. Kirincich et al. (2019)). To operate a trade off
379 between these two constraints we use the same idea as was employed with antenna grouping. A
380 stacking in sources is applied to every sub-array in the antenna grouping procedure, where an extra
381 average over radial current maps calculated with different numbers of sources is applied. This
382 technique allows to improve the mapping of complex geometrical current patterns while reducing
383 noise and lacunarity.

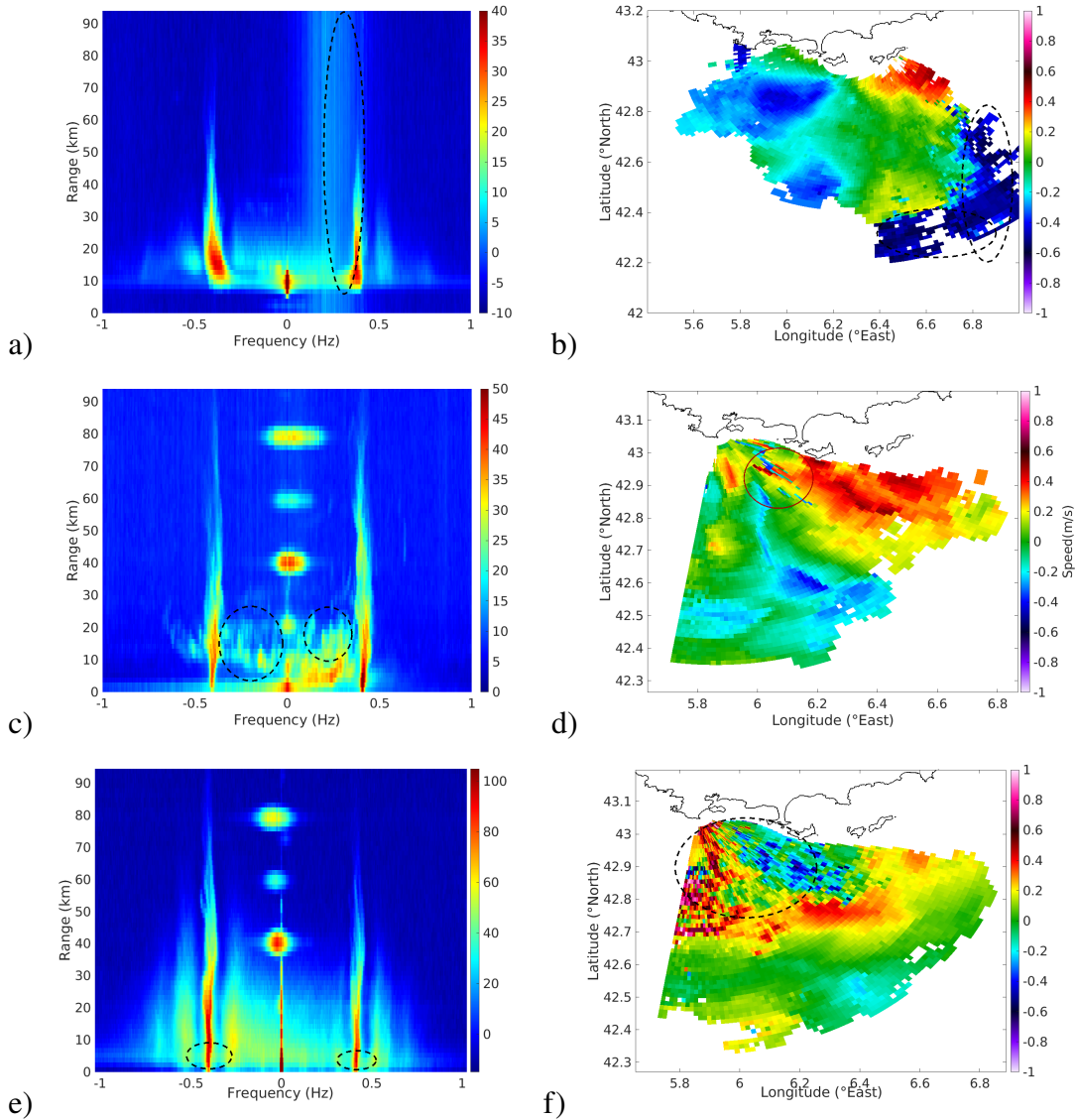
384 *d. How should on set the DF parameters ?*

385 They are many required parameters to float to optimize the DF with antenna grouping and source
386 stacking and a quasi-infinite way to do this. We tried to devise an automatic and sufficiently
387 universal way to select them, which we validated in the light of the drifter comparisons (Section
388 6). If not optimal, this choice has the merit of being reproducible by other users of the oceanic
389 community. We list hereafter the set up of the different parameters.

390 1. Setting the limits of the first-order Bragg region in the range-Doppler spectrum is the first
391 important step of the DF processing. The key point is to avoid misinterpreting second-order
392 Bragg lines as first-order peaks (see the detailed discussion in Section 4d and references
393 therein). We chosed dynamical and as the same time automatic bounds for the first-order
394 region based on the statistical distribution of radial currents. Starting with an absolute
395 maximal value of 1 m/s for the radial current (a threshold which is adapted to the local
396 situation) we perform at each cycle of processing (that is, every hour) a preliminary DF
397 analysis to estimate the distribution of radial currents over the radar coverage. Outliers to
398 the distribution, some of which could be due to misinterpreted second-order Doppler spectra,
399 are removed by restricting the first-order limits to the 99% quantile of the Doppler frequency
400 shifts. The improved DF analysis is then performed with this refined first-order limits.

- 401 2. The size N_{sub} of subarrays (i.e. the number of consecutive antenna defining a subgroup)
402 should be as large as possible to preserve accuracy while keeping a sufficient number of
403 possible combinations. With a 12-antenna array, one can retain the sub-arrays of size ≥ 8 ,
404 leading to $5+4+3+2+1=15$ possible groups.
- 405 3. To preserve a good contrast of the local maxima of the MUSIC DOA function with respect to
406 secondary peaks, the dimension of the noise subspace should be left as large as possible while
407 preserving the existing sources. We impose a minimal dimension of 3 for the noise supspace.
- 408 4. The number of sources should be sufficiently large to account for all physical sources but one
409 should not create fictitious sources by making this number too high. We found that increasing
410 the number of sources beyond 3 deteriorates the accuracy even if it allows to fill the remaining
411 gaps in the current map left smaller numbers of sources.
- 412 5. The MUSIC thresholds should realize a trade-off between missing detection and false alarms.
413 Their magnitude depend on the size of the group and the dimension of the noise subspace.
414 To make an automatic adjustment of the threshold we considered the statistical distribution
415 of the population of values of the MUSIC DOA function obtained at all range-Doppler cells
416 for a given size of group and number of sources. The “big” factors corresponding to the
417 actual MUSIC maxima are identified by a percentile of the distribution multiplied by a scaling
418 factor (which generalizes the usual 2 standard deviation criterion for Gaussian distributions).
419 We found empirically that the threshold should be set to 1.8 times the 72th percentile of the
420 MUSIC DOA function.
- 421 6. The weights $w_{N_{sub},M}$ of the subarrays should favor the largest arrays and the number of sources
422 smaller than 4, with a damping of higher sources more pronounced for the smallest arrays.
423 We found empirically the following formula which works for 12 and 16 antenna arrays:

$$w_{N_{sub},M} = 1.3^{N_{sub}} \exp\left(-2 \frac{(M - N_{sub}/9)^4}{(2N_{sub} - 3)^2}\right) \quad (13)$$



426 FIG. 8. Range-Doppler spectra (a, c and e) and associated radial maps (b, d and f) illustrating the 3 types of
 427 parasitic signals that deteriorate the surface current estimation. The vertical RFI strips seen on the range-Doppler
 428 spectrum from the Bénat receiver (a) produce erroneous estimation of the elliptical velocity in the Eastern part
 429 of the map (b); ship echoes seen as cyan spots inside the Bragg region produce numerous artifact on the Peyras
 430 radial map (d) ; second-order echoes in the vicinity of first-order Bragg rays (d) contaminate the shorter ranges
 431 of the Peyras radial map (f). The colorscale is given in dB for the spectra and in m/s for the radial speeds.

424 5. Denoising

425 a. The different types of noise

432 The main limitation for surface current mapping is the presence of noise on the antenna signals,
 433 which deteriorates both the range and accuracy₂₁ of the estimation. While external sources of

434 noise can in general not be removed, their impact can be mitigated by adequate signal processing
435 techniques. We distinguish 3 types of parasitic external noise, which must be handled with
436 different techniques. The first source of external noise is due to the interference of external
437 emitters in neighboring frequency bands. These are commonly referred to as Radio Frequency
438 Interferences (RFI). Their characteristic signature is a vertical strip of frequencies in the range-
439 Doppler representation (Figure 8a) and the contamination of an entire azimuthal sector in the radial
440 maps (8b). The second type of noise originates from the ship echoes (Gurgel and Schlick 2005).
441 Whenever a vessel crosses a radar cell with a radial speed of the same order of magnitude as the
442 surface current, it produces a bright spot around the corresponding location in the range-Doppler
443 map. Figure 8c shows an example of range-Doppler map with many presumable ship echoes
444 between the 2 first-order Bragg rays. Figure 8d shows a typical artifact of a ship echo in the radial
445 current map, here an intense outlier (red spot) in the central region. The third type of parasitic
446 signals is the sea surface echoes itself when taken at second-order. In the omnidirectional Doppler
447 spectra the first-order Bragg peaks are broadened by the variation of the radial currents over the
448 radar coverage and can overlap the second-order components of the Doppler spectrum. Figure
449 8e shows an example of strong second-order echoes overlapping with the first-order rays. This
450 results in erroneous spots of various size and intensity on the radial map, here a cyan spot in
451 the upper left region of the radial map (Figure 8f). Judging from the observed statistics at the
452 Toulon HFR network, RFIs are the most frequent and problematic noise (in average 2 hours at
453 specific periods of the day) while ship pollution is sparser in time and space even if it occurs every
454 day. The perturbation induced by second-order echoes is the less frequent as it is bound to strong
455 sea states and large currents. In this section we propose an ensemble of simple methods that we
456 found efficient in mitigating the aforementioned three types of noise. They are mostly based on
457 appropriate threshold criterions and therefore possibly close from the standard practice of users
458 and manufacturers. However, such techniques are rarely detailed in the literature and we found it
459 important to provide a full quantitative description that make them reproducible.

460 *b. RFI removal*

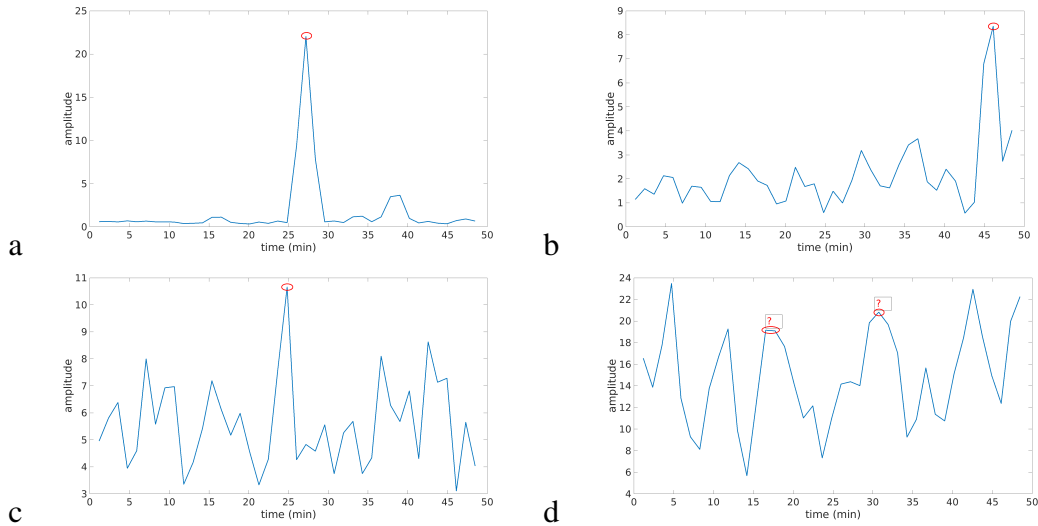
461 There exists a wealth of techniques in the radar literature for RFI removal in the context of
462 phased-array oceanographic radars. Many authors use orthogonal subspace methods to cancel the

463 noise interferences (e.g. (Zhou et al. 2005; Zhou and Wen 2012; Chen et al. 2018a)) or Complex
464 Empirical Mode Decomposition (e.g. (Chen et al. 2018b; Nazari et al. 2019)). These methods have
465 been shown efficient but are somewhat complex to apply and require some a priori assumption on
466 the mathematical description of the parasitic signal. Other techniques consists in combining the
467 radar signal with the sea echo removed with the original radar signal including the echoes; this is
468 routinely done with the WERA radar, where the FFT-based range gating process allows to store the
469 echo-free signal corresponding to negative range cell (the so-called “.RFI” files). This technique
470 is well performing and is implemented in commercial software ((Gurgel et al. 2007; Gurgel and
471 Schlick 2009)) but requires an extra amount of storage and processing. Here we propose a simple
472 empirical and versatile method based on threshold criteria for the far-range Doppler spectrum.

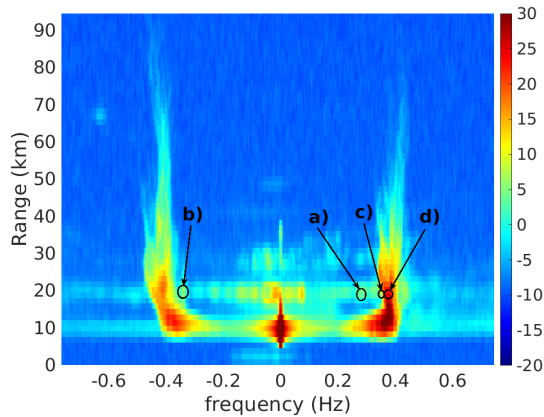
473 The vast majority of RFI display a characteristic structure in the range-Doppler map, namely
474 they exhibit range-invariant vertical strips. They can thus be easily identified and removed by
475 checking the few farthest range-cells for each Doppler bin. Let us denote $\hat{X}(f, d)$ the complex
476 Doppler spectrum at frequency f and range d and $R(f)$ the average power of the Doppler spectrum
477 at frequency f in the last few range cells (that is, those ranges that fall beyond the maximum
478 excursion of Bragg rays). We qualify a valid Doppler bin with a simple 3 dB SNR criterion, that
479 is we require $|\hat{X}(f, d)|^2 > 2R(f)$, otherwise the corresponding spectral line is considered as either
480 RFI or noise and is rejected. Figure 11a illustrates the RFI removal from the elliptical velocity
481 map in Figure 8a.

482 *c. Removal of ship echoes*

489 The ship echoes are due to the strong backscattered signal from boats or floating objects. In the
490 range-Doppler maps they cause well-localized bright spots around one or several range-frequency
491 cells and this specific structure allows for their identification ((Gurgel and Schlick 2005; Gurgel
492 et al. 2011)). The location of the ship echoes in the range-Doppler map varies in time as both
493 the position and radial speed of the ship change. In general the integration time is much longer
494 that the travel time of a ship through a given radar cell. As the MUSIC DF procedure requires
495 the calculation of a large number of sub-spectra within the integration time (typically one hour),
496 it will be jeopardized by the few samples that have been contaminated by the ship echoes. The
497 spoiled samples can be easily identified through a strong amplitude peak in the time series of



483 FIG. 9. Times series of the amplitude of Doppler spectrum at 4 distinct locations in the radar-Doppler map
 484 indicated in Figure 10. a) A cell in the background noise with a presumable ship echo (circled in red); b) A cell
 485 with a weak Bragg signal and a strong ship-like echo; c) A cell with a strong Bragg signal and a slightly stronger
 486 ship-like echo; d) A cell with equally strong sea and ship echoes that cannot be discriminated.



487 FIG. 10. An instantaneous Range-Doppler spectrum used in the time series of Figure 9. The 4 different test
 488 cells are labeled from a) to d).

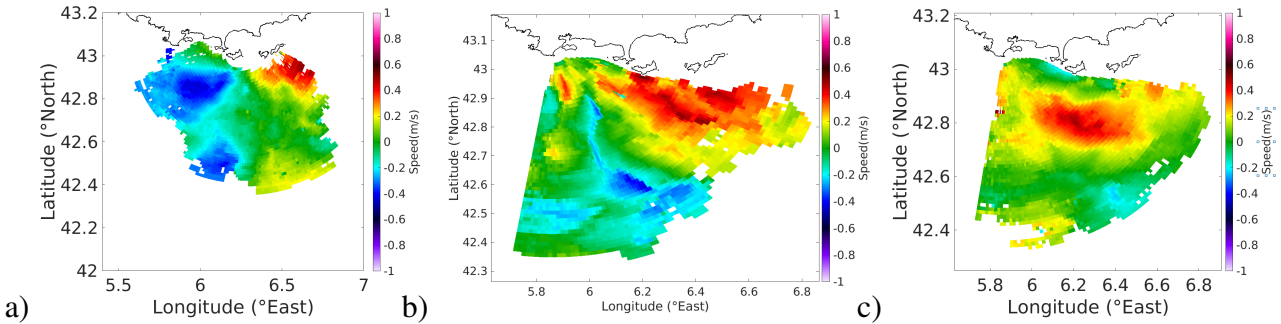
488 sub-spectra at a given range-frequency cell. This is exemplified in Figure 9, where the sub-spectra
 489 have been calculated by using 75% overlapping sliding time intervals of 6 min; they are removed
 500 before application of the DF processing. The effect of ship echoes removal is illustrated in Figure
 501 11b.

502 There are, however, some critical but rare cases where ship echo removal is not possible. The
503 method fails in the instances where the ship echo and the first-order Bragg peak have close locations
504 and magnitude in the range-Doppler map, in which case they cannot be distinguished from one
505 another. The different cases that can be encountered are illustrated in Figure 9, where we have
506 identified very likely ship echoes (even though we could not certify it with AIS or extra external
507 information) with increasing level of criticality from a) to d), corresponding to different locations
508 in the range-Doppler map as seen in Figure 10. The sub-figure a) shows the easiest situation of
509 a ship crossing a range-Doppler cell in the background noise with an unambiguous identification
510 of the corresponding echo at the time stamp between 25 and 30 min. The second situation b)
511 shows the case of a weak sea echo mixed with a strong ship echo at about 45 min which is still
512 clearly identified. The situation c) is close to critical as the ship echo dominates the sea echo
513 by a smaller amount and thus requires a more stringent test for elimination (that could possibly
514 cause false-positive). The sub-figure d) shows an instance of the critical case, where ship and
515 Bragg echos cannot be separated. Hence, it is possible to eliminate most of the ship echoes, except
516 for those corresponding to the critical situation d). When establishing a threshold for ship echo
517 identification in the Doppler spectra, a trade-off must be found as usual between the probability of
518 detection and the probability of false alarm (in which case sea echos are eliminated). We chosed
519 and checked empirically a threshold equal to twice the median value of the time-series of spectral
520 amplitude at the range-Doppler cell.

521 *d. Removal of second-order sea echoes*

522 The second-order sea echoes are caused by the swell and wind waves. In general the first- and
523 second-order echoes are well separated by a minimum in the omnidirectional Doppler spectrum
524 and can thus be clearly identified. Classical limits for the first-order region rely on the position of
525 a “null” (that is, a minimum) in the Doppler spectrum (see e.g. Lipa and Barrick (1983); Support
526 (2002)). However, in case of rough seas and/or strong currents it can happen that second-order
527 peaks overlap the first-order Bragg region and can be misinterpreted in terms of surface currents. To
528 overcome this effect refined methods based on image segmentation techniques have been recently
529 proposed Kirincich (2017) and shown to improve the detection of the first-order region with a small
530 number of parameters to tune. Here we propose a simple alternative method for the elimination

531 of spurious second-order frequencies, which does not require any image processing toolbox. It is
 532 based on the fact that second-order peaks are usually much weaker than first-order peaks and can
 533 be removed using an appropriate threshold criterion. To do this, we estimate the mean level of
 534 second-order rays in each range cell d of the omnidirectional Doppler spectrum by averaging the
 535 latter in a narrow frequency region at the border of the first-order Bragg frequency search domain
 536 (we use typically an interval of width 0.05 Hz) leading to a reference value $B_2(d)$. In a similar way
 537 to RFI mitigation, the spectral rays in the first-order Bragg region are compared with this reference
 538 value. For ratios smaller than a given threshold (we use 3 dB), they are interpreted as second-order
 539 and is discarded in the DF azimuthal processing. Figure 11c shows the result of second-order
 540 artifacts mitigation on the radial current map from Figure 8f. As seen, there remains some residual
 541 errors but most of the second-order contributions have been eliminated. In setting the threshold,
 542 a trade-off must be found between complete removal of second-order and lost of “true” first-order
 543 contributions.



544 FIG. 11. Radial maps from Figure 8 after application of the 3 different techniques for mitigating the noise from
 545 a) RFI ; b) ship echoes ; c) second-order echoes.

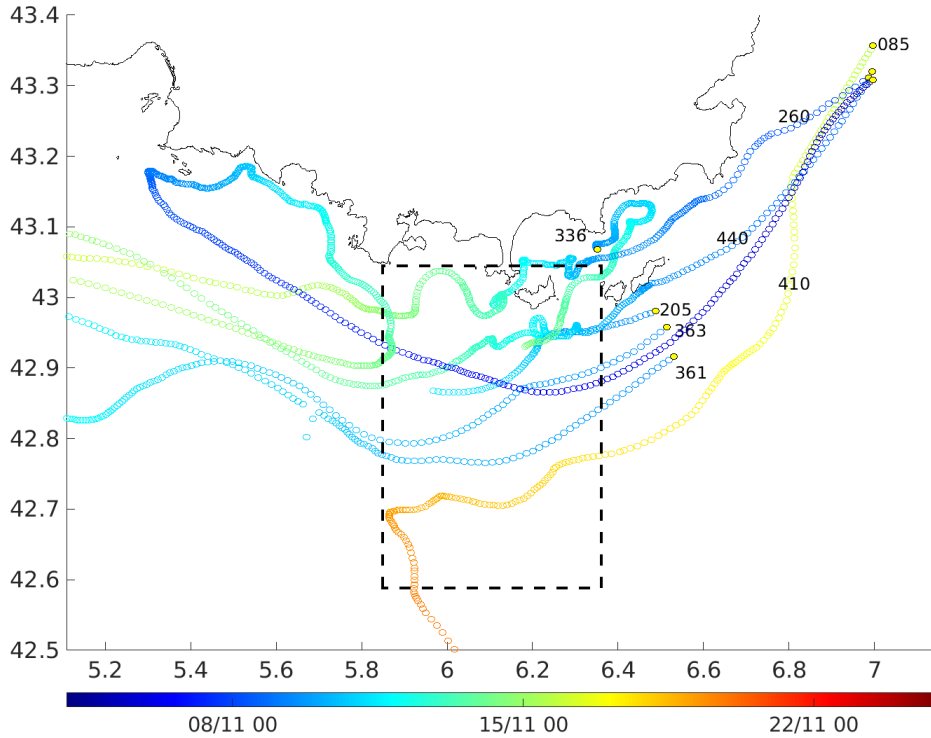
546 **6. Performance assessment with drifters**

547 *a. The impact of self-calibration*

548 The traditional method to assess the performances of HFR surface current measurement is to
 549 perform a comparison with in situ data such as ADCP and drifters (e.g. Graber et al. (1997); Essen
 550 et al. (2000); Ohlmann and et. al (2007); Parks et al. (2009); Kalampokis et al. (2016); Kirincich
 551 et al. (2019)). As it is well known, these comparisons are made difficult by the differences in

552 the involved spatial and temporal scales (Rypina et al. (2014)), the measurement depth (Sentchev
553 et al. (2017); Dumas et al. (2020)) and the Lagrangian or Euler viewpoint (Röhrs et al. (2015)).
554 Nevertheless, the best comparisons achieve RMS differences for the hourly radial current of a few
555 cm/s (e.g. Ohlmann and et. al (2007); Shay et al. (2007); Liu et al. (2014)) while most frequently
556 the obtained RMS difference is of the order of 10-20 cm/s. Note that the difference between HFR
557 and in situ data depends on many other factors such as the sea state (Wei et al. (2020)), the absolute
558 magnitude of currents or the radar cells that are selected for the comparison or the antenna pattern
559 calibration (Kohut and Glenn 2003; Kalampokis et al. 2016). It follows that a fair comparison
560 between any 2 different signal processing methods can only be performed using the same hardware
561 and the same data. Here, we will compare the accuracy of radar based surface currents depending
562 on whether they are obtained by BF or DF azimuthal processing, whether or not the self-calibration
563 is done and whether or not antenna grouping and source stacking are employed.

567 In an earlier work ((Dumas et al. 2020)) we made a first evaluation of the performances of
568 the HFR network in Toulon using the newly developed processing methods (self-calibration and
569 antenna grouping). At that time we did not use source stacking, multi-source calibration nor noise
570 mitigation and we did not discuss the methodological aspects of the DF processing. The CARTHE
571 drifters (Novelli et al. (2017)) were shown to be very relevant to assess the performances of HFR
572 measurements in the near- and mid-range of the radar coverage, with only a few cm/s RMSD in
573 comparison with the radar-derived radial velocities. They actually integrate the current over a
574 depth 65 cm which is close to the effective integration depth of the HFR at 16.15 MHz ($\lambda/8\pi = 74$
575 cm). Here, we use another original campaign with the same kind of drifters to assess specifically
576 the performances of the improved HFR data processing and its parametrization. The test area has
577 been chosen wider and farther off the coast with some trajectories crossing the southern limit of
578 the radar coverage. A launch of 4 drifters was realized on November 9, 2020, south of Levant
579 island in the easternmost region of the radar coverage, along a latitudinal section (43°N). This
580 deployment strategy was dictated by the desire to target Northern Current and thus have trajectories
581 traveling westward through the radar coverage. In addition, a cluster of 20 drifters were deployed
582 in the open sea area in front of Livorno (Italy) by our Italian colleagues from CNR one month
583 earlier (on October 8, 2020) (Berta et al. (2021)) and some of the drifters reached our area of
584 interest. Combining this opportunity experiment with our local experiment, a total of 8 drifters



564 FIG. 12. Drifter trajectories during the November 2020 campaign. 4 drifters were launched on November 9,
 565 off the Levant islands (drifters 205, 336, 361,363), 4 others came from Italy from an earlier launch (drifters 85,
 566 260, 410,440). The black dashed box shows the approximate radar coverage.

585 have crossed the radar coverage in the period 9-12 November, some of them leaving and reentering
 586 the observation zone such as the drifters 410 or 440, as shown in Figure 12.

587 The surface currents measured by the drifters were projected onto the local radial and elliptical
 588 directions in order to be compared with the measurement of the corresponding surface current
 589 component with the monostatic (Peyras) and bistatic (Bénat) HFR stations. To evaluate the perfor-
 590 mances of the multiple source calibration, the elliptic velocity inferred from the bistatic receiver
 591 in Bénat was calculated with either no external calibration, one single-source calibration (with
 592 the Porquerolles or Peyras transmitter) or 2-source calibration (with the Porquerolles and Peyras
 593 transmitters); similarly, the radial velocity inferred from the monostatic receiver in Peyras was
 594 calculated with either no external calibration or one single-source calibration with the Porquerolles
 595 transmitter. The antenna grouping and source stacking techniques were further employed to in-

	Peyras		Bénat	
	RMSD	Corr	RMSD	Corr
No calib.	9.5	0.89	10.1	0.90
POR	7.6	0.93	8.9	0.92
PEY	N/A	N/A	8.7	0.92
POR/PEY	N/A	N/A	8.2	0.93

604 TABLE 1. Statistical comparison between the HFR radial velocities measured from the Peyras and Bénat
605 stations and measured from the drifters. The azimuthal processing has been performed with DF using antenna
606 grouping and different modes of self-calibration: no calibration, calibration with the Porquerolles transmitter
607 (POR), the Peyras transmitter (PEY) or both (PEY/POR). The last two calibration modes are not applicable
608 (N/A) to the Peyras station. The Root Mean Square Difference (RMSD) is given in cm/s.

609 crease the spatial coverage as described in Section b, with a choice of the DF parameters along the
610 guide lines of subsection d. The measurements along the 8 drifter trajectories and the correspond-
611 ing HFR estimations were stacked together and the global Root Mean Square Difference (RMSD)
612 between the in situ and HFR velocities was calculated along with the correlation coefficient. The
613 results are summarized in Table 1. The use of the self-calibration shows a clear improvement of
614 the accuracy, especially for the Peyras station where a reduction of about 2 cm/s is obtained for
615 the RMSD. Similarly, the use of the 2-source calibration yields slightly more accurate results than
616 with one single source.

609 *b. The impact of antenna grouping and source stacking*

610 The respective performances of antenna grouping and source stacking compared to the classical
611 MUSIC analysis were established with the bistatic Bénat receiver by calculating the RMSD of
612 drifters/HFR velocities as well as the resulting spatial coverage of surface currents. The latter
613 is defined as the percentage of successful surface current estimations on the range-azimuth grid,
614 which extends over 64 range bins (96 km) and 166 azimuthal bins (from 174 to 340 degrees
615 CCW from East). The DF estimation of surface velocities from the Bénat bistatic receiver with
616 and without antenna grouping has been performed for a fixed number of sources ranging from 1
617 to 6 as well as with source stacking. Subarrays of size ≥ 8 has been considered and other DF
618 parameters have been set along the lines of subsection d. The results are summarized in Table

# sources	grouping	RMSD (cm/s)	Corr	Coverage (%)
1	without	12.1	0.82	9.9
2	without	10.7	0.85	15.5
3	without	10.8	0.85	19.0
4	without	10.7	0.85	21.3
5	without	10.9	0.86	22.6
6	without	10.9	0.86	23.8
1	with	8.8	0.92	25.6
2	with	8.3	0.93	35.6
3	with	9.0	0.91	40.5
4	with	9.3	0.91	43.7
5	with	9.5	0.90	43.7
6	with	9.6	0.90	42.7
sources stacking	with	8.2	0.93	45.5

625 TABLE 2. Performances of HFR surface velocities estimation from the bistatic Bénat receiver when compared
626 to drifters velocities. The DF calculation is performed with a fixed number of sources without (upper half of the
627 table) and with (lower half of the table) antenna grouping. The last line shows the simultaneous performance of
628 source stacking (for 1 to 6) and antenna grouping.

619 b. As seen, increasing the number of sources beyond 4 deteriorates the accuracy but does not
620 significantly increase the coverage. Adding antenna grouping ameliorates the accuracy by about
621 10 – 20% and makes the coverage almost twice as large. Note that the poor performance of the
622 1-source estimation (12.1 cm/s RMSD) is mitigated by antenna grouping (8.8 cm/s) which has the
623 ability to eliminate outliers in averaging the estimations of subarrays DF. The best performance in
624 all respects is achieved with source stacking and antenna grouping.

629 *c. DF versus BF*

630 The reference of the drifter measurement allows for a quantitative comparisons of the respective
631 performances of the BF and DF processing. As it is well known, both techniques have their
632 advantages and shortcomings (Laws et al. 2000). The BF yields a larger coverage with less outliers
633 but has a tendency to smooth the maps and diminish the contrast; it is therefore not adapted to
634 describe sharp fronts of currents. The DF is able to produce a higher level of details but with

635 more lacunarity and more frequent outliers. However, as these methods are in general designed for
636 different types of antenna array (compact arrays with DF and extended linear arrays with BF), there
637 are only few benchmarks of the 2 techniques in the literature. To our best knowledge, this has only
638 been done in (Wang and Gill 2016), who performed such a comparison with a 8-antenna array and
639 concluded that the DF is slightly more accurate with a relative RMSD reduction of 0.8 cm/s. Here
640 we pursue this idea by comparing the radial and elliptical surface currents estimated with either
641 BF or DF azimuthal processing on the 12-antenna arrays and by taking advantage of the antenna
642 grouping method, which mitigates the main defaults of the latter (that is, strong lacunarity and
643 outliers). Note that our receive arrays illustrate both the monostatic (Peyras) and bistatic (Bénat)
644 configuration. To make a fair comparison, the same self-calibration has been applied before
645 processing and the same angular mask has been employed to ignore the regions with poor SNR in
646 the shadow of islands. The angular resolution of BF deteriorates by a factor 2 at a steering direction
647 of 60 degree away from the normal to the array. Therefore, an extra calculation was made inside
648 the ± 60 degree receiving angle in order to evaluate the BF in appropriate conditions. The results
649 of the statistical comparison with drifters are summarized in Table 3. A significant improvement
650 of the RMSD and the correlation coefficient is obtained with the DF method as compared to the
651 BF method. Note that the amelioration is more pronounced with the Bénat station than with the
652 Peyras station. The reason is that the orientation of the antenna array in Peyras is optimal to cover
653 the NC in the Eastern direction, where most of the trajectories lie. This is optimal for the resolution
654 of the BF method, which is here employed at small incidence angles. Nevertheless, the BF method
655 is still outperformed by the DF method even in these optimal conditions.

660 **7. Conclusion**

661 We have presented a series of techniques that improves the “voltage to current” processing chain
662 for phased-array oceanographic radars. They mostly address the azimuthal processing of sea
663 surface echoes for surface current mapping; at the same time some simple and efficient empirical
664 solutions are proposed to mitigate the impact of noise. Range-resolved complex time series on
665 each antenna are obtained by fast-time Fourier transform of the radar signal within each chirp
666 duration and the self-calibration is then operated on range-resolved time series on the antenna
667 array. A slow-time Fourier transform at the chirp rate is applied to yield the omnidirectional

	Peyras		Bénat	
	RMSD	Corr	RMSD	Corr
DF	7.6	0.93	8.2	0.93
BF deg	9.9	0.86	15.8	0.72
DF $ \theta < 60$ deg	7.6	0.92	8.1	0.93
BF $ \theta < 60$ deg	9.2	0.86	11.2	0.85

656 TABLE 3. Respective statistical performances of the BF and DF azimuthal processing (with antenna grouping
657 and self-calibration) for the monostatic (Peyras) and bistatic (Bénat) receive stations when compared to the
658 drifters measurements. The Root Mean Square Difference (RMSD) is given in cm/s. The results are given for
659 the full radar coverage (with a land mask) and for a restricted angular opening $\theta < 60$ degrees.

668 Doppler spectra. These individual antenna spectra undergo a denoising procedure before being
669 combined in a DF analysis with the aforementioned improvements (antenna grouping and source
670 stacking). In the end this leads to high-resolution surface current maps. Quantitative comparisons
671 with drifter measurements have shown the gain in accuracy that can be obtained with this ensemble
672 of techniques. A comparison has also been made with the traditional BF method and shown a
673 global increase in accuracy and an enhanced capabilities.

674 We hope that these novel processing techniques will be useful to other HFR oceanographic
675 networks. Preliminary results with the phased-array HFR systems in Normandy (Lopez et al.
676 2020) and in the Golf of Trieste (Querin et al. 2021) have shown promising results. Another benefit
677 of the improved DF processing is that it no longer require a post-processing of surface current maps
678 as it is usually done to fill the gaps and clean up the outliers. At this stage, we did not compare
679 the performances of antenna grouping and optimal interpolation but we believe that this will be
680 beneficial in the case of big spatial gaps. Elucidating this point is left for future research.

681 *Acknowledgments.* Part of this work was issued as a ArXiv preprint ((Dumas and Guérin 2020)) to benefit from the feedback
682 of the scientific community. Many thanks go to Anne Molcard for sharing and helping with the drifter’s data. This work has been
683 partly supported by the EU Interreg Marittimo projects SICOMAR-PLUS and SINAPSI. We acknowledge the MOOSE program
684 (Mediterranean Ocean Observing System for the Environment) coordinated by CNRS-INSU and the Research Infrastructure ILICO
685 (CNRS-IFREMER) .We thank the Parc National de Port-Cros (PNPC) for its support and hosting of our radar transmitter in
686 Porquerolles Island. We also thank the “Association Syndicale des Propriétaires du Cap Bénat” (ASPCB) for allowing our receiver
687 array at the Cap Bénat as well as the Group Military Conservation and the Marine Nationale for hosting our radar installation in
688 Fort Peyras.

689 *Data availability statement.* Data available on demand.

690 **References**

- 691 Balanis, C. A., 2016: *Antenna theory: analysis and design*. John wiley & sons.
- 692 Barbin, Y., 2011: High Resolution Surface Currents Mapping using Direction Finding Method
693 in Bistatic Radar Configuration. *Third Conference on Remote Ocean Sensing*, La Spezia, Italy,
694 URL <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00745299>.
- 695 Barbin, Y., P. Broche, and P. Forget, 2009: High Resolution Azimutal Radial Current Mapping
696 with Multisource Capability. *Radio Oceanography Workshop 2009*, Split, Croatia, URL <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00745359>.
- 697
- 698 Barrick, D. E., 1972: Remote sensing of sea state by radar. *Engineering in the Ocean Environment*,
699 *Ocean 72-IEEE International Conference on*, IEEE, 186–192.
- 700 Berta, M., P.-M. Poulain, R. Sciascia, A. Griffa, and M. Magaldi, 2021: Carthe drifters deployment
701 within the ddr20. drifter demonstration and research 2020" experiment in the NW Mediterranean
702 sea. Tech. rep., SEANOE, <https://doi.org/10.17882/85161>.
- 703 Bienvenu, G., and L. Kopp, 1983: Optimality of high resolution array processing using the
704 eigensystem approach. *IEEE Transactions on acoustics, speech, and signal processing*, **31 (5)**,
705 1235–1248.
- 706 Chen, Z., F. Xie, C. Zhao, and C. He, 2018a: An orthogonal projection algorithm to suppress
707 interference in high-frequency surface wave radar. *Remote Sensing*, **10 (3)**, 403.
- 708 Chen, Z., F. Xie, C. Zhao, and C. He, 2018b: Radio frequency interference mitigation for high-
709 frequency surface wave radar. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, **15 (7)**, 986–990.
- 710 Crombie, D. D., 1955: Doppler spectrum of sea echo at 13.56 mc./s. *Nature*, **175 (4459)**, 681–682.
- 711 Dumas, D., A. Gramoullé, C.-A. Guérin, A. Molcard, Y. Ourmières, and B. Zakardjian, 2020:
712 Multistatic estimation of high-frequency radar surface currents in the region of toulon. *Ocean*
713 *Dynamics*, **70 (12)**, 1485–1503.

- 714 Dumas, D., and C.-A. Guérin, 2020: Self-calibration and antenna grouping for bistatic oceanographic High-Frequency radars. arXiv, URL <https://arxiv.org/abs/2005.10528>.
715
- 716 Emery, B., and L. Washburn, 2019: Uncertainty estimates for SeaSonde HF radar ocean current
717 observations. *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, **36** (2), 231–247.
- 718 Emery, B. M., L. Washburn, C. Whelan, D. Barrick, and J. Harlan, 2014: Measuring antenna
719 patterns for ocean surface current hf radars with ships of opportunity. *Journal of Atmospheric
720 and Oceanic Technology*, **31** (7), 1564–1582.
- 721 Essen, H.-H., K.-W. Gurgel, and T. Schlick, 2000: On the accuracy of current measurements by
722 means of HF radar. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, **25** (4), 472–480.
- 723 Graber, H. C., B. K. Haus, R. D. Chapman, and L. K. Shay, 1997: HF radar comparisons with
724 moored estimates of current speed and direction: Expected differences and implications. *Journal
725 of Geophysical Research: Oceans*, **102** (C8), 18 749–18 766.
- 726 Grosdidier, S., P. Forget, Y. Barbin, and C.-A. Guérin, 2014: HF bistatic ocean Doppler spectra:
727 Simulation versus experimentation. *IEEE Trans. Geosci. and Remote Sens.*, **52** (4), 2138–2148.
- 728 Guérin, C.-A., D. Dumas, A. Gramoullé, C. Quentin, M. Saillard, and A. Molcard, 2019: The
729 multistatic oceanographic HF radar network in Toulon. *2019 International Radar Conference
730 (RADAR)*, 1–5.
- 731 Gurgel, K.-W., G. Antonischki, H.-H. Essen, and T. Schlick, 1999a: Wellen radar (wera): a new
732 ground-wave HF radar for ocean remote sensing. *Coastal engineering*, **37** (3), 219–234.
- 733 Gurgel, K.-W., Y. Barbin, and T. Schlick, 2007: Radio frequency interference suppression tech-
734 niques in FMCW modulated HF radars. *OCEANS 2007-Europe*, IEEE, 1–4.
- 735 Gurgel, K.-W., H.-H. Essen, and S. Kingsley, 1999b: High-frequency radars: physical limitations
736 and recent developments. *Coastal engineering*, **37** (3), 201–218.
- 737 Gurgel, K.-W., and T. Schlick, 2005: HF radar wave measurements in the presence of ship echoes-
738 problems and solutions. *Europe Oceans 2005*, IEEE, Vol. 2, 937–941.
- 739 Gurgel, K.-W., and T. Schlick, 2009: Remarks on signal processing in HF radars using FMCW
740 modulation. *Proc. IRS*, 1–5.

741 Gurgel, K.-W., T. Schlick, G. Voulgaris, J. Seemann, and F. Ziemer, 2011: HF radar observations
742 in the german bight: Measurements and quality control. *2011 IEEE/OES 10th Current, Waves
743 and Turbulence Measurements (CWTM)*, IEEE, 51–56.

744 Headrick, J., and J. Thomason, 1998: Applications of high-frequency radar. *Radio Science*, **33** (4),
745 1045–1054.

746 Kalampokis, A., M. Uttieri, P.-M. Poulain, and E. Zambianchi, 2016: Validation of HF radar-
747 derived currents in the Gulf of Naples with Lagrangian data. *IEEE Geoscience and Remote
748 Sensing Letters*, **13** (10), 1452–1456, <https://doi.org/10.1109/LGRS.2016.2591258>.

749 Kirincich, A., 2017: Improved detection of the first-order region for direction-finding hf radars
750 using image processing techniques. *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, **34** (8),
751 1679–1691.

752 Kirincich, A., B. Emery, L. Washburn, and P. Flament, 2019: Improving surface current reso-
753 lution using direction finding algorithms for multiantenna High-Frequency radars. *Journal of
754 Atmospheric and Oceanic Technology*, **36** (10), 1997–2014.

755 Kohut, J., and S. Glenn, 2003: Improving HF radar surface current measurements with measured
756 antenna beam patterns. *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, **20** (9), 1303 – 1316.

757 Krim, H., and M. Viberg, 1996: Two decades of array signal processing research. *IEEE signal
758 processing magazine*.

759 Laws, K., D. Fernandez, and J. Paduan, 2000: Simulation-based evaluations of HF radar ocean
760 current algorithms. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, **25** (4), 481–491, [https://doi.org/
761 10.1109/48.895355](https://doi.org/10.1109/48.895355).

762 Lipa, B., and D. Barrick, 1983: Least-squares methods for the extraction of surface currents from
763 codar crossed-loop data: Application at arsløe. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, **8** (4),
764 226–253, <https://doi.org/10.1109/JOE.1983.1145578>.

765 Lipa, B., C. Whelan, B. Rector, and B. Nyden, 2009: Hf radar bistatic measurement of surface
766 current velocities: Drifter comparisons and radar consistency checks. *Remote Sensing*, **1** (4),
767 1190–1211.

- 768 Liu, Y., R. H. Weisberg, and C. R. Merz, 2014: Assessment of CODAR SeaSonde and WERA
769 HF radars in mapping surface currents on the West Florida shelf. *Journal of Atmospheric and*
770 *Oceanic Technology*, **31 (6)**, 1363–1382.
- 771 Lopez, G., A.-C. Bennis, Y. Barbin, A. Sentchev, L. Benoît, and L. Marié, 2020: Surface currents
772 in the alderney race from high-frequency radar measurements and three-dimensional modelling.
773 *Philosophical Transactions of the Royal Society A*, **378 (2178)**, 20190494.
- 774 Lorente, P., and Coauthors, 2022: Coastal high-frequency radars in the Mediterranean – part 1:
775 Status of operations and a framework for future development. *Ocean Science*, **18 (3)**, 761–795.
- 776 Nazari, M. E., W. Huang, and C. Zhao, 2019: Radio frequency interference suppression for HF
777 surface wave radar using cemd and temporal windowing methods. *IEEE Geoscience and Remote*
778 *Sensing Letters*, **17 (2)**, 212–216.
- 779 Novelli, G., C. M. Guigand, C. Cousin, E. H. Ryan, N. J. Laxague, H. Dai, B. K. Haus, and
780 T. M. Özgökmen, 2017: A biodegradable surface drifter for ocean sampling on a massive scale.
781 *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, **34 (11)**, 2509–2532.
- 782 Ohlmann, C., and et. al, 2007: Interpretation of coastal HF radar–derived surface currents with
783 high-resolution drifter data. *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, **24 (4)**, 666–680.
- 784 Paduan, J., and H. Graber, 1997: Introduction to High-Frequency radar: reality and myth. *Oceanog-*
785 *raphy*, **10 (2)**, 36–39.
- 786 Paduan, J., and L. Washburn, 2013: High-frequency radar observations of ocean surface currents.
787 *Annual review of marine science*, **5**, 115–136.
- 788 Parks, A., L. K. Shay, W. E. Johns, J. Martinez-Pedraja, and K.-W. Gurgel, 2009: HF radar obser-
789 vations of small-scale surface current variability in the straits of florida. *Journal of Geophysical*
790 *Research: Oceans*, **114 (C8)**.
- 791 Querin, S., S. Cosoli, R. Gerin, C. Laurent, V. Malačič, N. Pristov, and P.-M. Poulain, 2021:
792 Multi-platform, high-resolution study of a complex coastal system: The toska experiment in the
793 gulf of trieste. *Journal of Marine Science and Engineering*, **9 (5)**, 469.

- 794 Reyes, E., and Coauthors, 2022: Coastal high-frequency radars in the Mediterranean – part 2:
795 Applications in support of science priorities and societal needs. *Ocean Science*, **18 (3)**, 797–
796 837.
- 797 Roarty, H., and Coauthors, 2019: The global high frequency radar network. *Frontiers in Marine*
798 *Science*, **6**, 164.
- 799 Röhrs, J., A. K. Sperrevik, K. Hakon, and v. Broström, Göran and Breivik, 2015: Comparison of
800 HF radar measurements with Eulerian and Lagrangian surface currents. *Ocean Dynamics*, **65**,
801 679–690.
- 802 Rypina, I. I., A. R. Kirincich, R. Limeburner, and I. A. Udovydchenkov, 2014: Eulerian and
803 Lagrangian correspondence of High-Frequency radar and surface drifter data: Effects of radar
804 resolution and flow components. *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, **31 (4)**, 945
805 – 966.
- 806 Schmidt, R., 1986: Multiple emitter location and signal parameter estimation. *IEEE transactions*
807 *on antennas and propagation*, **34 (3)**, 276–280.
- 808 Sentchev, A., P. Forget, and P. Fraunié, 2017: Surface current dynamics under sea breeze conditions
809 observed by simultaneous HF radar, ADCP and drifter measurements. *Ocean Dynamics*, **67 (3)**,
810 499–512.
- 811 Shay, L. K., J. Martinez-Pedraja, T. M. Cook, B. K. Haus, and R. H. Weisberg, 2007: High-
812 frequency radar mapping of surface currents using WERA. *Journal of Atmospheric and Oceanic*
813 *Technology*, **24 (3)**, 484–503.
- 814 Support, C. T., 2002: Technical Support. Defining first-order region boundaries. URL
815 [http://support.codar.com/Technicians_Information_Page_for_SeaSondes/Docs/Informative/
816 FirstOrder_Settings.pdf](http://support.codar.com/Technicians_Information_Page_for_SeaSondes/Docs/Informative/FirstOrder_Settings.pdf).
- 817 Wang, W., and E. W. Gill, 2016: Evaluation of beamforming and direction finding for a phased
818 array HF ocean current radar. *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, **33 (12)**, 2599 –
819 2613.

- 820 Washburn, L., E. Romero, C. Johnson, B. Emery, and C. Gotschalk, 2017: Measurement of
821 antenna patterns for oceanographic radars using aerial drones. *Journal of Atmospheric and*
822 *Oceanic Technology*, **34 (5)**, 971–981.
- 823 Wei, G., and Coauthors, 2020: Assessment of HF radar in mapping surface currents under different
824 sea states. *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, **37 (8)**, 1403 – 1422.
- 825 Wyatt, L., 2014: High frequency radar applications in coastal monitoring, planning and engineer-
826 ing. *Australian Journal of Civil Engineering*, **12 (1)**, 1–15.
- 827 Zhou, H., and B. Wen, 2012: Radio frequency interference suppression in small-aperture high-
828 frequency radars. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, **9 (4)**, 788–792.
- 829 Zhou, H., B. Wen, and S. Wu, 2005: Dense radio frequency interference suppression in HF radars.
830 *IEEE signal processing letters*, **12 (5)**, 361–364.

1 **High-Frequency radar measurements with CODAR in the region of Nice:**
2 **improved calibration and performance**

3 Charles-Antoine Guérin*, Dylan Dumas, Anne Molcard,

4 Céline Quentin, Bruno Zakardjian, Anthony Gramoullé

5 *MIO, Université de Toulon, Aix-Marseille Univ, CNRS, IRD, Toulon, France*

6 Maristella Berta

7 *ISMAR, CNR, La Spezia, Italy*

8 *Corresponding author: Charles-Antoine Guérin, guerin@univ-tln.fr

ABSTRACT

9 We report on the installation and first results of one compact oceanographic radar in the region
10 of Nice for a long-term observation of the coastal surface currents in the North-West Mediter-
11 ranean Sea. We describe the specific processing and calibration techniques that were developed
12 at the laboratory to produce high-quality radial surface current maps. In particular, we propose an
13 original self-calibration technique of the antenna patterns, which is based on the sole analysis of
14 the database and does not require any shipborne transponder or other external transmitters. The
15 relevance of the self-calibration technique and the accuracy of inverted surface currents have been
16 assessed with the launch of 40 drifters that remained under the radar coverage for about 10 days.

17 **1. Introduction**

18 In recent years there has been a growing European effort for the integrated observation of the
19 Mediterranean Sea (e.g. Bellomo et al. (2015)), one of the current challenges being the monitor-
20 ing of the oceanic circulation in the region. In that respect, land-based High-Frequency Radars
21 (HFR) have proven for a few decades to be very efficient instruments to measure ocean surface
22 currents over the clock over broad coastal areas (e.g. Paduan and Washburn (2013)). This has
23 motivated the ongoing construction of a spatially and temporally dense HFR network for a con-
24 tinuous coverage of the Mediterranean coasts Quentin et al. (2013). In the framework of the long-
25 term French observation program “Mediterranean Ocean Observing System for the Environment”
26 (MOOSE (2008-); Coppola et al. (2019)) and more recently the EU Interreg Marittimo “Sicomar-
27 Plus” project (SICOMAR-PLUS (2018)), our laboratory has installed a pair of HFR of SeaSonde
28 type (CODAR Ocean Sensors, Ltd.) in the region of Nice. One of them has been operational since
29 2013 in Saint-Jean Cap Ferrat, 2 km East of Nice. The other has been recently installed at the
30 French-Italian border in the Port of Menton and is currently being evaluated.

31 CODARs are commonly used instruments in the oceanographic community (e.g. Lipa et al.
32 (2006)); they have a dedicated software that in principle does not require any specific skills in the
33 field of radar instrumentation and signal processing. However, we found that the standard per-
34 formances proposed by the commercial toolbox suite can be greatly improved by using a specific
35 home-made processing, which can compensate for some defects of the installation. The main limi-
36 tations of such radars are related to their weak azimuthal resolution comparing to other radars (e.g.
37 Liu et al. (2014)) and the touchy calibration of their complex antenna gains; these shortcomings
38 are the counterpart of the compactness of the antenna system. As it is well known, the accurate
39 characterization of the antenna patterns is a key point in the Direction Finding (DF) technique that

40 is employed to obtain the azimuthal discrimination of radar echoes with compact HFR systems.
41 The antenna system in real conditions undergoes in general some distortion with respect to the
42 factory settings and a precise on-site calibration of the individual antenna responses is required
43 before proceeding to surface current mapping (Paduan et al. (2006)).

44 In this report we describe the first operational HFR site of Saint-Jean Cap Ferrat and its speci-
45 ficity (Section 2) and we recall the principle of surface current mapping in this context. The key
46 point is the appropriate utilization of DF algorithm to resolve the surface current in azimuth, a
47 process that goes through the application of the MUSIC algorithm (Section 3). We present some
48 techniques from the user point of view that have an important impact on the quality of the result.
49 We describe a recent ship experiment to measure the real antenna pattern following the standard
50 procedure and we give a detailed review of the involved radar signal processing steps (Section
51 4). In Section 5, we propose a novel self-calibration technique based on the mere analysis of the
52 recorded Doppler spectra. This method does not require any specific calibration campaign and
53 allows an easy update of the calibration as time goes by. We compare the radial surface current
54 maps obtained with 3 types of antenna pattern (ideal, measured, self-calibrated) and assess them
55 in the light of a recent oceanographic campaign providing the *in situ* measurements of surface
56 current by means of a set of 40 drifters (Section 6). We show that the best agreement is obtained
57 with the self-calibrated antenna patterns while the improvement brought by the measured pattern
58 over the ideal is marginal in that case.

59 **2. Radar sites history and description**

60 The installation of one CODAR SeaSonde sensor in the region of Nice was initially driven by the
61 need to monitor the local oceanic circulation in the framework of the MOOSE network Quentin
62 et al. (2014). The main objective was to properly track the Northern Current (NC), which is the

63 dominant stream flowing along the continental slope. It transports warm and salty Levantine In-
64 termediate Water at intermediate depths and thereby affects the properties of the Western Mediter-
65 ranean Deep Water formed downstream off the Gulf of Lion. These radar sites are complementary
66 to another site located in the region of Toulon downstream the NC (Dumas et al. (2020)). The
67 choice of this instrument was mainly motivated by its compactness that is an absolute requirement
68 in the densely urbanized coastal zone of the French riviera. The HFR station was initially meant to
69 cover the geographical area surrounding a mooring site referred to as “DYFAMED” for the long-
70 term observation of the core parameters of the water column (Coppola et al. (2018, 2019)). The
71 combination of the time series describing the vertical structure and the HFR currents is essential
72 for the characterization of the full 3D structures of circulation observed in the area (Berta et al.
73 (2018); Coppola et al. (2018); Manso-Narvarte et al. (2020)). This mooring site is located 50 km
74 offshore and a medium range HFR (9-20 MHz operating frequency) is well adapted to cover the
75 surface current measurements from the coast to 70-80 km away.

76 The SeaSonde HFR operates at a 13.5 MHz central frequency within a full bandwidth of 100
77 kHz allowing for 1.5 km range resolution. It is sited at the lighthouse of Saint-Jean Cap Ferrat
78 where it is installed on a flat terrace less than 90 m away from the sea at an altitude of about
79 30 meter (Figure 1). It is equipped with co-located receive and transmit antennas mounted on a
80 7 meter mast. It is separated by only 28 m from the 34 m high light house tower that shields a
81 small angular sector to the West. Electronic devices including transmitter and receiver as well
82 as the computer device (under MacOS system) controlling the equipment are hosted in an air-
83 conditioned enclosure as recommended (Mantovani et al. (2020)).

84 Albeit far from ideal, this configuration was found the best compromise given the field con-
85 straints. The magnetic compass direction of the receive antenna sighting arrow is about 160 de-
86 grees corresponding to a theoretical bearing of 207 degree true North Clock Wise (NCW) after

87 correction of the magnetic declination. The geometry of the coast between the Cape of Antibes on
 88 the Western side and Cape Martin on the Eastern side allows viewing an angular sector from 60°
 89 to 225° NCW but the distance between the SeaSonde and the sea remains constant (at about 50
 90 m) only from 135° to 315° NCW. The vicinity of the lighthouse tower and the increased ground
 91 distance are expected to limit the performances of the radar in the other azimuthal directions.

92 **3. Radial current extraction with CODARs**

93 As it relies on a compact antenna array, the CODAR uses DF algorithms to resolve the surface
 94 current in azimuth, which is the most critical step in the processing chain of the radar data and
 95 requires a reliable knowledge of the complex antenna gains. We recall that the antenna system is
 96 composed of two cross-loop antennas and one monopole, with ideal patterns:

$$\begin{aligned}
 g_1(\theta) &= \cos(\theta - \theta_b), \\
 g_2(\theta) &= \sin(\theta - \theta_b), \\
 g_3(\theta) &= 1
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

97 where θ_b is the main bearing. In its standard mode the CODAR SeaSonde uses Interrupted Fre-
 98 quency Modulated Continuous Wave with chirps of duration 0.25 sec followed by a blank of same
 99 duration 0.25 sec leading to a 2 Hz sampling rate for the range-resolved backscattered temporal
 100 signal X_j on each antenna. A Fast Fourier Transform is applied to these time series to form the
 101 co- and cross-Doppler spectra $D_{ij} = \widehat{X}_i \widehat{X}_j^*$ (9 elements), where \widehat{X}_j denotes the Discrete Fourier
 102 Transform and $*$ the complex conjugate. A typical integration time of 256 sec (512 chirps) is
 103 employed to obtain the individual complex Doppler spectra D_{ij} (512 Doppler bins, “CSQ” files),
 104 which are averaged over 15 min (4 CSQ) to produce mean Doppler spectra \overline{D}_{ij} at an update rate
 105 of 10 min (“CSS” files). A series of 7 such spectra are further combined to produce an ensemble
 106 average over 75 min (with update rate of 60 min) and estimate a covariance matrix $\Sigma_{ij} = \langle \overline{D}_{ij} \rangle$

107 for each Doppler bin and each range bin. The Direction of Arrival (DoA) corresponding to a
 108 given frequency shift (hence to a given radial surface current) is determined from the MUSIC
 109 algorithm (Schmidt (1986)). A Singular Value Decomposition (SVD) of each covariance matrix
 110 is performed, with eigenvalues $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \lambda_3 \geq 0$ and normalized eigenvectors $\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2, \mathbf{V}_3$. In the
 111 MUSIC theory, the number of nonzero eigenvalues corresponds to the number of sources (i.e, the
 112 number of occurrences of a given radial current when sweeping over azimuth) and the associated
 113 eigenvectors span the signal subspace; the remaining null eigenvalues span the noise space. In
 114 practice, the noise eigenvalues are not truly null as in an ideal system and a threshold must be
 115 selected to distinguish the signal and noise eigenvalues. As the antenna array of the CODAR Sea-
 116 Sonde is limited to 3 elements, the MUSIC algorithm can be applied with at most two sources
 117 to preserve at least one dimension for the noise subspace. As the electromagnetic field incom-
 118 ing from any far source is multiplied by the complex antenna gain, the so-called steering vector
 119 $\mathbf{g}(\theta) = (g_1(\theta), g_2(\theta), g_3(\theta))$ in the corresponding direction turns out to be an eigenvector of the
 120 covariance matrix and spans its signal subspace. Hence, the DoA attached to any source can be
 121 obtained by maximizing the projection of the steering vector on the signal subspace or equiva-
 122 lently by minimizing its projection onto the noise subspace. High-resolution estimate of the DoA
 123 are rather obtained by forming the ‘‘MUSIC Factor’’, which maximizes the inverse projection of
 124 the steering vector on the noise space. In Mathematical terms, the detected bearing θ_{DoA} is given
 125 by $\theta_{DoA} = \text{Argmax } Q(\theta)$, with

$$Q(\theta) = \left(\frac{\|\mathbf{g}(\theta)\|^2}{\left\| \sum_{n=3-N_s+1}^3 (\mathbf{V}_n \cdot \mathbf{g}(\theta)) \mathbf{V}_n \right\|^2} \right) \quad (2)$$

126 where $N_s = 1$ or 2 is the number of sources. In practice, the quality of the MUSIC estimation
 127 relies on the appropriate setting of a certain number of tuning parameters such as the number of
 128 sources, the angular bin, the different thresholds used for the selection of Bragg frequency bin and

129 for the MUSIC factors etc (see e.g. Kirincich (2017); Kirincich et al. (2019); Emery and Washburn
 130 (2019). In addition, we found some extra numerical recipes that we detail here.

131 *(i) Normalization of the covariance matrix* The covariance matrix, because it is obtained from a
 132 nonlinear combination of the antenna channels, is strongly dependent on the individual calibration
 133 of the signals recorded on each antenna. This is illustrated by the Doppler co-spectra shown in
 134 Figure 3 for each antenna, where an important shift of the level of noise floor and Bragg peaks is
 135 observed. Now, rescaling one channel in amplitude will strongly affects the eigenvalues and eigen-
 136 vectors of the covariance matrix, hence the whole DF process. This cannot be compensated by a
 137 simple rescaling of the steering vector. It is therefore important that the diagonal coefficients of
 138 the covariance matrix have the same order of magnitude. This implies that the Doppler co-spectra
 139 should also have the same order of magnitude from the beginning, aside from angular variations
 140 due to the antenna pattern. For this it is not enough to form the “loop amplitude ratios”, which
 141 are the signals received on antenna loop 1 and 2 normalized by the reference signal received on
 142 the monopole antenna 3, because the gains of antenna 1 and 2 might have very different ampli-
 143 tudes. Instead, we consider the complex Signal-to-Noise Ratio (SNR), which can be obtained by
 144 normalizing the complex Bragg spectra lines by the background noise level (defined as the aver-
 145 age Doppler spectrum amplitude in the far range away from the Bragg lines). This amounts to
 146 renormalize the covariance matrix by the noise levels:

$$\Sigma_{ij} \mapsto \Sigma_{ij} / (\sqrt{N_i N_j}), \quad (3)$$

147 where N_i is the noise level attached to the i th antenna and Σ_{ij} are the elements of the covariance
 148 matrix. This operation has been found to improve greatly the consistency between the matrix
 149 eigenvectors and the ideal steering vectors. The 6 different elements of the covariance matrix (3

150 co- and 3 cross-spectra) are shown in Figure 2 before and after renormalization with this technique.
151 This operation allows to restore a same order of magnitude for the 6 elements.

152 (ii) *Consistency of negative and positive Bragg lines* A customary quality check when esti-
153 mating the position of the Bragg lines is to verify that they undergo the same shift due to the
154 translational effect of surface current. This implies that the difference of the positive and negative
155 shifted Bragg frequency should be equal to twice the Bragg frequency, $f_B^+ - f_B^- = 2f_B$. However,
156 this criterion can only be used as such when using beam-forming techniques where the Doppler
157 spectrum is azimuthally resolved. Nevertheless, a consistency criterion can still be devised with
158 DF techniques by comparing the estimations of the surface currents U_r obtained for each range
159 and each angular bin with either the positive (U_r^+) or the negative Doppler frequencies (U_r^-), pro-
160 viding that the corresponding Bragg lines have sufficient SNR. This has been used as an extra
161 quality control to validate the estimated values of the surface current. In the presented numerical
162 calculations we required that $|U^+ - U^-| < 0.15$ m/s.

163 (iii) *Temporal stacking* A known shortcoming of the MUSIC method for the azimuthal discrim-
164 ination is the lacunarity of the resulting radial current maps. This default can be mitigated by the
165 method of antenna grouping when a sufficient number of antennas is available (Dumas and Guérin
166 (2020)). This technique cannot be applied to the CODAR that has only 3 antennas. However, the
167 idea of applying the DoA algorithm on different groups to increase the coverage has been retained
168 and adapted to the SeaSonde case. The idea is to distinguish groups of antenna in time instead
169 of space, at the cost of an increased observation time. For this, we consider all different groups
170 of sample spectra (CSS) that can be used to estimate the covariance matrix. Precisely, rather than
171 applying the MUSIC algorithm to a single group of 7 CSS within one hour record, we also apply
172 it to other available incomplete groups of samples. There are 2 possible groups of 6 consecutive

173 CSS, 3 groups of 5 CSS, etc. This amounts to apply the DoA algorithm as many times as there
174 are admissible groups, thereby obtaining multiple estimates of the spatial distribution of surface
175 current. In the end, a radial current map with a significantly increased coverage can be obtained
176 by averaging the individual maps derived from every single group. Starting with a minimal size
177 of 3 CSS, there are 15 admissible groups of consecutive CSS. Note that smaller groups provide
178 coarser estimates of the covariance matrix hence the radial current direction. However, they help
179 filling the map while higher-order groups ensure more accurate estimates. Different weights can
180 be attributed to the latter to favor large groups and increase the accuracy. We refer to this technique
181 as “temporal stacking”, as ‘stacking’ is a well-known technique in astrophotography to reduce the
182 noise of short exposure photography by accumulating redundant frames (e.g. Schröder and Lüthen
183 (2009)). It is difficult to evaluate the accuracy of temporal stacking *per se*. In principle, resort-
184 ing to smaller groups should deteriorate the global accuracy of the DoA. However, increasing the
185 number of available current values falling within the same directional bin allows an easy test to
186 eliminate untrustworthy estimates, by rejecting those directions that show inconsistent distribution
187 of values (for example, having an unacceptably large standard deviation). By using such control
188 criterion (here with a maximum standard deviation of 20 cm/s), we could improve the accuracy
189 of the stacking method while augmenting the radar coverage (see Figure 8d). This has been con-
190 firmed by our comparisons of HFR radial currents with drifter measurements (section 6) which
191 show that using temporal stacking does cause any visible change in the statistical performances
192 (see Table 4) while increasing the number of sample points.

193 **4. Ship calibration of the antenna patterns**

194 *a. Standard calibration procedure*

195 As already mentioned the antenna calibration is a crucial step for the quality of HFR surface
196 current measurement (e.g. Paduan et al. (2006)). The CODAR SeaSonde manufacturer provides a
197 specific transponder and a well-established procedure to perform this calibration with a shipborne
198 transmission. The transponder interacts with the radar receiver to characterize the antenna pattern
199 in the practical configuration of the field deployment. The boat describes a circle around the
200 antennas while the HFR system acquires the transponder signal. The exact ship position is tracked
201 with a GPS device and the track must be traveled clockwise and counterclockwise to eliminate
202 some possible bias in time and average the measurements.

203 The field campaign for the antenna calibration was carried over on March, 11, 2020 with a
204 standard SeaSonde transponder mounted on the Pelagia boat (Institut de la Mer de Villefranche).
205 The distance was maintained constant at one nautical mile from the SeaSonde antenna, a short
206 range that is imposed by the weak power of the transponder. At this distance the geographic
207 situation (peninsula of Cap Ferrat) allows to cover a circular arc from 60° to 330° NCW. The
208 ship trajectory is shown on Figure 4. The boat was driven at a speed ranging from 10 km/h to 15
209 km/h that is equivalent to an angular velocity between 4 to 6 degree of arc per minute, well below
210 the 8.5 knots (15.7 km/h) velocity threshold recommended by experienced users (Updyke (2020);
211 Washburn et al. (2017)) for such measurements.

212 The recorded time series were processed by the SeaSonde software to extract the antenna
213 pattern and were also processed from scratch in the laboratory. We recall hereafter the main steps
214 of the calibration.

215

- 216 1. Record the raw I/Q time series (Llv files) on the 3 receiver channels when the transmitter is a
217 shipborne transponder.
- 218 2. Process the received signal in range (fast time) and Doppler (slow time) to obtain Range-
219 Doppler maps. Thanks to the GPS track of the ship, every such map can be associated to an
220 azimuth θ .
- 221 3. Identify the bright spot corresponding to the ship echo in the Range-Doppler domain and the
222 corresponding Range-Doppler cell. The transponder and the receiver parameters have been set in
223 order to locate a signal peak in range cells from 10 to 13 and Doppler cells from 35 to 55.
- 224 4. For each antenna, calculate the complex gain $S_1(\theta), S_2(\theta), S_3(\theta)$ of each antenna in the
225 direction of the ship by evaluating the complex Doppler spectrum in the related cell. Ideally, the
226 ship response involves a single cell in the Range-Doppler map. In practice, the ship illuminates
227 a few neighbor cells. The antenna gain can be chosen as the mean complex Doppler spectrum
228 over these neighbor cells or the complex value where the amplitude is maximum. The so-called
229 complex loop amplitude ratios of antennas 1 and 2 are obtained by normalizing the ship response
230 by antenna 3 (monopole), that is $g_1(\theta) = S_1/S_3$ and $g_2(\theta) = S_2/S_3$.
- 231 5. Perform a sufficient angular smoothing of the complex loop amplitude ratios to remove the fast
232 oscillations.

233

234 Figure 5 shows the antenna power patterns (that is, $|g_1(\theta)|^2$ and $|g_2(\theta)|^2$) obtained with the
235 SeaSonde software processing of the field measurement after an angular smoothing over a 10
236 degrees window and interpolated with 1 degree steps. A significant deviation from the ideal pattern
237 can be observed both in shape and orientation. The main bearing cannot be determined without
238 ambiguity as the maximum of loop 1 does not coincide with the minimum of loop 2. The position
239 of the latter is, however, difficult to estimate as it is hidden by a secondary lobe. Based on the

240 extrapolation of the edges of the main 2 lobes of loop 2, the main bearing is found at 212 degree
241 NCW (versus 207 degree when measured with the magnetic compass and the mast marker). This
242 bearing value will be used in the following to characterize the ideal pattern of the Ferrat station.

243 *b. Laboratory calibration*

244 The quality of the overall pattern processing is strongly dependent of the windowing process
245 and the integration times that are chosen to perform the range resolution and the Doppler analysis.
246 Each Llv file consists of 512 sweeps corresponding to total duration of 256 second. Within each
247 sweep (duration = 0.5 sec), the received I/Q signal is sampled at a fast time with 4096 points.
248 Range processing is obtained using FFT with a Blackman-Harris window. Among the 2048 avail-
249 able positive frequency bins, only the first 32 frequency bins are preserved, corresponding to the
250 closest range cells from 1 to about 60 km. This provides range-resolved time series on each an-
251 tenna at 2 Hz sampling frequency. Doppler spectra are obtained by applying a further FFT on
252 these time series. A trade-off between the required integration time and the necessary update rate
253 was found by processing 7 half-overlapping sequences of 1 minute within the 256 second dura-
254 tion of each Llv file, thereby providing an estimation of the complex Doppler spectrum every 30
255 seconds. The resulting loop amplitude ratio are further interpolated onto the GPS time scale (1
256 second). Figure 6 shows an example of the obtained Range-Doppler maps for the first antenna.
257 The positive and negative Bragg lines are clearly visible together with the zero-Doppler line (fixed
258 echoes) and a bright spot around position 90-13 corresponding to the ship signal.

259 The complex antenna patterns g_1, g_2 can be represented in amplitude and phase as:

$$g_n(\theta) = A_n(\theta)e^{i\phi_n}, \quad n = 1, 2 \quad (4)$$

260 In the ideal case, the amplitude A_1, A_2 coincide with the absolute values of the sinus and cosinus
 261 function around the main bearing and the phases ϕ_1, ϕ_2 are 0 or 180 degrees. The measured
 262 patterns are in the favorable case slightly distorted versions of the ideal patterns. For simplicity
 263 we assume that the distortion can be described in overall phase and amplitude but not in shape.
 264 As suggested in Laws et al. (2010) we use the following parametric form (assuming no constant
 265 bias):

$$g_1(\theta) = \rho_1 \cos(\theta - \theta_1) e^{i\phi_1}, \quad g_2(\theta) = \rho_2 \sin(\theta - \theta_2) e^{i\phi_2} \quad (5)$$

266 for some tuning coefficients $\theta_1, \theta_2, \rho_1, \rho_2, \phi_1, \phi_2$. These parameters can be easily identified by
 267 fitting the real and imaginary parts of the complex loop amplitude ratios in the form:

$$\begin{aligned} \text{Re}g_n(\theta) &= a_n \cos \theta + b_n \sin \theta, \quad (n = 1, 2) \\ \text{Im}g_n(\theta) &= a'_n \cos \theta + b'_n \sin \theta, \quad (n = 1, 2) \end{aligned} \quad (6)$$

268 Comparison of the expressions (6) and (5) leads to the consistency relations:

$$\begin{aligned} \tan \theta_1 &= \frac{b_1}{a_1} = \frac{b'_1}{a'_1}, \quad \tan \theta_2 = -\frac{a_2}{b_2} = -\frac{a'_2}{b'_2} \\ \tan \phi_n &= \frac{a'_n}{a_n} = \frac{b'_n}{b_n}, \quad (n = 1, 2) \\ \rho_n^2 &= a_n^2 + b_n^2 + (a'_n)^2 + (b'_n)^2, \quad (n = 1, 2) \end{aligned} \quad (7)$$

269 The estimated values for the fitting parameters are recapped in Table 1. Figure 7 shows the real
 270 and imaginary parts of the loop amplitude ratios $g_1(\theta), g_2(\theta)$ as a function of the bearing angle
 271 together with their least-square fit (6). The black dashed vertical lines indicate the different values
 272 found for the estimated bearing. A running average within a ± 40 degree triangular window has
 273 been preliminary applied to smooth the measured complex patterns. By taking the average value
 274 of the parameters that have a double determination $(\theta_1, \theta_2, \phi_1, \phi_2)$ we can estimate $\theta_1 \simeq 225^\circ$,
 275 $\theta_2 \simeq 210^\circ$, $\phi_1 \simeq -28^\circ$ and $\phi_2 \simeq -41^\circ$. As seen, the estimated angles θ_1 and θ_2 differ by 15 degree,
 276 indicating that the actual patterns of loop 1 and 2 fail to satisfy the assumed quadrature relation.

277 Note that the quadrature relation holds for ideal pattern but is in fact not guaranteed for distorted
278 patterns. Hence, the difference between θ_1 and θ_2 is a simple indication of the level of distortion
279 of the antennas.

280 **5. Self-calibration of the antenna patterns**

281 *a. Main principle*

282 The experimental calibration of the antennas in real conditions is far from being satisfying both
283 in terms of quality and tractability. The most obvious drawback is that it requires time- and money-
284 consuming operations. Another limitation of the procedure is the strong assumption that the an-
285 tenna patterns that are measured one mile away from the radar still hold at longer range, which
286 ignores the shielding by natural remote obstacles (islands, coasts, capes,...). We have also seen that
287 the quality of the estimation of the complex gain relies on the choice of several tuning parameters
288 in the radar processing (length of the time series to process, tapering window, number of Doppler
289 spectra to average, selection of the ship response in the range-Doppler maps, smoothing of the
290 angular diagram, etc). Besides, the calibration might be subject to variations in time depending
291 on meteorological conditions or drift of electronic devices. To avoid the heavy procedure of ship
292 calibration, some other techniques have been proposed in the literature based on external opportu-
293 nity sources (see e.g. Fernandez et al. (2003, 2006); Flores-Vidal et al. (2013); Zhao et al. (2020)
294 for antenna arrays and Emery et al. (2014) for compact systems) or aerial drones Washburn et al.
295 (2017). We here propose a novel method that does not require any external source and is purely
296 based on the analysis of the recorded Doppler spectra. The main idea is that a proper family of
297 steering vector $\mathbf{g}(\theta)$ of the antenna system should cover the eigenvectors of the Doppler bins co-
298 variance matrix whenever a variety of DoA are investigated. In other words, when performing the

299 SVD decomposition of the covariance matrix for a large number of range cells and Doppler bins
 300 and for the large variety of oceanic patterns encountered on the long-term, the obtained eigenvec-
 301 tors should remain within a constrained family given by the steering vector. We therefore devise
 302 the following algorithm for the estimation of the latter.

303 (i) We first seek a relevant representation of the antenna pattern with the help of a reduced set of
 304 parameters, \mathbf{X} , and we denote $\mathbf{g}(\theta; \mathbf{X}) = (g_1(\theta; \mathbf{X}), g_2(\theta; \mathbf{X}), 1)$ the associated steering vector.
 305 In the following we will keep the same parameterization (5) that was used to fit the experimental
 306 lobe that requires only 6 coefficients. However, contrarily to this former case, there is no reference
 307 direction for the trial antenna pattern (since the antennas covariance matrix is only sensitive to the
 308 relative directions of the sources with respect to the antenna gains). A directional marker can be
 309 obtained from the coastline, which limits the admissible angular domain. We will therefore seek
 310 to optimize the antenna pattern under the form:

$$\begin{aligned} g_1(\theta) &= \rho_1 \cos(\theta - \theta_1) e^{i\phi_1} H(\theta), \\ g_2(\theta) &= \rho_2 \sin(\theta - \theta_2) e^{i\phi_2} H(\theta), \end{aligned} \tag{8}$$

311 where $H(\theta)$ is an angular mask delimiting the maximum opening to sea (i.e., a land mask), $H(\theta) =$
 312 1 if $\theta_{min} < \theta < \theta_{max}$ and $H(\theta) = 0$ otherwise. Note that the method will not apply in the rare
 313 situation where there is no available land mask (that is, essentially, for HFR installed on islands
 314 with full 360 degree visibility). In that case, one needs to rely on the theoretical bearing to fix at
 315 least one angular parameter θ_1 or θ_2 and perform the optimization on the remaining parameters.

316 (ii) Record a long series of range-resolved complex Doppler spectra for each antenna (CSS
 317 files) with the standard integration time (10 min). Assuming a constant calibration over the period,
 318 this series should cover at least a few weeks and a variety of oceanic conditions (hence various
 319 current patterns).

320 (iii) For every n th Doppler bin above some threshold (depending on the range), calculate the
 321 antenna covariance matrix using an ensemble average over the standard duration (typically, 7
 322 CSS files over one hour). Perform a SVD of this matrix and store the eigenvectors $\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2, \mathbf{V}_3$
 323 corresponding to the 3 eigenvalues $\lambda_1, \geq \lambda_2 \geq \lambda_3$. Repeat this operation for every hour of data in
 324 the database. Stack the N available eigenvectors obtained with different times, range and Doppler
 325 bins in a unique large $3 \times N$ matrix of N vectors $(\mathbf{V}_1^j, \mathbf{V}_2^j, \mathbf{V}_3^j)$. This constitutes the reference
 326 database of eigenvectors for the self-calibration process.

327 (iv) For every set of parameters \mathbf{X} characterizing the antenna pattern, evaluate a cost function
 328 $\mathcal{L}(\mathbf{X})$ defined in the following way. Let us denote $\mathbf{g}(\theta; \mathbf{X})$ the steering vector associated to this
 329 trial pattern. For every j^{th} set of eigenvectors $(\mathbf{V}_1^j, \mathbf{V}_2^j, \mathbf{V}_3^j)$ and antenna parameters \mathbf{X} , one can
 330 evaluate a MUSIC factor:

$$F(j; \mathbf{X}) = \max_{\theta} \left(\frac{\|\mathbf{g}(\theta; \mathbf{X})\|^2}{\left\| \sum_{n=3-N_s+1}^3 (\mathbf{V}_n^j \cdot \mathbf{g}(\theta; \mathbf{X})) \mathbf{V}_n^j \right\|^2} \right), \quad (9)$$

331 where N_s is the chosen number of sources. The main idea is that the MUSIC factors $F(j; \mathbf{X})$
 332 obtained by using the eigenvectors database will be amplified if the trial steering vector $\mathbf{g}(\theta; \mathbf{X})$ is
 333 close to the actual steering vector at the detected DoA. When using a large database, say over one
 334 month, one can expect that the variety of encountered oceanic conditions will allow to sweep all
 335 possible bearings. To quantify the global increase of the MUSIC factors, we selected a criterion
 336 based on the median of the population. We therefore devised the following cost function:

$$\mathcal{L}(\mathbf{X}) = (\text{Median}(F(j; \mathbf{X})))^{-1} \quad (10)$$

337 The Median was preferred to the Mean or the Maximum value of the population that are too
 338 sensitive to outliers and lead to a noisy and discontinuous dependence of the cost function on

339 the trial parameters \mathbf{X} . The optimal set of parameters can then be estimated using a classical
340 minimization routine with some initial guess on the parameter values.

341 Note that the method requires calculating a full population of MUSIC factors over all available
342 triplets of eigenvectors $\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2, \mathbf{V}_3$ for each trial values of the 6-parameter vector \mathbf{X} . In our nu-
343 merical trials the optimization has been obtained through a standard nonlinear least-square solver
344 provided by the MATLAB toolbox. The computational time depends on the size of the database
345 but remains of the order of a few minutes with a desktop computer for a monthly databasis.

346 *b. Comparison with Friedlander and Weiss method*

347 The present self-calibration method shares common ideas with a family of techniques that were
348 proposed three decades ago in the signal processing literature to infer the complex antenna gains of
349 arbitrary arrays from the eigen-structure analysis of the received signal (see Friedlander and Weiss
350 (1988); Weiss and Friedlander (1990) for the original method and Tuncer and Friedlander (2009)
351 for a modern review). In this approach, henceforth referred to as Friedlander and Weiss (FW)
352 method, the individual phase and amplitude corrections on each antenna are sought by minimizing
353 a cost function related to a MUSIC factor. However, there are some major differences both in the
354 antenna configuration and in the algorithm that prevents it to being adapted to the present situation.
355 First, the method is designed for basic phased arrays for which the antenna calibration is reduced to
356 a constant gain correction on each antenna and is not adapted to compact arrays such as Seasonde
357 that rely on the identification of a specific antenna pattern. Second, the algorithm assumes a fixed
358 and small number N of stationary sources, which must be smaller than the number M of antennas
359 in the array. Hence the optimization of the antenna parameters is based on only one estimation
360 of the signal covariance matrix (that is, a unique set of eigenvectors) whereas our method uses an
361 arbitrary large number of sources corresponding to the many occurrences of DoA that are found at

362 different ranges and times due to the diversity of radial current spatial patterns. In the FW method,
363 the fixed number and position of sources is compensated for by using the N highest peaks of the
364 MUSIC function instead of a single MUSIC factor. The resulting constraint on the cost function
365 is sufficient to invert the M antenna parameters. This is not applicable to SeaSonde that is limited
366 to a maximum of 2 sources. Note that this would also be problematic with HFR phased arrays
367 as this would require a good evaluation of the signal eigenvalues and an unambiguous separation
368 with the noise eigenvalues, a condition which is rarely granted due to the actual noise level. Yet,
369 the FW method was applied recently to phased-array oceanographic radars (Zhao et al. (2015))
370 and shown to improve the estimation of radial surface current. However, we could not find in this
371 paper the technical details indicating how the number of sources was selected, an important issue
372 for the performance of the algorithm.

373 *c. Application to the CODAR station*

374 The aforementioned self-calibration procedure was applied to the SeaSonde data using one full
375 month of record (May, 2019). The six parameters of the cost function were optimized using the
376 minimization toolbox of Matlab and the ideal pattern parameter as an initial guess. The obtained
377 antenna patterns are summarized in Table 2, together with a recap of the parameter values for the
378 ideal and experimental lobes. Note that the estimated as well as measured antenna patterns are
379 far from satisfying the expected quadrature relation between loop 1 and loop 2, judging from the
380 significantly different values obtained for the bearings θ_1 and θ_2 with a discrepancy of about 15
381 degrees.

382 Figure 8 shows one example of radial map obtained with the self-calibrated antenna patterns
383 and its comparison with those obtained with the ideal and experimental antenna patterns. The
384 small differences in the amplitude and bearing antenna parameters result in an overall rotation

385 and dilation of the map. It also illustrates the advantage of using temporal stacking. As seen, this
386 technique significantly improves the coverage of the map of radial current and prevents from using
387 interpolation techniques that could introduce artifacts in the distribution. Note, however, that the
388 azimuthal resolution has not been increased and is still limited by the geometry of the antenna
389 receive array.

390 *d. Is the antenna pattern stable in time ?*

391 In the previous comparison we have shown non contemporary estimates of the experimental
392 (March 2020) and self-calibrated (May 2019) patterns, the choice of the latter period being driven
393 by the date of drifter launch. Now it is possible that the actual antenna lobes have evolved over time
394 (here, 10 months), which would explain part of the observed difference. To check this hypothesis
395 we also performed the self-calibration using one month of data in March 2020. The obtained
396 parameters are shown in the last line of Table 3. The loop amplitude ratios are found closer
397 to the experimentally measured values with a marked unbalance between antenna 1 and 2. The
398 differences with the experimental bearings and phases could be due to the inaccuracy in measuring
399 the latter (see Figure 7) and its dependence to the degree of angular smoothing. Nevertheless,
400 judging from the clear trend of the amplitude ratio, it is likely that the actual antenna pattern has
401 been subject to some change over time, which further justifies the use of updated self-calibration
402 when extracting the surface current maps.

403 *e. One or two sources ?*

404 The number of sources that can be used in the MUSIC DF algorithm is, at most, one unity less
405 than the number of receive antennas. Prescribing the optimal number of sources has a significant
406 impact on the accuracy of the estimation (e.g. Kirincich et al. (2019)]. In the case of the CODAR

407 SeaSonde that has only 3 antennas, the possible number of sources is limited to 1 or 2. In principle,
408 using 2 sources instead of 1 provides a better estimation of the spatial structure of the radial
409 current, in particular in non-trivial situations when the latter has meandering or vortexes leading to
410 multiple DoA for a given radial current value. However, using a two-source DF is very demanding
411 in terms of accurate knowledge of the antenna pattern and level of SNR for the Doppler bins as
412 it requires an unambiguous identification of the second largest signal eigenvalue. As a secondary
413 MUSIC peak is most often observed in practice, prescribing 2 sources can lead to a spurious peak
414 detection and a wrong allocation of the DoA. This was clearly the case with the SeaSonde data
415 of Saint-Jean Cap Ferrat, where the utilization of a two-source MUSIC research resulted in many
416 errors in the estimation of the DoA and produced many outliers in the surface current map. We
417 therefore decided to perform the whole azimuthal processing with one single source, which is
418 less accurate but more robust than two sources in this case. Similarly, the self-calibration of the
419 antenna pattern was realized using a single source in a region of strong SNR (range cells 7 to 17).
420 The lesser performance of the 2-source self-calibration was confirmed by the drifter comparisons
421 (Table 3 in Section 6).

422 **6. Comparison with drifters**

423 To assess the quality of an antenna calibration, it is customary to compare the HFR products with
424 *in situ* instruments such as drifters or ADCPs (e.g. Paduan et al. (2006); Liu et al. (2010); Kirincich
425 et al. (2012); Zhao et al. (2015)). To evaluate the respective merits of the different calibration
426 methods, we here compared the HFR radial surface currents with drifter measurements obtained
427 during an experiment conducted in May, 2019. To this aim, we re-calculated the self-calibrated
428 antenna pattern using the corresponding month of data. An example of a typical radial current
429 map seen from this station is shown in Figure 8b. The drifter set, used as ground truth, is part of

430 the dataset collected under the IMPACT EU project (IMPACT (2016)) aiming at providing tools
431 and guidelines to combine the conservation of the marine protected areas with the development of
432 port activities in the transboundary areas in between France and Italy. The deployment includes 40
433 CARTHE-type drifters, biodegradable up to 85% (Novelli et al. (2017)), released in the open sea in
434 front of the Gulf of La Spezia (Italy) on May 2, 2019 (Berta et al. (2020)). The deployment strategy
435 consisted of releasing 35 drifters on a regular grid (about 6 km side and 1 km step, with some 500
436 m nesting) in a time window of about 2-3 hours. 5 more drifters were released in line after passing
437 by the Portovenere Channel, while exiting the Gulf of La Spezia. The nominal drifter transmission
438 rate was 5 min, GPS transmitters nominal accuracy was within 10 m, and drifter positions were
439 pre-processed to remove outliers. Most of the drifters followed the prevailing current pattern in
440 the area, represented by the NC, and moved along the continental margin from the North East
441 to the South West in agreement with the general cyclonic circulation of the NW Mediterranean
442 basin. Most of the drifters reached the area of interest, around May 10, and 35 trajectories were
443 exploitable for the HFR currents assessment in between May 10 and May 20, wherever a non-
444 void intersection was obtained with the HFR surface current estimates. In order to compare with
445 HFR data, drifter positions were interpolated on the HFR time vector and drifter velocities were
446 projected onto the radial direction of the antenna pattern. The surface layer sampled by CARTHE
447 drifters covers the first 60 cm of the water column (Novelli et al. (2017)). This is consistent with the
448 water layer measured by HFR since velocities are vertically averaged down to a depth estimated
449 as $\lambda/8\pi$, where λ is the transmitted radar wavelength (Stewart and Joy (1974)), which corresponds
450 approximately to a layer of about 88 cm for the considered HFR operating frequency 13.5 MHz.
451 CARTHE drifters have low windage, thanks to the flat toroidal floater. In addition, their motion
452 is not affected by rectification caused by wind waves, thanks to the flexible tether connecting the
453 floater and the drogue; at last, their slip velocity is less than 0.5% for winds up to 10 m/s (Novelli

454 et al. (2017)). Some of these CARTHE drifters reached the area of Toulon in the stream of the NC
455 around May, 19, 2019 (see Figure 9) and their data were already compared with the radar estimates
456 from the local HFR stations (a WERA bistatic network at 16.15 operating frequency (see Guérin
457 et al. (2019))). An excellent agreement was found for the corresponding radial currents (Dumas
458 et al. (2020)), thereby confirming that the CARTHE are very relevant instruments to calibrate HFR
459 surface current measurements.

460 For the purpose of comparison, the drifter velocity were projected onto the local radial seen
461 from the HFR site and the hourly HFR measurements were interpolated both in space and time to
462 match the drifter locations. We inspected the HFR velocities obtained with each of the 3 calibra-
463 tion methods along the individual drifter trajectories. The DoA method was run as presented in
464 Section 3 using temporal stacking and assuming one single source. Figure 10 shows an example
465 of such comparison for one trajectory that remained entirely within the radar coverage over the du-
466 ration of the experiment. As seen, the dominant inertial oscillations are well captured by the HFR
467 estimates for all types of antenna calibration with the self-calibration method being at first sight
468 best performing. However, some non-negligible errors are visible in the magnitude of the peaks
469 around May, 10 and May, 15, 2019. To quantify the performances of the different calibration
470 techniques we calculated the main statistical parameters of the overall dataset. By concatenating
471 the time series from the 40 trajectories, we obtained an ensemble of 8090 simultaneous values
472 of HFR and drifter radial currents over the entire experiment (U_{radar} and $U_{drifter}$, respectively).
473 From this ensemble of values we calculated the bias ($\langle U_{radar} - U_{drifter} \rangle$), the Root Mean Square
474 Error ($RMSE = (\langle [U_{radar} - U_{drifter}]^2 \rangle)^{1/2}$) and the correlation coefficient of the linear regression
475 for each of the 3 calibration methods. The results are summarized in Table 3. As seen, using the
476 experimental antenna patterns only marginally improves the accuracy for the estimated radial cur-

477 rents when compared to the ideal pattern. However, the use of the self-calibrated antenna pattern
478 allows for a noticeable decrease of RMSE by 2.3 cm/s with respect to the ideal pattern.

479 Another useful classical test (e.g. Liu et al. (2010)) to evaluate the correctness of the antenna
480 bearing is to compare the drifter measurements with the HFR currents after performing a small
481 azimuthal rotation of the latter. As the HFR current map was realized using a 5 degree angular
482 bin (which was found to be a good trade-off between the azimuthal accuracy of the current map
483 and the required size to avoid lacunary patterns in the DoA algorithm) we could only evaluate
484 the effect of shifting the HFR cells by multiples of ± 5 degrees. Table 4 shows the impact of the
485 bearing offset on the comparison performance using the 3 types of antenna patterns. Judging from
486 the optimal performance (that is, minimizing the RMSE and maximizing the CC), it appears that
487 the self-calibrated pattern has a small angle offset (no more than 5 degrees) while the experimental
488 pattern is found with a slightly larger offset (about 10 degrees).

489 To better identify the area where the HFR estimates are of lesser quality, we calculated the
490 RMSE in restricted areas corresponding to 0.1 degree bins of longitude and latitude and retained
491 only the grid cells where at least 10 sample points were available (out of 8090). Figure 11 shows
492 the obtained RMSE in colorscale, superimposed to the map of radar coverage. From this refined
493 analysis it turns out that the accuracy of the HFR estimation is greatly improved in a central zone
494 that can be coarsely delimited by a square area comprised between 7.3-7.9 longitude and 43.3-43.7
495 latitude. The RMSE obtained by considering all data in this central zone is found to about 10 cm/s
496 when using the self-calibrated antenna pattern, which is about 3 cm/s lower than the corresponding
497 RMSE calculated with the ideal or measured antenna pattern. Given the magnitude of the radial
498 surface current (up to 1 m/s) this is a good performance.

499 **7. Conclusion**

500 We have presented in detail the first results of one SeaSonde CODAR station in the region of
501 Nice together with the specific processing techniques that have been developed in the laboratory.
502 An original self-calibration technique of the antenna patterns has been applied and allows to im-
503 prove the quality of the HFR radial currents. The accuracy of the latter has been assessed with
504 the help of a set of drifters measurements and the RMSE has been shown to be diminished by 2-3
505 cm/s with respect to the HFR estimations based on the ideal or experimental antenna patterns. The
506 strong point of this self-calibration procedure is that it does not require any extra ship campaign
507 nor external sources and is purely based on the analysis of the recorded time series that can be
508 updated at will. The results pertaining to the companion HFR station recently installed in Men-
509 ton will be presented in a subsequent work, together with the vector reconstruction of the radial
510 currents.

511 *Acknowledgments.* The CODAR SeaSonde sensors of the MIO were jointly purchased by several French Research in-
512 stitutions (Université de Toulon, CNRS, IFREMER). Their maintenance has been supported by the national observation service
513 “MOOSE” and the EU Interreg Marittimo projects SICOMAR-PLUS and IMPACT. Special thanks go to the office of “Phares et
514 Balises DIRM Méditerranée” for hosting our installation in Saint-Jean Cap Ferrat; the Institut de la Mer de Villefranche for lending
515 the Pelagia boat; our colleagues D. Mallarino, J-L. Fuda, T. Missamou and R. Chemin for assisting with installation; our colleague
516 Marcello Magaldi for the IMPACT drifters campaign; Marcel Losekoot (UC Davis) and Brian Emery (UC Santa Barbara) for pro-
517 viding software to read the SeaSonde time series. We are also grateful to one anonymous reviewer for indicating the Friedlander
518 and Weiss method for self-calibration of arrays.

519 *Data availability statement.* Data available on demand.

520 References

- 521 Bellomo, L., and Coauthors, 2015: Toward an integrated HF radar network in the Mediterranean
522 Sea to improve search and rescue and oil spill response: the TOSCA project experience. *Journal*
523 *of Operational Oceanography*, **8** (2), 95–107, doi:10.1080/1755876X.2015.1087184, number:
524 2.
- 525 Berta, M., R. Sciascia, M. Magaldi, and A. Griffa, 2020: Drifter deployment in the framework
526 of the IMPACT (Port impacts on marine protected areas: transnational cooperative actions)
527 project. SEANOE, CNR ISMAR. URL <https://doi.org/10.17882/72369>.
- 528 Berta, M., and Coauthors, 2018: Wind-induced variability in the northern current (northwestern
529 mediterranean sea) as depicted by a multi-platform observing system. *Ocean Science*, **14** (4),
530 689–710, URL <https://doi.org/10.5194/os-14-689-2018>.
- 531 Coppola, L., L. Legendre, D. Lefevre, L. Prieur, V. Taillandier, and E. D. Riquier, 2018: Seasonal
532 and inter-annual variations of dissolved oxygen in the northwestern mediterranean sea (dyfamed
533 site). *Progress in Oceanography*, **162**, 187–201.
- 534 Coppola, L., P. Raimbault, L. Mortier, and P. Testor, 2019: Monitoring the environment in the
535 northwestern mediterranean sea. *Eos, Transactions American Geophysical Union*, **100**.
- 536 Dumas, D., A. Gramoullé, C.-A. Guérin, A. Molcard, Y. Ourmieres, and B. Zakardjian, 2020:
537 Multistatic estimation of high-frequency radar surface currents in the region of Toulon. *Ocean*
538 *Dynamics*, **70** (12), 1485–1503, number: 12 Publisher: Springer.
- 539 Dumas, D., and C.-A. Guérin, 2020: Self-calibration and antenna grouping for bistatic oceanographic
540 High-Frequency Radars. *arXiv preprint arXiv:2005.10528*.

541 Emery, B., and L. Washburn, 2019: Uncertainty estimates for seasonal hf radar ocean cur-
542 rent observations. *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, **36 (2)**, 231 – 247,
543 doi:10.1175/JTECH-D-18-0104.1, URL [https://journals.ametsoc.org/view/journals/atot/36/2/
544 jtech-d-18-0104.1.xml](https://journals.ametsoc.org/view/journals/atot/36/2/jtech-d-18-0104.1.xml).

545 Emery, B. M., L. Washburn, C. Whelan, D. Barrick, and J. Harlan, 2014: Measuring antenna
546 patterns for ocean surface current hf radars with ships of opportunity. *Journal of Atmospheric
547 and Oceanic Technology*, **31 (7)**, 1564–1582.

548 Fernandez, D. M., J. Vesecky, and C. Teague, 2003: Calibration of hf radar systems with ships of
549 opportunity. *IGARSS 2003. 2003 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposi-
550 sium. Proceedings (IEEE Cat. No. 03CH37477)*, IEEE, Vol. 7, 4271–4273.

551 Fernandez, D. M., J. F. Vesecky, and C. Teague, 2006: Phase corrections of small-loop hf radar
552 system receive arrays with ships of opportunity. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, **31 (4)**,
553 919–921.

554 Flores-Vidal, X., P. Flament, R. Durazo, C. Chavanne, and K.-W. Gurgel, 2013: High-frequency
555 radars: Beamforming calibrations using ships as reflectors. *Journal of Atmospheric and Oceanic
556 Technology*, **30 (3)**, 638–648.

557 Friedlander, B., and A. J. Weiss, 1988: Eigenstructure methods for direction finding with sensor
558 gain and phase uncertainties. *ICASSP-88., International Conference on Acoustics, Speech, and
559 Signal Processing*, IEEE, 2681–2684.

560 Guérin, C.-A., D. Dumas, A. Gramoullé, C. Quentin, M. Saillard, and A. Molcard, 2019: The
561 multistatic HF radar network in Toulon. *IEEE Radar 2019 Conference*, IEEE.

562 IMPACT, 2016: *Impact of Ports on marine protected areas: Cooperative Cross-Border Actions*.
563 www.impact-maritime.eu.

564 Kirincich, A., 2017: Improved detection of the first-order region for direction-finding hf radars us-
565 ing image processing techniques. *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, **34 (8)**, 1679
566 – 1691, doi:10.1175/JTECH-D-16-0162.1, URL [https://journals.ametsoc.org/view/journals/
567 atot/34/8/jtech-d-16-0162.1.xml](https://journals.ametsoc.org/view/journals/atot/34/8/jtech-d-16-0162.1.xml).

568 Kirincich, A., B. Emery, L. Washburn, and P. Flament, 2019: Improving surface current reso-
569 lution using direction finding algorithms for multiantenna high-frequency radars. *Journal of
570 Atmospheric and Oceanic Technology*, **36 (10)**, 1997–2014.

571 Kirincich, A. R., T. De Paolo, and E. Terrill, 2012: Improving hf radar estimates of surface currents
572 using signal quality metrics, with application to the mvco high-resolution radar system. *Journal
573 of Atmospheric and Oceanic Technology*, **29 (9)**, 1377–1390.

574 Laws, K., J. D. Paduan, and J. Vesecky, 2010: Estimation and assessment of errors related to
575 antenna pattern distortion in codar seasonde high-frequency radar ocean current measurements.
576 *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, **27 (6)**, 1029–1043.

577 Lipa, B., B. Nyden, D. S. Ullman, and E. Terrill, 2006: Seasonde radial velocities: Derivation and
578 internal consistency. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, **31 (4)**, 850–861, doi:10.1109/JOE.
579 2006.886104.

580 Liu, Y., R. H. Weisberg, and C. R. Merz, 2014: Assessment of codar seasonde and wera hf radars
581 in mapping surface currents on the west florida shelf. *Journal of Atmospheric and Oceanic
582 Technology*, **31 (6)**, 1363–1382.

583 Liu, Y., R. H. Weisberg, C. R. Merz, S. Lichtenwalner, and G. J. Kirkpatrick, 2010: Hf
584 radar performance in a low-energy environment: Codar seasonde experience on the west
585 florida shelf. *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, **27 (10)**, 1689 – 1710,
586 doi:10.1175/2010JTECHO720.1, URL [https://journals.ametsoc.org/view/journals/atot/27/10/
587 2010jtecho720_1.xml](https://journals.ametsoc.org/view/journals/atot/27/10/2010jtecho720_1.xml).

588 Manso-Narvarte, I., E. Fredj, G. Jordà, M. Berta, A. Griffa, A. Caballero, and A. Rubio, 2020:
589 3d reconstruction of ocean velocity from high-frequency radar and acoustic doppler current
590 profiler: a model-based assessment study. *Ocean Science*, **16 (3)**, 575–591.

591 Mantovani, C., and Coauthors, 2020: Best practices on high frequency radar deployment and
592 operation for ocean current measurement. *Frontiers in Marine Science*, **7**, 210.

593 MOOSE, 2008-: *Mediterranean Ocean Observing System for the Environment*.
594 <https://www.moose-network.fr/fr>.

595 Novelli, G., C. Guigand, C. Cousin, E. Ryan, J. Laxage, H. Dai, K. Haus, and T. Özgökmen, 2017:
596 A Biodegradable Surface Drifter for Ocean Sampling on a Massive Scale. *J. Atmos. Oceanic
597 Technol.*, **34**, 2509–2532, doi:10.1175/JTECH-D-17-0055.1.

598 Paduan, J. D., K. C. Kim, M. S. Cook, and F. P. Chavez, 2006: Calibration and validation of
599 direction-finding high-frequency radar ocean surface current observations. *IEEE Journal of
600 Oceanic Engineering*, **31 (4)**, 862–875, doi:10.1109/JOE.2006.886195.

601 Paduan, J. D., and L. Washburn, 2013: High-frequency radar observations of ocean
602 surface currents. *Annual Review of Marine Science*, **5 (1)**, 115–136, doi:10.1146/
603 annurev-marine-121211-172315.

- 604 Quentin, C., and Coauthors, 2013: HF radar in French Mediterranean Sea: an element of MOOSE
605 Mediterranean Ocean Observing System on Environment. *Ocean & Coastal Observation: Sen-
606 sors and observing systems, numerical models & information*, Nice, France, 25–30, URL
607 <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00906439>.
- 608 Quentin, C. G., and Coauthors, 2014: High frequency surface wave radar in the french mediter-
609 ranean sea: an element of the mediterranean ocean observing system for the environment. *7th
610 EuroGOOS Conference, Oct 2014, Lisboa, Portugal, ISBN 978-2-9601883-1-8*, 111–118, URL
611 <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01131489>.
- 612 Schmidt, R., 1986: Multiple emitter location and signal parameter estimation. *IEEE transactions
613 on antennas and propagation*, **34** (3), 276–280.
- 614 Schröder, K.-P., and H. Lüthen, 2009: Astrophotography. *Handbook of Practical Astronomy*,
615 Springer, 133–173.
- 616 SICOMAR-PLUS, 2018: *Sistema transfrontaliero per la sicurezza in mare COntro i
617 rischi della navigazione e per la salvaguardia dell’ambiente MARino*. [http://interreg-
618 maritime.eu/web/sicomarplus](http://interreg-maritime.eu/web/sicomarplus).
- 619 Stewart, R. H., and J. W. Joy, 1974: HF radio measurements of surface currents. Elsevier, Vol. 21,
620 1039–1049.
- 621 Tuncer, T. E., and B. Friedlander, 2009: *Classical and modern direction-of-arrival estimation*.
622 Academic Press.
- 623 Updyke, T., 2020: Antenna pattern measurement guide. Tech. rep., Old Dominion University.

- 624 Washburn, L., E. Romero, C. Johnson, B. Emery, and C. Gotschalk, 2017: Measurement of
625 antenna patterns for oceanographic radars using aerial drones. *Journal of Atmospheric and*
626 *Oceanic Technology*, **34 (5)**, 971–981.
- 627 Weiss, A. J., and B. Friedlander, 1990: Eigenstructure methods for direction finding with sensor
628 gain and phase uncertainties. *Circuits, Systems and Signal Processing*, **9 (3)**, 271–300.
- 629 Zhao, C., Z. Chen, J. Li, F. Ding, W. Huang, and L. Fan, 2020: Validation and evaluation of a ship
630 echo-based array phase manifold calibration method for hf surface wave radar doa estimation
631 and current measurement. *Remote Sensing*, **12 (17)**, 2761.
- 632 Zhao, C., Z. Chen, G. Zeng, and L. Zhang, 2015: Evaluating two array autocalibration meth-
633 ods with multifrequency hf radar current measurements. *Journal of Atmospheric and Oceanic*
634 *Technology*, **32 (5)**, 1088–1097.

635 **LIST OF TABLES**

636 **Table 1.** Estimation of the main bearing (θ_0) and the amplitudes (ρ_1, ρ_2) and phases
637 (ϕ_1, ϕ_2) of the complex loop amplitude ratios (5) from the fitting coefficients
638 a, b of equation (6) 33

639 **Table 2.** Estimation of the antenna pattern parameters for the ideal, experimental and
640 self-calibrated lobes at the CODAR station Saint-Jean Cap Ferrat. The angles
641 are given in degrees NCW. 34

642 **Table 3.** Overall statistical performances of the HFR radial current measurements when
643 compared to the 40 drifters. The bias and RMSE are given in cm/s and CC is
644 the correlation coefficient. In parenthesis, the same statistical performances on
645 the reduced area comprised between 7.3-7.9 longitude and 43.3-43.7 latitude. . . . 35

646 **Table 4.** Influence of the chosen pattern, the bearing offset and the stacking on the over-
647 all performances of the HFR currents when compared to the drifter measure-
648 ments. The RMSE is given in m/s. The optimal bearing for the RMSE or the
649 CC are highlighted in bold. 36

	a	b	θ_0 (deg)	ϕ (deg)	ρ
real g_1	-1.6	-2.0	232	-34 -23	2.9
imag g_1	1.1	0.8	218		
real g_2	-0.6	1.4	203	-50 -32	1.9
imag g_2	0.7	-0.9	218		

650 TABLE 1. Estimation of the main bearing (θ_0) and the amplitudes (ρ_1, ρ_2) and phases (ϕ_1, ϕ_2) of the complex
651 loop amplitude ratios (5) from the fitting coefficients a, b of equation (6)

	ρ_1	ρ_2	θ_1	θ_2	ϕ_1	ϕ_2
Ideal	1	1	212	212	0	0
Experimental (March 2020)	2.9	1.9	225	210	-28	-41
Self-Calibrated (May 2019)	1.43	1.43	225.6	205.1	-9.9	-20.9
Self-Calibrated (March 2020)	2.2	1.3	210.5	201.7	23.7	32.6

652 TABLE 2. Estimation of the antenna pattern parameters for the ideal, experimental and self-calibrated lobes at
653 the CODAR station Saint-Jean Cap Ferrat. The angles are given in degrees NCW.

	bias	RMSE	CC
ideal	4.8 (8.6)	15.8 (13.1)	0.85 (0.91)
measured	7.9 (4.2)	15.3 (13.4)	0.88 (0.97)
self-calibrated	7.1 (3.6)	13.5 (9.7)	0.90 (0.92)

654 TABLE 3. Overall statistical performances of the HFR radial current measurements when compared to the 40
655 drifters. The bias and RMSE are given in cm/s and CC is the correlation coefficient. In parenthesis, the same
656 statistical performances on the reduced area comprised between 7.3-7.9 longitude and 43.3-43.7 latitude.

Pattern	offset	-15	-10	-5	0	5	10	15
Ideal with (w/o) stacking	RMSE	21.6 (21.5)	19.5 (18.8)	17.2 (16.7)	15.8 (14.9)	15.3 (15.2)	15.5 (15.8)	16.3 (16.6)
	CC	0.79 (0.82)	0.82 (0.86)	0.84 (0.85)	0.85 (0.85)	0.84 (0.85)	0.83 (0.82)	0.81 (0.81)
Experimental (3/2020) with (w/o) stacking	RMSE	18.7 (19.4)	17.4 (18.2)	16.0 (17.7)	15.3 (15.5)	14.4 (15.0)	14.1 (14.6)	14.3 (15.5)
	CC	0.90 (0.90)	0.90 (0.90)	0.90 (0.88)	0.88 (0.87)	0.84 (0.85)	0.85 (0.83)	0.81 (0.79)
Self-calibrated (5/2019) with (w/o) stacking	RMSE	20.6 (21.0)	18.0 (17.7)	15.6 (15.6)	13.5 (13.0)	12.5 (12.4)	13.6 (13.7)	15.0 (16.1)
	CC	0.86 (0.87)	0.89 (0.90)	0.90 (0.91)	0.90 (0.91)	0.90 (0.88)	0.87 (0.85)	0.83 (0.81)
Same for 2 sources with (w/o) stacking	RMSE	22.2 (23.4)	20.1 (21.0)	18.2 (18.5)	15.9 (16.5)	13.8 (13.9)	12.8 (12.3)	13.1 (13.2)
	CC	0.83 (0.84)	0.88 (0.88)	0.89 (0.90)	0.90 (0.91)	0.91 (0.91)	0.90 (0.90)	0.88 (0.86)

657 TABLE 4. Influence of the chosen pattern, the bearing offset and the stacking on the overall performances of
658 the HFR currents when compared to the drifter measurements. The RMSE is given in m/s. The optimal bearing
659 for the RMSE or the CC are highlighted in bold.

660 **LIST OF FIGURES**

661 **Fig. 1.** Location and theoretical coverage of the SeaSonde CODAR installed in Saint-Jean Cap
662 Ferrat. The field of view is limited to the West by the Cape of Antibes and to the East by
663 Cape Saint Ampelio. The arc of circle marks a typical 65 km coverage. The SeaSonde mast
664 at the lighthouse of Saint-Jean Cap Ferrat (upper right). 38

665 **Fig. 2.** Examples of hourly Doppler co- and cross-spectra before (a) and after (b) normalization. . . . 39

666 **Fig. 3.** A “slice” of the above Doppler co-spectra averaged over ranges from 5 to 10 km. As seen,
667 the 3 antennas do not have the same absolute gain. 40

668 **Fig. 4.** Ship trajectory for the antenna pattern campaign 41

669 **Fig. 5.** Experimental antenna patterns derived from the SeaSonde software. The red (blue) thick
670 solid lines show the smoothed measured angular pattern. The magenta (cyan) thin solid
671 lines indicate the ideal pattern at the main bearing extrapolated from the minimum of loop 2
672 (orange solid line). 42

673 **Fig. 6.** Example of Range-Doppler spectra on the three antennas (in dB scale). The bright spot
674 around coordinates 90-12 is due to the ship motion. The zero Doppler bin (central vertical
675 line) as well as the Bragg lines are clearly visible. 43

676 **Fig. 7.** Measured (symbols) and fitted (lines) values after equation (6)) for the complex loop am-
677 plitude ratios (5). The black dashed vertical lines indicate the different values found for the
678 estimated bearing. 44

679 **Fig. 8.** Examples of radial current maps obtained at the Ferrat station using 1 hour of record (May,
680 13, 2019, 16:00 UTC) and the (a) ideal, (b) experimental and self-calibrated (c) antenna
681 pattern. Temporal stacking and one single source have been used in the DoA algorithm. The
682 effect of stacking is illustrated in (d), where the radial map obtained with the self-calibrated
683 antenna pattern (c) is recalculated without temporal stacking. 45

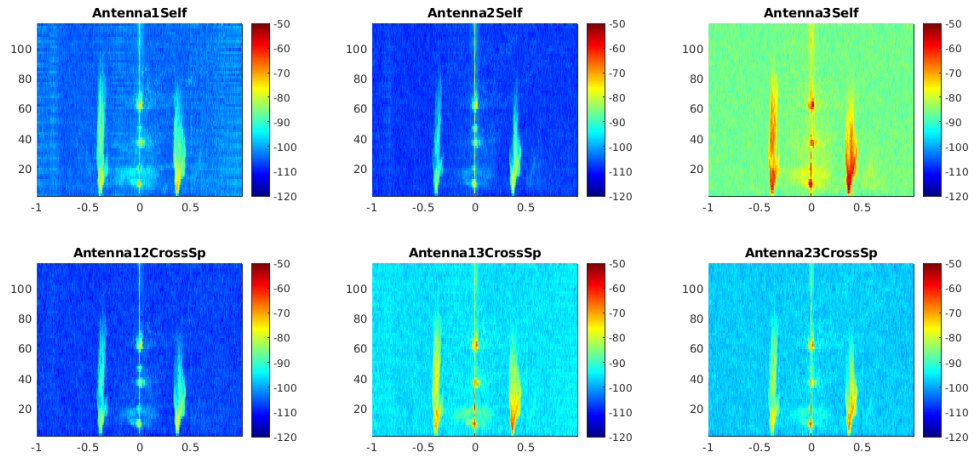
684 **Fig. 9.** Drifters trajectories from May, 10 to May, 20, 2019. The color scale indicates the running
685 date. The typical radar footprint of the Ferrat station is shown with the black arc of circle. . . . 46

686 **Fig. 10.** Comparisons of HFR derived radial surface current (dots) with drifter measurements (black
687 solid line) for one complete trajectory. The different colors (red, green and blue) refer to
688 the different antenna patterns that have been used (ideal, experimental and self-calibrated,
689 respectively). 47

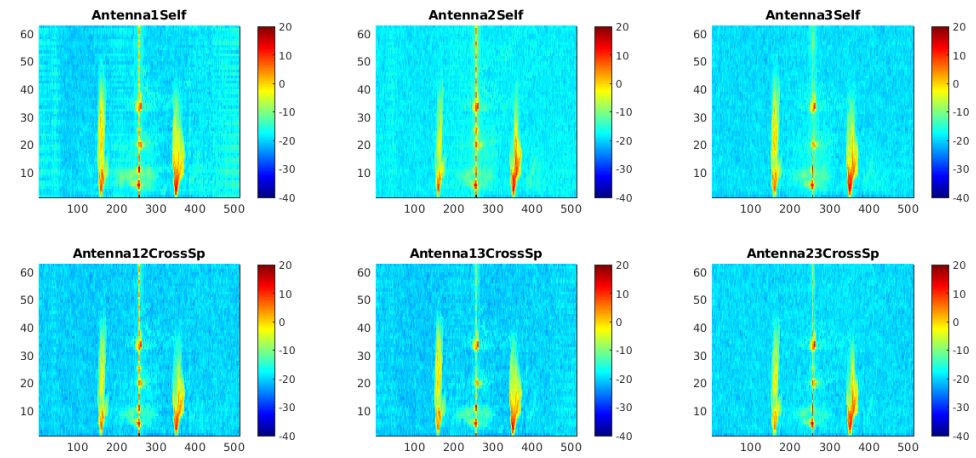
690 **Fig. 11.** RMSE (in m/s) between self-calibrated HFR currents and drifter measurements calculated
691 with all available sampling points along the 40 trajectories and binned by 0.1 deg bins in
692 latitude and longitude. The black arc of circle shows the typical radar footprint while the
693 green ellipse eliminates the central region where the error is smallest. 48



694 FIG. 1. Location and theoretical coverage of the SeaSonde CODAR installed in Saint-Jean Cap Ferrat. The
695 field of view is limited to the West by the Cape of Antibes and to the East by Cape Saint Ampelio. The arc of
696 circle marks a typical 65 km coverage. The SeaSonde mast at the lighthouse of Saint-Jean Cap Ferrat (upper
697 right).

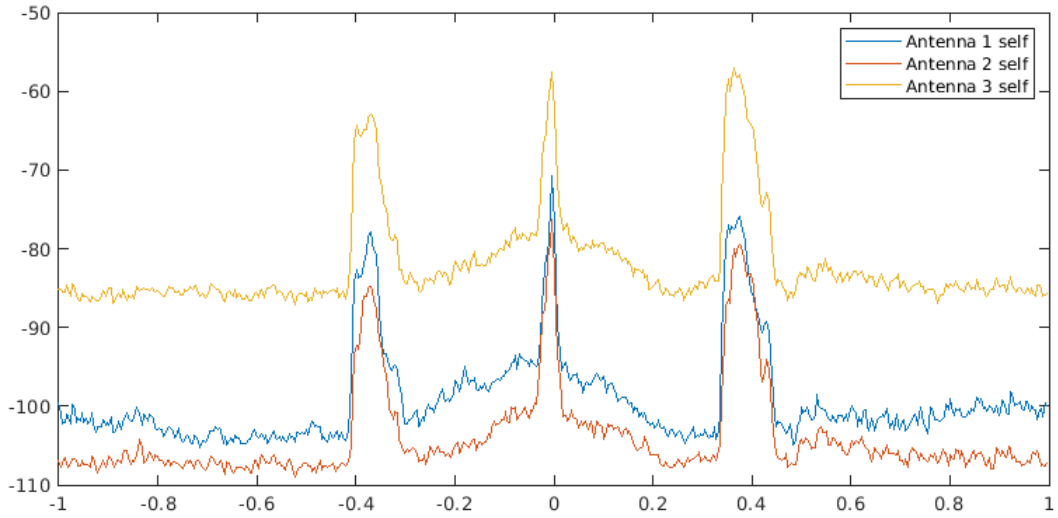


a)



b)

FIG. 2. Examples of hourly Doppler co- and cross-spectra before (a) and after (b) normalization.



698 FIG. 3. A “slice” of the above Doppler co-spectra averaged over ranges from 5 to 10 km. As seen, the 3
699 antennas do not have the same absolute gain.

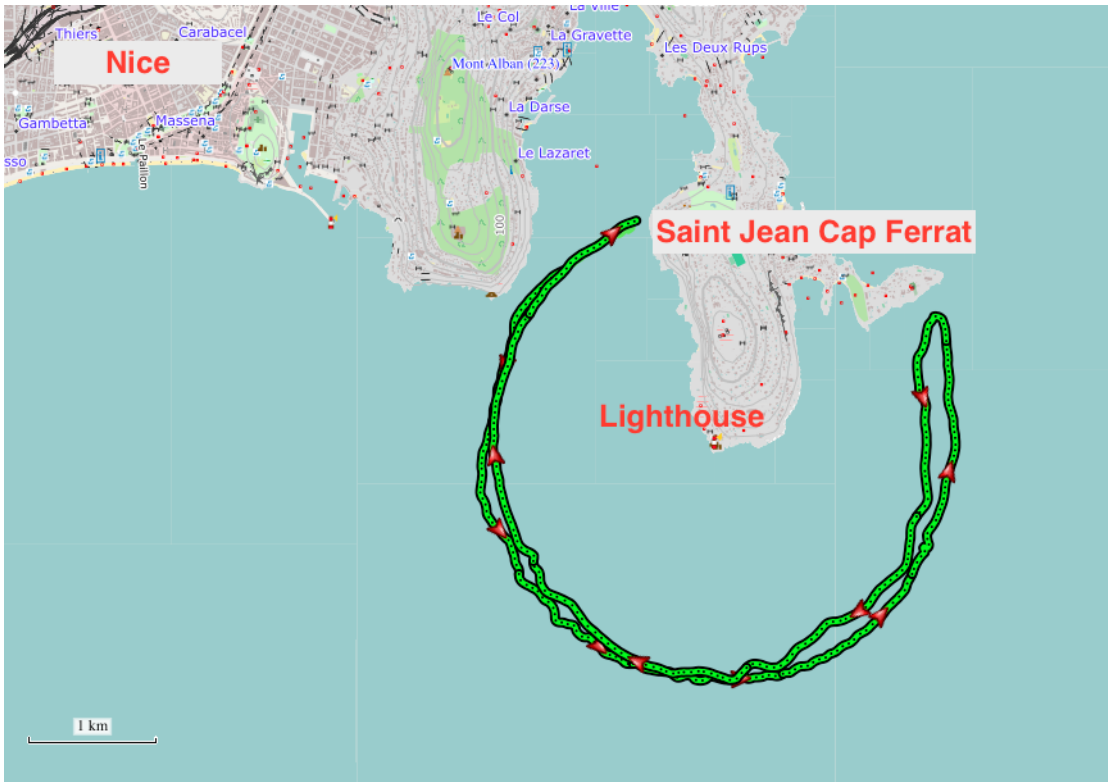
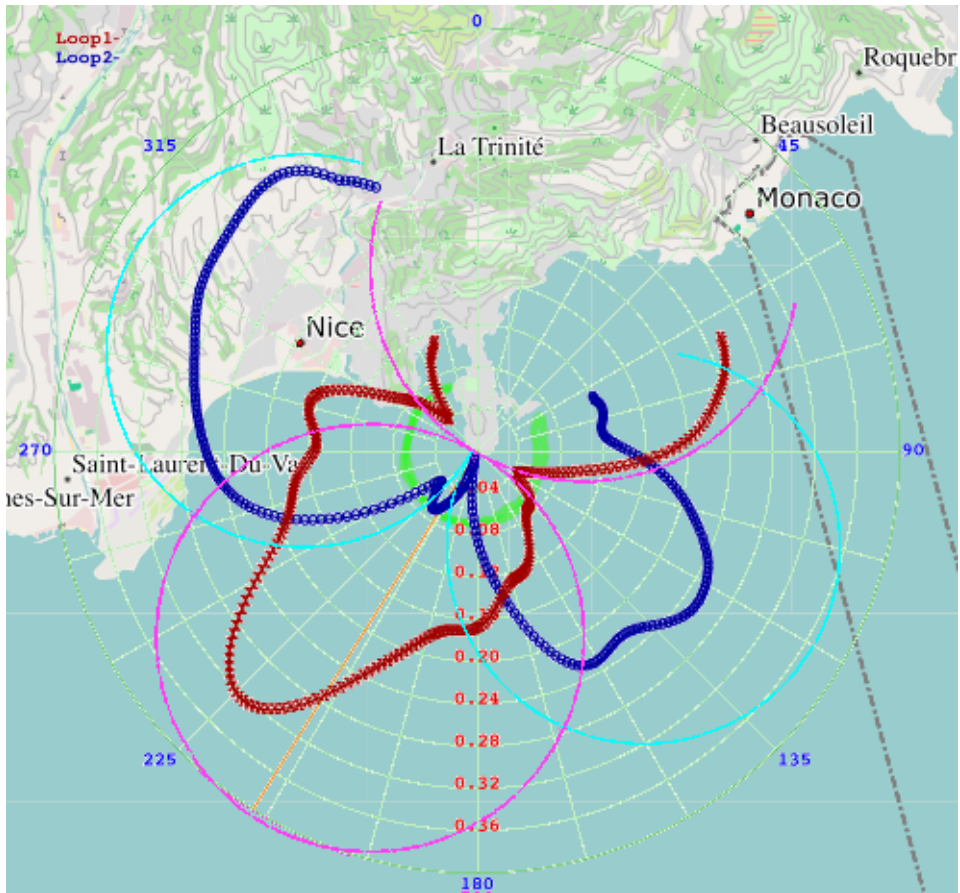
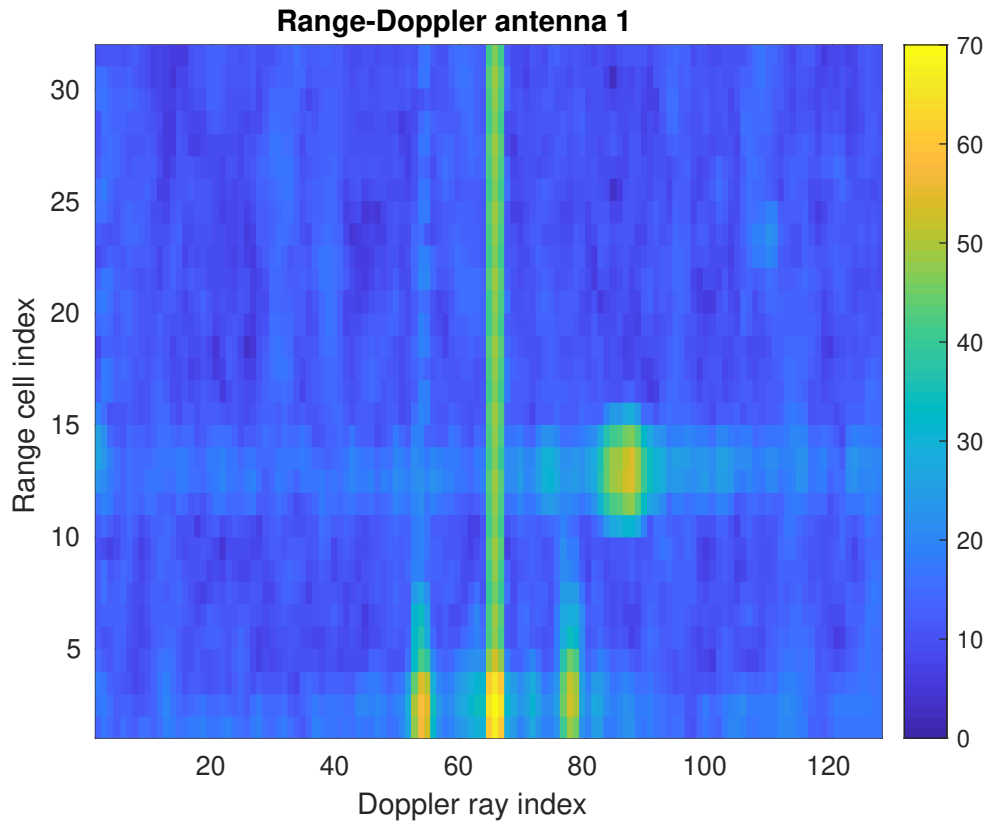


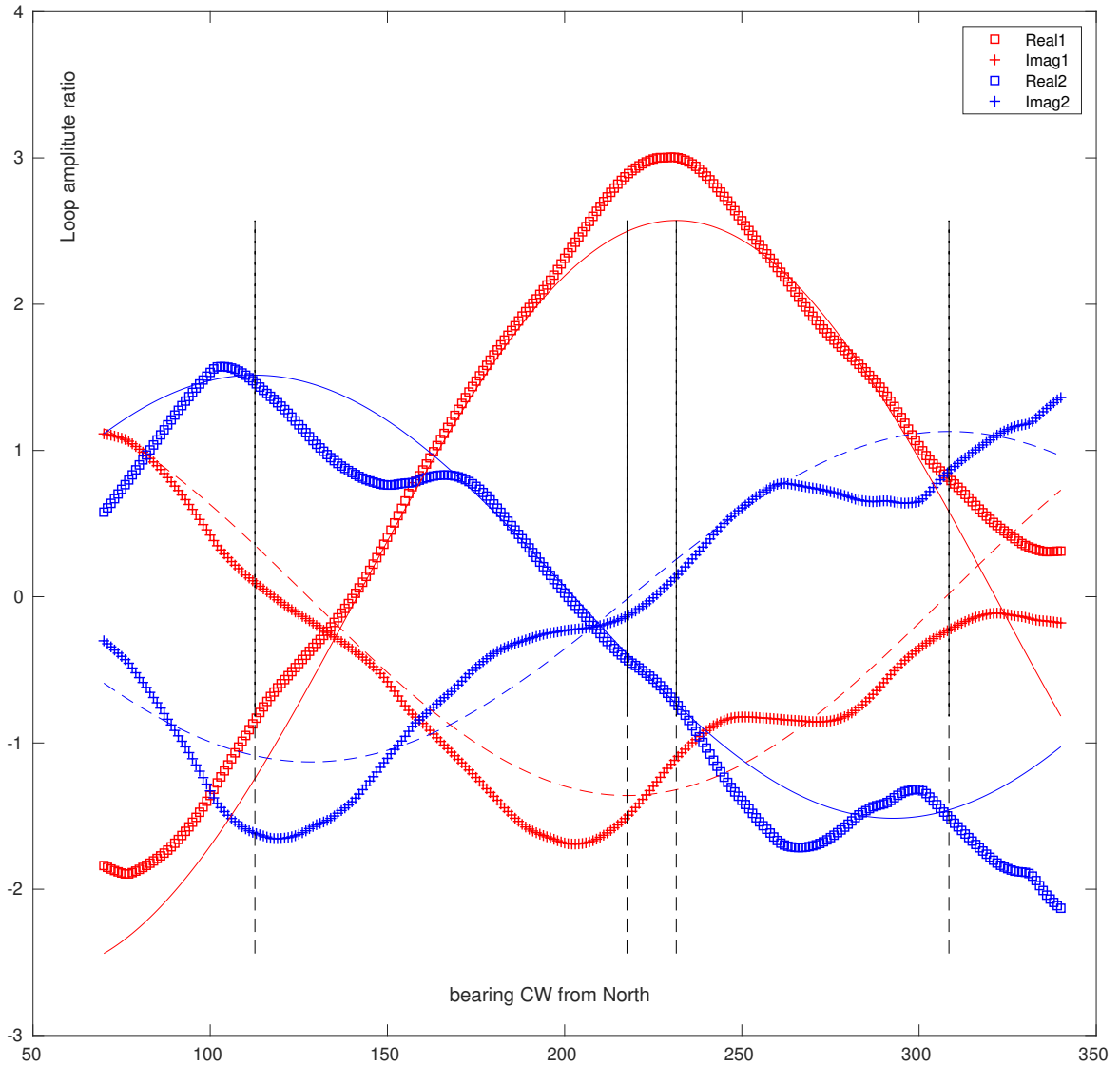
FIG. 4. Ship trajectory for the antenna pattern campaign



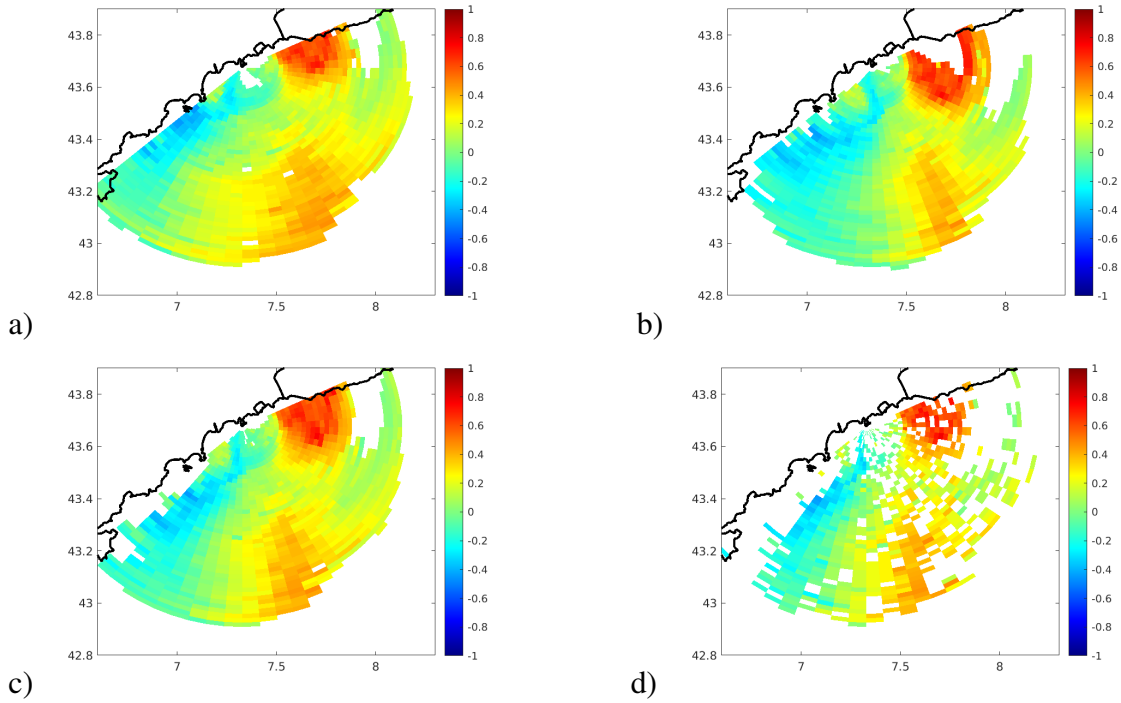
700 FIG. 5. Experimental antenna patterns derived from the SeaSonde software. The red (blue) thick solid lines
 701 show the smoothed measured angular pattern. The magenta (cyan) thin solid lines indicate the ideal pattern at
 702 the main bearing extrapolated from the minimum of loop 2 (orange solid line).



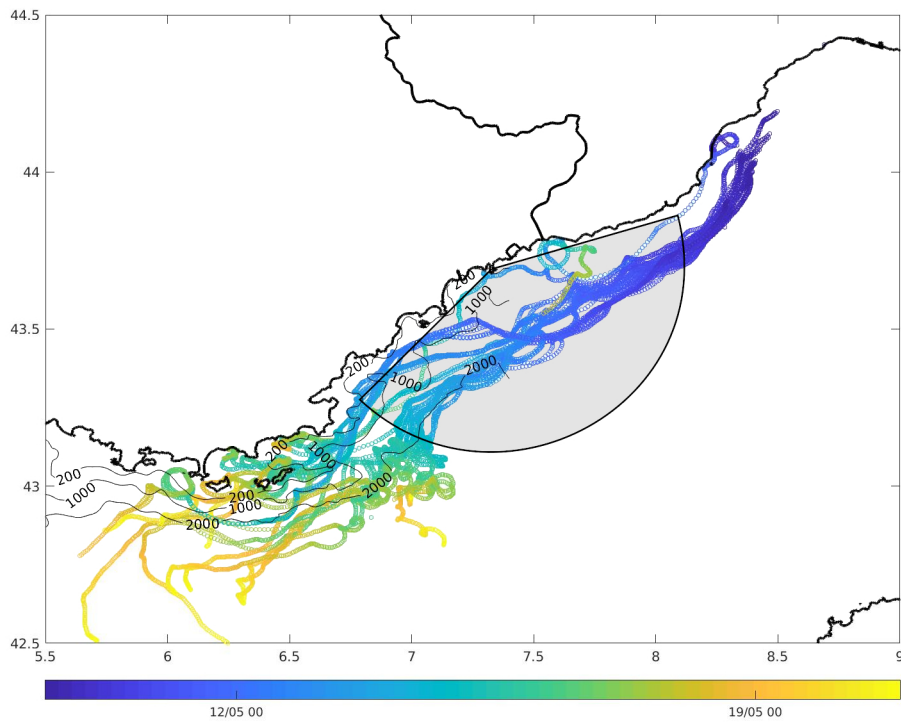
703 FIG. 6. Example of Range-Doppler spectra on the three antennas (in dB scale). The bright spot around
704 coordinates 90-12 is due to the ship motion. The zero Doppler bin (central vertical line) as well as the Bragg
705 lines are clearly visible.



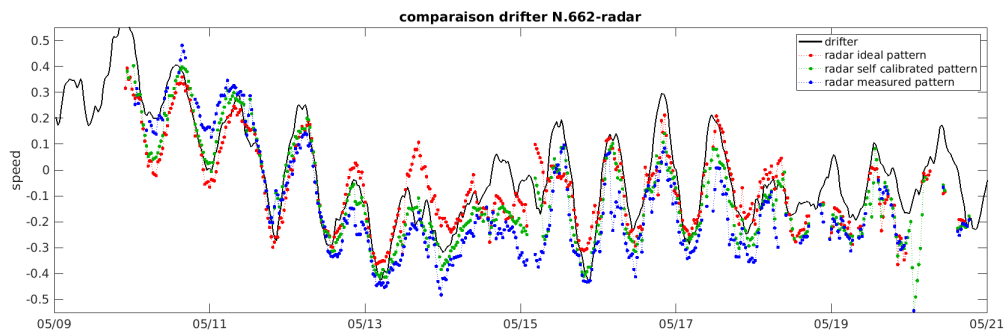
706 FIG. 7. Measured (symbols) and fitted (lines) values after equation (6)) for the complex loop amplitude ratios
 707 (5). The black dashed vertical lines indicate the different values found for the estimated bearing.



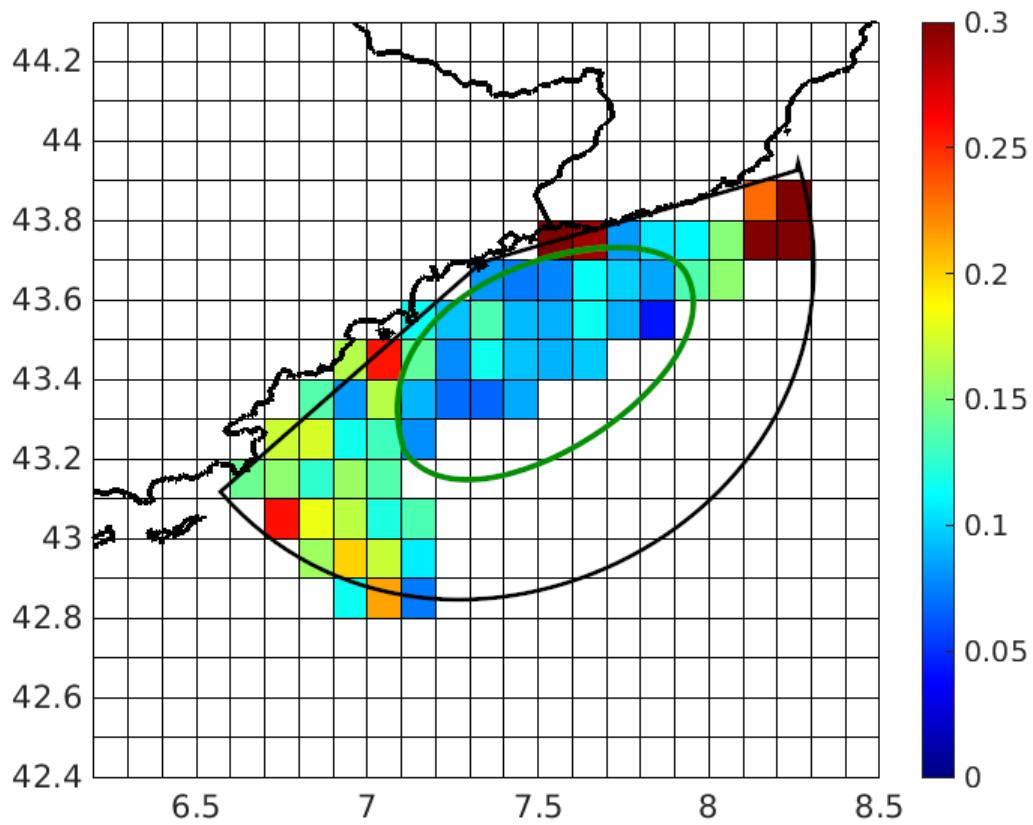
708 FIG. 8. Examples of radial current maps obtained at the Ferrat station using 1 hour of record (May, 13, 2019,
 709 16:00 UTC) and the (a) ideal, (b) experimental and self-calibrated (c) antenna pattern. Temporal stacking and
 710 one single source have been used in the DoA algorithm. The effect of stacking is illustrated in (d), where the
 711 radial map obtained with the self-calibrated antenna pattern (c) is recalculated without temporal stacking.



712 FIG. 9. Drifters trajectories from May, 10 to May, 20, 2019. The color scale indicates the running date. The
 713 typical radar footprint of the Ferrat station is shown with the black arc of circle.



714 FIG. 10. Comparisons of HFR derived radial surface current (dots) with drifter measurements (black solid
715 line) for one complete trajectory. The different colors (red, green and blue) refer to the different antenna patterns
716 that have been used (ideal, experimental and self-calibrated, respectively).



717 FIG. 11. RMSE (in m/s) between self-calibrated HFR currents and drifter measurements calculated with all
 718 available sampling points along the 40 trajectories and binned by 0.1 deg bins in latitude and longitude. The
 719 black arc of circle shows the typical radar footprint while the green ellipse eliminates the central region where
 720 the error is smallest.

Résumé

La mesure des courants marins de surface par radar HF soulève plusieurs problématiques au niveau de la calibration des radars, de la résolution spatiale et des signaux parasites. Le traitement conventionnel fonctionnant par balayage azimutal appelé formation de voie a une résolution angulaire limitée pour la plupart des radars à réseau de phase et les méthodes de traitement à haute résolution pour la recherche des directions d'arrivées produisent généralement des cartes lacunaires. Dans cette thèse nous proposons : a) une technique de traitement à haute résolution angulaire permettant d'obtenir des cartes pleines et peu bruitées ; b) une méthode de calibration automatique des antennes ; c) des méthodes de suppression des artefacts liés aux interférences radio et aux échos parasites. Ces méthodes, initialement prévues pour les radars à réseau de phase, ont été adaptées aux radars compacts CODAR dont la principale difficulté est la calibration en raison de la nature des antennes. Les mesures de courant obtenues avec ces nouvelles techniques ont été validées par des campagnes in situ avec des erreurs dans la fourchette basse de la littérature scientifique.

Abstract

The measurement of sea surface currents by HF radar raises several issues in terms of radar calibration, spatial resolution and parasite signals. Conventional azimuth scanning processing called beam forming has limited angular resolution for most phased array radar and high angular resolution processing methods called direction finding generally produce lacunary maps. In this thesis we propose : a) a high angular resolution processing technique based on direction finding algorithm allowing to obtain full and low-noise maps ; b) an automatic antenna calibration method ; c) other methods to removing artifacts related to radio frequency interference and clutter echoes. These methods, initially planned for phased array radars, have been adapted to compact radars called CODAR where the main difficulty is the calibration due to the nature of the antennas. The measurements obtained with these new techniques have been validated with in situ campaigns with errors in the low range of the scientific literature.