

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID - TLEMCEM
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE TELECOMMUNICATIONS
LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS DE TLEMCEM (LTI)

MEMOIRE

Pour l'obtention du

DIPLOME DE MASTER

EN

TELECOMMUNICATIONS

OPTION : RESEAUX et SYSTEMES de TELECOMMUNICATIONS

Présenté par :

BENHABIB MOHAMMED EL HADI

THEME

Développement d'une configuration d'un montage de mesures dans un contexte de tomographie micro-ondes appliquée à la détection du cancer du sein

Soutenu en Mai 2015 devant le jury :

Président :	Mr S.M. MERIAH	Professeur à l'Université de Tlemcen
Examineurs :	Mr M. BOUSAHLA Mr S.M. CHOUTI	MCB à l'Université de Tlemcen MAA à l'Université de Tlemcen
Encadreur :	Mr L. MERAD	MCA a l'EPST de Tlemcen

Année universitaire : 2014 - 2015



BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

- [1] **Xie, Y., Guo, B., Xu, L., Li, J., et Stoica, P.** Multistatic adaptative microwave imaging for early breast cancer detection. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 53(8), 1647 -1657, 2006.
- [2] **Lam, K., Yedlin, M. J., et Farquarson, C. G.** Two-dimensional radio-frequency tomography. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 55(4), 801–808, 2007.
- [3] **Carr, K. L.** Microwave radiometry: Its importance to the detection of cancer. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 12(12), 1862–1869, 1989.
- [4] **Wang, L. V., Zhao, X., Sun, H., et Ku, G.** Microwave-induced acoustic imaging of biological tissues. *Review of Scientific Instruments*, 70(9), 3744–3748, 1999.
- [5] **Jia, H., Takenaka, T., et Tanaka, T.** Time-domain inverse scattering method for cross-borehole radar imaging. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 40(7), 1640–1647, 2002.
- [6] **Omrane, B., Laurin, J.-J., et Goussard, Y.** Subwavelength-resolution microwave tomography using wire grid models and enhanced regularization techniques. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(4), 1438–1450, 2006.
- [7] **C. Bolomey, A. Izadnegahdar, L. Jofre, C. Pichot, G. Peronnet, and M. So-laimani.** (1982). *Microwave Diffraction Tomography for Biomedical Application*. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 30:1998–2000.
- [8] **Hadamard.** *Lectures on Cauchy’s Problem in Linear Partial Differential Equations*. Yale University Press, New Haven, 1923.
- [9] **J. Devaney and E. Wolf.** Radiating and Nonradiating Classical Current Distributions and the Fields they Generate. *Physical Review D*, 8(4):1044–1047, 1973.
- [10] **M. Habashy and M. L. Oristaglio.** Simultaneous Nonlinear Reconstruction of Two-Dimensional Permittivity and Conductivity. *Radio Science*, 29(4):1101–1118, July-August 1994.
- [11] **F. Traub.** A Continuous Model of Computation. *Physics Today*, pages39–43, May 1999.
- [12] **C. Chew.** *Waves and Fields in Inhomogeneous Media*. IEEE Series on Electromagnetic Waves. IEEE Press, New York, 1995.

- [13] **C. Chew and H.-T. Lin.** A Frequency-Hopping Approach for Microwave Imaging of Large Inhomogeneous Bodies. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 5(12):439–441, December 1995.
- [14] **X. Li and S. C. Hagness.** A confocal microwave imaging algorithm for breast cancer detection. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, pp. 130–132, March 2001.
- [15] **B. Guo, Y. Wang, J. Li, P. Stoica, and R. Wu.** Microwave imaging via adaptive beamforming methods for breast cancer detection. *Progress in electromagnetics research symposium (PIERS)*, Hangzhou, China, August 2005.
- [16] **R. Nilavalan, A. Gbedemah, I. J. Craddock, X. Li, and S. C. Hagness.** Numerical investigation of breast tumour detection using multi-static radar. *IEE Electronics Letters*, vol. 39, December 2003.
- [17] **E. Fishler, A. Haimovich, R. Blum, D. Chizhik, L. Cimini, and R. Valenzuela.** MIMO radar: an idea whose time has come. in *Proceedings of IEEE Radar Conference*, pp. 71–78, Philadelphia, Pa, USA, April 2004.
- [18] **L. Xu, J. Li, and P. Stoica.** Radar Imaging via Adaptive MIMO Techniques. In *Proceedings of 14th European Signal Processing Conference (EUSIPCO'06)*, Florence, Italy, September 2006.
- [19] **E. J. Bond, X. Li, S. C. Hagness, and B. D. Van Veen,** Microwave imaging via space-time beamforming for early detection of breast cancer. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, pp. 1690–1705, August 2003.
- [20] **Y. Xie, B. Guo, L. Xu, J. Li, and P. Stoica.** Multi-static adaptive microwave imaging for early breast cancer detection. in *Proceedings of 39th ASILOMAR Conference on Signals, Systems and Computers*, Pacific Grove, Calif, USA, October 2005.
- [21] **Fred K. Gruber, Edwin A. Marengo and Anthony J. Devaney.** Time reversal imaging with multiple signal classification considering multiple scattering between the targets. *J. Acoust. Soc. Am.* vol. 115 (6), June 2004, pp. 3042-3047.
- [22] **Yao Xie, Bin Guo, Luzhou et Xu. Dept.** Multi-Static Adaptive Microwave Imaging for Early Breast Cancer Detection. University of Florida P. O. Box 116130, Gainesville, FL 32611, USA. 2005.
- [23] **J. Li, P. Stoica, and Z. Wang.** On robust Capon beamforming and diagonal loading. *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 51, pp. 1702–1715, July 2003.

- [24] **J. Li, P. Stoica**, Eds **John Wiley & Sons.**, Robust Adaptive Beamforming, New York, NY, USA, 2005.
- [25] **Yao Xie, Bin Guo, Jian Li, and Petre Stoica.** Novel Multistatic Adaptive Microwave Imaging Methods for Early Breast Cancer Detection. University of Florida, P.O. Box 116200, Gainesville, FL 32611-6200, USA. January 2006.
- [26] **J. Kositsky, P. Milanfar**, A Forward-looking GPR Mine Detection System, Proc. SPIE, vol.3770, pp 1052-1062, Août 1999.
- [27] **D. Daniels**, Surface-Penetrating Radar, IEE 3e édition, Londres, 2006.
- [28] **H. Harmuth**, Transmission of Information by Orthogonal Functions, Springer 1st edition, New York, 1969.
- [29] **G. Ross, K. Robbins**, Base-Band Radiation and Reception System, Brevet E.-U. 3.739.392, Juin 1973.
- [30] **R. Morey**, Geophysical Survey System Employing Electromagnetic Impulses, Brevet E.-U.3.806.795, Avril 1974.
- [31] **P. Van Etten**, The Present Technology of Impulse Radars, International Radar Conference Proceedings, pp. 535–539, Octobre 1977.
- [32] **H. Brunzell**, Impulse Radar for Detection and Classification of Buried Landmines, Antenn 97 Nordic Antenna Conference, pp. 299-305, Göteborg, Mai 1997.
- [33] **H. Herman, S. Singh**, First Results in Autonomous Retrieval of Buried Objects, Int. J. of Rock Mechanics and Mining Sc. and Geomechanics Abstracts, vol. 32, no. 8, pp. 385A, Décembre 1995.
- [34] **Y. Imbs**, Étude de Systèmes de Détection Radar Large Bande en Régime Transitoire, Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 1999.
- [35] **A. Olvert, L. Cuthbert**, FMCW radar for hidden object detection, Radar and Signal Processing, vol. 135, no. 4, pp 354-361, Août 1988.
- [36] **P. van Genderen, I. Nicoleascu**, System Description of a SFCW Radar for Humanitarian Demining, Proc. 2nd Int. Workshop on Advanced GPR, pp 9-15, Delft, 2003.
- [37] **T. Tuley, J. Ralston, F. Rotondo**, Evaluation of EarthRadar UXO Testing at Fort A.P. Hill, Institute for Defense Analyse report, 2001.
- [38] **S.-E. Hamran, D. Gjessing, J. Hjelmstad, E. Aarholt**, Ground Penetrating Synthetic Pulse Radar: Dynamic Range and Modes of Operation, Journal of Applied Geophysics, vol. 33, pp 7-14, 1995.

- [39] **F.-N. Kong, T. By**, Performance of a GPR System which uses Step Frequency Signals, *Journal of Applied Geophysics*, vol. 33, no. 1, pp 15-26, 1995.
- [40] **B. Sai, J. de Wit, L. Ligthart**, Implementation of Fast Focusing Algorithm for UWB Stepped frequency SAR Imaging, Proc. URSI-GA'02, Maastricht, Août 2002.
- [41] **A. Yarovoy, K. Palmer**, Ultra Wide Band Antennas : Foundations, ACE WP2.3-3 Workshop, IRCTR, TU Delft, November 2005.
- [42] **L. Jofre, M. S. Hawley, A. Broquetas, E. De Los Reyes, M. Ferrando and A. R. Elias Fuste**. Medical Imaging with a Microwave Tomographic Scanner. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 37, pp. 303–311, Mar. 1990.
- [43] **C. Pichot, L. Jofre, G. Peronnet and J. -C. Bolomey**. Active Microwave Imaging of Inhomogeneous Bodies. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 33, pp. 416–423, Apr. 1985.
- [44] **S. X. Pan and A. C. Kak**. A Computational Study of Reconstruction Algorithms for Diffraction Tomography: Interpolation Versus Filtered Backpropagation. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 31, pp. 1262–1275, Oct. 1983.
- [45] **N. Joachimowicz, C. Pichot, and J. P. Hugonin**. Inverse scattering: An iterative numerical method for electromagnetic imaging. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 39, no. 12, pp. 1742–1752, Dec. 1991.
- [46] **S. Caorosi, G. L. Gragnani and M. Pastorino**. Two-Dimensional Microwave Imaging by a Numerical Inverse Scattering Solution. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, pp. 981–989, Aug. 1990.
- [47] **A. Fhager**. Microwave Tomography. Ph.D. Thesis, Department of Signals and Systems, Chalmers University of Technology, 2006.
- [48] **A. Abubakar, T.M. Habashy, P.M. van den Berg, D. Gisolf**. The Diagonalized Contrast Source Approach: an inversion method beyond the Born approximation. *Inverse Problems*, Vol. 21, No. 2, pp. 685-702, 2005.
- [49] **Z.Q. Zhang, Q.H. Liu**. Three-Dimensional Nonlinear Image Reconstruction for Microwave Biomedical Imaging. *IEEE Trans. Biomedical Engineering*, Vol. 51, No. 3, pp. 544-548, 2004.
- [50] **A. Abubakar, P. M. van den Berg and S. Y. Semenov**. Two- and Three-Dimensional Algorithms for Microwave Imaging and Inverse Scattering, *Journal of Electromag. Waves and Applicat.*, vol. 17, pp. 209–231, 2003.
- [51] **S. Y. Semenov, A. E. Bulyshev, A. Abubakar, V. G. Posukh, Y. E. Sizov, A. E. Souvorov, P. M. van den Berg, and T. C. Williams**. Microwave Tomographic Imaging of

the High Dielectric-Contrast Objects Using Different. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, VOL. 53, NO. 7, JULY 2005.

[52] **M. Pastorino, A. Massa, and S. Caorsi.** A Microwave Inverse Scattering Technique for Image Reconstruction Based on a Genetic Algorithm. *IEEE Trans. Instrumen. Measure.*, vol. 49, pp. 573–578, June 2000.

[53] **M. Pastorino, S. Caorsi, A. Massa, and A. Randazzo.** Reconstruction Algorithms for Electromagnetic Imaging. *IEEE Trans. Instrumen. Measure.*, vol. 53, pp. 692–699, June 2004.

[54] **M. Pastorino, S. Caorsi, and A. Massa.** A Global Optimization Technique for Microwave Nondestructive Evaluation. *IEEE Trans. Instrumen. Measure.*, vol. 51, pp. 666–673, Aug. 2002.

[55] **Q. Fang, P. M. Meaney, and K. D. Paulsen.** Microwave image reconstruction of tissue property dispersion characteristics utilizing multiple-frequency information. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, pp. 1866–1875, Aug. 2004.

[56] **M. F. Adams and A. P. Anderson.** Synthetic Aperture Tomography (SAT) Imaging for Microwave Diagnostics. *IEE Proceedings H, Microwaves, Optics and Antennas*, 129:83–88, 1982.

[57] **J.-C. Bolomey, A. Izadnegahdar, L. Jofre, C. Pichot, G. Peronnet, and M. Solaimani.** Microwave Diffraction Tomography for Biomedical Application. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 30:1998–2000, 1982.

[58] **Wolf.** Three-Dimensional Structure Determination of Semi-Transparent Objects from Holographic Data. *Optics Communications*, 1:153–156, 1969.

[59] **Iwata and R. Nagata.** Calculation of Refractive Index Distribution from Inteferograms Using the Born and Rytov's Approximations. *Japanese Journal of Applied Physics*, 14:1921–1927, 1975.,

[60] **B. Hansen and P. M. Johansen.** Inversion Scheme for Ground Penetrating Radar That Takes into Account the Planar Air-Soil Interface. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 38(1):496–506, January 2000.

[61] **H. Richmond.** Scattering by a Dielectric Cylinder of Arbitrary Cross Section Shape. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 13:334–341, May 1965.

[62] **W. C. Chew and Y.-M. Wang.** Reconstruction of Two-Dimensional Permittivity Distribution Using the Distorted Born Iterative Method. *IEEE Transactions on Medical Imaging*, 9(2):218–225, June 1990.

- [63] **G. Roger**. Newton-Kantorovitch Algorithm Applied to an Electromagnetic Inverse Problem. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 29(2):232–238, March 1981..
- [64] **Kechribaris**. Development of ultrasonic diffraction tomography methods. PhD thesis, National Technical University of Athens, December 2001.
- [65] **E. Kleinman and P. M. van den Berg**. A Modified Gradient Method for Two Dimensional Problems in Tomography. *Journal of Computational and Applied Mathematics*, 42:17–35, 1992.
- [66] **E. Kleinman and P. M. van den Berg**. An extended range-modified gradient technique for profile inversion. *Radio Science*, 28(5):877–884, September-October 1993.
- [67] **E. Kleinman and P. M. van den Berg**. Two Dimensional Location and Shape Reconstruction. *Radio Science*, 29(4):1157–1169, July-August 1994.
- [68] **M. van den Berg and R. E. Kleinman**. A Total Variation Enhanced Modified Gradient Algorithm for Profile Reconstruction. *Inverse Problems*, 11(3):L5–L10, June 1995.
- [69] **Souriau, B. Duchêne, D. Lesselier, and R. E. Kleinman**. Modified Gradient Approach to Inverse Scattering for Binary Objects in Stratified Media. *Inverse Problems*, 12(4):463–481, August 1996.
- [70] **Lambert, D. Lesselier, and B. J. Kooij**. The retrieval of a buried cylindrical obstacle by a constrained modified gradient method in the H polarization case and for Maxwellian materials. *Inverse Problems*, 14(5):1265–1283, October 1998.
- [71] **Belkebir, R. E. Kleinman, and C. Pichot**. Microwave Imaging—Location and Shape Reconstruction from Multifrequency Scattering Data. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 45(4):469–476, April 1997. 1.1.4.
- [72] **M. van den Berg, M. G. Côté, and R. E. Kleinman**. "Blind" Shape Reconstruction from Experimental Data. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 43(12):1389–1396, December 1995.
- [73] **M. Habashy and M. L. Oristaglio**. Simultaneous Nonlinear Reconstruction of Two-Dimensional Permittivity and Conductivity. *Radio Science*, 29(4): 1101–1118, July-August 1994.
- [74] **A. Maniatis**. Development of inverse scattering methods for dielectric object imaging . PhD thesis, National Technical University of Athens, September 1998.
- [75] **E. Kleinman and P. M. van den Berg**. An extended range-modified gradient technique for profile inversion. *Radio Science*, 28(5):877–884, September-October 1993.

- [76] **Harada, D. J. N. Wall, T. Takenaka, and M. Tanaka.** Conjugate Gradient Method Applied to Inverse Scattering Problem. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 43(8):784–792, August 1995.
- [77] **L. Nazareth.** A View of Conjugate Gradient–Related Algorithms for Non linear Optimization. In L. Adams and J. L. Nazareth, editors, *Linear and Nonlinear Conjugate Gradient-Related Methods*, SIAM Proceedings Series, pages 149–163, Philadelphia, 1996.
- [78] **Lobel, L. Blanc-Féraud, C. Pichot, and M. Barlaud.** A new regularization scheme for inverse scattering. *Inverse Problems*, 13(2):403–410, April 1997.
- [79] **Lobel, C. Pichot, L. Blanc-Féraud, and M. Barlaud.** Microwave Imaging Reconstructions from Experimental Data Using Conjugate Gradient and Enhancement by Edge-Preserving Regularization. *International Journal of Imaging Systems and Technology*, 8:337–342, 1997.
- [80] **Dourthe, C. Pichot, J.-Y. Dauvignac, and J. Cariou.** Inversion Algorithm and Measurement System for Microwave Tomography of Buried Object. *Radio Science*, 35(5):1097–1108, September-October 2000.
- [81] **Bonnard, P. Vincent, and M. Saillard.** Cross-Borehole Inverse Scattering Using a Boundary Finite-Element Method. *Inverse Problems*, 14(3):521–534, June 1998.
- [82] **T. Rekanos, T. V. Yioultsis, and T. D. Tsiboukis.** Inverse Scattering Using the Finite Element Method and a Nonlinear Optimization Technique. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(3):336–344, March 1999.
- [83] **M. Fink,** “Time Reversed Acoustics”, *Physics Today*, vol. 3, pp 34-40, 1997.
- [84] **G. Micolau,** Étude théorique et numérique de la méthode de la Décomposition de l'Opérateur de Retournement Temporel en diffraction électromagnétique, Thèse de Doctorat, Université d'Aix-Marseille, Juin 2001.
- [85] **M.A. Fischler and R.C. Bolles.** “Random sample consensus: A paradigm for model fitting with applications to image analysis and automated cartography”. *CACM*, 24(6):381–395, June 1981.
- [86] **S. Kyriakides,** “The Beacon, Breast Cancer Network Australia's magazine”, vol. 29, p. 10, 2009.
- [87] **Shao, W. and B. Zhou,** “UWB microwave imaging for breast tumor detection in inhomogeneous tissue,” *Proceedings of the 2005 IEEE Engineering in Medicine and Biology, 27th Annual Conference*, Shanghai, China, 1496–1499, 2005.

- [88] **Fear, E. C. and M. A. Stuchly**, “Microwave detection of breast cancer,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 48, 1854–1863, 2000.
- [89] **Miyakawa, M., T. Ishida, and M. Wantanabe**, “Imaging capability of an early stage breast tumor by CP-MCT,” *Proceedings of the 26th Annual International Conference of the IEEE EMBS*, Vol. 1, 1427–1430, San Francisco, CA, USA, 2004.
- [90] **Sill, J. M. and E. C. Fear**, “Tissue sensing adaptive radar for breast cancer detection-experimental investigation of simple tumor models,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 53, 3312–3319, 2005.
- [91] **Fear, E. C. and M. A. Stuchly**, “Microwave detection of breast cancer,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 48, 1854–1863, 2000.
- [92] **Wang, M., S. Yang, S. Wu, and F. Luo**, “A RBFNN approach for DoA estimation of ultra wideband antenna array,” *Neurocomputing*, Vol. 71, 631–640, 2008.
- [93] **Davis, S. K., H. Tandradinata, S. C. Hagness, and B. D. Veen**, “Ultrawideband microwave breast cancer detection: A detectiontheoretic approach using the generalized likelihood ratio test,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 52, 1237–1250, 2005.
- [94] **D. Uduwawala, et al.**, “A deep parametric study of resistor-loaded bow-tie antennas for ground penetrating radar applications using FDTD,” *IEEE Trans. Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 42, No. 4, pp. 732–742, Apr. 2004.
- [95] **M. Birch, and K. D. Palmer**, “Optimized bow-tie antenna for pulsed low-frequency ground-penetrating radar,” *Proceeding of SPIE*, Vol. 4758, 2002.
- [96] **A. Lestari, et al.**, “RC-loaded bow-tie antenna for improved pulse radiation,” *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, Vol. AP-52, No. 10, pp. 2555–2563, Oct. 2004.
- [97] **C. Waldschmidt, and K. D. Palmer**, “Loaded wedge bow-tie antenna using linear profile,” *Electron. Lett.*, Vol. 37, pp. 208–209, 2001.
- [98] **N. Selaidji, F.Z.Marouf, L.Merad, et al**, Antenne microruban miniature ultra large bande ULB pour imagerie micro-onde. *Proceedings of the congrès Méditerranéen des télécommunications, CMT12*, pp21-25, March 22-24, Fes, Maroc, 2012.

Dédicaces

Je tiens à remercier Allah qui m'a donné la force, le courage et la patience pour élaborer ce modeste travail.

Je Dédie ce travail :

A mes parents, pour leur soutien et tous les efforts qu'on m'a donnée le long de mon parcours et je leur souhaite bonne santé et longue vie.

A ma sœur et à toute ma famille.

A mes très chers amis.

A tous ceux qui m'ont aidé de loin ou de près durant mes études.

Remerciements

Ce travail a été mené au sein du Laboratoire de Télécommunications (LTT), Département de Télécommunications de la Faculté de Technologie de l'Université Abou Bekr Belkaid de Tlemcen.

Je remercie tout d'abord, ALLAH qui ma donné la force et le courage afin de parvenir à élaborer ce modeste travail.

Je tiens dans un premier temps a adresser mes remerciements les plus vifs a mon encadreur Monsieur MERAD Lotfi, maitre de conférence classe A à l'école préparatoire en Sciences et Techniques, bel-horizon Tlemcen. Toujours disponible, il m'a fait profiter de sa grande expérience et de ses connaissances dans le domaine des antennes et de l'imagerie micro-ondes.

Je remercie Monsieur S.M. MERIAH professeur à l'université de Tlemcen, pour avoir accepté de rapporter ce travail et de m'avoir fait l'honneur de présider le jury.

Je tiens à remercier également Monsieur M. BOUSAHLA maitre de conférences classe B à l'université de Tlemcen pour avoir voulu partie de jury et accepté de rapporter ce travail.

Je remercie vivement monsieur S.M. CHOUITI maitre assistant classe A à l'université de Tlemcen pour avoir accepté fait partie de ce jury.

Enfin, j'adresse mes remerciement à toutes les personnes qui de près ou de loin m'ont aidé et soutenu durant cette période.

Résumé :

L'étude menée dans ce master consiste à proposer deux nouvelles configurations de montages de mesures moins encombrantes pour la détection du cancer du sein par imagerie micro-ondes tomographiques. L'idée est de trouver les positions optimales des émetteurs et récepteurs (antennes) permettant de collecter le champ diffusé afin de reconstruire l'image du sein en 2D. L'utilisation du logiciel CST représente un outil indispensable pour la simulation du système composé du sein en présence des tumeurs et les antennes d'émission et de réception.

Mots clés : *imagerie micro-ondes, tomographie, émetteur-récepteur, antenne, CST.*

Summary:

The study in this Master is to provide two new configurations of mounts less cumbersome measures for breast cancer detection by microwaves tomography imaging. The idea is to find the optimal positions of the transmitters and receivers (antennas) for collecting the scattered field to reconstruct the image in 2D. The use of CST software is an indispensable tool for the simulation of the system made in the presence of breast tumors and the transmit and receive antennas.

Keywords: *microwave imaging, tomography, transceiver, antenna, CST.*

ملخص :

تمحورت دراستنا في هذا البحث حول عرض تركيبين حديثين للقياس يكونان أقل اكتظاظاً لنستطيع الكشف عن سرطان الثدي و هذا يكون عن طريق تصوير تموغرافي ميكروويف. الفكرة و هي العثور على مواقع مناسبة لأجهزة الإرسال والاستقبال (الهوائيات) التي تسمح لنا بجمع الحقل الكهرومغناطيسي المنبعث لتركيب صورة الثدي ثنائية البعد. يعد برنامج CST أداة لا يمكن الاستغناء عنها لمحاكاة النظام المتكون من الثدي و أورامه و أجهزة الإرسال والاستقبال (الهوائيات).

كلمات البحث : التصوير الميكروويف , تموغرافي , أجهزة الإرسال و الاستقبال , الهوائيات , CST.



**INTRODUCTION
GÉNÉRALE**

Introduction générale

L'imagerie micro-ondes a été largement utilisée au cours de ces dernières années comme une technique alternative en imagerie biomédicale, avec un potentiel très élevé dans la détection précoce du cancer du sein.

À l'heure actuelle, deux approches distinctes d'imagerie micro-ondes sont proposées : l'imagerie confocale et la tomographie micro-ondes (TMO).

En imagerie confocale, l'OST (Objet Sous Test) est éclairé par une série d'impulsions larges-bandes. L'image est reconstruite en comparant le temps de parcours des signaux entre différentes paires d'émetteurs et de récepteurs. Cette approche a comme principal avantage d'être basée sur des algorithmes de reconstruction simples et rapides. De plus, l'excitation étant large-bande, une résolution relativement élevée est envisageable. Par contre, l'imagerie confocale ne permet pas une reconstruction quantitative des paramètres électriques de l'OST, l'objectif est plutôt de déterminer la position et la taille des éventuelles inhomogénéités^[1].

À l'opposé, l'objectif de la tomographie micro-ondes est d'estimer quantitativement les distributions de permittivité et de conductivité à l'intérieur de l'OST. De ce point de vue, les images obtenues par TMO sont plus informatives que celles obtenues par imagerie confocale. Ceci étant, le coût algorithmique engendré par cet ajout d'information est considérable. Néanmoins, dans la plupart des applications, la reconstruction quantitative des structures de l'OST pourrait s'avérer particulièrement intéressante en permettant, par exemple, de distinguer les natures saine ou pathologique des inhomogénéités identifiées. C'est cet avantage non négligeable qui a incité beaucoup de chercheurs à opter pour la TMO^[2].

On peut diviser l'expérience de TMO en deux parties distinctes : la prise de mesures et le traitement des données permettant la reconstruction de l'image.

L'objectif global de ce projet est de présenter une solution au problème de la TMO dans un cadre d'application à la détection du cancer du sein. Autrement dit, de proposer à la fois deux montages de mesures basés sur la mise en réseau des antennes ultra large bande (UWB).

Ceci dit, l'accent est davantage mis sur le choix du type d'antennes (Bowtie, vivaldi, ...) et leurs mises en réseau. L'intérêt de l'utilisation des antennes (UWB) est quelles permettent de transmettre et recevoir des impulsions ultra courtes avec un minimum de distorsion et de dispersion.

Ce mémoire de master est constitué de trois chapitres décrit ci-dessous :

Le premier chapitre est consacré aux techniques d'imagerie micro-ondes les plus couramment rencontrées et les systèmes radars utilisés dans l'imagerie.

Le deuxième chapitre s'intéresse à la Tomographie Micro-onde. Nous présenterons ses techniques ainsi que son application à la détection du cancer du sein.

Le dernier chapitre est consacré aux simulations et résultats. Nous essayons de proposer des configurations de montages à base d'antennes mises en réseau pour des applications en tomographie micro-ondes et en particulier le cancer du sein.

Nous achèverons notre manuscrit par une conclusion générale sur tout ce qui a été dit ou obtenu à propos de l'imagerie micro-ondes et les résultats de simulations ainsi que sur les perspectives prometteuses existantes dans ce domaine d'études intéressant les laboratoires de recherche.



CHAPITRE I :

TECHNIQUES D'IMAGERIE

MICRO-ONDES ET

SYSTÈMES RADAR

I.1. Introduction

L'imagerie se définit comme toute technique permettant d'obtenir des images à partir de différents types de rayonnements. Dans le domaine biomédical, une grande variété de ces techniques est utilisée au niveau clinique. Mentionnons par exemple l'imagerie ultrasonore, l'imagerie à rayons X (IRX) et l'imagerie par résonance magnétique. Bien que relativement efficaces dans les champs d'applications qui leur sont réservés, chacune de ces méthodes présente certains points faibles (coût, résolution de l'image, méthode invasive, etc.) qui motivent la recherche de nouvelles avenues. Parmi celles-ci, on retrouve la tomographie d'impédance, l'élastographie et l'imagerie micro-ondes active (IMA), à laquelle nous nous intéressons dans le cadre de notre projet. Dans ce chapitre, nous allons présenter les techniques d'imagerie micro-ondes les plus couramment rencontrées et les systèmes radars utilisés dans l'imagerie.

I.2. Imagerie Micro-onde

I.2.1. Présentation générale

Le terme « imagerie micro-onde » décrit un ensemble de méthodes, destinées à la reconstruction des propriétés d'un objet inconnu par l'intermédiaire de l'interaction de cet objet avec un champ électromagnétique haute fréquence. Les propriétés recherchées peuvent être la position, la forme, les caractéristiques électromagnétiques (d'où on peut en déduire la composition), ou une combinaison de ces grandeurs.

Différentes approches ont été proposées afin d'exploiter l'énergie micro-ondes dans un contexte d'imagerie. On les divise usuellement en trois grandes familles :

l'imagerie passive, les méthodes hybrides et l'imagerie active.

L'imagerie passive consiste essentiellement à distinguer, à l'aide d'un radiomètre microondes, les différences de température entre certaines régions d'un objet sous test (OST) [1]-[3].

Du côté des méthodes hybrides, les microondes sont utilisées pour chauffer certaines régions de l'OST ; les ondes de pression générées par l'extension des zones excitées étant ensuite détectées à l'aide d'un transducteur à ultrasons [1]-[4].

L'imagerie active, enfin, a pour objectif de reconstruire les caractéristiques internes d'un OST, éclairé par différentes sources micro-ondes, à partir du champ électromagnétique diffusé par celui-ci. Elle offre des perspectives intéressantes dans de nombreux domaines d'application. Par exemple : les géosciences, où l'objectif est de déterminer la constitution du sous-sol d'une région donnée [5], le contrôle non-destructif [2], la caractérisation de matériaux[6] et l'imagerie biomédicale [7]. La figure I.1 présente des montages typiques d'IMA.

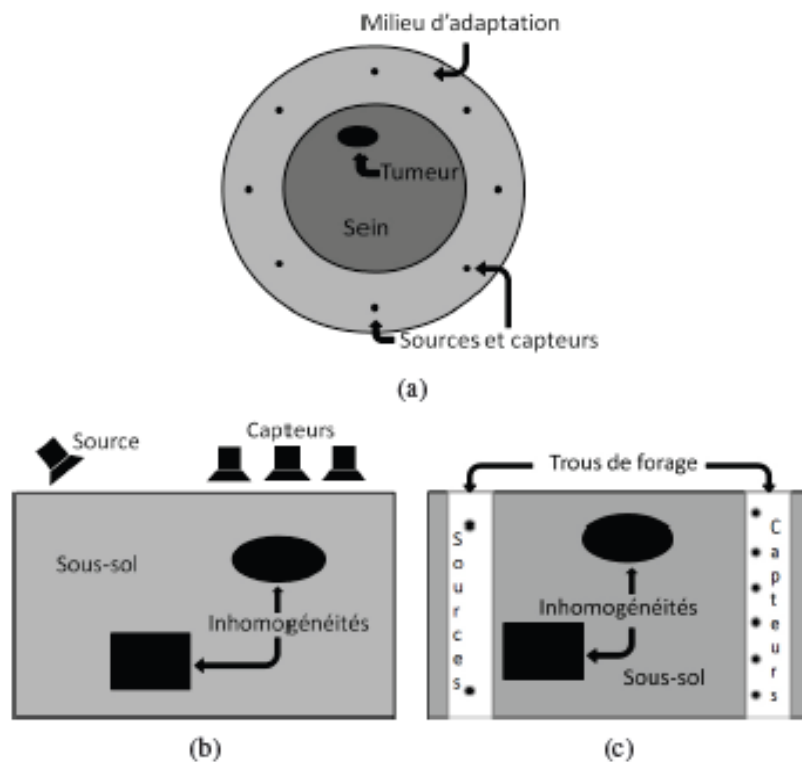


Figure. I.1 Coupes 2-D de montages typiques utilisés en imagerie micro-ondes active :
 (a) détection du cancer du sein (b) géosciences, configuration classique
 (c) géosciences, configuration cross bore-hole.

Pendant ces vingt dernières années, l'intérêt sur les méthodes d'imagerie micro-onde a été croissant. Des applications ont été présentées pour le contrôle non destructif dans les bâtiments, la détection des objets métalliques et diélectriques, comme les mines antipersonnel, ainsi que pour des applications dans le domaine médical sur les tissus biologiques.

On peut définir plusieurs catégories de méthodes, selon une série de critères comme la géométrie du système de mesure, le modèle théorique utilisé et le type de l'information fournie.

L'objet peut bien se trouver en espace libre, ou à l'intérieur d'un domaine supposé connu, dans le cas de l'imagerie des objets enfouis.

Le champ électromagnétique qui interagit avec l'objet inconnu est issu d'une ou plusieurs antennes d'émission. Le champ diffracté qui résulte de cette interaction est mesuré par une ou plusieurs antennes de réception. Le nombre et la façon selon laquelle sont disposés les émetteurs et les récepteurs, sont des caractéristiques supplémentaires des méthodes. Une configuration multi-incidence (multiview) utilise plusieurs émetteurs, ou un seul émetteur qui se déplace. Le terme multistatique (multistatic) désigne la mesure du champ diffracté par plusieurs récepteurs, ou par un seul récepteur qui se déplace. En ce qui concerne la forme du champ incident, on peut distinguer entre les méthodes temporelles et les méthodes fréquentielles.

Le problème étudié en imagerie microonde consiste en la détermination d'un objet inconnu, à partir de la mesure du champ diffracté lors de son illumination par un champ incident connu. Il s'agit d'un problème de diffraction inverse, où le problème direct correspondant consiste à déterminer le champ diffracté par un objet connu, illuminé par un champ incident donné.

Les méthodes qualitatives fournissent des informations sur la présence, la localisation et la forme de l'objet, tandis que les méthodes quantitatives reconstruisent aussi ses propriétés électromagnétiques.

Le problème inverse est mal posé ^[8], c'est-à-dire qu'au moins une des conditions suivantes n'est pas satisfaite :

- Existence de la solution.
- Unicité de la solution.
- La solution est une fonction continue des données.

On pourrait croire que l'existence de la solution est toujours garantie, puisque l'objet qui a donné le champ diffracté existe. Pourtant, la mesure du champ diffracté contient

inévitablement du bruit ; si la troisième condition n'est pas satisfaite, il se peut que les données bruitées ne correspondent plus à un objet. En ce qui concerne la deuxième condition, il a été montré que la non unicité de la solution est due aux sources de courant non rayonnantes ^[9]. Il s'agit de courants induits sur l'objet qui ne contribuent pas au champ diffracté aux points de mesure ^[10]. Ceci implique que le champ diffracté ne contient pas d'information pouvant conduire à leur reconstruction. La troisième condition rend la minimisation du bruit de mesure cruciale pour la qualité de reconstruction. De plus, les méthodes d'imagerie doivent présenter un bon comportement par rapport au bruit, puisque celui-ci ne peut être complètement éliminé. On note que, dans le contexte de la théorie de complexité, un problème mal posé peut être même non résoluble ^[11].

La fonction qui relie les propriétés de l'objet aux valeurs du champ diffracté (la fonction de l'objet), est complexe et non linéaire. Cette non linéarité du problème inverse est due aux phénomènes de diffraction multiple du champ incident ^[12] et elle est davantage présente en hautes fréquences ^[13].

1.2.2. Techniques d'imagerie micro-ondes confocale

L'approche générale dans de tels systèmes est de concentrer un signal micro-ondes d'éclairage à un point particulier dans le volume d'analyse, puis de recentrer le signal réfléchi vers le point d'éclairage. En balayant systématiquement le point focal dans un ensemble de voxels (un pixel en 3D) présélectionnés dans tout le volume d'objet, une image 3D peut être construite.

Selon la façon dont les données sont acquises, il existe trois approches d'imagerie micro-ondes confocale (CMI) qui sont : les mono-statiques ^[14], bi-statiques ^[15] et multistatiques ^[16]. Dans l'approche monostatique, l'émetteur est utilisé comme un récepteur et se déplace pour former une synthèse d'ouverture. Pour l'approche bistatique, une antenne de transmission et une autre de réception sont utilisées. Pour multistatique CMI, une large ouverture réelle (figure I.2) est utilisée pour la collecte des données. Chaque antenne dans le tableau se relaye pour transmettre une impulsion de sondage, et toutes les antennes (dans certains cas, tous sauf l'antenne de transmission) sont utilisées pour recevoir les signaux rétrodiffusés. Multistatique CMI peut être considérée comme un cas particulier de la large

bande multi-entrées multi-sorties (MIMO) radar ^{[17] - [18]} avec les multiples formes d'ondes transmises étant soit des impulsions UWB ou des zéros.

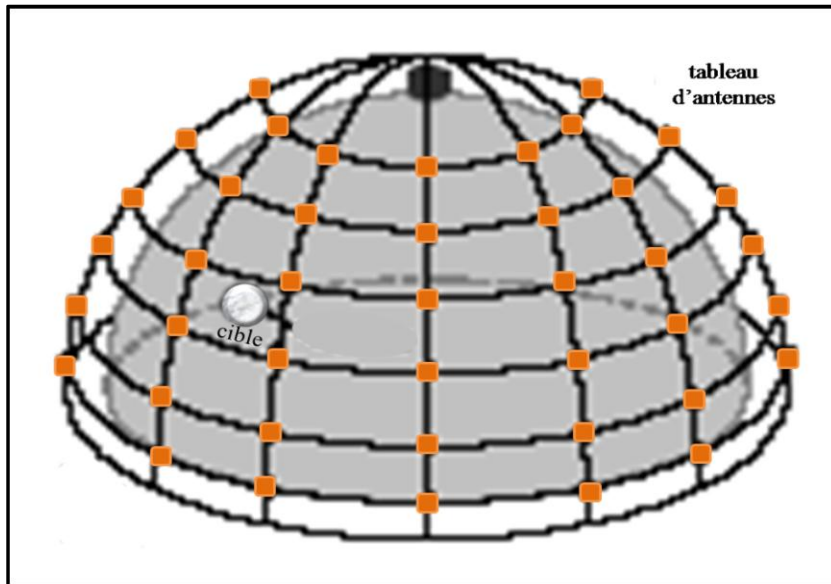


Figure I. 2 : Configuration de réseau d'antennes.

I.2.2.1. Algorithmes de reconstruction

Le défi à l'imagerie CMI est de concevoir des algorithmes de traitement du signal pour améliorer la résolution et de supprimer les fortes interférences. Les algorithmes de traitement du signal peuvent être classés en deux méthodes des données dépendantes (données-adaptative) et des données indépendantes.

Pour les mono et bistatique à ultralarge bande CMI, les algorithmes de formation d'image sont DAS (Delay-And-Sum) ^{[14] - [16]} et le MIST (Microwave Imaging Space-Time) ^[19], deux algorithmes de la méthode des données indépendantes. Par contre la méthode des données adaptatives utilise le RCB ^[15] (Robust Capon Beamforming) et l'APES (Amplitude and Phase EStimation) ^[15] algorithmes pour la formation des images. Les méthodes d'adaptation des données en général sont plus performantes que leurs homologues de données indépendantes. Pour le cas multistatique ultra-large bande CMI, les méthodes DAS ^[16] et RCB-adaptative ^[20] ont été envisagées.

Il est bien connu que l'imagerie radar UWB classique ne parvient pas à atteindre la résolution désirée due à la limité d'ouverture d'antenne ^[21]. Cette limitation peut être surmontée en utilisant la technique de retournement temporel, car elle offre une meilleure

résolution focale ^{[21] - [22]} en augmentant l'ouverture d'antenne virtuellement. La méthode de retournement temporel a été largement utilisée dans de nombreuses applications qui utilisent la propriété de recentrage pour détecter et localiser une cible au moyen de la simulation numérique ou virtuelle imagerie ^[21].

I.2.2.2. Technique adaptative Multistatique d'imagerie micro-ondes confocale

La technique adaptative Multistatique d'imagerie micro-ondes (MAMI) est une méthode qui permet de former des images à travers l'énergie rétrodiffusée captée par un réseau d'antennes. Une étude comparative entre les différentes techniques montre que la méthode MAMI a une résolution meilleure et une grande capacité de rejeter les interférences et les bruits que les autres méthodes ^[22].

Pour un endroit d'intérêt (ou point focal), les données complètes multistatique enregistrées peuvent être représentées par un cube, comme le montre la figure (I. 3). MAMI emploie les données adaptatives d'algorithme RCB ^[23] en deux stades. Au premier, MAMI-1 coupe le cube des données correspondant à chaque indice de temps, et traite la tranche des données par le formateur de faisceau robuste Capon (RCB) ^{[23] - [24]}; pour obtenir des estimations de forme d'onde rétrodiffusées à chaque instant. Selon ces estimations, à l'étape II une forme scalaire d'onde est récupérée au moyen du même l'algorithme, l'énergie est utilisée comme une estimation de l'énergie rétrodiffusée du point focal.

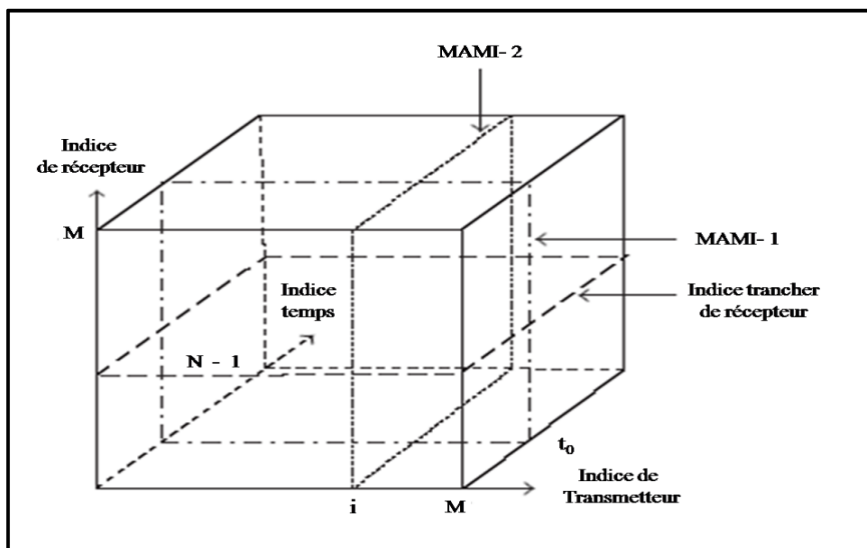


Figure I. 3 : Multistatique CMI modèle cube des données.

Une autre façon de découper le cube des données dans le stade I avant d'appliquer l'algorithme RCB est de sélectionner une tranche correspondant à chaque indice d'antenne d'émission figure (I. 3). L'approche ainsi obtenu est dénommé MAMI-2.

« Jian Li et Petre Stoica » ^[25] montrent que MAMI-2 tend à produire de meilleures images que MAMI-1 pour un fort rapport signal d'entrée sur interférence et bruit (SINR), mais des mauvaises images pour un faible (SINR), et ils montrent aussi que la combinaison de MAMI-1 et MAMI-2 donne de bonnes performances dans tous les cas de SINR.

I.3. Différents systèmes radar

Les systèmes SPR (*Surface plasmon resonance*) développés pour détecter des inhomogénéités à travers une interface se basent sur la propagation d'ondes électromagnétiques à travers un milieu et l'analyse des signaux diffractés issus de l'interaction onde-matière résultante. Cette propagation dépend beaucoup des propriétés diélectriques et de la topologie du milieu. En effet, le contraste de permittivité entre le milieu et ses irrégularités conduit à la création de courants de polarisation, qui rayonnent à leur tour un champ diffracté vers le système. La mesure de ce champ aboutit à la détection et la localisation des inhomogénéités. L'estimation sur la profondeur est néanmoins plus difficile car elle requiert à la fois une mesure précise sur le délai d'obtention du signal réfléchi mais aussi une connaissance a priori sur le milieu afin de transposer cette information en distance. Les premiers radars qui émettaient en continu ne disposaient pas de cette fonctionnalité de localisation : le marquage temporel du début de la transmission et celui des premières ondes diffractées est inapproprié pour cette technologie. Ce problème a été circonvenu dans les systèmes ultérieurs par la modulation de l'onde émise.

Il existe trois classes de SPR selon la technique employée : impulsion réelle, modulation de fréquence et impulsion synthétique.

D'autres évolutions comme le développement d'antennes appropriées à la détection subsurface et leur multiplication pour un même système ont contribué à l'amélioration des performances générales. Nous étudions dans cette partie les choix nécessaires à la conception d'un système radar multistatique-multifréquence.

I.3.1. Radar conventionnel et SPR

La principale différence tient bien évidemment dans le milieu d'investigation, l'air pour le premier et un matériau pour le second. Alors que l'air est reconnu comme un milieu atténuant peu les ondes électromagnétiques, ce n'est pas du tout le cas des sols et autres matériaux géologiques, en particulier ceux à forte teneur en eau. À l'image des adaptations nécessaires pour les applications microondes sous-marine, les SPR doivent intégrer un compromis entre la résolution du système, la profondeur de pénétration et éventuellement le volume de données par unité de temps. La fréquence centrale et la largeur de bande doivent aussi être correctement choisies selon le milieu d'investigation afin de minimiser l'atténuation sur le signal réfléchi.

Plus largement, le problème général de détection n'est pas le même. Le radar conventionnel a pour objectif de détecter, localiser et si possible identifier un mobile dans son champ de vision. Selon l'application souhaitée, le système est donc incorporé dans une structure ou embarqué à bord d'un véhicule (Figure I.4) limitant par le volume du radar et surtout de ses antennes. Pour la détection d'objets enfouis, c'est au système de détection d'être déplacé sur le site d'investigation, conduisant à l'élaboration d'un dispositif portable ou embarqué, et limitant ainsi sa taille (figure I.5 et ^[26] dans le cas de GPR). Finalement, alors que les deux types de radar tendent vers une résolution optimale, le SPR doit employer des techniques avancées pour détecter les cibles enfouies profondément, pour compenser la forte absorption du milieu, mais aussi celles affleurantes, l'interface air-milieu étant le siège de réflexions multiples avec les diffuseurs.



Figure I.4 : Photographies de radars conventionnels, dans le sens de lecture : radar terrestre, radar maritime embarqué, radar météorologique, radar aérien embarqué



Figure I.5 : Deux exemples de GPR

Quoiqu'il en soit, tout système radar suit néanmoins le même organigramme (figure I.6) :

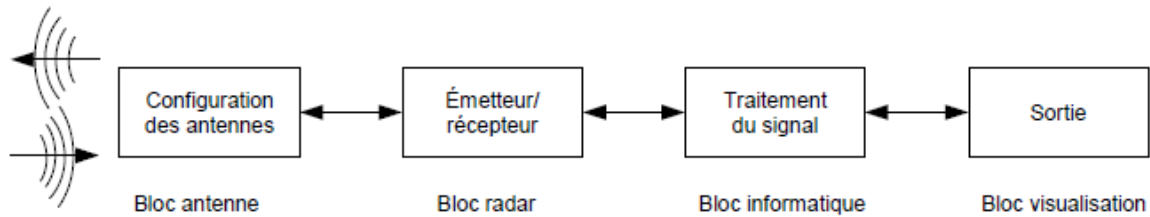


Figure I.6 : Chaîne de traitement d'un radar

Le module « antenne » représente les transducteurs qui interagissent avec le milieu extérieur. Des paramètres tels que la bande passante, le nombre d'antennes et la géométrie du réseau sont optimisés en fonction des autres modules du système. Le module « radar » a la charge de générer l'onde émise et de démoduler l'onde reçue. Le module « informatique », sur site ou hors site, contient des procédures de calibration et d'optimisation des mesures, il doit fournir au module « visualisation » des échantillons au format désiré. Il est donc possible d'améliorer les mesures en optimisant chaque bloc.

I.3.2. Classe de SPR selon l'onde émise

Nous décrivons dans cette section trois alternatives possibles pour concevoir un bloc radar performant pour un SPR, en commençant par la plus répandue, et nous nous attachons à présenter les avantages de chacun ^[27]. Cependant, la plupart de ces radars faisant appel à la technologie ultra large bande, nous en rappelons les fondements dans ce qui suit.

I.3.2.1. L'ultra large bande

Le terme ultra large bande en lui-même n'est apparu qu'il n'y a qu'une vingtaine d'années, d'autres appellations sont donc couramment employées comme technologie sans porteuse ou signal en bande de base. Le concept repose sur la génération, la transmission et la réception d'une impulsion radiofréquence d'une durée extrêmement courte. L'étendue spectrale de ce type de signal est alors très large mais sa densité spectrale de puissance reste faible. La définition donnée pour qu'un signal soit désigné comme ultra large bande tient dans le rapport de la largeur de bande à la fréquence centrale pour 90% de la puissance émise. Ainsi un signal sera qualifié d'Ultra Large Bande (ULB) si ses bornes en fréquence satisfont :

$$BP_{rel} = \frac{2 \cdot (f_h - f_b)}{(f_h + f_b)} > 0.2 \quad (\text{I.1})$$

Ce seuil est généralement crucial en télécommunications, mais la plupart des SPR émettent sur une bande de fréquence bien plus large, souvent plus d'une octave (avec : $BP_{rel} > 0,67$).

Un bref historique de cette technologie présenterait le premier livre qui introduisit le concept initial des émetteurs et récepteurs ULB dans le domaine public [28]. Puis, des brevets furent déposés pour l'utilisation de signaux ULB dans de nombreuses applications, tant dans les domaines de la communication que des radars [29]. Avec la conception d'un radar ULB subsurface dénommé GSSI, la société éponyme bénéficia d'une forte croissance commerciale [30]. Enfin, des études empiriques menées par *van Etten* sur la conception de systèmes et les profils d'antennes finalisèrent le concept [31]. Plus tard, seules des améliorations vîrent le jour concernant les composants (antennes, générateur-modulateur de trains d'impulsions, multivibrateurs monostables, détecteurs synchrones, etc...).

Le succès de la technologie ULB tient dans les bénéfices qu'elle offre. De hauts débits de données sont atteignables, les performances multicanaux conduisent à une bonne capacité sans fil pour les communications; en radar, la propagation des ondes à travers des obstacles variés est possible, ainsi qu'une grande précision en localisation dans un environnement propice aux trajets multiples. D'autres considérations sont aussi évoquées : le faible coût engendré par l'emploi fréquent d'une technologie CMOS et la coexistence avec les interférences ne perturbant pas les systèmes déjà présents. Ainsi de nombreux systèmes radars ont été développés sur ce concept : pour la détection et l'imagerie de cibles (enfouies ou non), la discrimination entre plusieurs cibles, la poursuite d'objets dans un milieu donné (tracking) et la détection de personnes dans des situations de surveillance ou d'urgence. Concernant les SPR, l'ultra large bande est employé afin d'atteindre une résolution de l'ordre du centimètre en conservant une pénétration de plusieurs mètres.

I.3.2.2. Radar impulsif

Le radar subsurface impulsif est le plus largement utilisé, principalement en raison de la facilité d'interprétation des données qu'il produit.

L'émission d'une impulsion électromagnétique très brève spectre sur une très large bande de fréquence souvent de durée inférieure à la nanoseconde, permet ensuite d'enregistrer les échos réfléchis par les hétérogénéités du milieu sondé. Même si l'impulsion peut présenter un pic de puissance très important pour maximiser la pénétration, sa brièveté conduit à une puissance moyenne faible. De nombreuses productions scientifiques sont disponibles concernant les radars impulsifs [32]-[33]-[34].

I.3.2.3. Radar à modulation de fréquence

Regroupés sous le terme FM-CW, sigle anglais de *Frequency Modulated – Continuous Wave*, ils sont construits à l'aide d'un VCO – *Voltage Controlled Oscillator* – afin de faire varier la fréquence [35]. La modulation intervient le plus souvent linéairement, nous présentons ici un diagramme comportant aussi les réponses de deux cibles (Figure I.7) :

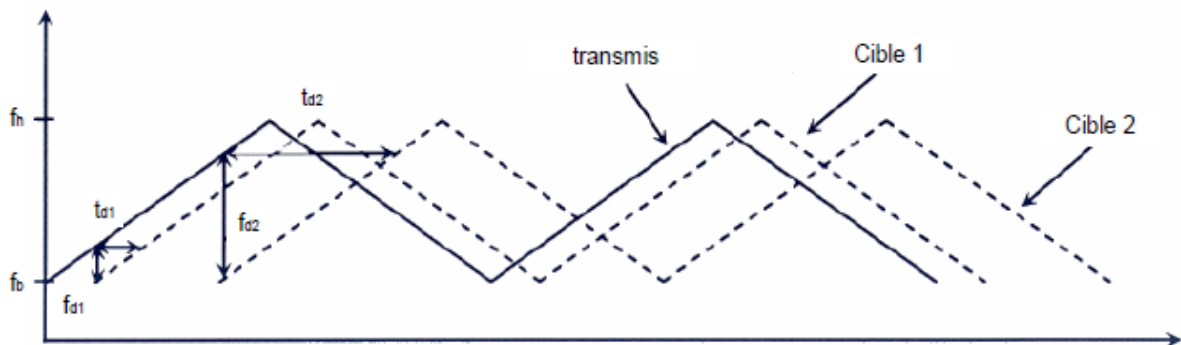


Figure I.7 : Diagramme d'une modulation linéaire en fréquence avec deux réponses de cibles

La différence en fréquence, f_{di} , entre les signaux émis et réfléchis est proportionnelle au temps de trajet aller-retour, t_{di} , depuis l'inhomogénéité i . Cette solution convient bien pour la détection d'un nombre restreint de cibles.

I.3.2.4. Radar à saut de fréquence

Ces systèmes aussi appelés SF-CW ou FH-CW, respectivement *Stepped Frequency* et *Frequency Hopping – Continuous Wave*, modulent la fréquence mais de manière discrète, entre deux bornes et pour un nombre fini de points. Les amplitudes et phases des signaux diffractés sont mesurés pour chaque saut en fréquence, la reconstruction d'un signal temporel est ensuite possible par transformée de Fourier. Ce procédé reçoit alors le titre d'impulsion synthétique, car la détection et la localisation sont réalisées sur des données temporelles. Avec une grande liberté sur la résolution fréquentielle, la bande passante et le nombre de points d'acquisition, ce type de système est couramment utilisé. Ainsi le GPR à saut de fréquence présenté dans ^[36] a été configuré pour la détection de mines anti-personnelles, ses performances indiquent une résolution longitudinale de $3,4\text{ cm}$ à la distance maximale de $4,3\text{ m}$, sur la bande de fréquence $[400-4845]\text{ MHz}$. De plus, le système a été calibré afin de tenir compte de la variation de la puissance émise selon la fréquence, de la réponse en fréquence (amplitude et phase) de l'électronique employée et de la dépendance des antennes employées vis-à-vis de la fréquence. Les modules d'un radar à impulsions synthétiques fonctionnant sur la bande $[0,3-3]\text{ GHz}$ avec une résolution de 15 cm sont décrits dans ^[26]. Un problème de tomographie microonde 3D est étudié dans ^[37] avec un radar à sauts de fréquence basé sur la parallélisation de 3 canaux distincts pour étudier différentes profondeurs simultanément. Les performances d'autres radars sont étudiées dans ^[38] au regard de la dynamique de détection et dans ^[39] concernant les sites archéologiques et la profondeur atteinte. Alternativement, des propositions pour améliorer la rapidité du traitement des données sont formulées dans ^[40].

I.3.3. Choix du type de radar

Le potentiel d'adaptabilité d'un système à impulsions synthétiques a suscité beaucoup d'intérêts pour la conception d'un radar. Un analyseur de réseau vectoriel permet de disposer à la fois d'une source pour la modulation de fréquence et d'un récepteur doté d'une bonne sensibilité. Ce type d'appareil est aussi configurable pour s'intégrer facilement dans une chaîne d'acquisition et répondre à des commandes de la norme IEEE-488 Interface Bus.

I.4. Antennes pour SPR

Nous avons évoqué les avantages obtenus par l'émission d'impulsions très brèves, réelles ou synthétiques, mais cela nécessite l'emploi de transducteurs adaptés. En effet, l'impulsion ne doit pas être déformée, en durée, par l'antenne sous peine de perdre les bénéfices escomptés. C'est pour cela que les antennes employées dans les SPR doivent présenter une faible dispersion. De plus, il faut prêter une attention particulière au gain des antennes employées. Selon la configuration des antennes, il faut choisir une antenne avec une large ouverture de rayonnement – faible gain – ou un réseau d'antennes de plus fort gain. Plusieurs types d'antennes large bande ont déjà été utilisées dans des systèmes de détection d'objets enfouis et leurs caractéristiques évaluées ^[41] : leur gain se situe dans l'intervalle $[1-15]$ dBi.

I.4.1. Antennes élémentaires

Sont regroupés sous ce terme les monopôles, dipôles cylindriques ou biconiques, les antennes papillons (figure I.8). Ces antennes sont caractérisées par une polarisation linéaire, une faible directivité

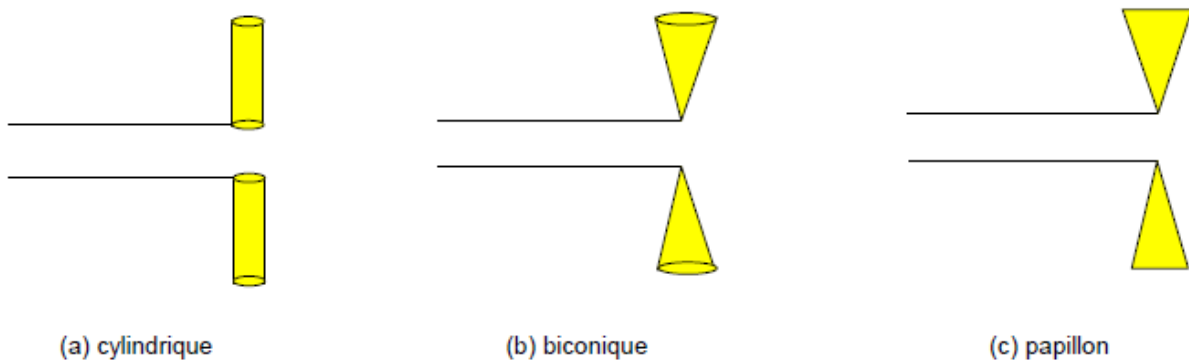


Figure I.8 : Trois profils d'antennes élémentaires

et par conséquent un faible gain. L'introduction des monopôles et dipôles chargés résistivement a contribué à l'amélioration de leur réponse impulsionnelle et un élargissement de leur bande passante. Ces antennes imposent parfois un encombrement important par leur

géométrie, ce qui limite leur intégration. Par ailleurs, la topologie de ces antennes ne permet pas une maîtrise du rayonnement arrière ni du couplage direct entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception.

I.4.2. Antennes « indépendantes » de la fréquence

Nous retrouvons dans cette catégorie les antennes spirales logarithmiques planes (parfois coniques) et l'antenne log-périodique (Figure I.9) :

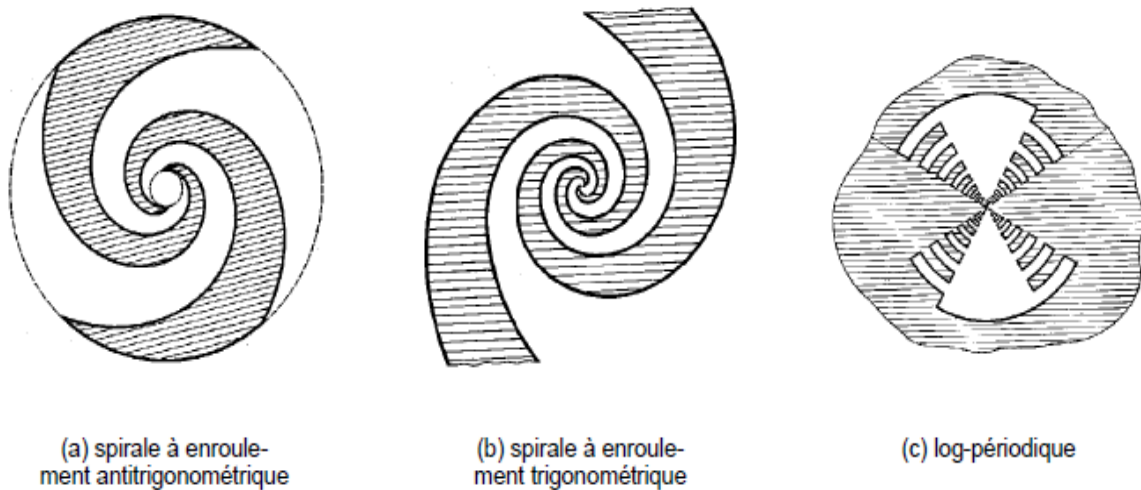


Figure I.9 : Exemples d'antennes indépendantes de la fréquence

En pratique, il existe des limites de fréquences basse et haute imposées par les diamètres maximal et minimal respectivement. De plus, ce sont des antennes fortement dispersives. Le champ rayonné par une antenne spirale est généralement à polarisation circulaire, dont le sens est donné par l'enroulement de la spirale. Pour une antenne log-périodique, le champ rayonné est unidirectionnel.

I.4.3. Antennes à ouverture

Nous parlons ici des antennes cornets, distinguant deux familles : celle à paroi lisse et celle à paroi rainurée (*corrugated horns*). Elles présentent un comportement large bande avec une grande pureté de polarisation. Leur gain est satisfaisant, entre 5 et 15 dB, avec un lobe de

rayonnement directif. Cependant, leur encombrement est important, limitant leur utilisation à des configurations monostatique ou bistatique.

I.4.4. Antennes à ondes progressives

Appelées aussi résonnantes, cette classe regroupe les antennes en hélice, cierges, filaires et les dipôles taillés en V. Pour la plupart, les rayonnements sont unidirectionnels. Nous en présentons deux types (figure I.10) :

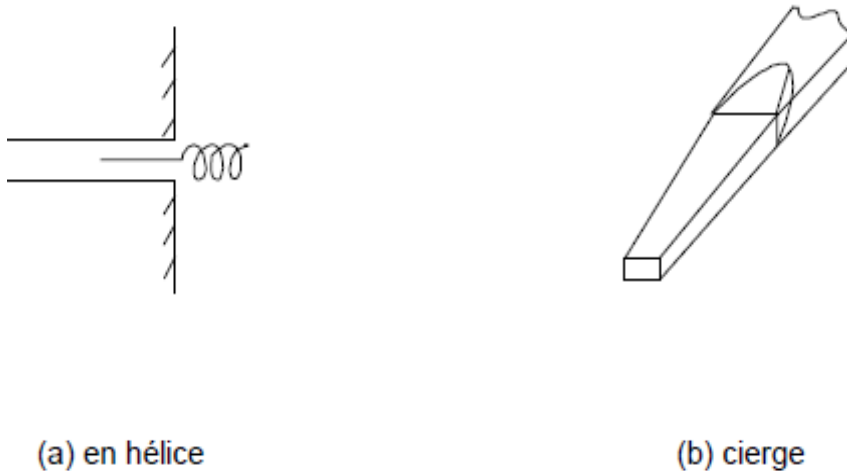


Figure I.10: Antennes à onde progressive

D'une manière générale, toutes ces antennes présentées jusqu'à maintenant sont difficiles à mettre en place dans un réseau à cause de leurs dimensions ou leur poids.

I.4.5. Antennes à transition progressive

Les antennes à transition progressive ou TSA (*Tapered Slot Antenna*) présentent des avantages certains : comportement large bande, faible polarisation croisée, encombrement minimal (antennes imprimées), bonne directivité et séparation de la partie rayonnante par rapport au circuit d'alimentation. Il reste alors à déterminer le profil de la transition progressive de l'antenne parmi plusieurs disponibles (figure I.11) :

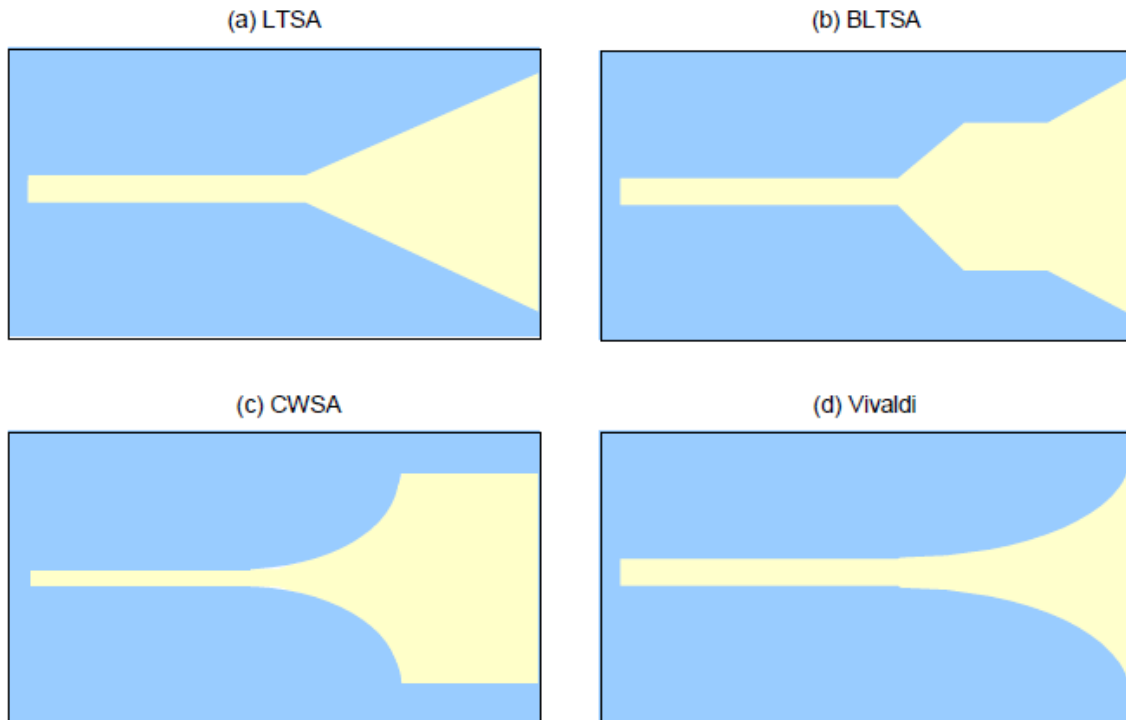


Figure I.11 : Profils d'antennes à transition progressive

– (a) linéaire (*Linearly TSA*) est la plus facile à réaliser. Ses deux paramètres sont la hauteur et la longueur d'ouverture. Elle présente pourtant un niveau de polarisation plus élevé, ce qui est contradictoire avec le projet de mise en réseau.

– (b) à ligne brisée (*Broken LTSA*), dépend d'un plus grand nombre de paramètres que l'antenne LTSA et permet de mieux contrôler le rayonnement, avec une polarisation croisée plus faible.

– (c) à profil exponentiel puis à largeur constante (*Constant-Width SA*) permet elle aussi de contrôler le rayonnement en modifiant ses paramètres.

– (d) Vivaldi ou ETSA, car d'un profil exponentiel ou elliptique, dont les caractéristiques dépendent des 3 paramètres que sont la longueur, la hauteur et l'ouverture. Cette antenne

présente une faible polarisation croisée. Le choix a été fait de travailler sur un profil d'antenne de type ETSA en vue de son intégration dans un réseau multi-capteur.

I.5. Configuration des antennes

Nous décrivons ici les possibilités d'un système pour collecter des données sur une grille de mesure 1D ou 2D en fonction des besoins d'imagerie.

I.5.1. Configuration bistatique

Dans cette optique, chaque voie est conçue séparément. Ainsi, la voie d'émission peut intégrer une antenne à fort gain et délivrer une puissance élevée, celle de réception privilégie une antenne à rayonnement omnidirectionnel et une sensibilité maximale (figure I.12) :

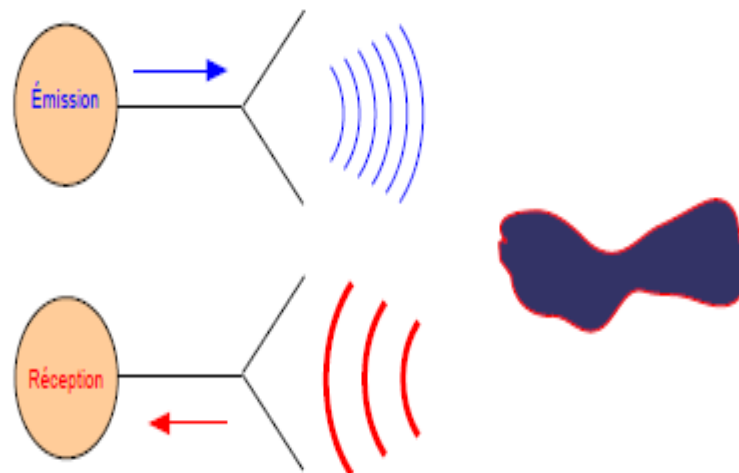


Figure I.12 : Radar en configuration bistatique

Les antennes sont ensuite suffisamment espacées l'une de l'autre, écartement supérieur à $\lambda_{max}/2$, pour ne pas être considérées identiques – sinon la configuration est dénommée bistatique faible. Leur déplacement est souvent assuré par l'embarquement du système sur une plateforme mobile (figure I.13). Intervient alors la notion de couplage qu'il convient de traiter, le problème de la mesure du positionnement et de la robustesse générale du système doivent aussi être considérés.

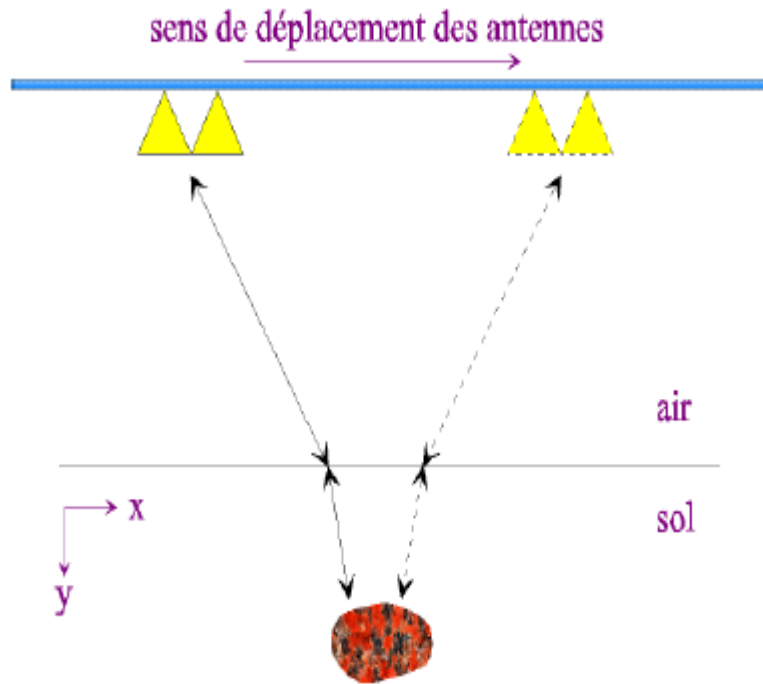


Figure I.13 : Acquisition de données 2D pour un GPR bistatique

I.5.2. Configuration multistatique

Dans cette alternative, une ou plusieurs antennes sont utilisées pour l'émission, plusieurs autres antennes pour la réception, comme présenté sur la figure I.14 :

Il s'agit dès lors d'une mise en réseau, le plus souvent linéaire, où les commutations sont réalisées électroniquement. L'avantage de cette architecture tient bien sûr dans la rapidité d'acquisition, en balayant successivement les éléments du réseau (figure I.14). La technique est onéreuse mais assure des résultats précis devant l'immobilité relative des capteurs du système.

En effet, cette configuration est la seule possible dans des applications de contrôle de chaussées, où le système est piloté à partir d'un véhicule en mouvement.

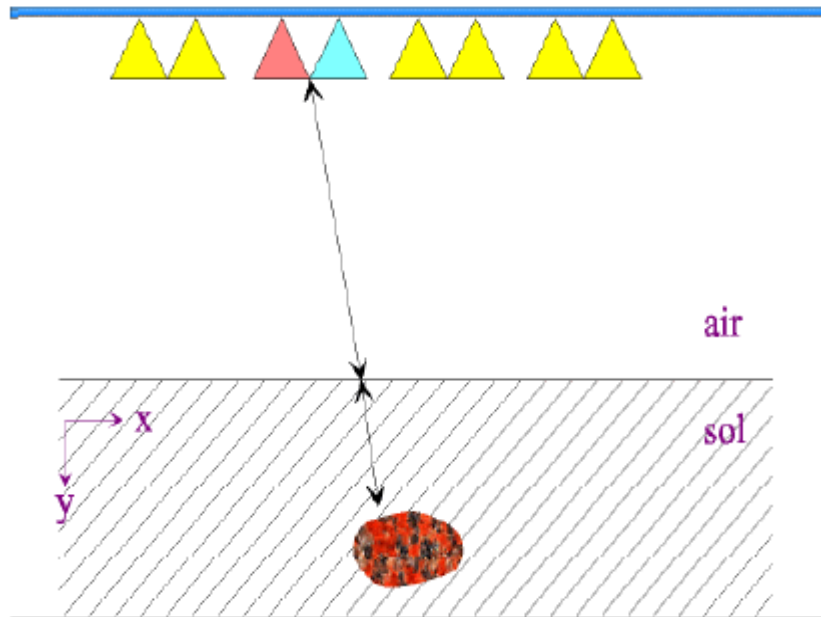


Figure 1.14 : Acquisition de données 2D par un radar multistatique

I.6. Conclusion

Dans cette partie, une revue des différentes techniques d'imagerie micro ondes dans les systèmes modernes de détection et de localisation des objets sont présentées. Un état d'art et les challenges des diverses algorithmes adaptés pour de telles applications ont été alors énumérés. Ensuite, nous avons présenté la technique d'imagerie micro ondes confocale ou radar et leur différentes approches à savoir mono, bi et multistatiques. Dans le prochain chapitre, une autre technique d'imagerie sera présentée à savoir la tomographie micro-ondes.



CHAPITRE II :

TOMOGRAPHIE MICRO-ONDES

II.1. Introduction

La tomographie microonde est prometteuse en tant qu'une nouvelle technique pour la détection précoce du cancer du sein. Sa base physique est le contraste important entre les propriétés diélectriques de la santé tissu mammaire et les tumeurs malignes à des fréquences de micro-ondes. Faisant usage de cette caractéristique, Les systèmes d'imagerie à micro-ondes visent à détecter, localiser et caractériser les tumeurs du sein.

Dans ce chapitre, nous essayons de mettre exergue les particularités de la tomographie micro-ondes appliqués au cancer du sein.

II.2. Technique d'imagerie micro ondes tomographique

Le contraste entre les propriétés diélectriques de l'objet crée la diffusion multiple de l'onde dans l'objet, cela pose un problème non linéaire de diffusion inverse. Les méthodes tomographiques sont basées sur la résolution de ce problème, et ils sont divisés en deux groupes différents. Premièrement, la tomographie par diffraction, une approche linéaire, qui utilise l'approximation de Born ou Rytov, est une méthode de calcul très efficace pour obtenir des quasis imageries en temps réel [42] – [43] – [44], et dans les situations des objets à faibles pertes et à faible contraste. Dans les situations des objets à contraste élevé, des méthodes non linéaires sont nécessaires.

Le deuxième groupe, est une approche non linéaire déterministe introduite par « Joachimowicz » et « Chew » dans le début des années 90 [45]. De plus, « Caorsi » a contribué très tôt dans ce domaine [46]. La méthode est basée sur une optimisation itérative d'une fonction d'objet pour résoudre le problème inverse d'imagerie micro ondes. En raison de la non-linéarité du problème de diffusion inverse Eq (II.1), un algorithme de reconstruction itératif dans lequel une fonction de coût est réduite au minimum est nécessaire. Le champ diffusé dépend de deux types d'inconnues, la permittivité complexe et la totalité du champ à l'intérieur de l'objet, qui sont liés par une contrainte de domaine d'intégration de l'équation. En ce qui concerne ces inconnues, la plupart des méthodes de reconstruction peut être divisé en deux catégories

$$e_s(\vec{r}) = \iint_S G(\vec{r}, \vec{r}') C(\vec{r}') e(\vec{r}') dr' \quad (\text{II. 1})$$

Où G est la fonction de Green.

$$\text{Avec} \quad C(\vec{r}) = k^2(\vec{r}) - k_1^2 \quad (\text{II. 2})$$

Où k_1 et $k(\vec{r})$ sont les constantes de propagation dans un milieu homogène et inhomogène respectivement.

Dans la première approche (cas classique), l'inconnu (champ total) est éliminé du problème ce qu'on l'appelle "le Problème directe", de telle sorte que la fonction de coût Eq(II.1) ne dépend que de la permittivité complexe ^[47]. Les algorithmes de calcul sont très lourds, par conséquent l'imagerie en deux dimensions (2D) est généralement utilisée. Dans la seconde approche (modification du gradient), la contrainte domaine d'intégration de l'équation est ajoutée comme un second terme à la fonction de coût, qui est ensuite réduite au minimum pour les deux types d'inconnues en utilisant un schéma d'optimisation du gradient conjugué ^{[48] - [49]}.

Récemment, pour éviter les minima locaux, des systèmes alternatifs de l'optimisation ont été rapportés, tel que l'inversion de régularisation multiplicative de contraste source (Multiplicative Regularization Contrast Source inversion), ce qui donne un calcul efficace en particulier pour les solutions de situation 3D qui été introduite par « Abubakar » ^{[50] - [51]}, on trouve aussi les méthodes d'optimisation globale qui utilise les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques présentés par « Caorsi » ^{[52] - [53] - [54]}. Ces méthodes évitent les minima locaux, toutefois par un ralentissement de la convergence et un temps de calcul plus élevé.

Il est connu que les basses fréquences réduisent l'influence de la non linéarité de phase et stabilisation de l'algorithme, alors que les fréquences les plus élevées augmentent la résolution, une combinaison va probablement améliorer la reconstruction. Cependant, inclure la dépendance de fréquence de la permittivité dans l'algorithme de reconstruction est une tâche difficile, selon les études de « Q. Fang, P. M. Meaney » et « K. D. Paulsen » dans ^[55]. Les Futurs efforts de recherche sont vraisemblablement orientés dans cette direction.

II.3. Tomographie par diffraction

Les premières méthodes d'imagerie microonde ont été présentées au début des années 1980, pour des objets en espace libre ^[56] ainsi que pour des objets enfouis, avec des applications dans le domaine biomédical ^[57]. Ces méthodes utilisent la tomographie par diffraction (diffraction tomography, dt), une technique appliquée pour la première fois à l'imagerie ultrasonore et dont la théorie avait été développée plusieurs années plus tôt ^[58].

On peut considérer la tomographie par diffraction comme une extension de la tomographie numérisée (computerized tomography, ct). Elle prend en compte la propagation non rectiligne des ondes électromagnétiques, tandis que la tomographie numérisée – utilisée dans l'imagerie à rayons x – suppose une propagation en ligne directe. Le champ total à l'intérieur de l'objet inconnu est approché suivant les hypothèses de Born ou de Rytov. Par la suite, le théorème de diffraction par projection de Fourier ^[59] conduit à une relation linéaire entre la fonction de l'objet et le champ diffracté mesuré.

Le champ total à l'intérieur de l'objet est, par exemple, approché à l'aide de l'approximation de Born : le champ diffracté est considéré faible devant le champ incident, cela revient à utiliser l'expression du champ incident à la place du champ total. Puis, le théorème de diffraction par Fourier conduit à une relation linéaire entre la fonction de l'objet et le champ diffracté mesuré. Pour ce théorème, dans le cas d'un objet éclairé par une onde plane incidente, la transformée spatiale de Fourier du champ diffracté coïncide avec un arc de la transformée spatiale bidimensionnelle de Fourier de la fonction de l'objet. Plusieurs fréquences et différents angles d'incidence permettent d'aboutir au spectre de la fonction de l'objet puis, par transformée inverse, aux propriétés du dit objet. Le noyau des calculs est basé sur des transformées de Fourier rapides, cela autorise des résultats en temps *quasi* réel. Par contre, si la résolution théorique est de $\lambda/2$, elle est difficile à atteindre. De plus, cette méthode est limitée dans son champ d'application selon l'approximation choisie (produit du diamètre de l'objet par son indice de réfraction inférieur à 0,25 dans le cas de l'approximation de Born).

Selon ce théorème – qui est l'extension de la transformée de Radon au cas de la propagation non rectiligne – dans le cas d'un objet illuminé par une onde incidente plane, la transformée spatiale de Fourier du champ diffracté, mesuré sur une ligne perpendiculaire à la direction de propagation du champ incident, coïncide avec un arc de la transformée spatiale bidimensionnelle de Fourier de la fonction de l'objet. En utilisant plusieurs fréquences et angles d'incidence, on obtient le spectre spatial de la fonction de l'objet, et par une transformée de Fourier inverse, les propriétés de l'objet.

Comme la tomographie par diffraction résout un problème linéaire, les phénomènes de diffraction multiple ne sont pas pris en compte. Malgré cela, cette méthode est appliquée encore aujourd'hui dans des systèmes de détection d'objets enfouis ^[60] surtout quand la vitesse de calcul est plus importante que la précision du résultat.

II.3.1. Problème de diffraction directe

On considère un problème électromagnétique, invariable par translation selon l'axe z . Dans ce cas, toutes les grandeurs du problème sont indépendantes de la variable z . Si on suppose, en plus, que le champ magnétique est transversal à l'axe de symétrie, le champ électrique n'a qu'une seule composante non nulle, $E(\rho, \omega) = E_z(\rho, \omega)z'$ où $\rho = x'x + y'y$. Cette configuration décrit un problème bidimensionnel de polarisation transverse magnétique, 2D-TM.

Pour des problèmes inhomogènes, dans des milieux non magnétiques et aux endroits sans sources de courants et de charges, le champ électrique satisfait l'équation homogène bidimensionnelle de Helmholtz :

$$\nabla_{xy}^2 E_z(\rho, \omega) + k^2(\rho, \omega) E_z(\rho, \omega) = 0 \quad (\text{II.3})$$

Où

$$\begin{aligned} k(\rho, \omega) &= \omega \sqrt{\hat{\epsilon}(\rho, \omega) \mu_0} && \text{constante de propagation complexe} \\ \hat{\epsilon}(\rho, \omega) &= \epsilon(\rho, \omega) - j \frac{\sigma(\rho, \omega)}{\omega} && \text{constante de permittivité complexe} \\ \nabla_{xy}^2 &= \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} && \text{laplacienne en deux dimensions.} \end{aligned}$$

On considère ici deux milieux semi-infinis, séparés par certain nombre de couches d'épaisseur finie. La Figure II.1 représente une coupe bidimensionnelle de la géométrie. Tous les milieux sont supposés homogènes, à l'exception du dernier, à l'intérieur duquel se situe le milieu inhomogène D_d . On peut écrire :

$$k(\rho, \omega) = \begin{cases} k_i(\omega) & \rho \in D_i \quad i = 1, \dots, \dots, N_L \\ k_d(\rho, \omega) & \rho \in D_d \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

et de la même façon pour $\hat{\epsilon}(\rho, \omega)$, $\sigma(\rho, \omega)$ et $\sigma(\rho, \omega)$.

En se référant à la géométrie décrite ci-dessus, on considère des problèmes de diffraction électromagnétique où le champ incident provient du milieu D_1 et le milieu D_d constitue l'objet diffractant.

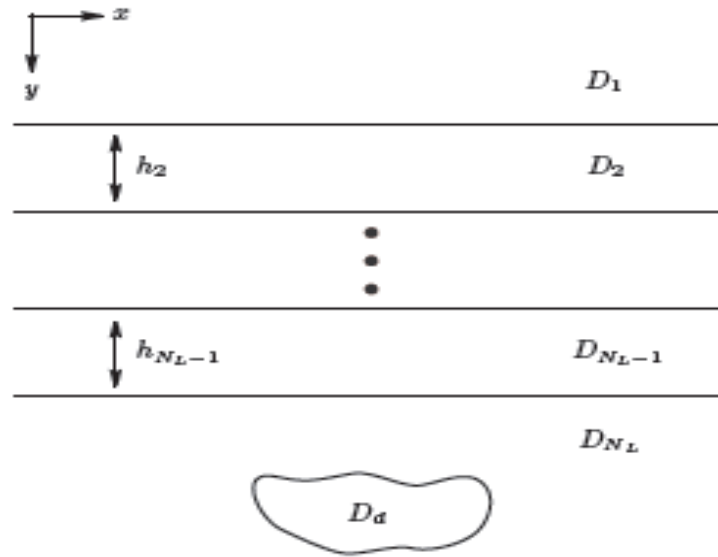


Figure. II.1 : Géométrie multicouche du problème bidimensionnel

II.3.2. Problème de diffraction inverse

On examine ici le problème de reconstruction des paramètres électromagnétiques du domaine D_d , connaissant le champ incident, les propriétés des milieux qui l'entourent et le champ diffracté par celui-ci.

Les données du problème sont :

– les propriétés des N_L milieux de la Figure II.1

$$\varepsilon_i (i = 1, \dots, N_L), h_i (i = 2, \dots, N_L - 1)$$

– la position des NC cellules du domaine D_d

– la position des NM points de mesure à l'intérieur du domaine D_1 ; on note LM l'ensemble de ces points

– le champ incident aux centres des NC cellules, pour chacune des N_F fréquences et N_S émissions

$$e_{f,s}^{(i)} \text{ ou } E_f^{(i)} \quad (f=1, \dots, N_F, s=1, \dots, N_S)$$

– le champ diffracté aux NM points de mesure, pour chacune des N_F fréquences et N_S émissions

$$e_{f,s}^{(s)} \text{ ou } E_f^{(s)} \quad (f=1,\dots,N_F, s=1,\dots,N_S)$$

et les inconnues sont les valeurs de la permittivité et de la conductivité de chaque cellule.

On suppose que l'objet diffractant soit un milieu non dispersif, dans ce cas ses propriétés sont indépendantes de la fréquence. On peut alors écrire pour la matrice de contraste $C(\epsilon_r, \sigma)$ en omettant la dépendance implicite de la fréquence. De plus, on peut définir le vecteur $x = (\epsilon_r^T \ \sigma^T)^T$ qui contient les 2NC valeurs de permittivité et conductivité, et écrire $C(x)$.

Le but du problème inverse est de trouver le vecteur x . Pour y parvenir, on applique une méthode itérative : on commence par une valeur initiale x^0 pour créer une série de vecteurs, afin de trouver les propriétés d'un objet qui donne le même champ diffracté que l'objet inconnu.

II.3.3. Problème mal posé

Dans cette section, nous allons donner un bref aperçu de notions importantes de problème inverse mal posé en utilisant, comme exemple, une équation linéaire :

$$A m = b \tag{II.5}$$

Avec un opérateur linéaire borné $A : H \rightarrow K$ qui carte à partir d'Espace de Hilbert H à un espace de Hilbert K . Nous pouvons définir le problème direct correspondant à trouver b supposant que m connu, alors que le problème inverse correspondant de trouver m connaissant b , qui satisfait Eq (II. 4). Le problème du calcul de m est directement lié aux propriétés des opérateurs A et, si il existe le A^{-1} .

Nous disons que le problème inverse est bien posé ou correctement posé si les trois conditions suivantes sont remplies:

- ❖ La solution exacte existe ;
- ❖ Il n'y a pas plus d'une solution ;
- ❖ La solution dépend de manière continue des données.

Ces trois conditions signifient que b est de l'ordre de A , que A est injectif, A^{-1} existe et il est continue dans les espaces donnés. Habituellement, les problèmes inverses

typiques rencontrés dans l'imagerie micro ondes ne répondent pas à ces trois exigences, ce qui signifie que le problème inverse d'imagerie micro ondes est mal posé.

II.4 Au delà de la tomographie par diffraction

Plusieurs techniques ont été développées afin d'élargir le champ d'application de l'imagerie microonde et pouvoir ainsi traiter des objets en dehors des limitations et contraintes de la tomographie par diffraction. Le point commun de cette famille de méthodes est la résolution d'un problème linéarisé par un processus itératif. La plupart de ces méthodes utilisent la Méthode des Moments pour discrétiser le problème direct ^[61].

Wang and Chew (1989) ont proposé la Méthode Itérative de Born (Born Iterative Method 'BIM') et ont fait, par la suite, l'extension en Méthode Itérative de Born Distordue (Distorted Born Iterative Method, 'DBIM') ^[62], en montrant que la première est plus robuste au bruit et que la deuxième possède de meilleures performances de convergence.

Dans le cadre de la tomographie quantitative en espace libre, Joachimo-wicz et al. (1991) ont proposé une méthode itérative basée sur la technique de minimisation de Newton Kantorovich (NK). La régularisation de type Tikhonov a été employée pour faire face au caractère mal posé du problème. Des informations a priori sur le contour de l'objet et les valeurs extrêmes de ses paramètres électromagnétiques peuvent être fournies à l'algorithme de reconstruction.

La méthode de Newton-Kantorovich (qui peut être vue comme l'extension de la méthode de minimisation de Newton dans le cas des fonctionnelles) a aussi été utilisée pour la reconstruction de forme d'objets métalliques bidimensionnels en espace libre ^[63]. L'équivalence de la NK avec la 'DBIM' et la minimisation de Levenberg-Marquardt a été montrée par Franchois et Pichot (1997).

Des méthodes non itératives, utilisant une pseudo-inversion dans le sens de moindres carrés pour la résolution du problème inverse, ont été présentées par Caorsi et al. (1993, 1994).

On note encore l'extension récente du domaine de validité de l'approximation de Rytov et l'utilisation de cette méthode modifiée pour la résolution du problème inverse dans un schéma itératif ^[64].

Toutes ces techniques donnent des informations quantitatives pour des objets hors de la zone de validité de la tomographie par diffraction.

II.4.1. Méthodes non linéaires

Les méthodes non linéaires sont en général des méthodes itératives. Il s'agit de méthodes de diffraction inverse, où le fonctionnel coût conserve le caractère non linéaire du problème sans approximation.

La méthode du Gradient Modifié (Modified Gradient, mg) ^[65] considère comme inconnus non seulement les paramètres électromagnétiques, mais aussi le champ total dans l'objet. La fonctionnelle est constituée de deux termes. Le premier représente la distance entre le champ diffracté de référence et le champ diffracté par l'objet reconstruit, à une itération donnée. Le deuxième terme se réfère à la satisfaction des équations électromagnétiques par le champ total à l'intérieur de l'objet. De cette façon, la mg résout en même temps le problème direct (en utilisant la méthode des moments) et le problème inverse.

Grâce à une nouvelle forme des équations de mise à jour des inconnues, le domaine d'application de la méthode a été élargi, ce qui a permis de reconstruire des objets plus étendus, présentant un contraste plus fort ^[66]. Cette méthode a été utilisée pour l'imagerie des objets métalliques en espace libre ^[67], conjointement avec une technique régularisant de variation totale ^[68] ainsi que pour la tomographie qualitative ^[69] et quantitative ^[70] des objets enfouis.

La méthode du gradient modifié donne des résultats comparables à ceux obtenus par des techniques de type Newton-Kantorovich, mais elle plus robuste face à des forts niveaux de bruit ^[71]. Des résultats de reconstruction d'objets métalliques en espace libre à partir des données mesurées ont été également publiés ^[72].

Une formulation améliorée emploie des sources de contraste ^[73]. En utilisant des fonctions de base globale (superposition d'ondes planes) pour la description du champ à l'intérieur de l'objet, le nombre des inconnues et, par conséquence, le temps de calcul sont réduits ^[74].

Le fait que le problème direct n'est pas résolu à chaque itération du problème inverse, rend la méthode du gradient modifié très rapide. Mais, en même temps, ceci pose des limitations sur la taille et l'indice de réfraction des objets à reconstruire ^[75].

Une autre approche résout le problème inverse de façon itérative, en résolvant à chaque itération le problème direct correspondant ^[76]. La fonctionnelle de cette famille de méthodes contient seulement le premier terme de la fonctionnelle du gradient modifié, c'est-à-dire le terme du champ diffracté. La minimisation se fait par la méthode du gradient conjugué non linéaire ^[77].

Cette technique, couplée à la méthode des moments pour la résolution du problème direct, a trouvé des applications à la tomographie d'objets métalliques en espace libre – à partir de données synthétiques ^[78] et expérimentales ^[79] – ainsi qu'à la tomographie d'objets diélectriques enfouis ^[80].

La même technique, associée à une méthode d'Éléments Finis pour la résolution du problème direct, a été appliquée à la tomographie en espace libre d'objets métalliques ^[81] et diélectriques ^[82].

II.4.2. Méthode de D.O.R.T.

La Décomposition de l'Opérateur de Retournement Temporel a été élaborée initialement en acoustique ^[83]. Elle permet de dénombrier et localiser des diffuseurs en utilisant les ondes acoustiques. Un point clé de la méthode est de s'appuyer sur l'invariance du temps dans l'équation de propagation des ondes, qu'elles soient acoustiques ou électromagnétiques. Elle a pu donc être transposée dans le domaine microonde pour l'étude d'un problème de diffraction ^[84]. Cette méthode peut être utilisée pour résoudre un problème de détection et dénombrier des objets dont les propriétés, géométriques et électriques, sont connues ou non recherchées – imagerie qualitative. Elle se montre aussi précieuse et très rapide dans la génération d'estimées initiales, taille du domaine contenant les diffuseurs notamment, pour d'autres algorithmes de reconstruction.

Le concept de retournement temporel s'appuie sur un dispositif appelé miroir, composé de transducteurs, dont le fonctionnement tient en l'enregistrement préalable du champ diffracté, puis dans l'émission de son expression retournée temporellement, en changeant (t) par ($-t$). Ce dispositif permet notamment d'observer la formation d'ondes en direction d'un diffuseur de grande taille devant la longueur d'onde. La méthode de DORT vise à construire une matrice diagonalisable, à partir des données du champ diffracté, dont les valeurs propres et vecteurs propres sont les invariants de l'opération de retournement temporel. L'étude de ces invariants permet alors de caractériser le milieu sondé. En basses fréquences (diffuseur petit devant la longueur d'onde), il est montré que le nombre de valeurs propres non nulles est égal au nombre de diffuseurs, permettant la focalisation sélective sur chacun d'eux.

II.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudiée une méthode quantitative pour la reconstruction d'image micro ondes tomographique, nous avons commencé par une description physique du problème de diffusion, et nous avons abordé par la suite un algorithme quantitatif où le problème direct est résolu par la méthode des moments MoM. L'algorithme de Newton-Kantorovich NK est utilisé pour résoudre le problème inverse.

CHAPITRE III :

DÉVELOPPEMENT DES MONTAGES POUR LA TOMOGRAPHIE

III.1. Introduction

Les études dans le domaine de la reconstruction d'objets (2D,3D) à partir du champ électromagnétique diffusé ont pris une ampleur considérable ces derniers temps, en raison de leurs différentes applications dans le domaine médicale, géophysique.

Le cancer du sein est l'une des maladies les plus dangereuses dans le monde actuel avec une mortalité élevée ^[85]. On estime que dans l'Union européenne, toutes les 2,5 minutes, une femme reçoit un diagnostic de cancer du sein. Toutes les 7,5 minutes, une femme meurt de la maladie. L'Algérie a connu ces dix dernières années une évolution importante du nombre de cancers du sein, En 2008 on dénombre 5 000 à 7 000 nouveaux cas alors qu'en 2003 on en comptait 2 000 par an ^[86].

La détection précoce des petites tumeurs du sein est absolument nécessaire pour prévenir le dernier stade du cancer et pour l'obtention d'une bonne prévision du traitement du cancer. Par conséquent, il est très important de disposer des technologies et des algorithmes qui sont capables de structurer des images tumorales de quelques millimètres dans le sein non-invasif et avec un coût relativement faible.

Dans ce chapitre, nous essayons de proposer des montages à base d'antennes mises en réseau pour des applications en tomographie micro-ondes, et en particulier le cancer du sein.

III .2. Modèle du sein pour la collection des données

III .2.1.Modèle de sein

Dans la littérature, plusieurs modèles du sein ont été utilisés à savoir : les modèles sphériques, cylindriques,... ^{[87] - [88] - [89]}. Le choix du modèle dépend de l'application visée, Dans notre application, nous avons utilisé un modèle donné par « S. A. AlShehri et S. Khatun », ayant la forme hémisphérique (figure III. 1) et les dimensions données dans le tableau (III. 1)

Paramètres du Modèle	Taille en (cm)
Diamètre du sein	10
Hauteur du sein	6

Epaisseur de la peau	0.2
Epaisseur de la poitrine	2

Tableau III. 1 : Dimension des paramètres du modèle

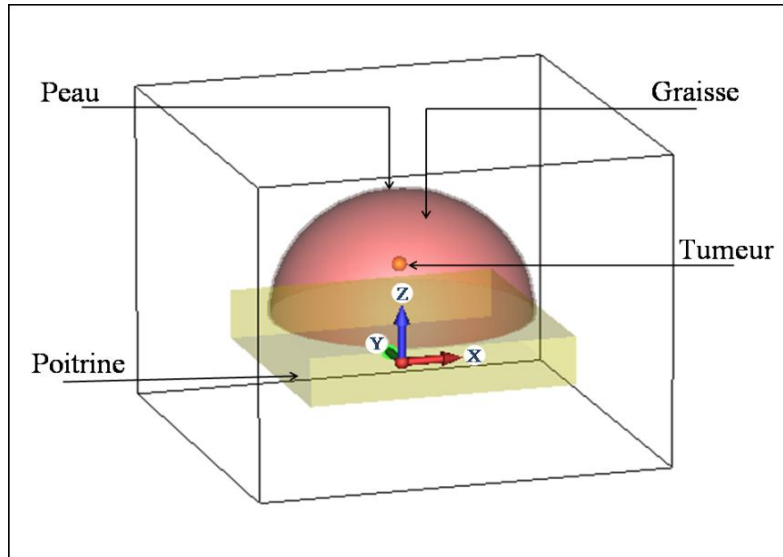


Figure III. 1 : Vue du modèle sous CST

Les propriétés diélectriques utilisées sont données dans le tableau (III. 2) ^[89], où σ est la conductivité des tissus en (siemens / mètre) et ϵ_r est la permittivité relative.

	Conductivité σ (S/M)	Permittivité ϵ_r
Peau	1.49	37.9
Graisse	0.14	5.14
Poitrine	1.85	53.5
Tumeur	1.20	50

Tableau III. 2 : Propriétés diélectriques des paramètres du modèle

Dans la littérature ^{[90] - [91] - [92] - [93]}, le rayon de la tumeur varie de 0,2 cm à 1,5 cm. Dans notre cas, nous avons pris une tumeur ayant un rayon de 0,4cm vue qu'elle est proche de la taille minimale.

III .3.Choix de l'antenne

III .3.1.Antenne Vivaldi (avec fente)

Comme première application, nous avons utilisé une antenne vivaldi représentée par la figure (III. 2) et la figure (III. 3). Les dimensions sont données dans le tableau III.3

Les antennes vivaldi présentent de nombreux avantages, tels que le faible profile, de haute efficacité de rayonnement et faciles pour la fabrication etc. Elles sont utilisées dans de nombreux domaines en raison des avantages mentionnés ci-dessus, tels que tomographie microonde et les radars à ondes pénétrantes [94] - [95] et d'impulsion des antennes [96] - [97]. Ces antennes ont une polarisation linéaire mais un gain et une directivité faible.

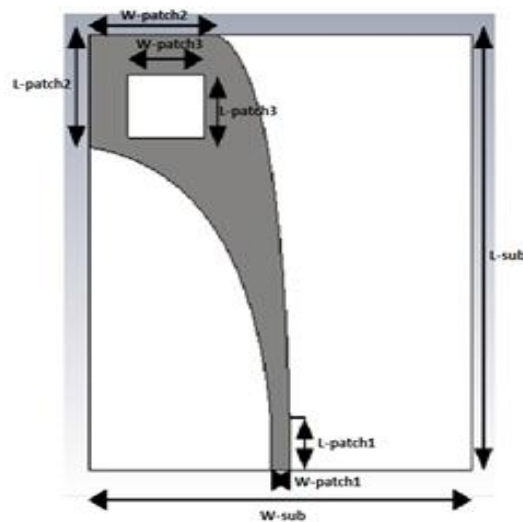


Figure III. 2 : Antenne Vivaldi (avec fente) UWB

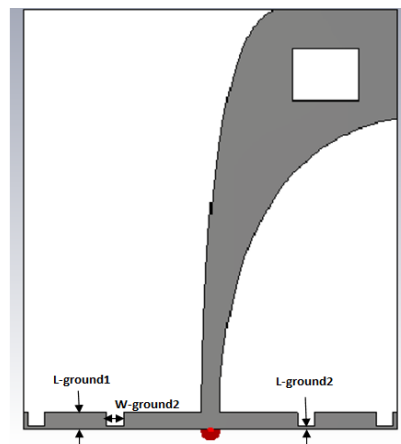


Figure III. 3 : Vue de l'antenne Vivaldi du coté plan de masse

Symbole	Dimensions (mm)
W-sub	45.5
L-sub	48.5
W-patch1	2
L-patch1	5
W-patch2	15.5
L-patch2	11.5
W-patch3	8
L-patch3	6
L-ground1	2
W-ground2	2
L-ground2	0.5

Tableau III .3 : Dimensions de l'antenne vivaldi (avec fente)

Notre travail consiste à la mise en réseau de ce type d'antennes dans le but de les utiliser pour récupérer le champ électrique nécessaire pour la reconstruction d'image en 2D ou 3D. Pour cela, nous proposons le premier montage donné par la figure III.4 où sept antennes Vivaldi sont utilisées pour former un réseau permettant couvrir le sein.

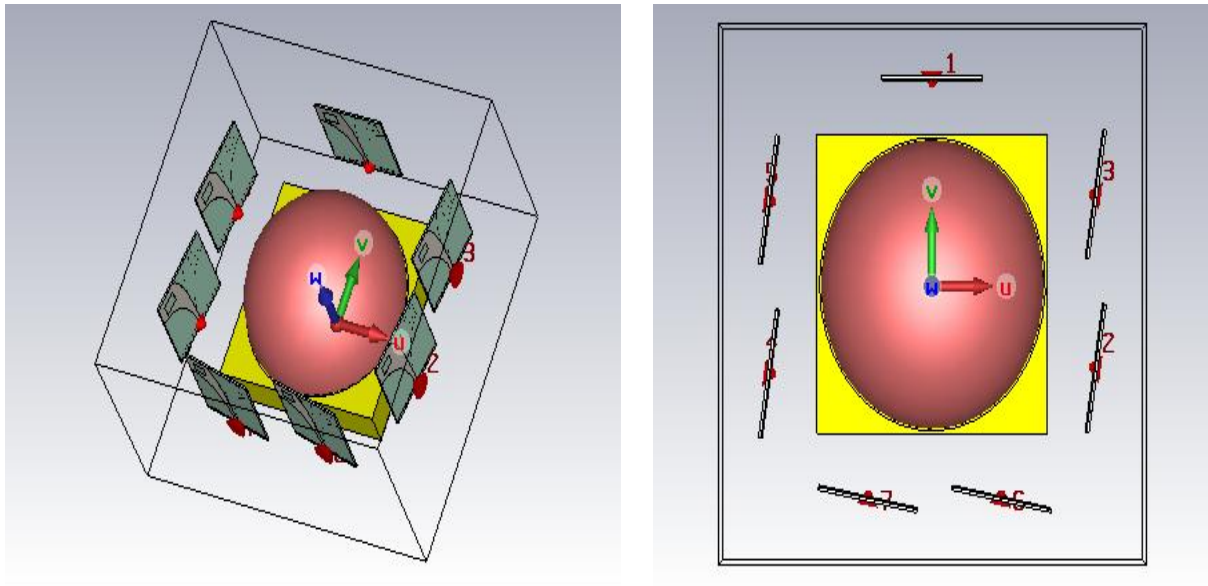


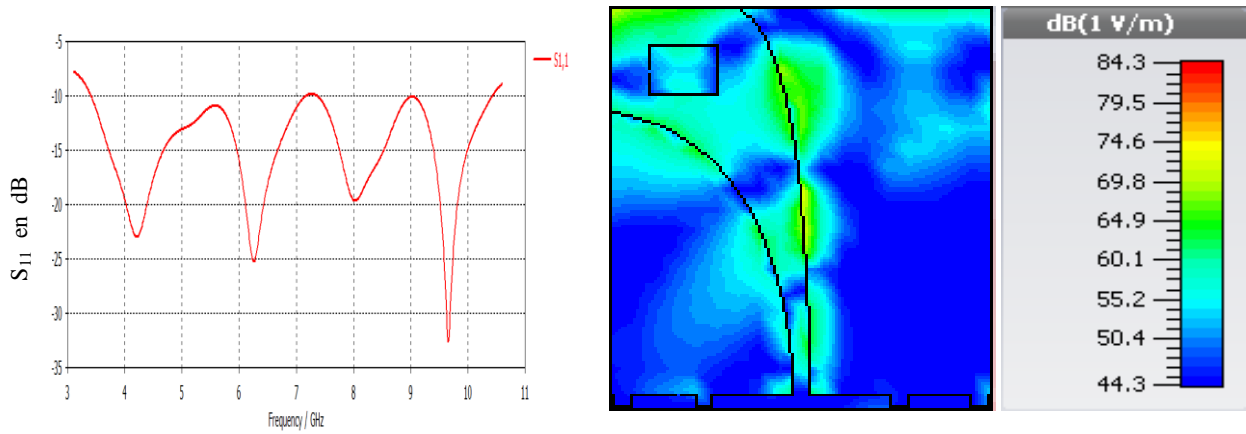
Figure III. 4 : Représentation des antennes dans le modèle

Le tableau III.4 donne une information sur la distance des antennes par rapport au centre du sein. Ces distances ont été choisies de telle façon à ce que l'ensemble des antennes seront adaptées, c.-à-d. le coefficient de réflexion est inférieur à -10dB dans la gamme [3.4-10.1] GHz

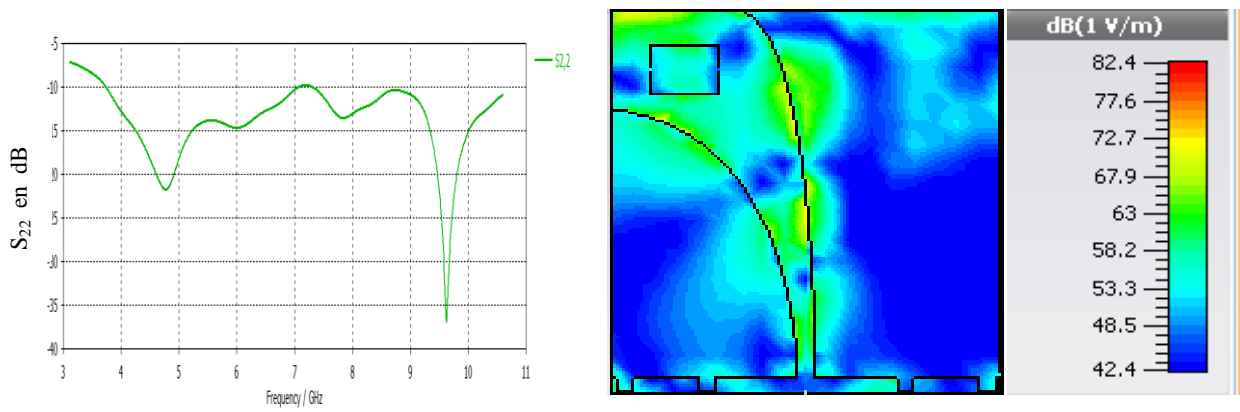
Antennes	Distance par rapport au centre du sein (mm)
Antenne 1	70
Antenne 2, 3, 4, 5	73.25
Antenne 6, 7	74.25

Tableau III .4 : Distance centre-antenne Vivaldi

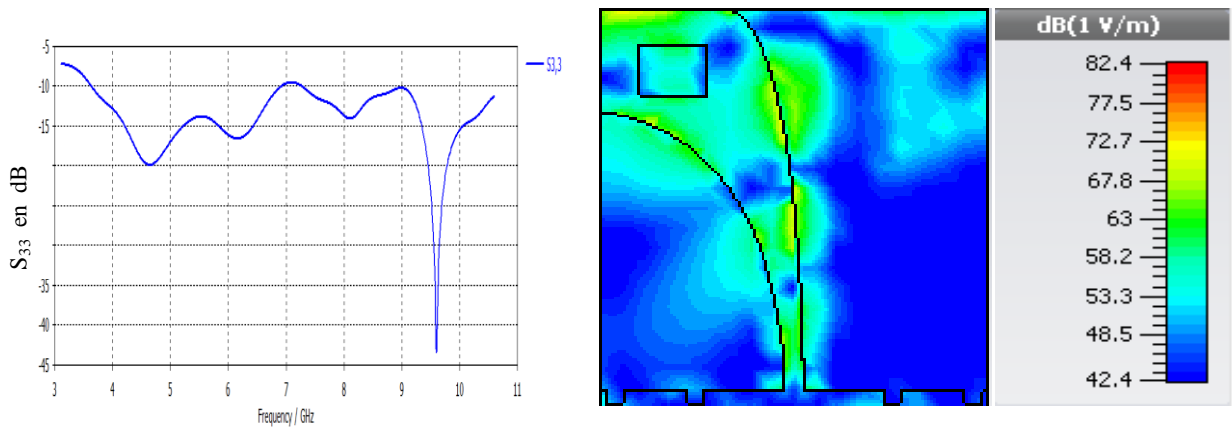
Les figures III.5.a et III.5.b représentent respectivement les coefficients de réflexion de chaque antenne et la distribution du champ électrique au niveau de chaque antenne.



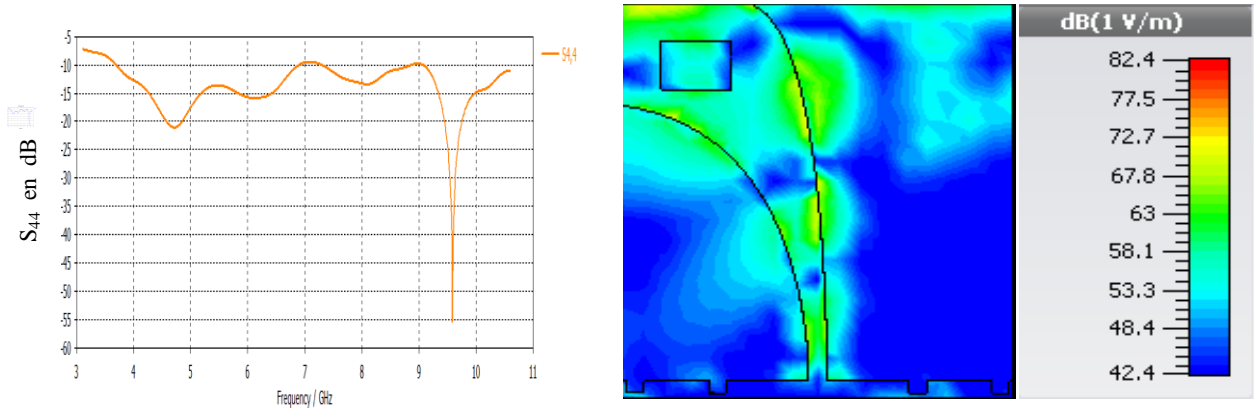
Antenne 1



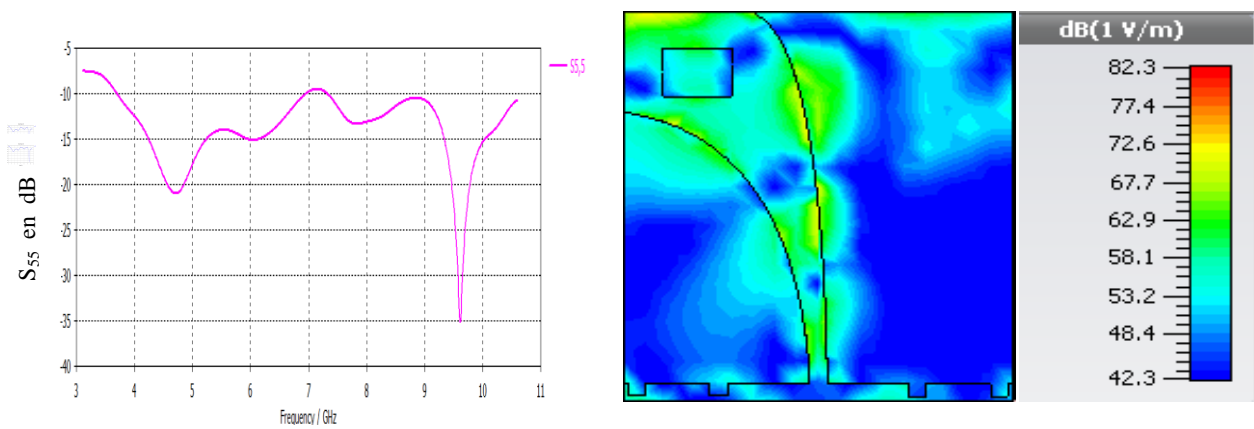
Antenne 2



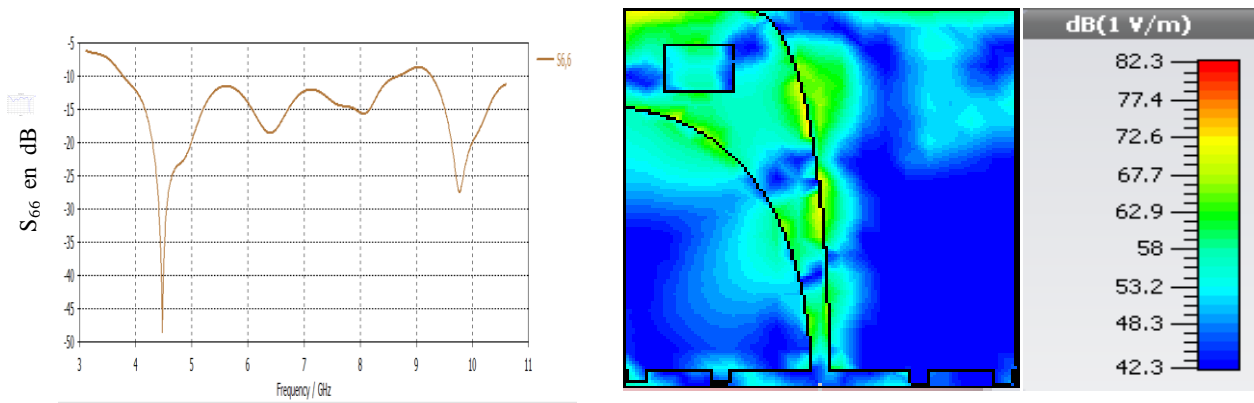
Antenne 3



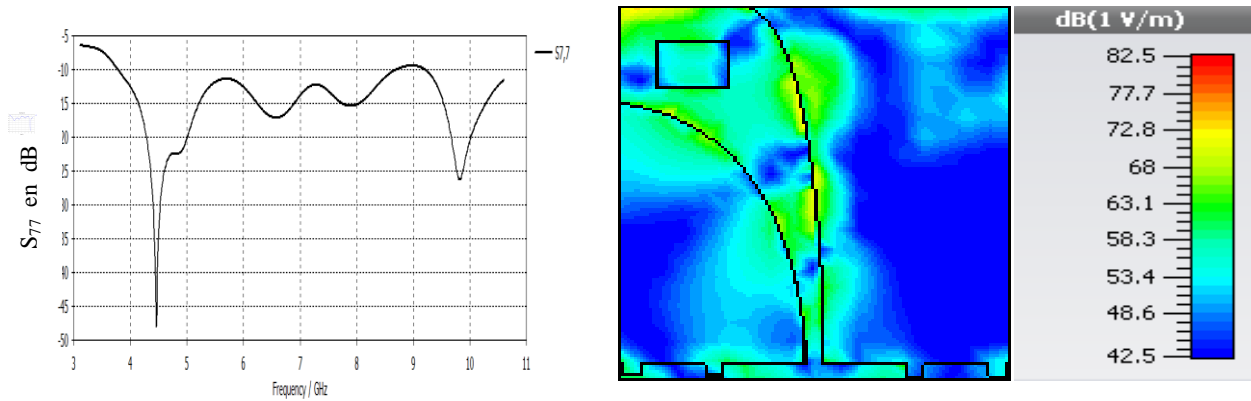
Antenne 4



Antenne 5



Antenne 6



Antenne 7

Figure III. 5.a : Coefficients de réflexion de chaque antenne

Figure III. 5.b : Champ électrique incident au niveau des antennes

On constate que les antennes ont une bonne adaptation malgré un léger dépassement du coefficient de réflexion pour les fréquences avoisinant 9 Ghz. Il est à noter que le champ électrique au niveau des antennes augmente tant que les antennes sont proche de la peau du sein.

III .3.2.Antenne ultra large bande

Comme deuxième application, nous avons utilisé une autre antenne large bande représenté par la Figure III. 6. Cette antenne à été développée par N. Seladji ^[98] dont nous avons introduit des fentes au niveau de l'élément rayonnant. Cette antenne présente une bonne adaptation d'un point de vue coefficient de réflexion (figure III.7).

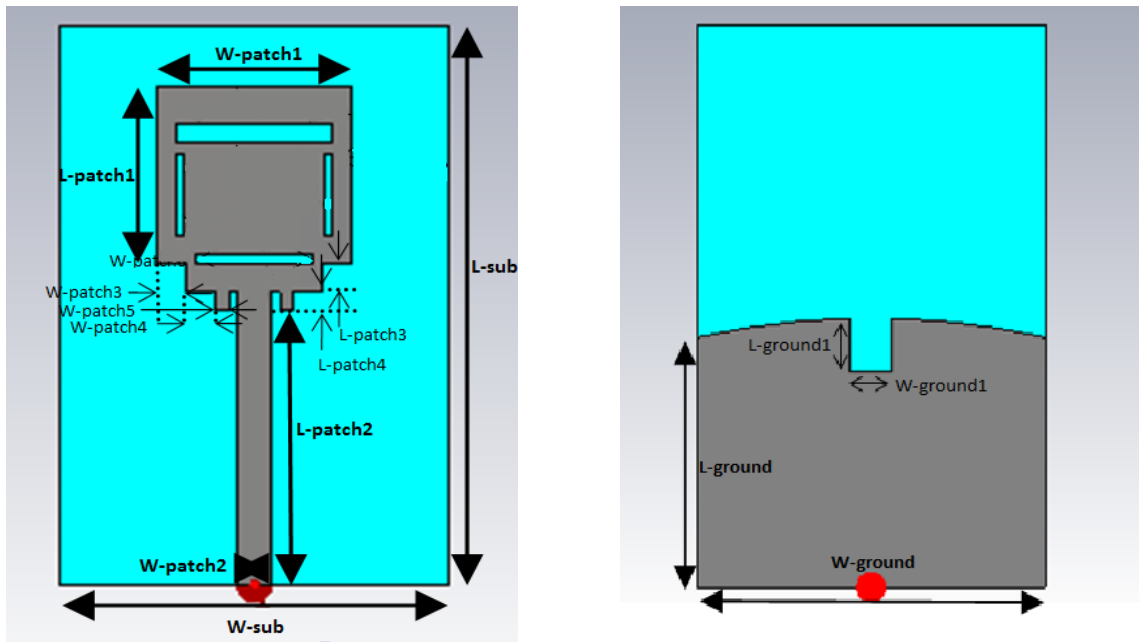


Figure III. 6: Antenne UWB avec des fentes

Les dimensions sont données dans le tableau III.5

Symbole	Dimension(mm)
W-sub	20
L-sub	30
W-patch1	10
L-patch1	12
W-patch2	1.8
L-patch2	14.7
W-patch3	1.5
L-patch3	2.5
W-patch4	1.5
L-patch4	1
W-patch5	0.4

W-ground	30
L-ground	6
W-ground1	2.4
W-ground1	3

Tableau III.5 : Dimensions de l'antenne UWB

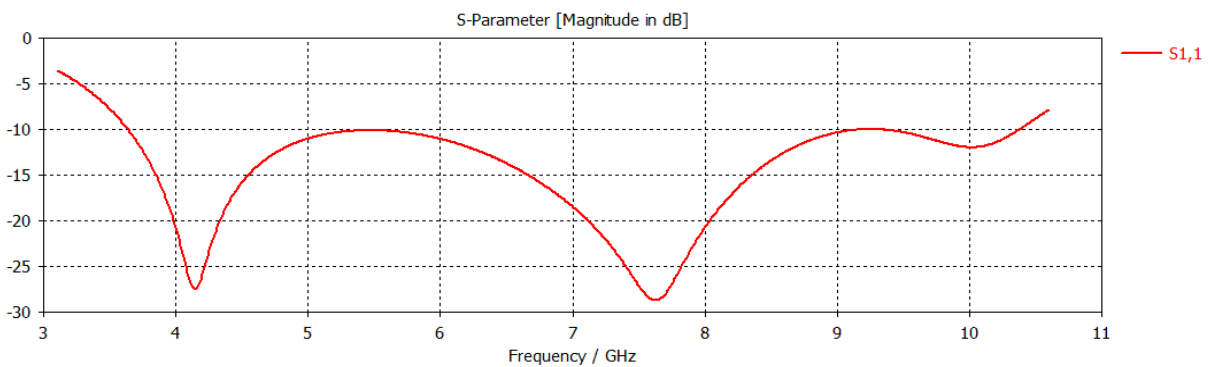


Figure III.7 : Coefficient de réflexion S_{11}

On remarque que cette antenne présente une bonne adaptation tout au long de la bande passante. Dans le but de récupérer le champ électrique diffusé par les antennes, nous avons proposé une configuration de montage donnée par la figure III.8. Nous avons essayé de garder le même nombre d'antennes.

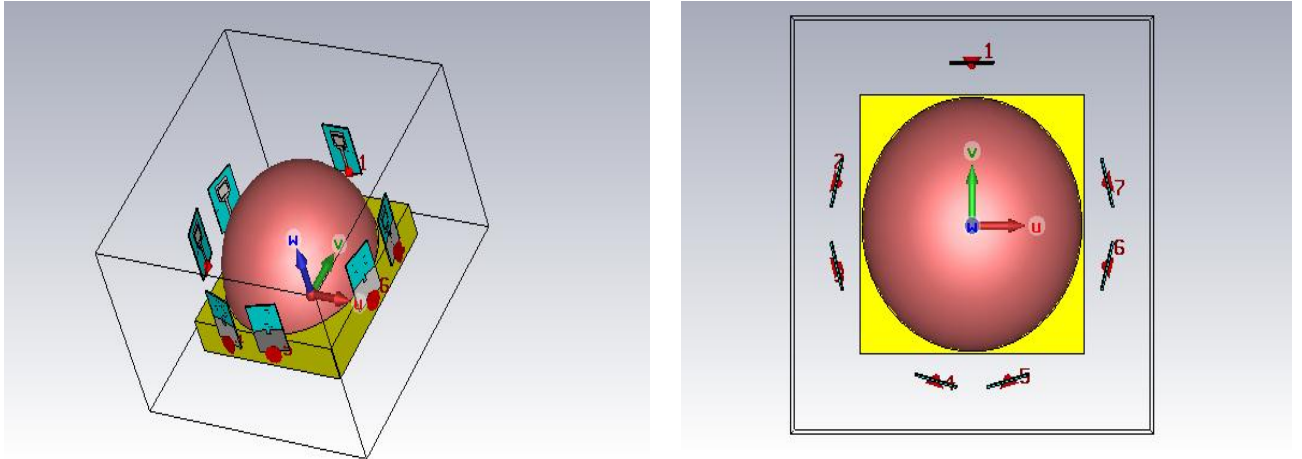


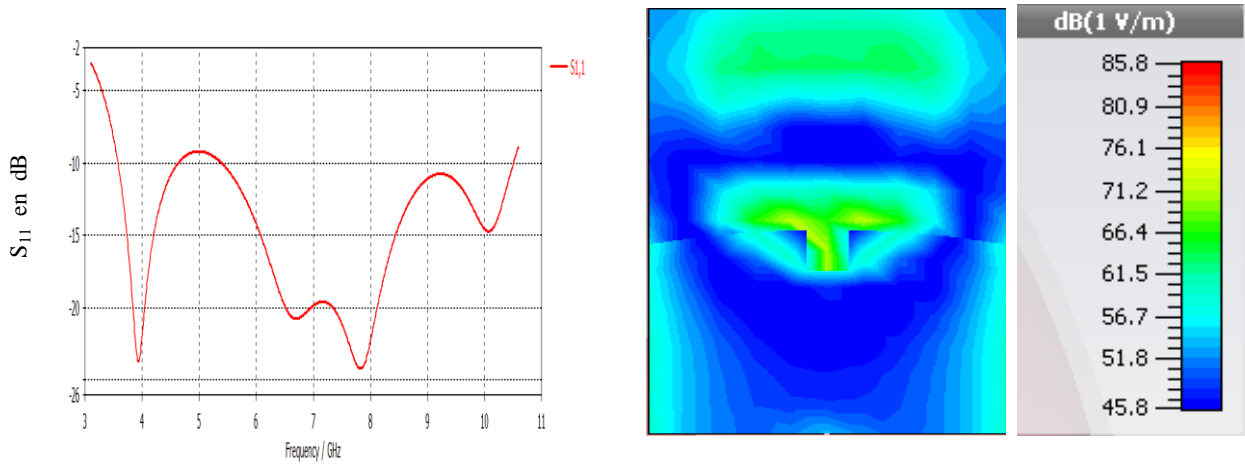
Figure III. 8 : Représentation des antennes dans le modèle

Le tableau III.6 donne une information sur la distance des antennes par rapport au centre du sein.

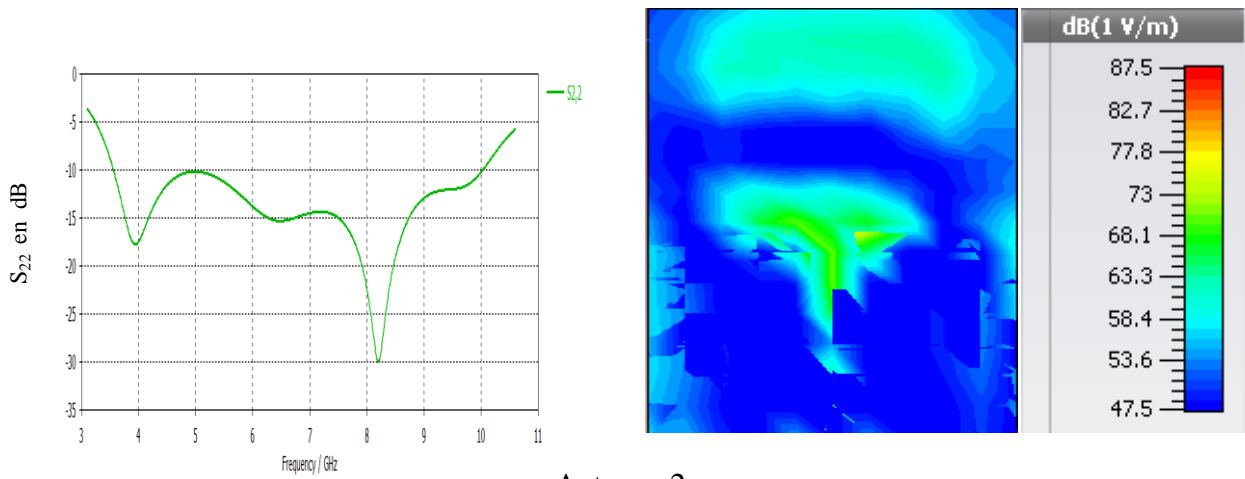
Antennes	Distance centre-antenne (mm)
Antenne1	64.2
Antenne 2, 3, 4, 5, 6, 7	62.4

Tableau III .6 : Positionnement des antennes

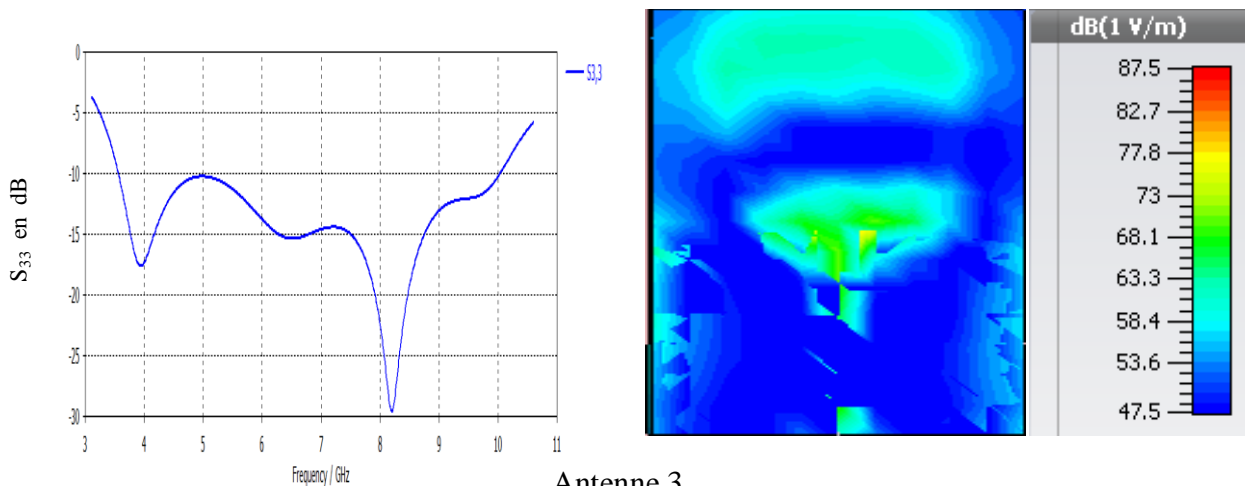
Les figures III.9.a et III.9.b représentent respectivement les coefficients de réflexion de chaque antenne et la distribution du champ électrique au niveau de chaque antenne.



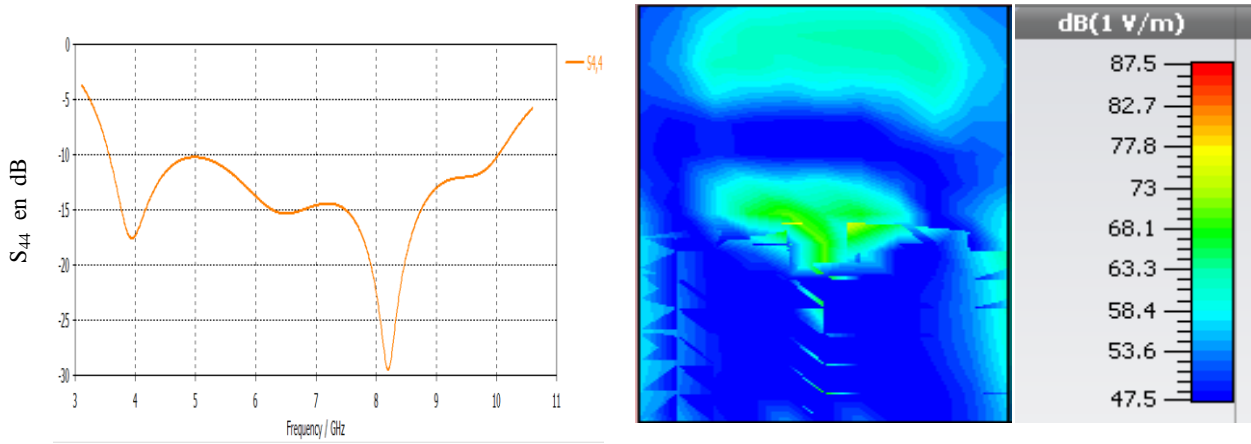
Antenne 1



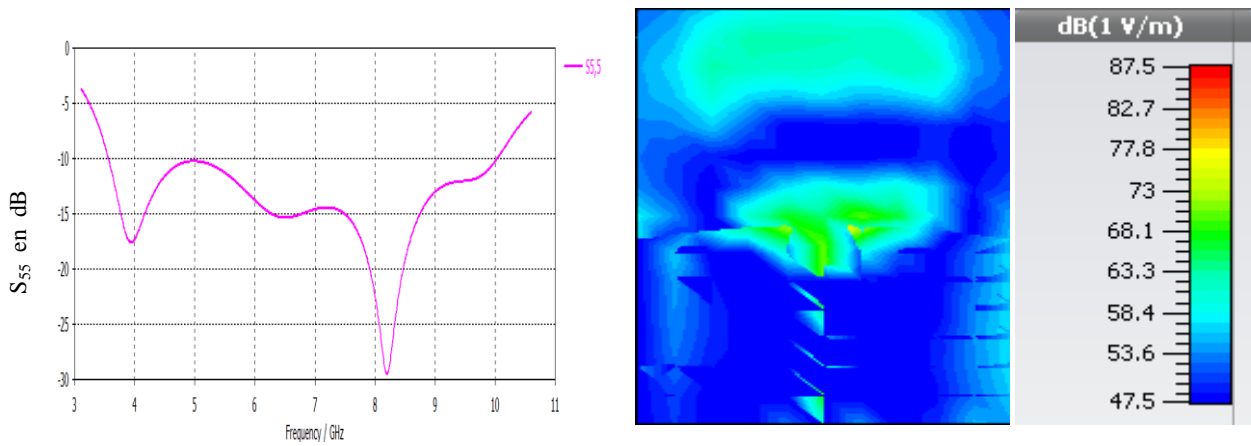
Antenne 2



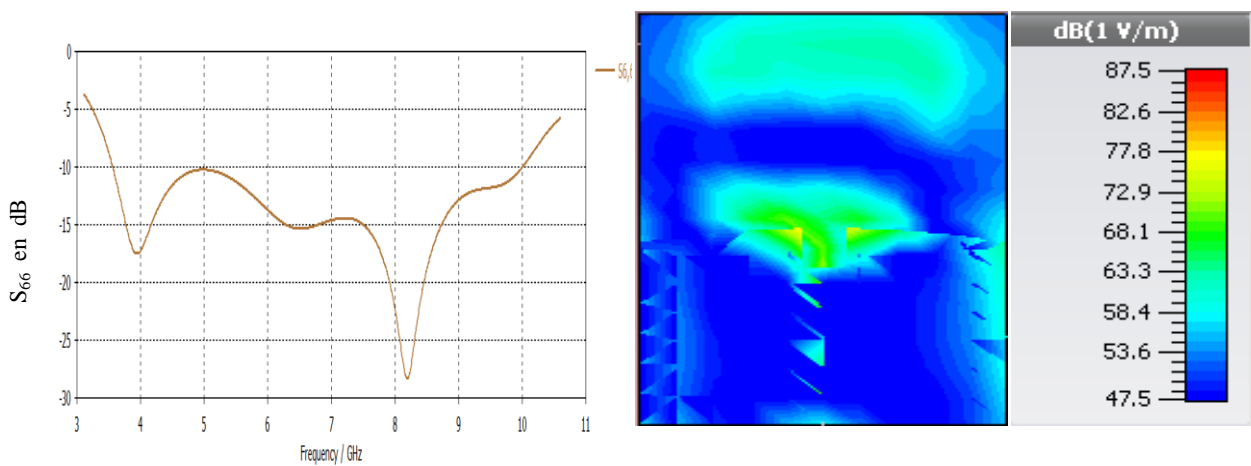
Antenne 3



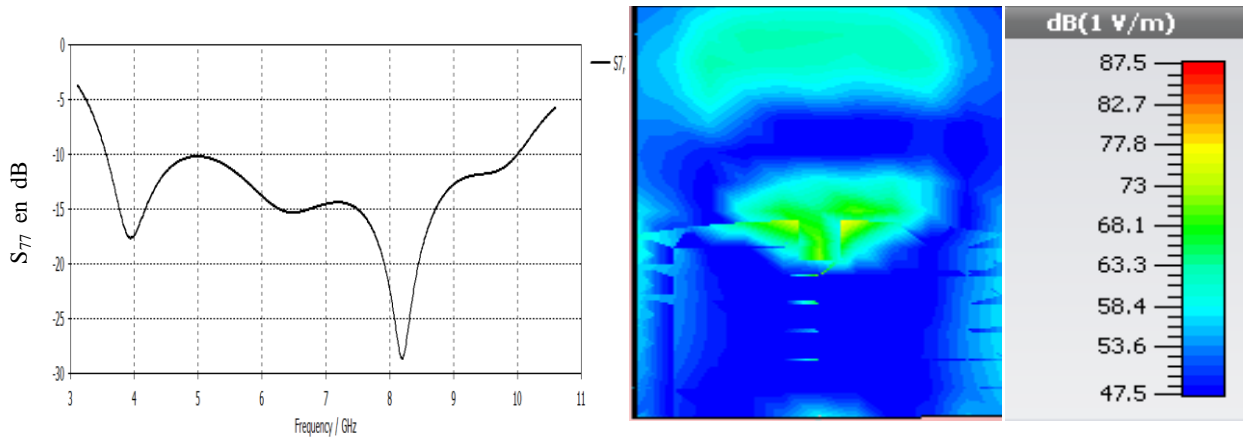
Antenne 4



Antenne 5



Antenne 6



Antenne 7

Figure III. 9.a: Coefficient du réflexion de **Figure III. 9.b:** Champ électrique incident au
chaque antenne niveau de chaque antenne

On constate que les antennes ont une bonne adaptation tout au long de la largeur de bande définie. Il est à noter que le champ électrique au niveau des antennes augmente tant que les antennes sont proches du sein, et qu'avec ce type d'antenne le champ électrique est plus important par rapport à l'antenne précédente.

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats de simulation de deux configurations de montages à base d'antennes ULB utiles pour la détection de la tumeur au niveau du sein. Les résultats de simulation trouvés peuvent constituer une base de données dans le but de reconstruire une image du sein en 2D.



**CONCLUSION
GÉNÉRALE**

Conclusion générale

La tâche présentée dans ce mémoire de master s'inscrit dans le domaine de la conception d'antennes pour la tomographie micro-onde ainsi que la configuration du montage de mesure.

Dans le premier chapitre, on a présenté les techniques d'imagerie micro-ondes les plus couramment rencontrées et les systèmes radars utilisés dans l'imagerie.

Le deuxième chapitre, à été consacré à la présentation de la technique tomographique micro-ondes spécialement appliquée au cancer du sein.

En dernier lieu, nous avons proposés deux type de montages nécessaires à base d'antennes ULB pour la détection du cancer du sein. Le champ électrique diffusé peut constitué une base de données pour la reconstruction de l'image du sein en 2D. Les résultats de simulations sont très satisfaisant d'un de vue adaptation des antennes. Le choix du type d'antennes ULB et leur position autour du sein représente le paramètre clé pour la reconstruction des images en 2D.

Des perspectives intéressantes peuvent êtres envisagées à savoir : développement de l'algorithme de reconstruction en se basant sur les techniques déjà énumérées en chapitre 2.

Liste des figures

Chapitre I :

Figure I.1 : 2-D de montages typiques utilisés en imagerie micro-ondes active.....	6
Figure I.2 : Configuration de réseau d'antennes.....	9
Figure I.3 : Multistatique CMI modèle cube des données.....	10
Figure I.4 : Photographies de radars conventionnels, dans le sens de lecture : radar terrestre, radar maritime embarqué, radar météorologique, radar aérien embarqué.....	13
Figure I.5 : Deux exemples de GPR.....	13
Figure I.6 : Chaîne de traitement d'un radar.....	14
Figure I.7 : Diagramme d'une modulation linéaire en fréquence avec deux réponses de cibles.....	16
Figure I.8 : Trois profils d'antennes élémentaires.....	18
Figure I.9 : Exemples d'antennes indépendantes de la fréquence.....	19
Figure I.10 : Antennes à onde progressive.....	20
Figure I.11 : Profils d'antennes à transition progressive.....	21
Figure I.12 : Radar en configuration bistatique.....	22
Figure I.13 : Acquisition de données 2D pour un GPR bistatique.....	23
Figure I.14 : Acquisition de données 2D par un radar multistatique.....	24

Chapitre II :

Figure II.1 : Géométrie multicouche du problème bidimensionnel	30
--	----

Chapitre III :

Figure III.1 : Vue du modèle sous CST.....	38
Figure III.2 : Antenne Vivaldi (avec fente) UWB.....	39
Figure III.3 : Vue de l'antenne Vivaldi du coté plan de masse.....	39
Figure III.4 : Représentation des antennes dans le modèle.....	41
Figure III.5.a : Coefficients de réflexion de chaque antenne.....	44
Figure III.5.b : Champ électrique incident au niveau des antennes.....	44

Figure III.6 : Antenne UWB avec des fentes.....	45
Figure III.7 : Coefficient de réflexion S_{11}	46
Figure III.8 : Représentation des antennes dans le modèle.....	47
Figure III.9.a : Coefficient du réflexion de chaque antenne.....	50
Figure III.9.b : Champ électrique incident au niveau de chaque antenne.....	50

Abréviations :

ULB	Ultra Large Bande
UWB	Ultra Wide Band
GHZ	Gigahertz
dB	Décibel
CST	Computer Simulation Technologie
OST	Objet Sous Test
SPR	Surface Plasmon Resonance
DBIM	Distorted Born Iterative Method
BIM	Born Iterative Method
2D	2 Dimension
CMI	Imagerie Micro-ondes Confocale
TMO	Tomographie Micro-ondes
FCC	Fédéral Communication Commission

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre I : Techniques d'imagerie micro-ondes et systèmes radar	4
I.1. Introduction.....	5
I.2. Imagerie Micro-onde.....	5
I.2.1. Présentation générale.....	5
I.2.2. Techniques d'imagerie micro-ondes confocale.....	8
I.2.2.1. Algorithmes de reconstruction.....	9
I.2.2.2. Technique adaptative Multistatique d'imagerie micro-ondes confocale.....	10
I.3. Différents systèmes radar.....	11
I.3.1. Radar conventionnel et SPR.....	12
I.3.2. Classe de SPR selon l'onde émise.....	14
I.3.2.1. L'ultra large bande.....	14
I.3.2.2. Radar impulsionnel.....	16
I.3.2.3. Radar a modulation de fréquence.....	16
I.3.2.4. Radar a saut de fréquence.....	17
I.3.3. Choix du type de radar.....	17
I.4. Antennes pour SPR.....	18
I.4.1. Antennes élémentaires.....	18
I.4.2. Antennes « indépendantes » de la fréquence.....	19
I.4.3. Antennes a ouvertures.....	20
I.4.4. Antennes a onde progressives.....	20
I.4.5. Antennes a transition progressive.....	20
I.5. Configuration des antennes.....	22
I.5.1. Configuration bistatique.....	22
I.5.2. Configuration multistatique.....	23
I.6. Conclusion.....	24

Chapitre II : Tomographie micro-ondes.....	25
II.1. Introduction.....	26
II.2. Technique d'imagerie micro ondes tomographique.....	26
II.3. Tomographie par diffraction.....	27
II.3.1. Problème de diffraction directe.....	29
II.3.2. Problème de diffraction inverse.....	30
II.3.3. Problème mal posé.....	31
II.4. Au delà de la tomographie par diffraction.....	32
II.4.1. Méthodes non linéaires.....	33
II.4.2. Méthode de D.O.R.T.....	34
II.5. Conclusion.....	35
 Chapitre III : Développement des montages pour la tomographie.....	 36
III.1. Introduction.....	37
III.2. Modèle du sein pour la collection des données.....	37
III.2.1. Modèle de sein.....	37
III.3. Choix de l'antenne.....	39
III.3.1. Antenne Vivaldi (avec fente).....	39
III.3.2. Antenne ultra large bande.....	44
III.4. Conclusion.....	50
 Conclusion générale.....	 51
 Bibliographie.....	 53