



REPUBLIQUE ALGERIENNE
DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT
SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE LARBI TEBESSI - TEBESSA
FACULTE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE

DE FIN D'ETUDES POUR L'OBTENTION DU DIPLOME DE MASTER EN
REREAUX ET TELECOMMUNICATIONS

THEME

Codage Hamming pour les interférogrammes InSAR.

Présenté par le binôme :

- BOUNOUAR Radja
- RADJOUH Amira

Devant le jury :

- | | |
|------------------|------------------|
| - DJELLAB Hanane | Président |
| - BENTAHAR Tarek | Encadreur |
| - HAOUAM Lotfi | Examineur |

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

À mes très chers parents, Aucun hommage ne pourrait être à la hauteur de l'amour Dont ils ne cessent de me comble. Que dieu leur procure bonne santé et longue vie.

*À mon cher frère **ADEM**.*

*À ma chère sœur **MARWA**, son mari **HALIM** et son fils **Ala**.*

À toute ma famille.

À tous mes amis proches surtout :

***RADJA, ICHRAK, HALIMA,
SAFA, BOUTHAINA, FAIZA ,
FULLA et DJAWED.***

Aux personnes qui m'ont toujours aidé et encouragé, qui étaient et qui m'ont accompagné durant mon chemin d'études supérieures. ET à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin pour que ce projet soit Possible, je vous dis merci.

Radjouh AMIRA.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

*À mon père (AMEUR), la lumière de mes jours, la source
de mes efforts, ma vie et mon bonheur,*

*À mon exemple éternel, mon soutien moral et source de joie et
de bonheur, celui qui s'est toujours sacrifié pour me*

voir réussir, maman (SOURAI) que j'adore,

Que dieu leur procure bonne santé et longue vie.

À mes très chères sœurs (DOUNIA, INTISSAR)

pour soutien tout au long de mes études.

À mes très chers frères (ADEM, TAKI EDDINE)

pour tous leur amour, leur tendresse.

À mes grands-pères (BEN JIDO, MHANYA)

que leurs âmes reposent en paix.

À mes grands-mères (AMARA, BOURNIA)

que dieu leur procure bonne santé et longue vie,

À toute ma famille.

À tous mes amis proches :

**AMIRA, IMAN, HOUDA, FADHILA, GHALIA, NARIMANE, SAFA, FULLA,
BOUTHAINA, FAIZA et NOUSSA.**

*Aux personnes qui m'ont toujours aidé et encouragé, qui étaient toujours à mes côtés, et
qui m'ont accompagné durant mon chemin d'études supérieures, et à tous ceux qui ont
contribué de près ou de loin pour que ce projet soit possible, je vous dis merci.*

Bounouar RADJA

Remerciements

*Nous remercions **ALLAH** le Tout-Puissant
qui Nous a donné le courage pour
élaborer ce modeste travail.*

*Ce travail a été accompli à l'aide de plusieurs personnes Que nous tenons à Remercier
absolument.*

*Nous remercions tout d'abord notre encadreur
Dr. BENTAHAR Tarek
dévoué pour bien vouloir diriger et encadrer ce Travail. Nous remercions également les
membres de jury d'avoir acceptés d'évaluer notre travail.*

On n'oublie pas nos parents pour leur contribution, leur soutien et leur patience.

*Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à tous nos proches et amis, qui
nous ont toujours encouragés au cours de la réalisation de cette mémoire.*

Merci à tous et à toutes.

R. Bounouar et A. Rajouh

Table des Matières

Dédicaces.....	i
Remerciements.....	iii
Table de matières.....	iv
Liste des figures.....	vii
Liste des tableaux.....	x
Introduction générale.....	1
Chapitre I : Généralité sur le système d'imagerie inSAR	
I.1 Introduction.....	3
I.2 C'est quoi le système inSAR.....	3
I.2.1 L'antenne radar.....	4
I.2.2 Bandes de fréquences.....	4
I.2.3 Quelques satellites SAR et inSAR.....	5
I.3 Principe de SAR.....	6
I.3.1 La Résolution.....	6
I.3.2 les défauts de projection.....	8
I.3.3 le signal et les images SAR.....	9
I.4 Principe de l'inSAR.....	11
I.5 Signal de corrélation et les images inSAR.....	14
I.5.1 Décorrélacion spatiale.....	15
I.5.2 Décorrélacion temporelle.....	16
I.5.3 les images inSAR.....	16
I.6 Conclusion.....	19
Chapitre II : Étude, analyse et comparaison de différentes méthodes de déroulement de phase	
II.1 Introduction.....	20
II.2 C'est quoi le déroulement de phase ?.....	21
II.2.1 formulations.....	21
II.2.2 La condition d'Itoh.....	22
II.3 Déroulement par ajustement	23
II.3.1 traitement 1D.....	23
II.3.2 traitement 2D.....	25
II.4 autres approches de déroulement	27

II.4.1	Les méthodes de Branch-cut.....	28
II.4.1.1	La méthode de Goldstein.....	28
II.4.1.2	Méthode <i>Branch-Cut</i> guidée par la fonction pseudo corrélation.....	32
II.4.1.3	Méthode Branch-Cut d'appariement par distance.....	34
II.4.2	Les méthodes de qualité guidée et la croissance de la région.....	35
II.4.2.1	La méthode de Flynn.....	36
II.4.2.2	La méthode de Wei Xu.....	39
II.4.2.3	La méthode de quantification de la qualité.....	42
II.4.3	Les méthodes de norme de minimisation.....	43
II.4.3.1	les normes L^p	43
II.4.3.2	la norme L^2	44
II.4.3.3	La norme L^1	44
II.4.3.4	les normes de petite valeur de p	45
II.5	Conclusion.....	45
Chapitre III : Codage de canal		
III.1	Introduction.....	46
III.2	Chaîne de transmission numérique	46
III.3	Codage.....	47
III.4	Codage de canal	48
III.4.1	Canal	48
III.4.1.1	Caractéristiques d'un canal.....	48
III.4.1.2	Les types des canaux.....	48
III.4.2	Principe de codage de canal.....	51
III.5	Stratégies de protection contre les erreurs de transmission.....	52
III.5.1	Codes détecteurs d'erreur	53
III.5.2	Codes détecteurs et correcteurs d'erreur.....	53
III.6	La famille des codes correcteurs d'erreurs	54
III.6.1	Les codes en treillis (convolutifs et turbo codes)	55
III.6.2	Les codes en blocs.....	55
III.6.2.1	Préliminaires pour les codes linéaires par bloc.....	56
III.6.2.1.1	Codes Systématiques.....	56
III.6.2.1.2	Distance de Hamming	57
III.6.2.1.3	Poids d'un code.....	57
III.6.2.1.4	La redondance d'un code linéaire.....	57

III.6.2.1.5 Rendement d'un code linéaire.....	57
III.6.2.2 Quelques applications sur les codes linéaires par bloc.....	59
III.6.2.2.1 Code en bloc linéaire Hamming.....	59
III.6.2.2.2 Structure d'un code de Hamming	61
III.6.2.2.3 La distance minimale de code Hamming.....	62
III.6.2.2.4 Décode en bloc linéaire Hamming.....	62
III.6.2.2.5 Détection d'erreur	62
III.6.2.2.6 Codes de Hamming étendus.....	62
III.6.2.2.7 Codes de blocs cycliques RS.....	64
III.6.2.2.8 Codes de blocs cycliques BCH.....	64
III.7 Comparaison entre quelques types de codes.....	65
III.8 Conclusion.....	66
Chapitre IV : Analyse de code Hamming	
IV.1 Introduction.....	67
IV.2 Méthodologie.....	68
IV.3 Conclusion.....	73
Conclusion général	74
Bibliographies	76
Acronymes	82
Résumé	84

Liste des Figures

Figures	Page
I.1 Différence entre SAR et inSAR, (a) SAR, (b) inSAR.....	4
I.2 L'ouverture rayonnante rectangulaire.....	4
I.3 Notion d'illumination en azimute et en distance.....	6
I.4 La durée d'impulsion et la résolution distale.....	7
I.5 Les défauts de projection parabolique de l'onde radar.....	8
I.6 Images SAR, (a) image d'amplitude, (b) image de phase.....	10
I.7 L'altitude de point imagé et la différence de trajet.....	12
I.8 La différence d'altitude et la différence de la distance radiale.....	12
I.9 Images inSAR.....	14
I.10 Les angles d'incidence et la décorrélation spatiale.....	15
I.11 Exemple d'image inSAR de Vatnajökull ERS-1/2 (tandem data) ESA, (a) image d'amplitude, (b) interférogramme, (c) image de cohérence.....	19
II.1 Problème non-unicité de déroulement selon le parcours suivi et le point de départ.....	21
II.2 Traitement unidimensionnel pour une section de la surface, condition d'Itoh satisfaite.....	24
II.3 Traitement unidimensionnel pour une section de la surface, violation de la condition d'Itoh.....	25
II.4 Les deux modes simples de la méthode d'ajustement.....	26
II.5 Les deux images générées pour des sauts de phase situés entre $x_{50} \leq x_i \leq x_{60}$ $y_{40} \leq y_j \leq y_{45}$	26
II.6 Les deux images générées pour des sauts de phase situés entre $x_{35} \leq x_i \leq x_{40}$ $y_{90} \leq y_j \leq y_{100}$	27
II.7 Le déroulement avec résidus et les lignes distordues. (a) l'interférogramme, (b) la méthode de gradient basique, (c) la méthode d'ajustement.	27
II.8 Test d'algorithme de déroulement Goldstein pour un interférogramme pics à franges fermées. (a) l'interférogramme, (b) l'image de phase déroulée, (c) la mappe des résidus, (d) la mappe de branches.....	30
II.9 Test d'algorithme de déroulement Goldstein pour un interférogramme ondes à	

	franges ouvertes. (a) l'interférogramme, (b) l'image de phase déroulée, (c) la mappe des résidus, (d) la mappe de branches.....	30
II.10	Test d'algorithme de déroulement Goldstein pour une partie d'un interférogramme réel d'ERS-1. (a) l'interférogramme, (b) l'image de phase déroulée, (c) la mappe des résidus, (d) la mappe de branches.....	31
II.11	(a) l'image de phase originale avec discontinuités raides, (b) l'interférogramme correspondant.....	33
II.12	(a) la mappe de pseudo-corrélation, (b) la mappe de guide obtenue par la détection des bords.	33
II.13	(a) la mappe des branches guidées par la pseudo-corrélation, (b) la mappes des branches de Goldstein, (c) l'image de phase déroulée après le placement de branches par GPC, (d) l'image de phase déroulée après le placement de branches de Goldstein.....	34
II.14	Comparaison entre la mappe des branches de Goldstein et AD.....	35
II.15	Test d'algorithme de déroulement de Flynn pour un interférogramme pics à franges fermées. (a) l'interférogramme, (b) l'image de phase déroulée, (c) la mappe de qualité PDV.....	38
II.16	Test d'algorithme de déroulement de Flynn pour un interférogramme ondes à franges ouvertes. (a) l'interférogramme, (b) l'image de phase déroulée, (c) la mappe de qualité PDV.....	38
II.17	Test d'algorithme de déroulement de Flynn pour un interférogramme ondes à franges ouvertes. (a) l'interférogramme, (b) l'image de phase déroulée, (c) la mappe de qualité PDV.....	39
II.18	Les prédictions des directions pour le pixel à croître et ses voisins.....	40
III.1	Schéma bloc d'une chaine de transmission numérique.....	46
III.2	Schéma fondamental du codage.....	48
III.3	Schéma des types du canal de transmission.	49
III.4	BSC.....	50
III.5	CAE.....	51
III.6	Stratégies de protection.	53
III.7	L'arbre des codes correcteurs.....	54
III.8	Les grandes familles de codes correcteurs.	55
III.9	Codage en bloc.....	56
III.10	Structure de matrice H_e	63

IV.1	illustration du choix des bits d'information	69
IV.2	l'image inSAR normalisé	70
IV.3	L'image inSAR codé par le code Hamming étendu C(8,4).....	70
IV.4	schémas des différents étapes d'analyse.....	72
IV.5	illustration de l'image déroulée.....	73

Liste des tableaux

	<i>Page</i>
I.1 Les bandes de fréquences SAR et inSAR.....	5
I.2 Quelques satellites SAR.....	6
III.1 Codage Hamming (7,4).....	56
III.2 vérifier XOR.....	58
III.3 Codage de parité C (3,2).....	58
III.4 Les paramètres de code Hamming.....	60
III.5 Codes de Hamming et leurs rendements.....	60
III.6 Les paramètres de code Hamming(7,4).....	61
III.7 Les positions des bits d'un code Hamming (7,4).....	61
III.8 Les paramètres de code BCH binaire.....	65
III.9 Comparaison entre quelques types de codes.....	66
IV.1 Les principales caractéristiques et paramètres de l'interférogramme InSAR utilisé.....	68
IV.2 les résultats de la mesure de qualité d'interférogramme extraits avec PSNR, le coefficient de corrélation, le MSE et SSIM.....	73

Introduction Générale

Introduction générale

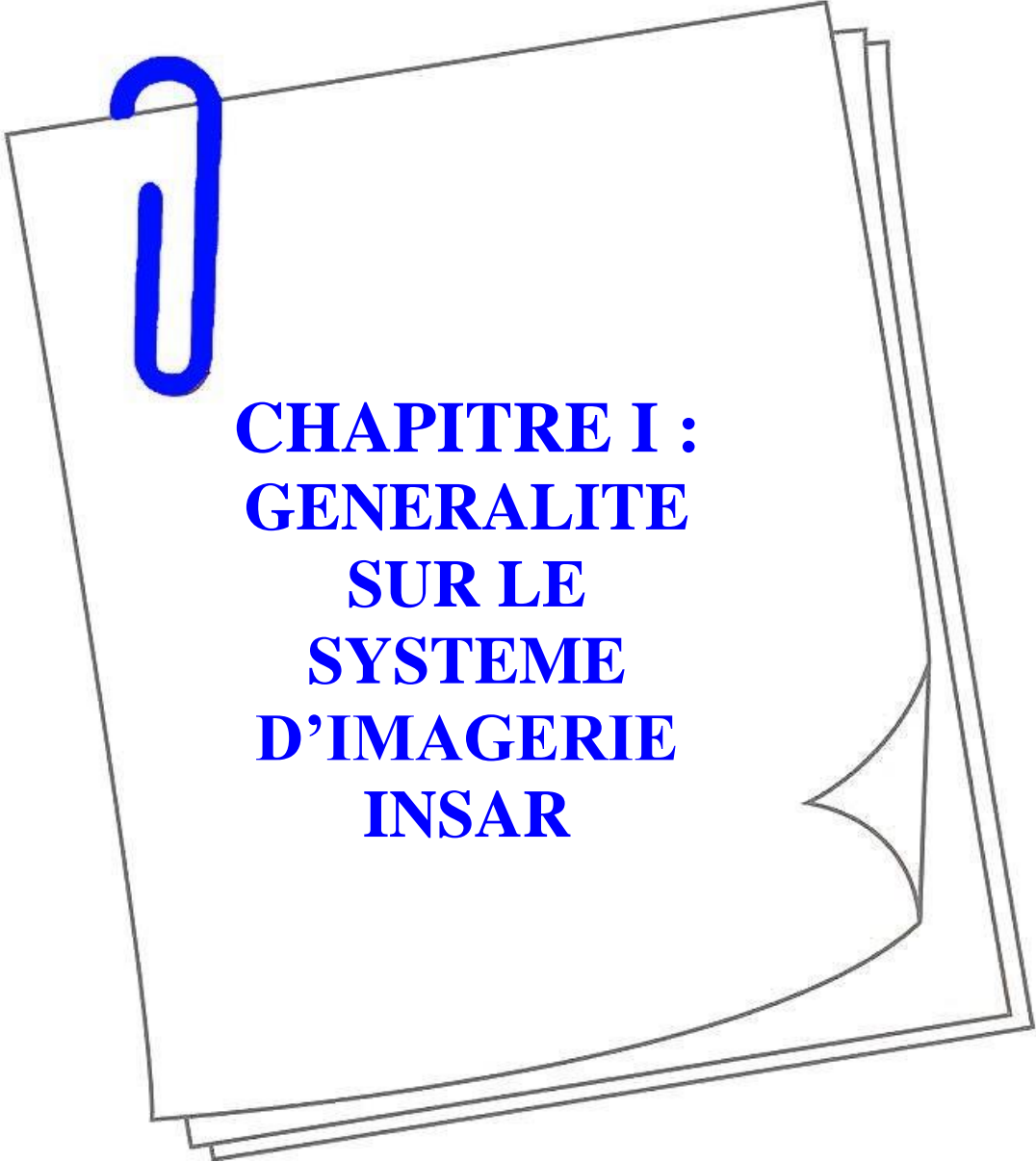
Depuis plusieurs décennies l'homme a porté un grand intérêt à l'imagerie de surface de la terre dans le but de collecter les informations topographiques telle que l'allure des reliefs ou de surveiller tout changement due à un phénomène de source humaine ou naturelle tels que l'impact de mouvement séismique et tectonique, les éruptions volcaniques, l'effet de changement climatique (température) et le gisement [1-3]. Ces différentes applications ont vu un substantiel avancement à l'avènement des systèmes d'imagerie radar en générale et inSAR (*Interferometric Synthetic Apatruue Radar*) en particulier [3-12] car ils peuvent fonctionner le jour et la nuit et dans toutes les conditions météorologiques grâce à la possession de leurs propres sources d'illumination qui est l'onde Électromagnétique (EM) contrairement aux systèmes d'imagerie optique qui dépendent totalement au rayonnement solaire et à la clarté du milieu de propagation dans lequel la présence des nuages, brouillard, précipitation ou tout autres particules nuisent à l'acquisition correctes des images.

Le système inSAR est le seul système capable d'exploiter l'information de phase incluse dans le signal et de générer les modèles numériques du terrain (*Digital Elevation Model DEM*) interprétant les altitudes des points imagés en proportionnalité avec la phase interférométriques, mais cette phase mesurée est modulo 2π ou autrement dit elle est roulée ; ce qui rend l'information d'altitude limitée par une altitude d'ambiguïté permettant de former des franges dans les images de phase interférométriques (nommées interférogrammes), alors pour avoir les altitudes réelles des points imagés nous devons passer de la phase modulo 2π (Roulée/*Wrapped*) à la phase réelle (déroulée/ *Unwrapped*) par un processus appelé déroulement de phase [13- 15]. La réussite de déroulement de phase dépend de bruits dans l'interférogramme communément appelés les résidus. Si l'interférogramme est sans résidus ; ce qui est carrément impossible en réalité ; le déroulement n'est qu'une simple intégration des gradients roulés. Mais avec les résidus le déroulement devient une tâche difficile voire même impossible pour un certain seuil à cause de la propagation d'erreurs lors de l'opération de déroulement en formant des lignes distordues le long des parcours d'intégration choisis dans l'image. Donc une approche fiable de traitement pour limiter ou éliminer l'effet propagatif des résidus nous oblige de perfectionner le filtrage d'interfrégramme et le déroulement de phase pour qu'ils soient adaptatifs aux problèmes pouvant être rencontrés.

Pour cela, notre thèse porte sur quatre chapitres. Dans le premier chapitre, nous allons préparer le terrain en donnant certaines notions de base sur le système d'imagerie InSAR, les bandes de fréquences utilisées, le fonctionnement, caractéristiques et les différentes images générées. Ce chapitre permettra également de résumer les mécanismes de génération et les caractéristiques des interférogrammes dédiés aux topographies du terrain.

Le deuxième chapitre fait l'objet d'un état de l'art sur les différents algorithmes de déroulement [19-45], plusieurs approches de déroulement adaptées à la présence des résidus ont été proposées, elles se divisent en deux catégories principales : suivi de parcours (*PathFollowing*) et norme de minimisation (*Minimum Norm*).

La catégorie PF se divise elle-même en deux sous-classes : rupture des branches (*BranchCut*) [20-24] et guidée par la qualité-croissance des régions (*QualityGuided- regionGrowing*) [29-36]. Le traitement PF se caractérise par des techniques locales et il déroule les phases les unes après les autres en suivant un parcours statique prédéterminé ou dynamique adaptatif à localisation des résidus (des branches ou des grappes). Tandis que la catégorie MN [36-45] se caractérise par un traitement global dont toutes les phases sont impliquées à la fois dans le calcul de la solution, nous nous trouvons dans ce cas face à l'utilisation des méthodes numériques pour résoudre le problème. Dans ce chapitre nous allons entamer cette étude par l'utilité de déroulement avec ses formulations de base, dans la deuxième section une description mathématique détaillée de déroulement sera présentée et par cette description une méthode d'ajustement sera ainsi déduite [17]. En suite la dernière section consiste à un état de l'art sur des méthodes de déroulement largement utilisées dans les deux catégories, cependant une tendance vers les approches PF sera adoptée. Le troisième chapitre examine en détail les différents codes correcteurs d'erreurs, en se concentrant sur les codes de Hamming. Les derniers seront bien détaillés dans leur aspect mathématique, codage et décodage en donnant des exemples pour mieux éclaircir leurs stratégies, principes et techniques. Nous démontrons dans le quatrième chapitre que le code de Hamming connu est à la fois un code de chiffrement et de codage de canal. Étant donné que les images sont généralement de 8 bits, les interférogrammes InSAR sont codés à l'aide du code de Hamming 8 bits approprié. La méthode appliquée dépend de la minimisation des attaques et des erreurs après la transmission de l'interférogramme InSAR crypté. Les résultats étaient satisfaisants.



**CHAPITRE I :
GENERALITE
SUR LE
SYSTEME
D'IMAGERIE
INSAR**

I.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons préparer le terrain en donnant certaines notions de base sur le système d'imagerie InSAR, les bandes de fréquences utilisées, le fonctionnement, caractéristiques et les différentes images générées. L'avantage de ce système comparativement à celui optique est sa capacité de fonctionner le jour et la nuit et dans toutes les conditions météorologiques car il possède sa propre source d'illumination qui est l'onde EM. Les domaines d'application d'un tel système est très vaste telles que : la météorologie, changement des surfaces, suivi le mouvement des terrains, la fonte des glaciers et les inlandsis, activités et éruptions volcaniques et la topographie [1-3]. Cette dernière consiste le point d'intérêt de notre travail, la topographie est obtenue par le processus de génération de modèle numérique du terrain (*DEM : Digital Earth Model*) en exploitant les images de phases de l'InSAR communément nommées les interférogrammes. Donc ce chapitre permettra de résumer les mécanismes de génération et les caractéristiques des interférogrammes dédiés aux topographies du terrain.

I.2 C'est quoi le système InSAR

Nous pouvons dire que le système InSAR est chaque méthode employant deux signaux complexes issus de deux images SAR [4]. En effet le système InSAR se diffère du SAR par une double acquisition de signaux collectés par une seule antenne et multi-passe ou par deux antennes et mono-passe, dont le premier est utilisé pour détecter les changements (décorrélation temporelle) et le second est pour les informations topographiques. Alors le système InSAR est principalement constitué une ou deux antennes séparées par une Baseline, elles sont spatiaux-portés ou aéroportées, le signal capté est due à la corrélation entre les deux signaux de deux antennes, l'un d'eux est dit maître et l'autre est esclave. Par l'antenne SAR la seule information exploitable est l'amplitude car la phase est inutile et n'a pas de relation avec l'altitude de point imagé, ce qui le rend un système générant les images d'amplitude. Par contre le système InSAR ; plus l'amplitude ; peut fournir une information de phase liée à l'altitude de point imagé grâce l'interférence entre les deux signaux réfléchis.

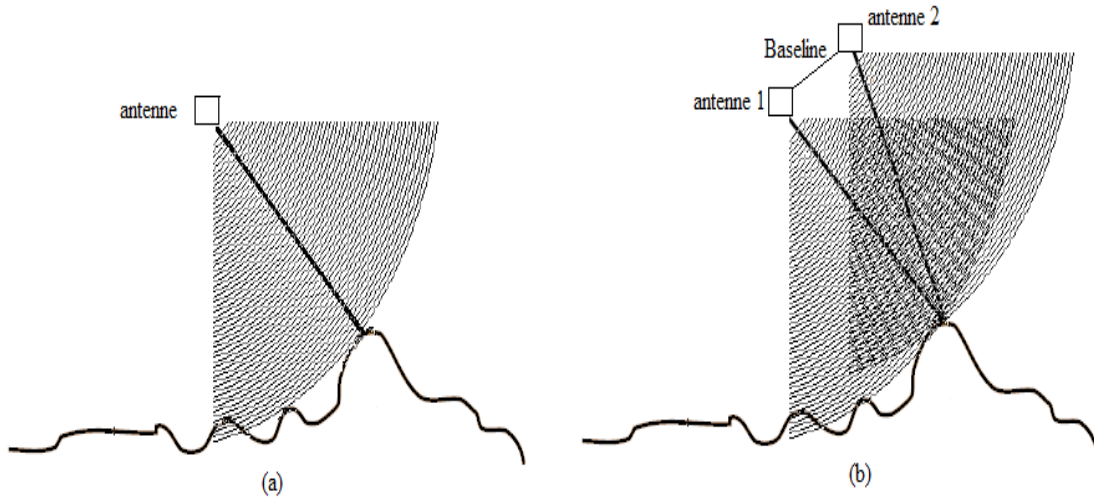


Figure I.1 : Différence entre SAR et InSAR, (a) SAR, (b) InSAR.

I.2.1 L'antenne radar

Un conducteur parcouru par un courant électrique alternatif produit un champ électromagnétique qui rayonne dans l'espace environnant, pour une bonne directivité le champ EM se met à propager dans un guide d'onde. Puis se termine à rayonner via une ouverture généralement rectangulaire pour les systèmes InSAR.

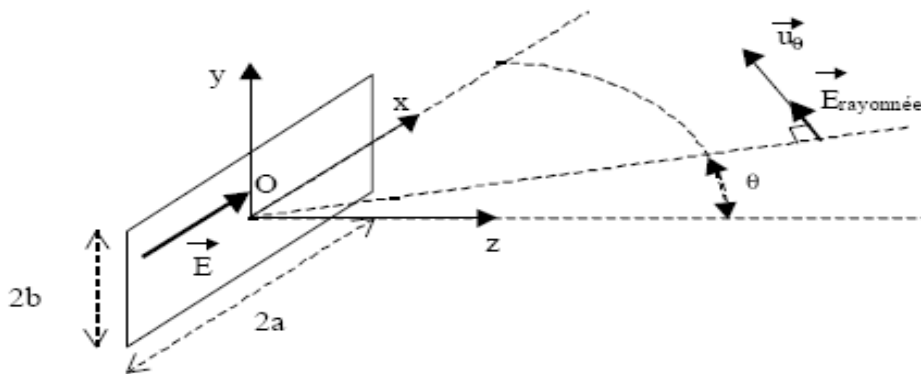


Figure I.2 : L'ouverture rayonnante rectangulaire.

Le champ max est obtenu par l'angle $\theta=0$, la forme d'illumination au sol (une section de diagramme de rayonnement) est elliptique.

I.2.2 Bandes de fréquences

Le **Tableau I.1** ci-dessous montre les noms, les bandes de fréquences, les longueurs d'onde et leurs domaines d'application.

Le nom de la bande	Les fréquences	Les longueurs d'onde	Utilisations
P	<400Mhz	<1m	Pénétration, humidité du sol, la biomasse.
L	1-2 Ghz	15-30 cm	Végétation, déformation
S	2-4 GHz	7.5-15 cm	Végétation, déformation
C	4-8 Ghz	3.75-7.5 cm	Agriculture, déformation, topographie
X	8-12 Ghz	2.5-3.75 cm	Topographie haute résolution
Ku	12-18 Ghz	1.67-2.5 cm	Les océans les larges surface d'eau
Ka	24-40 Ghz	0.75-1.11 cm	Glace et neige
Mm	40-300 Ghz	0.75-1 cm	Glace et neige

Tableau I.1 : Les bandes de fréquences SAR et InSAR. [3]

I.2.3 Quelques satellites SAR et InSAR

Le **Tableau I.2** Ci-dessous montre quelques satellites spécifiques.

Nom	Société propriétaire	Longueur d'onde	Date d'opération
US Seasat	National Aeronautics and Space Administration (NASA)	Bande-L k = 23.5 cm	Juin-octobre 1978
European Remote-sensing Satellite 1 (ERS-1)	European Space Agency (ESA)	Bande -C k = 5.66 cm	1991–2000
Japanese Earth Resources Satellite 1 (JERS-1)	Japan Aerospace Exploration Agency (JAXA)	Bande- L k = 23.5 cm	1992–1998
European Remote-sensing Satellite 2 (ERS-2)	European Space Agency (ESA)	Bande- C k = 5.66 cm	1995–2011
Canadian Radar Satellite 1 (Radarsat-1)	Canadian Space Agency (CSA)	Bande- C k = 5.66 cm	1995–2013
European Environmental Satellite (Envisat)	European Space Agency (ESA)	Bande- C k = 5.63 cm	2002–2012
Japanese Advanced Land Observing Satellite (ALOS)	Japanese Aerospace Exploration Agency (JAXA)	bande -L k = 23.6 cm	2006–2012
Canadian Radar Satellite 2 (Radarsat-2)	Canadian Space Agency (CSA)	Bande- C k = 5.55 cm	2007–présent
TerraSAR-X	German Aerospace Center	bande -X	2007–présent

	(DLR)	$k = 3.1 \text{ cm}$	
COSMO-SkyMed constellation	ItalianSpace Agency (ASI)	Bande- X $k = 3.1 \text{ cm}$	2007- présent
TerraSARAdd-on for Digital ElevationMeasurements (TanDEM-X)	German Aerospace Center (DLR)	Bande- X $k = 3.1 \text{ cm}$	2010- présent

Tableau I.2 : Quelques satellites SAR. [5]

I.3 Principe de SAR

I.3.1 La résolution

Les anciens radars d'imagerie à vision latérale (SLAR) basés sur une antenne à ouverture réelle envoient des impulsions avec basses fréquences; ici il ne s'agit pas la longueur d'onde ni la durée d'impulsion mais il s'agit le temps séparant deux impulsions; lors de la réception de l'écho et la retransmission de deuxième impulsion le porteur pourrait déjà être endors de la cellule illuminée précédente (pas de chevauchement), avec les systèmes SAR certaines améliorations ont pu être obtenues au niveau de la résolution en introduisant la technique de l'antenne virtuelle synthétique c.-à-d. une antenne composée de plusieurs cellules synthétisées due à la haute fréquence des impulsions.

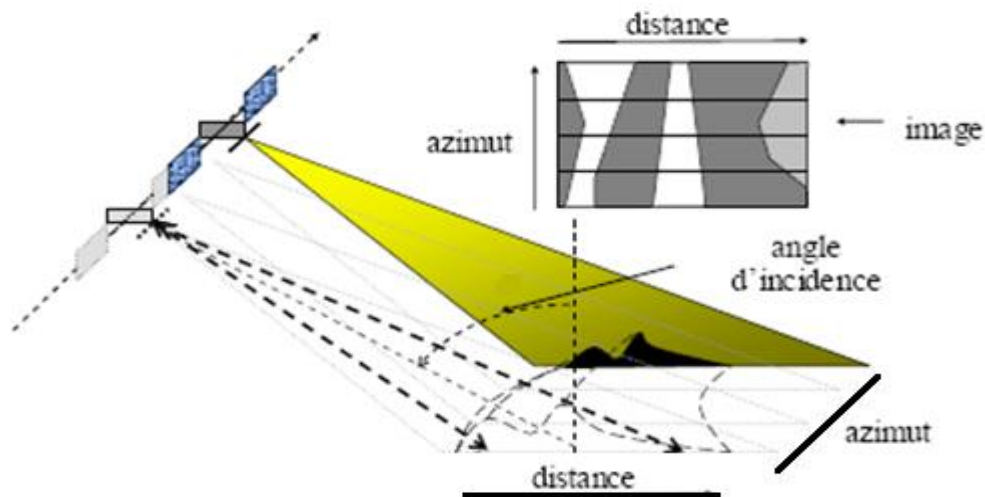


Figure I.3 : Notion d'illumination en azimute et en distance.

Ceci porte une bonne amélioration de la résolution en azimute car il y a une augmentation virtuelle de la taille d'antenne, tandis que la résolution en distance reste dépendante de la durée de l'impulsion.

La résolution en distance

La résolution en distance peut être définie comme la distance la plus courte pour laquelle deux cibles ponctuelles produisent deux échos non-chevauchés. La figure I.4 montre qu'une impulsion de durée τ donne une résolution distale :

$$Rd = \frac{c\tau}{2} \quad (I.1)$$

Avec c est la célérité.

Donc une bonne (fine) résolution distale exige une impulsion très brève, ce qui présente une contrainte technologique et économique. Pour surmonter ce problème il existe en traitement de signal une technique dite compression d'impulsion (*Chirp pulse Compression*) qui consiste à transmettre longue impulsion, puis compresser tous les échos [6].

La véritable résolution distale au sol n'est qu'une projection selon l'angle d'incidence de faisceau θ , l'équation I.1 devient :

$$Rd_{sol} = \frac{c\tau}{2 \sin(\theta)} \quad (I.2)$$

Autre approximation est proposée dans [6-8] en développant la formule de telle façon qu'elle soit en fonction de la bande passante de l'impulsion B .

$$Rd'_{sol} = \frac{c}{2 B \sin(\theta)} \quad (I.3)$$

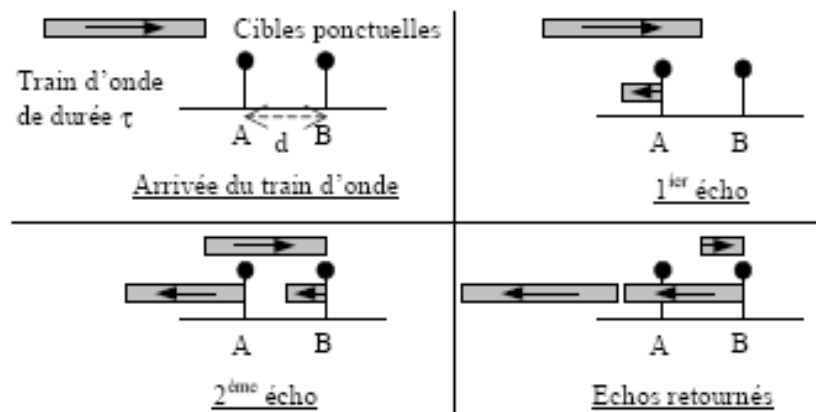


Figure I.4 : La durée d'impulsion et la résolution distale.

La résolution en azimuth

La résolution azimuthale dépend principalement de dimension d'antenne ou son ouverture rayonnante [9], elle peut être définie comme :

$$Ra = \frac{\lambda r}{D} \quad (I.4)$$

Où λ est la longueur d'onde, r la distance entre l'antenne et le point imagé et D est l'ouverture d'antenne [7,8]. Cette expression de Ra veut dire que; pour une longueur d'onde et distance r données; nous pouvons avoir une bonne (fine) résolution azimuthale avec antenne de grande ouverture (dimension), par exemple pour une Ra désirée de 10 m, et une distance typique de porteur de 800 km tel que le satellite ERS-1/2 qui fonctionne dans la bande C de $\lambda=5.66$ cm (voir les tableaux I.1 et 2) nous devons avoir une ouverture $D=448$ m, une telle dimension était auparavant impossible de se placer sur aucun satellite SLAR. Avec le SAR nous pouvons surmonter la limitation de dimension réelle d'antenne en la remplaçant par une autre virtuelle synthétique, cette technique a été introduite la première fois pour des applications militaires par Carl Wiley en 1951 (Goodyear Aircraft Corporation).

I.3.2 Les défauts de projection

La projection parabolique de l'onde EM sur un relief peut causer des défauts dues à la courbure et à l'inclinaison des quelques points imagés comme il est montré dans la figure I.5 ci-dessous, ce phénomène est l'une des sources de bruits dans les images SAR.

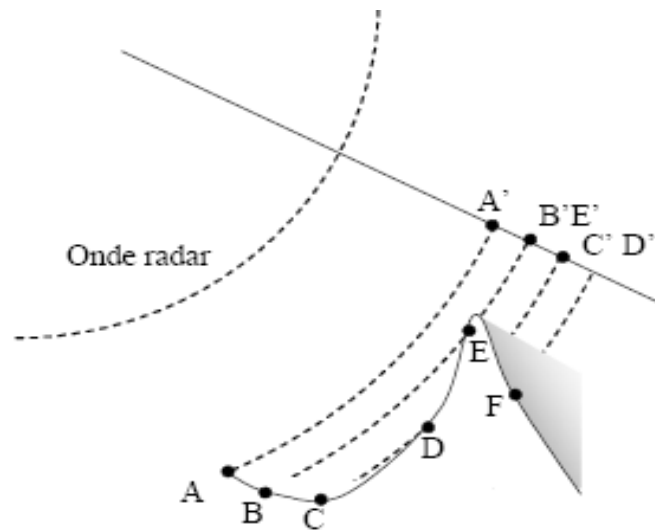


Figure I.5 : Les défauts de projection parabolique de l'onde radar.

Zones de compression ou zones d'accumulation

C'est le cas des points B et E où leurs échos se font simultanément car ils se situent sur la même distance par rapport à l'antenne, alors B' et E' se voient accumulés. Ces points se traduisent dans l'image par des pixels de forte brillance (blanc).

Zones d'inversion

C'est le cas du point E par rapport aux C et D où l'écho de E se reçoit le premier avant ceux de C et D, il constitue un cas extrême de zone de compression, ce défaut provient principalement des points de forte pente situant au sommet du relief.

Zones d'ombre

C'est le cas de point F où il y aura aucun écho car ce point se situe dans l'ombre, ce défaut est similaire aux systèmes d'imagerie optique sauf que l'ombre de SAR provient de l'onde EM alors que celui de système optique dépend de la position du soleil et aussi la présence des nuages. Ces points se traduisent dans l'image par des pixels noirs.

I.3.3 Le signal et les images SAR

Le signal collecté pour une cellule de résolution est complexe possédant une amplitude par laquelle nous obtiendrons l'image d'amplitude SAR et une phase qui est inutile pour générer une image ce qui n'est pas le cas de l'InSAR où les deux informations peuvent être exploitées afin d'avoir deux types d'image.

Dans les images d'amplitude la valeur de chaque pixel dépend des caractéristiques de réflectivité ou de la rétrodiffusion du point imagé et aussi l'orientation de la surface cellule. Pourtant l'information d'amplitude est directement exploitable et techniquement facile à extraire mais malheureusement elle fonction de nombreux paramètres de rétrodiffusion et géométriques ce qui rend l'interpolation une opération complexe ou dans certain cas basé sur des méthodes empiriques pour modéliser les valeurs par un niveau de brillance pondéré et ensuite une série des corrections seront aussi nécessaires [6, 10].

Parmi ces paramètres nous en trouvons :

- Absorption par la cible.

- Diffusion par la cible selon un facteur dit la radiométrie.
- Réflexion dans des directions autres que celle de l'antenne.
- Le facteur d'inclinaison.
- Le facteur d'orientation.

L'image de phase SAR est inutile car elle ne donne pas une information sur la brillance et elle est composée de plusieurs phases ce qui rend l'image comme une distribution aléatoire et sans aucun sens (voir la figure I.6.b)

$$\varphi = \varphi_{\text{trajet}} + \varphi_{\text{atmosphérique}} + \varphi_{\text{rétrodiffusion}} + \varphi_{\text{instrumentale}} + \varphi_{\text{bruit}} \quad (\text{I.5})$$

- La phase de trajet est le déphasage lié à la distance parcouru par l'onde.
- La phase météorologique est un second déphasage de trajet par des conditions atmosphériques particulières (dû à l'interaction de l'onde avec les particules météorologiques).
- La phase de rétrodiffusion est le déphasage introduit au moment d'interaction onde-surface.
- La phase instrumentale est celle produite par le système électronique d'émission et de réception (temps de réponse des filtres, amplificateurs...).
- Un bruit de phase dû aux procédés d'acquisition (numérisation, dérives fréquentielles de la porteuse...).

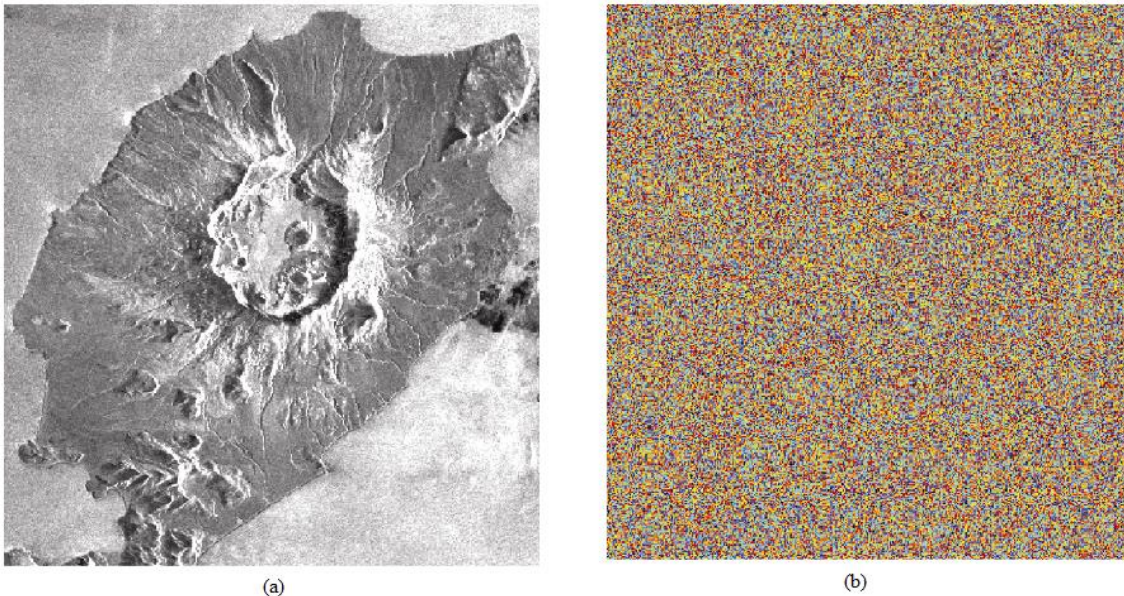


Figure I.6 : Images SAR, (a) image d'amplitude, (b) image de phase. (www.gps.alaska.edu GEOS 655 TectonicGeodesy, Jeff Freymueller)

I.4 Principe de l'InSAR

L'InSAR se diffère de SAR par une double acquisition de signal par deux antennes pour le mode mono-passe ou deux acquisitions par même antenne pour le mode multi-passe. La figure I.7 présente un système InSAR mono-passe comporte deux antennes séparées par une ligne de base (*Baseline*) B_x , une dite maîtresse et l'autre dite esclave. Le but de tel système est d'analyser les différences de phases entre les deux signaux captés, cette analyse permet d'ajouter un appui à l'information d'amplitude qui reste la même en SAR ou InSAR.

Il est clair que la différence de phase $\Delta\varphi$ due à la différence de trajet Δr entre les deux signaux est :

$$\Delta\varphi = \frac{4\pi}{\lambda} \Delta r \quad (I.6)$$

D'autre part, géométriquement nous avons :

$$h = H - r \cos \left[\arcsin \left(\frac{\Delta r}{B_x} \right) \right] \quad (I.7)$$

D'après les équations I.6 et 7 nous pouvons directement déduire :

$$\Delta\varphi = \frac{4\pi B_x}{\lambda} \sin \left(\arccos \left(\frac{H - h}{r} \right) \right) \quad (I.8)$$

L'équation I.8 est la proportionnalité entre l'altitude de point imagé h et la différence de phase de trajet de deux signaux $\Delta\varphi$ qui sera dorénavant nommée la phase interférométrique ϕ car elle est due de l'interférence entre deux signaux corrélés.

Donc cette technique d'interférométrie permet d'avoir une relation directe entre l'altitude est la phase interférométrique mesurée par la corrélation (voir paragraphe I.5) et cette phase mesurée ne dépend que de la différence de trajet dont toutes les autres phases de l'équation I.5 seront éliminées par soustraction à part le bruit parce que les deux signaux captés se propagerait dans les mêmes conditions.

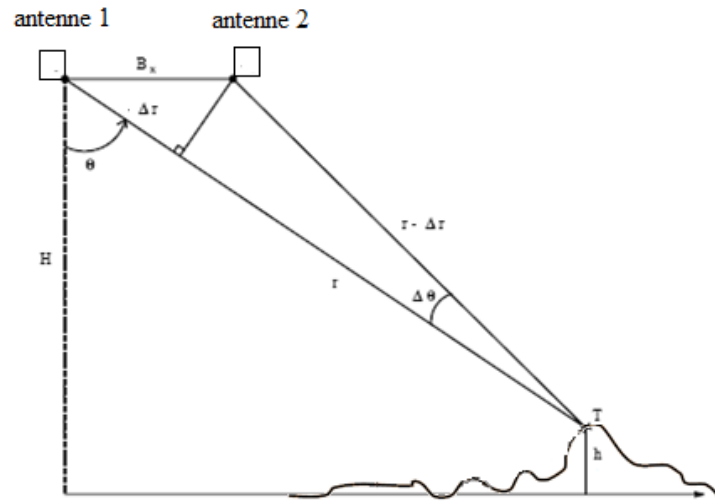


Figure I.7 : L'altitude de point imagé et la différence de trajet.

Malheureusement la phase mesurée est modulo 2π et par conséquent l'altitude est roulée à une hauteur proportionnelle à 2π dite l'altitude d'ambiguïté ha qui est définie comme une différence d'altitude donnant une différence de phase interférométrique égale 2π et cela correspond à une différence de trajet de $\lambda/2$. À ce stade nous avons élaboré deux notions de différence de phase, la première est la différence de phase de trajet entre les deux signaux corrélés $\Delta\phi$ proportionnelle au Δr pour un point, la seconde est la différence de phase interférométrique entre deux points $\Delta\phi = \Delta(\Delta\phi)$ proportionnelle à la différence de distance radiale d de l'antenne maîtresse (figure I.8).

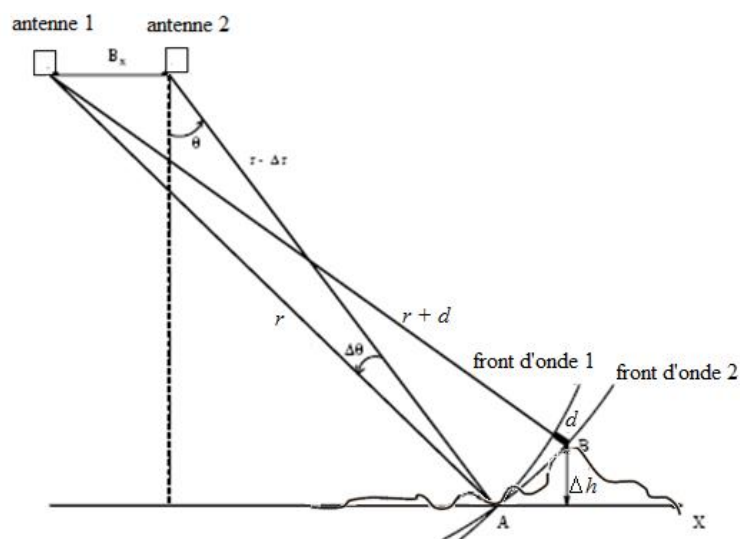


Figure I.8 : La différence d'altitude et la différence de la distance radiale.

La figure I.8 simplifie l'analyse de différence d'altitude Δh entre deux points A et B en fonction de la distance radiale d et par conséquent en fonction de la phase interférométrique.

$$\Delta h = \frac{d r \tan \theta}{Bx} \quad (I.9)$$

Nous pouvons également définir l'altitude d'ambiguïté comme :

$$h_a = \frac{\lambda r \tan \theta}{2Bx} \quad (I.10)$$

Cette notion d'amplitude d'ambiguïté se manifeste comme limite des franges dans l'image de phase interférométriques communément appelée interférogramme, alors le nombre de franges augmente proportionnellement avec la fréquence et la *Baseline*, et inversement proportionnelle avec la hauteur de l'orbite (altitude du porteur).

Exemple I.1 :

ERS-1, $\lambda=5.66$ cm, $r = 800$ km, $\theta=23$, $Bx = 1300$ m ce qui donne un $h_a = 7.2$ m

Nous pouvons aussi définir une autre limite concernant la taille de la cellule de résolution (taille de pixel) où la distance radiale dc critique ne doit pas la dépasser, cette dc critique se traduit par une altitude dite de superposition h_s qui induit à une déformation à l'échelle de la taille de la cellule de résolution Rd (équation I.1,2).

$$h_s = \frac{Rd r \tan \theta}{Bx} \quad (I.11)$$

La figure I.9 montre un exemple de l'image d'amplitude, les images de phase singulière et l'interférogramme générés par l'InSAR.

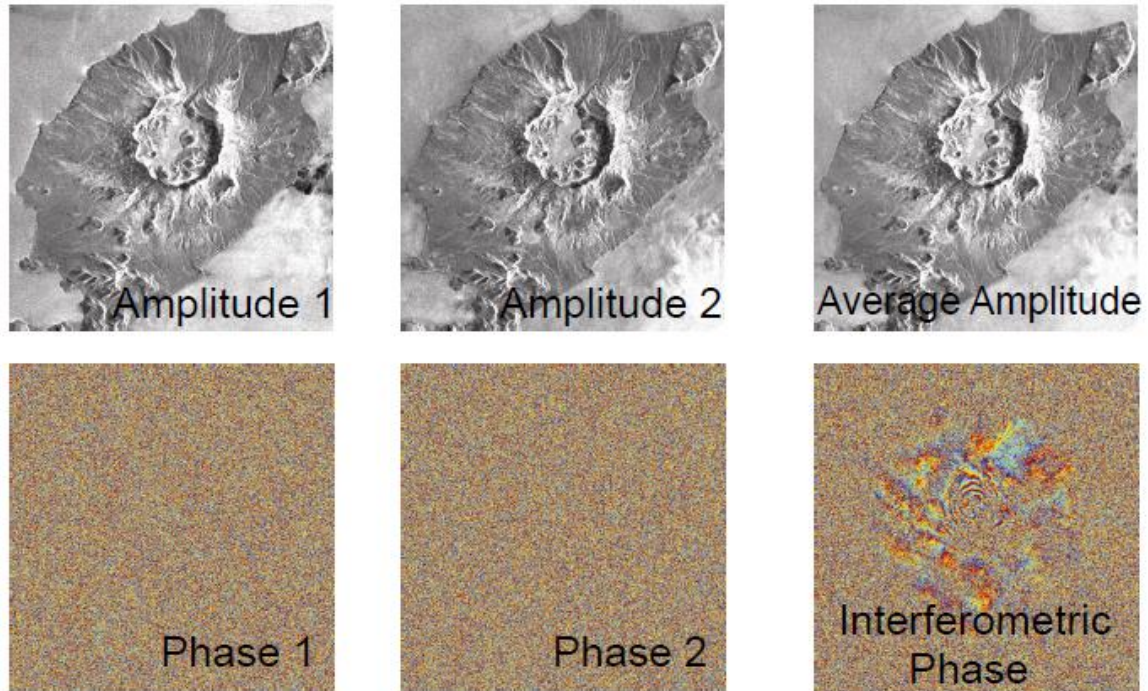


Figure I.9 : Images InSAR. (www.gps.alaska.edu GEOS 655 TectonicGeodesy, Jeff Freymueller)

I.5 Signal de corrélation et les images InSAR

Les deux signaux captés par les antennes sont ensuite combinés par le produit de corrélation qui est une multiplication entre le signal de l'antenne maîtresse S_1 et le conjugué de l'autre S_2^* d'où vient l'élimination des phases communes. En traitement de signal le produit de corrélation entre deux signaux est mentionné par :

$$P_{\text{corrélation}} = \langle S_1 \cdot S_2^* \rangle \quad (\text{I.12})$$

La stabilité de prise de l'image est évaluée par un coefficient dit de corrélation de système $\rho_{\text{système}}$ par lequel nous pouvons juger que le signal au niveau de la cellule de résolution originale est corrélé ou décorrélé.

$$\rho_{\text{système}} = \frac{\langle S_1 \cdot S_2^* \rangle}{\sqrt{\langle S_1 \cdot S_1^* \rangle \langle S_2 \cdot S_2^* \rangle}} \quad (\text{I.13})$$

Le coefficient de corrélation réel n'est pas seulement de système mais il est accompagné par deux termes de décorrélation spatiale ρ_{spatiale} et temporelle $\rho_{\text{temporelle}}$.

$$\rho_{\text{totale}} = \rho_{\text{système}} \rho_{\text{spatiale}} \rho_{\text{temporelle}} \quad (\text{I.14})$$

Une valeur 1 de ce coefficient indique une forte corrélation (max), et 0 indique une décorrélation totale (min).

I.5.1 Décorrélation spatiale

La *Baseline* séparant les deux antennes est la source de ce phénomène parce que la décorrélation spatiale est due à l'observation sous deux angles d'incidence différents de la même cellule de résolution [11] :

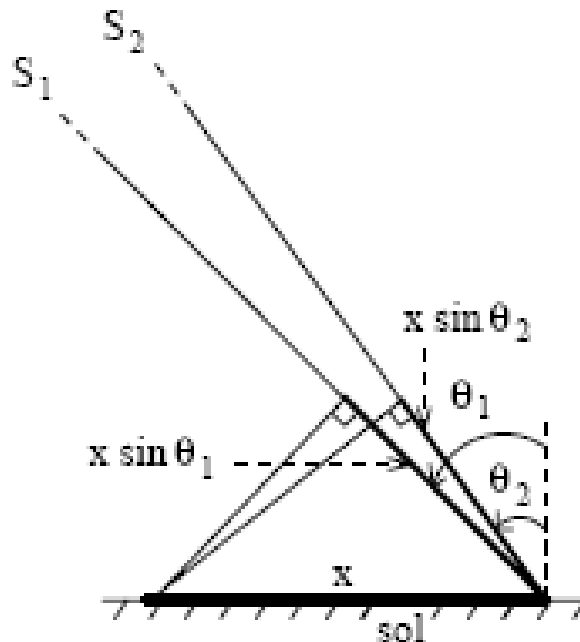


Figure I.10 : Les angles d'incidence et la décorrélation spatiale.

Le coefficient de décorrélation spatial vaut [11] :

$$\rho_{spatiale} = 1 - \frac{2rd \Delta\theta \cos(\theta_2)}{\lambda} \quad (I.15)$$

Avec $\Delta\theta = \theta_1 - \theta_2$

Il est évident que : $r_2 \Delta\theta = Bx \cos \theta_2$ avec r_2 est la distance qui sépare le point de l'antenne esclave 2 ($r - \Delta r$ dans la figure I.7 et 8).

Alors l'équation I.15 en fonction de la *Baseline* B_x est:

$$\rho_{spatiale} = 1 - \frac{2rd B_x (\cos(\theta_2))^2}{\lambda r_2} \quad (I.16)$$

I.5.2 Décorrélation temporelle

L'observation d'une région dans deux temps différents est la source de ce phénomène, la décorrélation temporelle se résulte de changement de l'état de la surface entre les deux observations ce qui le rend propre au mode multi-passe. Pour les applications de détection de changements et de mouvement telles que : le gisement, le suivi de déplacement et la fonte des glaciers, les éruptions volcaniques et les activités sismiques, la décorrélation temporelle est très utile et elle présente le seul critère de détection. Mais pour le MNT les informations d'altitude doivent être inchangées entre les deux observations c'est pour cela que le mode mono-passe lui est approprié.

Zebker [12] a estimé que ces changements à l'intérieure d'une cellule de résolution est une fonction de probabilité gaussienne possédant un écart-type horizontal σ_h et vertical σ_v .

Le coefficient de décorrélation temporelle vaut :

$$\rho_{temporelle} = \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{4\pi}{\lambda} \right)^2 ((\sigma_h \sin\theta)^2 + (\sigma_v \cos\theta)^2) \right] \quad (I.17)$$

Avec θ est l'angle d'incidence de l'antenne maîtresse.

I.5.3 Les images InSAR

En interférométrie, pour générer les différentes images inSAR un autre coefficient complexe γ déduit du coefficient de corrélation ρ est utilisé. Il consiste à faire la moyenne (sous échantillonnage) d'un ensemble des pixels (cellules de résolution originale) dans une fenêtre, il est comme une sorte de passage de haute résolution à basse résolution dans le but de préfiltrer les bruits, minimiser la taille immense des images et faire une correction géométrique (recalage) de la décorrélation spatiale.

$$\gamma(i',j') = \frac{\sum_{ij}^{MN} S_1(i,j)S_2^*(i,j)}{\sqrt{\sum_{ij}^{MN} S_1(i,j)S_1^*(i,j) \cdot \sum_{ij}^{MN} S_2(i,j)S_2^*(i,j)}} \quad (I.18)$$

Avec : (i',j') les indices des pixels de la nouvelle résolution, (i,j) ceux de la résolution originale, (M,N) dimension de l'image.

Trois types d'images pouvant être générées :

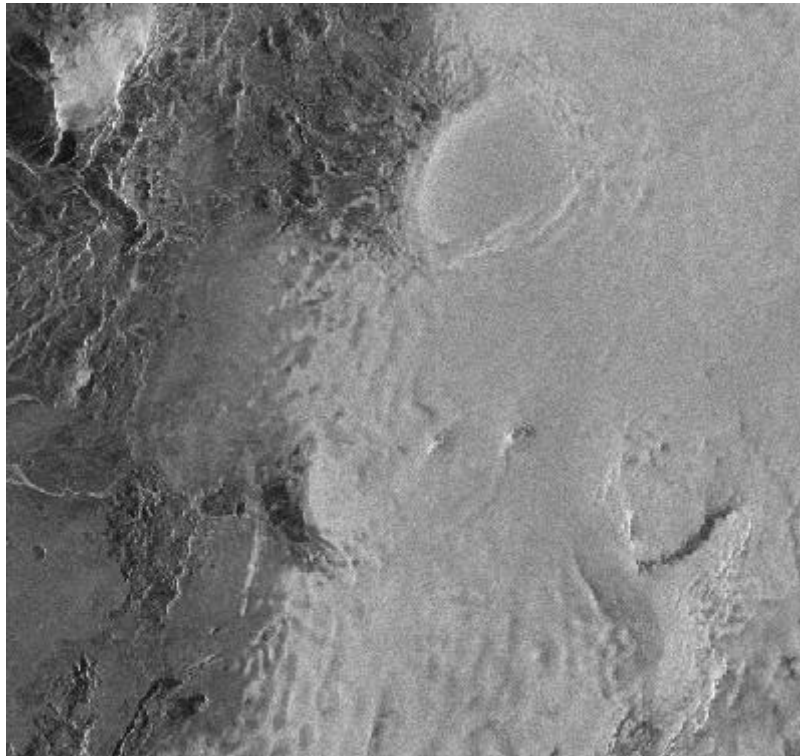
- L'image d'amplitude : qui est la simple moyenne de la fenêtre de basse résolution

$$A(i',j') = \frac{1}{MN} \left| \sum_{ij}^{MN} S_1(i,j)S_2^*(i,j) \right| \quad (I.19)$$

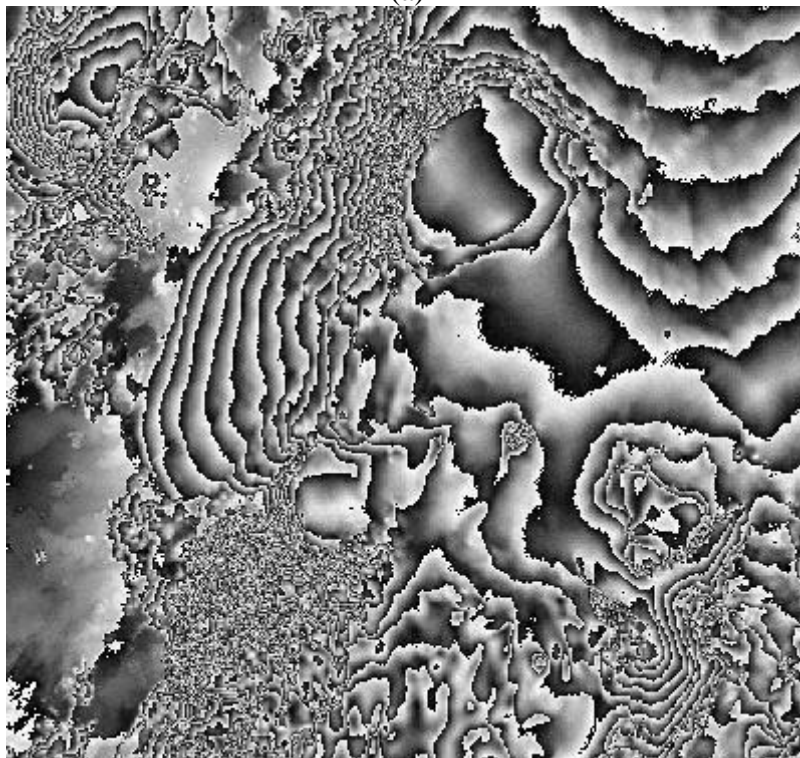
Elle se diffère de celle de SAR seulement par le moyennage, c'est pour cela qu'il est mentionné dans la figure I.9 « *average amplitude* ».

- L'image de phase interférométrique (interférogramme) : qui est la phase de $\gamma(i',j')$.
- L'image de cohérence : qui est le module de $\gamma(i',j')$, elle est considérée comme une image indiquant la qualité de mesure et largement utilisée pour le filtrage ou le déroulement de phase.

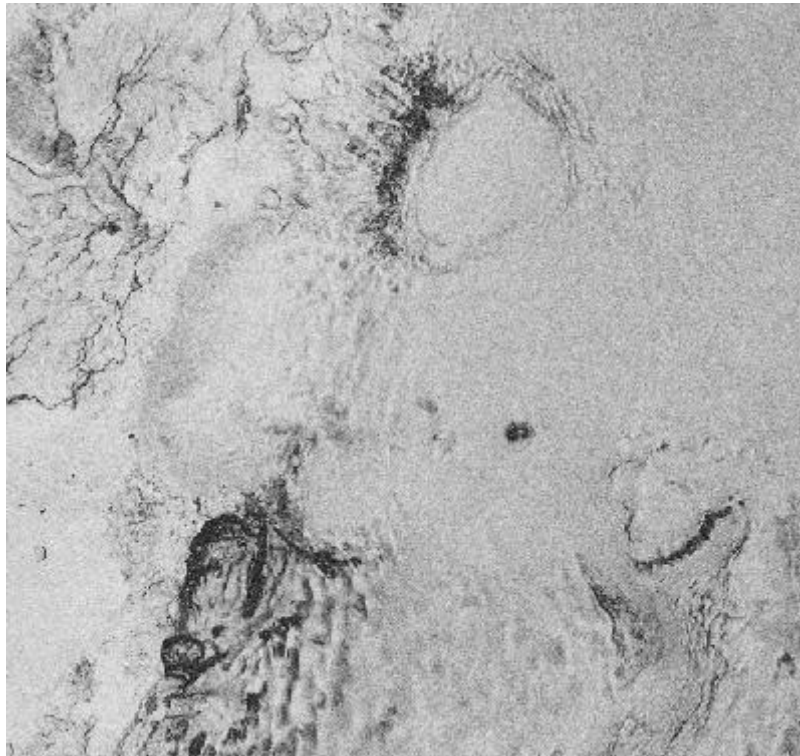
Les figures I.11 (a, b, c) montrent des exemples réels sur les différentes images InSAR d'ERS-1/2 (*tandem data*) fournies par ESA, il s'agit d'une région de Vatnajökull Islande, dimension 376 x 400 pixels, prise le 31 décembre 1995 sur l'orbite 23315.



(a)



(b)



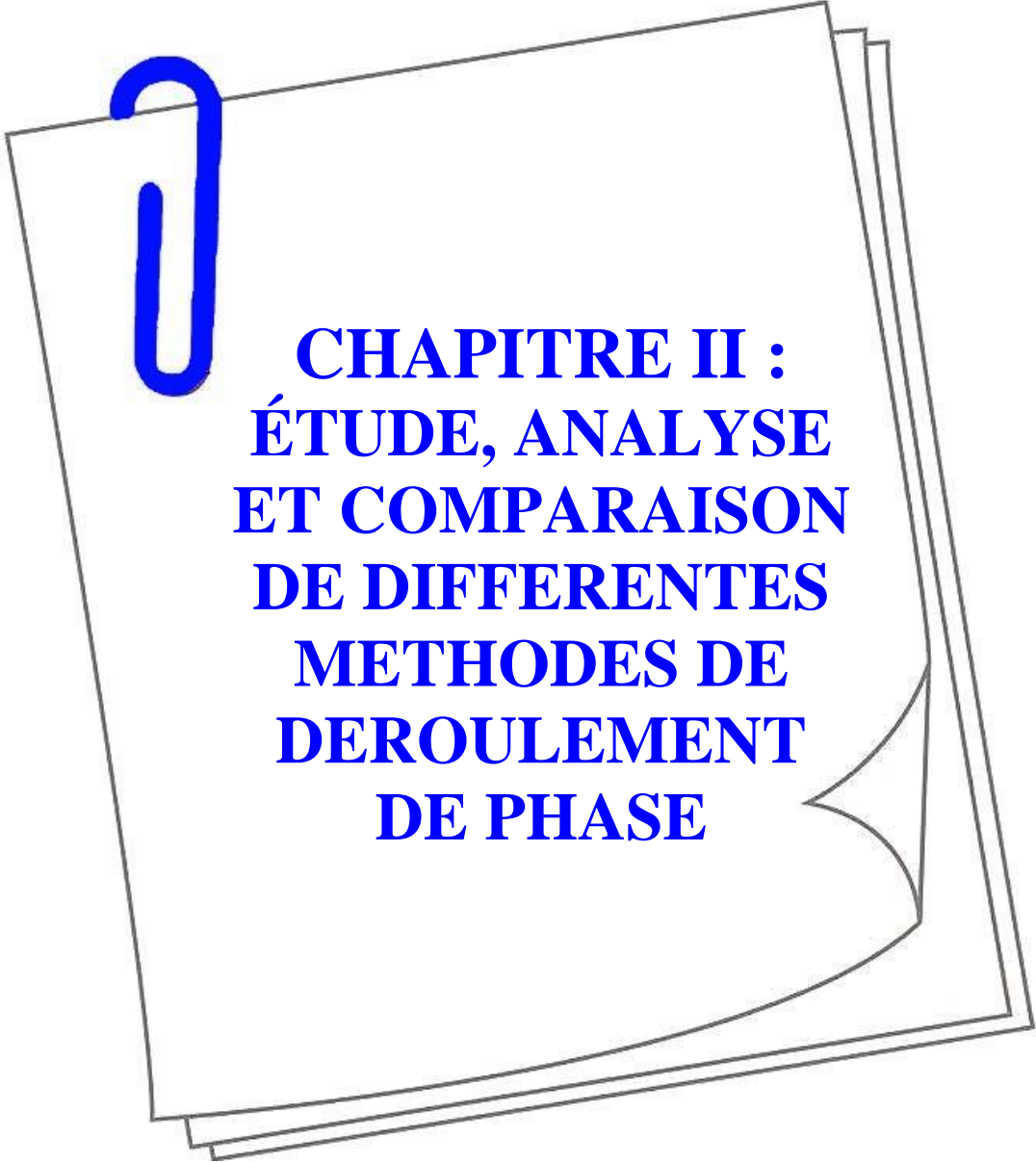
(c)

Figure I.11 : Exemple d'image inSAR de Vatnajökull ERS-1/2 (*tandem data*) ESA, (a) image d'amplitude, (b) interférogramme, (c) image de cohérence.

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons essayé de donner une brève étude pour comprendre le principe et les composants essentiels des systèmes d'imagerie radar destinés aux applications topographiques du terrain, ce qui permet d'avoir une idée générale sur les différents types d'images pouvant être générées par un tel système et leurs caractéristiques.

Notamment pour les images de phase interférométriques (interférogrammes), cette étude est considérée comme un *Background* suffisant avant d'entamer le filtrage et le déroulement qui constituent le but de notre travail et qui font l'objet des prochains chapitres.



**CHAPITRE II :
ÉTUDE, ANALYSE
ET COMPARAISON
DE DIFFERENTES
METHODES DE
DEROULEMENT
DE PHASE**

II.1 Introduction

Après le filtrage d'interférogramme, l'étape suivante de la chaîne de traitement d'image inSAR est le déroulement de phase. Cette information est mesurée dans l'intervalle $[-\pi, \pi]$ due à l'opération de roulement d'où vient le nom la phase roulée (*Wrapped-Phase*), et tant que l'obtention de l'altitude exacte du point imagé est proportionnelle à la phase réelle absolue (voir chapitre I) cette phase doit être reconstruite par une opération inverse non linéaire pour avoir une phase déroulée (*Unwrapped -phase*).

Si l'interférogramme est sans bruits (sans aucun résidu); ce qui est impossible en pratique, le déroulement devient une procédure très facile et plusieurs solutions sont possibles selon le pixel de départ et le parcours d'intégration suivi. Mais avec la présence des résidus l'application directe d'une telle procédure échoue en engendrant des lignes distordues le long du parcours si l'intégration passe via ces résidus. Pour remédier à ce problème plusieurs approches de déroulement adaptées à la présence des résidus ont été proposées, elles se divisent en deux catégories principales : suivi de parcours (*Path-Following*) et norme de minimisation (*Minimum-Norm*).

La catégorie PF se divise elle-même en deux sous-classes : rupture des branches (*Branch-Cut*) et guidée par la qualité -croissance des régions (*Quality-Guided- region-Growing*). Le traitement PF se caractérise par des techniques locales et il déroule les phases une après autre en suivant un parcours statique prédéterminé ou dynamique adaptatif à localisation des résidus (des branches ou des grappes).

Tandis que la catégorie MN se caractérise par un traitement global dont toutes les phases sont impliquées à la fois dans le calcul de la solution, nous nous trouvons dans ce cas face à l'utilisation des méthodes numériques pour résoudre le problème.

Dans ce chapitre nous allons entamer cette étude par l'utilité de déroulement avec ses formulations de base, dans la deuxième section une description mathématique détaillée de déroulement sera présentée, et par cette description une méthode d'ajustement sera ainsi déduite. En suite la dernière section consiste à un état de l'art sur des méthodes de déroulement largement utilisées dans les deux catégories, cependant une tendance vers les approches PF sera adoptée car le travail personnel en fait partie.

II.2 C'est quoi le déroulement de phase ?

II.2.1 formulations

Nous avons vu précédemment que la phase interférométrique obtenue par le système inSAR a une proportionnalité directe avec la hauteur de point imagé, mais seulement la phase réelle qui peut interpréter cette altitude réelle et comme nous savons que la phase est mesurée dans l'intervalle $[-\pi, +\pi]$ cette altitude sera aussi en ambiguïté. Autrement dit, seulement la valeur principale, qui est définie comme le reste de la phase après la soustraction le maximum de multiple 2π , sera détectée. Donc la procédure de déroulement de phase consiste à reconstruire la phase réelle à partir de celle roulée en trouvant le nombre de cycle exacte à ajouter.

$$\psi_{i,j} = w(\phi_{i,j}) = \phi_{i,j} + 2k\pi \quad (\text{II. 1})$$

Avec

$$w(\phi_{i,j}) = \text{mod}\{[\pi + \phi_{i,j}], \quad 2\pi\} - \pi \quad (\text{II. 2})$$

Et $k \in \mathbb{Z}$

Cette opération est non-linéaire et elle possède les propriétés suivantes :

$$\begin{aligned} f &= w^{-1}wf \\ wf &= wwf \\ w^{-1}f &= w^{-1}w^{-1}f \\ \sin(f) &= \sin(wf) \end{aligned}$$

Le déroulement de phase est un problème, s'il n'y a pas d'autres informations supplémentaires telle qu'une altitude et coordonnées exactes de point de départ. En effet, il existe une infinité de possibilités correspondant aux images de phase déroulée pour une seule image roulée. Cette lacune d'unicité d'image déroulée est montrée dans l'exemple ci-dessous.

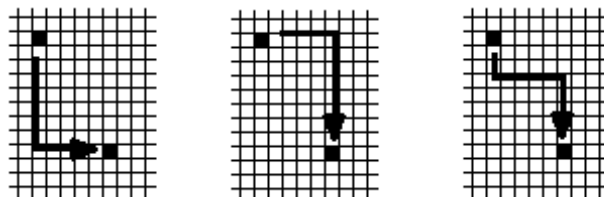


Figure II.1 : Problème non-unicité de déroulement selon le parcours suivi et le point de départ

La figure II.1 montre un exemple de déroulement pour une petite portion d'image roulée où nous remarquons que nous pouvons trouver plusieurs solutions possibles de déroulement selon le pixel de départ et les parcours empruntés.

La formule qui permet de calculer la phase déroulée Ψ_i à partir de l'intégration de gradient roulé discret accumulé de la phase roulée ϕ_n unidimensionnelle est

$$\Psi_i = \phi_1 + \sum_{n=1}^{i-1} w(\Delta\phi_n) \quad (\text{II. 3})$$

Où $\Delta\phi_n$ est le gradient discret roulé de la phase roulée. il s'écrit :

$$\Delta\phi_n = w(\phi_{n+1} - \phi_n) \quad (\text{II. 4})$$

Pour le traitement bidimensionnel la phase déroulée peut facilement être calculée par l'intégration de gradient accumulé bidimensionnelle suivant :

$$\Psi_{i,j} = \phi_{1,1} + \sum_{n=1}^{i-1} w(\Delta_1\phi_{n,1}) + \sum_{m=1}^{j-1} w(\Delta_2\phi_{i,m}) \quad (\text{II. 5})$$

Avec $\Delta_1\phi_{n,1} = w(\phi_{n+1,1} - \phi_{n,1})$ est le gradient vertical et $\Delta_2\phi_{i,m} = w(\phi_{i,m+1} - \phi_{i,m})$ est le gradient horizontal. Alors les solutions possibles de $\Psi_{i,j}$ dépendent de pixel de départ $\phi_{1,1}$; qui peut être différent de (1,1), et le parcours suivi par l'intégration.

Dans le cas de présence de bruits (résidus) l'application de ce cumule des gradients roulés engendre des lignes distordues le long de parcours (chemin) d'intégration choisi, ce que nous appelons une dépendance de parcours (*Path-depending*). Avant d'entamer les algorithmes de déroulement résolvant le problème de dépendance de parcours nous essayons de donner une description mathématique avec une petite amélioration visant à minimiser légèrement les zones distordues ou évitées lors de déroulement.

II.2.2 La condition d'Itoh

Pour que le déroulement soit correctement exécuté sans aucune confusion entre les discontinuités dues aux franges (discontinuités de l'opération modulo 2π) et les discontinuités de mauvais échantillonnage une condition très d'importante est adoptée par toutes les méthodes

de déroulement, elle consiste à exiger que toutes les variations en valeur absolue entre deux pixels adjacents sont inférieures à π . Elle est communément appelée la condition d'Itoh [13]. Nous considérons le cas unidimensionnel d'une ligne d'image de phase réelle ou déroulée.

$$\Delta\Psi_i = \Psi_i - \Psi_{i-1} \quad (\text{II. 6})$$

La condition d'Itoh est :

$$|\Delta\Psi_i| \leq \pi \quad (\text{II. 7})$$

Et à partir de II.6 il est évident que :

$$\sum_{i=1}^N \Delta\Psi_i = \Psi_N - \Psi_0 \quad (\text{II. 8})$$

À partir de l'équation II.1 nous avons :

$$\Delta w(\Psi_i) = \Psi_i - \Psi_{i-1} - 2\pi(k_i - k_{i-1}) \quad (\text{II. 9})$$

Nous appliquons l'opérateur $w()$:

$$\underbrace{w[\Delta w(\Psi_i)]}_a = \Delta\Psi_i - \underbrace{2\pi(k_i - k_{i-1}) - 2\pi k}_b \quad (\text{II. 10})$$

Où k_i, k_{i-1} k présentent un multiple propre de 2π alors :

$$w[\Delta w(\Psi_i)] = \Delta\Psi_i \quad (\text{II. 11})$$

Ce qui confirme l'équation II.3 et sa généralisation II.5.

II.3 Déroulement par ajustement

Dans cette partie nous allons présenter ce qui est nécessaire d'une approche de déroulement de phase améliorée dite d'ajustement au niveau de franges [17] basée sur des études menées dans [18,19].

II.3.1 traitement 1D

Le déroulement est l'attribution de nombre de cycle propre $k(x_i)$

$$k(x_i) = \begin{cases} \sum_{\alpha=1}^i k_{\alpha}(x_{\alpha}); & 1 < i \leq N \\ 0; & i = 1 \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

On définit la fonction $k_i(x_i)$ pour chaque $x_i \neq x_l$, par :

$$k_i(x_i) = \begin{cases} 0 & , |\varphi_m(x_i) - \varphi_m(x_{i-1})| \leq \pi \\ 1 & , |\varphi_m(x_i) - \varphi_m(x_{i-1})| > \pi \text{ et } \varphi_m(x_{i-1}) > \varphi_m(x_i) \\ -1 & , |\varphi_m(x_i) - \varphi_m(x_{i-1})| > \pi \text{ et } \varphi_m(x_{i-1}) < \varphi_m(x_i) \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Alors chaque pixel x_i est attribué un nombre de cycle propre (appelé aussi ordre) qui représente un ajustement avec le pixel adjacent x_{i+1} et les nombres de cycles de tous les pixels qui lui précèdent.

La figure ci-dessous montre un exemple d'un traitement 1DA qui représente une section d'interférogramme pour un vecteur de 128 pixels :

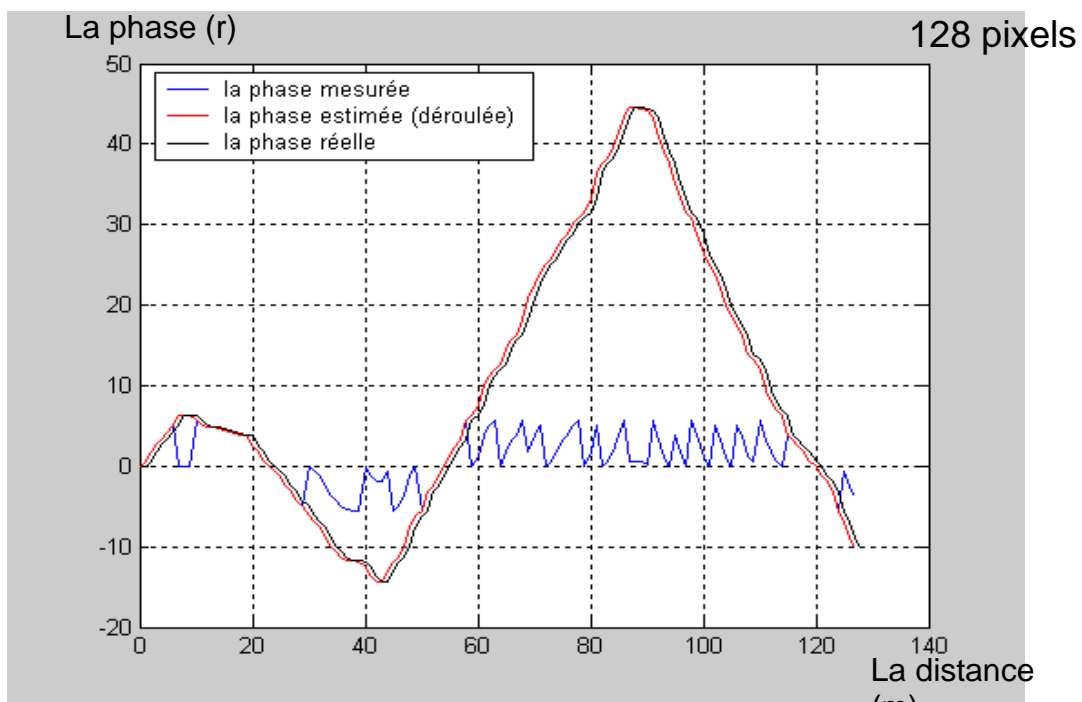


Figure. II.2 : Traitement unidimensionnel pour une section de la surface, condition d'Itoh satisfaite

D'après la figure II.2 qui représente une ligne ou colonne d'image, nous remarquons que la courbe de la phase déroulée est proche de celle réelle parce que toutes les variations entre les pixels sont inférieures ou égales à π , la principale condition de faisabilité de déroulement de phase est satisfaite. Par contre celles de la figure II.3 ne sont pas identiques où un décalage se crée à partir de pixel encerclé parce que la variation de phase au niveau de ce pixel dépasse π .

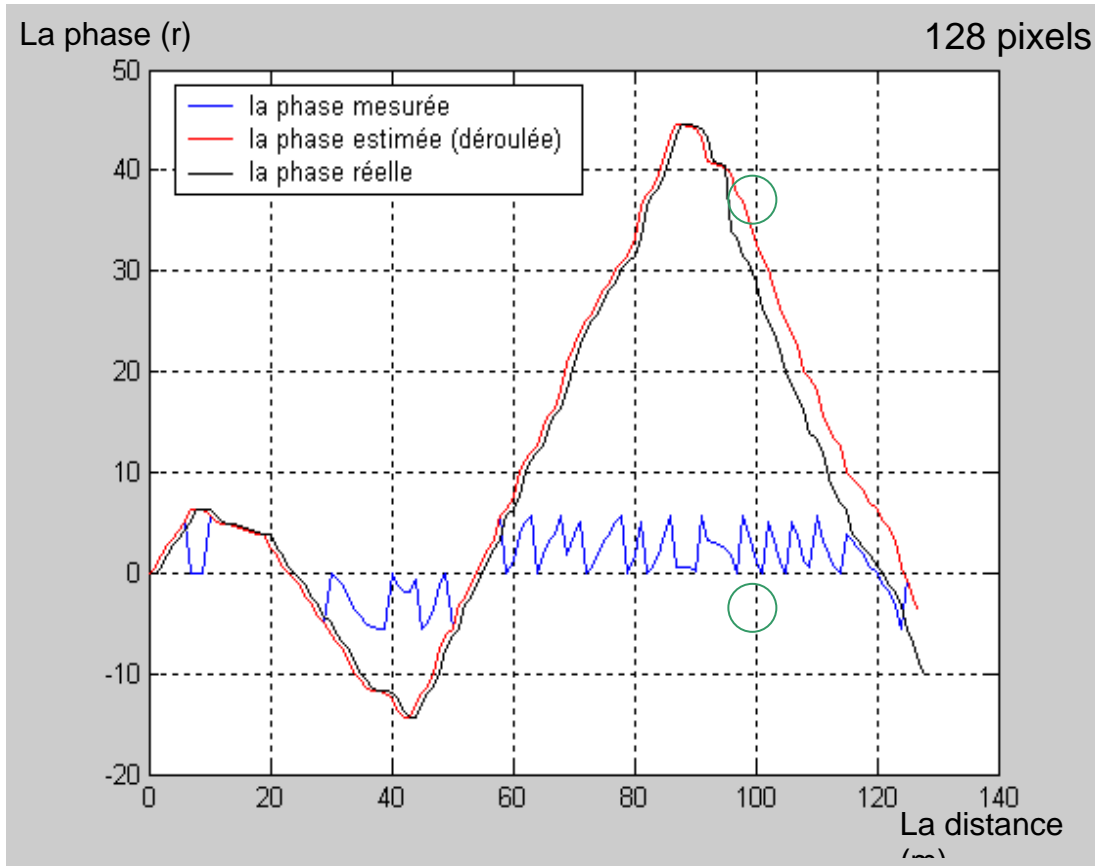


Figure. II.3 : Traitement unidimensionnel pour une section de la surface, violation de la condition d'Itoh

II.3.2 traitement 2D

La matrice d'attribution des nombres de cycle est :

$$k(x_i, y_j) = \begin{cases} \sum_{\alpha=1}^i k_{\alpha}^c(x_{\alpha}, y_j) + \sum_{\beta=1}^j k_{\beta}^l(x_i, y_{\beta}); & 1 < i \leq N \text{ et } 1 < j \leq M \\ 0; & i = 1 \text{ et } j = 1 \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Où :

$$k_i^c(x_i, y_j) = \begin{cases} 0 & , |\varphi_m(x_i, y_j) - \varphi_m(x_{i-1}, y_j)| \leq \pi \\ 1 & , |\varphi_m(x_i, y_j) - \varphi_m(x_{i-1}, y_j)| > \pi \text{ et } \varphi_m(x_{i-1}, y_j) > \varphi_m(x_i, y_j) \\ -1 & , |\varphi_m(x_i, y_j) - \varphi_m(x_{i-1}, y_j)| > \pi \text{ et } \varphi_m(x_{i-1}, y_j) < \varphi_m(x_i, y_j) \end{cases}$$

$$k_j^l(x_i, y_j) = \begin{cases} 0 & , |\varphi_m(x_i, y_j) - \varphi_m(x_i, y_{j-1})| \leq \pi \\ 1 & , |\varphi_m(x_i, y_j) - \varphi_m(x_i, y_{j-1})| > \pi \text{ et } \varphi_m(x_i, y_{j-1}) > \varphi_m(x_i, y_j) \\ -1 & , |\varphi_m(x_i, y_j) - \varphi_m(x_i, y_{j-1})| > \pi \text{ et } \varphi_m(x_i, y_{j-1}) < \varphi_m(x_i, y_j) \end{cases}$$

Cette description mathématique nous donne une explication plus détaillée que les équations II.3,4 et 5, et son application donne une sorte d'ajustement inter-pixels. Selon ces ajustements deux modes de parcours simples sont possibles. Les figures II.4, 5 et 6 ci-dessous montrent ce propos.

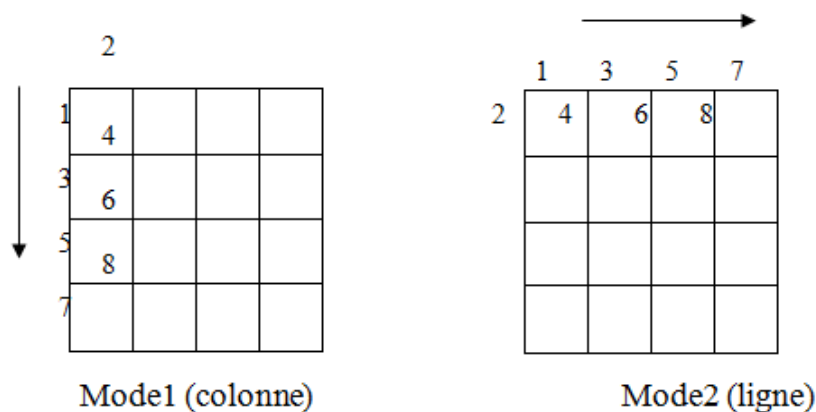


Figure II.4 : Les deux modes simples de la méthode d'ajustement

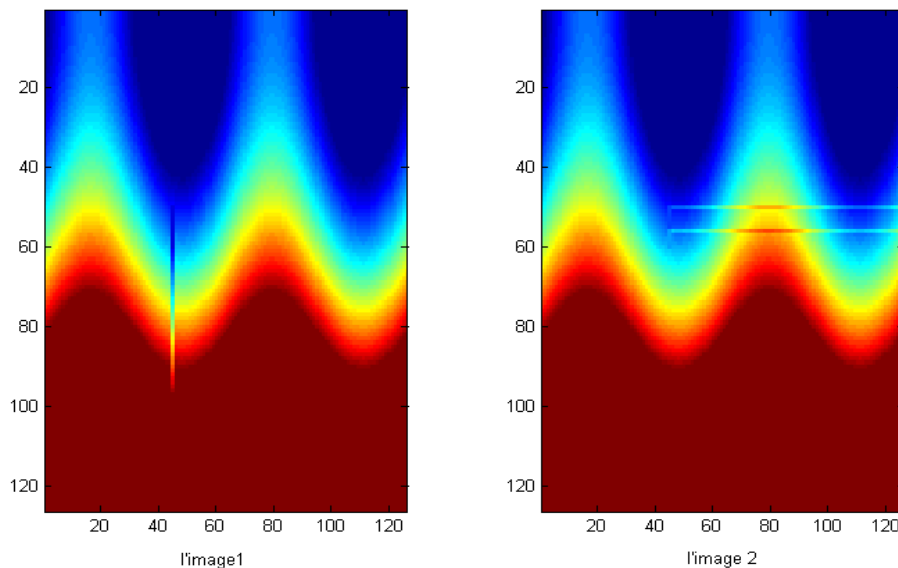


Figure II.5 : Les deux images générées pour des sauts de phase situés entre

$$x_{50} \leq x_i \leq x_{60} \quad y_{40} \leq y_j \leq y_{45}$$

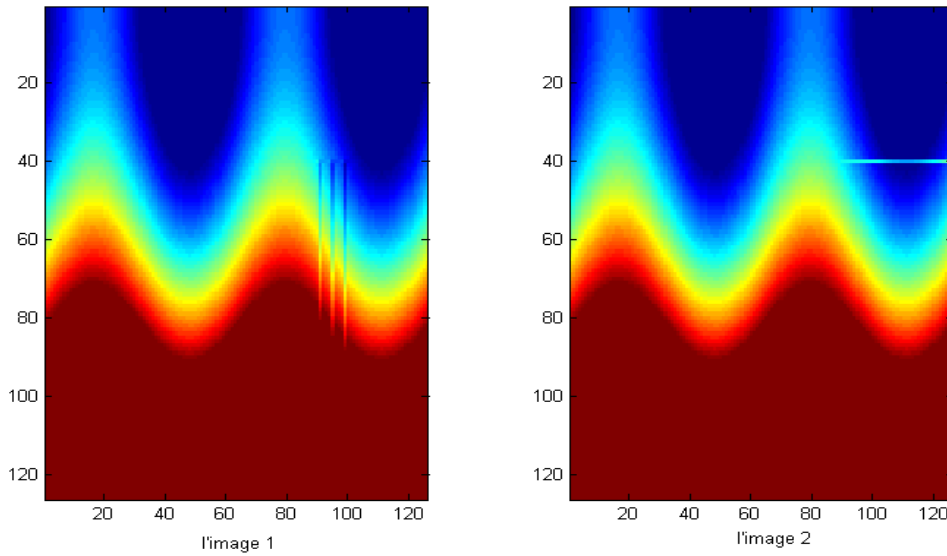


Figure II.6 : Les deux images générées pour des sauts de phase situés entre

$$x_{35} \leq x_i \leq x_{40} \quad y_{90} \leq y_j \leq y_{100}$$

Pour un intréférogramme sans bruits l'application de la méthode basique de gradient (l'équation II.5) ou la méthode d'ajustement (l'équation II.14) sont similaires et donnent des images de phases déroulées proches. Mais avec bruits les lignes distordues avec la méthode d'ajustement sont légèrement moins larges.

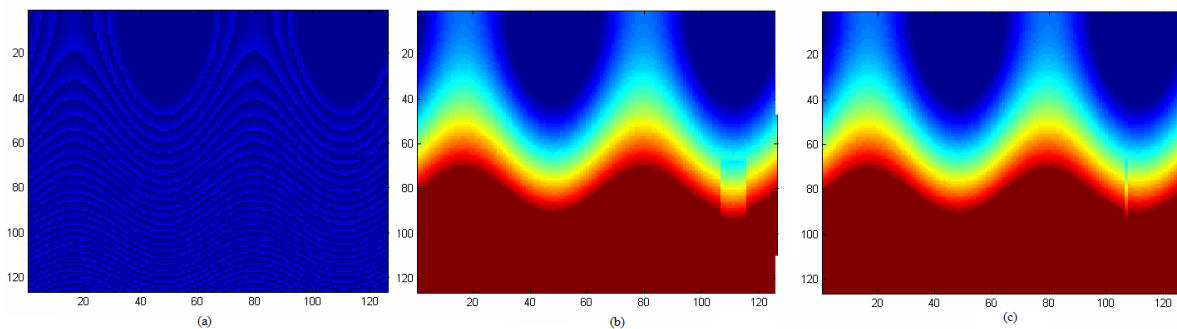


Figure II.7 : Le déroulement avec résidus et les lignes distordues. (a) l'interférogramme, (b) la méthode de gradient basique, (c) la méthode d'ajustement.

II.4 autres approches de déroulement

Il y a deux catégories pour le déroulement : suivi de parcours (*path-following*) et les normes de minimisation (*Minimum-Norm*). Dans cette partie nous essayerons d'expliquer les algorithmes les plus connus et répandus, cet état de l'art permettra de simplifier les différentes procédures

et se focaliser directement sur l'application sans oublier de citer les avantages et les inconvénients de chaque catégorie et algorithme afin de donner une analyse assez complète que possible.

II.4.1 Les méthodes de *Branch-cut*

Ces méthodes appartiennent à la catégorie de suivi de parcours (*Path-following*). Elle était proposée pour la première fois par *Goldstein* [20], elle est considérée parmi les algorithmes de référence pour la comparaison et la validation d'autres méthodes améliorées. Son principe est basé sur l'établissement des branches entre les résidus de signes opposés dans le but d'interdire l'intégration traversant ces branches d'où vient le nom *branch-Cut* [20-22].

II.4.1.1 La méthode de Goldstein

L'exécution de l'algorithme se déroule comme suit :

1. Générer la mappe des résidus.
2. Connecter les résidus de différents signes suivant la distance la plus courte par des branches qui servent comme des barrières interdisant le parcours d'intégration de les traverser, de telle sorte qu'aucun résidu net ne peut être encerclé et aucune propagation d'erreur ne peut être engendrée. Mais certaines erreurs locales (régions distordues sans déroulement) peuvent se produire. Bien sûr les pixels des extrémités de chaque branche sont de signe opposé donc cette branche représente la discontinuité de phase. Le but est de choisir les branches de telle manière de minimiser la longueur totale des branches et par conséquent minimiser les discontinuités et les régions restées sans déroulement.

Quand le taux des résidus est faible la localisation des branches optimums est très simple. Mais quand la densité des résidus est élevée la performance de sélectionner les bonnes branches se diminue. Alors pour les régions les plus bruitées il apparaît que le seul moyen de minimiser la longueur totale des branches est d'essayer toutes les combinaisons $n(n-1)/2$ ce qui induit à un temps de traitement si lourd.

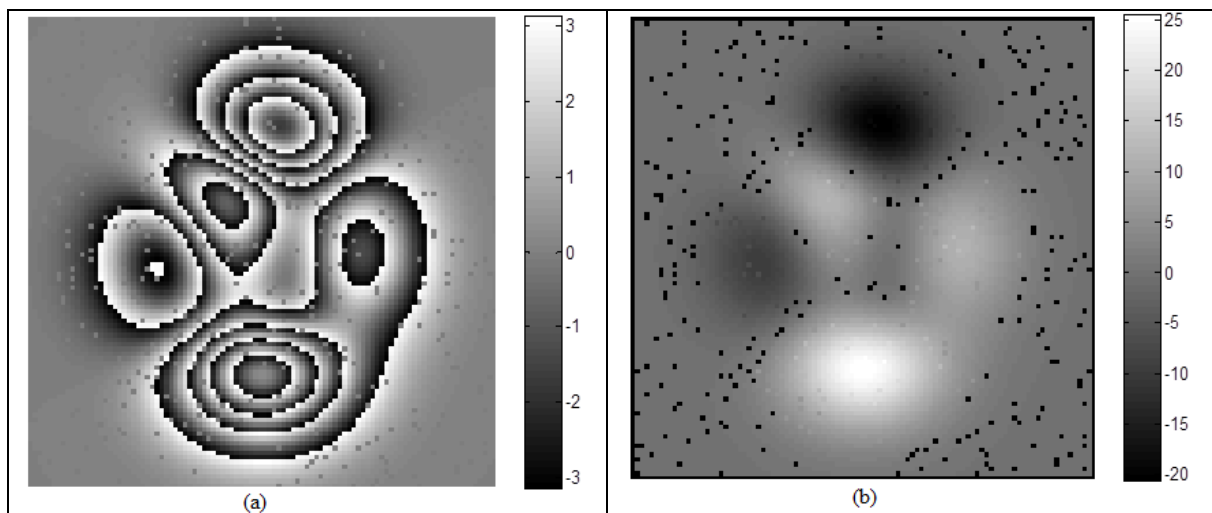
Goldstein a proposé l'algorithme de connexion des résidus tel que :

- a) Un masque 3 x 3 scanne les voisins de chaque résidu. Dans ce masque les résidus voisins sont inspectés et connectés aux résidus central en formant une branche, la branche formée se marque soit balancée (non chargée) ou non balancée (signe +/-)
- b) Incrémentation de masque par 2 et le même algorithme se répète à partir de résidu de départ. On s'arrête s'il y a aucun résidu hors les grappes de branches et toutes les branches sont balancées.

- c) S'il y a des résidus restant ou des grappes non balancées nous pouvons les connecter au plus proche bord.
 - d) Quand les résidus sont très denses toute la région sera isolée et marquée balancée.
3. Finalement l'intégration des gradients s'exécute en évitant toutes les branches et les régions isolées, cette étape est appelée (*Flood-Fill*) c.-à-d. un remplissage similé par un écoulement inondant.

Les figures ci-dessous montrent ce propos, l'algorithme a été testé sur deux interférogrammes simulés (figures II.8-9.a) et un autre réel constitue une partie d'interférogramme fournie par d'ERS-1 (figure II.10.a). Le premier présente un faible taux de franges fermées, le deuxième un grand taux de franges ouvertes et le troisième présente une donnée inSAR réelle de grand taux de résidus. Les figures II.8-10.b montrent les images de phase déroulée par l'algorithme de *Branch-Cut*, les figures II.8-10.c et II.8-10.d présentent respectivement les mappes de résidus et celles de branches correspondants.

Nous remarquons que les images déroulées contiennent des régions isolées où aucune procédure d'intégration de gradient n'est effectuée, ces régions sont de densité élevée de résidus. Donc la clé d'amélioration de la méthode de *Branch-Cut* est de minimiser ces régions.



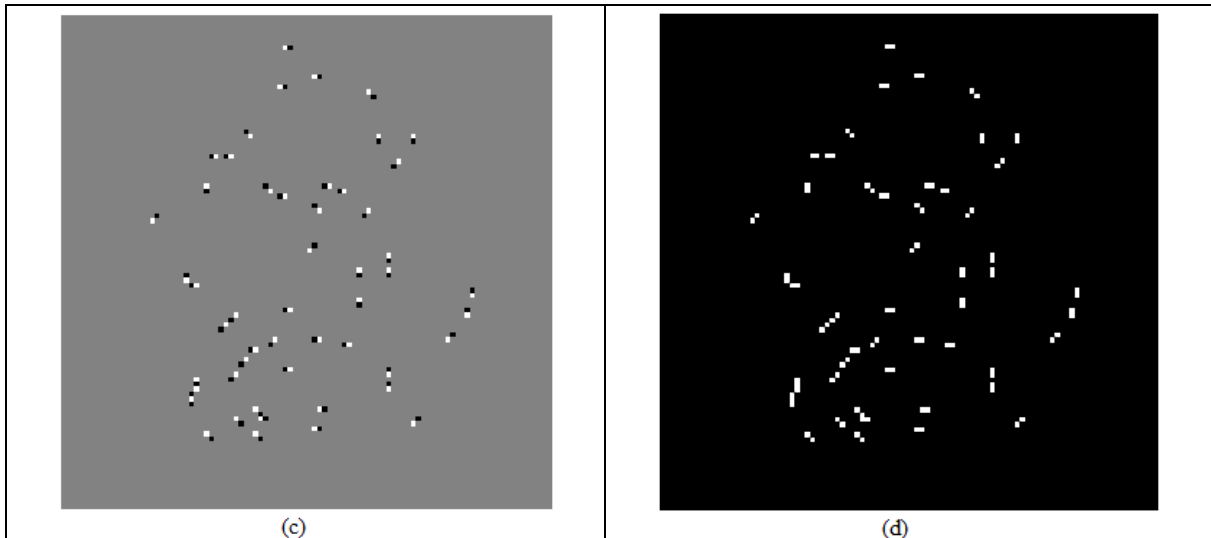


Figure II.8 : Test d'algorithme de déroulement Goldstein pour un interférogramme pics à franges fermées. (a) l'interférogramme, (b) l'image de phase déroulée, (c) la mappe des résidus, (d) la mappe de branches

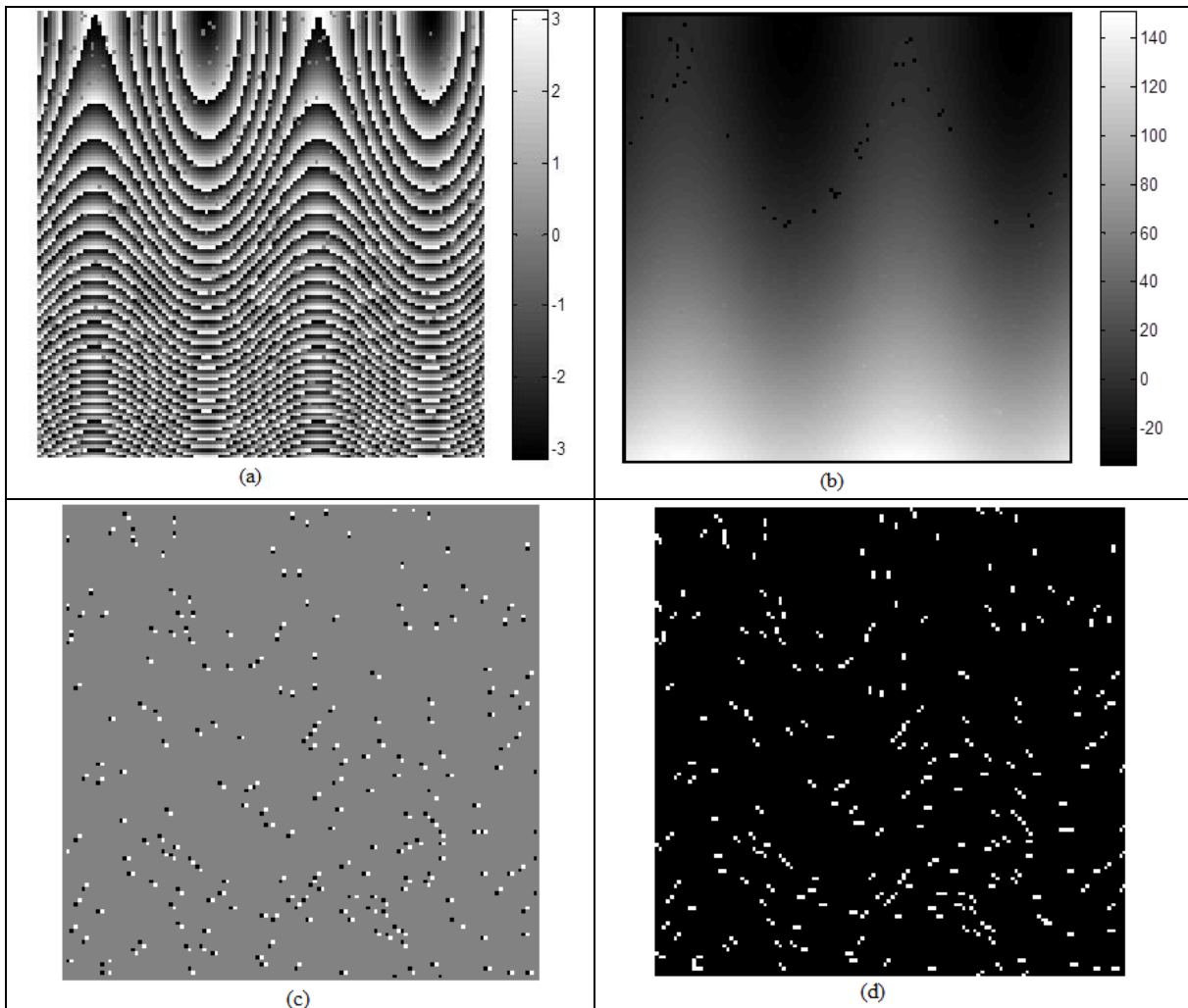


Figure II.9 : Test d'algorithme de déroulement Goldstein pour un interférogramme ondes à franges ouvertes. (a) l'interférogramme, (b) l'image de phase déroulée, (c) la mappe des résidus, (d) la mappe de branches

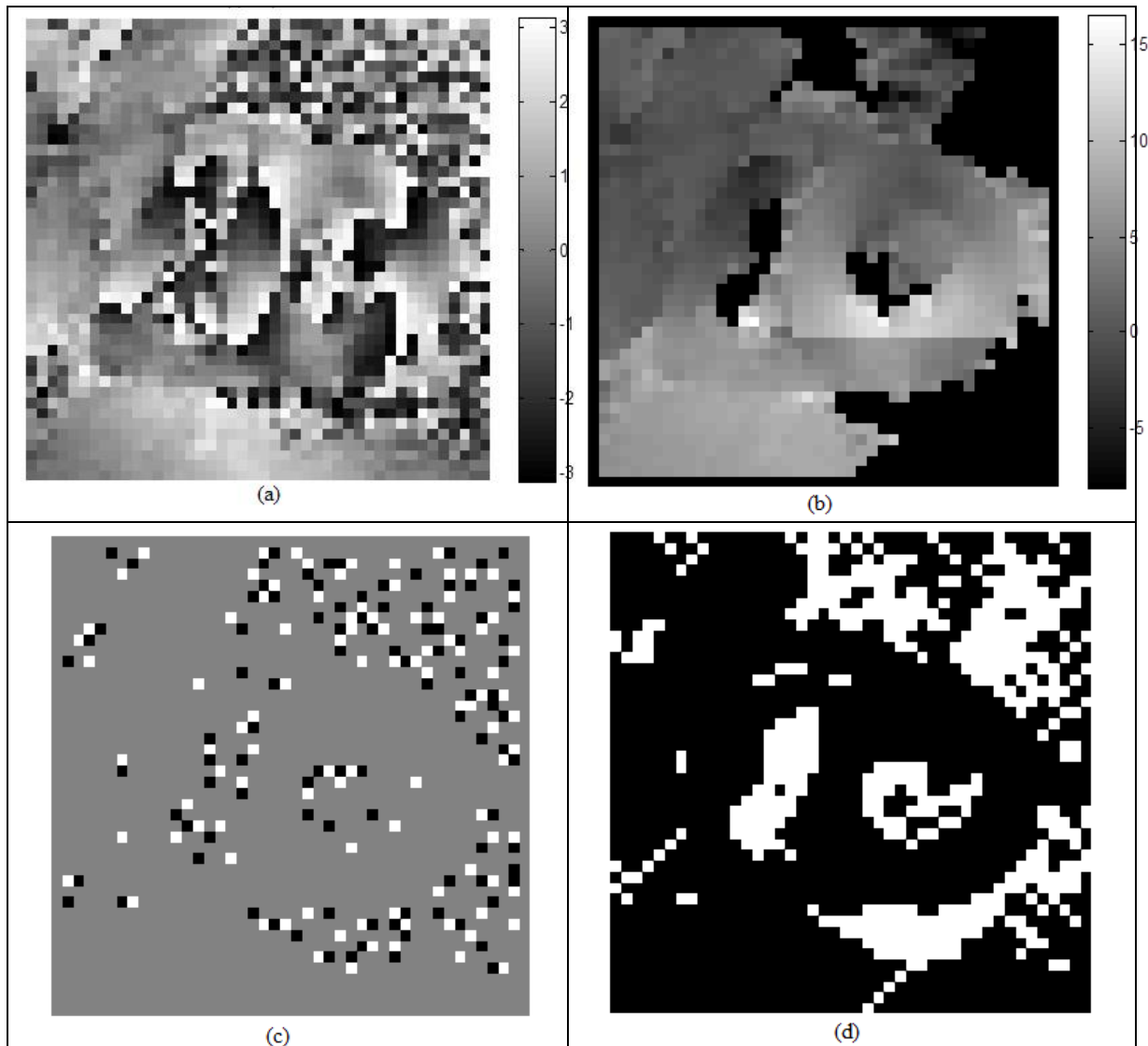


Figure II.10 : Test d'algorithme de déroulement Goldstein pour une partie d'un interférogramme réel d'ERS-1. (a) l'interférogramme, (b) l'image de phase déroulée, (c) la mappe des résidus, (d) la mappe de branches

L'algorithme de *Branch-Cut* de *Goldstein* est rapide et généralement satisfaisant mais ses lacunes sont :

- Région isolée dans les grappes formées par l'agglomération des branches.
- La procédure de connexion des résidus (créations des branches) se fait pixel par pixel et aucun processus de recherche globale n'est appliqué pour former des grappes optimums dont la longueur totale des branches est minimisée.

Autres améliorations de l'algorithme ont été proposées, elles incluent une étape d'optimisation ; soit après la formation des grappes soit après celle des branches ; permettant d'inter-changer les résidus entre les grappes afin de réduire la longueur totale des connexions. Parmi ces méthodes nous en trouvons [23-25].

II.4.1.2 Méthode *Branch-Cut* guidée par la fonction pseudo corrélation

Dans la littérature [26] il s'est proposé une nouvelle méthode améliorant le processus de placement des branches afin de minimiser la longueur totale et de relier les discontinuités de phase effectives.

La mappe de qualité utilisée est la pseudo-corrélation de la phase roulée, elle est définie telle que :

$$PC(m, n) = \frac{\sqrt{(\sum \cos \phi(i, j))^2 + (\sum \sin \phi(i, j))^2}}{k^2} \quad (\text{II. 15})$$

Où la valeur $PC(m, n)$ juge la qualité de la phase $\phi(m, n)$ avec les voisins $k \times k$, L'algorithme se déroule comme suit :

- 1) Générer la mappe des résidus.
- 2) Définir un seuil la longueur max de branche placée dans cette étape. Les résidus de signe inverse séparés par une distance inférieure au seuil seront marqués. Ces résidus marqués seront balancés et placés comme une branche. Puis nous les élevons de la mappe des résidus. Le choix de seuil est empirique et selon l'estimation de manipulateur par exemple dans [26] le seuil 3 a été choisi.
- 3) Générer la mappe de pseudo-corrélation décrite dans l'équation II.15. Puis générer la mappe de guide par la procédure de détection des bords [27] à partir de la mappe de pseudo-corrélation.
- 4) Placer les résidus qui se trouvent sur un bord de la mappe de guide en cherchant les résidus de signe inverse le long du bord. Si aucun résidu inverse n'est trouvé sur le bord, rechercher un résidu inverse autour de chaque extrémité de bord. Arrêter de chercher dans cette direction lorsque nous rencontrons un résidu de même signe.
- 5) Pour les résidus restant non-balancés placer les branches selon l'algorithme de *Goldstein*. Et enfin fusionner toutes les branches.

L'efficacité de cet algorithme se manifeste et apparait différente de celle de Goldstein lorsque nous avons des discontinués raides dans l'interférogramme. Dans l'exemple de la figure ci-dessous nous avons une image de phase originale avec des discontinués raides artefacts sous forme d'un carré (figure II.11. a), son interférogammme correspondant est illustré dans la figure II.11.b. La détection de ces discontinués est visible sur la figure II.12.a-b en utilisant la mappe de pseudo-corrélation et la celle de guide déduite par la procédure de détection des bords.

La différence entre l'algorithme de Goldstein de celui guidée par la pseudo-corrélation se réside au niveau de longueur des branches et leur densité dans l'image (figures II.13.a-b) et par conséquent minimiser les régions distordues lors de déroulement de phase (figures II.13.c-d).

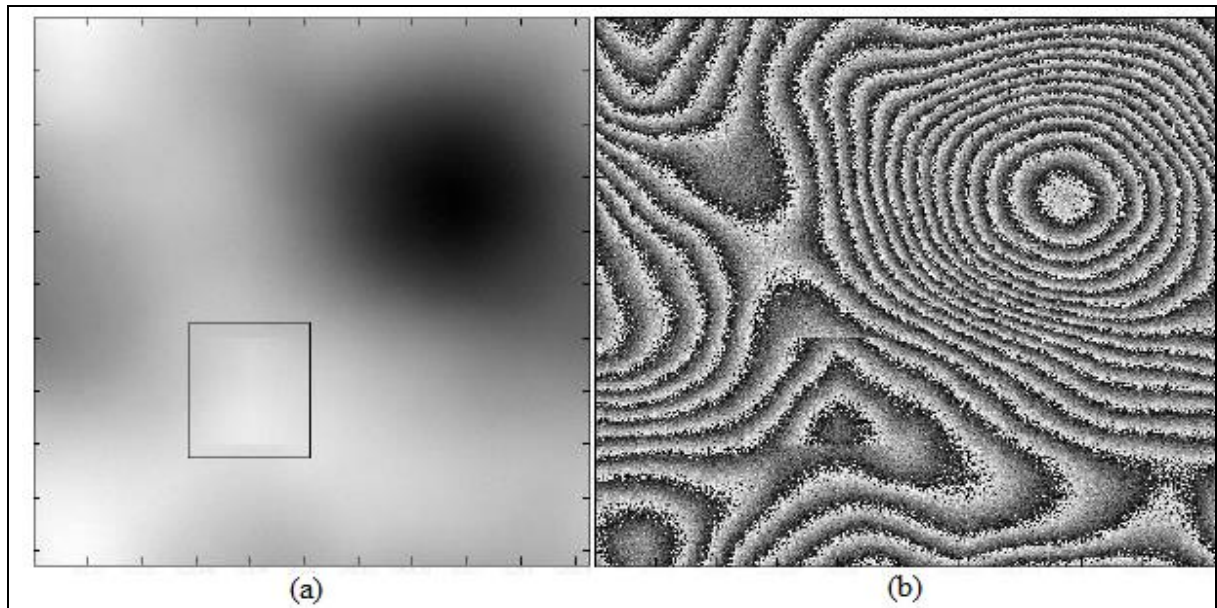


Figure II.11 : (a) l'image de phase originale avec discontinuités raides, (b) l'interférogramme correspondant [26]

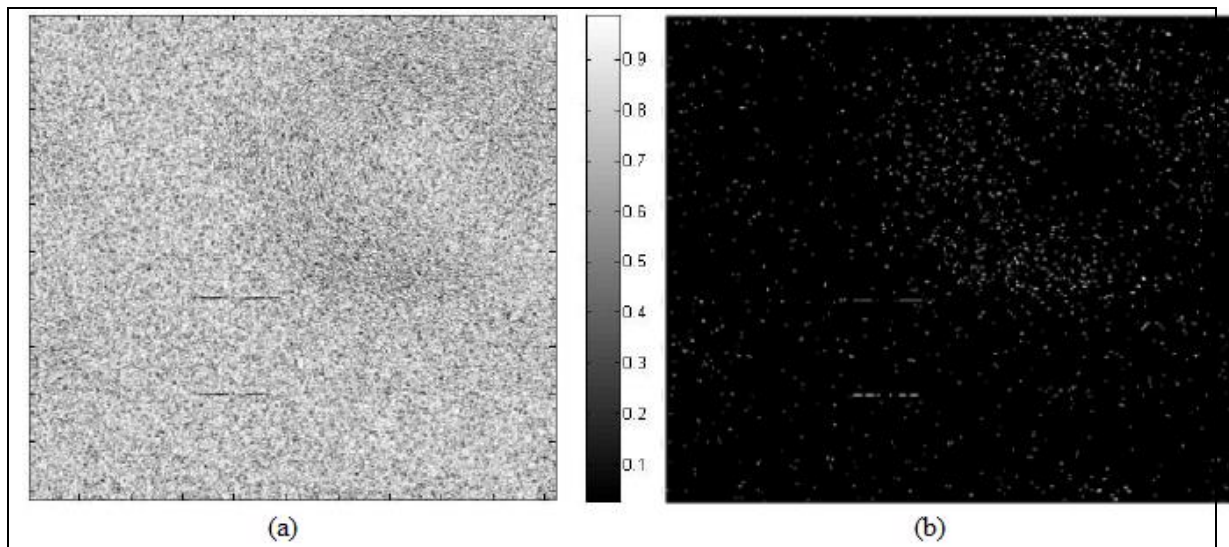


Figure II.12 : (a) la mappe de pseudo-corrélation, (b) la mappe de guide obtenue par la détection des bords.

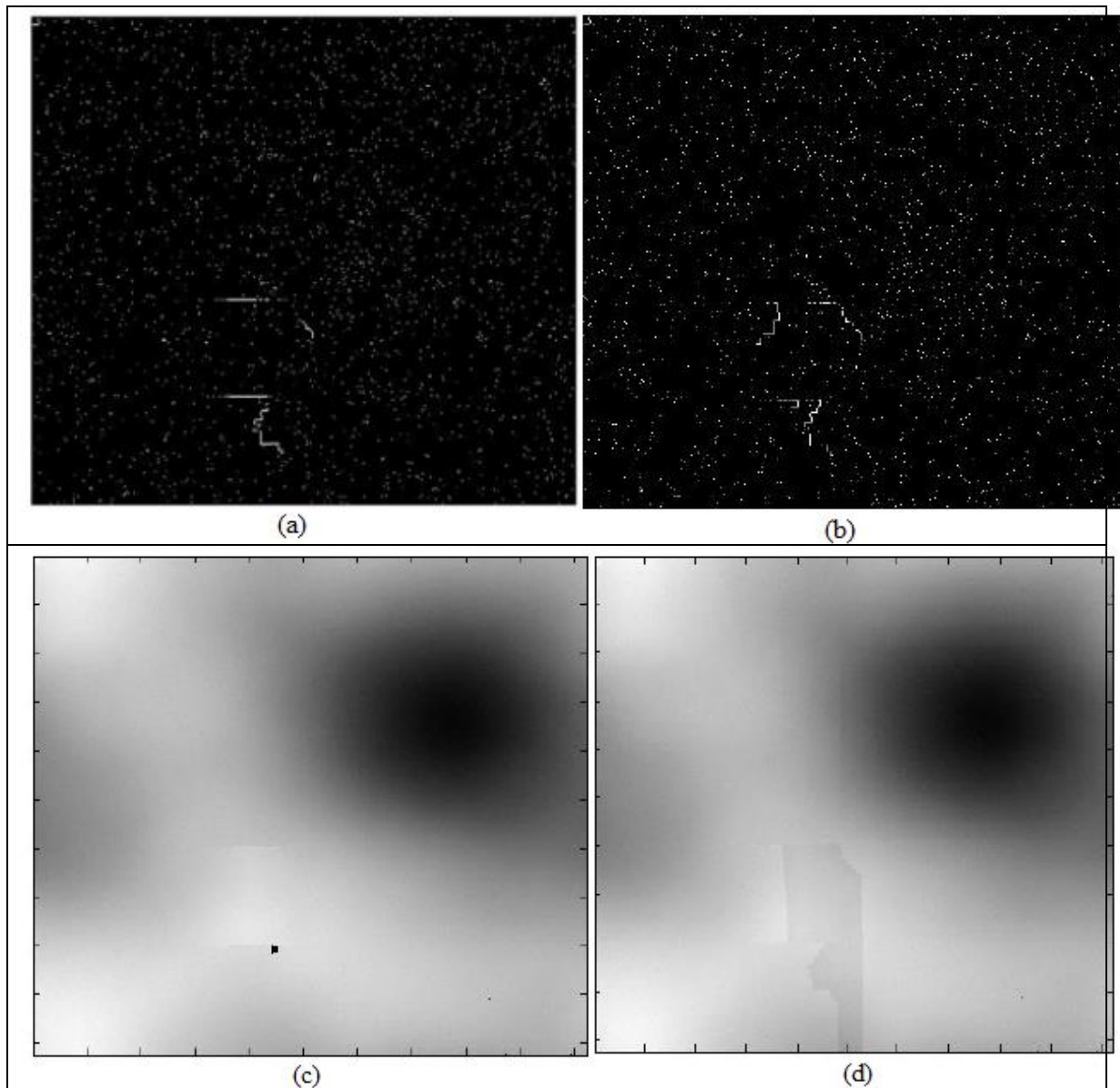


Figure II.13 : (a) la mappe des branches guidée par la pseudo-corrélation, (b) la mappe des branches de Goldstein, (c) l'image de phase déroulée après le placement de branches par GPC, (d) l'image de phase déroulée après le placement de branches de Goldstein.

II.4.1.3 Méthode *Branch-Cut* d'appariement par distance

Dans [28] une autre méthode placement des branches a été proposée, cet algorithme est basé sur l'agrégation des coordonnées pour chaque résidu positif (ou négatif) toujours dans le but de trouver un résidu inverse le plus proche tout en cherchant à avoir une longueur totale minimum que possible. La méthode d'appariement par distance (AD) place ses branches selon une vision globale de tous les résidus pour éviter de créer des zones isolées par des régions non-chargée massives. Ainsi tous les résidus restant non balancés peuvent être connectés aux bords de l'interférogramme.

L'algorithme AD se déroule comme suit :

- 1) Générer la mappe des résidus, déterminer séparément les coordonnées des résidus positifs et négatifs (une sorte de deux matrices séparées et superposées).
- 2) Calculer les distances entre les résidus avec restriction c.-à-d. pas $n(n-1)/2$ possibilités.

Le paramètre distance (noté ici *dis*) se calcule par :

3)

$$dis = \sqrt{(i_- - i_+)^2 + (j_- - j_+)^2} \quad (\text{II. 16})$$

Ou; pour des raisons d'éviter les fractions décimales, par :

$$dis = \max(|i_- - i_+|, |j_- - j_+|) \quad (\text{II. 17})$$

- 4) Initialiser le paramètre *dis* à 1 et connecter les résidus satisfaisants cette distance.
- 5) Incrémenter *dis* et répéter la procédure.
- 6) Connecter les résidus restés non balancés au bord.

La figure II.14 montre la différence entre le placement des branches par la méthode de Goldstein et AD. Nous remarquons que la méthode de Goldstein forment des branches agglomérées et plus massive avec des plus des régions isolées.

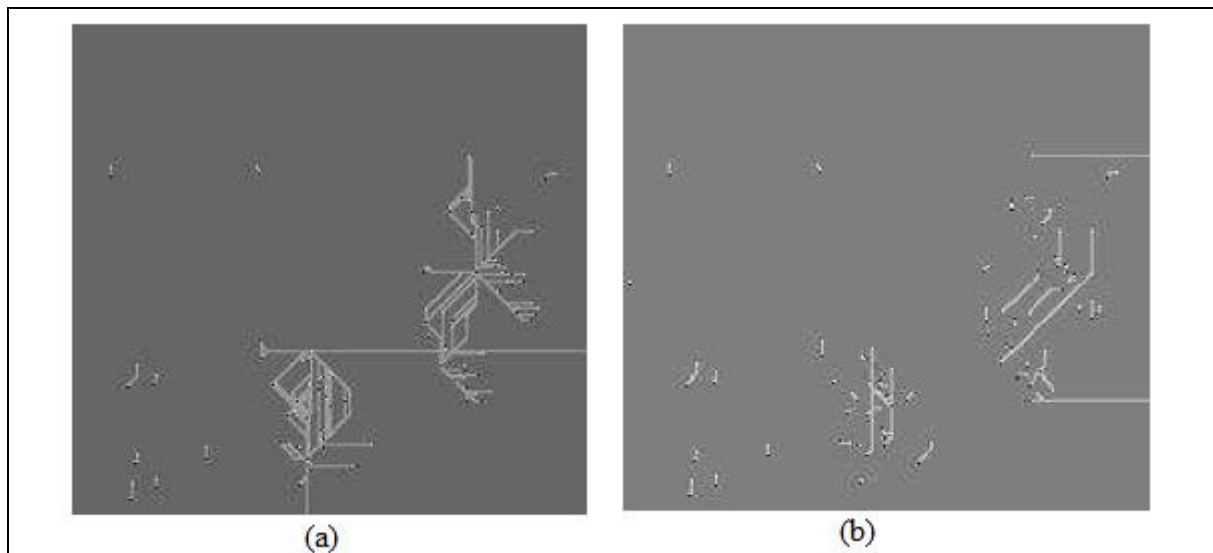


Figure II.14 : Comparaison entre la mappe des branches de Goldstein et AD.

(a) Goldstein, (b) AD [28]

II.4.2 Les méthodes de qualité guidée et la croissance de la région

Le déroulement de phase par la qualité guidée est une approche appartient à la catégorie (*Path-Following*), elle est essentiellement basée sur la génération d'une mappe de qualité d'interférogramme à partir de celle de cohérence originale (amplitude de corrélation) issue

conjointement de processus d'imagerie inSAR ou à partir d'une autre déduite de l'interférogramme telle que la variance ou la pseudo corrélation dans le cas où l'image de cohérence n'est pas disponible [29-32].

Le processus d'obtention de la mappe de qualité est communément appelé (*region-growing*) en le simulant à une croissance d'une région cultivée. L'image de qualité peut être utilisée comme une mappe guidant le filtrage d'interférogramme, ou une mappe servant à guider le déroulement de phase et dans ce cas nous nous trouvons face à deux possibilités d'utilisation :

- Une mappe de qualité définissant les grappes et les régions isolées résultant des branches qui contiennent des pixels de mauvaise qualité à n'est pas dérouler [33].
- Une mappe de qualité définissant les régions saines et consistantes qui contiennent des pixels de bonne qualité à dérouler [30, 32, 34, 35].

Autrement dit le processus de (*region-growing*) consiste tout simplement à diviser l'interférogramme en deux zones : bonne et mauvaise selon un ou plusieurs seuils.

II.4.2.1 La méthode de Flynn

Flynn a proposé pour la première fois d'utiliser une mappe de qualité [33] pour couvrir les régions de grappe non-chargées (équivalentes aux branches de *Goldstein*) par un masque, le masque qui couvre ces régions de mauvaise qualité devrait être de petite surface que possible pour garder les détails d'information de phase dans l'interférogramme et cela faisable uniquement si le taux des résidus n'est pas trop grand.

Cette méthode se déroule avec conception contraire à celle de *Roth* et ses variantes améliorées, au lieu de faire croître la zone de déroulement à travers les pixels de bonne qualité elle fait croître le masque à travers les mauvais pixels en commençant à partir des résidus. Elle poursuit les résidus de chaque composante connectée au masque (le masque comporte plusieurs composantes et chaque composante doit comporter des résidus de signe balancé). Elle termine quand toutes les composantes soient balancées. Puis le déroulement de phase s'exécute par le processus (*Flood-Fill*) en évitant tous les pixels de masque.

L'algorithme se déroule comme suit :

- 1- Générer la mappe des résidus et celle de qualité d'interférogramme (cohérence, pseudo-corrélation ou la variance) avec sa fenêtre minimum 3x3.
- 2- Tous les pixels résidus et ses voisins qui l'entourent se déclarent initialement comme graines pour le processus de (*Region-Growing*) et se mettent dans le masque initial.
- 3- Chercher parmi les voisins des pixels graines (sauf les résidus) ceux qui ont une qualité inférieure à un seuil prédéterminé pour les ajouter au masque.

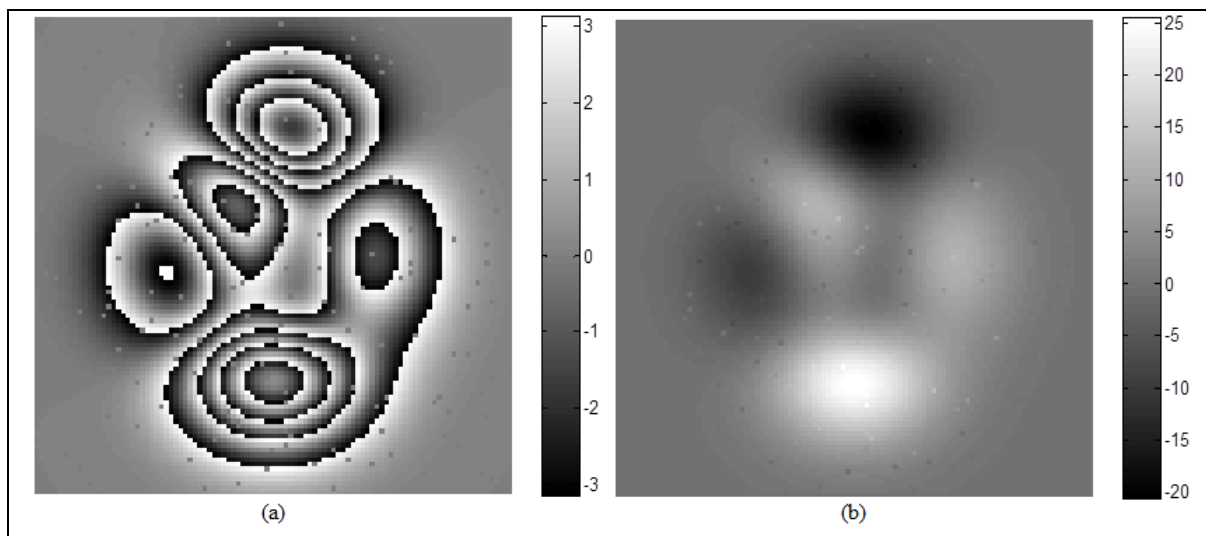
- 4- Le seuil sera incrémenté quand la croissance devient impossible. Comment se trouver dans cette situation ? si aucun pixel n'est ajouté et certains résidus ne sont pas dans les composantes balancées (restent dans la zone de déroulement).

À noter que le seuil initial et la fenêtre de la mappe de qualité sont les seuls paramètres ajustables dans l'algorithme.

- 5- Le processus se termine quand toutes les composantes de masque soient balancées et aucun résidu ne se trouve hors le masque.

Pour le test les mêmes interférogrammes utilisés dans l'algorithme de *Goldsetin* ont été pris, il s'agit d'un interférogramme simulé aux franges fermées (figure II.15.a), un autre aux franges ouvertes (figure II.16.a) et une partie d'interférogramme réel ERS-1 (figure II.17.a). Les figures II.15-17. b présentent respectivement les images de phase déroulée par la méthode de *Flynn* pour chaque interférogramme. Tandis que les figures II.15-17.c montrent les mappes de qualité correspondante, la fonction de qualité que nous avons utilisé pour ce test est la variance dérivative de la phase (PDV)

Nous remarquons que l'algorithme de *Flynn* a pu dérouler les zones qui auraient été isolées par l'algorithme de *Goldsetin*.



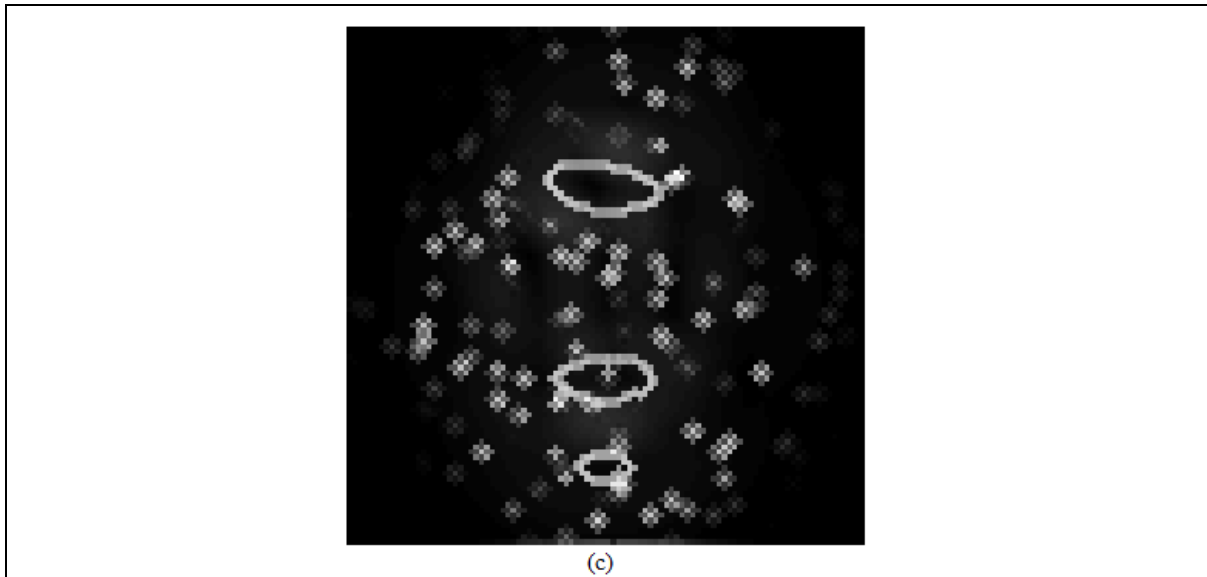


Figure II.15 : Test d'algorithme de déroulement de Flynn pour un interférogramme pics à franges fermées. (a) l'interférogramme, (b) l'image de phase déroulée, (c) la mappe de qualité PDV

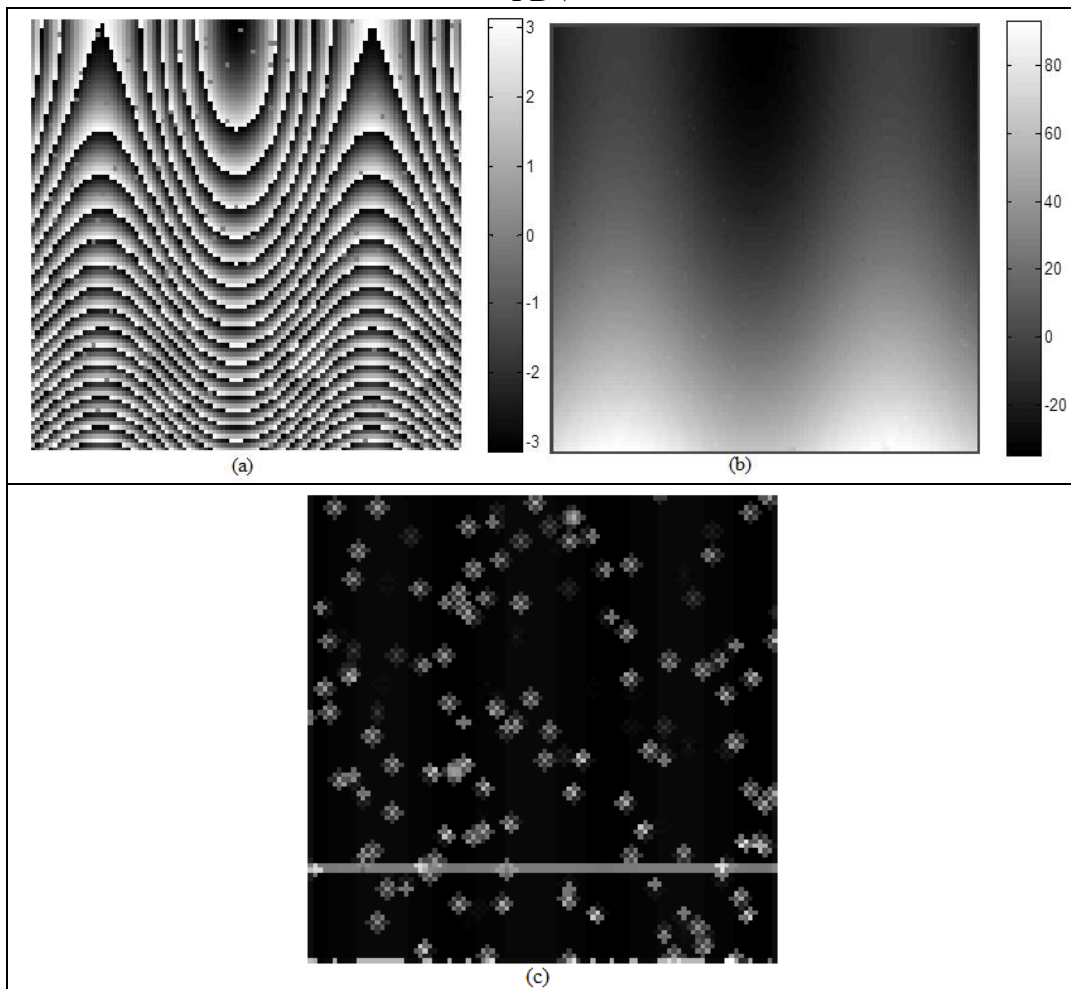


Figure II.16 : Test d'algorithme de déroulement de Flynn pour un interférogramme ondes à franges ouvertes. (a) l'interférogramme, (b) l'image de phase déroulée, (c) la mappe de qualité PDV

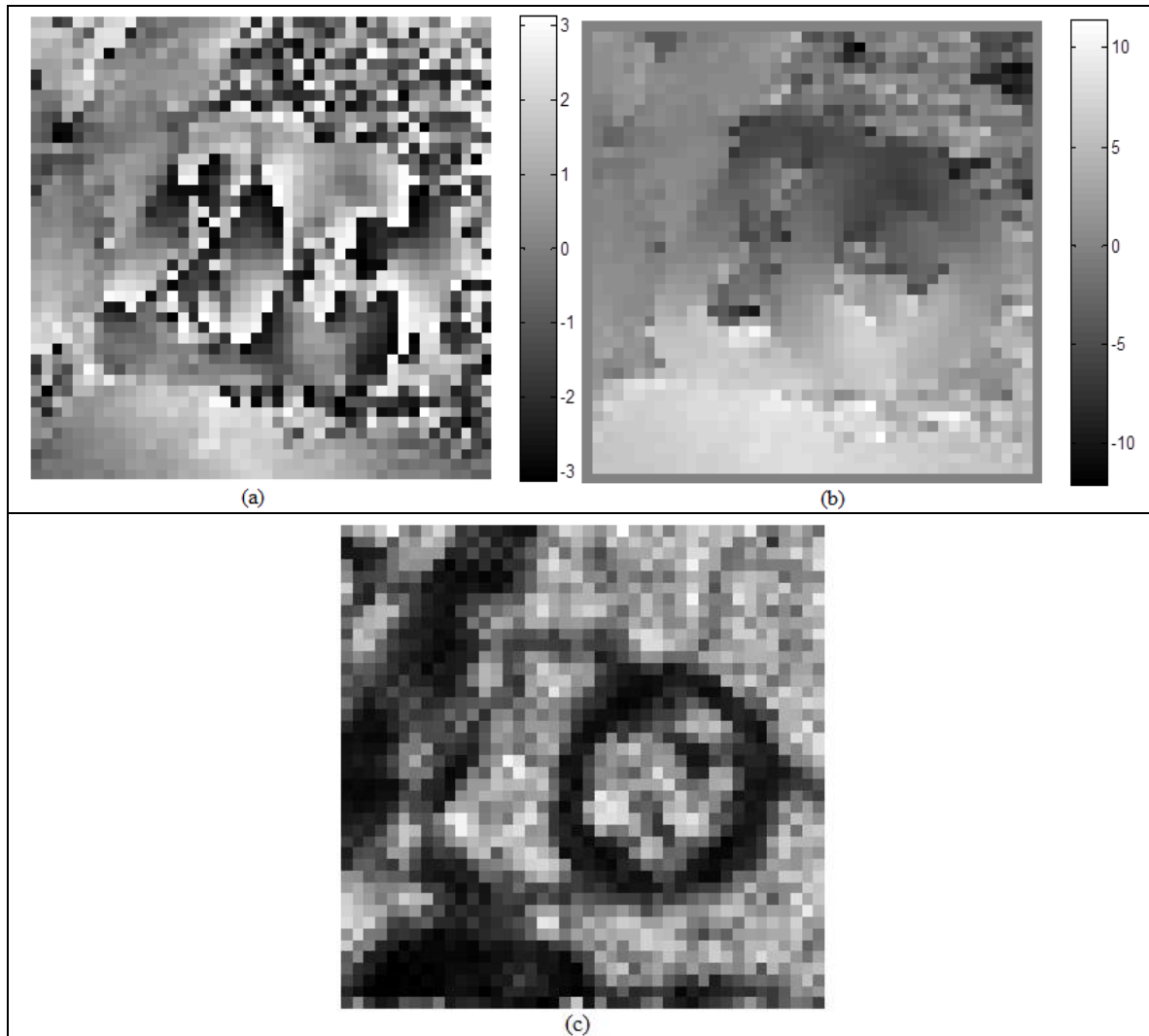


Figure II.17 : Test d'algorithme de déroulement de Flynn pour un interférogramme ondes à franges ouvertes. (a) l'interférogramme, (b) l'image de phase déroulée, (c) la mappe de qualité PDV

II.4.2.2 La méthode de Wei Xu (prédiction de la direction de déroulement)

Wei Xu et al [35] ont proposé une autre méthode de déroulement basée également sur le processus (*RegionGrowing*), la différence entre cette méthode et celle de *Flynn* est :

- La croissance de la région se fait pour déterminer la zone à dérouler dont les pixels sont de bonne qualité (le contraire pour la méthode de *Flynn*).
- L'information de phase des pixels voisins est utilisée pour prédire la direction pertinente de déroulement de chaque pixels dans la zone saine (dans l'algorithme de *Flynn* aucune considération de l'information de phase ni dans la croissance de masque; à part la variance ou pseudo-corrélation si la cohérence n'est pas disponible, ni dans le déroulement).

L'algorithme se déroule comme suit :

- 1- La graine de départ est choisie dans l'une des régions lisses (non accidentées et non rugueuses), cela permet de faire une croissance le long des parcours contrôlée durant la procédure de déroulement.
- 2- Chaque pixel est déroulé en basant sur des prédictions déduites à partir de ses voisins déjà déroulés.
- 3- Les phases de plusieurs directions sont utilisées pour dérouler chaque pixel, cela limite l'effet de propagation d'erreur.
- 4- La vérification de fiabilité basée sur la consistance des prédictions de phase sera appliquée pour chaque tentative de déroulement afin de valider (ou de refuser) la valeur déroulée proposée.
- 5- La tolérance de fiabilité est graduellement décrétementée dans le but de permettre aux plusieurs pixels que possible d'être déroulés.

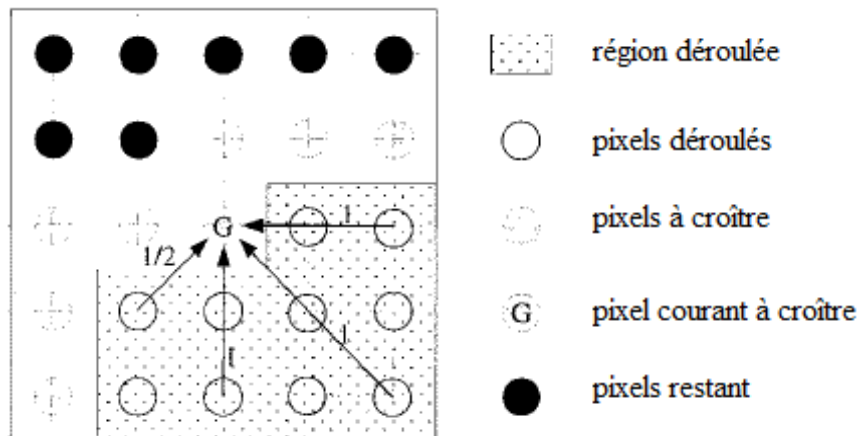


Figure II.18 : Les prédictions des directions pour le pixel à croître et ses voisins [32]

Le déroulement de pixel à croître utilise la prédiction de phase dans une fenêtre 5 x 5 centrée sur ce pixel. Considérant les 8 voisins directs de pixel courant à croître, soit N ceux déroulés parmi ces voisins, généralement $N > 1$ sauf pour le pixel graine. Pour avoir un déroulement plus fiable la prédiction de la phase peut être déduite à partir chacun de N voisins déroulés, ces prédictions sont calculées le long de toutes les directions possible comme il est montré dans la figure II.18, dans l'exemple de la figure ci-dessus nous avons 4 directions. La prédiction notée ϕ_k^p est formée de $k^{\text{ième}}$ voisin déroulé, elle est soit linéaire soit prédiction constante selon le nombre des pixels déjà déroulés le long de la direction :

- Si deux pixels déroulés sont disponibles le long d'une direction, une linéaire forme est utilisée $\phi_k^p = 2\phi[k] - \phi[k']$ avec k' présente le prochain pixel déroulé dans la même direction

- Si non la prédiction est tout simplement la valeur de phase de k , $\phi_k^p = \phi[k]$

Puis la prédiction composite ϕ^p se calcule par la moyenne pondérée de N prédictions individuelle :

$$\phi^p = \frac{(\sum_{k=1}^N w_k \phi_k^p)}{(\sum_{k=1}^N w_k)} \quad (\text{II. 18})$$

Avec w_k est un paramètre égal à 1 pour le premier cas car il est plus fiable, et égale à 0.5 pour le second tel qu'il est aussi montré dans la figure II.18. Cette prédiction de la phase est ensuite utilisée pour tentative de dérouler correctement le pixel à croître, la valeur proposée $\phi_u = \phi_w + 2\pi m$ avec ϕ_w est la phase roulée de pixel à croître et m est le nombre d'ambiguïté calculé tel que :

$$m = \text{nint}\left(\frac{\phi^p - \phi_w}{2\pi}\right) \quad (\text{II. 19})$$

Où $\text{nint}(x)$ est l'entier le plus proche (*nearest-integer*), exemple $\text{nint}(5.1)=5$, $\text{nint}(-4.8)=-5$

A propos de la fiabilité de déroulement, plusieurs paramètres statistiques peuvent être utilisés tels que : la moyenne des déviations, la différence entre la phase déroulé du pixel et sa prédiction composite, la cohérence ou la variance. Cette mesure de fiabilité permet de valider ou de refuser la tentative de déroulement par la prédiction des différentes directions.

- Utilisant la moyenne des déviations :

$$F_p = \frac{(\sum_{k=1}^N w_k |\phi_k^p - \phi^p|)}{(\sum_{k=1}^N w_k)} \quad (\text{II. 20})$$

Le test de fiabilité est valide si : $F_p < \text{un Seuil}$

Le seuil peut se décrémente avec un pas varie de $\pi/4$ jusqu'à 2π dans des itérations successives pour que le déroulement couvre le maximum de l'inreférogramme.

- Utilisant la différence entre la phase déroulée la prédiction composite :

$$F_p = |\phi_u - \phi^p| \quad (\text{II. 21})$$

De même la validité a lieu si $F_p < \text{un Seuil}$, qui se décrémente avec un pas varie de $\pi/4$ à π .

- Utilisant la cohérence : mais dans ce cas la condition à vérifier est $F_p > \text{un Seuil}$ et le pas de seuil varie de 0 à 1.

- Utilisant la variance : $F_p > un\ Seuil$ et le pas de seuil varie de 0 à 2.

Cette méthode est très fiable, elle combine entre le déroulement et une sorte d'interprétation pour les zones qui auraient pu être isolées ou distordues en appliquant les méthodes précédentes (*Goldstein et Flynn*), mais très longue à exécuter.

II.4.2.3 La méthode de quantification de la qualité

Dans la littérature [32] une méthode de déroulement hybride a été proposée, il s'agit d'une approche basée sur le même processus de croissance de la région avec des niveaux de qualité préalablement déterminés dont chaque région sera déroulée indépendamment, puis une opération de lissage entre les différentes régions sera appliquée en minimisant la moyenne carrée des phases par la méthode des éléments finies. Dans cette méthode la qualité de pixel non seulement utilisée pour le *Region-Growing* mais aussi de quantifier et diviser l'interférogramme en plusieurs régions qualifiée par un niveau de qualité.

Les étapes à suivre :

- 1- Générer la mappe de qualité. Exemple la cohérence ρ
- 2- Quantification et division de l'interférogramme :

Tout d'abord nous définissons N-1 seuils dans un ordre décroissant $S_1 > S_2 > \dots > S_{N-1}$

Nous divisons l'interférogramme en régions selon N niveaux de qualité

$$Q(m, n) \begin{cases} 1 & |\rho| > S_1 \\ \dots \\ k & S_{k-1} \geq |\rho| > S_k \\ \dots \\ N & S_{N-1} \geq |\rho| \end{cases} \quad (\text{II. 22})$$

- 3- Dans chaque région de niveau 1 un pixel graine est sélectionné, un déroulement de phase individuelle est exécuté par le processus RG précédent (conventionnel de *Flynn* ou celui de *Wei*), puis la plus large région sera définie comme région principale M1.
- 4- Pour $i=2$ à N-1
 - Appliquer le RG dans la région niveau i adjacente à la principale M_{i-1} .
 - Renommer les régions de niveau i par $i+1$.
 - Ajuster les valeurs des pixels dans quelques régions de niveau 1 rencontrées par la région principale afin de les insérer dans cette dernière et former une région principale M_i .

Fin

- 5- Lisser les valeurs dans les régions de niveau N par la méthode des éléments finis qui consiste à minimiser : $minL(\phi) = min\|\Delta\phi\|^2$ où $\Delta\phi$ représente le gradient de la phase déroulée. Ajuster les valeurs des pixels dans les régions niveau 1 laissées pour les connecter à la région principale M_N .

Cette méthode est performante mais elle présente trop d'ajustements ce qui est pénible en terme du temps de traitement.

II.4.3 Les méthodes de norme de minimisation

Dans la partie précédente nous avons présenté un état de l'art sur les méthodes de déroulement de la catégorie : suivi de parcours (*path-following*) les plus connues et utilisées comme références. Maintenant nous allons entamer la seconde catégorie : normes de minimisation (*Minimum-Norm*). Il s'agit d'autres approches qui reposent sur un concept complètement différent basées sur des minimisations des fonctions. Alors que les méthodes PF possèdent une vision locale, celle de MN possède une vision globale de déroulement en traitant le problème avec des procédures d'optimisation qui impliquent tout l'interférogramme à la fois.

II.4.3.1 les normes L^p

Les méthodes MN essaient de trouver la solution de l'image de phase absolue (déroulée) ψ pour laquelle la norme L^p de la différence (horizontale et verticale) entre la dérivée de la phase déroulée et la dérivée de la phase roulée est minimisée, car comme nous avons précédemment expliqué le gradient de phase roulée et déroulée devrait être inchangé pour le cas sans erreur. Ce type des méthodes cherchent des images de phase déroulée dont la dérivée locale correspond à la dérivée de la phase roulée. Cette minimisation a pour le but de trouver la solution \hat{f} qui peut être exprimé en générale par :

$$\hat{f} = \operatorname{argmin} E(f) \quad (\text{II.23})$$

Argmin veut dire argument de minimisation, $E(f)$ est la norme L^p utilisée pour la minimisation qui est :

$$E(f) = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{N-1} |\Delta^h \phi_{i,j} - \Delta^h \Psi_{i,j}|^p + \sum_{i=1}^{M-1} \sum_{j=1}^N |\Delta^v \phi_{i,j} - \Delta^v \Psi_{i,j}|^p, \quad p \geq 0 \quad (\text{II.24})$$

Avec :

$$\begin{aligned} \Delta^h \phi_{i,j} &= \phi_{i,j+1} - \phi_{i,j}, \Delta^v \phi_{i,j} = \phi_{i+1,j} - \phi_{i,j} \\ \Delta^h \Psi_{i,j} &= w(\Psi_{i,j+1} - \Psi_{i,j}), \Delta^v \Psi_{i,j} = w(\Psi_{i+1,j} - \Psi_{i,j}) \end{aligned}$$

Donc la solution \hat{f} conduit à une fonction f qui est la phase déroulée possible (ψ), en plus la différence entre les termes ϕ et ψ est l'entier k , alors autre manière est aussi possible en appliquant les différences sans rouler la phase ψ .

Nous pouvons aussi pondérer cette approche, si nous disposons une mappe de qualité Q en dérivant également cette mappe horizontalement et verticalement Q^h et Q^v [36].

Alors l'équation II.24 peut s'écrire :

$$E(f) = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{N-1} q_{i,j}^h |\Delta^h \phi_{i,j} - \Delta^h \Psi_{i,j}|^p + \sum_{i=1}^{M-1} \sum_{j=1}^N q_{i,j}^v |\Delta^v \phi_{i,j} - \Delta^v \Psi_{i,j}|^p, p \geq 0 \quad (\text{II. 25})$$

La mappe de qualité peut être divisée par un seuil et par conséquent elle devient binaire, donc dans les régions bruitée avec les résidus le paramètre $q_{i,j}$ vaut 0. Et les bonnes régions se pondèrent par 1.

Ces expressions (II.24 et 25) montrent l'aspect global de cette approche le fait que toutes les phases observées sont utilisées pour calculer la solution. Les différentes valeurs de p conduisent aux différentes variantes de cette approche. Généralement les valeurs $p \leq 2$ sont utilisées et souvent citées dans les littératures.

II.4.3.2 la norme L^2

Avec $p=2$ nous avons le problème de moindre carré, dans ce cas nous remarquons que la minimisation, même pour le carré, est une minimisation discrète qui très demandée par les propositions récentes pourtant la majorité des algorithmes sont des solutions approximatives, l'un des inconvénients de la norme L^2 est qu'elle essaie de lisser les discontinuités à moins qu'elle est employées avec pondération binaire.

Fried et *Hudgin* étaient les premiers à proposer le déroulement (avec pré-filtrage) en utilisant l'approximation moindre carrée [37,38]. Puis plusieurs algorithmes ont été publiés, parmi eux ceux qui relaxent la procédure de calcul de Z à R vue que la nature discrète du problème est plus complexe. Dans le domaine continu le problème est équivalent à résoudre équation différentielle partielle de Poisson [13]. Et cela peut être résolu en utilisant FFT ou DCT [39,40], puis revenir au domaine discret [14, 29, 30]. Une solution exacte pour la méthode de moindre carrée a été développée dans la littérature [41] en utilisant techniques de programmation réseau, et dans [42] en utilisant le max flux –min discontinuité.

II.4.3.3 La norme L^1

La norme L^1 est mieux que L^2 en termes de préservation des franges car L^2 lisse les discontinuités. Cette méthode a été proposée par Flynn [36], Costantini [43,44] en utilisant la technique de programmation réseau et [29] en utilisant max-flux dans la norme L^2 et PDV comme une mappe de qualité.

II.4.3.4 les normes de petite valeur de p

Avec $0 \leq p < 1$ l'abilité de préserver les discontinuités est mieux améliorée, mais une complexité à n 'est pas écarté pour ce genre de norme. En particulier L^0 qui est très complexe mais en contre partie très désirable en pratique [45].

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre une présentation de problème de déroulement de phase, formulations pertinentes, un état de l'art sur quelques méthodes référentielles, analyse et comparaison ont été élaborés. Ce qui a permis de faire une analyse suffisante pour comprendre les mécanismes de chaque approche avec les avantages et les inconvénients.

D'après cette étude menée nous pouvons constater que les approches PF fournissent des bonnes qualités d'image de phase par rapport aux approches MN par ce que le déroulement par MN n'est qu'une estimation globale. En revanche les approches PF sont lentes et prennent plus de temps.

En comparant les méthodes BC (avec ses variantes) et QG nous pouvons constater que les méthodes BC sont plus rapide relativement aux QG mais leur inconvénient major est les régions isolées de grappe laissées sans déroulement ce qui n'est pas le cas pour les méthodes QG où toutes les régions sont déroulées en fonctions de la qualité locale. Néanmoins une hybridation entre les différentes méthodes est toujours possible afin de combiner les avantages et en sortir avec un compromis.



CHAPITRE III :
CODAGE DE
CANAL

III.1 Introduction

L'assurance de la fiabilité des systèmes de transmission est l'essence de l'utilisation de codage des canaux, particulièrement, les codes correcteurs d'erreurs qui présentent des mécanismes ou des processus qui permettent de corriger les erreurs de transmission. Dans ce chapitre nous présentons une étude détaillée sur les différents codes correcteurs d'erreurs, on nous concentre sur les codes de Hamming. Ces derniers seront bien détaillés dans leur aspect mathématique, codage et décodage en donnant des exemples pour mieux éclaircir leurs stratégies, principe ainsi que leur technique.

III.2 Chaîne de transmission numérique

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information entre une source et un destinataire en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore, la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image...) mais convertis sous une forme numérique. Le principe du système de transmission est alors d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible. Un schéma de chaîne de transmission numérique est donné dans la **Fig III.1**. [49]

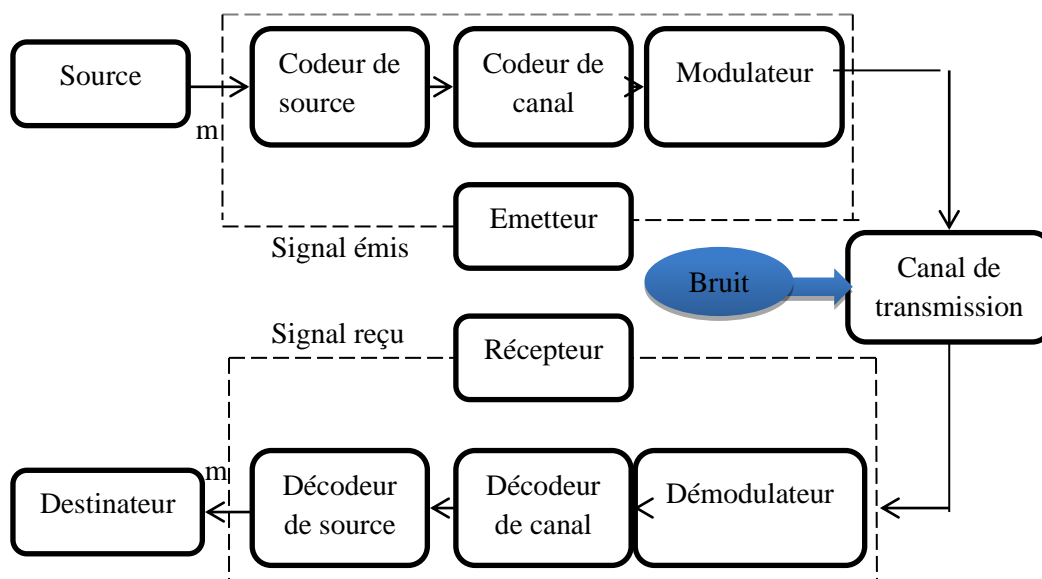


Figure III.1: Schéma bloc d'une chaîne de transmission numérique. [46]

Une chaîne de transmission numérique peut être représentée par différents blocs modélisant les traitements successifs apportés à l'information. Les blocs peuvent être énumérés comme suit :

- **La source** : émet un message numérique sous forme d'une suite d'éléments binaires (Bits).
- **L'émetteur** : permet au signal de se propager dans le canal de transmission. Il est constitué d'un codeur de source, d'un codeur de canal et d'un modulateur.[49]
 - **Le codeur de source** : Qui vise à minimiser les ressources nécessaires à la transmission (temps, puissance, bande passante, surface de stockage, etc.).[46]
 - **Le codeur de canal** : insère des éléments binaires pour améliorer la qualité de la transmission.
 - **Le modulateur** : traduit le message binaire en signal permettant son transport dans les milieux tels que l'air, l'eau, les câbles etc.
- **Le canal de transmission** : est un support physique qui est utilisé pour la transmission d'un signal à partir d'un signal à partir d'un émetteur jusqu'au récepteur.
- **Le récepteur** : capte le signal émis. Il est constitué d'un démodulateur, un décodeur de canal et un décodeur de source :
 - **Le démodulateur** : traduit le message reçu en signal binaire.
 - **Le décodeur de canal** : détecte et/ou corrige les erreurs de transmission grâce aux éléments binaires ajoutés lors du codage.
 - **Le décodeur de source** : régénère le message binaire.
- **Le destinataire** : est le bloc qui reçoit l'envoi (le message).[49]

III.3 Codage

Est une étape essentielle dans la compression, c'est une méthode de transformation qui convertit la représentations d'une information en une autre [47]. Il consiste soit à attribuer un code à une réponse donnée, soit à comparer la réponse à un ensemble de codes et à sélectionner celui qui décrit le mieux la réponse. Le code peut être une valeur numérique ou une chaîne de caractères. Il peut y avoir différentes manières de réaliser cette traduction, mais les différentes approches de codage affectent la qualité et le coût des données produites.

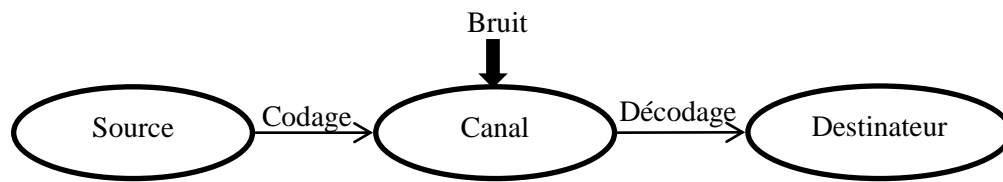


Figure III.2: Schéma fondamental du codage.[48]

Avant émission

- L'information est surcodée par ajout de bits de contrôle.
- Le mot binaire obtenu est le message émis.

C'est le codage. [50]

Après réception

- À partir du message reçu, en utilisant les bits de contrôle.
- On détecte les erreurs.
- On corrige le message reçu pour retrouver l'information initiale.

C'est le décodage. [50]

III.4 Codage de canal

III.4.1 Canal

- **Un canal** : signifie le modèle mathématique du canal situé entre l'émetteur et le récepteur.
- **Un canal de transmission** : est un moyen où se propage l'information.[54]

III.4.1.1 Caractéristiques d'un canal

Un canal se caractérise par :

- **Bande passante** : limitation de rapidité de modulation.
- **Bruit additif ou impulsionnel** : limitation de valence de signal ou capacité de canal en termes de débit max limitation de capacité de canal en termes de codage.
- **Atténuation** : l'affaiblissement d'amplitudes. [54]

III.4.1.2 Les types des canaux

Nous présentons les trois types principaux de canal au la figure **III.3**.

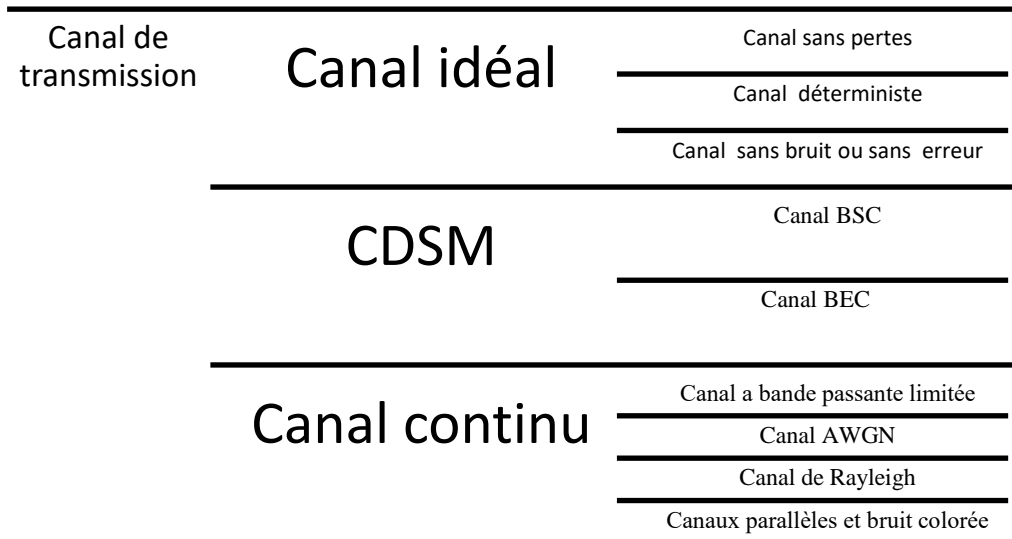


Figure III.3: Schéma des types du canal de transmission.[50]

Canal idéal

Trois canaux sont disponibles sont :

Canal sans pertes

Si la matrice d'un canal ne possède qu'un élément non nul par colonne, on dit qu'il s'agit d'un canal sans pertes. [54]

$$[P(Y/X)] = \begin{bmatrix} \frac{3}{4} & \frac{1}{4} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{3} & \frac{2}{3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Canal déterministe

Si la matrice de canal ne possède qu'un élément non nul par ligne, on dit qu'il s'agit d'un canal déterministe. [54]

$$P=[(Y/X)] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Canal sans bruit ou sans erreur

On dit qu'un canal est sans erreur s'il est à la fois sans pertes et déterministe. Dans ce cas sa matrice possède un seul élément par ligne et par colonne et cet élément ne peut être qu'unitaire (égale à 1), ainsi le vecteur d'entrée et de sortie sont de même dimension. [35]

$$[P=(Y/X)] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Pour dimension de 3×3

CDSM (Canal Discret Sans Mémoire)

- Le canal est dit sans mémoire si le symbole fourni à la sortie ne dépend que de dernier symbole d'entrée indépendamment de tous les symboles précédents. [54]
- Les canaux sont au nombre de deux sont :

BSC (Binary Symmetric Channel)

Un canal binaire est un canal qui possède deux états ($x_1 = 0$ et $x_2 = 1$) en entrée et deux à la sortie ($y_1 = 0$ et $y_2 = 1$).

Ce canal est dit symétrique parce que la probabilité de recevoir un 1 si l'on a émis un 0 et identique à la probabilité de recevoir un 0 si l'on a émis un 1. Cette probabilité est dite d'erreur. [35]

$$[P(Y/X)] = \begin{bmatrix} 1-p & p \\ p & 1-p \end{bmatrix}$$

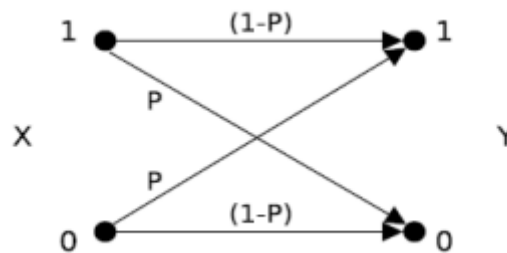


Figure III.4 : BSC. [49]

CAE (Canal à effacement)

CAE est un canal discret, stationnaire et sans effet mémoire. Les erreurs qui interviennent sur ce type de canal sont des effacements des informations. Contrairement au canal binaire symétrique, l'information transmise sur ce canal n'est pas altérée, mais une partie de celle-ci est tout simplement perdue. Sur un canal à effacements de paramètre p ; la probabilité qu'un symbole transmis soit effacé est égale à p . On modélise souvent ce canal en ajoutant à l'ensemble des valeurs que peut prendre la sortie du canal, un symbole E représentant l'effacement. [49]

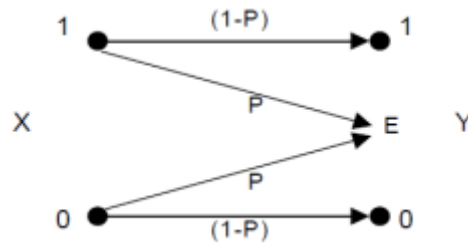


Figure III.5 : CAE. [49]

Canal continu

Un canal continu peut aussi bien être continu que discret dans le temps. [55] Il y a quatre types :

Canal a bande passante limitée

Modèle :

$$Y(t) = (X(t) + Z(t)) \times h(t)$$

$X(t)$: le signal temporel d'entrée.

$Z(t)$: une réalisation de AWGN.

$h(t)$: la réponse impulsionnelle d'un filtre passe bande idéal qui coupe toutes les composantes fréquentielles. [55]

Canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*)

Le modèle de canal le plus fréquemment utilisé pour la simulation des transmissions numériques, et qui est aussi un des plus faciles à générer et à analyser ; est le canal BBAG (*Bruit Blanc Additif Gaussien*). Ce bruit modélise à la fois les bruits d'origine interne (bruit thermique dû aux imperfections des équipements...) et le bruit d'origine externe (bruit d'antenne...). Ce modèle est souvent associé à une transmission filaire, puisqu'il représente une transmission quasi-parfaite de l'émetteur au récepteur. Le signal reçu s'écrit alors :

$$r(t) = s(t) + v(t)$$

Où $v(t)$ représente le BBAG est un bruit dont la densité spectrale de puissance est la même pour toutes les fréquences (bruit blanc). Il est dit additif car il est simplement ajouté au signal entrant. [49]

III.4.2 Principe de codage de canal

Le principe du codage canal (ou codage correcteur d'erreurs) est d'ajouter aux données à transmettre, des données redondantes de manière à rendre plus fiable la transmission. Ce principe peut être couplé avec le codage de source qui consiste à rendre l'information

transmise la plus concise possible sans dégrader les performances du système. Généralement, le codage de source sert à compenser la redondance introduite par le codage canal. [56]

Le décodeur observe la séquence reçue (ferme ou souple) et détecte la présence éventuelle d'erreur. Cette détection peut servir à contrôler le taux d'erreur ou à mettre en œuvre des techniques de retransmission. [51]

Quelques applications du codage de canal

Les codes de détection et de correction d'erreurs ne sont pas seulement utilisés dans des applications scientifiques telles que les missions spatiales Viking (Mars), Voyager (Jupiter, Saturne), Galileo (Jupiter), Cassini (Jupiter, Saturne, ...), mais également dans les systèmes de la vie quotidienne. Presque tous les supports de stockage numériques tels que le CD, le DVD, la Dat-Tape ou le disque dur d'un PC protègent leurs données par des procédures de codage extrêmement efficaces.

Non seulement le stockage des données numériques, mais aussi le transfert de fichiers lui-même doit être protégé contre les erreurs. Les systèmes de communications mobiles basés sur la norme GSM, la 4G et la 5G. En particulier, la transmission de données pures exige une qualité de transmission élevée (taux d'erreur très faible), qui ne peut être obtenue sans codage de canal. Ceci s'applique également, par exemple, aux connexions par modem via des lignes téléphoniques pour des applications telles que l'internet, le système web et d'autres services. Bien entendu, les nouveaux médias, tels que la radiodiffusion numérique (DAB) et la télévision numérique (DVB), utilisent également des procédures de traitement des erreurs.

La conception de procédures de codage efficaces doit être toujours orientée vers les conditions marginales spécifiques du système de transmission et en particulier vers les caractéristiques du canal de transmission. Les applications spéciales nécessitent donc des codes spéciaux. Les conditions marginales les plus importantes à prendre en compte lors de la sélection et de l'optimisation d'un système de transmission avec codage de canal comprennent, entre autres, les propriétés du canal de transmission, en particulier la largeur de bande disponible, la puissance de transmission disponible et la méthode de modulation spécifiée. [58]

III.5 Stratégies de protection contre les erreurs de transmission

Quel que soit la qualité des supports de communication et les performances des techniques de transmission utilisées, des perturbations vont se produire entraînant des erreurs sur les données transmises. Dans ces conditions, la suite binaire reçue ne sera pas identique à la suite émise.

Pour protéger la suite émise jusqu'à ce qu'elle reçoive ou destinataire ou détecte les erreurs de transmission nous adoptons deux stratégies on peut le voir sur la figure III.6.

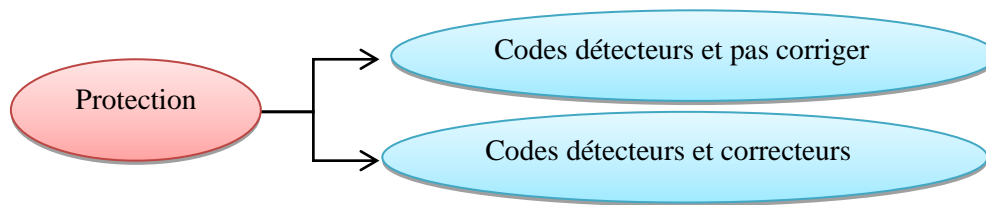


Figure III.6: Stratégies de protection.

III.5.1 Codes détecteurs d'erreur

Le principe de détection d'erreur est simple. On a des bits d'information et des bits de contrôle. Les bits de contrôle sont calculés à partir des bits d'information selon une loi d'encodage (matrice génératrice) a priori connue par le récepteur. A la réception, on fait le travers de la loi d'encodage.[63]

Exemple III.1 :

CRC est un code en bloc linéaire cyclique systématique et détecteur d'erreurs et pas corriger.

III.5.2 Codes détecteurs et correcteurs d'erreur

Le principe des codes correcteurs d'erreurs est de rajouter une information supplémentaire redondante de manière à détecter et éventuellement corriger de possibles erreurs de transmission. La forme la plus simple de détection d'erreur est l'adjonction au mot du message d'un bit de parité. (Par exemple le code Hamming).

Avantages et inconvénients

Le codeur correcteur d'erreurs permet de transmettre le message avec la fiabilité maximum. Plus le nombre de bit de redondance augmente, Plus la correction des erreurs est meilleur. Cependant, plus le message est long plus l'usage d'un canal coûte cher.

Ainsi, la mémoire à code correcteur d'erreurs est plus coûteuse que la mémoire conventionnelle en raison du matériel supplémentaire nécessaire pour la produire et de plus faibles volumes de production de cette mémoire et des composants associées.

Une mémoire à code correcteur d'erreurs peut être de 2 à 3 pour cent plus lente qu'une mémoire conventionnelle en raison du temps additionnel nécessaire pour la vérification et la correction des erreurs.

Par conséquent, il y a un compromis entre la correction des erreurs et le coût plus élevé de la mémoire et du canal. [59]

III.6 La famille des codes correcteurs d'erreurs

La figure III.7 présent les différents types de codage du canal et dans notre mémoire, nous intéressons au codage de Hamming.

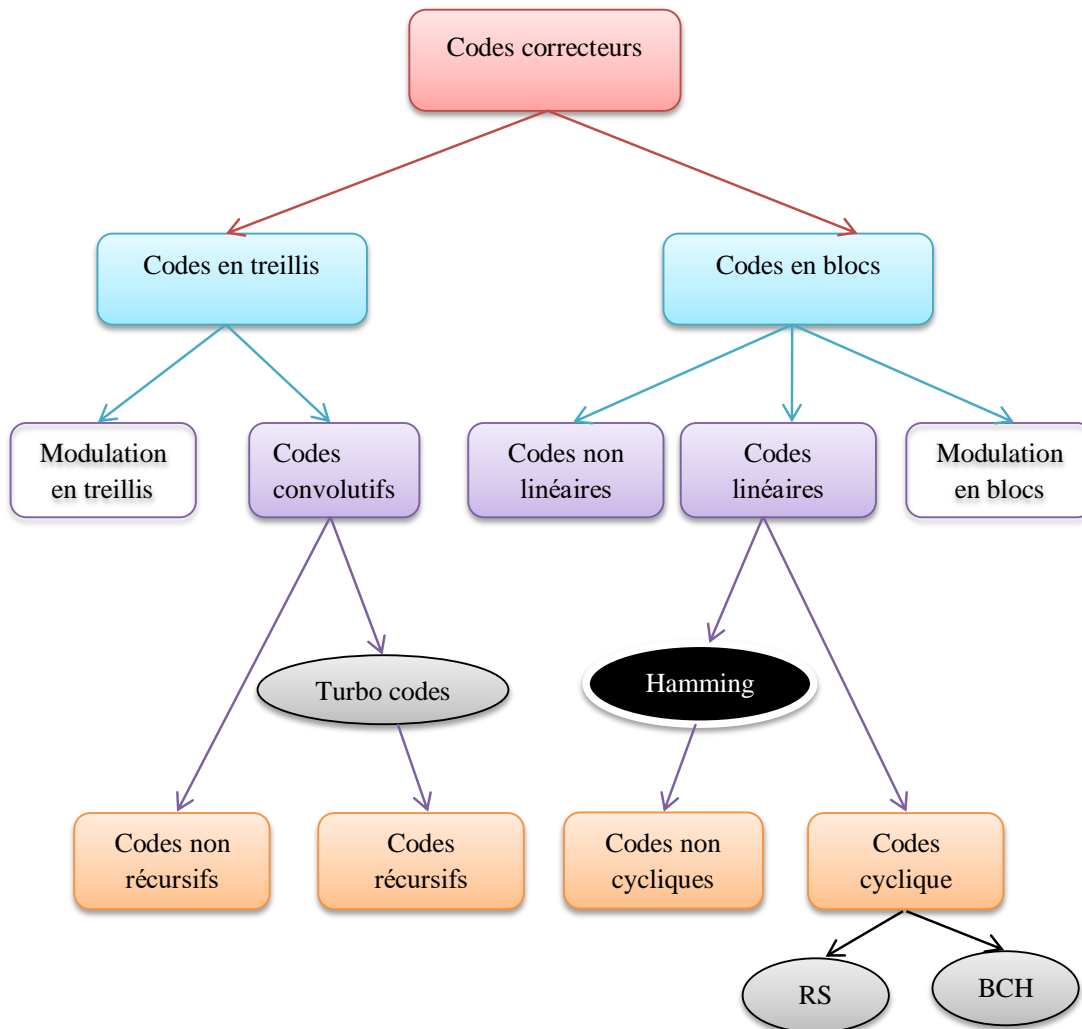


Figure III.7: L'arbre des codes correcteurs. [51]

Il existe deux grandes familles de codes correcteurs : code en bloc et code en treillis, comme la montre la figure III.8 suivantes :

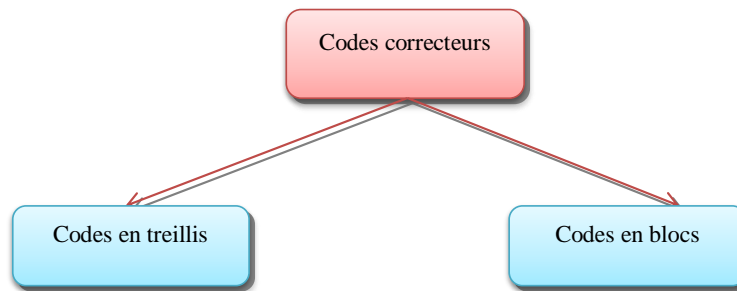


Figure III.8 : Les grandes familles de codes correcteurs.

III.6.1 Les codes en treillis (convolutifs et turbo codes)

- Le codage/décodage en treillis dépend des informations d'autres blocs. Une différence importante entre les codes en treillis et les codes de bloc c'est que le codeur en treillis contient de la mémoire. [63]
- Un code convolutifs s'applique sur une suite infinie de symboles et produit une suite infinie.
- Les turbo-codes sont des codes correcteurs d'erreurs qui permettent d'avoisiner la limite théorique de correction. Ces codes sont obtenus par la concaténation parallèle, série ou hybride de deux ou plusieurs codes correcteurs d'erreurs de faible complexité. Leur décodage fait appel à un processus itératif (ou turbo).

III.6.2 Les codes en blocs

L'information de la source est mise en trames de longueur fixe que nous devons transmettre c'est le message. Le codage de canal prend ce message pour en faire un mot de code :

message \rightarrow codage de canal \rightarrow mot de code [52]

Les bits de ces codes sont groupés par n en des blocs, formant des mots-code de longueur n . Parmi ces n bits on a k bits d'information (générés par la source) et r bits de contrôle, ajoutés par le codeur.[60]

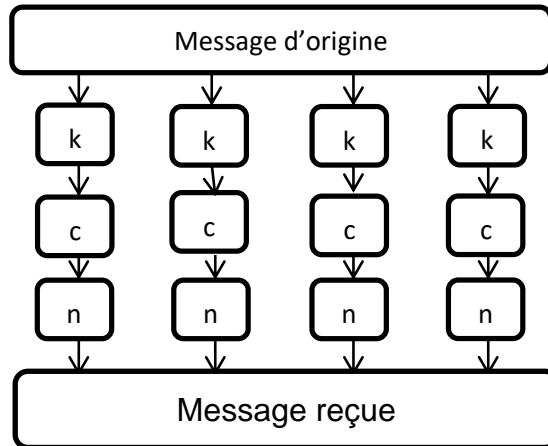


Figure III.9 : Codage en bloc.

k et n représentent respectivement les nombres de bits en entrée et en sortie du codeur, et le taux de codage est $(n-k)$. Les codes en blocs sont les plus utilisés dans la pratique. [49]

III.6.2.1 Préliminaires pour les codes linéaires par bloc

III.6.2.1.1 Codes Systématiques

Un code LBC est dit systématique lorsque les bits de contrôle c_1, c_2, \dots, c_m ($m = n - k$) s'ajoutent directement aux k bits de message. Le code résultant est de longueur $(n = k + r)$ comme suit $[d_1, \dots, d_k, c_1, \dots, c_m]$.

Au récepteur, le contrôle est alors simple : on calcule les bits de contrôle (clé) correspondant au mot formé par les k premiers bits du message. Si cette clé est différente de celle qui se trouve en fin du mot reçu, il y a une erreur. [57]

Exemple III.2 :

Codage de Hamming $C(7,4,3)$

$d_4 d_3 d_2 d_1 c_3 c_2 c_1 \longrightarrow$ ce code n'est pas systématique

$d_4 d_3 d_2 d_1 c_3 c_2 c_1 \longrightarrow$ ce code est systématique

$d_1 d_2 d_3 d_4$	$c_1 c_2 c_3$	Hamming non systématique	Hamming systématique
1000	111	1001011	1000111
0100	110	0101010	0100110
0001	011	0000111	0001011
1101	010	1100110	1101010

Tableau III.1: Codage Hamming (7,4).

III.6.2.1.2 Distance de Hamming

La distance de Hamming entre deux vecteurs x_1 et x_2 se définit comme le nombre de positions où les bits de x_1 et de x_2 diffèrent. [63]

Première méthode : Exemple 2.4. :

- Soit $x_1 = 10101010$ et $x_2 = 00000010$
- 3 bits aux positions différents
- Alors $d(x_1, x_2) = 3$.

Deuxième méthode : Exemple 2.5. :

- Soit $x_1 = 10101010$ et $x_2 = 00000010$
- $d(x_1 \oplus x_2) = d(10101010 \oplus 00000010) = 3$.
- Nombre de bits erronés est : 3.

III.6.2.1.3 Poids d'un code

Le poids (W) d'un mot codé est par définition le nombre de caractères non nuls que contient ce mot. [57]

Exemple III.3 :

- 10010010 est de poids $W=3$
- 11001100 est de poids $W=4$
- 00000000 est de poids nul.

III.6.2.1.4 La redondance d'un code linéaire

La redondance associée à chaque bloc est de taille r .

$$k + r = n.$$

k : le nombre de bits d'information

n : le nombre de bits par bloc.

III.6.2.1.5 Rendement d'un code linéaire

On appelle rendement d'un code le rapport entre le nombre de bits d'information et le nombre de bits par bloc. [63]

$$\eta = k/n$$

Les codes linéaires par bloc

- Un codage est linéaire (LBC) si l'application de codage $S : A_p \rightarrow A_n$ est linéaire, c'est-à-dire si $S(x_1 + x_2) = S(x_1) + S(x_2)$ pour tous mots x_1, x_2 de A_p .

Exemple 2.7. :

\oplus	0	1
0	0	1
1	1	0

Tableau III.2: vérifier XOR.

Message	Séquence	Code
x_1	00	000
x_2	01	011
x_3	10	101
x_4	11	110

Tableau III.3: Codage de parité C (3,2).

$$C(x_1 \oplus x_2) = C(00 \oplus 01) = C(01) = 011 \dots\dots\dots(\mathbf{a})$$

$$C(x_1) \oplus C(x_2) = C(00) \oplus C(01) = 000 \oplus 011 = 011 \dots\dots\dots(\mathbf{b})$$

Les deux parties (a) et (b) sont égales, donc le codage de parité est linéaire.

Matrice génératrice d'un code linéaire

- Un code linéaire est complètement décrit par une matrice génératrice G.
- L'application C est linéaire donc peut s'écrire sous forme matricielle. La matrice correspondant à C est une matrice génératrice du code.
- On appelle matrice génératrice G d'un code linéaire C toute matrice dont les lignes forment une base de C.
- Ces matrices vont nous permettre de transformer des blocs de k bits en blocs de n bits.

[59]

Exemple III.4 :

- Le code {000, 111} est linéaire. Sa matrice génératrice est $G = (1 \ 1 \ 1)$
- Le code {101, 010} n'est pas linéaire.
- Le codage par bit de parité est linéaire. La matrice génératrice correspondante (en taille (4,3)) est

$$G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

Matrice de contrôle

On appelle une matrice de contrôle H (ou encore de décodage) toute matrice vérifiant l'intégrité du mot-code par multiplication. Si le produit mot-code fois H^T donne un vecteur nul la transmission est jugée sans erreur

$$(\text{mot} - \text{code}) \cdot [H]^T = (0)$$

Où

$$[H] \cdot (\text{mot} - \text{code})^T = (0)$$

Le mot-code est de n bits et H^T est de dimension (n, r)

NB : $G \cdot H^T = [0]$ (elles sont orthogonales)

Matrice de contrôle d'un codage systématique

Pour un codage du canal systématique la matrice de contrôle H peut être déduite de la matrice génératrice G tel que

$$G = [P \ I_m] \Leftrightarrow H^T = \begin{bmatrix} I_r \\ P \end{bmatrix}$$

$$G = [I_m \ P] \Leftrightarrow H^T = \begin{bmatrix} P \\ I_r \end{bmatrix}$$

Exemple III.5 :

$$G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \Leftrightarrow H^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

III.6.2.2 Quelques applications sur les codes linéaires par bloc

III.6.2.2.1 Code en bloc linéaire Hamming

Les codes de Hamming sont des codes de correction d'erreurs linéaires. Ils sont les plus célèbres de tous les codes correcteurs d'erreurs. C'est de paramètres :

La longueur du code.	$n=2^k - 1$
Les bits d'information.	K

Les bites de contrôle.	$m=2^k - 1$
Capacité de correction des erreurs.	$t=1, d_{min}=2t+1=3$
Code parfait	Oui

Tableau III.4: Les paramètres de code Hamming. [49]

Un code de Hamming permet la détection et la correction automatique d'une erreur si elle ne porte que sur un bit du message. Un code de Hamming est parfait, ce qui signifie que pour une longueur de code donnée, il n'existe pas d'autre code plus compact ayant la même capacité de correction. En ce sens, son rendement est maximal [61]. Dans ce codage les colonnes de la matrice de contrôle H^T sont les tous les nombres les valeurs binaires ordonnées de 1 à n , la longueur du mot-code n'est alors plus quelconque mais elle est $n=2^k-1$ (le zéro est exclu comme valeur de colonne). De ce fait la matrice génératrice n'est pas aussi quelconque mais elle doit être définie par la dimension $C(n,m) = (2^k - 1, 2^k - 1 - k)$.

Exemple III.6 :

Code Hamming $C(7,4)$

$$G = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \\ 6 \\ 7 \end{matrix}$$

Pour faciliter les calculs algébriques, les positions des r symboles de contrôle c_i seront choisis selon les lignes de H^T qui ne contiennent qu'un seul « 1 »

$$(\text{mot-code}) \cdot H^T = (C_1, C_2, I_1, C_3, I_2, I_3, I_4) \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = 0$$

- Le tableau suivant donne quelques-uns des codes de Hamming et leurs rendements :

n-k	2	3	4	5	6	7
n	3	7	15	31	63	127
K	1	4	11	26	57	120
	0.333	0.571	0.733	0.839	0.905	0.945

Tableau III.5: Codes de Hamming et leurs rendements.

III.6.2.2.2 Structure d'un code de Hamming [61]

On prend le code de Hamming (7,4) pour simplifier

N	7
K	4
M	3

Tableau III.6: Les paramètres de code Hamming(7,4).

Les positions des bits de contrôle et les bits d'information

- ✓ Les bits de contrôle sont insérés dans les bits de l'information De la façon suivante :
- ✓ Ils prennent les position 2^i {1,2,4, 8, ...}.
- ✓ Et les bits d'information prennent les autres positions.
- ✓ Les séquences $m = (C_1 C_2 C_3)$ et $k = (I_1 I_2 I_3 I_4)$.

1	2	3	4	5	6	7
2^0	2^1	3	2^2	5	6	7
C_1	C_2	I_1	C_3	I_2	I_3	I_4

Tableau III.7: Les positions des bits d'un code Hamming (7,4).

Comment calculer les bits de contrôle

Chaque bits de l'information possède une position dans le mot de code final.

Ecrire cette position en puissance de 2.

$$\left\{ \begin{array}{l} 3 = 1 + 2 \\ 5 = 1 + 4 \\ 6 = 2 + 4 \\ 7 = 1 + 2 + 4 \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_1 = C_1 + C_2 \\ I_2 = C_1 + C_3 \\ I_3 = C_2 + C_3 \\ I_4 = C_1 + C_2 + C_3 \end{array} \right.$$

Un bit de l'information ayant la position J participe au calcul du bit de contrôle ayant la position 2^i si 2^i existe dans la décomposition de J en puissance de 2 .

$$\left\{ \begin{array}{l} C_3 = I_2 + I_3 + I_4 \\ C_2 = I_1 + I_3 + I_4 \\ C_1 = I_1 + I_2 + I_4 \end{array} \right.$$

Application

Exemple III.7 :

Soit $m = 1010$, je trouve le code Hamming :

$$\begin{cases} C_3 = 0 + 1 + 0 = 1 \\ C_2 = 1 + 1 + 0 = 0 \\ C_1 = 1 + 0 + 0 = 1 \end{cases}$$

Alors $C(7,4)=(1011010)$

III.6.2.2.3 La distance minimale de code Hamming

La distance minimale d'un code de Hamming est de 3, donc :

- Il détecte 2 erreurs.
- Il en corrige une.

III.6.2.2.4 Décode en bloc linéaire Hamming

- ✓ À la réception du message, recalculer les bits de contrôle de la même manière que lors de l'émission.
- ✓ Si égalité alors passage au bit suivant
- ✓ Si non incrémenter un compteur C par la position du bit de contrôle
- ✓ Après avoir recalculer tous les bits de contrôle :
- ✓ Si le compteur est égale a zéro alors pas d'erreur
- ✓ Sinon il indique le numéro du bit erroné

Exemple III.8 :

- ✓ Soit on envoie un message (**Exemple III.7**) et en reçoit le message (1011010)
- ✓ Alors le message envoyé est : $m = 1010$.

III.6.2.2.5 Détection d'erreur

On prend un exemple pour simplifier

Exemple III.9 :

- ✓ Soit on envoie le message (1011010) (**Exemple III.7**) et en reçoit le message (1011011)
- ✓ Normalement il y a une erreur.

$$C_3 = 0 + 1 + 1 = 0$$

$$C_2 = 1 + 1 + 1 = 1$$

$$C_1 = 1 + 0 + 1 = 0$$

- ✓ Alors il y a une erreur dans la position 7.

III.6.2.2.6 Codes de Hamming étendus

À partir du code de Hamming $C(2^k - 1, 2^k - 1 - k)$ de distance 3, on peut construire un autre code plus optimal de $C(2^k, 2^k - 1 - k)$ et de distance 4 dit code de Hamming étendu.

La matrice de contrôle H^T est obtenue par :

- Adjunction d'une colonne ne contenant que des « 1 ».

III.6.2.2.7 Codes de blocs cycliques RS

Les codes Reed-Solomon font partie de la famille des codes BCH non binaires.

Le code de Reed Solomon fonctionne sur des symboles plutôt que sur des bits individuels.

Un code Reed Solomon corrigeant t erreurs, obéissent à une relation de la forme $G(X) = (X+a)(X+a^2)(X+a^3) \dots (X+a^{2t})$

où a est l'élément primitif de $CG(2)$. Les codes de Reed-Solomon ont la propriété remarquable de pouvoir corriger des blocs de t symboles avec seulement 2 symboles de contrôle. [63]

Le code RS est un code en bloc ou les messages sont divisés en blocs auxquels on a ajouté des informations redondantes. La longueur des blocs dépend de la capacité des codeurs. [46]

Pour chaque bloc on ajoute des bits de la parité supplémentaire pour former un mot code de n symboles. [46]

C'est également un code systématique, c.à.d. les symboles de protection sont ajoutés à la fin de l'information. [46]

Le codeur prend K symboles de donnée et calcule les informations de contrôle pour construire n symboles, ce qui donne $n-k$ symboles de contrôle. Le décodeur peut corriger au maximum t symboles, ou $2t = n-k$.

RS (n, k) :

n : nombre de symboles d'un mot code.

k : nombre de symboles de l'information.

La longueur maximale d'un code de Reed-Solomon est définie comme :

Avec t : La capacité de correction des erreurs du système (avec $2t = n-k$).

m : le nombre de bits dans un symbole

La distance minimale d'un code Reed – Solomon est :22

Ainsi le code Reed-Solomon peut détecter $2t = n-k$ erreurs, et capable de corriger

$t = (n-k)/2$ erreurs.

Le nombre de bits m par symbole :

Donc $m = \ln(n+1) / \ln(2)$. [46]

III.6.2.2.8 Codes de blocs cycliques BCH

Les codes BCH binaires sont des codes de Reed-Solomon binaires [53], ils sont l'une des plus importantes classes de codes cycliques, avec de bonnes capacités de correction d'erreur et une procédure de codage et de décodage relativement rapide.

Un code BCH binaire a les paramètres suivants :

Longueur de bloc n	$n=2^m-1$
Nombre de bits de contrôle	$n-k \leq mt$
Distance minimale entre mots-code	$d_{min} \geq 2t+1$

Tableau III.8: Les paramètres de code BCH binaire.

Les codes BCH sont une généralisation des codes de Hamming, mais beaucoup plus efficaces puisque la distance de calcul des codes BCH peut être $d = 2$ ou plus, ce qui permet de corriger jusqu'à deux erreurs. Les codes BCH sont mieux expliqués en utilisant des polynômes, comme dans le cas des codes cycliques. [62]

III.7 Comparaison entre quelques types de codes

Les codes	Domaines d'application	Avantages	Inconvénients
Code de Hamming	- En informatique dans les traitements de signal et En télécommunications.	- Permet de détecter et corriger automatiquement les erreurs. - Un rendement important.	- Permet de corriger une seule erreur.
Code CRC	- Une représentation polynomiale des bits à transmettre.	- Détecter toutes les erreurs simples et doubles. - Plus performant que les simples checksums, surtout pour les paquets / rafales d'erreurs.	- Moins coûteux en taille.
Code BCH	- En communications Satellitaires.	- Permet de corriger un nombre t d'erreur arbitrairement fixés dans un bloc de N éléments binaires. - Une grande capacité de correction d'erreur. - Bon rapport signal sur bruit. - Faible complexité de codage et de décodage.	- Rendement faible.

Code RS	<ul style="list-style-type: none"> - Dans les communications mobile et réseaux sans fils, Dans les communications satellitaires, Dans la télévision numérique et la radio diffusion numérique DVB. - Dans les modems ADSL et VDSL, Dans la sauvegarde de données (sauvegarde magnétique, optique, etc...). - Les codes concaténés. CD et DVD. 	<ul style="list-style-type: none"> - Détecter et corriger plusieurs erreurs symboles. - Efficace dans la correction d'erreurs par paquet. 	<ul style="list-style-type: none"> - Une grande complexité de calcul
----------------	---	---	---

Tableau III.9: Comparaison entre quelques types de codes.

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre on a parlé de codage et de codage des canaux en général mais nous nous sommes concentrés sur l'aspect mathématique d'un type très important des codes correcteurs d'erreurs à savoir les codes comme Hamming et Hamming étendu. Les notions de base étudiées dans ce chapitre ouvrent les perspectives de notre travail qui est : L'Analyse de code Hamming sur les images interférométriques InSAR et cela fait l'objet du dernier chapitre.



**CHAPITRE IV :
ANALYSE DE CODE
HAMMING**

IV.1 Introduction

Le codage (et même le cryptage) des images de télédétection est toujours indispensable car ce type d'images contient des données sensibles. Il a pour le but de protéger l'image (l'information en générale) contre les erreurs de transmission qui peut altérer des bits ou des trames entières. De nos jours, le développement théorique des techniques de codage améliore en pratique les systèmes de communication notamment le numérique. Malheureusement, la nature du milieu de propagation ou les intrus abusent de cet avantage et cela peut changer le contenu informatif dont l'image fait partie. Lors de la communication sécurisée d'images de télédétection, le codage de canal est effectué avant l'envoi à une longue distance. Ici, nous allons discuter et analyser une méthode d'encodage d'images de télédétection InSAR à l'aide du code de Hamming.

Outre la protection contre les erreurs naturelles de transmission, notre test a également un rôle de cryptage primaire. En effet, au cours de l'analyse, nous allons montrer qu'il n'est pas facile de décoder l'image principale à partir de données cryptées dans le mode d'attaque le plus populaire - l'attaque en clair. De plus, nous allons montrer que ce système peut détecter l'erreur de manière efficace. La méthode présentée est également applicable pour le codage efficace de plusieurs images de télédétection.

Généralement, les images utilisées dans les domaines de la télédétection sont traitées avec soin dans le processus de communication par satellite. Pour la transmission d'images de télédétection dans un système de réseau non sécurisé, une méthode de codage appropriée est nécessaire. Les scientifiques ont discuté de différentes méthodes de cryptage d'images au cours des dernières années. L'un des plus anciens algorithmes utilisés est l'algorithme DES pour le chiffrement qui nécessite un temps minimum pour les calculs de coût [65, 66]. En utilisant des algorithmes symétriques et asymétriques, un cryptage d'image efficace peut être aussi réalisé [67, 69]. Le cryptage des images est considéré comme efficace lorsqu'il fournit de bons résultats contre les cyber-attaques courantes [70]. Dans le codage d'images de télédétection, pour améliorer la sécurité, CFM est appliqué pour crypter les images [71]. La technique de cryptage basée sur Hill convient aussi aux images de niveaux de gris qu'aux images en couleur [72] avec l'inconvénient d'avoir le même niveau de valeurs d'intensité. Le brassage de la position des pixels dans les images sélectionnées avec la fonction logique XOR numérique est illustré dans un travail de recherche qui fournit une très bonne corrélation d'information. AES basique et simple est aussi utilisé pour protéger typiquement les images InSAR [73, 74, 75].

Dans ce chapitre, nous allons montrer que le code connu de Hamming est à la fois un code de codage de canal et de cryptage. Les interférogrammes InSAR sont codés à l'aide du code de Hamming approprié à 8 bits car les images sont généralement de 8 bits. Mais ceci n'est pas

une limite absolue, l'extension ou restriction de nombres de bits est toujours possible si des bons résultats sont envisageables. Premièrement, les images InSAR choisies sont codées par un code de Hamming à des fins de codage. Pour augmenter la sécurité, l'image codée est transformée du domaine temporel au domaine fréquentiel. De plus, elle est multipliée par une matrice de phase additionnelle. Après la transmission, au niveau du récepteur, les images codées sont décodées en utilisant le processus inverse du code de Hamming. La sortie codée est convertie dans le domaine fréquentiel et multipliée par la matrice de phase pour le cryptage supplémentaire. Puis le processus de déroulement de phase est appliqué pour dérouler (reconstruire les informations d'altitude) les interférogrammes. L'erreur est également vérifiée en utilisant le principe du bit de parité (Code Hamming Étendu). Pour vérifier l'intégrité de cette méthode, une attaque très populaire de texte en clair est utilisée. De plus pour vérifier l'écart entre le déroulement sans et avec codage les fameuses métriques MSE et SSIM sont aussi utilisées.

IV.2 Méthodologie

Dans cette section, un interférogramme InSAR réel est utilisé. Ses principales caractéristiques et paramètres sont indiqués dans le tableau 1 ci-dessous.

	Size	Residues rate	Satellite	Orbit	Imaged region
Real	376x400	0.030 %	ERS-1	23315	Vatnajökull

Tableau IV.1 : Les principales caractéristiques et paramètres de interférogramme InSAR utilisé

Selon le principe du code de Hamming C(7,4), si le message d'origine est de 4 bits, le mot de code est de 7 bits (voir chapitre 3).

D'après les équations déduites dans le chapitre 3, la matrice génératrice du code Hamming C(7,4) est:

$$G = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Et la matrice de contrôle est :

$$H^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Avec un bit supplémentaire de parité le code Hamming ordinaire C(7,4) devient un code étendu C(8,4) et sa matrice de contrôle devient:

$$H^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Hamming Hamming étendu
C(7,4) C(8,4)

Pour l'application sur nos interférogrammes, les 4 bits d'information (du message) sont choisis dans une boucle (fenêtre) et pas une séquence ligne / colonne comme il est illustré dans la figure ci-dessous

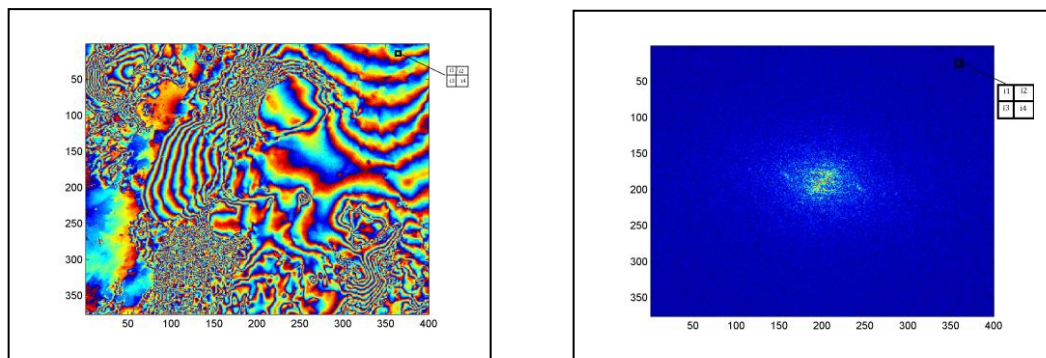


Figure IV.1 : illustration du choix des bits d'information

Nous normalisons l'image et nous la multiplions par une matrice aléatoire. La figure ci-dessous montre ce propos :

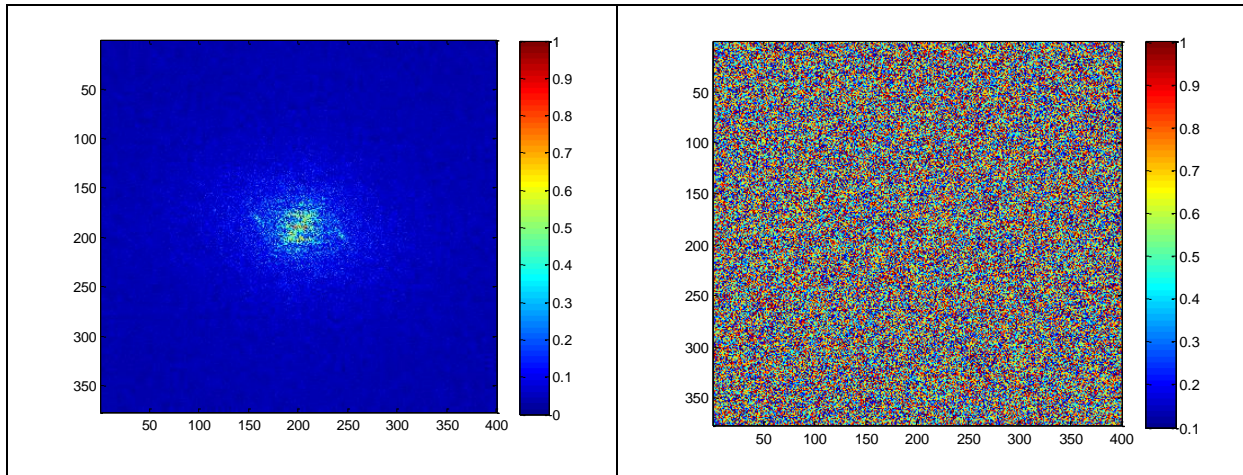


Figure IV.2 : l'image inSAR normalisé

Nous découpons l'image en bloc de 2x2 et nous appliquons le code Hamming étendu $C(8,4)$ c-à-d avec un bit de partie. L'image codée/cryptée résultante est la suivante :

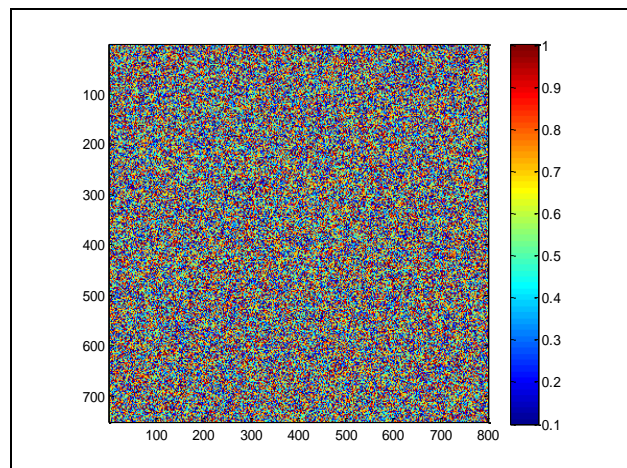
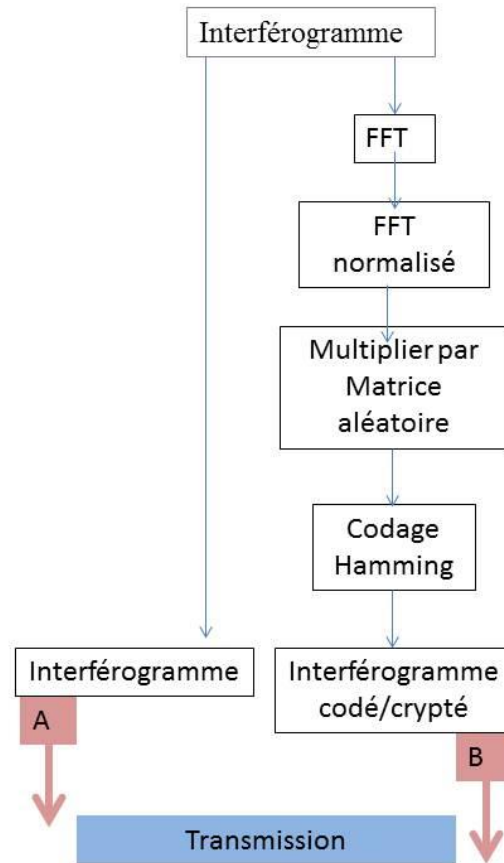


Figure IV.3 : L'image inSAR codé par le code Hamming étendu $C(8,4)$

Le schéma bloc ci-dessous résume toutes les étapes suivi dans notre analyse.



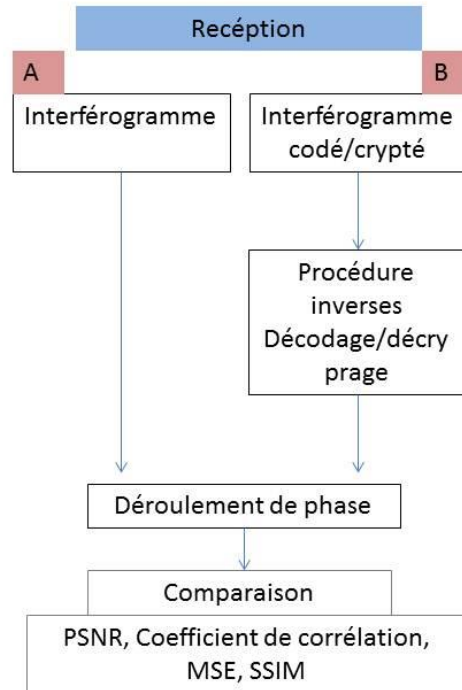


Figure IV.4 : schémas des différentes étapes d'analyse

A la réception, les mêmes procédures inverses sont appliquées pour récupérer l'interférogramme initial. Dernière étape est d'appliquer le processus de reconstruction et de déroulement de phase. L'image déroulée est illustré dans la figure ci-dessous. Jusqu'à nous n'avons que des analyses visuelles qualitatives. Pour une discussion quantitative, les critères mentionnés dans l'introduction sont utilisés afin de valider la méthode et de donner plus de crédibilité à notre étude. Nous avons utilisés PSNR et Coefficient de corrélation pour l'interférogramme à la sortie de décodage et de cryptage, et le MSE et SSIM pour l'image déroulée après le déroulement de phase de l'interférogramme décodé/décrypté.

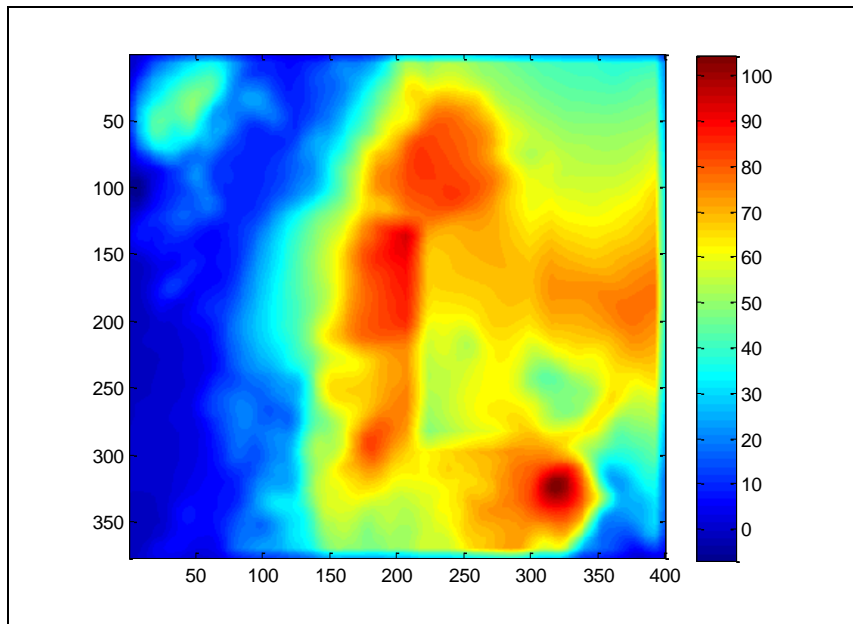


Figure IV.5 : illustration de l'image déroulée

Pour calculer la qualité d'interférogramme extraits, nous avons utilisé PSNR, le coefficient de corrélation, le MSE et SSIM pour l'image déroulée (interférogramme après le déroulement). Si la valeur de corr. coefficient est presque égal à un, la qualité de l'image de sortie est vraiment bonne alors que si elle est proche de zéro, elle est effectivement encore cryptée (bruit). La valeur PSNR obtenu est aussi acceptable. A l'instar de corr. coefficient, une bonne image induit à un SSIM 1 et le contraire pour le MSE qui est 0 pour une image idéale.

PSNR	Coefficient de Corrélation	MSE	SSIM
32.1	0.961	0.12	0.87

Tableau IV.2 : les résultats de la mesure de qualité d'interférogramme extraits avec PSNR, le coefficient de corrélation, le MSE et SSIM

IV.3 Conclusion

Dans ce chapitre, une méthode de codage et cryptage efficace est proposée. Elle permet à la fois de protéger l'information contre les erreurs naturelles de transmission et contre les attaques. Cette méthode réalise le contrôle de l'erreur dans les images de télédétection InSAR à l'aide du code de Hamming étendu et convenablement implémenté pour ce type d'image. L'interférogramme de test est réel enlevé par l'ERS1. Les résultats obtenus sont satisfaisants en termes des critères de comparaison largement utilisés qui sont : PSNR, le coefficient de corrélation, le MSE et SSIM. La méthode proposée montre son efficacité avec un temps vraiment petit ; par rapport aux autres techniques compliquées connues dans le domaine de codage et cryptage.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Dans ce travail nous avons mené une étude détaillée de toute la chaîne de traitement des systèmes d'imagerie radar, en commençant par les composants indispensables au fonctionnement, les mécanismes d'acquisition, En conclusion, la mise en place d'interférogramme chiffré INSAR (Interferometric Synthetic Aperture Radar) utilisant le code de Hamming s'est avérée être une technique très efficace et fiable pour sécuriser les images 8 bits. Tout au long de ce processus, des progrès significatifs ont été réalisés, conduisant à des résultats et à de bons résultats.

Utilisant le code de Hamming, une puissante méthode de correction d'erreurs, la technique d'interférogramme crypté INSAR garantit l'intégrité et l'authenticité des images 8 bits. Ce mécanisme de correction d'erreurs permet la détection et la correction d'erreurs sur un seul bit dans les données cryptées, garantissant ainsi l'exactitude et la fiabilité des résultats finaux.

L'application de cette technique a démontré de nombreux avantages et avantages. Premièrement, l'utilisation d'images 8 bits offre un équilibre approprié entre la qualité d'image et les exigences de stockage, ce qui la rend pratique pour diverses applications. Le processus de cryptage garantit que les données sensibles contenues dans les images restent sécurisées et inaccessibles aux personnes non autorisées, protégeant contre les violations potentielles ou le vol de données.

De plus, l'utilisation des techniques d'interférogramme INSAR aide à extraire des informations précieuses des images, permettant des mesures et des analyses précises. Les données cryptées conservent leur intégrité tout au long de ce processus, garantissant que les résultats obtenus sont fiables et peuvent être utilisés en toute confiance.

Le code de Hamming, avec ses capacités de détection et de correction d'erreurs, joue un rôle crucial dans le maintien de la précision de l'interférogramme INSAR crypté. Il détecte et corrige les erreurs introduites lors de la transmission ou du stockage, minimisant l'impact de la corruption des données et préservant la fidélité de l'image d'origine.

La mise en œuvre de cette technique a donné des résultats exceptionnels. La combinaison du cryptage, de l'interférogramme INSAR et du code de Hamming s'est avérée très efficace pour sécuriser les images 8 bits. La précision et la fiabilité des résultats finaux montrent le potentiel de nouvelles avancées dans le cryptage des images et la sécurité des données.

La technique d'interférogramme crypté INSAR, utilisant le code de Hamming avec des images 8 bits, fournit une méthode robuste et sécurisée de protection des données sensibles tout en garantissant l'intégrité et l'authenticité de l'image. Cette approche fournit des résultats remarquables, permettant une mesure et une analyse précises tout en protégeant contre les menaces potentielles. La poursuite de la recherche et du développement dans ce domaine est très prometteuse pour l'avenir du chiffrement d'images et de la sécurité des données.

Bibliographies

- [1] Keith Raney, "Radar, Altimeters", Encyclopedia of Remote Sensing Springer, Vol. 88, No. 3. pp. 525-532, 2015.
- [2] P. A. Rosen, S. Hensley, I.R. Joughin, F. Li, S. N. Madsen, E. Rodriguez, and R. M. Goldstein, "Synthetic Aperture Radar Interferometry", IEEE proceeding, Vol. 88, No 3. pp. 333-382, 2000.
- [3] Bruce Chapman and Ronald G. Blom, "Chapter 10 Synthetic Aperture Radar, Technology, Past and Future Applications to Archaeology", Mapping Archaeological Landscapes from Space, Springer Briefs in Archaeology, DOI 10.1007/978-1-4614-6074-9_10, 2013.
- [4] R. Bamler and P. Hartzl, "TopicalReview-Synthetic aperture radar interferometry". Inverse Problems, Volume 14, Issue 4, pp. R1-R54, 1998.
- [5] Z. Lu and D. Dzurisin, "Introduction to Interferometric Synthetic Aperture Radar", InSAR Imaging of Aleutian Volcanoes, Springer Praxis Books, DOI: 10.1007/978-3-642-00348-6_1, 2014).
- [6] S. Dupont M. Berthod, " interférométrie radar et déroulement de phase", INRIA rapport de recherche N 2344, programme 4- robotique, image et vision, Projet Pastis, 1994.
- [7] G. Franceschetti and R. Lanari. "Synthetic Aperture Radar Processing". CRC Press, 1999.
- [8] M. Soumekh. "Synthetic Aperture Radar Signal Processing with MATLAB algorithms". Wiley-Interscience, 1999.
- [9] R. Chatterjee. "Antenna Theory and Practice". New Age International Pvt Ltd, New York, 2004.
- [10] T. Bayer, R. winter, G. Schreier, "Terrain influences in SAR backscatter and attempts to their correction ", IEEE transaction on geoscience and remote sensing. Vol. 29 N 3, pp 451-462, 1991.
- [11] E. Rodriguez: "Theory and design of interferometry SAR", IEE Proceedings F - Radar and Signal Processing, Vol. 139 N 2, pp. 147 – 159, 1992.
- [12] H. Zeber: "Decorrelation interferometric Radar echoes", IEEE transaction on geoscience and remotesensing, Vol. 30 N 5, pp. 950-959, 1992.

- [13] D.C. Ghiglia and M. D. Pritt, "Twodimensional phase unwrapping: Theory, algorithms and software," Wiley, New York: p. 483, 1998.
- [14] W. Dukhopelnikova, "methods of phase unwrapping for SAR interferometry", IEEE, MSMW'04 Symposium Proceedings. Kharkov, Ukraine, June 21-26, 2004.
- [15] N. Egidi and P. Maponi, "A comparative study of twofast phase unwrapping algorithms", Applied Mathematics and Computation, Elsevier Vol. 148, pp. 599–629, 2004.
- [16] K. Itoh , "Analysis of the phase unwrapping algorithm", Applied Optics, Vol. 21, No 14, pp 2470-2470, 1982.
- [17] T. Bentahar, D. Benatia and M. Boulila, "2D Phase UnwrappingAlgorithm for Phase Image usingAdjustmentMethod", J. Automation &Systems Engineering Vol 4, No 3, pp 154-164, Sep 2010.
- [18] U. Spagnolini, P. di Milano, "2-D phase unwarpping ", Society of Exploration Geophysicists, SEG Annual Meeting, Houston, Vol 2, Texas, Nov 1991.
- [19] C. Lacombe, Kornprobst, P. ; Aubert, G. ; Blanc-Feraud, "A variationalapproach to one dimensional phase unwrapping", 16th IC Pattern Recognition Proceedings. IEEE, Vol 2, 2002.
- [20] R. M. Goldstein, H. A. Zebker, C. L. Werner, "Satellite radar interferometry: two-dimensional phase nwrapping," Radio Science, vol.23, no.4, pp 713-720, July-Aug. 1988.
- [21] W. Nan, and F. Dazheng, "inSAR phase unwrapping algorithm using branch-cut and finite element," ICSP 04 proceeding, IEEE, Sep 2004.
- [22] X. Kai, D. Ning, C. Haihua, Y. Jiancheng; L. Ye, W. Yonghui, "Analysis of the quality values of the residues in branch cut phase unwrapping algorithm", Electronics, Communications and Control (ICECC), proceeding, IEEE, Sep 2011.
- [23] Cusack, R., J. M. Huntley, and H. T. Goldstein, "Improved noise- immune phase unwrapping algorithm", Applied Optics, Vol. 34, No. 5, 781-789, 1995.
- [24] Buckland, J. R., J. M. Huntley, and S. R. E. Turner, "Unwrapping noisy phase maps by use of a minimum cost matching algorithm", Applied Optics, Vol. 34, No. 23, 5100-5108, 1995.
- [25] J. Quiroga, A. Gonzalez-Cano, and E. Bernabeu, "Stable-marriages algorithm for preprocessing phase maps with discontinuity sources", Applied Optics, vol. 34, pp. 5029-5038, IO, August 1995.

- [26] X. Feng, W. Jicang, Z. Lei and L. Xiaoling, "A new method about placement of the branchcut in two-dimensional phase unwrapping", Synthetic Aperture Radar APSAR , proceeding IEEE, Nov 2007.
- [27] R.C. Gonzalez and R.E. Woods, "Digital Image Processing" (2nd Edition), Prentice Hall, 2002.
- [28] C. Li and D. Y. Zhu, "A residue-pairing algorithm for inSAR phase unwrapping", Progress in electromagnetics research, vol 95, pp 341-354, 2009.
- [29] Y. Wang, H.F. Huang, M.Q.Wu, "A New Phase Unwrapping Method for Interferograms with Discontinuities ", Radar Conference, Proceeding IEEE, May 2014.
- [30] Y. Zhang, S. Wang, G. Ji, and Z.Dong, "An Improved Quality Guided Phase Unwrapping Method and Its Applications to MRI", Progress in electromagnetics research, vol 145, pp 273-286 , 2014.
- [31] S. W. Xiao, F. Pan, F. Wang, L. Cong Liu, "Complex-amplitude-based phase unwrapping method for digital holographic microscopy," Optics and Lasers in Engineering, Vol. 50, No. 3, pp 322-327, Mar 2012.
- [32] F. Da-zheng, W. Nan, L. Baoquan, "A Region-growing Phase Unwrapping Approach Based on Local Frequency Estimation for Interferometric SAR", 8th signal processing conference, Proceeding IEEE, Vol. 4, 2006.
- [33] T. J. Flynn, "Consistent 2-D phase unwrapping guided by a quality map,". IGARSS'96,Proceeding, Lincoln, NE, pp 2057–2059, Mar 1996.
- [34] M. Roth, "Phase Unwrapping for Interferometric SAR by the Least-Error Path", Johns Hopkins University Applied Physics Lab Technical Report, Laurel, Md, vol. 30, 1995.
- [35] W. Xu, and I. Cumming, "A Region-Growing Algorithm for InSAR Phase Unwrapping", IEEE Transactions on Geoscience And Remote Sensing, VOL. 37, No1, pp 124-134, Jan 1999.
- [36] T. Flynn. "Two-dimensional phase unwrapping with minimum weighted discontinuity", Journal of the Optical Society of America A, Vol 14, No 10, pp 2692–2701, 1997.
- [37] D. Fried. "Least-squares fitting a wave-front distortion estimate to an array of phase-difference measurements". Journal of the Optical Society of America, Vol 67, No 3, pp 370–375, 1977.
- [38] R. Hudgin. "Wave-front reconstruction for compensated imaging". Journal of the Optical Society of America, Vol 67, No 3, pp 375–378, 1977.

- [39] W. Shi, Y. Zhu, Y. Yao, "Discussion about the DCT/FFT phase-unwrapping algorithm for interferometric applications", *Optik - International Journal for Light and Electron Optics*, Vol 121, No 16, pp 1443–1449, Sep 2010.
- [40] D. Ghiglia and L. Romero. "Robust two-dimensional weighted and unweighted phase unwrapping that uses fast transforms and iterative methods". *Journal of the Optical Society of America A*, Vol 11, pp 107–117, 1994.
- [41] J. Dias and J. Leitaó. "The $Z\pi M$ algorithm for interferometric image reconstruction in SAR/SAS". *IEEE Transactions on Image Processing*, Vol 11, No 4, pp 408–422, April 2002.
- [42] J. Dias and G. Valadao. "Phase unwrapping via graph cut". *IEEE Transactions on Image Processing*, Vol 16, No 3, pp 698–709, Mar 2007.
- [43] M. Costantini. "A novel phase unwrapping method based on network programming". *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol 36, No 3, pp 813–821, May 1998.
- [44] M. Costantini and A. Farina. "A fast phase unwrapping algorithm for SAR interferometry". *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol 37, No 1, pp 452–460, Jan 1999.
- [45] C. Chen and H. Zebker. "Network approaches to two-dimensional phase unwrapping: intractability and two new algorithms." *Journal of the Optical Society of America*, Vol 17, No 3, pp 401–414, Mar 2000.
- [46] Lamrani, I., 2011. Code Reed-Solomon. 36.
- [47] Abdi, B., 2020. Compression d'images sans perte par la méthode du codage prédictif. Université Mohammed Seddik Ben Yahia – Jijel-, Jijel.
- [48] KNOFF, C., GARGNE, F., LECOURTOIS, G., 2004. Codage, Compression et Cryptologie. Université de Nice-Sophia Antipolis.
- [49] AYADI, H., RATNI, S., 2017. La correction des erreurs dans les transmissions à accès aléatoire. Université Akli Mohand Oulhadj – Bouira, Bouira.
- [50] Madelaine, F., n.d. Fondements de l'informatique - Codes Détecteurs et Correcteurs d'erreur 85.
- [51] Ghodbane, khadija, BENARFA, M., 2015. Implémentation d'un CODEC Hamming sur ARDUINO MEGA. Université SAAD DAHLAB de BLIDA, BLIDA.
- [52] MdC, G.B., n.d. CODAGE DE CANAL CODES DE BLOCS LINEAIRES. Scribd 12.
- [53] Maxime, C., 2010. Reconnaissance de codes correcteurs d'erreurs. L'Ecole Polytechnique.

- [54] Cour Codage et compression Bentaher Tarek, université se TEBESSA
- [55] Chapitre 6. Canaux et signaux continus, n.d. 25.
- [56] CASTAN - SAHUGUÈDE, S., 2009. Codage de canal pour les communications optiques. UNIVERSITÉ DE LIMOGES.
- [57] Chapitre 03 : Codage du canal, n.d. 12.
- [58] Codage de canal : Une introduction aux codes correcteurs d'erreurs, n.d. 8.
- [59] MOSTARI, L., 2016. Codage de Canal 75.
- [60] Popovici, I., 2020. Codage de canal 25.
- [61] Chapitre 3 Codage de l'information, n.d. 26.
- [62] Abbrugiati, P., 2006. Introduction aux codes correcteurs d'erreurs 36.
- [63] Première partie Introduction au codage de source et au codage de canal, n.d. . Scribd 145.
- [64] <https://www.irisa.fr/armor/lesmembres/cousin/Enseignement/Reseaux-generalites/Cours/3-2.htm>
- [65] Öztürk I., Sogukpınar I.; "Analysis and comparison of image encryption algorithms"; Transactions on engineering. Comput. Tech.; 3:1305–1313. 2004
- [66] Potdar V., Chang E.; "Disguising text cryptography using image cryptography"; 4th International Network Conference INC; July 6-9, University of Plymouth, UK. , 2004
- [67] Mitra A., S Rao Y, Prasanna S.; "A new image encryption approach using combinational permutation techniques"; International Journal of Computer. Science. ; 1(2):1306–4428; 2006
- [68] Socek D., Li S., Magliveras S., Furht B.; "Enhanced 1-D chaotic key-based algorithm for image encryption". IEEE/CreateNet Secure Comm; 2005, pp. 406-408.;2005
- [69] Shuangyuan Y., Zhengding L., Shuihua H.; "An asymmetric image encryption based on matrix transformation. Communications and Information Technology", IEEE International Symposium on, ISCIT 2004. vol. 1, pp. 66-69, 2004,
- [70] Mao Y., Chen G., Lian S.; "A novel fast image encryption scheme based on 3D chaotic baker maps". International Journal of Bifurcation. Chaos. ; 14(10):3613–3624; 2004;
- [71] Alsultanny Y.; "Image encryption by cipher feedback mode"; Innovative. Computation. Inf. Control. ;3: pp 589–596; 2007
- [72] Panigrahy S., Acharya B., Jen D.; "Image encryption using self-invertible key matrix of hill cipher algorithm"; 1st International Conference on Advances in Computing, Chikhli, India, pp: 1-4.; 2008;

- [73] Riad Saidi, Nada Cherrid, Tarek Bentahar, Atef Bentahar, “Evaluation of The Encryption Quality of an Insar Interferogram by a Crypto-System Based on Two AES-256 and RSA Algorithms with CTR and OFB Modes”, *International Journal of Multimedia and Ubiquitous Engineering*, Vol. 15, No 2, pp. 1-14 (Nov 2020). DOI:10.21742/IJMUE.2020.15.2.01, https://gvpress.com/journals/IJMUE/vol15_no2/vol15_no2_2020_01.html
- [74] Riad Saidi, Tarek Bentahar, Nada Cherrid, Atef Bentahar, Hichem Mayache,” Evaluation and Analysis of Interferograms from an InSAR Radar En-crypted by an AES-Based Cryptosystem with The Five Encryption Modes”. *International Journal on Electrical Engineering and Informatics*. Vol. 12, No 4, pp. 912-932 (2020). <https://doi.org/10.15676/ijeei.2020.12.4.13>
- [75] Riad Saidi, Nada Cherrid, Tarek Bentahar, Hicham Mayache, Atef Bentahar, “Number of Pixel Change Rate and Unified Average Changing Intensity for Sensitivity Analysis of Encrypted inSAR Interferogram”, *Ingénierie des Systèmes d’Information* Vol. 25, No 5, pp. 601-607, (2020). DOI: <https://doi.org/10.18280/isi.250507>

Glossaire

Chapitre I

DEM	: Digital Elevation Model
ERS	: <i>European Remote Sensing</i>
ESA	: <i>European Space Agency</i>
InSAR	: Interferometric Synthetic Aperture Radar
MN	: <i>Minimum Norm</i>
MNT	: <i>Modèle Numérique de Terrain</i>
PF	: <i>Path Following</i>
RADAR	: <i>RAdio Détection And Ranging</i>
SAR	: <i>Synthetic Apatrue Radar</i>
SLAR	: <i>Side-Looking Airborne Radar</i>
DEM	Digital Elevation Model
ERS	<i>European Remote Sensing</i>

Chapitre II

UP	<i>Unwrapped -phase</i>
BC	QG AD

Chapitre III

AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BBAG	<i>Bruit Blanc Additif Gaussien</i>
BCH	<i>Bose Chaudhuri Hocquenghem</i>
BSC	<i>Binary Symmetric Channel</i>
CAE	<i>Canal à effacement</i>
CBC	<i>Canal Binaire Symétrique</i>
CD	<i>Compact Disc</i>
CDSM	<i>Canal Discret Sans Mémoire</i>

DAB	<i>Digital Audio Broadcasting</i>
DVB	<i>Digital Video Broadcasting</i>
DVD	<i>Digital Versatile Disc</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>
LBC	<i>Linear Block Code</i>
RS	<i>Reed-Solomon</i>
XOR	<i>Ou exclusif ou « exclusive OR »</i>
4G	<i>Quatrième Génération</i>
5G	<i>Cinquième Génération</i>

Chapitre IV

AES	<i>Advanced Encryption Standard</i>
CFM	<i>Collège Français de Métrologie</i>
DES	<i>Data Encryption Standard</i>
MSE	<i>Mean-Square Error</i>
PSNR	<i>Peak Signal-to-Noise Ratio</i>
SSIM	<i>Structural SIMilarity</i>

Résumé :

Les interférogrammes InSAR (Interferometric Synthetic Aperture Radar) sont des outils essentiels pour l'analyse des déformations de la surface terrestre, ils Présentent une grande faculté de fonctionnement dans toutes les conditions contrairement aux systèmes d'imagerie optique qui dépendent totalement d'illumination solaire. Ces interférogrammes peuvent être affectés par des erreurs et du bruit. Pour améliorer la qualité des interférogrammes et faciliter leur interprétation, le codage de Hamming peut être utilisé pour détecter et corriger les erreurs. Le déroulement de phase est une étape clé pour reconstruire les images de phase du système InSAR.

Notre travail consiste à tester et analyser le codage Hamming pour vérifier l'intégrité des données et identifier ces erreurs. Cela permet d'analyser profondément l'effet de ce code sur le processus de déroulement de phase qui est un étape clé dans la chaîne de traitement d'Interférogrammes.

Mots clés : *interférogrammes InSAR, code Hamming, déroulement de phase.*

Abstract:

InSAR (Interferometric Synthetic Aperture Radar) interferograms are essential tools for analyzing deformations of the Earth's surface, and are highly capable of operating under all conditions, unlike optical imaging systems which are totally dependent on solar illumination. These interferograms can be affected by errors and noise. To improve interferogram quality and facilitate interpretation, Hamming coding can be used to detect and correct errors. Phase unwrapping is a key step in reconstructing phase images of the InSAR system.

Our work involves testing and analyzing Hamming coding to verify data integrity and identify these errors. This allows us to analyze in depth the effect of this code on the phase unwrapping process, which is a key step in the Interferogram processing chain.

Index term: InSAR interferograms, Hamming code, phase unwrapping.

ملخص تعد مخططات التداخل InSAR (رادار الفتحة التركيبية التداخلية) أدوات أساسية لتحليل تشوهات سطح الأرض ، وهي قادرة على العمل في جميع الظروف ، على عكس أنظمة التصوير الضوئية التي تعتمد كلياً على الإضاءة الشمسية. يمكن أن تتأثر مخططات التداخل هذه بالأخطاء والضوضاء. لتحسين جودة مخطط التداخل وتسهيل التفسير ، يمكن استخدام تشفير Hamming لاكتشاف الأخطاء وتصحيحها. يعد فك تغليف المرحلة خطوة أساسية في إعادة بناء صور المرحلة لنظام InSAR.

يتضمن عملنا اختبار وتحليل ترميز Hamming للتحقق من سلامة البيانات وتحديد هذه الأخطاء. يتيح لنا ذلك إجراء تحليل متعمق لتأثير هذا الرمز على عملية فك تغليف المرحلة ، وهي خطوة أساسية في سلسلة معالجة التداخل.

الكلمات المفتاحية : برامج التداخل InSAR ، كود Hamming ، تغليف المرحلة.