

ALGERIAN



J

ournal

O

f

T

echnology

*Electronique
Informatique
Electro-technique
Automatique*

Série
B
Volume 12 N° 1

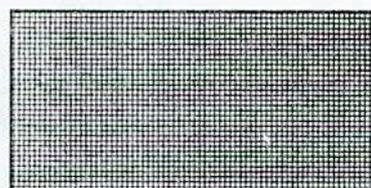
Ecole Nationale Polytechnique International Publication

ISSN 1111-357 X

1996



ALGERIAN



J

ournal

O

f

T

echnology



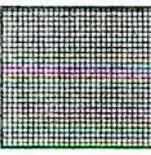
*Electronique
Informatique
Electro-Technique
Automatique*



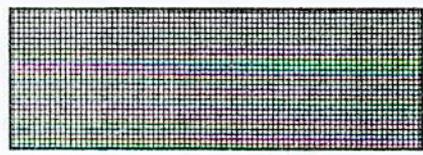
Série
B
Volume 12 N° 1



Ecole Nationale Polytechnique Internationale Publication



ISSN 1111-357 X



1996



ALGERIAN JOURNAL OF TECHNOLOGY

Directeur de la Publication : BENHADID, S.
Directeur de la Redaction : ZERGUERRAS, A.

COMITE DE COORDINATION

ATTARI, M.	USTHB, Alger	Algérie
BOUBAKEUR, A.	ENP, Alger	Algérie
BOUCHERIT, M.S.	ENP, Alger	Algérie
BOUDJEMA, F.	ENP, Alger	Algérie

COMITE DE REDACTION

AGGOUNE, M.E.H.	Université de Washington	U.S.A.
AKSAS, R.	ENP, Alger	Algérie
ATTARI, M.	USTHB, Alger	Algérie
BAGHZOUZ, Y.	U. of Nevada, Las Vegas	U.S.A.
BAUDRAN, H.	I.N.P.Toulouse	France
BENHAMADI, M.	C.E.R.I.S.T.	Algérie
BENMOHAMMED, M.	INELEC, Boumerdes	Algérie
BENSENOUCI, A.	ENP, Alger	Algérie
BERKANI, D.	ENP, Alger	Algérie
BEROUAL, A.	ENP, Alger	Algérie
BOUBAKEUR, A.	ENP, Alger	Algérie
BOUCHERIT, M.S.	ENP, Alger	Algérie
BOUDJEMA, F.	ENP, Alger	Algérie
BOURDOUCEN, H.	INELEC, Boumerdes	Algérie
CHEKIMA, A.	ENP, Alger	Algérie
DERRAS, B.	ENP, Alger	Algérie
DUBOST, G.	Université de Rennes 1	France
ELAMIN, I.M.	KFUPM, Dahrhan	A.Saudia
FARAH, A.	ENP, Alger	Algérie
GUERTI, M.	ENP, Alger	Algérie
HADDAD, Z.	ENP, Alger	Algérie
HELLAL, A.	ENP, Alger	Algérie
IBTIOUEN, R.	ENP, Alger	Algérie
LEULMI, S.	Université de Skikda	Algérie
LOUAM, A.	ENP, Alger	Algérie
MITRA, A. Ved.	Université Farid Abad	Algérie
MRAYATI, M.	Hiast, Damas	Syrie
M'SIRDI, N.K.	Université de Versailles	France
MUTEL, B.	ENSAIS, Strasbourg	France
REFOUFI, L.	INELEC, Boumerdes	Algérie
SANSAL, B.	USTHB, Alger	Algérie
SHARAF, A.M.	U. of New Brunswick	Canada
TOUHAMI, A.	ENP, Alger	Algérie
TOUMI, R.	USTHB, Alger	Algérie
VANDER VOST, A.	U.C.Louvain	Belgique
ZAIM, M.E.H.	ENP, Alger	Algérie
ZERGUERRAS, A.	ENP, Alger	Algérie

Avant Propos

Cette revue a été fondée afin de valoriser et de faire connaître les travaux de recherche en Technologie réalisés dans les Universités et autres établissements similaires. Les projets de recherches Universitaires ont la particularité de développer la technologie dans des domaines précis, compte tenu des nouvelles acquisitions scientifiques et techniques. L'équipe de recherche se fixe des objectifs et demande à l'autorité hiérarchique l'agrément. En cas d'accord, un contrat est établi entre chaque chercheur et cette autorité. L'évaluation d'un tel projet est fondée sur un barème. Evidemment le danger d'une telle évaluation est de passer au même crible des recherches à caractéristiques très différentes. Certaines pour aboutir sur des résultats tangibles nécessitent bien plus d'investissements que d'autres, ou bien plus de temps. Les publications peuvent malgré tout tenir compte de cette nuance entre projets et estimer leur progression ne serait-ce qu'en balisant le champ des investigations. Malheureusement, les recherches Universitaires et particulièrement celles de technologie, ne peuvent pas se contenter de ce seul type de contrat de recherche à fixation unilatérale des objectifs, si l'on souhaite des retombées économiques à moyens termes. Pour cela, un contrat de recherche implique normalement dans la détermination de ses objectifs toutes les parties contractantes, autrement dit il est du type multilatéral. En général, ce type de contrat offre plus d'intérêt quand il est une composante de sous-traitance d'un macro-objectif.

L'avantage des projets macro-objectifs est d'induire de nombreux contrats de recherche de sous-traitance et de développement; de souligner nos insuffisances, notre retard dans certains domaines relativement à d'autres pays voisins ou plus avancés, et de travailler à y remédier au lieu de faire une fixation sur nos compétences; ils permettent une conduite à vision lointaine, où le long terme conditionne le court terme et non l'inverse.

La rareté des contrats de sous-traitance est due à deux facteurs, le premier est que les projets macro-objectifs même quand ils existent ils sont rarement traduits en composantes associant de façon étroite et responsable des équipes de recherches universitaires; la seconde est que l'identification des projets macro-objectifs est leur impacts stratégiques pour le pays reste encore mal perçus. Si la recherche universitaire avait été associée de façon contractuelle aux grands projets qui sont toujours en chantier après plus de dix ans, l'issue en aurait été bien meilleure. Car il n'y a pas de problèmes techniques économiques ou financiers qui n'aient pas solution au moins partielle par la recherche. Pour la plus part des pays la source des solutions aux problèmes majeurs reste l'enseignement supérieur et ses chercheurs. On ne voit pas où est l'intérêt, pour tout pays, dans la marginalisation de son capital humain de chercheurs au point de l'inciter à émigrer et de parler de transfert de technologie inverse, autrement dit transfert de richesse des pays pauvres vers les pays nantis. Or il est connu, que le développement économique est la meilleur arme de libération pour un pays, des nations comme l'Allemagne et le Japon l'ont largement démontré. Un tel développement dépend beaucoup des choix dans l'affectation des ressources humaines, de la rétribution du travail, des stratégies de valorisation de ces ressources naturelles, de sa production de bien et de service... Si l'on a le courage de reconnaître assez tôt que l'on a fait les mauvais choix, les erreurs de début s'effaceront et serviront d'expériences.

Un autre avantage des projets à caractère macro-objectif c'est qu'ils sont presque toujours multidisciplinaires, confrontant les approches des experts d'horizons divers. Une telle accumulation de savoir, de savoir faire fortement soumise à contradiction, ne peut pas exclure une composante sectorielle ou sociale au profit d'une autre. Entre autres, l'urbanisation ne pénalisera pas l'agriculture, l'industrialisation n'affectera pas négativement l'environnement, l'aménagement du territoire; l'innovation et la modernisation de la production des biens et services ne se fera pas au prix d'un chômage accentué et d'une fracture sociale... En résumé tout projet macro-objectif est nécessairement

multidisciplinaires, multi-écoutes, multi-résolutions, multi-œuvres consensuelles, et ne peut que pallier à tous les désavantages qu'induirait sa réalisation, du moins si l'on souhaite une société solidaire. La conduite cohérente de tous ces projets macro-objectifs constituera la base du développement économique qui permettra à cette société solidaire de prétendre à la satisfaction de ses aspirations premières. L'essentiel est que la société sente qu'elle est mise à contribution dans sa quasi totalité pour ce développement. La réussite de tout projet ne peut reposer sur l'action de son seul chef mais sur celle de tous ses intervenants. Plus le projet est complexe plus la contribution de chacun gagne en importance. Il faut agir de sorte que ces notions rentrent naturellement dans les mœurs de chaque membre de la société, que le principe de conscience collective corresponde à une réalité. Il ne faut pas se contenter d'agir sur les variables, les paramètres de la représentation d'un projet, mais aussi sur cette représentation elle-même puisqu'elle relève d'une logique, d'une méthodologie qui peuvent être sujettes à réflexion critique. Une prise de conscience des problèmes n'est pas toujours une attitude spontanée de l'esprit.

Si les projets multilatéraux trient soigneusement leurs publications externes annonçant les résultats de leurs travaux; les projets unilatéraux ne peuvent pas se passer de publications.

Le problème majeur des publications à caractère scientifique et technique reste leur diffusion à la fois sur les plans qualitatif et quantitatif.

Cette revue A.J.O.T n'a pas encore atteint le niveau de diffusion requis, bien plus pour des motifs de manque de moyens et d'organisation que de lecteurs potentiels. En mettant à contribution les associations et sociétés savantes, il est possible d'assurer une meilleure diffusion. Par exemple, la Société Algérienne de Technologie (S.A.T) pourrait assurer la diffusion de la revue AJOT auprès de ses adhérents qui le désirent. Il suffit pour cela d'en établir les modalités d'exécution dans une convention entre l'E.N.P. et la S.A.T.. Par ailleurs, par le biais d'accord, la S.A.T. peut aussi pratiquer une politique d'échange de revues la plus large possible, avec d'autres associations nationales ou Internationales, activant dans les mêmes domaines scientifiques et techniques.

Il n'y a rien de plus honorable si chaque institution de l'enseignement supérieur souhaite produire sa propre revue. Mais est-ce là le meilleur moyen de valoriser les résultats de sa propre recherche, du moins pour les établissements qui ne posséderait ni la dimension, ni l'expérience requises? La dispersion des efforts ne fera-t-elle pas en sorte que rare seront les revues capables de se maintenir longtemps? Rien que dans le domaine de la technologie, chaque année plus d'un millier de revues disparaissent et autant ou un peu plus de nouveaux titres naissent de par le monde. Il serait donc préférable qu'il ait des pôles de regroupement autour des revues existantes du pays afin de gagner en audience et en économie d'échelle. Les auteurs nationaux publieront tantôt dans celles-ci pour les promouvoir, tantôt dans les revues internationales afin d'élargir le champ des lecteurs potentiels. A titre d'exemple, mentionnant le cas de l'association Américaine IEEE qui existe depuis plus d'un demi siècle et publie des dizaines de titres de revues en rapport avec le Génie Electrique: l'Electronique, l'Electrotechnique, l'Informatique, l'Automatique, la Fiabilité, les Télécommunications etc.

Cette association IEEE avec plus de 300.000 adhérents a travers le monde, canalise dans ses publications la production et les résultats de recherche d'un grand nombre d'établissements universitaires Américains ou appartenant à d'autres nationalités. Rien qu'à Singapour, IEEE compte 5000 adhérents. Les publications d'IEEE possèdent actuellement l'une des plus grandes capacités de diffusion à travers le monde, et restent incontournables pour tout auteur désireux de faire connaître l'avancée de ces travaux sur une masse de lecteurs, la plus grande possible et surtout la mieux ciblée, du moins quand son domaine de travail s'y trouve, ou dans une revue d'une association d'envergure similaire dans le cas contraire. Ce fait, évidemment n'a jamais entravé l'existence de publications nationales dans aucun pays. Ne serait-ce que pour mieux évaluer la productivité des chercheurs nationaux.

C'est compte tenu de ces aspects, que les fondements de la Société Algérienne de Technologie émanent largement de ceux d'IEEE, pour couvrir la plupart des filières technologiques existantes et en s'adaptant à la réglementation en vigueur dans le pays. Les difficultés actuelles vécues par le pays n'ont pas permis d'achever à ce jour la mise en place complète d'antennes S.A.T. dans chaque établissement universitaires et de leur organisation par zones et par régions conformément aux statuts agréés. Il est bon de rappeler que la S.A.T. est ouverte à l'adhésion pour tout Technologue, Scientifique, Professionnel, Etudiant, intéressé par le développement de sa filière qu'il soit résidant au pays ou non et ceci quelque soit sa nationalité. Un appel est donc adressé aux adhérents S.A.T. potentiels, qui ne l'ont pas encore fait, de s'organiser autour d'un conseil local comprenant un président, un secrétaire général-régisseur et un suppléant dans chaque établissement et de se faire agréer par le bureau de la S.A.T. au Siège fixé provisoirement au C.E.R.I.S.T, conformément aux modalités d'adhésion.

L'objet de la S.A.T. est de constituer un lien et un cadre de concertation, entre Technologues et Opérateurs économiques. Elle assistera ses adhérents dans la gestion et l'organisation des activités scientifiques et techniques qu'ils mettent en œuvres et en particulier dans le cas des Congrès, des Conférences, des Séminaires, des Cycles de perfectionnement, Ecole d'été, ou tout autre manifestation du genre. La S.A.T. par ses conseils et Comités peut être une force de proposition et d'assistance dans les domaines qu'elle couvre pour toute demande Publique ou Privée. Les cinq (5) conseils de la S.A.T. sont:

- * Le Conseil des Activités Didactiques (C.A.D)
- * Le Conseil des Publications (C.P)
- * Le Conseil des Activités Régionales (C.A.R.)
- * Le Conseil des Activités Techniques et de Recherche (C.A.T)
- * Le Conseil des Activités Nationales (Professionnelle ou Branches) (C.A.N.)

Ces Conseils sont assistés par divers comités d'appui, tels que :

- * Le Comité des Normes et Standards (C.N.S.)
- * Le Comité d'Organisation et de Planification (C.O.P.)
- * Le Comité de Nomination et d'Avancement (C.N.A)
- * Le Comité de Distinction et d'Attribution de Prix (C.D.P)

Une structuration de cette complexité ne peut être effectivement opérationnelle que pour une masse d'adhérents dépassant les 300, et que ceux-ci soient très actifs, au sein des six (6) divisions techniques mentionnées dans notre précédent avant-propos (Volume 11, 1995, A.J.O.T)

La Présente Revue A.J.O.T. International Publication, publie des articles ayant les qualifications Scientifiques et Techniques conformément aux recommandations faites aux auteurs . La Revue sera semestrielle dès que la cadence d'arrivée des articles le permettra.

Un appel est fait aux auteurs pour qu'ils adressent régulièrement leur publication à la Revue A.J.O.T. et il est recommandé, à ceux qui désirent recevoir cette revue dès parution, d'adhérer à la S.A.T.

Ahmed ZERGUERRAS

TABLE DES MATIERES

1- A. SETTAOUTI, " Effets of Floating Metals on Impulse Breakdown Characteristics in Air Gap"	1
2- A. CHOHRRA, C. BENMEHREZ, A. FARAH, S. B. BOUGUETTAYA, "Neural Navigation Approach for Autonomous Mobile Robots in partially Structured Environnements"	7
3- D. BENZAOUZ, A. FARAH, "Petri Net Model for Baseline Multistage Interconnection Network "	15
4- D. BOUKHETALA, M. GAREH, M. S. BOUCHERIT, "Decentralized Direct Adaptative Control of Interconnected Systems"	27
5- M. BOURI, D. THOMASSET, M. BELGHARBI, S. SCARARDA, "Adaptive Sliding Mode Positionning of an Electropneumatic Actuator"	33
6- A. HAMZI, M. S. BOUCHERIT, D. BOUKHETALA, F. BOUDJEMA, "Commande Adaptative par réseaux de neurones d'un robot manipulateur"	39
7- M.O. MAHMOUDI, O. STIHI, B. HEMICI, R. GUEDOUANI, "Etude de l'Association Convertisseur AC/DC avec Onduleur MLI Alimentant une Machine Asynchrone"	47
8- R. AKSAS, A. ZERGUERRAS, "Analyse d'Antennes Microrubans de Forme Quelconque par une Approche L.E.C.F. Applications à l'Antenne Disque"	53
9- T.B. BERBAR, A. ZERGUERRRRAS, "Conception d'Antennes Plaques Microrubans Multicouches et Multifformes par la Méthode des Moments"	73
10- M. CHIKH, A. MALEK, "Exploitation Energétique de la Ressource Electro-Solaire en Algérie"	89
11- Z. HADDAD, B. MUTEL, S. BENHALLA, "Etude de l'Impact du Concept Technologie de Groupe sur le M.R.P. par l'Analyse de la Communauté dans les Nomenclatures des produits finis"	101
12- M. XIE, D. BERKANI, "Amélioration des Performances des Codeurs de Parole"	109

Effects of Floating Metals on Impulse Breakdown Characteristics in Air Gaps.

Abderrahmane SETTAOUTI

Electrotechnic Institute Oran University of Sciences and Technology.

B.P. 1505 Oran EL-M'NAOUAR Oran Algeria

Keywords: Floating electrode; Local spark; Flashover; Dielectric strength.

Abstract:

In this paper, we study the flashover phenomena in air gaps containing floating metallic objects.

The effect of a local spark on the impulse breakdown characteristics of a model gap arrangement which simulates a disconnect switch in gas insulated switch gears (GIS) has been experimentally investigated.

The three electrode gap consists of two conical rods facing each other together with a ground plane (or conical rod which the angle of the tip who varies.). one of the horizontal rods is energized and one is left floating.

1. Introduction:

In the electrical insulation design of H.V. power apparatus, it is important to consider flashover characteristics in both uniform and non uniform field gaps.

For example, the gas insulated switch gears (GIS) or frequency converters are designed to form a quasi uniform field inside the apparatus for the suppression of the corona discharge. In contrast, electric field between the transmission conductors and ground is non uniform and the ion flow field is formed there.

Moreover, foreign objects such as linesman, animals, rain drops, insects and others are considered to intrude accidentally into such field and these situations are equivalent to those of gaps containing the floating objects from a view point of electrical discharge.

In order to develop compact power equipments with high reliability, it is necessary to know the flashover performance of gaps with the floating

objects in addition to such simple gap geometries as rod to rod, rod to plane etc.

Although a few papers have treated this problem recently. The results cover a very limited range because of the wide variety of parameters involved.

Considering this, we tried to treat the problem by making the conditions as simple as possible by simulating the restriking spark by a local spark from an energized rod to a floating rod.

2. Gap arrangement and experimental procedure :

The flashover characteristics were investigated experimentally.

The three electrode gap consists of two horizontal conicals rods (of diameter 0.8cm) facing each other together with a ground plane (or a rod of diameter 1.5cm conical and which the angle takes the values 15°, 30°, 45°, 60°, 90°, and 120°.) parallel to them.

The dimensions of the ground plane is (55.5cm * 29cm). One of the two horizontal rods is energized and one is left floating. Performed various experiments while varying the rod - rod distance d (0.3cm, 1cm, 2cm and 3cm), the rod - plane (or rod with variable geometry) distance L .

We studied the effect of a local spark in configuration of Fig.1. Where one rod is electrically floating and supported on the wall of the experimental tank by an insulator.

The experimental procedure is, we applied a lightning impulse (1.2/50 μ s up to 200KV) directly to one (energized) rod, which

produced a local spark between the two rods. This resulted in the impulse voltage being applied to the gap consisting of the rods and the plane (or rod with different angles) in the presence of a local spark. All measurements and observations were carried out under 1.2/50 μ s impulse voltage in air at atmospheric pressure.

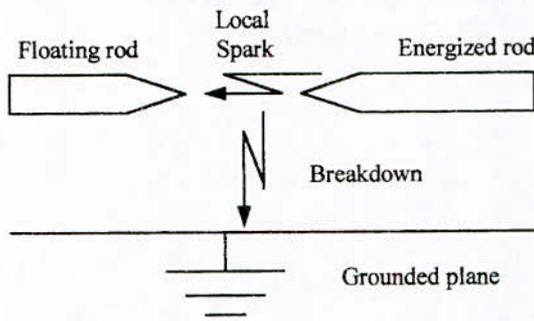


Fig.1 Experimental cell

3. Results and discussion :

The influence of a rod discharge on the dielectric strength, to the plane depends principally upon the rod - rod distance d , the geometry of the third electrode and upon the rod - plane distance L . We assume that the effect of the rod discharge in initiating a breakdown depends on the field distribution near the rod gap.

The experimental results fig.2a, fig.2b shows that under positive polarity, the breakdown voltage is inferior to the one under negative polarity.

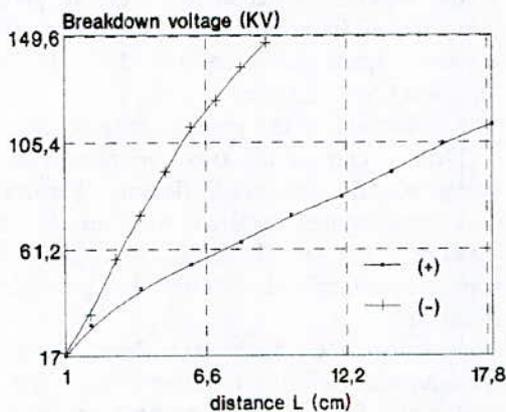


Fig. 2a. Breakdown characteristics for positive and negative polarity for energized rod , the plane is the third electrode ($d = 0.3$ cm)

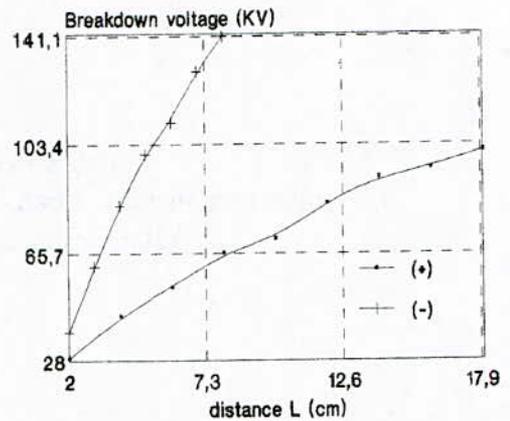


Fig. 2b. Breakdown characteristics for positive and negative polarity for energized rod , the plane is the third electrode ($d = 1$ cm)

The breakdown voltage for this configuration is lower than that for configuration horizontal wire to plane.[1],[2]. Who is the one of our case without the floating electrode. The local spark from an energized rod to a floating rod lowers the breakdown voltage, until them render equal to the one the rod - plane gap [3], [4] (fig.3).

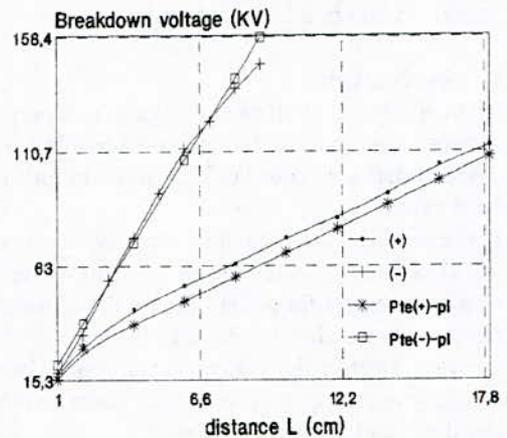


Fig. 3. Breakdown characteristics for positive and negative polarity for energized rod , the plane is the third electrode ($d = 0.3$ cm), and rod to plane gap.

We remarks that the length of a rod discharge or local spark influences on the breakdown voltage (fig.4).

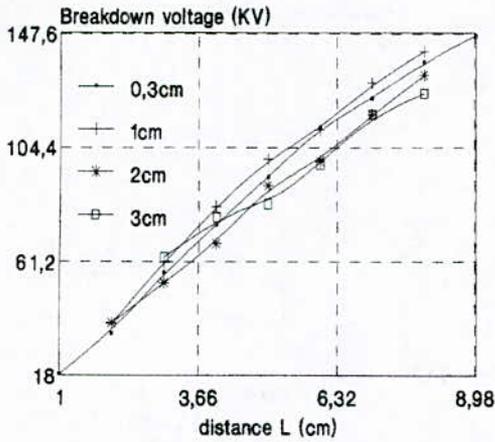


Fig. 4. Breakdown characteristics for negative polarity for energized rod , the plane is the third electrode ($d = 0.3\text{cm}$; 1cm ; 2cm and 3cm)

We remarks a big one influence on the breakdown voltage, when one is a substitute for the electrode plane by conical rod with the angle who varies.

When the length of a rod discharge or local spark is 0.3cm , we remarks that the breakdown voltage under negative polarity becomes inferior to the one of positive polarity, when the angle of the third electrode, who is a conical rod decreases (fig.5a, fig.5b, fig.5c and fig.5d).

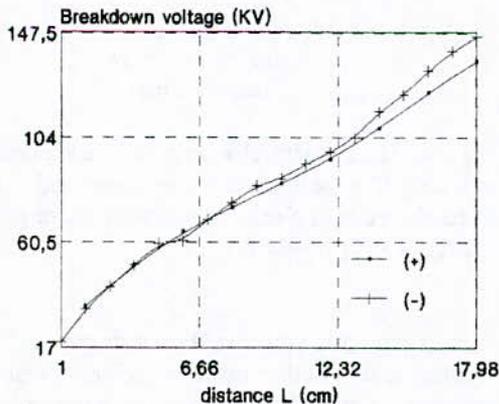


Fig. 5a. Breakdown characteristics for positive and negative polarity for energized rod , the third electrode is a conical rod with the angle of the tip is 120° ($d = 0.3\text{cm}$)

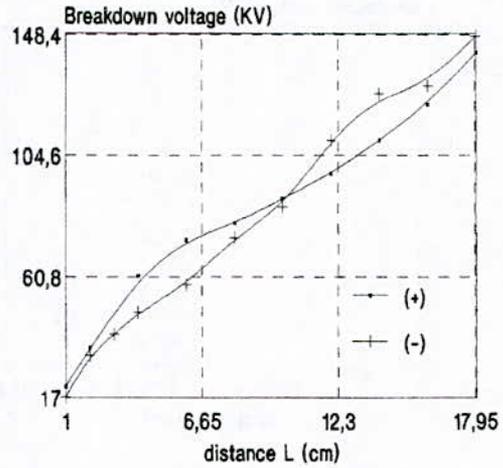


Fig. 5b. Breakdown characteristics for positive and negative polarity for energized rod , the third electrode is a conical rod with the angle of the tip is 60° ($d = 0.3\text{cm}$)

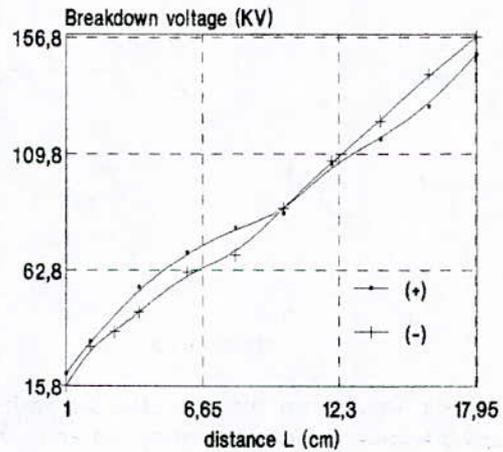


Fig. 5c. Breakdown characteristics for positive and negative polarity for energized rod , the third electrode is a conical rod with the angle of the tip is 45° ($d = 0.3\text{cm}$)

This influence increases when one increases the rod - rod distance d , (fig.6a, fig.6b, fig.6c, fig.6d).

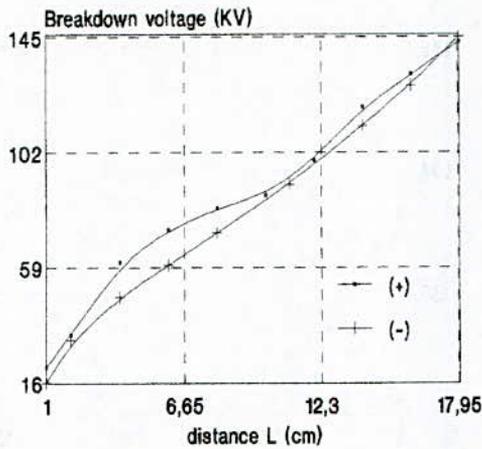


Fig. 5d. Breakdown characteristics for positive and negative polarity for energized rod , the third electrode is a conical rod with the angle of the tip is 30° ($d = 0.3\text{cm}$)

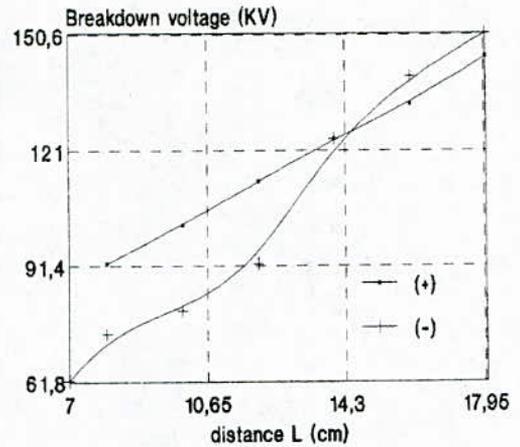


Fig. 6b. Breakdown characteristics for positive and negative polarity for energized rod , the third electrode is a conical rod with the angle of the tip is 45° ($d = 1\text{cm}$)

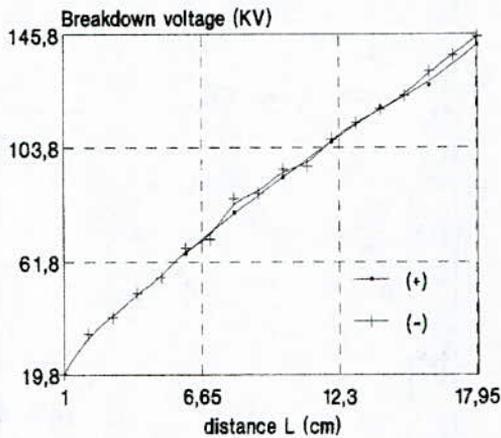


Fig. 6a. Breakdown characteristics for positive and negative polarity for energized rod , the third electrode is a conical rod with the angle of the tip is 120° ($d = 1\text{cm}$)

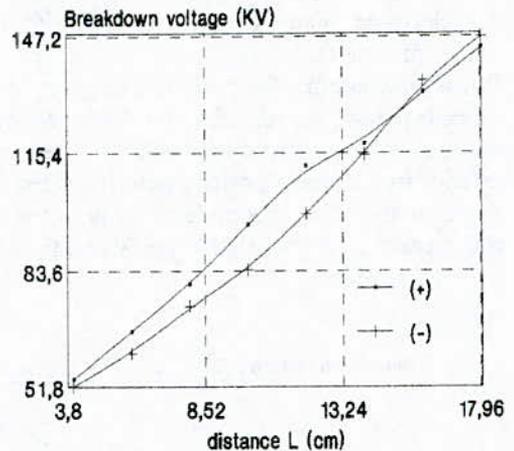


Fig. 6c. Breakdown characteristics for positive and negative polarity for energized rod , the third electrode is a conical rod with the angle of the tip is 30° ($d = 1\text{cm}$)

Such a result is surprising. Indeed, in the phenomenons putting in part of discharges, the negative polarity is usually considered since the less severe, that is that it corresponds him the most elevated breakdown voltage.

It is in part this who explains that most of the studies make under positive polarity who is deciding in the dimension of the high voltage systems.

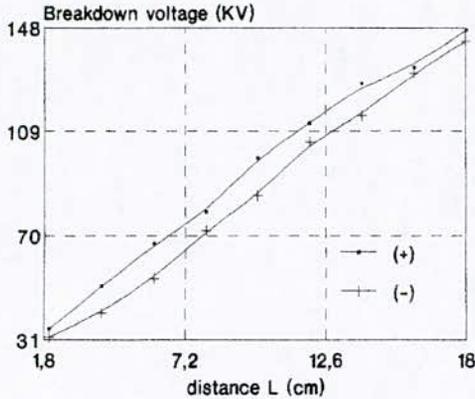


Fig. 6d. Breakdown characteristics for positive and negative polarity for energized rod, the third electrode is a conical rod with the angle of the tip is 15° ($d = 1\text{cm}$)

The following mechanisms have been suggested concerning the lowering of the breakdown voltage by a rod discharge:

- Breakdown originating in high local field around the surface of a rod discharge path. A rod discharge relaxes the field on the rod surface by short circuiting the two rods and bringing them to the same potential. However, if the discharge path is considered to be a thin conductor, the electric field strength around its surface may become sufficiently high to satisfy the threshold condition for initiating a breakdown toward the plane.

- Change in direction of leaders: Before the occurrence of a rod discharge, electric lines of force in the vicinity of the maximum field strength run from the energized rod to the floating rod. Short circuiting the two rods abruptly changes the direction of these lines of force toward the grounded plane. Accordingly, if there are leaders branching from a rod discharge or independent of it, they may change their propagation direction and initiate a breakdown.

4. Conclusion:

The reduction of the dielectric strength to ground due to a rod discharge or local spark depends on the rod - rod distance d , the geometry of the third electrode, and on the rod - plane (or rod with different angles) distance L . The experimental results when the third electrode is a rod is surprising. Indeed in the

phenomenons putting in part of discharges, the negative polarity is usually considered since the less severe. It is in part this who explains that most of the studies make under positive polarity who is deciding in the dimension of the high voltage systems. The mechanism by which a rod discharge lowers the dielectric strength was discussed in terms of the discharge behavior. The possible cause of a breakdown from a rod discharge would seem to be the high local electric field around the rod discharge arc enhanced by streamers protruding from its surface.

5. References:

- [1]. H.J. WINTLE. « Unipolar wire - to - plane corona (a definitive computation) » IEEE, Trans. Electr. Insul.; Vol.27, N°2, pp. 298-308, April 1992.
- [2]. H.J. WINTLE. « Unipolar wire - to - plane corona: accuracy of simple approximations » J. of Electrostatics Vol.28, N°2, pp. 149-159, July 1992.
- [3]. T. SHIMAZAKI. « Flashover characteristics and surface processes under negative impulse voltage in atmospheric air » IEEE, Trans. Electr. Insul.; Vol.27, N°3, pp.488-495, June 1992.
- [4]. T. SHIMAZAKI and I. TSUNEYASU « Flashover processes on the surface of solid insulators under positive impulse voltage in the atmosphere » IEEE, Trans. Electr. Insul.; Vol.25, N°6, pp.1161-1169, Dec. 1990.
- [5]. M. ABDEL-SALAM, L. FOUAD, S. ELHAZAK and M.K. GOHAR. « Positive corona discharge in a three electrode systems » J. of Electrostatics, Vol.24, N°1, pp.33-44, Nov. 1989.
- [6]. E.N. CHENON, A.V. LUPEIKO and N.I. PETROV, « Repulsion effect in orientation of « lightning » discharge », J. de Physique, Vol.2, N°7, pp.1359-1365, July 1992.
- [7]. D.B. WATSON, S.K. KHO, K.A. SAMUELS, L. MA, J.B. CHIU., « Impulse flashover trajectory in air in non uniform fields », IEEE, Trans. Electr. Insul.; Vol.28, N°2, pp.200-208, April 1993.
- [8]. N.L. ALLEN, M. BOUTLENDJ, H.A. LIGHTFOOT « Dielectric breakdown in non uniform field air gaps » IEEE, Trans. Electr. Insul.; Vol.28, N°2, pp.183-191, April 1993.
- [9]. I. TSUNEYASU « Observation of air breakdown in positive impulse voltage and its mechanism ». Trans. IEE of Japan, Vol.96A, pp.63-70, 1976.

Faint, illegible text in the top left section of the page.

Faint, illegible text in the middle left section of the page.

Faint, illegible text in the lower middle left section of the page.

Faint, illegible text in the bottom left section of the page.

Faint, illegible text in the top right section of the page.

Faint, illegible text in the middle right section of the page.

Faint, illegible text in the lower middle right section of the page.

Faint, illegible text in the bottom right section of the page.

Neural Navigation Approach for Autonomous Mobile Robots in Partially Structured Environments

A. Chohra*, C. Benmehrez*, A. Farah**, S. B. Bouguettaya*

*Centre de Développement des Technologies Avancées

Laboratoire de Robotique et d'Intelligence Artificielle

128, Chemin Mohamed Gacem El-Madania, BP 245 El-Madania, 16075, Alger, ALGERIE

Phone: 213 (2) 67 73 25 - Fax: 213 (2) 66 26 89

**Ecole Nationale Polytechnique

Laboratoire Techniques Digitales et Systèmes

10, Avenue Hassen Badi El-Harrach, Alger, ALGERIE

Phone: 213 (2) 52 53 01 - Fax: 213 (2) 52 29 73

Abstract First, we discuss the neural and fuzzy navigation approaches which remedy to insufficiencies of classical navigation approaches. Indeed, the aim of Neural Networks (NN) and Fuzzy Logic (FL) is to bring autonomous robot behaviour near the human one in reasoning, decision-making, and action. Second, we develop a neural navigation approach which is essentially based on supervised learning mechanisms using pattern-class information. Thus, the proposed approach must make the robot able, after learning, to achieve two tasks: 1) to make one's way towards its target by a NN, and 2) to avoid obstacles by another NN. The two learning strategies are based on the Gradient Back-Propagation learning. In fact, the robot learns six (06) situations related to the localization of its target and thirty (30) situations related to the obstacle avoidance. Afterwards, two association phases between each task and the appropriate actions are carried out by Trial and Error learning. Then, the coordination of these two phases allows to take among the five actions (move towards 30°, move towards 60°, move towards 90°, move towards 120°, and move towards 150°) the appropriate one. Finally, the simulation results display the ability of a robot to achieve an intelligent navigation in new unvisited environments.

I. INTRODUCTION

The intelligent mobile robots have many possible applications in a large variety of domains, from spatial exploration to handling material, and from military tasks to the handicapped help. The robot designers search to create dynamic systems able to navigate like human in hostile environments where conditions are laborious. However, the environment complexity is a specific problem to solve since this environment can be imprecise, vast, dynamical and partially or not structured. Robots must then be able to understand the structure of this environment. To reach their targets without collisions, these robots must be endowed with perception, data processing, recognition, learning, reasoning, interpreting, decision-making, and action capacities. The ability to acquire these faculties to treat and transmit knowledges constitutes the key of a certain kind of

intelligence. Reproduce this kind of intelligence is, up to now, a human ambition in the construction and development of intelligent machines, and particularly autonomous mobile robots. The classical approaches to solve navigation problems of these robots don't response to their current requirements such as real-time, autonomy, and intelligence and rapidly have been replaced by the current approaches based on the Neural Networks (NN) and Fuzzy Logic (FL) [3].

This paper deals with the *planning and intelligent control for autonomous mobile robots in partially structured environments*. The aim of this work is to develop a neural navigation approach able to provide these robots with *more autonomy and intelligence*. Indeed, recognition, learning, decision-making, and action constitute the principal navigation problems. Three phases are required to recognition: inaccurate sensor data processing, construction of knowledge base, and establishment of an environment map. To solve these problems, FL and NN are used since they improve the learning and adaptation capacities related to variations in an environment where information is qualitative, imprecise, or incomplete. Moreover, the aim of the two theories is to bring the machine behaviour near the human one in reasoning, decision-making, and action [23], [24], [25]. Hence, the approaches based on the FL, or on the NN, or on the *Neuro-Fuzzy* are the most adapted to solve the navigation problems of autonomous mobile robots in partially or unstructured dynamic environments.

First, we discuss the neural and fuzzy navigation approaches which remedy to insufficiencies of classical navigation approaches. Second, we develop a neural navigation approach which is essentially based on supervised learning mechanisms using pattern-class information. This approach must provide robots with capacities to successfully navigate in partially structured environments as mazes. At each time, two tasks are necessary to achieve this goal, the robot must recognize both

the location of its target to make one's way toward it, and spatial situation to possibly avoid obstacles. The target localization is based on a *NN* recognition acquired by learning from data obtained by computing distance and orientation of the robot-target using a temperature field strategy. The obstacle avoidance is based on another *NN* recognition acquired by learning from ultrasonic sensor data obtained from the environment. Thus, the proposed approach must make the robot able, after learning, to achieve two tasks: 1) to make one's way towards its target by a *NN*, and 2) to avoid obstacles by another *NN*. The two learning strategies are based on the *Gradient Back-Propagation* learning. In fact, the robot learns six (06) situations related to the localization of its target and thirty (30) situations related to the obstacle avoidance. Afterwards, two association phases between each task and the appropriate actions are carried out by *Trial and Error* learning. Then, the coordination of these two phases allows to take among the five actions (move towards 30°, move towards 60°, move towards 90°, move towards 120°, and move towards 150°) the appropriate one. Finally, experiments and results from a simulated robot system are discussed.

II. NEURAL AND FUZZY NAVIGATION APPROACHES

In fact, the approach of *NN* theory is appropriated as well as the one of *FL* to inaccurate data processing and construction of knowledge base. This is due to their properties such as parallelism, classification, help to decision, optimization, *adaptation* capacity (learning and auto-organization), *generalization* capacity, distributed memory (resisting to noise), and easiness of construction. Also, the use of *NN* to solve navigation problems proves interesting and indispensable if the classification criteria or generalization rules are *unknown* since they are able to learn and generalize from examples without knowledge of rules. By another way, the use of *FL* theory to solve the same problems also proves interesting and efficient if the classification criteria or generalization rules are *known* (given by an expert). In addition, we note the *complementary* properties in expression of cognition, classification, generalization (learning), and membership functions as well as equivalent properties in the rapprochement of human behaviour, control of process, approximative reasoning. Thus, the benefits of neural navigation lie in the *NN* properties. In particular, the *adaptation* capacity presents a determinant interest for all evolutionary problems. It is largely related to the learning capacity with which the network is able to take into account new constraints and data of external environment. On the other hand, the benefits of fuzzy navigation lie in its efficiency and intelligence since the *FL* allows the achievement of state judgment like human being.

Most of the *Neuro-Fuzzy* systems actually in use are fundamentally based on fuzzy rules in which *NN* techniques are used to induce rules from observations. But what is

becoming perceptible is a tendency in the opposite direction, i. e., in the direction of using *FL* techniques in the design of *NN*. In particular, it appears that the capacities of *NN* may be significantly enhanced by endowing them with the ability to process fuzzy information. It is by now clear that techniques based on *NN* and *FL* theories are deemed to gain further interest in future, and consequently it may be reasonable to think of a hybrid approach for both fuzzy and neural to deal with mobile robot navigation. This technological concept of fusion is the one of rare concepts which use *at once* the *explicit (FL)* and *implicit (NN)* knowledge. The combination of this concept with a high level processing of the cognition leads to a flexible processing of the cognition, and prepares the field to a veritable intelligent systems, in particular autonomous mobile robots.

It was shown that the use of the *FL* to handle imprecise data issued from the environment and sensors was more efficient than the previous deterministic techniques [10], [11]. This is due to the representation of the *FL* by fuzzy membership functions and to the state space which is discretized into a linguistic vocabulary. This is particularly important for the navigation since the imprecise data are processed to recognize the environment. In reality, the difficulty in the establishment of an environment map resides in the knowledge representation. For the navigation in a dynamic environment, it is more advantageous to use an implicit representation rather than explicit one, as shown by the two representation modes based on the *FL* discussed in [5]. In the knowledge based systems, it was quickly acknowledged that the determination of the fuzzy control rules represents a major problem [19], [20], [21]. The developed approaches to determine the fundamental control rules are essentially based on the operator's experience, the control engineer's knowledge or the fuzzy modeling of operator's control actions. A particularity of the fuzzy rule-based works, may be their ability to classify fuzzy rules, i.e., according to the degree of security or danger [10], [14], recognition and control rules [15], and obstacle avoidance and guidance rules [22]. Globally, the interest of *FL*-based approaches resides in their capacity of producing human-like decisions for an intelligent movement using the fuzzy inference mechanisms. This, has been the main concept of the approaches developed in [10], [11], [14], [15].

Also, the use of the *NN* to process imprecise or very noisy data is more efficient than the classical techniques because of their high tolerance to noises [1], [2]. Furthermore, to treat the path planning problem, Ho and Fox [9] have used the *NN* and have formulated it as a classification problem where the types of classes are mapped on the set of maneuverable robot movements. In this work, the supervised *Gradient Back-Propagation* algorithm used for the learning proved efficient. To determine an appropriate path in grid mapped environments, Lin and Wann [13] have used a parallel processing model in real-time based on the *NN* which proved its efficiency. Thus, several *NN*-based approaches are oriented to design and

achieve robots which simulate the human decision-making in imprecise environments [13], [17].

Globally, the fuzzy and neural approaches used separately are based essentially on the manner with which the humans think, establish their own decisions, and take the adequate action. The use of the *FL* to solve the navigation problems is interesting and efficient if the classification criteria or generalization rules are known. If it is not the case, the use of the *NN* is interesting and indispensable since they are able to learn and generalize from examples without knowledge of rules. The knowledge could be expressed explicitly in the rules by the *FL*, while the *NN* could express the knowledge implicitly in the weights. Thus, fuzzy systems could express the knowledge but are not able to learn (they only adapt themselves), while *NN* possess this ability. The interest in establishing relations between the *FL* and *NN* could be in part related to notions such as: cognition and generalization. More, the relation between *FL* and *NN* is basically complementary rather than equivalent or competitive [23]. This fusion technology is one of the rare concepts which uses at once an explicit and implicit knowledge [3].

III. THE PROPOSED NEURAL NAVIGATION APPROACH

A. Robot, Sensors, and Environments

1) *Robot*: The robot has to move according to five (05) possible directions and consequently five (05) actions are defined as A_i ($i=1, \dots, 5$): A_1 to move towards 30° , A_2 to move towards 60° , A_3 to move towards 90° , A_4 to move towards 120° , and A_5 to move towards 150° as illustrated in Fig. 1.

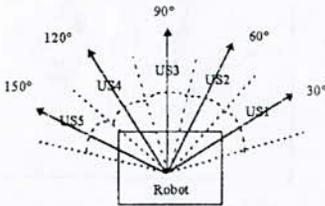


Fig. 1. Robot and sensors.

2) *Sensors*: The UltraSound sensors (US) are used to detect the eventual obstacles in front of the robot. Five (05) sensors are then necessary to cover the area from 15° to 165° as illustrated in Fig. 1: US1 from 15° to 45° , US2 from 45° to 75° , US3 from 75° to 105° , US4 from 105° to 135° , and US5 from 135° to 165° .

3) *Partially Structured Environments*: The uncertainty of the real world knowledge is the main problem of autonomous mobile robots [16]. It must be taken into account in the data representation. This uncertainty is due to the fact that the environment representation is constructed on the basis of the robot perceptions. We use a description of obstacles in the environment to effect a partial spatial structuration, since we are interested by the robotics in partially structured indoor environment such as chairs, tables, desks, factories, etc. Also, one can study another

abstraction level increased of one degree and search, on the basis of the current structuration, another structuration of topological type in 'pieces, corridors, doors, etc.' Then, this allows the transition from the spatial structuration to its comprehension which bring the manner to solve the navigation problems near the human one.

The application environments are unknown, dynamic and partially structured with static or dynamic obstacles illustrated by a typical example in Fig. 2. These obstacles can have different shapes: rectangular, squared, circular or triangular.

In reality, the static obstacles (O1, O2, O3, and O4 in Fig. 2) of different shapes represent walls, pillars, machines, desks, tables, chairs, etc.

The intelligent dynamic obstacles (one, ... or four) of square shape (Robot1 with regard to Robot2 and conversely in Fig. 2) represent robots controlled by the same navigation approach where each one considers the others as obstacles.

The non-intelligent dynamic obstacles, (one or two) oscillating horizontally (O5 in Fig. 2) or vertically (O6 in Fig. 2) between two fixed points, represent in reality pre-programmed, teleguided or guided vehicles.

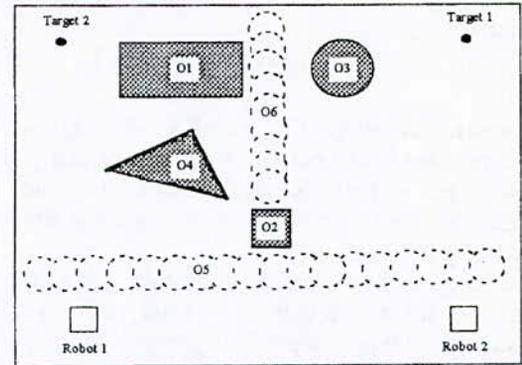


Fig. 2. A typical application environment.

B. Neural Network Properties

Historically, interest in *NN* stems from the wish to understand principles leading in some manner to the comprehension of the human brain functions and to build machines that are able to perform complex tasks requiring massively parallel computation. Essentially, *NN* deal with cognitive tasks such as learning, adaptation, generalization and optimization. In general, *NN* are well appropriate, when inaccurate data processing and knowledge based systems are involved [7], [8], [3]. This is due to their properties such as parallelism, classification, optimization, adaptation (learning and auto-organization), generalization, distributed memory.

C. Learning

An interconnection may be characterized by two features: its excitatory or inhibitory nature and the degree of influence on the incident node, this is represented by the weight associated with the interconnection. Typically, interconnection change implies modification of the

associated weights and occurs whenever the *NN* learns something in response to new inputs [12]. Thus, D. O. Hebb (1949) [12] suggests the Hebbian learning rule: *when a cell A repeatedly and persistently participates in firing cell B, then A's efficiency in firing B is increased.* Afterwards, Sutton (1981) [12] proposes an approximation of this rule:

$$W_i(t+1) = W_i(t) + CX_i(t)Y(t), \quad (1)$$

$$Y(t) = \sum_{j=1}^n W_j(t)X_j(t), \quad (2)$$

$X_i(t)$: the inputs, $Y(t)$: the output, and C : the positive and constant learning rate. This rule can be considered as a special case of a generalized learning rule, formulated as: a synaptic weight increases or decreases in proportion to a reinforcement signal to synapse i at time t , $r_i(t)$:

$$W_i(t+1) = W_i(t) + Cr_i(t), \quad (3)$$

$$r_i(t) = X_i(t)Y(t). \quad (4)$$

Another example of learning rule is the Generalized Delta rule (Widrow-Hoff rule) [12], where $Z(t)$ is the desired response:

$$r_i(t) = [Z(t) - Y(t)]X_i(t). \quad (5)$$

D. Supervised Learning: Gradient Back-Propagation

The proposed application consists to classify different situation types of both the target localization and obstacle avoidance by the *Gradient Back-Propagation* technique as detailed in [6].

The used network is a multi-layer one where the information is transmitted only from one layer to the following one. First, a supervisor presents to the network a set of examples of vector pairs [Input, Desired Output]. Second, after a type of input is applied as impulse to the first layer, it is propagated across every following layer until an output is generated. This type of output is therefore compared to the desired output and an error signal is calculated for every output. A quadratic error is therefore transmitted in inverse sense from the output layer toward every node of the intermediate layers. This procedure is repeated layer by layer until every node in the network received an error signal reflecting its relative contribution to the total error. The weights of the connections are therefore updated until the network convergence: a state permitting the coding, i.e., the classification of all the training types or input space.

E. Navigation by Learning

This approach must provide robot with capacities to successfully navigate in partially structured environments such as mazes. During the navigation, the robot must learn, build a map (i.e., obstacles and free spaces) from sensors, update it and use it for intelligently planning and controlling its navigation [18], [4].

The situations of the target localization, the target position with regard to the robot, are defined by T_{j1} Fig. 3, with ($j1 = 1, \dots, 6$), while the obstacle avoidance situations, imposed by the possible robot movements, are defined by S_{j2} Fig. 4, with ($j2 = 1, \dots, 30$). All these situations must be encountered by the robot during the learning. So, the training must be done separately in the learning (training) environments Fig. 5 (a) et Fig. 5 (b), where all these situations are represented.

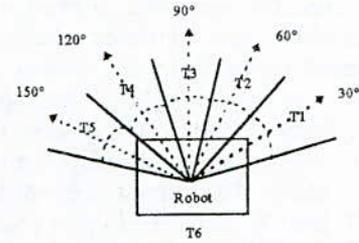
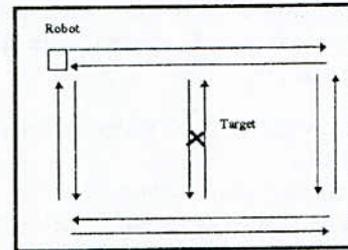
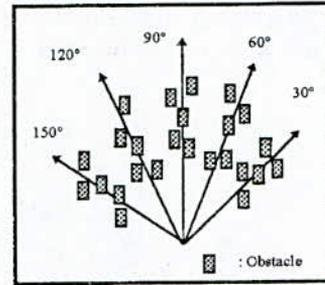


Fig. 3. Situations of the target localization.



(a). Target localization.



(b). Obstacle avoidance.

Fig. 5. Learning (training) environments.

1) *Network Parameters*: To determine the network parameters, the response to the following questions is necessary:

- ◆ How many nodes are necessary ?
- ◆ Are three layers sufficient ?

Generally, for a simple classification three layers are sufficient, sometimes more than one hidden layer are necessary. In the proposed case, three layers are sufficient: the input layer with five nodes, one hidden layer, and the output layer 1) with six nodes for the network related to temperature field situations, and 2) with thirty nodes for the network related to obstacle avoidance situations. Concerning the hidden layers, the main idea is to use the minimum of nodes. During the training, if the weights of some nodes are not very different compared to their initial values, these

nodes don't participate to the learning process and a less number of hidden nodes is then sufficient.

2) Global System Structure:

Three phases are necessary to develop the proposed system as shown in Fig. 6. During the phase 1 the robot learns to recognize the situations T_{j1} while it learns to recognize the other situations S_{j2} during the phase 2. The phase 3 decides of an action from the association and coordination stages.

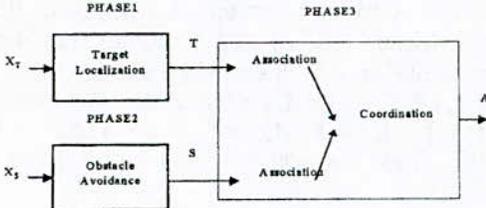


Fig. 6. Synoptic of the global system.

3) Phase 1 (Target Localization): The strategy of the target localization is acquired by learning and a temperature field is applied to the robot in the learning environment Fig. 5 (a), the task of the robot is then to localize its target. The temperature field is defined in the robot environment and the task of the robot is then to detect the unique maximum of this field: maximum temperature. The input vector X_T to the network of this phase has five components representing

the temperature in the neighbourhood of the robot: in the direction 30° , X_{T30} , in the direction 60° , X_{T60} , in the direction 90° , X_{T90} , in the direction 120° , X_{T120} , in the direction 150° , X_{T150} . These components are computed according to the orientation of the target with regard to the robot. After learning, for each input vector the robot must recognize in which situation it find its target.

4) Phase 2 (Obstacle Avoidance): The strategy of the obstacle avoidance is acquired by learning and it is applied to the robot moving in the learning environment Fig. 5 (b), the task of the robot is then to avoid obstacles. The input vector of the network of this phase X_S has five components: the distance to obstacles in the direction 30° , X_{S30} , in the direction 60° , X_{S60} , in the direction 90° , X_{S90} , in the direction 120° , X_{S120} , in the direction 150° , X_{S150} . After learning, for each input vector the robot must recognize in which situation it find itself.

5) Phase 3 (Action): Both situations of T_{j1} and S_{j2} are associated by Trial and Error learning mechanism with the appropriate actions separately. After, the coordination of the two associated phases allows the decision-making of an appropriate action.

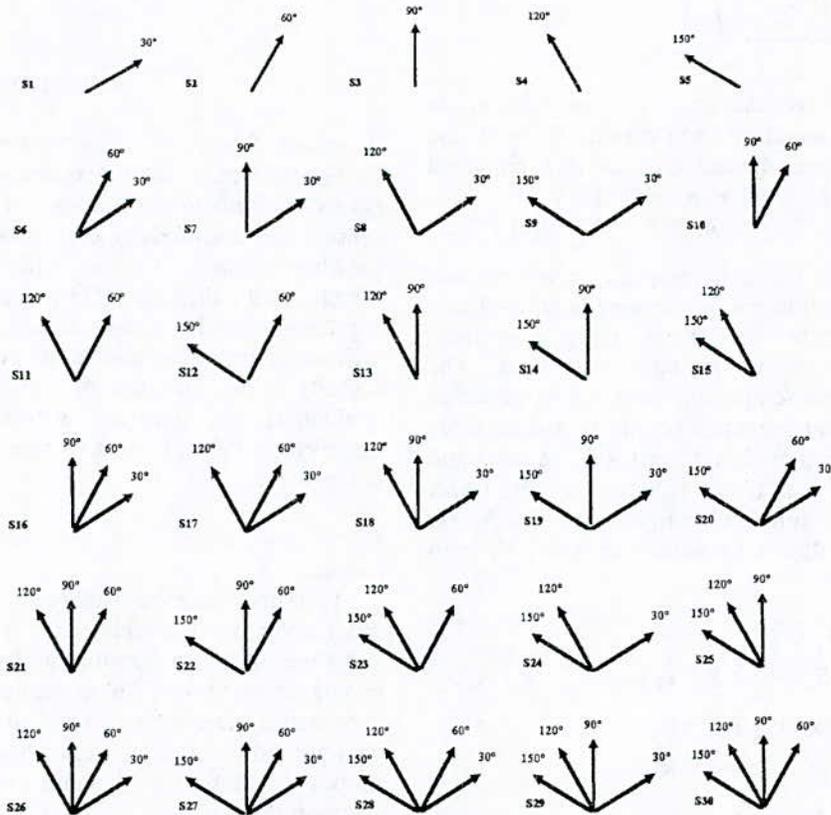


Fig. 4. Obstacle avoidance situations.

◆ *Association: Learning by Trial and Error:* This learning is guided only by a feedback process, i.e., guided by a signal P provided by the environment. This signal causes a reinforcement of the association between a given situation and an action if this latter leads to a favorable consequence to the robot ; if not, the signal P provokes a dissociation. Each neuron A_i is connected to all neurons T_{j1} and S_{j2} through connections weighted by the coefficients U_{ij1} and O_{ij2} respectively. The updating of these coefficients is achieved by:

$$W_{ij} = -\alpha e^{-\frac{A_i \text{ Situation}_j}{\tau} t} + (\alpha - P), \quad (6)$$

Target Localization: $j = j1$ and $\text{Situation}_{j1} = T_{j1}$

$$U_{ij1} : P = \begin{cases} P_1 & \text{if } Z = 0 \\ 0 & \text{if } Z = 1 \end{cases}, \quad (7)$$

Obstacle Avoidance: $j = j2$ and $\text{Situation}_{j2} = S_{j2}$

$$O_{ij2} : P = \begin{cases} P_2 & \text{if collision} \\ 0 & \text{if not} \end{cases}, \quad (8)$$

with $P_1 > \alpha$, $P_1 > P_2$, $0 < \alpha < P_2$,
 $\tau = 3s$ time constant, $\alpha = 5$, $P_1 = 9$, and $P_2 = 7$.

● *Target Localization:* This association is carried out in a free-obstacle environment ($S = 0$) and for each situation only one action is permitted, then the connection weights are adjusted to obtain this reinforced action represented by a high value in Table I.

$N[1] = 0.5$, $N[2] = 0.3$, $N[3] = 0.4$, $N[4] = 0.1$, $N[5] = 0.2$,
 $A[1] = 1$, $A[2] = 1$, $A[3] = 1$, $A[4] = 1$, $A[5] = 1$,
 $z30 = 1$, $z60 = 1$, $z90 = 1$, $z120 = 1$, $z150 = 1$.

TABLE I
 REINFORCEMENT OF THE SITUATIONS OF THE TARGET LOCALIZATION

T[6] = 1	T[5] = 1	T[4] = 1	T[3] = 1	T[2] = 1	T[1] = 1
U[6][1] = 9.09	U[5][1] = 1.81	U[4][1] = 1.81	U[3][1] = 3.29	U[2][1] = 5.50	U[1][1] = 9.09
U[6][2] = 5.50	U[5][2] = 1.81	U[4][2] = 3.29	U[3][2] = 5.50	U[2][2] = 9.66	U[1][2] = 5.50
U[6][3] = 3.29	U[5][3] = 3.29	U[4][3] = 5.50	U[3][3] = 9.25	U[2][3] = 5.50	U[1][3] = 3.29
U[6][4] = 5.50	U[5][4] = 5.50	U[4][4] = 9.09	U[3][4] = 5.50	U[2][4] = 3.29	U[1][4] = 1.81
U[6][5] = 9.09	U[5][5] = 9.09	U[4][5] = 5.50	U[3][5] = 3.29	U[2][5] = 1.81	U[1][5] = 1.81
Particular Case $165^\circ < T < 260^\circ$ T: Target $N[1] = 0.2$ $N[5] = 0.5$.					

● *Obstacle Avoidance:* This association is carried out without temperature informations ($T = 0$) and the connection weights are adjusted to obtain this reinforced action represented by a high value in Table II.

$N[1] = 0.5$, $N[2] = 0.3$, $N[3] = 0.4$, $N[4] = 0.1$, $N[5] = 0.2$.

◆ *Coordination:* In each step, the robot receives information about temperatures in the neighbourhood and distances to the obstacles and must make a decision concerning the direction of its next movement. The detection of the maximum temperature can be interpreted as the goal of the robot. The generated actions by the presence of obstacles must be interpreted as the reflex of the robot and must have precedence over those generated by the target localization. Also, to ensure the coordination, the A_i are computed by the four following possibilities where N_i is an aleatory variable:

$$A_i = g(\alpha S_{j2} + \alpha T_{j1}) + N_i \quad (9)$$

$$A_i = g((\alpha - P_2) S_{j2} + (\alpha - P_1) T_{j1}) + N_i \quad (10)$$

$$A_i = g(\alpha S_{j2} + (\alpha - P_1) T_{j1}) + N_i \quad (11)$$

$$A_i = g((\alpha - P_2) S_{j2} + \alpha T_{j1}) + N_i \quad (12)$$

$$g(x) = \begin{cases} x & \text{if } x > 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (13)$$

IV. SIMULATION

A. Robots, Sensors, and Environments

Geometrically, the robots are modeled as a square of (7 pixels x 7 pixels). In reality, a number of UltraSound sensors are disposed on each robot to get the distance to possible obstacles in the direction 30° , direction 60° , direction 90° , direction 120° , and the direction 150° . The application environment is partially structured and the different types of obstacles to eventually encounter have globally known features and shapes. Thus, the obstacles could be static or dynamic (as detailed in paragraph III) and the obstacle velocity must be inferior or equal to the robot velocity.

B. Generalization Tests and Robot Acquired Behaviour Results

To reflect the robot behaviour acquired by learning, the robot navigation is simulated in new unvisited environments and then the generalization ability of the proposed system can be demonstrated. These environments are not necessary constrained ones such as the learning environment. If the configuration of the environment changes by adding other shapes of static or dynamic obstacles, can the robot successfully navigate ?

TABLE II
REINFORCEMENT OF THE OBSTACLE AVOIDANCE SITUATIONS

S[1]	S[2]	S[3]	S[4]	S[5]	S[6]
O[1][1] = -7	O[2][1] = 5	O[3][1] = 5	O[4][1] = 5	O[5][1] = 5	O[6][1] = -7
O[1][2] = 5	O[2][2] = -7	O[3][2] = 5	O[4][2] = 5	O[5][2] = 5	O[6][2] = -7
O[1][3] = 5	O[2][3] = 5	O[3][3] = -7	O[4][3] = 5	O[5][3] = 5	O[6][3] = 5
O[1][4] = 5	O[2][4] = 5	O[3][4] = 5	O[4][4] = -7	O[5][4] = 5	O[6][4] = 5
O[1][5] = 5	O[2][5] = 5	O[3][5] = 5	O[4][5] = 5	O[5][5] = -7	O[6][5] = 5
S[7]	S[8]	S[9]	S[10]	S[11]	S[12]
O[7][1] = -7	O[8][1] = -7	O[9][1] = -7	O[10][1] = 5	O[11][1] = 5	O[12][1] = 5
O[7][2] = 5	O[8][2] = 5	O[9][2] = 5	O[10][2] = -7	O[11][2] = -7	O[12][2] = -7
O[7][3] = -7	O[8][3] = 5	O[9][3] = 5	O[10][3] = -7	O[11][3] = 5	O[12][3] = 5
O[7][4] = 5	O[8][4] = -7	O[9][4] = 5	O[10][4] = 5	O[11][4] = -7	O[12][4] = 5
O[7][5] = 5	O[8][5] = 5	O[9][5] = -7	O[10][5] = 5	O[11][5] = 5	O[12][5] = -7
S[13]	S[14]	S[15]	S[16]	S[17]	S[18]
O[13][1] = 5	O[14][1] = 5	O[15][1] = 5	O[16][1] = -7	O[17][1] = -7	O[18][1] = -7
O[13][2] = 5	O[14][2] = 5	O[15][2] = 5	O[16][2] = -7	O[17][2] = -7	O[18][2] = 5
O[13][3] = -7	O[14][3] = -7	O[15][3] = 5	O[16][3] = -7	O[17][3] = 5	O[18][3] = -7
O[13][4] = 5	O[14][4] = 5	O[15][4] = -7	O[16][4] = 5	O[17][4] = -7	O[18][4] = -7
O[13][5] = -7	O[14][5] = -7	O[15][5] = -7	O[16][5] = 5	O[17][5] = 5	O[18][5] = 5
S[19]	S[20]	S[21]	S[22]	S[23]	S[24]
O[19][1] = -7	O[20][1] = -7	O[21][1] = 5	O[22][1] = 5	O[23][1] = 5	O[24][1] = -7
O[19][2] = 5	O[20][2] = -7	O[21][2] = -7	O[22][2] = -7	O[23][2] = -7	O[24][2] = 5
O[19][3] = -7	O[20][3] = 5	O[21][3] = -7	O[22][3] = -7	O[23][3] = 5	O[24][3] = 5
O[19][4] = 5	O[20][4] = 5	O[21][4] = -7	O[22][4] = 5	O[23][4] = -7	O[24][4] = -7
O[19][5] = -7	O[20][5] = -7	O[21][5] = 5	O[22][5] = -7	O[23][5] = -7	O[24][5] = -7
S[25]	S[26]	S[27]	S[28]	S[29]	S[30]
O[25][1] = 5	O[26][1] = -7	O[27][1] = -7	O[28][1] = -7	O[29][1] = -7	O[30][1] = 5
O[25][2] = 5	O[26][2] = -7	O[27][2] = -7	O[28][2] = -7	O[29][2] = -7	O[30][2] = -7
O[25][3] = -7	O[26][3] = -7	O[27][3] = -7	O[28][3] = 5	O[29][3] = -7	O[30][3] = -7
O[25][4] = -7	O[26][4] = -7	O[27][4] = 5	O[28][4] = -7	O[29][4] = -7	O[30][4] = -7
O[25][5] = -7	O[26][5] = 5	O[27][5] = -7	O[28][5] = -7	O[29][5] = -7	O[30][5] = -7

1) *Static Obstacles:* In this case, tested in an environment containing static obstacles, see Fig. 7 (where Rob: Robot and Tar: Target), the robot succeeds, in a satisfactory manner, to avoid suitably the static obstacles while it makes one's way towards its target.

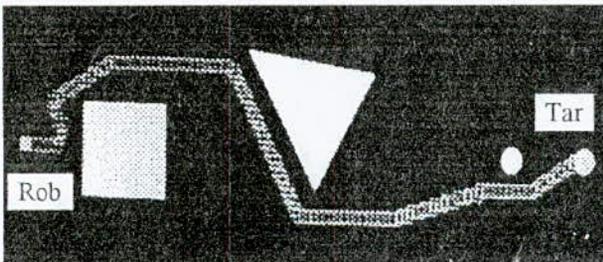


Fig.7. Static obstacles.

2) *Intelligent Dynamic Obstacles:* In the case shown in Fig. 8, the four robots try to reach their respective targets while avoiding themselves (Rob1 with Rob2) and (Rob3 with Rob4).

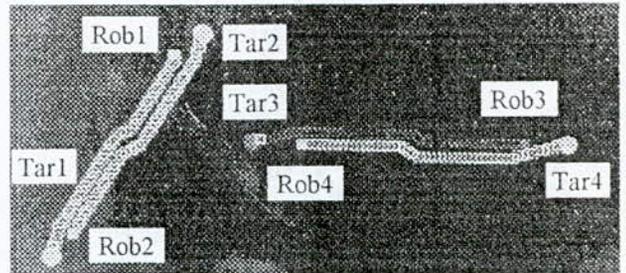


Fig. 8. Intelligent dynamic obstacles.

3) *Non-Intelligent Dynamic Obstacles:* In the case of non-intelligent dynamic obstacles the one oscillating vertically or horizontally between two fixed points shown in Fig. 9, each robot avoids the corresponding obstacle and reaches its target successfully.



Fig. 9. Non-Intelligent dynamic obstacles.

4) *Complex Environments:* In the case shown in Fig. 10, the three robots navigate intelligently.

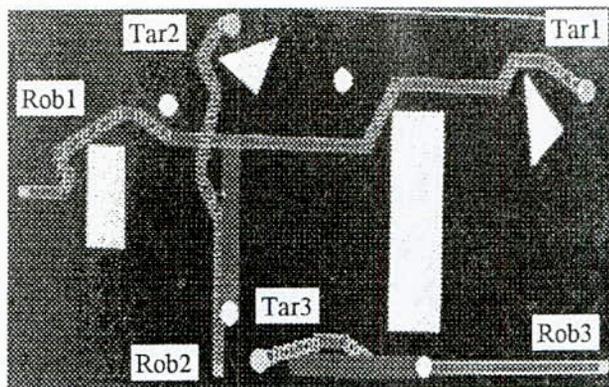


Fig. 10. Complex environment.

V. CONCLUSION

We have generalized the neural approach proposed in [4] by increasing the possible movement number of the robot from three (03) to five (05) movements. The generalized approach has allowed the robot to learn the two tasks: to make one's way towards its target and to avoid obstacles. Thus, the developed system coordinates the two learned tasks and generates an appropriate action. Simulation results show that this approach allows autonomous mobile robots to achieve an intelligent navigation towards their targets, without collisions, in *new unvisited* environments ; illustrating the *generalization* capacity of the *NN*.

An interesting alternative for future research is to take into account the kinematics and dynamics of the robot to implement the developed approach.

REFERENCES

- [1] A. A. Baloch and A. M. Waxman, "Visual learning, adaptive expectations, and behavioral conditioning of the mobile robot MAVIN," *Neural Networks*, Vol.4, 271-302, 1991.
- [2] K. Berns and R. Dillmann, "A neural network approach for the control of a tracking behavior," *IEEE 7803-0078/0600-0500*, 1991.
- [3] A. Chohra and C. Benmehrez, "Planning and intelligent control of autonomous mobile robots in partially structured environments," *Signal Processing, Robotics and Neural Networks IMACS-IEEE/SMC Sym.*, April 25-27, France, 1994.
- [4] A. Chohra, F. Sif, and S. Talaoubrid, "Neural navigation approach of an autonomous mobile robot in a partially structured environment," *2nd IFAC Conference on Intelligent Autonomous Vehicles IAV'95*, pp 238-243, Espoo, Finland, 12-14 June 1995.
- [5] D. R. Dodds, "Terrain classification in navigation of an autonomous mobile robot," *SPIE*, Vol. 1388, Mob. Rob., V, 82-89, 1990.
- [6] J. A. Freeman and D. M. Skapura, *Neural networks: algorithms, applications, and programming techniques*. Addison-Wesley, New York, 1992.
- [7] P. Y. Glorennec, "Les réseaux neuro-flous évolutifs: un pont entre le flou et le neuronal," Exposé, INSA, 03 Oct, 1991.
- [8] D. Hammerstrom, "Working with neural networks," *IEEE SPECTRUM*, 46-53, July, 1993.
- [9] A. W. Ho and G. C. Fox, "Neural network near-optimal motion planning for a mobile robot on binary and varied terrains," *IEEE Int. Work. on Int. Rob. and Sys., IROS'90*, 593-600, 1990.
- [10] R. A. Hogle and P. P. Bonissone, "A fuzzy algorithm for path selection in autonomous vehicle navigation," *23rd Conf. on Dec. and Cont.*, Las Vegas, NV, Dec, 1984.
- [11] M. C. Kemal and C. Isik, "Fuzzy rule-based motion controller for an autonomous mobile robot," *Robotica*, Vol. 7, 1989.

- [12] T. Khanna, *Foundations of neural networks*. Addison-Wesley, New York, 1990.
- [13] C. S. Lin and C. D. Wann, "A parallel processing model for robot path planning on grid terrains," *Int. J. Rob. & Aut.*, Vol. 6, N° 1, 1991.
- [14] Y. Maeda, "Collision avoidance control among moving obstacles for a mobile robot on the fuzzy reasoning," *Eight CISM IFTOMM Symp. on Theo. & Prac. of Rob. & Man.*, 2-6 July, 1990.
- [15] M. Maeda, Y. Maeda, and S. Murakami, "Fuzzy drive control of an autonomous mobile robot," *Fuz. Sets and Sys.*, 39, 195-204, 1991.
- [16] P. Pignon, T. Hasegawa, J. P. Laumond, "Structuration de l'espace pour les robots mobiles," *Revue Scientifique et Technique de la Défense*, 2, pp 17-31, 1994.
- [17] W. Shen, J. Shen, and J. P. Lallemand, "Finding the shortest path by use of neural networks," *IEEE*, 7803-0078/91/0600-1164, 1991.
- [18] E. Sorouchyari, "Mobile robot navigation: a neural network approach," *Art Coll. Neuro., Eco. Poly.*, Lausanne, 159-175, 1989.
- [19] M. Sugeno and K. Murakami, "Fuzzy parking control of model car," *IEEE 23rd Conf. on Dec. & Cont.*, NV, 902-904, 1984.
- [20] M. Sugeno and K. Murakami, "An experimental study on fuzzy parking control using a model car," *Ind. App. of Fuz. Cont.*, 1985.
- [21] M. Sugeno and M. Nishida, "Fuzzy control of model car," *Fuz. Sets & Sys.*, 16, 103-113, 1985.
- [22] T. Takeuchi, "An autonomous fuzzy mobile robot," *Advanced Rob.*, Vol. 5, No.2, 215-230, 1991.
- [23] P. J. Werbos, "Neurocontrol and fuzzy logic: connections and designs," *Int. J. of App. Reas.*, 6, 185-219, 1992.
- [24] L. A. Zadeh, "Fuzzy sets," *Information & Control*, 8, 338-353, 1965.
- [25] L. A. Zadeh, "The calculus of fuzzy if/then rules," *AI Expert*, 23-27, Mar, 1992.

PETRI NET MODEL FOR A BASELINE MULTISTAGE INTERCONNECTION NETWORK

D. Benazzouz¹, A. Farah².

1- Laboratory EEA, INGM, Boumerdes,
35000.

2- Laboratory TDS, ENP, El-Harrach,
Algeria.

Abstract:

Advances in VLSI technology have made it possible to build cost-effective, fast machines with large numbers of processors that can work concurrently on different parts of the same problem. These new multiprocessor architectures have a great potential to enhance the performance substantially. One major issue related to these systems is how to design an appropriate interconnection network to facilitate efficient communication between the various system processing elements.

In this paper we present the Baseline topology of multistage interconnection network using Graph models which is a useful tool for the analysis of peculiar features of computer systems such as synchronization, communication. These graph models are today generally known as Petri nets. An efficient algorithm has been developed to facilitate communication between inputs and outputs of the network without any conflict.

Keywords: Multistage interconnection - Parallel processing - Network topology - Petri net - Graph models.

1- Introduction.

With the rapid advances in technology, it is now possible to build systems consisting of many processors. The processors are connected via an **interconnection network (IN)**, which may be generally implemented at two levels in computer system, at the system level called, **multicomputer**

systems, and at the processor-memory interface level called, **multiprocessor systems**. Multicomputer and multiprocessor systems can at best achieve an increase in system performance that is linearly related to the number of processors.

The first part of this paper presents the interconnection network, their characteristics, properties, and routing. A multistage interconnection network (MIN) are described particularly the **Baseline** configuration. The second part consists of describing the general theory of Petri net (PN) needed to the analysis, specially those concerning with the inhibition arc. The last part concerns the case study which consist of presenting a model of the Baseline topology using a PN, then an algorithm which perform the communication path between any arbitrary source to any arbitrary destination of the IN.

2- Interconnection Network.

Generally, an IN has four distinguishing characteristics [1],[2]. **Timing**, which may be, *synchronous* or, *asynchronous*. **Switching Method**, which can be, *circuit switching* or, *packed switching*. Normally, packet switching is more suited for many short messages while circuit switching better accommodates fewer but larger messages. **Control Strategy**, of an IN can be based on, *centralized* or, *distributed* control. **Topology**, it determines which source nodes are connected to which destination nodes. It can be represented by a graph in which the nodes represent the switching points and the edges represent the communication links. The topologies tend to be regular and can be classified into two categories: *static* and, *dynamic*. A static topology has dedicated links between the nodes, and these links cannot be reconfigured. In a dynamic topology, these links can be reconfigured by setting the switches of the network. The choice of a particular IN depends on the application

demands, technology support, cost-effectiveness. For multipurpose or general purpose applications, we need to use dynamic connections which can implement all communication patterns based on program demands. Instead of using fixed connections, switches or arbiters must be used along the connecting paths to provide the dynamic connectivity. There is two classes of dynamic networks: **single-stage** (SSIN) versus, **multistage** (MIN).

3- Multistage Interconnection Network (MIN).

Multistage networks are described by three characterizing features: the switching box, network topology and control structure. Many switch box are used in a MIN. Each box is essentially an interchange device with two inputs and two outputs, as depicted in Fig.1. Illustrated are four states of a switch box: *straight*, *exchange*, *upper broadcast*, and *lower broadcast*. A two function switch box can assume either the straight or the exchange states. A MIN is capable of connecting an arbitrary input terminal to an arbitrary output terminal. MINs can be one-sided or two-sided. The one-sided networks, is sometimes called full switches have input-output ports on the same side. The two-sided networks [3],[4] which usually have an input side and an output side, can be divided into three classes: blocking, rearrangeable and nonblocking.

In **blocking** networks, simultaneous connections of more than one terminal pair may result in conflicts in the use of network communication links. Examples of blocking networks include the Omega (Lawrie, 1975), Baseline (Wu and Feng, 1980), Banyan (Goke and Lipovski, 1973) and Delta networks (Patel, 1979). Some blocking networks are equivalent after graph transformations. In fact, most multistage networks are blocking in nature. In a blocking network, multiple passes through the network may be needed to

achieve certain input-output connections. A network is called, **rearrangeable**[5] network if it can perform all possible connections between inputs and outputs by rearranging its existing connections so that a connection path for a new input-output pair can always be established. A multistage network is called, **nonblocking** if it can perform all possible connections between inputs and outputs by rearranging its connections. In such a network, a connection path can always be established between input-output pair. Generally, a MIN consists of n stages where $N=2^n$ is the number of inputs and outputs lines. Therefore, each stage may use $N/2$ switch boxes. The interconnection patterns from stage to stage determine the network topology. Each stage is connected to the next stage by at least N paths. The network delay is proportional to the number n of stages in a network. The cost of a size N multistage network is proportional to $N \log_2 N$. The control structure of a network determines how the states of the switch boxes will be set. Two types of control structures are used in a network construction. The individual stage control uses the same control signal to set all switch boxes in the same stage. In other words, all boxes at the same stage must be set to assume that same state. Therefore, it requires n sets control signals to set up the states of all n stages of switch boxes. Another control philosophy is to apply individual box control. A separate control signal is used to set the state of each switch box. This offers higher flexibility in setting up the connecting paths, but requires $n^2/2$ control signals, which will significantly increase the complexity of the control circuitry. A compromise design is to use partial stage control in which $i+1$ control signals are used at stage i for $0 \leq i \leq n-1$.

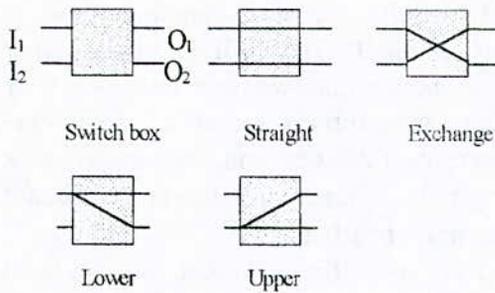


Fig.1: The four functions of a switch box.

4- Petri Net Theory.

A Petri net (PN) comprises a set of **places P**, a set of **transitions T**, and a set of directed **arcs A**. Arcs connect transitions to places and places to transitions. Places may contain **tokens**, which are drawn as black dots. The state of a PN is defined by the number of tokens contained in each place is denoted by a **vector M**, whose *i*th component represents the number of tokens in the *i*th place. The PN state is usually called the PN **marking**. The definition of a PN requires the specification of the initial marking **M₀**. A formal definition of a PN is thus the following:

$$\begin{aligned}
 \text{PN} &= (P, T, A, M) \\
 P &= \{p_1, p_2, \dots, p_n\} \\
 T &= \{t_1, t_2, \dots, t_m\} \\
 A &\subseteq \{P \times T\} \cup \{T \times P\} \\
 M_0 &= \{m_{01}, m_{02}, \dots, m_{0n}\}
 \end{aligned}$$

A transition is, **enabled** *i*th when all of its input places contain each least one token. Enabled transitions can fire, thus removing one token from each input place and placing one token in each output place. Each firing of a transition modifies the distribution of tokens on places and thus produces a new marking for the PN. The firing of a transition may disable other transitions that are said to be in conflict with the one that fires. In a PN with a given initial marking **M₀**, the reachability set is defined as the set of all marking that can be

"reached" from **M₀** by means of a sequence of transition firing. If the PN is such that, for any possible marking, the maximum number of tokens in any place is less than or equal to *k*, then the PN is said to be *k*-bounded. The widespread acceptance that PNs have gained in the modeling of computer systems is due to the fact that they are very-suited for the representation of concurrency and of synchronization.

5- Case Study.

A/ Petri Net Inhibition Arc.

An inhibition arc is an oriented arc going from a place to a transition **T_j**. Its end is illustrated with a small circle as shown in Fig. 2. An inhibition arc between **P_i** and **T_j** means that the transition **T_j**'s is valid iff the place **P_i** does not contain any token [6]. A transition is enabled when there is no token at place **P**.

B/ Linear Algebra.

Definition. A Petri Net (PN) is a quadruple: **Q = < P, T, Pre, Post >** where:

P = {P₁, P₂, ... P_n} is a finite set of non empty places.

T = {T₁, T₂, ... T_n} is a finite set of non empty transitions. **P ∩ T = Φ** meaning thereby, the set of **P** and **T** are disjoint.

Pre: P x T → {0,1} is the forward incidence function.

Post: P x T → {0,1} is the backward incidence function.

Pre (P_i, T_j) is the arc weight **P_i → T_j** this weight is 1 if the arc exist and 0 otherwise.

Post (P_i, T_j) is arc weight **T_i → P_j**, this weight is 1 if the arc exist and 0 otherwise.

'Pre' and 'Post' are related to transition **T_j** of the couple **(P_i, T_j)**.

We call the forward incidence matrix, the matrix:

$$W = [W_{ij}] \text{ or } W_{ij} = \text{Pre} (P_i, T_j).$$

We call the backward incidence matrix, the matrix:

$$W^+ = [W^+_{ij}] \text{ or } W^+_{ij} = \text{Post} (P_i, T_j).$$

We call the incidence matrix:

$$W = W^+ + W^- = [W_{ij}]$$

S is defined as the simulation sequence or the firing sequence from an initial marking. M_i which can be written as $M_i[S > M_k]$; If the firing sequence S is given by $M_i[S > M_k]$; then we have the fundamental equation :

$$M_k = M_i + W.S.$$

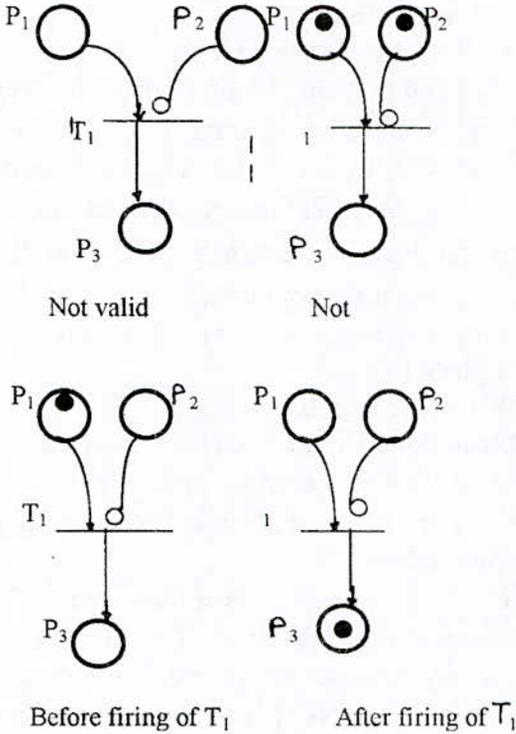


Fig.2: Inhibition arc of Petri net.

C/ Functioning Process.

Baseline network : Wu and Feng have studied the relationship among a class of MIN. A Baseline network can be generated recursively. The first stage contains one $N \times N$ block, and the second stage contains two $(N/2) \times (N/2)$ subblocks. The construction process can be recursively applied to the subblocks until the $N/2$ subblock of size 2×2 are reached. The small boxes and the ultimate building blocks of the subblocks are the 2×2 switches, each with two legitimate connection states:

direct and **exchange** between the 2 inputs and 2 outputs. A 8×8 Baseline network is shown in Fig.3. The switch box given at Fig.1, shows that we can consider four possible connections either a one-by-one connections (straight and exchange) or a one-by-two connections (**lower broadcast** and **upper broadcast**).

Notations used for a switch box modeled with Petri net:

I_1 : represents input 1, modeled by the place P_1 .

I_2 : represents input 2, modeled by the place P_2 .

O_1 : represents output 1, modeled by the place P_4 .

O_2 : represents output 2, modeled by the place P_5 .

The switch box control is given by P_3 . Thus, the set of the place is: $P = \{P_1, P_2, P_3, P_4, P_5\}$. A token of an input place goes to the output place iff the transition is fired. The set of transition T is: $T = \{T_1, T_2, T_3, T_4\}$. The PN model of a switch box is shown in Fig.4, it is based on an oriented arcs and inhibition arcs. Based on the PN properties let's examine how to develop an algorithm to insure a good functioning process of this switch box.

a/ An information at the input switch is represented by a token at the input place.
 b/ An information arrives at (I_1) we put a token at place (P_1).

c/ If the destination is at the output (O_1), this means direct connection, we should put a token at the control place (P_3) symbolized by $[1]$.

d/ Consequently, the transition T_1 will be valid but not T_2 .

e/ When the transition T_1 fires, we take out a token from place P_1 and add one token at place P_4 .

f/ If we need to transfer information in an cross-over connection. We let the control place (P_3) empty symbolized by $[0]$, with this manner T_2 will be valid but not T_1 .

This process may be represented in mathematical tool, using algebraic matrix

equations called fundamental equation given by:

$$M_k = M_i + W \cdot \underline{S}$$

where; M_i = initial marking of the PN,
 M_k = final marking the PN at state k,
 W = incidence matrix,
 S = firing sequence,
 \underline{S} = firing vector.

Let's determine the backward, the forward, and the incidence matrix $W^- = \text{Pre}(P_i, T_j)$, $W^+ = \text{Post}(P_i, T_j)$, and W_{ij} respectively of the proposed PN model where: $i=1,5$ and $j=1,4$.

$$W^- = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad W^+ = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$W = W^+ - W^- = \begin{bmatrix} -1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

D/ Determination of the Initial Marking.

The set of $\{M(P_1), M(P_2), \dots, M(P_5)\}$ will present six possibilities, when an information arrives at P_1 alone, P_2 alone or at the same time at P_1 and P_2 in each case the connection path demand can be either direct or exchange connection. The six possibilities are $(1 \ 0 \ \bar{0} \ 0 \ 0)$, $(1 \ 0 \ \bar{1} \ 0 \ 0)$, $(0 \ 1 \ \bar{0} \ 0 \ 0)$, $(0 \ 1 \ \bar{1} \ 0 \ 0)$, $(1 \ 1 \ \bar{0} \ 0 \ 0)$, $(1 \ 1 \ \bar{1} \ 0 \ 0)$. The last two possibilities present the case of conflict which is not considered in this study. The initial marking places are to be changed depending on the arcs type on which the firing take place. The technique used to allow all possible firing is given in table 1. As an example let's consider an arbitrary sequence.

Firing sequence of $S=(1000)$

- Direct broadcast.

The firing of T_1 is possible. $M_n(P_i) \geq 0, \forall i \in [1,5]$. Therefore,

$$M_0 = (1 \ 0 \ \bar{1} \ 0 \ 0) \text{ is equivalent to } M_0 = (1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0)$$

$$M_f = M_i + W \cdot \underline{S}$$

$$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

This result verify our analysis, means that after firing of transition T_1 one token is taken out from P_1 and placed at P_4 . This can easily seen from the graph shown at Fig.4.

- Exchange broadcast.

The firing of T_1 is not possible. Therefore, $M_0 = (1 \ 0 \ \bar{0} \ 0 \ 0)$ is equivalent to $M_0 = (1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0)$.

$$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Due to the negative number of the final marking of the incidence matrix (at line 3). Therefore, we can say that the firing of T_1 is not possible. In the same manner we can analyze each firing sequence we want depending on the source and the destination. Since we have demonstrated that we can model a switch box using a PN with an inhibition arc. Now, we can generalize this model to our study case which consist of the MIN Baseline topology. The model of configuration is shown in Fig.5. Based on the proposed functioning process we can simulate any firing sequence that can connect any information from the source to the destination. A program have been developed to examine the possibility of

fully connection from any source nodes to any destination nodes of the proposed PN model. With this program we can see the path of the communication link, it happens that simultaneous connections of more than one terminal pair may result in conflicts. Therefore, this model is a blocking network, and in future research we will be concerning of evaluating the performance of the PN model using another tool which consist of the stochastic Petri net.

6-Conclusion. In this paper we have presented a new mathematical tool to analyze a type of a multistage interconnection network, the Baseline configuration was chosen as an example. Petri net with the inhibition arc cannot be transformed to an ordinary PN. In this research we have shown that we can find some equivalent ordinary PN by using the theoretical model given by table1. This model was very helpful in determining the incidence matrix of PN. The perspective of this research work is to study the case of blocking network. The performance evaluation, using both analytical and simulation models of the Petri net in aspects of configurations and operations will be studied with a mathematical model known as stochastic Petri net.

Bibliography.

- [1]- Feng, T. (1981). A survey of interconnection networks. Computer, 14(12), 12-27.
- [2]- Bhuyan, L.N. (1987). Interconnection networks for parallel and distributed processing. Computer, 20(6), 9-12.
- [3]- Patel, J.H. (1979), Processor-memory interconnection for multiprocessors. In Proc. 6th annual symposium on computer architecture, 168-177.
- [4]- Wu, C.L and Feng, T. (1980). On a class of multistage interconnection networks, IEEE, Tran. on computers, vol.C29N8, August.
- [5]- Yao, M.Y. and Feng, T. (1992), On a

class of rearrangeable networks, vol.41,N11, November.

[6]- H. Alla, R. David, (1989), Du Grafctet au reseau de Petri, ed. Hermes.

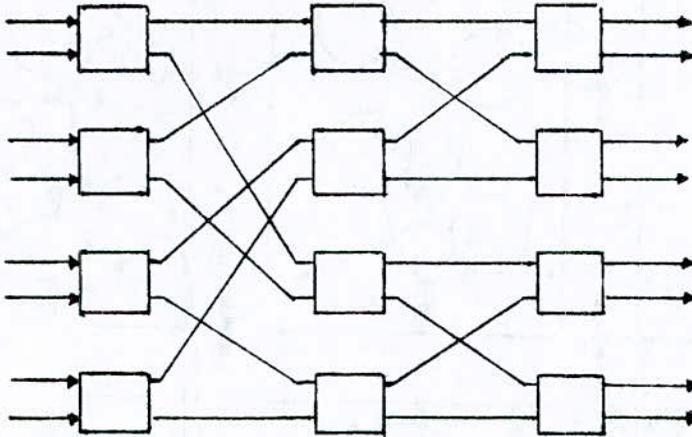


Fig.3 8x8 Baseline network.

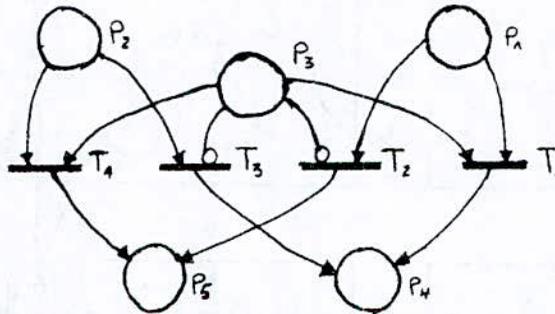


Fig.4 Switch box model of a PN.

<p>0̄ T₂ N.val. T₁ val.</p>	<p>1̄ T₂ val. T₁ N.val.</p>
<p>0 T₂ N.val. T₄ val.</p>	<p>1 T₂ val. T₄ N.val.</p>

Table 1. Equivalent network of an inhibition arc.

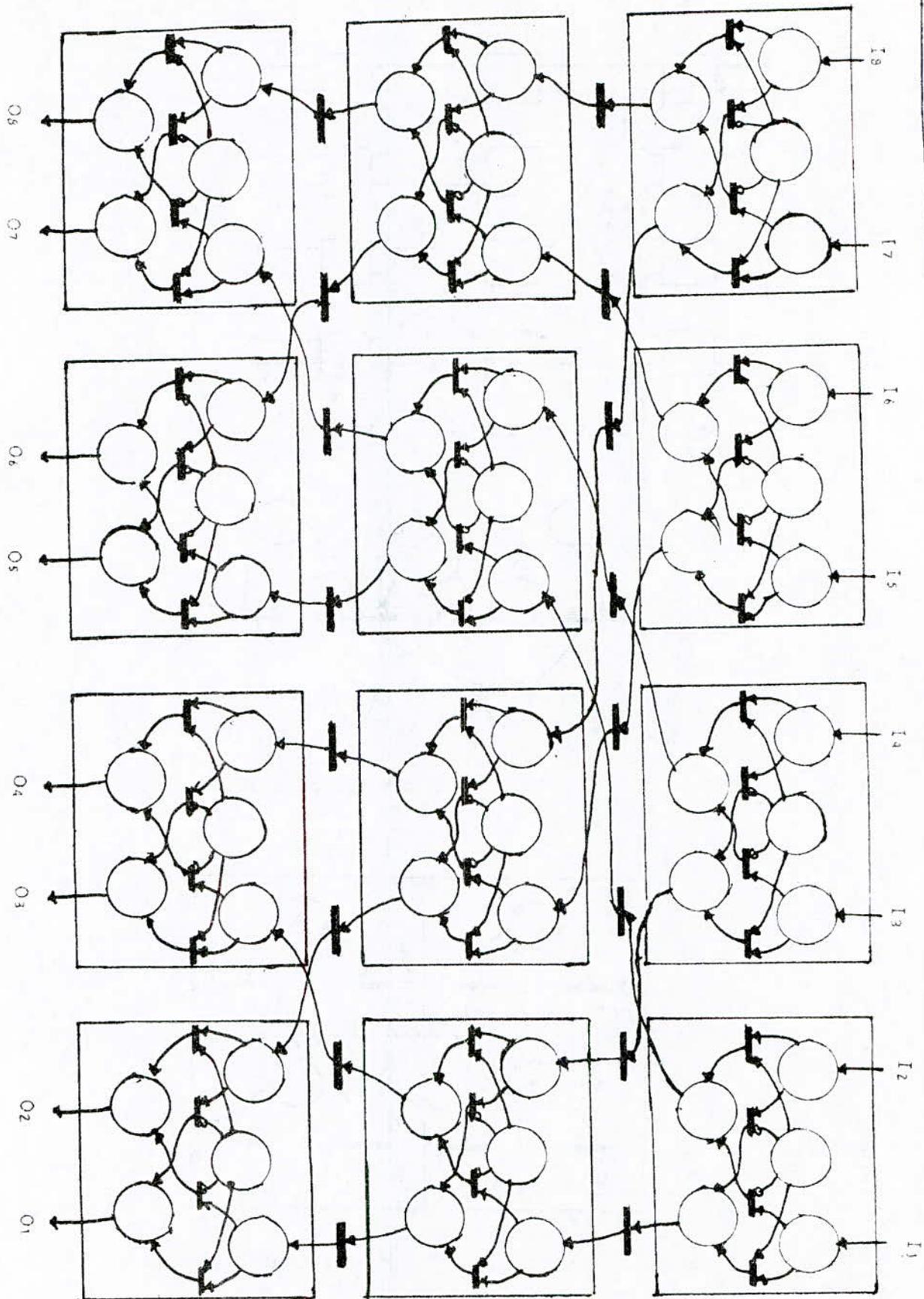
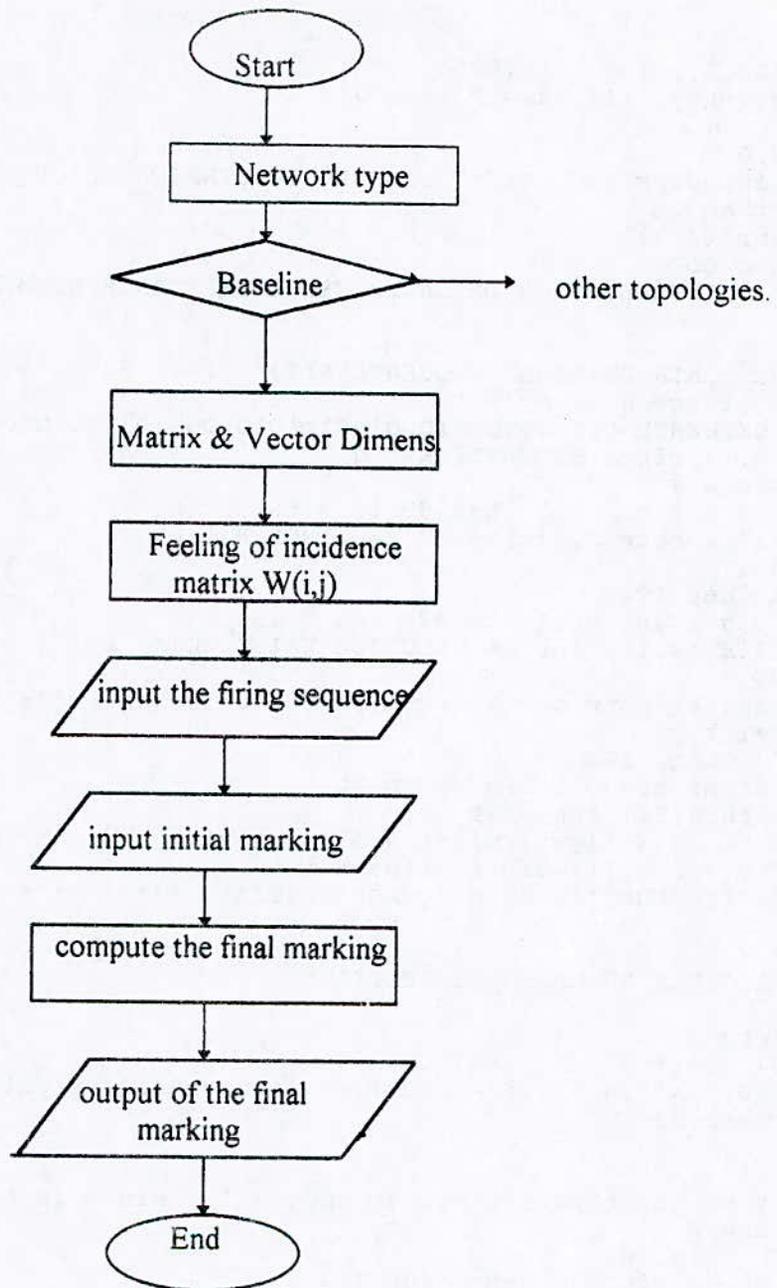


Fig.5 Modelisation of an 8x8 Baseline network using PN.



For the 8x8 Baseline topology we get a matrix of $W(60, 64)$, where we have 60 places over 64 transitions. Initial marking will be given from I_1 through $I_8 (M_0)$.

```

locate 23,1:print "<ENTER>"
222 kk$=inkey$ :if kk$="" then 222
cls
color 7,0
locate 10,30:print " 1:;" RESEAU D'INTERCONNEXION TYPE <BASELINE>"
if x=1 then 24
x=val(input$(1))
on x goto 600
'***** INTRODUCTION DE LA SEQUENCE DE FRANCHISSEMENT *****
24 cls
g=0
25 print "INTRODUIRE LA SEQUENCE S(I) / I=1 64"
print " titre d'exemple "
print " SEQUENCE=0001001000100010011101000001011001000000011101000010100100001000
locate 8,1:print " SEQUENCE Nx" g
59 bn$=inkey$
if bn$="0" or bn$="1" then 57 else 59
57 g=g+1: locate 8,1:print " SEQUENCE Nx";g;
s$=s$+bn$
if g=64 then 198
locate 9,g:print bn$:goto 59
198 LOCATE 10,1:print"LA SEQUENCE EST DONC:"
print s$
print ucase$("pour corriger tapez c ou la barre d'espacement")
199 h$=inkey$
if h$="" then 199
if h$="c" or h$="C" then gosub 200
if h$<> chr$(32) then 199
for i=1 to 64:s(i)=val(mid$(s$,i,1)):next i
for i=1 to 60:m0(i)=0:p(i)=i:next i
'***** INTRODUCTION DU MARQUAGE INITIAL *****
cls
color 0,7
print "LECTURE DU MARQUAGE INITIAL"
k=1
for i=1 to 11
if (i=3) or (i=6) or (i=9) then 52
print "M0(";k;")=";:e(i)=k:m0(i)=val(input$(1)):print m0(i)
if k=8 then 98
k=k+1
52 next i
98 print ucase$ ("pour corriger tapez °c$ sinon la barre d'espacement")
99 c$=inkey$
if c$="" then 99
if c$="c" or c$="C" then gosub 100
if c$<> chr$(32) then 99
cls
locate 10,1:for i= 1 to 5:print b$:next i
locate 12,17:print" PATIENTEZ SVP !!! En cour d'execution....."
'***** COMPLEMENTATION DU MARQUAGE INITIAL *****
for i=1 to 60 :a=0:for j=1 to 64:if w(i,j)=-1 then a=a+w(i,j)
next j
if a<> -4 then goto 300
pc(i)=i
c=0
for j=1 to 64
if w(i,j)=-1 then c=c+s(j)
next j
if c >=2 then m0(i)=2

```

```

if c=1 then m0(i)=1
300 next i
'***** CALCUL DU MARQUAGE FINAL *****
for i=1 to 60
mf(i)=0
next i
for i=1 to 60
for j=1 to 64
mf(i)=mf(i)+w(i,j)*s(j)
next j
mf(i)=mf(i)+m0(i)
next i
cls
locate 2,6:print"LE MARQUAGE INITIAL EST:"
print
for i=1 to 60:print m0(i);:next i
w$=""
locate 10,6:print "LE MARQUAGE FINAL SERA"
locate 12,1
for i=1 to 60
x$=str$(mf(i)):w$=w$+x$
next i
print w$
225 locate 22,1:print "VOULEZ-VOUS CONNAITRE LA TRAJECTOIRE "
locate 23,1:print "          D'UN MESSAGE  O/N"
66 j$=inkey$:if j$="" then 66
if j$="o" or j$="O" then gosub 1100
if j$="n" or j$="N" then goto 233
goto 66
return
233 LOCATE 15 ,5 :print "POUR RECOMMENCER L'ETUDE DU MEME RESEAUX "
print "          TAPPEZ °R$ SINON  UNE TOUCHE QUELCONQUE POUR SORTIR"
15 dv$=inkey$
if dv$="" then 15
if dv$="r" or dv$="R" then goto 2
234 cls
end
100 input "quel est le rang que vous voulez corriger";r
input "quel est la nouvelle valeur";n
m0(r)=n
print "m0(";r;")=";n
print ucase$("tappez r pour recorriger sinon n")
150 y$=inkey$
if y$="" then 150
if y$="r" then 100
c$=chr$(32)
return
200 input "quel est le rang que vous voulez corriger";rr
input "quel est la nouvelle valeur";nn
s(rr)=nn
print "s(";rr;")=";nn
print ucase$("tappez r pour recorriger sinon n")
250 f$=inkey$
if f$="" then 250
if f$="r" then 200
if f$="n" or f$="N" then h$=chr$(32):return:else 250
600 color 6,0
dim w(60,64),s(64),m0(60),mf(60),pc(60),p(60),t(5),e(8)
cls:locate 1,10:print"RESEAU D'INTERCONNEXION TYPE <BASELINE>
LOCATE 10,20:print "VEUILLEZ PATIENTER..."

```

```

locate 8,18 :print "TRAITEMENT INITIAL DES DONNEES"
'***** DEFINITION DE LA MATRICE D INCIDENCE *****
for i=1 to 12:for j=1 to 17:read w(i,j):next j:next i
for i=13 to 24:for j=13 to 40:read w(i,j):next j:next i
for i=25 to 36:for j=41 to 64:read w(i,j):next j:next i
for i=37 to 49:for j=1 to 45:read w(i,j):next j:next i
for i=50 to 60:for j=34 to 64:read w(i,j):next j:next i
goto 233
1100 cls
input "QUEL EST VOTRE SCREEN é1,2,10è";scr
cls
screen scr
print "NOUS ALLONS VOUS DONNER LES TRANSITIONS QUI SERONS FRANCHIS"
print "POUR ATTEINDRE LA SORTIE QUE VOUS CHOISIREZ"
l=0:for i=10 to 600 step 150:line(i+100,40)-(i,90),,b
next i
for i=5 to 600 step 75 : line (i+20,100)-(i+20,90)
next i
locate 12,1
for t= 8 to 1 step -1
print using "S#          ";t;
next t
1010 locate 14,10:print"QUEL EST VOTRE CHOIX:(1/2/3...ETC)":y=val(input$(1))
i=y+52
if mf(i)=0 then goto 339
303 k=5
310 for j =1 to 64
if w(i,j)=1 and s(j)=1 then 320
next j
locate 15,1
for k=1 to 6:print b$
next k
locate 18,2:print using"ENTREE E#111
locate 16,15:print space$(48)
locate 17,14:print "
locate 18,14:print " ! "
locate 18,15:for k=1 to 5:print using " T## --> ";t(k);:next k
locate 19,14:print " ! "
gosub 225
320 t(k)=j:k=k-1:for f=1 to 60
if w(f,j)=-1 and p(f) <> pc(f) then 330
next f
330 i=p(f) :goto 310
return
339 locate 22,1:print using "IL N'Y A PAS DE MESSAGE DE SORTIE EN S#";y
print "          TAPPEZ VOTRE CHOIX          OU S POUR SORTIR "
256 d$=inkey$
if d$="" then 256
if d$="s" or d$="S" then 234
goto 1010

```

Decentralized Direct Adaptive Control of Interconnected Systems

D. BOUKHETALA, M. GAREH and M.S. BOUCHERIT

Department of Electrical Engineering
Ecole Nationale Polytechnique
10, Avenue Pasteur, El-Harrach Alger
Tel: (02) 52-53-01/03 Fax: (02) 52-29-73

Abstract — In this paper, a decentralized adaptive control for interconnected systems is presented. A special controller structure is designed in which each subsystem consists of a precompensator and a feedback compensator. In order to guarantee the stability of the whole system, the centralized classical adaptive control laws, designed for single-input single-output (SISO) systems, are modified for the decentralized case. Illustrative examples are given.

I. INTRODUCTION

Decentralized control problem has been widely studied in the two last decades. The motivation of their using is to avoid several problems brought by the use of centralized controller in large scale systems which can be composed by some interconnected and geographically distant subsystems.

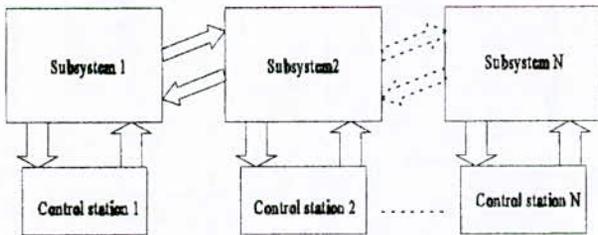


Fig. 1. Decentralized control structure

The decentralized structure (fig.1) has many advantages relative to the centralized case, such as the minimisation of the controller implementation complexity and the rate of information used in the control.

Some approaches have been used for analysis and design of decentralized control laws [1],[2],[3],[4], among them the decentralized adaptive control, which is used when the model

parameters are not well or completely unknown.

This paper deals with the model reference decentralized adaptive control problem. It is organized in the following manner. In section II a description and some assumptions of the system to be controlled are given. The effect of interconnections on the system responses when classical controllers are designed for each subsystem [3] is shown in section III. In section IV some modifications are made on the adaptive laws, which counteract the effect of interconnections on the stability of the adaptive control scheme. In V an illustrative example and simulation results are given. Section VI discusses the results and draws some conclusions.

II. SYSTEM DESCRIPTION AND PROBLEM STATEMENT

Let us consider the following system with N interconnected subsystems.

The subsystem model S_i is given as follows:

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= A_i x_i + b_i u_i + d_i + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N f_{ij}(t, x_j) \\ y_i &= c_i^T x_i \quad i=1, 2, \dots, N \end{aligned} \tag{1}$$

where

$$x_i \in \mathbf{R}^{n_i}; \quad u_i \in \mathbf{R}^1; \quad y_i \in \mathbf{R}^1; \quad d_i \in \mathbf{R}^{n_i}; \quad f_{ij} \in \mathbf{R}^{n_i}$$

are respectively the state space vector, the input and the output. d_i represents the perturbations to which the subsystem i is subject.

the term

$$\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N f_{ij}(t, x_j) \tag{2}$$

represents the interconnections on the subsystem S_i with others.

Some assumptions are made on each subsystem S_i [5]:

- the subsystem S_i is of (SISO) type.
- the transfer function of decoupled subsystem S_i has a relative degree less or equal to two.
- the disturbance term d_i is supposed to be bounded.
- the interconnection term $f_{ij}(t, x_j)$ is assumed to verify the following condition:

$$|f_{ij}(t, x_j)| \leq a_{ij} \|x_j\| \quad (3)$$

where a_{ij} are unknown limited positive constants. The problem is to design, for any subsystem an adaptive controller using only local information, such that its output tracks the local model reference output.

III. EFFECT OF THE INTERCONNECTIONS ON SYSTEM STABILITY

To analyze the effect of interconnections on the system stability, with adaptive laws designed in classical way [3], let us consider the following SISO system which is composed by two first order interconnected subsystems:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= a_{11}x_1(t) + b_1u_1(t) + a_{12}x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) &= a_{21}x_1(t) + b_2u_2(t) + a_{22}x_2(t) \\ y_1(t) &= x_1(t) \\ y_2(t) &= x_2(t) \end{aligned} \quad (4)$$

with unknown parameters $a_{11}, a_{12}, a_{21}, a_{22}$. For each subsystem the model reference is described by:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{m_1} &= a_{m_{11}}x_{m_1} + r_1 \\ \dot{x}_{m_2} &= a_{m_{22}}x_{m_2} + r_2 \end{aligned} \quad (5)$$

Where r_1, r_2 are uniformly bounded reference input signals. The adaptive state space control laws are given by:

$$\begin{aligned} u_i &= -K_i(t)x_i(t) + r_i(t) \\ \dot{K}_i(t) &= \Gamma_i e_i(t)x_i(t) \end{aligned} \quad (6)$$

$$\Gamma_i > 0, \quad e_i(t) = x_i(t) - x_{m_i}(t) \quad i=1,2$$

$e_i(t)$ being the tracking error relative to the i th subsystem. Fig.2 shows the simulation results of the example when the system is taken without interconnections and with

$$\begin{aligned} a_{11} &= -2, \quad a_{22} = -1.5, \quad a_{12} = a_{21} = 0, \quad a_{m_1} = a_{m_2} = -1 \\ b_1 &= b_2 = 1 \quad \Gamma_1 = \Gamma_2 = 2, \quad r_1 = 3, \quad r_2 = 1 \end{aligned}$$

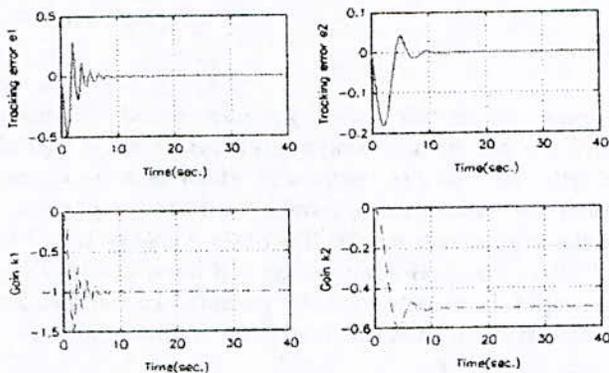


Fig. 2. Tracking errors and system control gains (case without interconnections).

Through Fig.2 the control scheme is shown stable. When the interconnections are considered ($a_{12} = -0.5, a_{21} = -1$) control scheme becomes unstable.

The simulation results of this case are presented on fig.3.

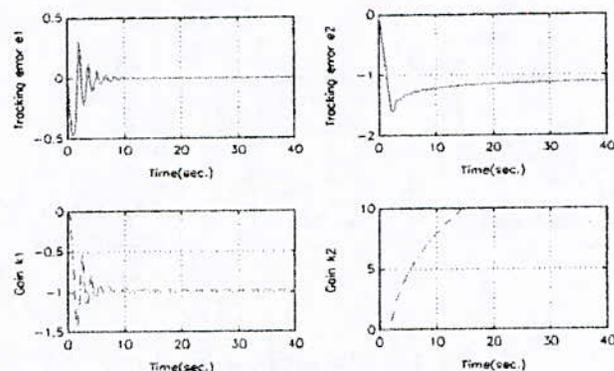


Fig. 3. Tracking errors and system control gains (case with interconnections).

To avoid the instability problem a modification of the adaptation laws must be introduced, which is treated in the following section.

IV. ADAPTATION LAWS MODIFICATION

In order to ensure some robustness to a better system performances, modifications of adaptation control laws were introduced first by Ioannou and Kokotovic [4] for the class of SISO systems. Here we apply this scheme to the interconnected system.

Note that this control scheme is apply only to subsystems with relative degree (*rd*) less or equal to two. The following two cases can be distinguished:

A. Case with a relative degree *rd*=1

In this case each subsystem has *n_i* poles and *n_i-1* zeros. The model reference of subsystem *i* is described by the transfer function

$$H_{m_i}(s) = c_{m_i}^T (sI - A_{m_i})^{-1} b_{m_i} = \frac{k_{m_i} N_{m_i}(s)}{R_{m_i}(s)} \quad (7)$$

H_{m_i}(*s*) is assumed to be strictly positive real (SPR). The transfer function of the subsystem *i* is

$$H_i(s) = c_i^T (sI - A_i)^{-1} b_i = \frac{k_i N_i(s)}{D_i(s)} \quad (8)$$

The coefficients of *N_i*(*s*) and *D_i*(*s*) and the gain *k_i* are unknown constants.

The controller structure given by Narendra et al [3] applied to the *i*th subsystem :

$$\begin{aligned} \xi_i^{(1)} &= \Lambda_i \xi_i^{(1)} + g_i \mu_i \\ w_i^{(1)} &= h_i^T(t) \xi_i^{(1)} \\ \xi_i^{(2)} &= \Lambda_i \xi_i^{(2)} + g_i y_i \\ w_i^{(2)} &= d_{oi}(t) y_i + d_i^T(t) \xi_i^{(2)} \end{aligned} \quad (9)$$

with

$$\Lambda_i \in \mathbb{R}^{(n_i-1)(n_i-1)}, \quad g_i = [0, 0, \dots, 1]^T$$

The control law is given by

$$u_i = \theta_i^T \omega_i \quad (10)$$

where

$$\omega_i^T = [r_i, \xi_i^{(1)}, y_i, \xi_i^{(2)}] \quad (11)$$

and the adjustable parameters vector is

$$\theta_i^T = [k_{oi}, h_i, d_{oi}, d_i] \quad (12)$$

Generally, *k_{oi}* is chosen equal to one. The state tracking error is defined as:

$$e_{oi} = y_i - y_{m_i} \quad (13)$$

The adaptation laws are subject to a called "*σ*-modification" [3] as shown below:

$$\begin{aligned} \dot{\theta}_i &= -\sigma_i \Gamma_i \theta_i + \Gamma_i \rho_{oi} \omega_i \\ \sigma_i &= \begin{cases} \sigma_{oi} & \text{if } \|\theta_i\| \geq \theta_{oi} \\ 0 & \text{if } \|\theta_i\| < \theta_{oi} \end{cases} \quad (14) \\ & \quad i=1, 2, \dots, N \end{aligned}$$

σ_{oi}, *θ_{oi}*, *Γ_i* are the design parameters.

B. Case with relative degree *rd*=2

In this case, the local model reference is chosen so that the transfer function *W_{m_i}*(*s*)*L_i*(*s*) is positive real, *L_i*(*s*) being an (*rd-1*)th order polynomial of *s* [3].

$$L_i(s) = s + \rho, \quad \rho > 0 \quad (15)$$

The controller structure is given as follows

$$u_i = \theta_i^T \omega_i + \theta_i^T \eta_i \quad (16)$$

$$\dot{\eta}_i = -\rho_i \eta_i + \omega_i, \quad \eta_i(0) = 0 \quad (17)$$

The adaptation laws obtained by the "*σ*-modification" are given by

$$\theta_t = -\Gamma_t \rho_{o_t} \eta_t - \sigma_t \Gamma_t (1 + \eta_t^T \eta_t) \theta_t$$

$$\sigma_t = \begin{cases} \sigma_{o_t} & \text{if } \|\theta_t\| \geq \theta_{o_t} \\ 0 & \text{if } \|\theta_t\| < \theta_{o_t} \end{cases} \quad (18)$$

$$t = 1, \dots, N$$

$$\dot{x}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 2 & -5 \end{bmatrix} x_1 + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u_1 + \begin{bmatrix} 0 \\ 0.5 \end{bmatrix} x_2 \sin(t)$$

$$y_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} x_1 \quad (19)$$

$$\dot{x}_2 = -2x_2 + u_2 + \cos(y_1) + x_2 x_{12}$$

$$y_2 = x_2 ; \quad x_1^T = [x_{11} \quad x_{12}]$$

Notice:

For stability analysis of the system with this control scheme, numerous theorems have been expressed making a sufficient condition on a matrix called "M matrix", which is defined in [5]. Since the entries of this matrix supposed unknown are the system parameters, it is quite difficult to check this condition. An other interpretation of this condition was given later in other terms, by assuming a particular condition on the interconnection system matrix structure [8].

The chosen local reference models are

$$y_{m_1} = \frac{6}{s^2 + 5s + 6} r_1(s), \quad y_{m_2} = \frac{5}{s + 5} r_2(s) \quad (20)$$

By applying for the first subsystem the control scheme (9), (16)-(18) and for the second subsystem the control scheme (9)-(14), the simulation results, given by figure 5, show that the stability of the whole interconnected system is ensured.

V. ILLUSTRATIVE EXAMPLE

First, taking the previous example, the control scheme with the modified adaptation laws and the design parameters $\sigma_{o_1} = 0.05; \sigma_{o_2} = 0.01; K_{o_1} = 1.5; K_{o_2} = 1; \Gamma_1 = 2; \Gamma_2 = 2$ is applied.

The results given by figure 4 show that the adaptive scheme become stable.

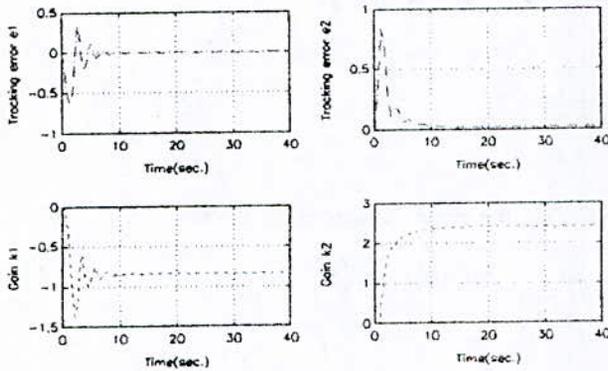


Fig. 4. Tracking errors and interconnected system control gains with modified adaptation laws

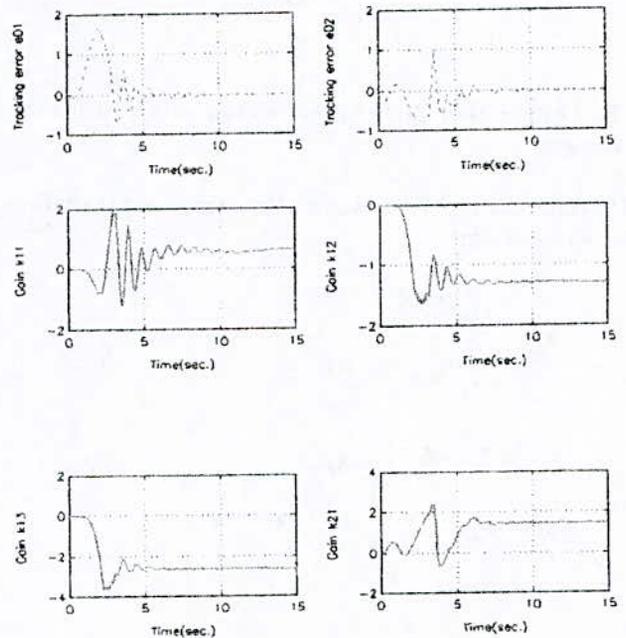


Fig. 5. Tracking errors and interconnected system control gains with modified adaptive laws.

To illustrate the two previous cases, we consider the following interconnected system composed of two subsystems of second and first order respectively, with nonlinear interconnections.

VI. CONCLUSION

The decentralized adaptive control problem of interconnected systems is examined. The effect of the interconnections on the whole system signals, when adaptive laws are designed in classical manner, is shown. In order to counteract the effect of interconnections on system responses, a modification on the control laws is introduced. The improvement of the results is shown through examples. Application of this control scheme in robotic field is a topic of our future works.

REFERENCES

- [1] E.J. Davison et al, "Decentralized stabilization and pole assignment for general proper systems," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-35, June, 1990.
- [2] Wang X and al, "Decentralized feedback pole placement of linear systems," *Int. Jour. of Contr.*, vol. 55, N1992, 21.
- [3] K.S. Narandra and L.S. Valavani, "Stable adaptive design direct control," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-23, Aug. 1978.
- [4] P.A. Ioannou and P.V. Kokotovic, "Robust redesign of adaptive control," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-29, Mar. 1984.
- [5] P.A. Ioannou, "Decentralized adaptive control of interconnected systems," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-31, Apr. 1986.
- [7] P.A. Ioannou, "Decentralized adaptive control of interconnected systems with reduced-order models," *Automatica*, vol. 21, N°4, 1985.
- [8] D.T. Gavel, D.D. Siljak, "Decentralized adaptive control: structural conditions for stability," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 34, Mar. 1989.

MEMORANDUM

TO: THE BOARD OF TRUSTEES
FROM: THE PRESIDENT
SUBJECT: [Illegible]

[Illegible text]

[Illegible text]

[Illegible text]

[Illegible text]

[Illegible text]

Adaptive Sliding Mode Positioning of an Electropneumatic Actuator

M. Bouri, D. Thomasset, M. Belgharbi, S. Scavarda

Laboratoire d'Automatique Industrielle

Institut National des Sciences Appliquées de Lyon

Bat 303, 20 Av. A.Einstein 69621 VILLEURBANNE

phone: (33) 72.43.81.98, fax: (33) 72.43.85.35

e-mail: bouri@laifluide2.insa-lyon.fr

Abstract

This paper leads with a synthesis of a nonlinear sliding mode controller for a trajectory tracking of an electropneumatic servodrive. The model of the system is firstly presented and the Sliding mode controller synthesized without the acceleration sensor. We show that the position steady state error is not totally cancelled. This has required the implementation of an estimator of a differential term called 'perturbation'.

Finally these two controllers, with and without the estimation layer, has been implemented and the experimental tracking results are then related.

Keywords: Electropneumatic system, non linear control, sliding mode control, estimation.

Principal Notations

θ, ω, γ	position, speed, acceleration,
P_x	pressure in the chamber x,
P_s, P_e	supply and exhaust pressures,
V_x	volume of the chamber x,
k	polytropic constant,
r	perfect gas constant,
T	ambient temperature,
i	interface current,
K_c	torque constant,
K_θ	volume constant,
T_{dry}	dry friction,
M_b, J	load and total inertia,
W, λ	switching gain and surface parameter,
ϕ	boundary layer thickness,
sup(.)	upper bound function,

$\dot{m}_p(i, P_p)$ and $\dot{m}_n(i, P_n)$ are the mass flow rates provided by the servovalve flow stage to the cylinder chambers.

\dot{m}_v is the interchamber leakage mass flow rates

$D(P_s, P_x)$ and $D(P_x, P_e)$ are the mass flow rate functions obtained from experimental results.

Introduction

The Variable Structure Controllers are widely used cause to their robustness and their simplicity of synthesis (see for example [2] [4] [6] [8] [9] and [12]). This has motivated us to implement such a technique to avoid the use of the accelerometer for a position control of a rotational electropneumatic actuator.

In this paper a position tracking is treated. The process model is presented and put in a nonlinear affine form. A change of coordinates is proposed and the model is then written such as a nominal form disturbed by an uncertainty term.

We have seen [3] [4] that controlled by the nonlinear input-output linearizing control, the acceleration measurement improves considerably the positioning performances and this provides best results in the case of using a sliding mode technique. However, the accelerometer sensor is not automatically used because of its cost and its industrial unusefulness. The acceleration information is then replaced by the pressure difference and this leads to a steady state error.

In the same context, this paper proposes the use of a sliding mode controller to cancel this static error and is organized as follows:

At first, we present the nonlinear model of the rotational electropneumatic servodrive and we carry out a coordinate transformation to make possible the synthesis of the sliding mode controller.

Two sliding mode controllers are then synthesized with and without a perturbation estimation. Experimental results are finally presented and discussed.

1 Modeling of the Electropneumatic actuator

The system under consideration is a rotational electropneumatic servodrive controlled by a five way servovalve (figure 1). The model of the above system is mainly obtained from the three following fundamental laws:

- the chamber pressure evolution law, flow rate laws [1] [5] and the mechanical equation.

$$\frac{dP_p}{dt} = \frac{krT}{V_p(\theta)} \left[\dot{m}_p(i, P_p) - \dot{m}_v(P_p, P_n) - \frac{K_\theta}{rT} P_p \omega \right]$$

$$\frac{dP_n}{dt} = \frac{krT}{V_n(\theta)} \left[\dot{m}_n(i, P_n) + \dot{m}_v(P_p, P_n) + \frac{K_\theta}{rT} P_n \omega \right] \quad (1)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} \left[K_c (P_p - P_n) + M_b g l \sin(\theta) - T_{dry} \right]$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega$$

$$\text{where: } * V_p(\theta) = V_{p0} + K_\theta \theta \quad * V_n(\theta) = V_{n0} - K_\theta \theta$$

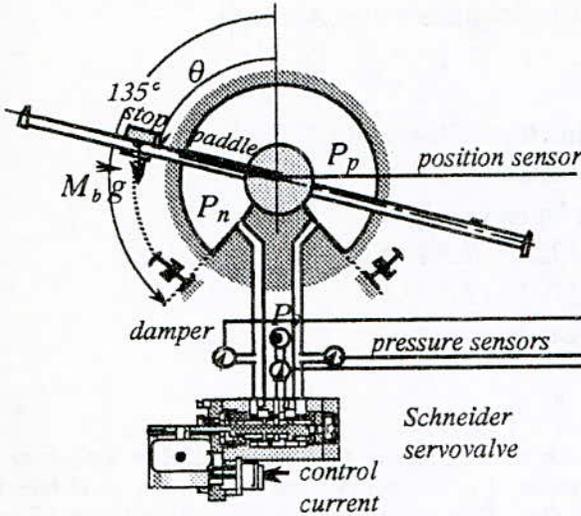


figure 1- The electropneumatic system

In order to put this model in a nonlinear affine form and by assuming the bridge symmetry Richard [10] has introduced a new control variable $A_u^*(i)$ given as follows:

$$\begin{cases} \dot{m}_p(i, P_p) = -\dot{m}_{fp}(P_p) + \varphi_p(P_p, \text{sign}(A^*)) A_u^*(i) \\ \dot{m}_n(i, P_n) = -\dot{m}_{fn}(P_n) - \varphi_n(P_n, \text{sign}(A^*)) A_u^*(i) \end{cases} \quad (2)$$

$$\text{where } A^*(i) = \begin{cases} A_{sp}(i) - A_{fp} & \text{if } i \geq 0 \\ -(A_{pe}(i) - A_{fp}) & \text{if } i < 0 \end{cases} \quad (3)$$

$$\text{and } A_u^*(i) = A^*(i) D(P_s, P_e) \quad (4)$$

The functions $\varphi_p(P_p, \text{sign}(A^*))$ and $\varphi_n(P_n, \text{sign}(A^*))$ are given by the following equations:

$$\varphi_p(P_p, \text{sign}(A^*)) = \begin{cases} \frac{D(P_s P_p)}{D(P_s P_e)} & \text{if } A^* \geq 0 \\ \frac{D(P_p P_e)}{D(P_s P_e)} & \text{if } A^* < 0 \end{cases} \quad (5)$$

$$\varphi_n(P_n, \text{sign}(A^*)) = \begin{cases} \frac{D(P_s P_n)}{D(P_s P_e)} & \text{if } A^* \leq 0 \\ \frac{D(P_n P_e)}{D(P_s P_e)} & \text{if } A^* > 0 \end{cases} \quad (6)$$

The control current is obtained from the inversion of the characteristic $A_u^*(i)$. For more informations about this nonlinear model one can see [10] and [11].

Combining the relations (1) to (6) we obtain the required nonlinear affine model :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x) A_u^* \\ y = h(x) = \theta \end{cases} \quad (7)$$

$$f(x) = \begin{pmatrix} \frac{krT}{V_p(\theta)} \left[-\dot{m}_{fp}(P_p) - \dot{m}_v(P_p, P_n) - \frac{K_\theta}{rT} P_p \omega \right] \\ \frac{krT}{V_n(\theta)} \left[-\dot{m}_{fn}(P_n) + \dot{m}_v(P_p, P_n) + \frac{K_\theta}{rT} P_n \omega \right] \\ \frac{1}{J} \left[K_c (P_p - P_n) + M_b g l \sin(\theta) - T_{dry} \right] \\ \omega \end{pmatrix}$$

$$g(x) = \begin{pmatrix} \frac{krT}{V_p(\theta)} \varphi_p(P_p, \text{sign}(A_u^*)) \\ -\frac{krT}{V_n(\theta)} \varphi_n(P_n, \text{sign}(A_u^*)) \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

2 Control synthesis

2.1 Coordinate transformation

The output $y = h(x) = \theta$ of the system (7) has a relative degree $r = 3$. To avoid the use of the acceleration sensor, we only consider the accessible variables, i.e. the position, velocity and the pressures P_p and P_n , the new coordinates may be chosen as below :

$$\begin{cases} z_1 = \theta \\ z_2 = \omega \\ z_3 = \frac{K_c}{J} (P_p - P_n) = \gamma_c \\ z_4 = P_p \end{cases} \quad (8)$$

The coordinate $z_3 = \gamma_c$ will be called from now, the constructed acceleration. We easily check that this coordinate transformation is a global diffeomorphism thanks to the property of the non-singularity of its jacobian matrix for the all state values. Nevertheless, the relative degree computation presents some singularities that are rarely met in practice (see for example [3]).

In these new coordinates $z = (z_1, z_2, z_3, z_4)^T$, the system dynamic may be rewritten in the following form:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 + \delta \\ \dot{z}_3 = (\alpha_n(z) + \Delta_f) + \beta_n(z) A_u^* \\ \dot{z}_4 = \dot{P}_p \end{cases} \quad (9)$$

where $\alpha_n(z)$ and $\beta_n(z)$ represents nominal state functions because they contain only the known terms. In the initial coordinates x , their expressions are:

$$\alpha_n(x) = -\frac{kK_c K_\theta}{J} \omega \left(\frac{P_p}{V_p(\theta)} + \frac{P_n}{V_n(\theta)} \right) \quad (10)$$

$$\beta_n(x) = \frac{krTK_c}{J} \left(\frac{\varphi_p}{V_p(\theta)} + \frac{\varphi_n}{V_n(\theta)} \right)$$

Δ_f and δ include all the unknown terms, i.e. the leakage mass flow rates, the gravity torque and the dry friction :

$$\Delta_f = \frac{krTK_c}{J} \left(\frac{-\dot{m}_{fp} - \dot{m}_v}{V_p(\theta)} + \frac{\dot{m}_{fn} - \dot{m}_v}{V_n(\theta)} \right) \quad (11)$$

$$\delta = \frac{M_b g l}{J} \sin(\theta) - \frac{T_{dry}}{J} \quad (12)$$

δ represents the difference between the real acceleration and the state variable z . The system dynamic (9) can also be written as:

$$\dot{z} = f_o(z) + g_o(z) A_u^* + d_o \quad (13)$$

3 Experimental results

The experimental tests were carried out by measuring the position, the pressures in both the chambers P_p and P_n and the velocity was obtained by numerical derivation on two sampling time.

To reduce chattering in control the discontinuous signum function is replaced by the saturation function which is linear within a boundary layer ϕ .

$$sat(\sigma / \phi) = \begin{cases} sign(\sigma) & \text{if } |\sigma| > \phi \\ \sigma / \phi & \text{if } |\sigma| \leq \phi \end{cases} \quad (23)$$

W is chosen relatively to the upper bound of the uncertainty and is adjusted to have an acceptable dynamic.

λ fix the closed loop frequency when the sliding mode is occurring and must at least obey to the Shanon theorem. For our case we have chosen it conforming to the following empirical relation [7]:

$$6 \frac{\lambda}{2\pi} \leq f_{s\text{amp}} \leq 25 \frac{\lambda}{2\pi} \quad f_{s\text{amp}} \text{ is the sampling frequency}$$

$$f_{s\text{amp}} = \frac{1}{0,1\text{ms}} = 100 \text{ hz}, \Rightarrow 25 \leq \lambda \leq 100$$

To alleviate chattering due the quantization noise, let $e_{\theta q}$, $e_{\omega q}$ and $e_{\gamma q}$, be respectively the quantization errors on position, velocity and acceleration. We define a quantity σ_q corresponding to the value of the surface σ computed from these quantization errors. The boundary layer ϕ is then computed as a sum of σ_q and a supplementary value $\Delta\phi$ fixed experimentally: $\sigma = \sigma_q + \Delta\phi$.

For all the tests and either for the two controllers, W , λ and ϕ were imposed as: $W=750$, $\lambda=25$ and $\phi=20$

The desired position is the output of a third order transfer function given by $\frac{1}{(1+0,1s)^3}$. The desired velocity, acceleration and jerk are deduced.

Figure 3-a shows the results obtained by the controller (18)-(23) when applying an amplitude of 50° around the central position. the dynamic is acceptable and one can see the previous static error (fig. 3-b).

The control is not a lot of chattered (fig. 3-d) and the pressures P_p and P_n are well stabilized in the static phases (fig. 3-c).

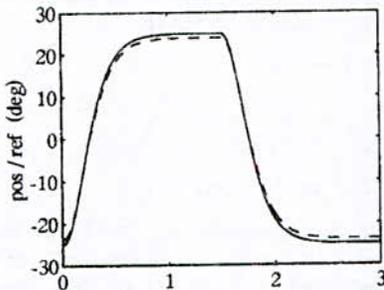


fig. 3-a

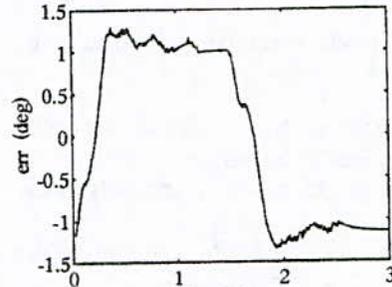


fig.3-b

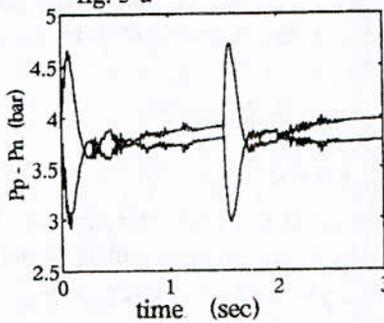


fig. 3-c

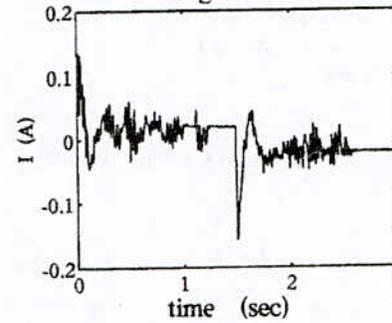


fig. 3-d

figure 3 - Results obtained by the classical SMC around 0°

The immediat solution that one can carry out to reduce the static error is to reduce the boundary layer thickness ϕ . Actually, for $\phi=5$ the static error is well satisfactory (fig.4-a)

at the cost of a lot of chattering in both the output and control (fig. 4-b).

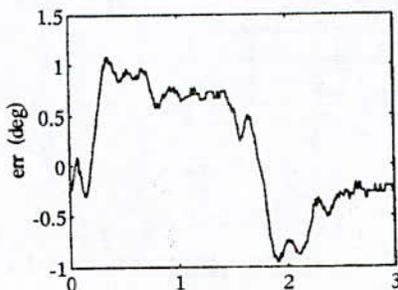


fig. 4-a

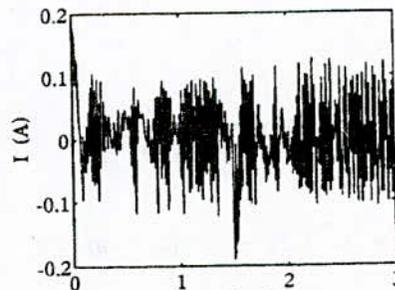


fig. 4-b

figure 4 Results obtained by the classical SMC by reducing ϕ

More problems appear when tracking trajectories in the extremity. The dynamics is too bad and the static error is high (fig. 5-a,b). This is due to the fact that the uncertainties

are more important in this case and the parameters must be adjusted once again.

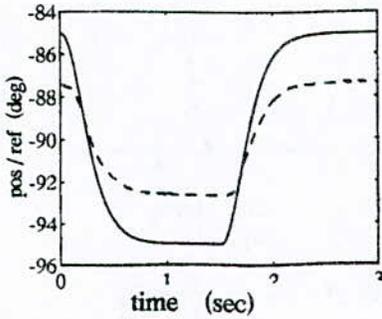


fig. 5-a

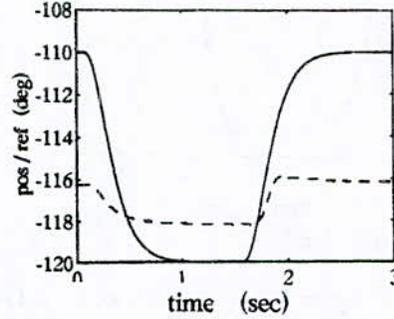


fig. 5-b

figure 5 Results obtained by the classical SMC in the extremity

However, the results obtained when introducing the estimation layer are more satisfactory in all the operating points. Figure 6 shows the tracking performances around the

central position. The position error is well reduced (fig. 6-b) without a lot of chattering in the control current.

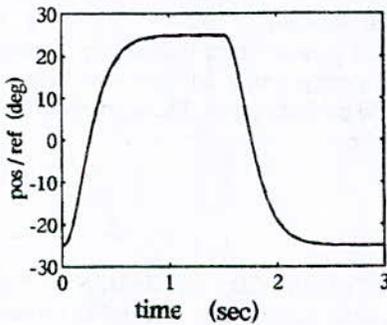


fig. 6-a

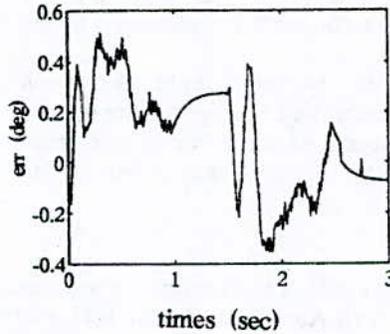


fig. 6-b

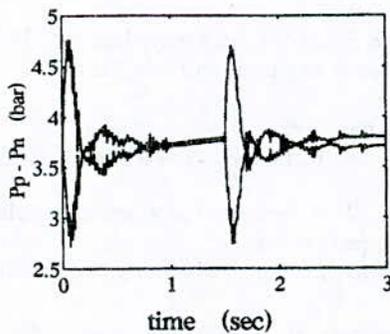


fig. 6-c

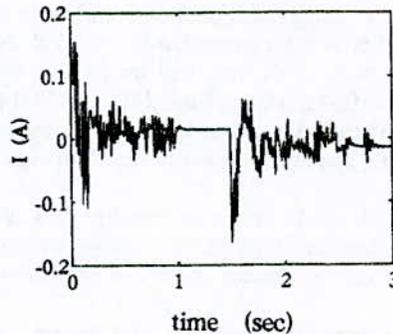


fig. 6-d

figure 6 Results obtained by the adaptive SMC around 0°

In the extremity, the performance is well improved with respect to what is obtained with the classical sliding mode

controller (fig. 7-a and b). Nevertheless, to have best results one must adjust once again the switching gain W .

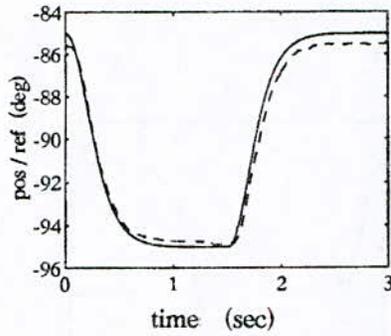


fig. 7-a

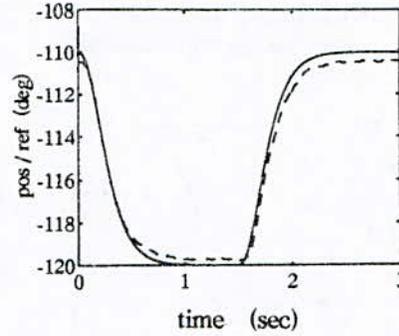


fig. 7-b

figure 7 Results obtained by the adaptive SMC in the extremity

Conclusion

This paper has proposed the synthesis of two sliding mode controllers. The objective was to alleviate the use of the acceleration sensor without decreasing both the static and dynamic phases.

Firstly, a coordinate transformation has been chosen so that the acceleration does not appear as a coordinate of the diffeomorphism.

However, the use of the classical sliding mode controller with the proposed coordinate transformation has been shown to not cancel the static error cause to the unknowledge of the dry friction and gravity torques. That is to say, the information of the pressure difference is not sufficient to be substituted to the acceleration.

These unknown torques, gravity and friction, has been regrouped in a perturbation term that has been estimated by the implementation of a reduced state observer of a first order. This allows us to improve the previous silding mode

controller by an updating layer that require only one estimation gain that depends on the chosen tracking dynamics.

The experimental results has been carried out in all the operating points of the servodrive, i.e. around the central position and in the extremity. The classical sliding mode controller has led with a static error bigger in the extremity than in the central position cause to the uncertainty term Δ_{leak} (bigger in the extremity).

However, we are satisfactory about what is obtained by the adaptive sliding mode controller that has considerably reduced the static error both in the extremity and around the central position.

In sliding mode control there is no miracle because one must always carry out a compromise between chattering and the desired performances. This compromise seemed to be held in our case.

References

- [1] Andersen B. W., "The analysis and design of pneumatic systems", John Wiley and Sons, New-York, 1976.
- [2] Boudjemaa F. et al., "VSS Approach to A full bridge buck converter used for AC sine voltage generation",
- [3] Bouri M., Thomasset D., Fotsu Ngwompo R., "Nonlinear sliding mode control synthesis with electropneumatic application", IEEE-SMC, CESA Multi Conference on Computational Engineering in Systems Applications, Lille July 1996.
- [4] Bouri M., Thomasset D., "On a tracking controller synthesis for nonlinear systems using a sliding mode approach", submitted to Int. J. of robust and nonlinear control, 1995.
- [5] Burrows C. R., "Fluid power servomechanisms", Van Nostrand Reinhold Company, London, 1972.
- [6] Habibi S. R., Richards R. J., "Computed torque and variable structure multivariable control of a hydraulic industrial robot", Proc. Instn. Mech. Eng, **205**, pp123-140.
- [7] Landau I. D., "Identification et commande des systèmes", Hermes, 1993.
- [8] Neculescu et al., "Low speed motion control of a mechanical system", Dynamics and control, **4**, pp307-322, 1993.
- [9] Noritsugu T., Wada T., "Adaptive of variable structure control of pneumatically actuated robot", JHPS International Symposium on Fluid Power, Tokyo, March 1989, pp591-598.
- [10] Richard E., Scavarda S., "Nonlinear control of pneumatic servodrive", 2nd Bath fluidpower Workshop, 59-75, september 1989.
- [11] Scavarda S., "Some theoretical aspects and recent developments in pneumatic positioning systems", Proceedings of the Second JHPS International Symposium on Fluid Power, Tokyo, 6-9 september 1993.
- [12] Slotine J. J. E., Li W., "Applied nonlinear control", Prentice Hall, 1991.
- [13] Thomasset D., Richard E., Scavarda S., Lin X. F., Sesmat S., Bouhal A., "Control of an electropneumatic servodrive: a state affine or a sliding approach", IFAC World Congress, Sydney (1993).

Commande Adaptative par Réseaux de Neurones d'un Robot Manipulateur

B. HAMZI, M.S. BOUCHERIT, D. BOUKHETALA et F. BOUDJEMA

Departement de Génie Electrique
Ecole Nationale Polytechnique
10, avenue Hassan Badi, El Harrach, Alger, Algérie.

Tel: (213) 02.52.53.01/03 Fax:(213) 02.52.29.73 E-mail: Boudjemaa@ist.cerist.dz

ملخص- هذا المقال يعرض تصميم نظام تحكم عصبي ثلاثي. هذا المنظم العصبي ما هو الا الصيغة العصبية لطريقة العزم المحسوب. نتائج المحاكاة تظهر لنا مجال من ناحية التلائم و الطلاقة.

Abstract- This paper deals with the design of a neural adaptive controller. This neuro-controller is the neural version of the computed torque method. It is shown from the results obtained that this type of neuro-controllers offers good performances in terms of adaptability and robustness.

Résumé: Cet article est consacré au traitement de la commande adaptative par réseaux de neurones appliquée à un robot manipulateur à trois degrés de liberté. Cette commande est la version neuronale de la méthode du couple calculé. Les résultats de simulation montrent les capacités adaptatives des réseaux de neurones ainsi que leur robustesse.

Commande Adaptative par Réseaux de Neurones d'un Robot Manipulateur

B. HAMZI, M.S. BOUCHERIT, D. BOUKHETALA et F. BOUDJEMA

Departement de Génie Electrique
Ecole Nationale Polytechnique
10, avenue Hassan Badi, El Harrach, Alger, Algérie.

Tel: (213) 02.52.53.01/03 Fax:(213) 02.52.29.73 E-mail: Boudjema@ist.cerist.dz

Résumé: Cet article est consacré au traitement de la commande adaptative par réseaux de neurones appliquée à un robot manipulateur à trois degrés de liberté. Cette commande est la version neuronale de la méthode du couple calculé. Les résultats de simulation montrent les capacités adaptatives des réseaux de neurones ainsi que leur robustesse.

I. INTRODUCTION

La non-généricité de la commande non-linéaire en utilisant les méthodes classiques requiert l'utilisation de nouvelles approches, comme les réseaux de neurones qui pourraient représenter une solution à ce problème.

L'utilisation des réseaux de neurones dans la commande des systèmes non-linéaires n'est qu'une évolution naturelle des techniques de commande. Cette évolution est fondée sur plusieurs points: 1) Capacités limitées de la part des régulateurs classiques, 2) Analyse des non-linéarités dures, 3) Absence d'une structure maniable pour les systèmes non-linéaires. Les réseaux de neurones possédant la capacité d'approximer n'importe quelle fonction [3],[5] deviennent ainsi souhaitables en identification et en commande des systèmes dynamiques.

Des recherches furent réalisées dans le domaine de la commande par réseaux de neurones. Nous pouvons citer, le travail [9] où les auteurs ont proposé une technique de commande neuronale spécialement adaptée aux robots. Dans [21], les auteurs ont appliqué plusieurs techniques neuronales de commande appliquées à des systèmes statiques.

Récemment, les auteurs de [18] [19] ont proposé les réseaux de neurones généralisés qui sont des combinaisons entre les réseaux de neurones multicouches et des opérateurs linéaires, ce type de réseaux a été ensuite appliqué à l'identification et à la commande des systèmes dynamiques.

Dans [20] les auteurs ont proposé une version neuronale de la méthode du couple calculé [2] appliquée à un bras de robot à deux degrés de liberté du type SCARA. Dans cet article, la version neuronale de la méthode du couple calculé est appliquée à un robot manipulateur à trois degrés de liberté, ce dernier permettrait de voir les capacités de la méthode face aux systèmes fortement non-linéaires.

Cet article est organisé de la façon suivante, la section II est une introduction aux réseaux de neurones, la section III est consacrée à un bref exposé de la méthode du couple calculé dont la version neuronale est traitée dans la section IV, la section V est consacrée à la présentation des résultats de simulation, enfin, des conclusions et des perspectives seront données dans la section VI.

II. LES RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS

Ce sont les capacités du cerveau de faire de grandes choses à partir des éléments de base que constituent les neurones; ainsi que les limites de l'Intelligence Artificielle qui ont permis aux réseaux de neurones artificiels (RNA) de voir le jour, et de pénétrer plusieurs domaines. Des chercheurs de différents horizons ayant travaillé sur les RNA, ont proposé différentes définitions sur ces derniers, chacune ayant trait avec le domaine où ils seront appliqués, on peut trouver celles qui considèrent les RNA comme un cerveau artificiel, d'autres les considèrent comme des filtres qui permettent d'extraire les signaux des bruits. Dans cet article nous allons nous intéresser aux réseaux de neurones du point de vue de la commande, pour cela, nous pensons que la meilleure définition est celle donnée par Hecht-Nielsen [7], cette définition est:

"Un Réseau de Neurones est un réseau de fonctions effectuant une relation ϕ de l'hypercube I^n à l'espace Euclidien de dimension m , R^m , $\phi: I^n \rightarrow R^m$, en se basant sur l'interconnexion de neurones, considérés comme éléments de base effectuant une relation non-linéaire d'une façon parallèle et distribuée". D'après cette définition nous pouvons dire qu'un réseau de neurones est caractérisé par les neurones et par la façon dont ils sont interconnectés.

Le neurone est un opérateur mathématique effectuant une relation de R^n dans R , son équation est:

$$y(t) = g \left\{ \int_{-\infty}^t h(t-t') \left[\sum_{j=1}^N a_j y_j(t') + \sum_{k=1}^M b_k u_k(t') + w \right] dt' \right\} \quad (1)$$

où $N + M = n$, $Y^T(t) = [y_1(t), \dots, y_N(t)]$ est le vecteur des entrées externes, $U(t)^T = [u_1(t), \dots, u_M(t)]$ est le vecteur des sorties des autres neurones, $W^T = [a_1, \dots, a_N, b_1, \dots, b_M]$ est le vecteur des poids du neurone et W étant son biais. $g(\cdot)$ est une fonction sigmoïde qui vérifie la condition suivante [5]: " Si nous définissons par $g_\varepsilon(x) = g(x/\varepsilon)$ ($\varepsilon > 0$); Alors, les dérivées $g'_\varepsilon(x) = (1/\varepsilon)g'(x/\varepsilon)$ convergent dans le sens de la fonction généralisée vers la fonction δ quand $\varepsilon \rightarrow 0$ " (ex. $\tanh(\cdot)$). $h(\cdot)$ est une fonction qui représente la dynamique du neurone, en général elle possède comme transformée de Laplace la fonction $H(s)$ définie par [8]:

$$H(s) = \frac{e^{-sT}}{\alpha_0 + \alpha_1 s} \quad (2)$$

avec α_0, α_1, T étant des paramètres qui doivent être fixés par le superviseur.

Selon la définition de Hecht-Nielsen, l'interconnexion de plusieurs neurones représente un réseau de neurones. Si les neurones sont organisés en couches $\ell = 0, \dots, L$, le neurone ne reçoit ses entrées que des neurones situés plus en amont, dans le sens entrée-sortie, mais pas forcément des neurones situés dans la couche immédiatement précédente, le réseau de neurones sera dit *réseau de neurones multicouches ou réseau statique*. La sortie du i -ième neurone dans la l -ième couche est la même que celle qui est donnée par (1), avec $h(t) = \delta(t)$. En pratique, la couche qui correspond à $\ell = 0$ est dite couche d'entrée, celle qui correspond à $\ell = L$ est dite couche de sortie, les autres sont dites couches cachées. Sachant qu'un réseau de neurones est un approximateur de fonction $\phi: I^n \rightarrow R^m$, les neurones dans la couche de sortie auront en général une fonction d'activation linéaire. Selon la notation introduite par les auteurs de [18] $\eta_{n_0, n_1, \dots, n_L}^L$ représentera un réseau statique avec n_0 entrées, n_L sorties et $L-1$ couches cachées, avec n_ℓ étant le nombre de neurones dans la ℓ -ième couche.

Les réseaux de neurones sont des approximateurs de fonctions très puissants, à cause des faits suivants:

1) *Capacité Universelle d'Approximation*: Il a été démontré dans [3],[5] que n'importe quelle fonction pouvait être approximée par un réseau de neurones statique à une seule couche cachée. Ceci implique que pour tout $\varepsilon > 0$ un réseau de neurones possédant un nombre suffisant de neurones peut être déterminé tel que

$$\|f(x) - RN(x)\| < \varepsilon \text{ pour tout } x \in D \quad (3)$$

avec $f(x)$ étant la fonction à approximer, $RN(x)$ étant le réseau approximateur et D étant un hypercube de dimension finie.

2) *L'algorithme de la Rétropropagation*: Cet algorithme [14] [12], qui est basé sur la méthode du gradient, permet de changer les poids du réseau de neurones de telle façon à ce qu'il puisse approximer la fonction inconnue $f(x)$ dans l'ensemble D , cette étape est l'étape d'apprentissage du réseau de neurones.

Soit $u \in D$ une entrée donnée. L'erreur d'approximation du réseau due à cette entrée est donnée par

$$e(u) = f(u) - RN(u) \quad (4)$$

L'apprentissage du réseau $RN(\cdot)$ afin qu'il approxime la fonction $f(\cdot)$ dans l'ensemble D , est équivalent à minimiser le critère

$$I = \int_D \|e(u)\| du \quad (5)$$

La procédure d'apprentissage du réseau de neurones se fait comme suit: On présente au réseau un échantillon des exemples existants. En notant par θ le paramètre qui représente les poids du réseau, alors, pour chaque exemple d'entraînement, les poids du réseau seront adaptés par

$$\theta(k+1) = \theta(k) - \mu(k) \frac{\partial I}{\partial \theta} \Big|_{\theta=\theta(k)} \quad (6)$$

La théorie stochastique de l'approximation [15] montre que si le pas $\mu(k)$ satisfaisait certaines conditions, le critère I convergera vers un minimum local qui se transformera en minimum global si la surface des performances est unimodale.

L'algorithme de la rétropropagation permet de calculer ces gradients dans les réseaux de neurones statiques. Ainsi, le calcul des dérivées partielles par rapport aux poids de la ℓ ième-1 couche, se fera à partir de ceux de la ℓ ième couche [12],[8],[19]. L'ajustement des poids peut se faire soit à chaque instant soit en mode "batch". Dans le dernier mode, l'ajustement des poids se fait par blocs d'exemples.

III. METHODE DU COUPLE CALCULE

Un robot manipulateur est considéré comme un ensemble de n tiges rigides en série, la première est fixée à la terre, la dernière est libre. L'équation dynamique d'un robot est donnée par [4] [11]

$$M(\theta)\ddot{\theta} + N(\theta, \dot{\theta}) = T \quad (7)$$

avec

T Vecteur $n \times 1$ des couples appliqués aux articulations.

M Matrice $n \times n$ représentant la matrice d'inertie du manipulateur.

- N Vecteur $n \times 1$ représentant les forces centrifuges, les forces de Coriolis, l'effet de la gravitation et les frottements.
- θ Vecteur $n \times 1$ représentant les positions des articulations.
- $\dot{\theta}$ Vecteur $n \times 1$ représentant les vitesses des articulations.

Le calcul de la commande par la méthode du couple calculé exige la connaissance exacte du modèle du système (7), c'est pour cela qu'on l'appelle parfois commande linéarisante à paramètres connus. Le comportement du système bouclé avec cette loi de commande est identique à celui d'un système linéaire du second ordre. En effet, en choisissant :

$$T = \hat{M}(\theta)T' + \hat{N}(\theta, \dot{\theta}) \quad (8)$$

Et en remplaçant (8) dans (7) on obtient alors :

$$M(\theta)\ddot{\theta} + N(\theta, \dot{\theta}) = \hat{M}(\theta)T' + \hat{N}(\theta, \dot{\theta}) \quad (9)$$

Dans le cas où le modèle du robot est connu, et que la matrice $M^{-1}(\theta)$ est non singulière l'équation (9) devient :

$$\ddot{\theta} = T' \quad (10)$$

La transformation (8), transforme le problème de la commande du système (7), en celui de la commande de n doubles intégrateurs découplés, La figure 1 schématise cette commande. L'entrée T' peut être interprétée comme une commande de la boucle externe qui devra asservir le système. Elle peut être obtenue par un compensateur linéaire proportionnel dérivé (P.D.) ou un retour d'état pour le système linéarisé [2],[22] :

$$T' = \ddot{\theta}_d - k_v \dot{e}(t) - k_p e(t) \quad (11)$$

avec: k_p, k_v sont des matrices de dimensions appropriées.

En notant par $e(t) = \theta_d - \theta, \dot{e}(t) = \dot{\theta}_d - \dot{\theta}$ les vecteurs qui représentent l'erreur de suivi des trajectoires et sa dérivée, et en injectant (11) dans (9), on obtient la dynamique de l'erreur :

$$\ddot{e} + k_v \dot{e} + k_p e = \hat{M}^{-1}((M - \hat{M})\ddot{\theta} + N - \hat{N}) \quad (12)$$

Pour estimer M et N des algorithmes adaptatifs ont été proposés dans [2]. Le schéma global du système bouclé (système + contrôleur) est globalement asymptotiquement stable si aucune incertitude n'existe, cependant, une infime erreur de modélisation ou un changement de la charge ne garantira pas la stabilité du système bouclé, c'est pour cela qu'on devrait s'assurer qu'aucune incertitude n'existe et ce sont les réseaux de neurones avec leur capacité d'approximer n'importe quelle fonction qui permettraient de résoudre ce problème.

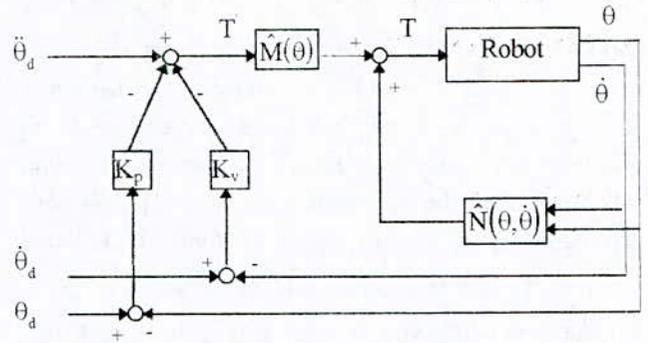


Fig. 1. Contrôleur basé sur la méthode du couple calculé

IV. Contrôleur Neuronal

La version neuronale de la méthode du couple calculé a été proposée en 1991 dans [20]; pour cela il suffit d'estimer les termes $M(\theta)$ et $N(\theta, \dot{\theta})$ par des réseaux de neurones RN_1 et RN_2 , comme schématisé dans la Fig. 2.

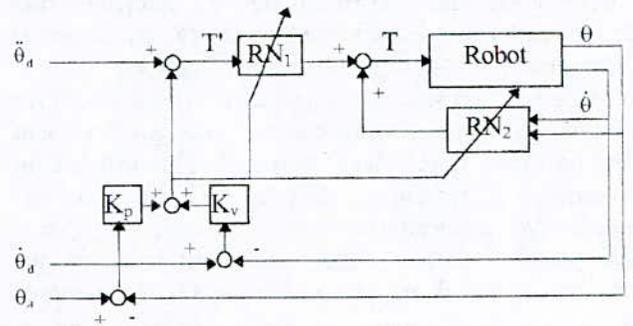


Fig. 2. Contrôleur Neuronal

Cette méthode va être appliquée à un robot possédant trois degrés de liberté dont le modèle est donné dans [1], ce robot (Fig. 3.) présente un bon compromis entre complexité du système (et ainsi réalisme) et simplicité de l'implémentation. Le modèle de ce robot est complet, dans le sens où tous les termes de couplages (forces de Coriolis, moments d'inertie, forces centripètes...) sont inclus. Cependant, c'est un modèle idéalisé car les masses sont supposées ponctuelles et que le bras est supposé rigide.

Les matrices $M(\theta)$ et $N(\theta, \dot{\theta})$ dans (7) sont données par:

$$M(\theta) = \begin{bmatrix} A_1 & 0 & 0 \\ 0 & A_2 & A_3 \\ 0 & A_3 & A_4 \end{bmatrix} \quad (13)$$

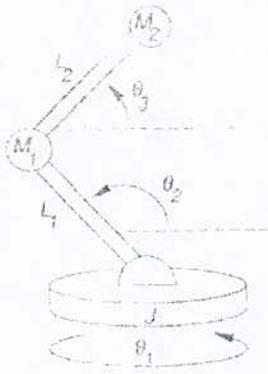


Fig.3. Robot manipulateur à trois degrés de liberté.

$$N(\theta, \dot{\theta}) = \begin{bmatrix} -B_1 \dot{\theta}_1(t) \dot{\theta}_2(t) - B_2 \dot{\theta}_1(t) \dot{\theta}_3(t) + K \dot{\theta}_1(t) \\ B_3 \dot{\theta}_3^2(t) + B_4 \dot{\theta}_1^2(t) + K \dot{\theta}_2(t) - G_1 g \\ -B_3 \dot{\theta}_3^2(t) + B_5 \dot{\theta}_1^2(t) + K \dot{\theta}_3(t) - G_2 g \end{bmatrix} \quad (14)$$

avec :

$$\begin{aligned} A_1 &= (M_1 + M_2)L_1^2 \cos^2 \theta_2(t) + M_2 L_1 L_2 \cos \theta_2(t) \cos \theta_3(t) + M_2 L_2^2 \cos^2 \theta_3(t) + J \\ A_2 &= (M_1 + M_2)L_1^2 \\ A_3 &= M_2 L_1 L_2 \sin(\theta_2(t) + \theta_3(t)) \\ A_4 &= 2L_2^2 \\ B_1 &= (M_1 + M_2)L_1^2 \sin(2\theta_2(t)) + M_2 L_1 L_2 \sin \theta_2(t) \cos \theta_2(t) \\ B_2 &= M_2 L_1 L_2 \cos \theta_2(t) \sin \theta_3(t) + M_2 L_2^2 \sin(2\theta_3(t)) \\ B_3 &= M_2 L_1 L_2 \sin(\theta_2(t) - \theta_3(t)) \\ B_4 &= [(M_1 - M_2)L_1^2 + M_2 L_1 L_2] \sin \theta_2(t) \cos \theta_3(t) \\ B_5 &= M_2 L_2^2 \sin \theta_3(t) \cos \theta_3(t) + M_2 L_1 L_2 \cos \theta_2(t) \sin \theta_3(t) \\ G_1 &= -(M_1 + M_2)L_1 \cos \theta_2(t) \\ G_2 &= -M_2 L_2 \cos \theta_3(t) \end{aligned}$$

VI. SIMULATIONS

La version neuronale de la méthode du couple calculé a été appliquée au robot de la Fig. 3. dont les paramètres sont donnés ci dessous. Pour cela deux réseaux RN_1 et RN_2 appartenant à la classe $\eta_{3,20,10,4}$ et $\eta_{5,20,10,3}$ respectivement; ont été entraînés pendant 10000 itérations chacun. Les figures 4, 5, 6 montrent les résultats des simulations pour une masse $M_2 = 5$ kg, $M_2 = 10$ kg et $M_2 = 20$ kg. La trajectoire imposée est polynomiale et permet de transférer le robot de $(-\frac{5\pi}{18}, -\frac{3\pi}{4}, \frac{3\pi}{4})$ à $(\frac{5\pi}{18}, -\frac{17\pi}{36}, \frac{\pi}{6})$ en 1.5 sec, cette trajectoire permet d'exciter toute la dynamique du robot, ce qui permet d'évaluer les performances de la méthode [13]. On remarque que les erreurs de poursuite sont faibles et que la méthode de commande permet au robot d'être insensible aux variations de la charge.

Paramètres du Robot

J	0.5 kg · m ²	Moment d'inertie de la base.
M ₁	10 kg	Masse ponctuelle entre les bras inférieur et le bras supérieur.
M ₂	5kg → 20kg	Masse ponctuelle à l'extrémité du bras (incluant la charge).
L ₁	0.6 m	Longueur du bras inférieur.
L ₂	0.8 m	Longueur du bras terminal.
K	20kg · m ² /s	Coefficient de frottement des actionneurs.
g	9.81 m/s ²	Accélération due à la gravité.
Δ	0.001	Période d'échantillonnage.

VI. CONCLUSIONS

Dans cet article nous avons mis en évidence l'aptitude des réseaux de neurones à approximer des fonctions. Cette propriété a été utilisée pour identifier le modèle du robot manipulateur, ce modèle a ensuite servi pour synthétiser une commande adaptative.

Les résultats de simulation montrent la faisabilité de la commande, ainsi que sa robustesse vis à vis des variations de la charge.

REFERENCES

- [1] C. W. Anderson and W. T. Miller, III. *Neural Networks for Control*, 499-504. MIT Press. Cambridge, 1992.
- [2] J. J. Craig, P. Hsu and S. Sastry, "Adaptive control of mechanical manipulators," *The international Journal of robotics research*, vol. 6, pp. 16-28, 1987.
- [3] G. Cybenko, "Approximation by superposition of a sigmoidal function," 1989. In *Penkaj Mehra and Benjamin W. Wah, Artificial Neural Networks: Concepts and Theory.*, pp. 488-499. IEEE Computer Society Press Tutorial, 1992.
- [4] K. S. Fu, R. C. Gonzalez and C.S.G. Lee. *Robotics: Control, Sensing, Vision, and Intelligence*. McGraw-Hill Book Company, 1987.
- [5] K.I. Funahashi, "On the approximate realization of continuous mappings by neural networks," *Neural Networks*, vol. 2, pp. 183-192, 1989.
- [6] B. Hamzi et S. Labiod. *Identification et Commande des Systèmes Dynamiques par Réseaux de Neurones*. Projet de Fin d'Etudes, Département de Génie Electrique, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Algérie, 1995.

- [7] R. Hecht-Nielsen, "Kolmogorov mapping neural network existence theorem," *IEEE International Conference on Neural Networks*, vol. 3, pp. 11-13, 1987.
- [8] K. J. Hunt, D. Sbarbaro, R. Zbikowski, P. J. Gawthrop, "Neural Networks for Control Systems - A survey," *Automatica*, vol. 28, pp. 1083-1112, 1992.
- [9] M. Kawato, K. Kurakawa and R. Suzuki, "A hierarchical neural-network model for control and learning of voluntary movements", *Biological Cybernetics*, pp.169-185, 1987.
- [10] A. Kolmogorov and S. Fomine. *Elements of the theory of functions and functional analysis*. Ballimore, Rochester, Graylock Press, 1957.
- [11] Y. Koren. *Robotics for Engineers*. McGraw-Hill Book Company, 1985.
- [12] B. Kosko. *Neural Networks and Fuzzy Systems: A dynamical approach to machine intelligence*. Prentice-Hall; 1992.
- [13] M. B. Leahy, M. A. Johnson and S. K. Rogers. "Neural Network Payload Estimation for Adaptive Robot Control". *IEEE Trans. on Neural Networks*, vol. 2, pp. 93-100, 1991.
- [14] R.P. Lippman, "An introduction to computing with neural nets," *IEEE ASSP Magazine*, vol. 4, pp. 4-22, 1987.
- [15] L. Ljung, "Analysis of recursive stochastic algorithms,". *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 22, pp. 551-575.
- [16] P. Mehra and B. W. Wah, *Artificial Neural Networks: Concepts and Theory.*, IEEE Computer Society Press Tutorial, 1992.
- [17] W. T. Miller, R. S. Sutton and P. J. Werbos. *Neural Networks for Control*. MIT Press, Cambridge, MA, 1992.
- [18] K. S. Narendra and K. Parthasarathy. "Identification and Control of Dynamical Systems Using Neural Networks,". *IEEE Trans. on Neural Networks*, vol. 1, pp. 4-27, 1990.
- [19] K. S. Narendra and K. Parthasarathy. "Gradient methods for the optimization of dynamical systems containing neural networks,". *IEEE Trans. on Neural Networks*, vol. 2, pp. 252-262, 1991.
- [20] T. Ozaki, T. Suzuki, T. Furuhashi, S. Okumu, and Y. Uchikawa. "Trajectory Control of robotics manipulators using neural networks,". *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 3, pp.195-202, 1991.
- [21] D. A. Psaltis, A. Sideris and A. A. Yamamura. "A multilayered neural network controller,". *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 8, pp. 17-21, 1988
- [22] J. J. E. Slotine and W. Li. "Adaptive Manipulator Control: A case Study,". *IEEE. Trans. on Automatic Control*, vol. 11, pp. 995-1003, 1988.

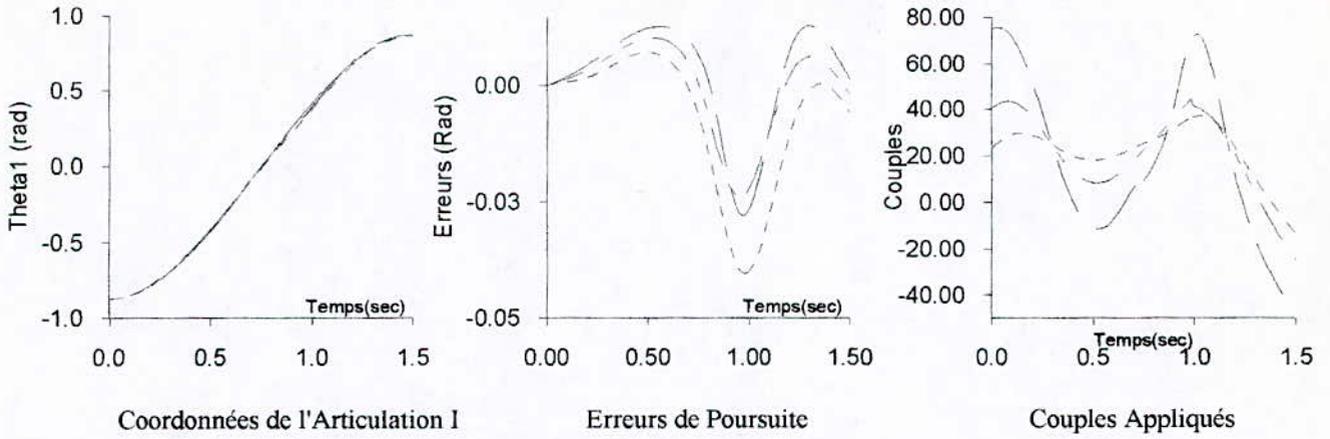


Figure 4: Effet du changement de la charge sur l'articulation I

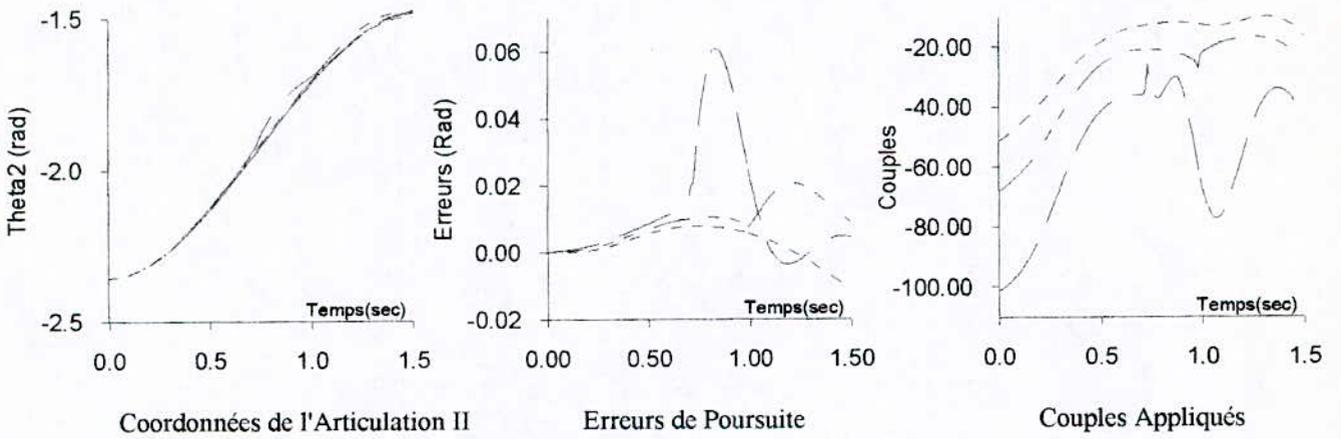


Figure 5: Effet du changement de la charge sur l'articulation II

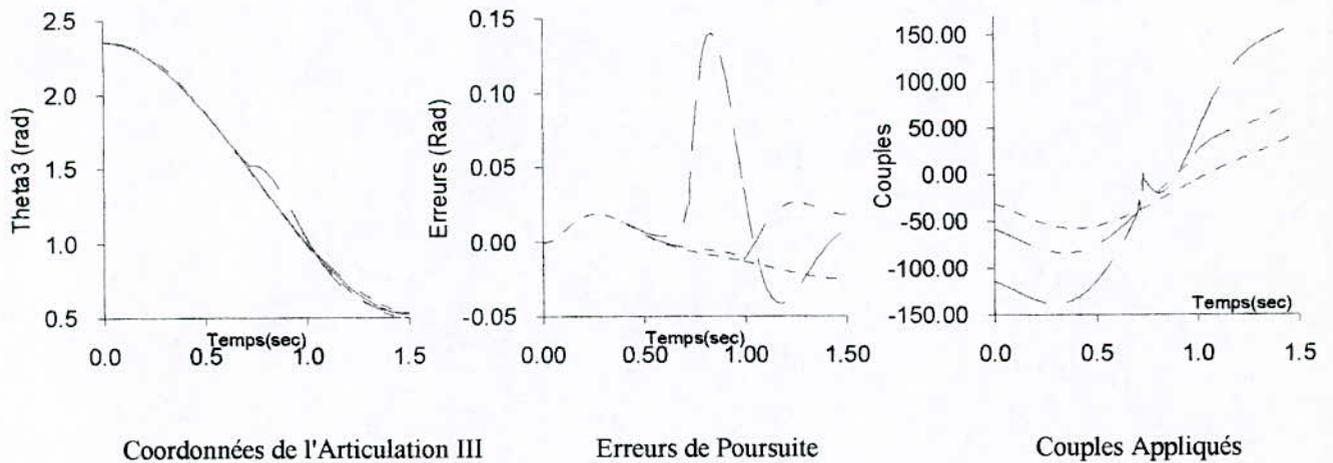


Figure 6: Effet du changement de la charge sur l'articulation III

- Référence
- - - M2 = 5kg
- · - M2 = 10kg
- - - M2 = 20 Kg

THE UNIVERSITY OF CHICAGO
DIVISION OF THE PHYSICAL SCIENCES
DEPARTMENT OF CHEMISTRY

REPORT OF THE
COMMISSION ON THE
STRUCTURE OF THE
ATOMIC NUCLEUS

BY
RICHARD FEYNMAN
AND
MORDECAI GOLDHAUSER

CHICAGO, ILLINOIS
1951

UNIVERSITY OF CHICAGO PRESS
54 EAST LAKE STREET
CHICAGO, ILLINOIS 60607

Etude de l'Association Convertisseur AC/DC avec Onduleur MLI Alimentant une Machine Asynchrone

MO.MAHMOUDI, O. STIHI, B. HEMICI, R.GUEDOUANI
Laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande
Ecole Nationale Polytechnique, 10 Av. Pasteur - El Harrach - Alger

ملخص: يكمن مضمون هذا العمل في دراسة الجمع بين المحوّل الساكن المتناوب/المستمر و المموج التوتري الذي يغذي المحرك اللامتزامن ثلاثي الطور. ولقد قمنا بتحكم المحوّل عن طريق إستراتيجية التعديل الجيبي والمموج عن طريق إستراتيجية التدفق المغناطيسي الثابت التي أعدت لهذا الغرض من طرف العنصر المصغر (HEF 4752V). هذا الأخير مناسب لتحكم المموجات الكهربائية المغذية للمحركات ذات التيار المتناوب.

Abstract: This work deals with a study of AC/DC converter associated to a PWM voltage inverter feeding an asynchronous motor. The AC/DC converter and the inverter are controlled respectively by a sinusoidal PWM and a constant flux PWM strategies. This latter is achieved by an HEF 4752V integrated circuit dedicated especially for electrical control AC drives.

Résumé: Ce travail est consacré à l'étude de l'association convertisseur AC/DC - onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone. Le convertisseur AC/DC et l'onduleur sont commandés respectivement par la technique de modulation sinusoïdale et par la technique de modulation à flux constant. Cette dernière est réalisée par un circuit intégré HEF 4752 V conçu spécialement pour la commande des onduleurs alimentant les machines à courant alternatif à fréquence variable.

Etude de l'Association Convertisseur AC/DC avec Onduleur MLI Alimentant une Machine Asynchrone

MO.MAHMOUDI, O. STIHI, B. HEMICI, R.GUEDOUANI
 Laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande
 Ecole Nationale Polytechnique, 10 Av. Pasteur - El Harrach - Alger

Résumé: Ce travail est consacré à l'étude de l'association convertisseur AC/DC - onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone. Le convertisseur AC/DC et l'onduleur sont commandés respectivement par la technique de modulation sinusoïdale par la technique de modulation à flux constant. Cette dernière est réalisée par le circuit intégré HEF 4752 V conçu spécialement pour la commande des onduleurs alimentant les machines asynchrones à fréquence variable.

Mots-clés: Convertisseur AC/DC, Onduleur de tension, Machine asynchrone

1- Introduction

La conception et l'exploitation des convertisseurs de puissance alimentant les machines à courant alternatif représentent un domaine de recherche qui offre aujourd'hui un très vaste champ d'investigation pour l'électronique de puissance.

Pour la commande de la machine asynchrone, la solution ensemble redresseur-onduleur à commande pleine onde est actuellement abandonnée car l'alimentation en créneau de l'onduleur cause un fort taux d'harmoniques, ce qui augmente le volume du filtre et par conséquent le coût et l'encombrement du système. Pour éviter ce problème, on commande l'onduleur par la technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI) [1].

L'utilisation des redresseurs classiques cause un fort taux d'harmoniques généré dans le réseau entraînant des distorsions dans l'onde de tension ce qui conduit à la détérioration du facteur de puissance du côté réseau [2].

Pour éviter cette perturbation, on s'oriente de plus en plus vers le remplacement des redresseurs classiques par des convertisseurs à modulation de largeur d'impulsions capables de:

- imposer une forme de courant sinusoïdale quel que soit le type de charge.
- contrôler le facteur de puissance du réseau.
- assurer la réversibilité fonctionnelle.

Dans ce travail, nous proposons d'étudier l'association convertisseur AC/DC - onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone. Le convertisseur est commandé par la technique de modulation sinusoïdale alors que l'onduleur est commandé par la technique de modulation à flux constant réalisée par un circuit intégré (HEF 4752 V de Philips)

conçu spécialement pour la commande des onduleurs alimentant les machines asynchrones à fréquence variable.

2. Description et modélisation du système

Le système global est composé (fig.1) par un moteur asynchrone triphasé alimenté par un onduleur de tension à transistors, commandé par la technique de modulation à flux constant basée sur le circuit intégré HEF 4752V.

Le convertisseur statique AC/DC alimentant l'onduleur est composé, lui aussi de transistors shuntés par des diodes de récupération, commandé par la stratégie de modulation triangulo-sinusoïdale.

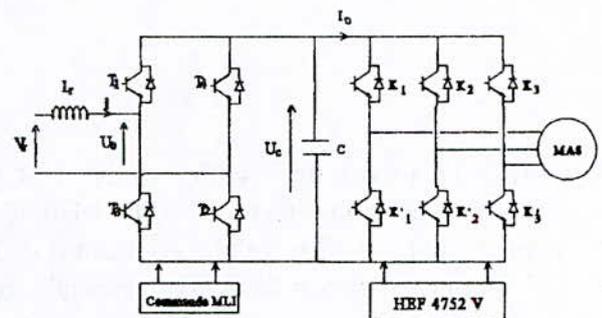


Fig.1: Schéma global de l'association convertisseur-onduleur-machine asynchrone

2.1. Convertisseur AC/DC:

La figure 2 montre le schéma de principe d'un redresseur à transistors commandé en MLI. Il est composé de quatre transistors (T_1, T_2, T_3, T_4) shuntés par des diodes de roue libre.

Plusieurs techniques de modulation peuvent être utilisées [2], pour notre part la technique triangulo-sinusoïdale a été appliquée (fig. 3).

La self L_r permet de réduire les ondulations du courant de la source et la capacité C a pour rôle d'une part, de filtrer la tension de sortie du convertisseur et d'assurer le survoltage d'autre part.

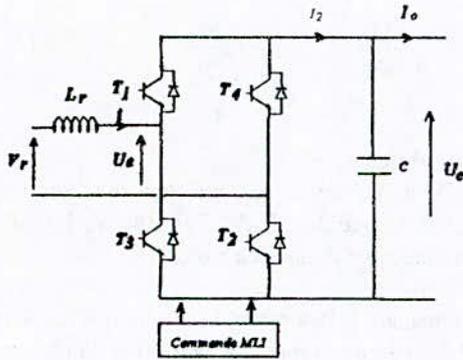


Fig.2: Schéma de principe du convertisseur AC/DC

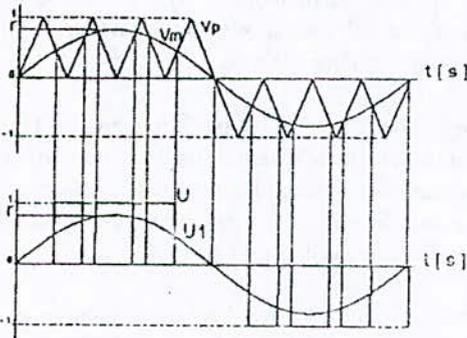


Fig.3: Commande triangulo-sinusoïdale unipolaire.

Le fonctionnement réversible du convertisseur peut être représenté par les trois configurations principales schématisées à la figure 4. Elles sont obtenues en considérant la fonction de connexion U dépendant des séquences de conduction des interrupteurs. En MLI, elle est le résultat de comparaison d'une onde de référence modulante avec un signal triangulaire dit onde porteuse (Fig.3).

$$U = \begin{cases} 1 & \text{si } T_1 \text{ et } T_2 \text{ fermés, } T_3 \text{ et } T_4 \text{ ouverts} \\ 0 & \text{si } T_1 \text{ et } T_4 \text{ fermés, } T_2 \text{ et } T_3 \text{ ouverts} \\ -1 & \text{si } T_3 \text{ et } T_4 \text{ fermés, } T_1 \text{ et } T_2 \text{ ouverts} \end{cases}$$

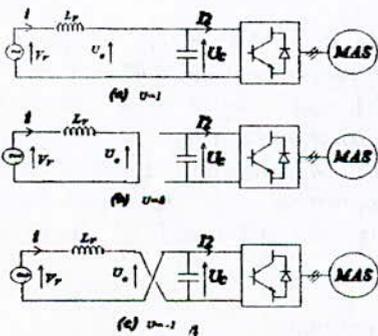


Fig.4: Différents modes de fonctionnement du convertisseur AC/DC

Les équations qui régissent le système de puissance sont :

$$V_r = U_a + L_r \frac{di}{dt} \quad (1)$$

$$i_o = i_2 - C \frac{dU_c}{dt}$$

Où V_r est la tension de la source, donnée par:

$$V_r = \sqrt{2} V \sin(\omega t) \quad (2)$$

U_c est la tension d'entrée du redresseur, elle est traduit par la relation suivante:

$$U_a = U \cdot U_c \quad (3)$$

U étant la fonction de commande du convertisseur dépendant des séquences de conduction des interrupteurs T_i .

Les fondamentaux I_1 et U_1 du courant i et de la tension U_c sont liés à la tension V_r par la relation suivante:

$$\overline{V_r} = \overline{U_1} + jL_r \omega \overline{I_1} \quad (4)$$

qui traduit le diagramme vectoriel de la Figure (5.a)

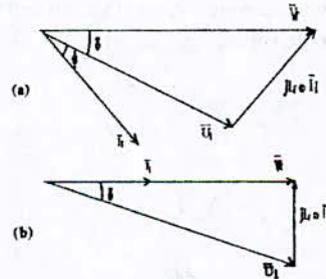


Fig.5: Diagrammes vectoriels

Mais dans notre étude, nous cherchons à placer le fondamental du courant d'entrée en phase avec la tension d'entrée ($\phi=0$), donc le diagramme vectoriel de la figure 5.b. Ainsi, nous pouvons écrire les équations suivantes:

$$U_1 = \sqrt{V_r^2 + (L_r \omega I_1)^2} \quad (5)$$

$$\text{tg}(\delta) = \frac{L_r \omega I_1}{V}$$

En désignant par δ le déphasage du fondamental de U_c en arrière de la tension V_r . Il est égal au déphasage par rapport à l'onde de référence servant à déterminer les instants de commande des interrupteurs[2,3].

2.2. Onduleur de tension [3]:

L'onduleur de tension est composé de six transistors (T_1, \dots, T_6) shuntés en antiparallèle par des diodes (D_1, \dots, D_6) de roue libre afin de renvoyer le courant négatif vers la capacité de filtrage. Les tensions simples V_i peuvent être exprimées en fonction des signaux logiques S_i obtenus par la stratégie imposée par le circuit intégré HEF 4752V.

$$\begin{aligned} V_1 &= \frac{U_c}{3}(2s_1 - s_2 - s_3) \\ V_2 &= \frac{U_c}{3}(2s_2 - s_1 - s_3) \\ V_3 &= \frac{U_c}{3}(2s_3 - s_2 - s_1) \end{aligned} \quad (6)$$

Le courant à l'entrée de l'onduleur peut s'écrire

$$i_0 = s_1 i_a + s_2 i_b + s_3 i_c \quad (7)$$

où i_a, i_b, i_c sont les courants de lignes de la machine.

2.3. Machine asynchrone:

En adoptant les hypothèses simplificatrices usuelles (symétrie de la machine, circuit magnétique non saturé etc...), le modèle de la machine dans la configuration de Park s'exprimant dans le référentiel lié au stator s'écrit [3]:

$$\begin{aligned} V_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} \\ 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_m \phi_{qr} \\ 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_m \phi_{dr} \end{aligned} \quad (8)$$

Les flux couplés sont:

$$\begin{aligned} \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{dr} \\ \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qr} \\ \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{dr} \\ \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qr} \end{aligned} \quad (9)$$

Le couple électromagnétique s'écrit:

$$T_{em} = \frac{3}{2} p L_m (i_{qr} i_{dr} - i_{dr} i_{qr}) \quad (10)$$

L'équation mécanique est alors:

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega_m}{dt} = T_{em} - T_R - f_R \frac{\omega_m}{p} \quad (11)$$

3. Résultats de simulation

L'étude a été appliquée sur une machine asynchrone triphasée à cage de 1.1 kW, 220/380 V, 4.4/2.6 A, dont les paramètres sont donnés en annexe.

Les résultats obtenus à la figure(6.a) montrent que le courant de source i est déphasé par rapport à la tension du réseau V_r , car l'angle de décalage est nul.

La figure(6.b) montre l'influence de la commande décalée sur le facteur de puissance. En effet, nous remarquons que le déphasage entre le fondamental du courant i et la tension du réseau V_r est nul, par conséquent le facteur de puissance du côté réseau est égal à l'unité.

La tension de sortie U_c est parfaitement constante pour une capacité de valeur suffisante. Elle est supérieure à celle de la tension d'entrée, ce qui confirme que le convertisseur AC/DC fonctionne comme un redresseur élévateur de tension contrairement au redresseur simple.

La figure 7 montre les résultats de simulation au démarrage du moteur fonctionnant à flux constant. Y sont représentées les ondes donnant la vitesse de rotation, le couple électromagnétique et la tension simple.

Nous remarquons, qu'en régime dynamique le couple électromagnétique présente de faibles ondulations, ceci est dû à la capacité de filtrage C qui n'est pas chargée au démarrage.

4. Conclusion

L'utilisation du convertisseur AC/DC à MLI comme étage d'alimentation de l'ensemble onduleur-machine asynchrone améliore considérablement le facteur de puissance du côté réseau.

La technique de commande MLI utilisée limite les harmoniques de tension de bas ordre. Les harmoniques de courant d'ordre supérieur qui influent directement sur le couple sont filtrés par la self de la machine.

Bibliographie

- [1] G. Séguier, F. Labrique *Les convertisseurs de l'électronique de puissance* Tome 4, Dunod, 1989.
- [2] O. Stihl, B.T. Ooi "Signal phase controlled current rectifier" *IEEE trans on Ia., 1988*
- [3] R. Guedouani, M. Ameziani *Etude et simulation de l'association convertisseur AC/DC - onduleur-machine asynchrone* Projet de fin d'étude, ENP, Juin 1994.

Annexe

Paramètres de la machine:

$R_s = 7 \Omega, R_r = 7.5 \Omega, L_s = 18.2 \text{ mH}, L_r = 18.2 \text{ mH},$
 $L_m = 791.8 \text{ mH}, J = 9 \cdot 10^{-3} \text{ kg.m}^2, f_R = 0.22 \cdot 10^{-3} \text{ Nm.s/rd}$

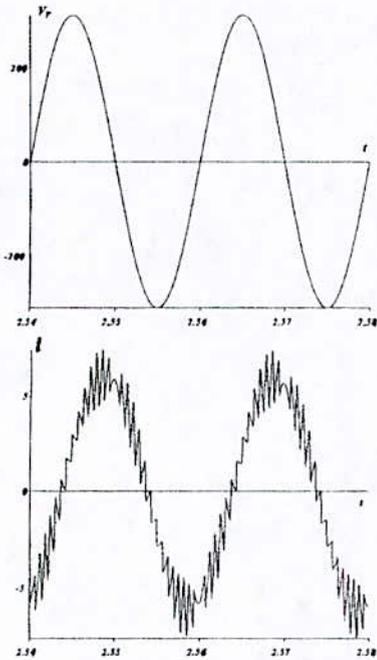


Fig.6.a: Formes d'ondes pour angle de calage $\delta=0$.

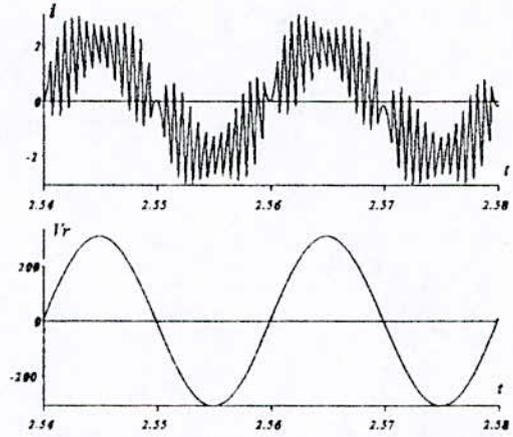


Fig.6.b: Formes d'ondes pour une commande décalée.

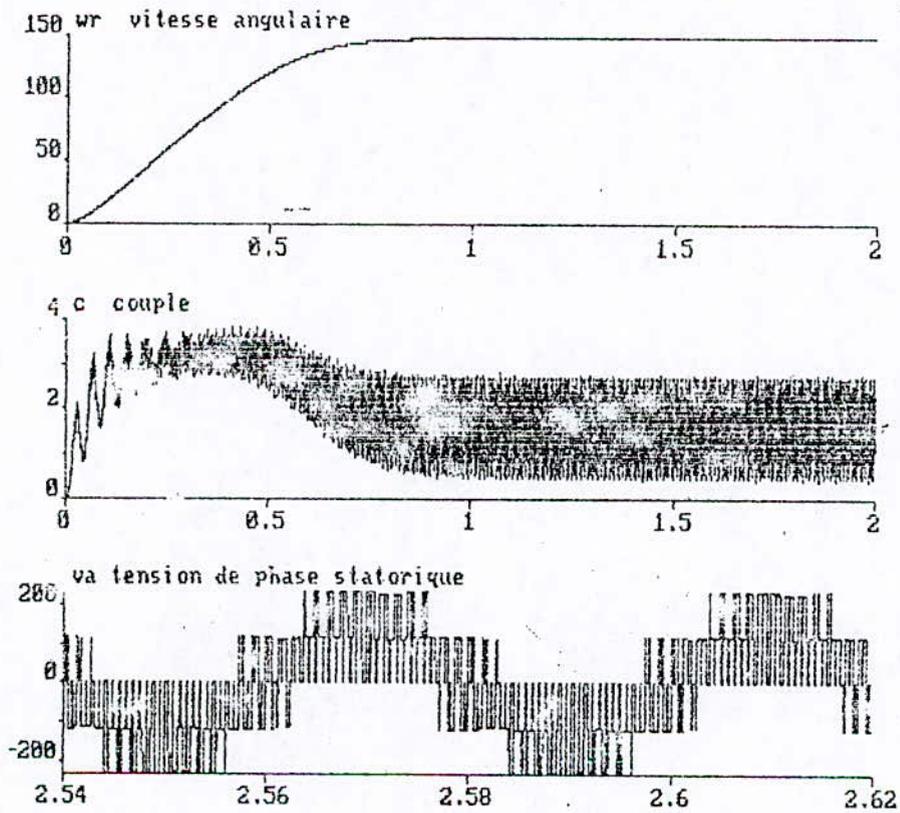
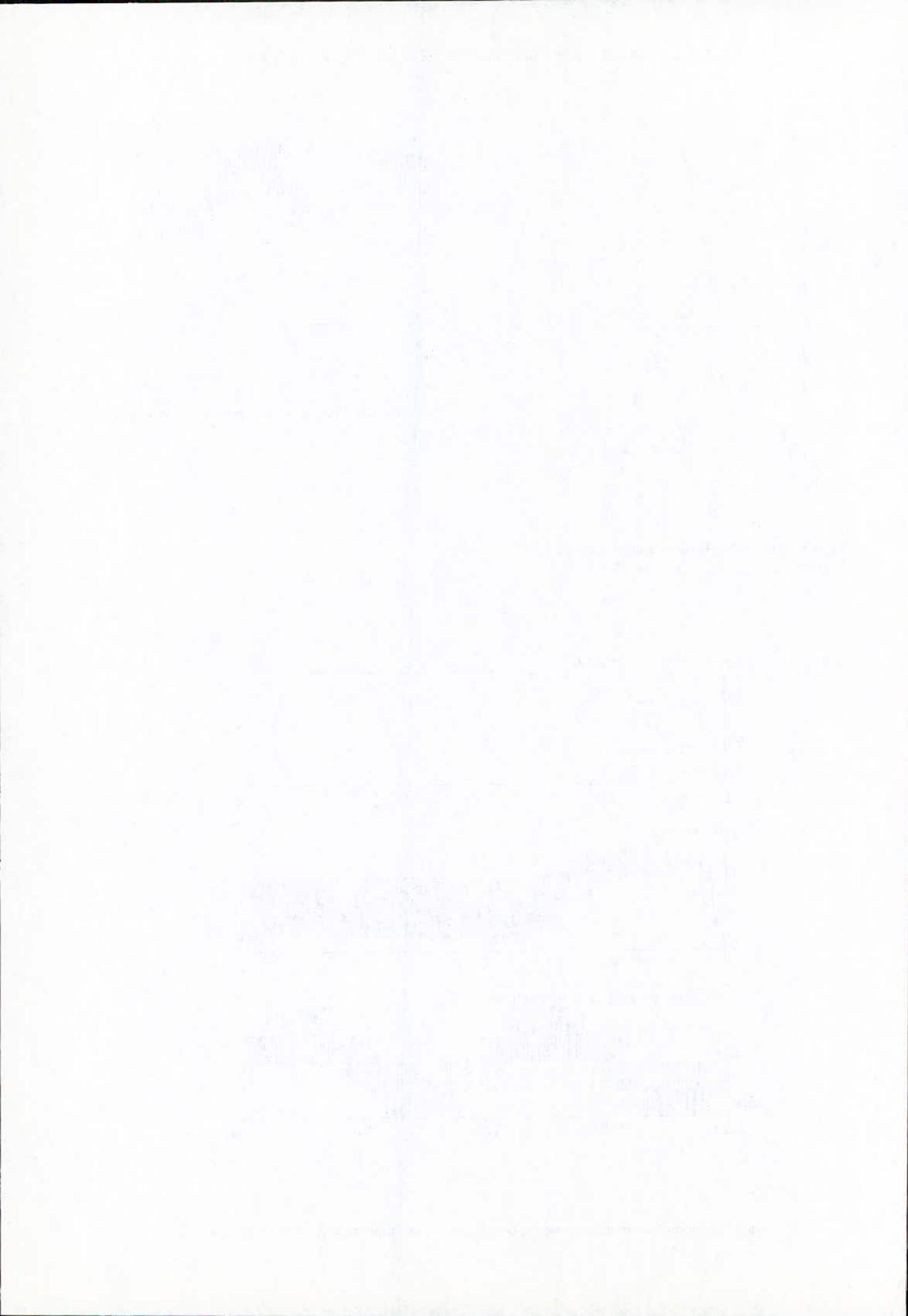


Fig.7: Evolution des grandeurs vitesse, couple et tension simple au démarrage du moteur.



ANALYSE D'ANTENNES MICRORUBANS DE FORME QUELCONQUE PAR UNE APPROCHE BASEE SUR LA TECHNIQUE DES LIGNES DE TRANSMISSION. APPLICATION AUX GEOMETRIES CIRCULAIRES.

R. AKSAS*, A. ZERGUERRAS**

ملخص

نعرض نموذجاً يركز على تقنية خطوط الإرسال المترابطة التي تعمل وفق النمط شبه العرضي الكهرومغناطيسي، لتحليل هوائيات صفائح الأشربة الدقيقة ذات الأشكال الدائرية، منضدة أم لا. أكد هذا النموذج الذي أحدثنا عليه بعض التحسينات، فائدة كبيرة في تصميم هوائيات صفائح الأشربة الدقيقة ذات المجال الترددي الواسع، وسمح بتعيين مميزات اللاسلكية الكهربائية بخصوص ممانعة المدخل، الحزمة المارة، توزيع التيارات ومخطط الإشعاع. تتفق النتائج النظرية المحصل عليها مع القياسات المحققة في المخبر وذلك في حالة الأشكال الدائرية.

Résumé

Nous proposons un modèle basé sur la technique des lignes de transmission couplées, fonctionnant en mode quasi-TEM pour analyser les antennes plaques microrubans (APM) de forme arbitraire, stratifiées ou non. Ce modèle, auquel nous apportons quelques améliorations, s'avère très utile dans la conception d'APM à large bande et permet de déterminer leurs caractéristiques radioélectriques, à savoir l'impédance d'entrée, la bande passante, la distribution des courants et les diagrammes de rayonnement. Dans le cas des géométries circulaires, les résultats théoriques obtenus sont en bon accord avec les mesures effectuées au laboratoire.

Mots clés: Antenne microruban, Impédance d'entrée, Bande passante, Distribution des courants, Diagramme de rayonnement.

Abstract

We propose a model based on the coupled transmission lines technique functioning on a quasi-TEM mode to analyse microstrip antennas with an arbitrary shape, multilayered or not. This model which we improve, turns out to be useful in the design of wide bandwidth microstrip antennas and allows us to determine their characteristics such as the input impedance, the pass-band, the currents distribution and the radiation-pattern. Experiments made for a circular shape show a good agreement with the the calculated results.

Key words: Microstrip antenna, Input impedance, bandwidth, Currents distribution, Radiation-pattern.

* Chargé de cours (ENP).

** Maître de conférences (ENP).

1. Introduction

L'objet de ce travail est l'élaboration d'une méthode d'analyse et de synthèse d'une APM de forme arbitraire monocouche ou multicouche.

Cette méthode simple, mais assez précise, peu exigeante en temps de calcul et en capacité mémoire est basée sur la technique des lignes de transmission (LMA) initiée par Dubost [1-3]. Elle est fondée sur un découpage linéaire de l'élément rayonnant, dans le sens de son axe de symétrie, en N tronçons élémentaires assimilables à des lignes microrubans de largeur $W(i)$ ($i=1, N$) variable et dont l'épaisseur et la longueur sont constantes.

Le comportement radioélectrique de diverses APM a été expliqué avec succès par ce modèle qui privilégie le mode quasi-transversal électromagnétique. Les résultats expérimentaux, effectués sur divers prototypes, justifient cette approximation pour des substrats de faible permittivité et dont l'épaisseur reste faible devant la longueur d'onde. Si ces deux conditions ne sont pas remplies, des modes supérieurs peuvent se propager et des ondes de surface risquent d'affecter le rendement.

La bande passante d'une APM, fonctionnant à la première résonance et à substrat mince, est très étroite. Des éléments parasites judicieusement disposés et dimensionnés permettent son élargissement de façon significative. C'est la raison d'être des structures rayonnantes multicouches.

Les améliorations que nous comptons apporter pour compléter cette méthode sont les suivantes:

- a) L'impédance caractéristique, la permittivité diélectrique relative et le coefficient de propagation de chaque ligne élémentaire seront calculés selon les modèles [4-7], les plus précis existant actuellement, qui tiennent compte aussi bien de l'effet de dispersion que de l'épaisseur et de la rugosité de la surface des conducteurs. De plus, ces modèles sont valables (à mieux de 1%) dans une gamme du rapport $W(i)/H$ allant de 0.01 à 100 alors que la modélisation proposée par Dubost et al [8-12] n'utilise que des expressions quasi-statiques valables uniquement dans une gamme du rapport W/H allant de 0.05 à 20. Ainsi, pour un substrat d'épaisseur H donnée, la méthode est généralisée à une plus grande gamme des dimensions des éléments rayonnants et par conséquent à une plus large gamme de fréquences.
- b) Lors du calcul du champ rayonné, nous utiliserons un courant de conduction surfacique, au lieu d'un courant de conduction axial (linéaire) tout en conservant à la méthode d'analyse son

caractère unidimensionnel. Pour ce faire, nous avons mis au point une méthode simple mais originale qui consiste à déterminer l'expression analytique de la "ligne de courant centre de gravité" de l'élément rayonnant. Cette ligne de courant nous permet de calculer le courant de conduction transverse et d'analyser sa contribution au rayonnement.

c) Les champs calculés seront corrigés, pour tenir compte de l'effet du plan de masse fini, par la théorie uniforme de la diffraction (UTD) à trois dimensions, combinée au concept des courants équivalents. Le champ diffracté par les bords d'un plan de masse de forme curviligne (disque par exemple) présente des singularités que nous pouvons contourner en faisant usage de ce concept.

d) Nous savons qu'un découpage "adapté" aux variations de la largeur des tronçons élémentaires issus de la discrétisation serait plus économique en temps de calcul. Pour une forme circulaire, dont le contour varie rapidement, nous avons introduit [13] une discrétisation de type angulaire de la surface de l'antenne. Pour un nombre de sections élémentaires, beaucoup plus réduit, ce nouveau découpage donne pratiquement les mêmes résultats que la discrétisation linéaire, ce qui nous permet de réduire de manière sensible le temps de calcul.

e) Le coefficient de couplage entre lignes stratifiées a été modélisé [14-15] à l'aide d'une expression analytique simple, tenant compte aussi bien des dimensions que des paramètres électriques de l'antenne, et appliqué avec succès au cas d'une structure bicouche de forme circulaire.

f) Nous avons également fait subir un découpage aux parties non couplées (cas d'antennes bicouches) et nous leur avons appliqué la méthode LMA améliorée au lieu d'utiliser l'approximation [10-12] qui consiste à les assimiler à des capacités.

Les résultats obtenus seront confrontés à des mesures effectuées sur des prototypes réalisés à l'Université Catholique de Louvain (UCL, Belgique) ainsi qu'aux expériences effectuées par Zerguerras [16] à l'Université de Rennes I (France) en chambre anéchoïque. Certaines mesures d'impédance d'entrée ont été effectuées au Laboratoire de Télécommunication (ENP), à l'aide d'un analyseur de réseaux piloté par un microordinateur, grâce à un logiciel [17] de mesures et de calibration.

La méthode que nous proposons formule avantageusement les caractéristiques de l'antenne à

l'aide d'expressions analytiques qui permettent d'évaluer aisément l'influence des dimensions et des paramètres électriques. Les techniques numériques ne seront introduites que pour évaluer certaines fonctions spéciales (de Fresnel et de Bessel) intervenant lors du calcul du champ diffracté par les bords du plan de masse. Par rapport aux autres modèles d'analyse des APM répertoriés par Mosig [18], le modèle proposé présente l'avantage du bénéfice en temps de calcul et offre la possibilité d'étudier des structures ayant un caractère inhomogène et même une variation d'épaisseur dans le sens de l'axe de symétrie. Toutefois, au stade actuel, il ne prend pas en compte l'effet des ondes de surface qui risque d'être gênant pour des substrats épais à des fréquences très hautes.

2. Formulation mathématique

2.1 Principe de la méthode LMA

Soit une structure rayonnante bicouche (Fig. 1), constituée d'une antenne microruban de forme arbitraire, de longueur L_1 de l'ordre de la demi longueur d'onde, associée à un directeur, de longueur L_2 , ayant la même forme ou non mais possédant le même axe de symétrie Ox .

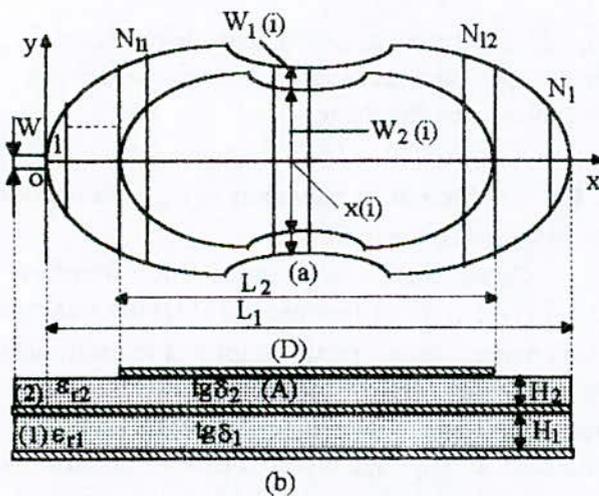


Fig. 1 Structure rayonnante bicouche.
(a) Vue de dessus, (b) coupe.

Ce type de structure peut être avantageusement réalisé à l'aide de circuits imprimés empilés et les deux substrats utilisés peuvent être identiques ou différents. Pour plus de clarté, les éléments de la figure 1 ne sont pas représentés dans leurs proportions exactes. En réalité, les dimensions des plaques (1) et (2) et celles du plan de masse sont grandes devant la longueur d'onde pour réduire au mieux l'effet des ondes de surface et l'influence du

champ diffracté par les bords; celles du directeur sont légèrement inférieures à celles de l'antenne.

La méthode consiste à discrétiser linéairement l'antenne et son directeur en sections élémentaires d'égalles longueurs ($\Delta L = L_1 / N_1$) le long de leur axe de symétrie Ox . Nous obtenons ce qui suit:

a) Pour l'antenne (A), des lignes élémentaires, de largeur variable notée $W_1(i)$ ($i=1, N_1$), montées sur un substrat diélectrique (1) d'épaisseur H_1 , de permittivité relative ϵ_{r1} et de pertes diélectriques $tg\delta_1$. Le conducteur, constituant l'antenne et la ligne microruban d'alimentation, est caractérisé par son épaisseur t_1 , sa conductivité σ_1 et la rugosité de sa surface Δ_1 .

b) Pour le directeur (D), des lignes élémentaires, de largeur également variable notée $W_2(i)$ ($i=N_{11}, N_{12}$), montées sur un substrat diélectrique (2) d'épaisseur H_2 , de permittivité relative ϵ_{r2} et de pertes diélectrique $tg\delta_2$. Le conducteur constituant le directeur est caractérisé par son épaisseur t_2 , sa conductivité σ_2 et la rugosité de sa surface Δ_2 .

c) Le conducteur du plan de masse est défini par sa conductivité σ_d et la rugosité de sa surface Δ_d .

Le modèle électrique de cette structure ainsi discrétisée est constitué de deux cascades de lignes de transmission superposées où l'on peut distinguer trois parties distinctes:

- une partie couplée de longueur L_2 , constituée de $(N_{12} - N_{11} + 1)$ lignes élémentaires superposées et pour laquelle nous appliquerons la technique LMA des lignes stratifiées mais dont nous modifierons le coefficient de couplage;
- deux parties non couplées pour lesquelles, afin d'obtenir une meilleure précision, nous ferons usage de la technique LMA des lignes simples au lieu de l'approximation faite par [8-12] qui consiste à les assimiler à des capacités.

2.2 Capacité de couplage

Le modèle théorique de la partie couplée est équivalent à un "octopôle" global de longueur totale L_2 composé de $(N_{12} - N_{11} + 1)$ lignes élémentaires couplées. Les deux lignes superposées d'ordre i sont couplées par une capacité linéique de couplage donnée par [10-12] sous la forme

$$C_{12}(i) = k_{12} \epsilon_0 \sqrt{\frac{\epsilon_{r1} W_1(i) \epsilon_{r2} W_2(i)}{H_1 H_2}} \quad (1)$$

Pour faire coïncider leurs résultats théoriques aux mesures, dans le cas d'une antenne circulaire et d'un directeur de même forme, [10-12] ont choisi de manière pragmatique, après plusieurs essais, une valeur du coefficient k_{12} de l'ordre de 0.2. Or il paraît évident que ce coefficient doit dépendre de la forme, des dimensions et des paramètres électriques de la structure multicouche. Pour tenir compte de tous ces paramètres, la modélisation de k_{12} que nous avons proposée [14-15] et confirmée par les mesures, permet d'exprimer ce coefficient sous une forme analytique simple qui tient compte aussi bien du ratio d'ouverture couplant les deux lignes superposées que de la répartition de l'énergie incidente entre ces deux lignes et l'espace libre. Cette expression s'écrit

$$k_{12} = \left[\left(1 + \frac{\epsilon_{r1} H_2}{\epsilon_{r2} H_1} \right) \left(1 + \frac{2S_1}{C_1 H_1} \right) \left(1 + \frac{2S_2}{C_2 H_2} \right) \right]^{-1/2} \quad (2)$$

Les grandeurs (C_1, C_2) et (S_1, S_2) représentent respectivement les longueurs totales des contours latéraux ouverts et les surfaces de l'antenne et du directeur. Une fois que la nature du substrat, la forme et les dimensions de la structure multicouche sont connues, le coefficient de couplage sera parfaitement défini.

2.3 Matrice de transfert d'une section élémentaire

Dans le cas où la section élémentaire se trouve dans l'une des parties non couplées, sa matrice de transfert est celle d'un quadripôle et, par conséquent, elle est donnée par la relation

$$[t(i)] = \begin{bmatrix} e^{\gamma(i) \cdot \Delta L} & 0 \\ 0 & e^{-\gamma(i) \cdot \Delta L} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Par contre, si elle est située dans la partie couplée, sa matrice de transfert [11] est de dimension (4×4) .

A partir de la forme et des dimensions de la structure multicouche, nous calculerons [32] d'abord les impédances caractéristiques $Z_{c_j}(i)$, les coefficients de propagation $\gamma_j(i)$ ainsi que la capacité linéique de couplage $C_{12}(i)$ de la partie couplée ($j=1,2$ et $i=N_{11}, N_{12}$) pour en déduire ensuite les 16 éléments de la matrice $[t(i)]$ relative à la ligne élémentaire d'ordre i centrée en

$$x(i) = (2i - 1) \frac{L_1}{N_1} \quad (4)$$

2.4 Impédance d'entrée

Pour calculer l'impédance d'entrée de la structure rayonnante multicouche, constituée de deux quadripôles et d'un octopôle, nous adoptons la procédure suivante

2.4.1 Coefficient de réflexion $\Gamma(N_{12})$ au niveau de la tranche d'ordre N_{12}

Nous déterminons d'abord le coefficient de réflexion $\Gamma(N_{12})$ à l'aide de la méthode LMA pour la partie non couplée (Fig. 2) constituée des tranches élémentaires d'ordre i ($i=N_{12}, N_{11}$). Comme la structure est ouverte en $x=L_1$, nous obtenons

$$\Gamma_1(N_{12}) = e^{-2 \zeta_1 \Delta L} \text{ avec } \zeta_1 = \sum_{i=N_{12}}^{N_{11}} \gamma_1(i) \quad (5)$$

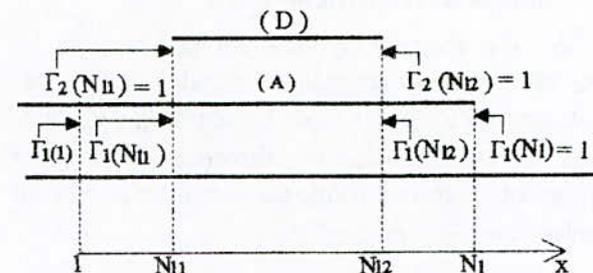


Fig. 2 Les différents coefficients de réflexion intervenant dans le calcul de l'impédance d'entrée de l'antenne multicouche.

2.4.2 Coefficient de réflexion $\Gamma(N_{11})$ au niveau de la tranche d'ordre N_{11}

Connaissant la matrice de transfert $[t(i)]$ ($i=N_{11}, N_{12}$) (donnée par [11]) des tranches élémentaires de la partie couplée et le coefficient de réflexion $\Gamma(N_{12})$ (donné par la relation 5), nous pouvons déterminer le coefficient de réflexion $\Gamma(N_{11})$ au niveau de la section d'ordre N_{11} . Pour ce faire, nous utiliserons les propriétés des octopôles en cascade pour résoudre le système linéaire suivant

$$\begin{bmatrix} V_2^i(N_{11}) \\ V_2^r(N_{11}) \\ V_1^i(N_{11}) \\ V_1^r(N_{11}) \end{bmatrix} = \prod_{j=N_{11}}^{N_{12}} [t(j)] \begin{bmatrix} V_2^i(N_{12}) \\ V_2^r(N_{12}) \\ V_1^i(N_{12}) \\ V_1^r(N_{12}) \end{bmatrix} \quad (6)$$

où $V_m^n(p)$ sont les ondes de tensions incidentes et réfléchies aux deux extrémités N_{11} et N_{12} de la partie couplée de la structure

$$n = \begin{cases} i & \text{onde incidente} \\ r & \text{onde réfléchie} \end{cases}$$

$$m = \begin{cases} 1 & \text{antenne (A)} \\ 2 & \text{directeur (D)} \end{cases}$$

$$p = \begin{cases} N_{11} \\ N_{12} \end{cases}$$

Compte tenu des conditions aux limites, au niveau des extrémités de la partie couplée, qui s'écrivent

$$V_2^i(N_{12}) = V_2^r(N_{12})$$

$$V_2^i(N_{11}) = V_2^r(N_{11})$$

$$V_1^r(N_{12}) = \Gamma_1(N_{12}) V_1^i(N_{12})$$

$$V_1^r(N_{11}) = \Gamma_1(N_{11}) V_1^i(N_{11})$$

nous obtenons

$$\Gamma_1(N_{11}) = \frac{(t_{41} + t_{42}) \cdot T_1 + (t_{43} + \Gamma_1(N_{12}) \cdot t_{44}) \cdot T_2}{(t_{31} + t_{32}) \cdot T_1 + (t_{33} + \Gamma_1(N_{12}) \cdot t_{34}) \cdot T_2} \quad (7)$$

$$\text{avec } T_1 = t_{23} - t_{13} + \Gamma_1(N_{12}) \cdot (t_{24} - t_{14})$$

$$T_2 = t_{11} + t_{12} - t_{21} - t_{22}$$

t_{jk} ($j=1,4; k=1,4$) sont les 16 éléments de la matrice $[t]$, de l'octopôle globale, obtenue en effectuant le produit matriciel

$$[t] = \prod_{n=N_{11}}^{N_{12}} [t(n)]$$

2.4.3 Impédance d'entrée de la structure multicouche

L'impédance d'entrée, au point d'excitation O, de la structure rayonnante multicouche est donnée par l'expression classique

$$Z_{in} = \frac{1 + \Gamma_1(1)}{1 - \Gamma_1(1)} Z_c(1) \quad (8)$$

$$\text{où } \Gamma_1(1) = \Gamma_1(N_{11}) e^{-2 \zeta_2 \Delta L} \quad (9a)$$

$$\zeta_2 = \sum_{i=1}^{N_{11}} \gamma_1(i) \quad (9b)$$

$Z_c(1)$ étant l'impédance caractéristique de la ligne élémentaire d'ordre 1.

2.5 Fréquence de résonance et bande passante

La connaissance de l'impédance d'entrée d'une antenne microruban monocouche (ou multicouche) permet de déterminer aussi bien la (les) fréquence (s) de résonance que la bande passante.

2.5.1. Fréquence de résonance

La fréquence de résonance d'une structure microruban rayonnante est généralement déduite à partir de l'impédance d'entrée de cette structure. Toutefois, deux remarques importantes s'imposent au sujet de sa détermination. En effet, pour une antenne alimentée par une ligne microruban, la fréquence de résonance correspond à une impédance d'entrée purement réelle. Mais dans le cas d'une alimentation par sonde coaxiale, ce n'est plus le cas à cause de la contribution de cette sonde sous forme d'élément inductif. Aussi, nous adopterons la définition de la fréquence de résonance comme étant la fréquence pour laquelle la partie réelle de l'impédance d'entrée est maximale.

Contrairement aux structures monocouches (résonnantes) possédant une fréquence de résonance unique notée f_r , les structures multicouches à large bande présentent généralement deux fréquences particulières pour lesquelles l'impédance d'entrée est soit purement réelle, soit ayant une partie réelle maximale. Ces deux fréquences peuvent toutefois être assimilées à deux fréquences de résonance.

2.5.2. Bande passante

D'une manière générale, la bande passante d'une antenne est la gamme de fréquence dans laquelle les performances radioélectriques de cette antenne sont conformes à une norme imposée.

Dans le cas des antennes microrubans, la bande passante est déterminée directement à partir de la représentation en abaque de Smith de l'impédance d'entrée en considérant le module $|\Gamma|$ du coefficient de réflexion et le taux d'ondes stationnaires (T.O.S.). Pour un T.O.S. inférieur ou égal à 2, par exemple, on repère (Fig. 3) deux fréquences f_1 et f_2 correspondant à l'intersection de la courbe représentant l'impédance d'entrée normalisée avec le cercle de rayon $|\Gamma| = 0.33$ (cercle 1). L'impédance de normalisation doit être choisie judicieusement [16] afin que cette courbe soit centrée aussi près que possible du point adaptant (1, 0). La bande passante est alors exprimée directement en fonction de f_1 et f_2 par la relation

$$B = 200 \frac{f_2 - f_1}{f_2 + f_1} \quad (\text{en } \%) \quad (10)$$

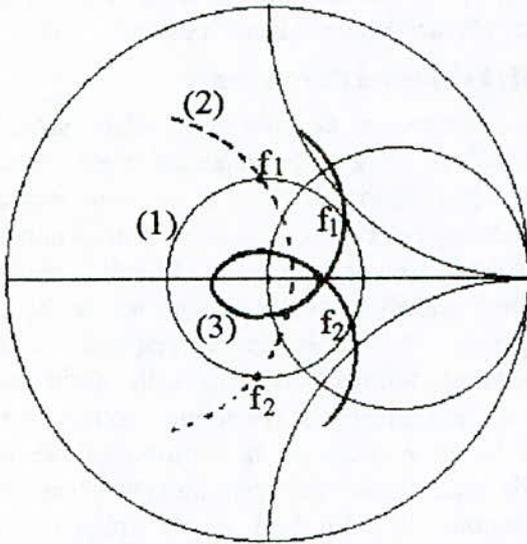


Fig. 3 Représentation de l'impédance d'entrée normalisée en abaque de Smith.

(2) antenne monocouche, (3) antenne bicouche.

2.6 Distribution des courants

La modélisation d'APM, monocouches ou multicouches, à l'aide de la méthode LMA permet également de déterminer la distribution du courant de conduction axial et celle du courant de polarisation ainsi que les diagrammes de rayonnement [10-12]. Ces auteurs ont vérifié l'efficacité de cette technique sur des géométries circulaires, grâce à des mesures de rayonnement en chambre anéchoïque. Cependant, la distribution axiale des courants de conduction retenue négligeait le champ contrapolaire et nécessitait l'introduction d'une constante d'ajustement dans le calcul du champ copolaire dans le plan H.

La méthode proposée permet de calculer les expressions générales du champ rayonné à partir des deux composantes du courant de conduction et du courant de polarisation, tout en conservant à ce modèle son caractère unidimensionnel afin de réduire au mieux le temps de calcul. Pour ce faire, nous allons introduire la notion de "ligne de courant centre de gravité" qui servira d'une part, à déterminer la composante transverse du courant de conduction ainsi que sa contribution au rayonnement et, d'autre part, à éviter l'utilisation de la constante d'ajustement dans les équations des champs.

2.6.1 Courants de conduction axial et de polarisation

Au niveau de la tranche d'ordre n (Fig. 1) centrée en x (n), les distributions des courants de conduction axial (dirigé selon l'axe Ox) et de polarisation (dirigé selon l'axe Oz), respectivement sur l'antenne et sur le directeur, sont données [10-12] par les expressions

a) pour l'antenne

• pour $n = N_{11}, N_{12}$

$$I_{ca_1}(n) = \frac{V_1^i(n) - V_1^r(n)}{\sqrt{Z_{c_1}(n) \cdot Z_{c_2}(n)}} \quad (11a)$$

• pour $n = 1, N_{11} - 1$ ou $n = N_{12} + 1, N_1$

$$I_{ca_1}(n) = \frac{V_1^i(n) - V_1^r(n)}{Z_{c_1}(n)} \quad (11b)$$

• pour $n = 1, N_1$

$$I_{pa_1}(n) = j \omega \epsilon_0 (\epsilon_{r1} - 1) W_1(n) V_1(n) \quad (12)$$

avec $V_1(n) = [V_1^i(n) + V_1^r(n)]$

b) pour le directeur

• pour $n = N_{11}, N_{12}$

$$I_{ca_2}(n) = \frac{V_2^i(n) - V_2^r(n)}{\sqrt{Z_{c_1}(n) \cdot Z_{c_2}(n)}} \quad (13a)$$

• pour $n = 1, N_{11} - 1$ ou $n = N_{12} + 1, N_1$

$$I_{ca_2}(n) = 0 \quad (13b)$$

• pour $n = N_{11}, N_{12}$

$$I_{pa_2}(n) = j \omega \epsilon_0 (\epsilon_{r2} - 1) W_2(n) V_2(n) \quad (14)$$

avec $V_2(n) = [V_2^i(n) + V_2^r(n)]$

La détermination de ces quatre courants nécessite la connaissance des ondes de tensions incidentes et réfléchies en n'importe quelle tranche de la structure multicouche. Pour ce faire, nous devons résoudre les systèmes d'équations (5) à (9) en ajoutant une condition supplémentaire se rapportant à l'excitation pour laquelle nous imposons une valeur du courant d'entrée égale à un Ampère

$$I_{ca_1}(0) = \frac{V_1^i(0) - V_1^r(0)}{Z_c(1)} = 1 \text{ A} \quad (15)$$

2.6.2 Ligne de courant et courant de conduction transverse

Dans le but d'alléger le formalisme mathématique, nous considérons une structure rayonnante monocouche de forme arbitraire (Fig. 4a), ayant toutefois l'axe Ox comme axe de symétrie et excitée par une ligne microruban au point O.

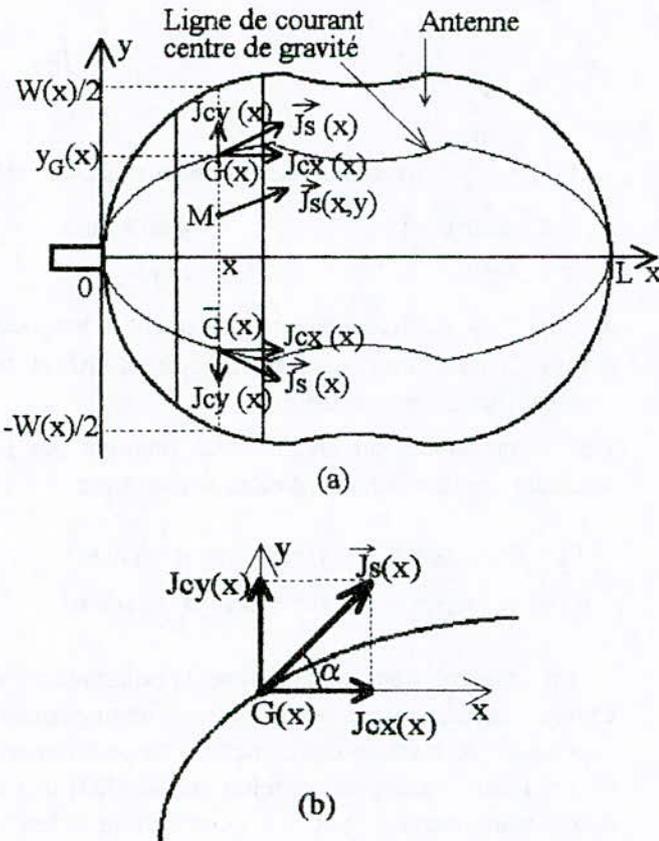


Fig. 4 Composantes longitudinale et transverse du courant de conduction le long d'une antenne microruban de forme arbitraire.

D'une manière générale, l'expression du courant de conduction, en un point M(x,y) quelconque de l'élément rayonnant, s'écrit

$$\vec{J}_s(x,y) = J_{cx}(x,y) \hat{x} + J_{cy}(x,y) \hat{y} \quad (16)$$

\hat{x} et \hat{y} : vecteurs unitaires portés respectivement par les axes Ox et Oy.

a) Ligne de courant

Nous avons montré [19] que pour une ligne microruban élémentaire (Fig. 4a) centrée sur l'abscisse x et de largeur W(x), la fonction de position du centre de gravité G(x) de la composante longitudinale Jcx(x,y) (formulée par Denlinger [20]), s'écrit pour le demi-plan supérieur (y > 0) sous la forme

$$y_G(x) = \frac{\int_0^{W(x)/2} J_{cx}(x,y) y dy}{\int_0^{W(x)/2} J_{cx}(x,y) dy} = \frac{7}{25} W(x) \quad (17)$$

La relation (17), obtenue en vertu du théorème du centre de gravité, représente l'équation de l'ensemble des points G(x) le long de la structure rayonnante ou encore de la "ligne de courant centre de gravité". Cette équation présente l'avantage de ne dépendre que de la variable x. Dans le demi-plan inférieur, nous obtenons d'une manière analogue une ligne symétrique à la précédente par rapport à l'axe Ox.

b) Courant de conduction transverse

En un point G(x) de la "ligne de courant centre de gravité", le courant de conduction $\vec{J}_s(x)$, qui ne dépend plus que de la variable x (Fig. 4), est composé d'un courant longitudinal Jcx(x) et d'un courant transverse Jcy(x) (que nous désignerons dorénavant par Icy(x)). Les expressions de ces deux courants sont obtenues [19] sous la forme

$$J_{cx}(x) = \int_0^{W(x)/2} J_{cx}(x,y) dy = \frac{1}{2} I_{ca}(x) \quad (18a)$$

$$J_{cy}(x) = I_{cy}(x) = \tan \alpha J_{cx}(x) = \frac{1}{2} \tan \alpha I_{ca}(x) \quad (18b)$$

où $\tan \alpha = \frac{d(y_G(x))}{dx}$ est la dérivée première de la fonction $y_G(x)$ (Fig. 4.b).

La notion de "ligne de courant centre de gravité", ainsi introduite, nous permet de déterminer les expressions des deux composantes du courant de conduction le long de l'élément rayonnant en fonction de la seule variable x. Le calcul du champ lointain peut donc être ramené à un domaine unidimensionnel tout en prenant en considération la contribution de la composante transverse de ce courant.

Pour une structure bicouche, les expressions des composantes transverses des courants de conduction, respectivement sur l'antenne et sur le directeur, s'écrivent sous la forme

$$I_{cy_1}(x) = \frac{1}{2} \frac{d(y_{G1}(x))}{dx} I_{ca_1}(x) \quad (19a)$$

$$I_{cy_2}(x) = \frac{1}{2} \frac{d(y_{G2}(x))}{dx} I_{ca_2}(x) \quad (19b)$$

où $y_{G1}(x)$ et $y_{G2}(x)$ représentent respectivement les équations des "lignes de courant centre de gravité" sur l'antenne et sur le directeur. Elles sont

formulées par des expressions analogues à la relation (17). Les courants de conduction axiaux $I_{ca_1}(x)$ et $I_{ca_2}(x)$ sont exprimés par les relations (11) et (13).

2.7 Diagramme de rayonnement

Connaissant les distributions des courants de conduction et de polarisation, nous pouvons calculer, en appliquant le théorème d'équivalence en volume [21], les expressions du champ rayonné aussi bien pour une APM monocouche que multicouche. En supposant que le plan de masse de la structure est infini et parfaitement conducteur, afin de pouvoir utiliser le principe des images, nous avons [22] exprimé les composantes de ce champ dans un système de coordonnées sphériques [32] respectivement pour l'antenne (et son image) et pour le directeur (et son image) sous la forme

$$\begin{aligned}
 E_{\theta 1} &= E_0 f_1(\theta, \phi) = E_0 \cos \theta \cos \phi \sin(k_z H_1) \\
 &\int_0^{L_1} I_{ca_1}(x) \cos[k_y y_{G1}(x)] e^{jk_x x} dx \\
 &+ 2j E_0 \cos \theta \sin \phi \sin(k_z H_1) \\
 &\int_0^{L_1} I_{cy_1}(x) \sin[k_y y_{G1}(x)] e^{jk_x x} dx \\
 &+ j E_0 \sin \theta \cos\left(k_z \frac{H_1}{2}\right) \\
 &\int_0^{L_1} I_{pa_1}(x) \cos[k_y y_{G1}(x)] e^{jk_x x} dx \quad (20)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 E_{\phi_1} &= E_0 g_1(\theta, \phi) = - E_0 \sin \phi \sin(k_z H_1) \\
 &\int_0^{L_1} I_{ca_1}(x) \cos[k_y y_{G1}(x)] e^{jk_x x} dx \\
 &- 2j E_0 \cos \phi \sin(k_z H_1) \\
 &\int_0^{L_1} I_{cy_1}(x) \sin[k_y y_{G1}(x)] e^{jk_x x} dx \quad (21)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 E_{\theta 2} &= E_0 f_2(\theta, \phi) = E_0 \cos \theta \cos \phi \sin(k_z (H_1 + H_2)) \\
 &\int_0^{L_2} I_{ca_2}(x) \cos[k_y y_{G2}(x)] e^{jk_x x} dx \\
 &+ 2j E_0 \cos \theta \sin \phi \sin(k_z (H_1 + H_2)) \\
 &\int_0^{L_2} I_{cy_2}(x) \sin[k_y y_{G2}(x)] e^{jk_x x} dx \\
 &+ j E_0 \sin \theta \cos\left(k_z (H_1 + \frac{H_2}{2})\right) \\
 &\int_0^{L_2} I_{pa_2}(x) \cos[k_y y_{G2}(x)] e^{jk_x x} dx \quad (22)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 E_{\phi_2} &= E_0 g_2(\theta, \phi) = -E_0 \sin \phi \sin(k_z (H_1 + H_2)) \\
 &\int_0^{L_2} I_{ca_2}(x) \cos[k_y y_{G2}(x)] e^{jk_x x} dx \\
 &- 2j E_0 \cos \phi \sin(k_z (H_1 + H_2)) \\
 &\int_0^{L_2} I_{cy_2}(x) \sin[k_y y_{G2}(x)] e^{jk_x x} dx \quad (23)
 \end{aligned}$$

où $E_0 = \frac{\eta_0}{\lambda_0} \psi(r)$; $\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$

$$\psi(r) = \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \quad (\text{fonction de Green en espace libre})$$

$k_x = k_0 \sin \theta \cos \phi$ $k_y = k_0 \sin \theta \sin \phi$
 $k_z = k_0 \cos \theta$ $k_0 = 2\pi / \lambda_0$.

$\lambda_0, \eta_0, \epsilon_0$ et μ_0 sont respectivement la longueur d'onde, l'impédance d'onde, la permittivité et la perméabilité en espace libre.

Les composantes du champ total rayonné par la structure multicouche sont alors données par

$$\begin{cases}
 E_\theta = E_{\theta 1} + E_{\theta 2} = E_0 f(\theta, \phi) = E_0 [f_1(\theta, \phi) + f_2(\theta, \phi)] \\
 E_\phi = E_{\phi 1} + E_{\phi 2} = E_0 g(\theta, \phi) = E_0 [g_1(\theta, \phi) + g_2(\theta, \phi)]
 \end{cases} \quad (24)$$

En général, pour bien analyser la polarisation, le champ rayonné est exprimé en composantes copolaire et contrapolaire, notées respectivement E_{co} et E_{cros} . La définition selon Ludwig [23] de ces deux composantes, pour le cas d'une antenne polarisée selon l'axe Ox (Fig. 4a), donne

$$\begin{aligned}
 E_{co} &= E_\theta \cos \phi - E_\phi \sin \phi \\
 E_{cros} &= E_\theta \sin \phi + E_\phi \cos \phi \quad (25)
 \end{aligned}$$

Les champs E_{co} et E_{cros} sont généralement tracés dans des plans particuliers, à savoir les plans E ($\phi = 0$) et H ($\phi = \pi/2$) pour déterminer la pureté de la polarisation de la structure rayonnante étudiée.

2.8 Cas d'une géométrie circulaire

Pour un substrat donné, toutes les caractéristiques radioélectriques (Impédance d'entrée, diagramme de rayonnement...) des antennes de forme quelconque, étudiées en 2.2 à 2.7, dépendent uniquement de la largeur des sections élémentaires issues de la discrétisation et, par conséquent, de la forme et des dimensions de l'antenne (et du directeur dans le cas d'une structure bicouche). Comme application, nous considérons une géométrie circulaire.

2.8.1 Discrétisation linéaire

Si la structure multicouche, représentée par la figure 1, prend une forme circulaire, les largeurs $W_1(i)$ et $W_2(i)$ des sections élémentaires d'ordre i , respectivement sur l'antenne de rayon R_1 et sur le directeur de rayon R_2 , s'écrivent

$$W_1(i) = 2\sqrt{r_1 \cdot x(i) - x^2(i)} \quad (i = 1, N_1) \quad (26a)$$

$$W_2(i) = \begin{cases} 2\sqrt{r_2 \cdot X(i) - X^2(i)} & (i = N_{11}, N_{12}) \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (26b)$$

avec $x(i) = (2i-1) \frac{r_1}{2N_1}$ $r_1 = \frac{2R_1}{\lambda_0}$
 $r_2 = \frac{2R_2}{\lambda_0}$ $X(i) = x(i) - \frac{r_1 - r_2}{2}$

Les "lignes de courant centre de gravité" sur l'antenne et sur le directeur (définies par la relation 17) deviennent deux ellipses [19]. Ce résultat est en parfait accord avec celui qui donne la trajectoire des lignes de courant de conduction du mode TM₁₁, présenté par Davidovitz [24] pour une antenne microruban de forme circulaire.

Les composantes transverses des courants de conduction sur ces deux conducteurs (eq. 19) peuvent alors être formulées d'une manière plus explicite

$$I_{cy_1}(i) = \frac{7}{50} I_{ca_1}(i) \frac{r_1 - 2 \cdot x(i)}{\sqrt{r_1 \cdot x(i) - x^2(i)}} \quad (i = 1, N_1) \quad (27)$$

$$I_{cy_2}(i) = \begin{cases} \frac{7}{50} I_{ca_2}(i) \frac{r_2 - 2 \cdot X(i)}{\sqrt{r_2 \cdot X(i) - X^2(i)}} & (i = N_{11}, N_{12}) \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (28)$$

2.8.2. Discrétisation angulaire

Pour économiser le temps de calcul, le découpage doit être adapté en fonction de la variation de la largeur $W(x)$, autrement dit de la forme du contour de l'élément rayonnant. C'est la raison pour laquelle nous avons testé [13], pour une géométrie circulaire, une autre méthode de discrétisation, à savoir le fractionnement angulaire régulier, avec un nombre de découpage N_a beaucoup plus faible que N_1 mais à précision pratiquement égale. Ce nouveau moyen de découpage, applicable aussi bien pour une structure monocouche que multicouche, s'avère donc plus avantageux lorsque l'exigence en précision croît.

Considérons l'APM (Fig. 5) dont le conducteur supérieur est un disque circulaire de rayon R excité par une sonde coaxiale en un point A.

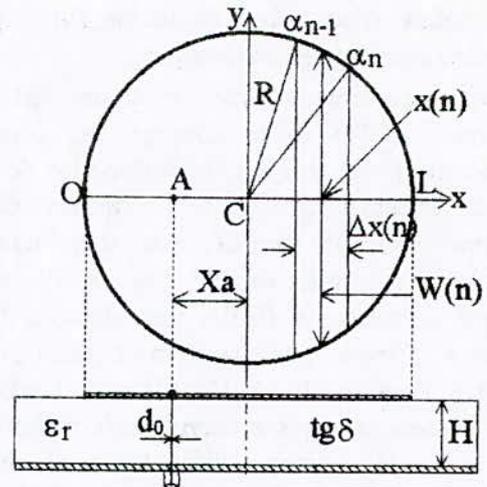


Fig. 5 Antenne disque avec discrétisation angulaire.

Les longueurs et les largeurs de la ligne élémentaire d'ordre n , issue d'un tel découpage [13], sont alors données respectivement par les expressions

$$\begin{cases} \Delta x(n) = R(\cos \alpha_n - \cos \alpha_{n-1}) \\ W(n) = 2R \sin(S\alpha_n) \cos(D\alpha_n) \end{cases} \quad n = 1, N_a \quad (29)$$

avec $S\alpha_n = \left(\frac{\alpha_n + \alpha_{n-1}}{2}\right)$, $D\alpha_n = \left(\frac{\alpha_n - \alpha_{n-1}}{2}\right)$

avec $\alpha_n = \pi(1 - n/N_a)$ ($n = 0, N_a$)

Pour la même précision, l'introduction de la discrétisation angulaire permet de réduire [13] le nombre de découpage dans un rapport r_1 (Tab.1) donné par la relation

$$r_1 = \frac{N_1}{N_a} = \left(\frac{N_1^2 - 1}{2N_1 - 1}\right)^{1/2} \quad (30)$$

La réduction du temps de calcul, dont on bénéficie en faisant usage du découpage angulaire, est alors d'autant plus avantageuse que la précision exigée est plus fine sur des moyens informatiques de capacité modeste.

Tab. 1 Valeurs de N_1 et N_a donnant la même précision.

N_1	200	300	400	500	600	700	800
N_a	20	24	28	32	34	38	40

Pour toute autre configuration géométrique, admettant la direction du moment électrique comme axe de symétrie et dont le contour varie rapidement, il serait donc toujours utile de rechercher une uniformisation de la précision sur les tronçons élémentaires lors de l'utilisation de la méthode des lignes de transmission.

2.9 Effets d'un plan de masse fini sur les caractéristiques de rayonnement

Nous présentons une méthode hybride, combinant l'UTD et le concept des courants équivalents, pour analyser l'effet d'un plan de masse fini sur les caractéristiques de rayonnement d'APM, de forme circulaire, monocouches ou multicouches. Au champ rayonné, calculé par la théorie de l'optique géométrique (G.O), nous ajoutons d'abord le champ diffracté par le contour du plan de masse, obtenu à l'aide de l'UTD. Dans le cas où ce plan de masse possède un contour curviligne (circulaire dans notre cas), les champs diffractés ainsi obtenus présentent des singularités (caustiques) au niveau de la région axiale (axe Oz). Le concept des courants équivalents permet d'éviter ces singularités et donc de présenter une solution correcte du champ diffracté au voisinage de cette région axiale.

Les dimensions des éléments rayonnants et les épaisseurs des substrats de l'APM bicouche considérée sont supposées faibles par rapport au rayon a (Fig. 6) du plan de masse. Cette antenne est alors assimilée à un point source situé en O. La structure étant symétrique par rapport à ϕ (Oz étant un axe de révolution pour le plan de masse), il est donc suffisant de calculer le champ total dans un plan vertical particulier, soit le plan x-z ($\phi = 0$ ou plan E).

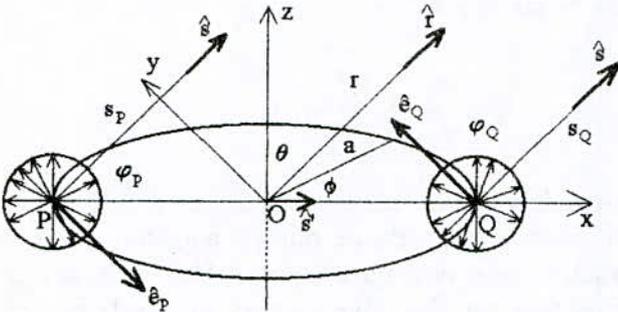


Fig. 6 Configuration de la structure rayonnante disposée sur un plan de masse circulaire de rayon a.

Dans ces conditions, nous avons montré [25] qu'en tenant compte de la contribution du champ diffracté par les bords du plan de masse, le champ copolaire total rayonné ramené dans le plan E s'écrit

- pour $\theta_0 < \theta < 180^\circ - \theta_0$

$$\vec{E}_t = E_0 \gamma(90 - \theta) f(\theta, \phi = 0) + \text{Sgn}(\theta - 90) \frac{1+j}{\sqrt{2\pi \sin \theta}} \xi(Q, P, u, v) \quad (31a)$$

- pour $0 \leq \theta \leq \theta_0$ ou $180^\circ - \theta_0 \leq \theta \leq 180^\circ$

$$\vec{E}_t = E_0 \gamma(90 - \theta) f(\theta, \phi = 0) + j \frac{\text{Sgn}(\theta - 90)}{\sqrt{2}} f(Q) e^{-jk_0 a} J_1(k_0 a \sin \theta) \quad (31b)$$

avec $\xi(Q, P, u, v) = f(Q) F(u) - j f(P) F(v)$

$$F(x) = C_1(x) - j S_1(x) = \int_x^\infty \cos t^2 dt - j \int_x^\infty \sin t^2 dt$$

$$\text{Sgn}(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \geq 0 \\ -1 & \text{si } x < 0 \end{cases} \quad \gamma(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \geq 0 \\ 0 & \text{si } x < 0 \end{cases}$$

$$u = k_0 a(1 - \sin \theta), \quad v = k_0 a(1 + \sin \theta)$$

$J_1(x)$ est la fonction de Bessel de première espèce d'ordre 1. $C_1(x)$ et $S_1(x)$ sont les fonctions de Fresnel. $f(\theta, \phi)$ est définie au paragraphe 2.7.

3. Résultats obtenus

3.1 Impédance d'entrée

Le cas d'une alimentation par ligne microruban exige la réalisation d'une maquette supplémentaire, sur un substrat identique à celui utilisé pour l'antenne, afin d'appliquer la méthode de mesure appelée L.R.L. (Line Reflexion Line), permettant de transférer le plan de référence de l'entrée de la ligne vers la jonction ligne-antenne et d'obtenir ainsi l'impédance d'entrée propre de cette antenne.

Dans le cas d'une alimentation par sonde coaxiale, l'impédance d'entrée mesurée est obtenue avec comme plan de référence celui du plan de masse de l'antenne. Dans ces conditions, il faut tenir compte de la contribution inductive de la tige centrale de la sonde coaxiale pour obtenir l'impédance d'entrée propre au niveau de la jonction tige-antenne. Des expressions analytiques sont généralement utilisées pour effectuer cette correction. Le domaine de validité de chacune d'elles est toutefois limité à une bande de fréquence donnée et leur application est en particulier douteuse pour des épaisseurs de substrats importantes, souvent utilisées pour élargir la bande passante. Pour toutes les mesures que nous avons effectuées sur les APM excitées par sonde coaxiale, nous avons utilisé l'expression donnée par Bailey [26] qui s'écrit

$$X_L = 60 k_0 H \ln \left(\frac{2}{k_0 d_0 \sqrt{\epsilon_r}} \right) \quad (32)$$

k_0 et d_0 sont respectivement le nombre d'onde dans le vide et le diamètre de la tige central de la sonde.

3.1.1 Impédance d'entrée d'une antenne monocouche

Les résultats théoriques concernant les caractéristiques radioélectriques d'une APM monocouche sont obtenus à partir de la formulation mathématique, exposée au paragraphe 2, dans laquelle le coefficient de couplage k_{12} est pris égal à 0. Nous présentons à la figure 7 nos résultats théoriques et expérimentaux concernant l'évolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence d'une APM circulaire alimentée par une sonde coaxiale d'impédance caractéristique Z_0 .

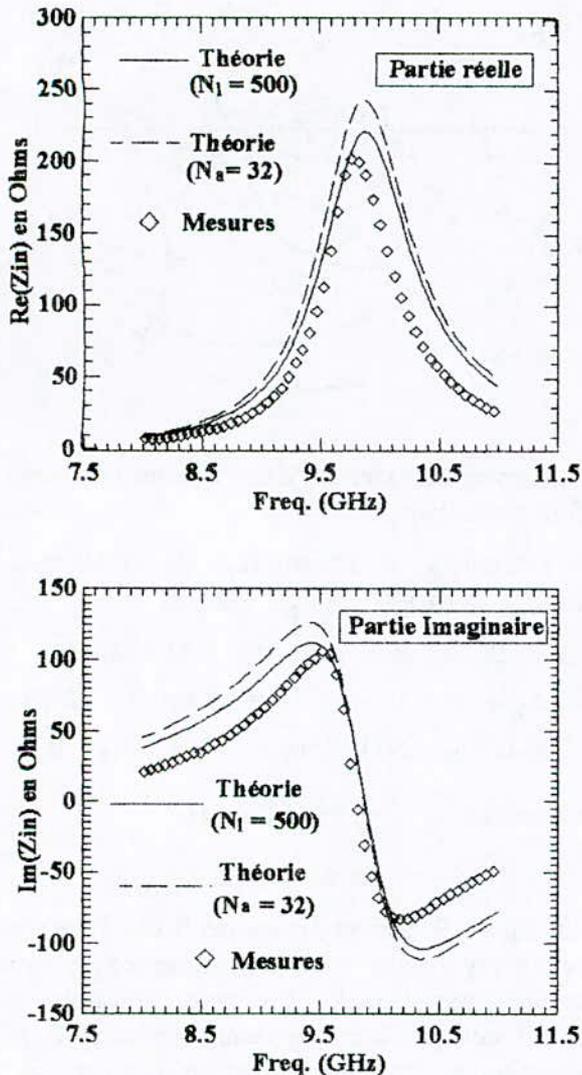


Fig. 7 Impédance d'entrée d'une antenne disque alimentée par coaxiale. Sonde coaxiale $X_a = 3.8$ mm, $d_0 = 0.65$ mm, $Z_0 = 50 \Omega$.

$R = 5.0$ mm et d'épaisseur $t = 9 \mu\text{m}$.

$\epsilon_r = 2.53$, $H = 1.524$ mm et $\text{tg}\delta = 0.00015$.

$\sigma = \sigma_d = 55.6$ MS/m, $\Delta = \Delta_d = 0.5 \mu\text{m}$.

$f_r = 9.85$ GHz (théorie) et 9.81 GHz (mesures).

$B = 5.8$ % (théorie) et 5.0 % (mesures).

La bande passante B (en %) est déterminée pour un $\text{TOS} \leq 2$ à partir de la relation (10). Ces résultats théoriques, présentés pour les deux types de discrétisation formulés au paragraphe 2.8, sont corroborés à mieux de 1.3 % pour la fréquence de résonance et à mieux de 8 % pour la bande passante. De plus, nous constatons que la discrétisation angulaire donne pratiquement les mêmes résultats que la discrétisation linéaire avec un nombre de découpages 15 fois plus faible, ce qui permet de réduire sensiblement le temps de calcul.

Les résultats théoriques obtenus pour trois autres APM monocouches circulaires, avec des fréquences de résonance de 3, 5 et 7.8 GHz sont en bon accord avec les mesures. La méthode est donc validée dans le cas d'une antenne monocouche de forme circulaire dans la gamme 3-10 GHz. Nous avons également examiné l'influence des divers paramètres de la structure, à savoir les dimensions de l'élément rayonnant, la permittivité relative, la position du point d'excitation et l'effet d'une couche d'air, sur l'évolution de l'impédance d'entrée, la fréquence de résonance et la bande passante.

Pour un substrat donné et une position du point d'excitation fixée, la fréquence de résonance et la bande passante diminuent lorsque le rayon de l'élément rayonnant augmente. Il en est de même pour les valeurs maximales des parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée. Ces résultats sont en parfait accord avec ceux obtenus à l'aide du modèle de la cavité [27].

Une augmentation de la constante diélectrique ϵ_r se traduit par une diminution de la fréquence de résonance et de la bande passante. Par contre, elle entraîne une augmentation des valeurs maximales des parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée. Ces résultats sont en très bon accord avec ceux obtenus par les modèles de la cavité [27] et de l'équation intégrale résolue dans le domaine spectral [28]. De plus, ils montrent que les substrats diélectriques susceptibles d'être utilisés pour la réalisation d'APM sont ceux dont la permittivité relative est faible.

La fréquence de résonance et la bande passante sont pratiquement indépendantes de la position du point d'excitation le long de l'antenne. Elles dépendent essentiellement des dimensions de l'élément rayonnant et des paramètres caractérisant le substrat diélectrique utilisé. Par contre, les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée varient rapidement avec la position du point d'excitation.

Au fur et à mesure que l'on déplace ce point vers le centre du disque, l'impédance d'entrée à la résonance diminue. Il existe donc une position optimale d'attaque permettant l'adaptation de l'antenne au circuit d'alimentation, ce qui constitue un avantage appréciable de l'excitation par sonde coaxiale. Ces résultats sont conformes avec ceux obtenus par LONG et al [29] à l'aide du modèle de la cavité. Le modèle de la cavité ne permet pas de traiter des structures rayonnantes multicouches.

La méthode que nous proposons permet d'étendre l'analyse à une structure rayonnante contenant une couche d'air entre le plan de masse et le substrat diélectrique. La structure résultante est alors bicouche, avec la couche supérieure constituée par le diélectrique et la couche inférieure formée d'une cavité d'air d'épaisseur H_a et de permittivité relative égale à 1. La fréquence de résonance et la bande passante augmentent sensiblement avec l'épaisseur H_a de la couche d'air. Nos résultats théoriques sont en bon accord avec ceux obtenus par le modèle de la cavité [30] en ce qui concerne la fréquence de résonance et la bande passante. Il s'en suit qu'avec une telle structure rayonnante, nous pouvons ajuster la fréquence de résonance en réglant l'épaisseur de la couche d'air.

3.1.2 Cas d'une structure bicouche

Les prototypes que nous considérons sont de forme circulaire et alimentés par une ligne microruban ou par une sonde coaxiale. La forme du plan de masse dont les dimensions sont grandes devant celles des éléments rayonnants, peut être rectangulaire ou circulaire. Les mesures ont été effectuées sur un analyseur de réseau vectoriel après une bonne calibration.

3.1.2.1 Comparaison théorie-expérience

La figure 8 illustre nos résultats théoriques et expérimentaux concernant l'évolution de l'impédance d'entrée d'une antenne microruban bicouche, excitée par une ligne microruban, dans une bande de fréquences allant de 7.8 à 10.95 GHz. La ligne microruban d'excitation est caractérisée par sa largeur W , sa longueur l et son impédance caractéristique Z_0 . Les résultats théoriques, obtenus en utilisant une discrétisation linéaire ($N_1=500$), sont en bon accord avec les mesures obtenues à l'aide d'un analyseur vectoriel Wiltron 360.

La bande passante, déterminée conformément à la relation (10) pour un taux d'ondes stationnaires inférieur ou égal à 2 est de l'ordre de 16.6 % alors

qu'elle était de 5.8 % sans directeur (Fig. 7). La présence du directeur a permis donc un élargissement bénéfique très appréciable de la bande passante. Le choix de la valeur 230Ω pour l'impédance de normalisation, notée Z_{nor} , permet de centrer au mieux les boucles de résonance au voisinage du point adaptant (1,0) de l'abaque de Smith.

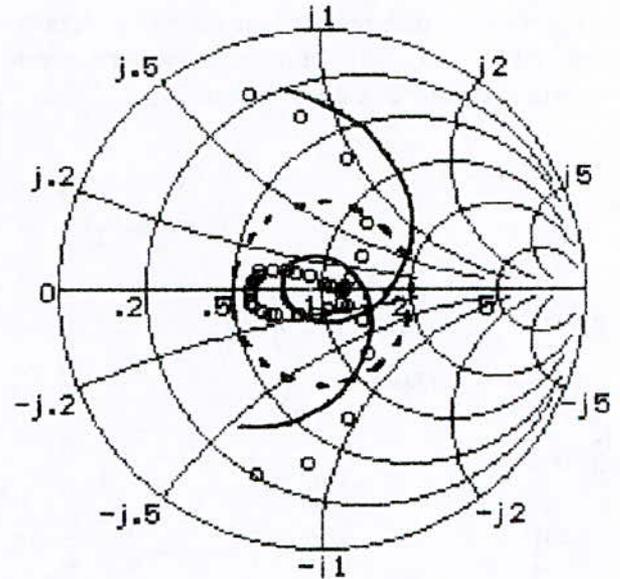


Fig. 8 Impédance d'entrée d'une antenne bicouche de forme circulaire.

$R_1 = 5.00 \text{ mm}$, $R_2 = 4.95 \text{ mm}$, $H_1 = H_2 = 1.524 \text{ mm}$,
 $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 2.53$, $\text{tg}\delta_1 = \text{tg}\delta_2 = 0.00015$.
 $t_1 = t_2 = 18 \mu\text{m}$, $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma_d = 55.6 \text{ MS/m}$,
 $\Delta_1 = \Delta_2 = \Delta_d = 0.5 \mu\text{m}$. $W = 4.5 \text{ mm}$; $l = 22 \text{ mm}$;
 $Z_0 = 50 \Omega$. $N_1 = 500$. $Z_{nor} = 230 \Omega$. $k_{12} = 0.19$.

ooo Mesures ——— Théorie

----- cercle de TOS 2

La figure 9 permet d'examiner le cas d'une autre structure rayonnante bicouche, alimentée par sonde coaxiale, pour laquelle les deux substrats ne diffèrent que par leur épaisseur. La sonde coaxiale d'excitation est caractérisée par sa position X_a , le diamètre de sa tige centrale d_0 et son impédance caractéristique Z_0 .

Les mesures, obtenues à l'aide d'un analyseur vectoriel Wiltron 360, corroborent les résultats théoriques, particulièrement au niveau de la boucle de couplage. Compte tenu de la position de cette boucle, trop éloignée de l'axe réel de l'abaque de Smith, la structure rayonnante ainsi obtenue est du type bifréquence.

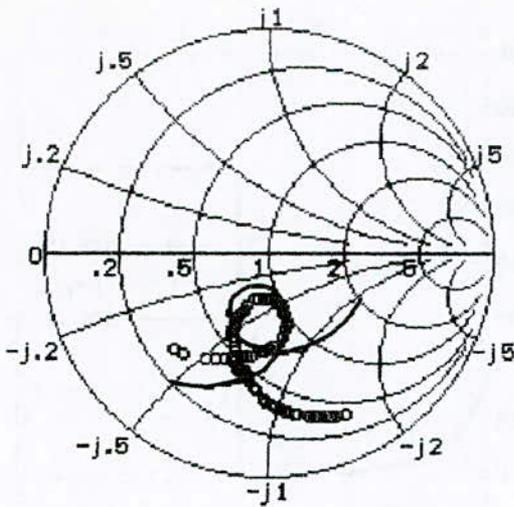


Fig. 9 Impédance d'entrée d'une antenne bicouche dans la bande 3.9-4.6 GHz

$R_1 = 12.2$ mm, $R_2 = 12.1$ mm, $H_2 = H_1 / 2 = 1.524$ mm,
 $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 2.33$, $\text{tg}\delta_1 = \text{tg}\delta_2 = 0.0012$.
 $t_1 = t_2 = 9$ μm , $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma_d = 55.6$ MS/m,
 $\Delta_1 = \Delta_2 = \Delta_d = 0.5$ μm .
 $X_a = 11.8$ mm, $d_0 = 0.65$ mm et $Z_0 = 50$ Ω . Plan
 de masse circulaire de rayon $a = 12$ cm.
 $Z_{\text{nor}} = 200$ Ω . Bande de fréquence [3.9 - 4.6] GHz.
 $N_1 = 500$.

ooo Mesures ——— Théorie

3.1.2.2 Influence des divers paramètres

a) Influence du rayon R_2 du directeur

Nous avons constaté théoriquement et expérimentalement que la décroissance des dimensions du directeur entraîne une diminution de la bande passante et de la taille des boucles de couplage qui se déplacent vers la partie capacitive de l'abaque. Lorsque $R_2 > R_1$, le point double de la boucle est situé dans la partie inductive. Dans le cas contraire, ce point se trouve dans la partie capacitive. Il est donc possible de trouver une dimension adéquate du rayon du directeur donnant une boucle de couplage la mieux centrée possible avec un point double sur l'axe réel. Ces résultats sont en parfait accord avec ceux obtenus par BENNEGUEUCHE [28] à l'aide de la méthode de l'équation intégrale résolue dans le domaine spectral.

b) Influence de la position X_a du point d'excitation

Comme pour le cas de l'APM monocouche, l'impédance d'entrée diminue (en parties réelle et imaginaire) lorsque le point d'excitation se déplace vers le centre de l'antenne. Pour une excitation au voisinage immédiat de ce centre, la boucle de

couplage se réduit pratiquement à un point situé très près de l'axe réel.

Les dimensions des éléments rayonnants, dont les deux extrémités sont ouvertes, sont de l'ordre de la demi-longueur d'onde. Par conséquent, l'impédance ramenée vers le point d'excitation se déplaçant vers le centre de l'antenne devient de plus en plus faible.

c) Influence de l'épaisseur du substrat supérieur

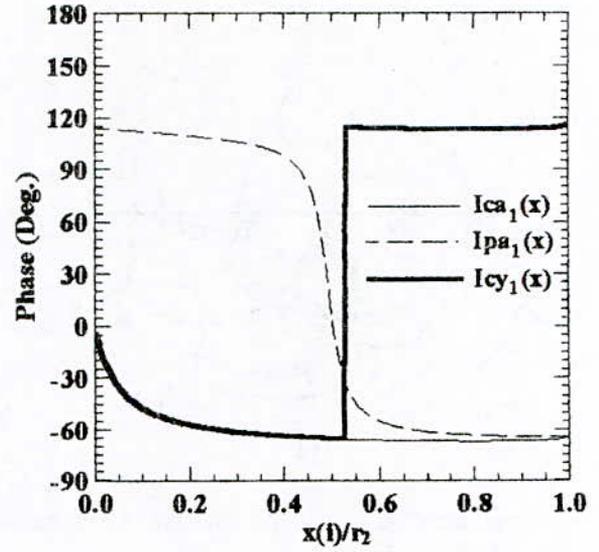
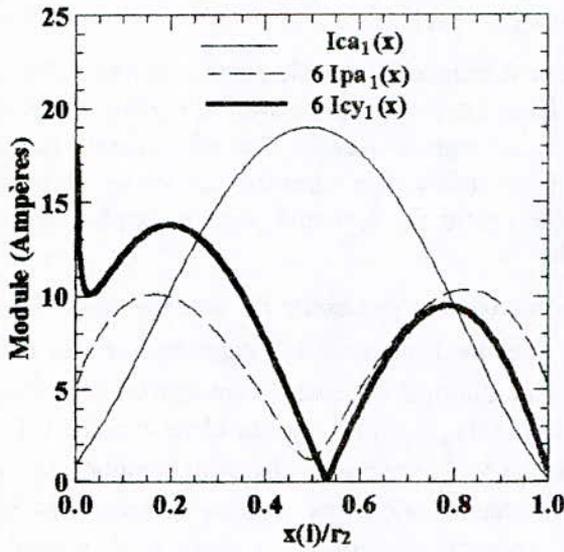
Lorsque l'épaisseur H_2 augmente, la boucle de couplage diminue en se déplaçant vers les réactances positives ($H_2 > H_1$). A partir d'une certaine valeur limite de H_2 , cette boucle disparaît complètement et nous obtenons alors une courbe semblable à celle d'une antenne sans directeur car l'effet du couplage devient insignifiant. Par contre, lorsque le directeur se rapproche de l'antenne ($H_2 < H_1$), l'effet du couplage devient trop fort. Les boucles de couplage deviennent trop grandes en se déplaçant vers les réactances négatives. Au delà d'une certaine valeur limite de H_2 , ces boucles sortent complètement du cercle $TOS \leq 2$ et la structure rayonnante présente alors un caractère bifréquence. L'effet large bande est obtenu pour un couplage moyen correspondant à des épaisseurs H_1 et H_2 , des deux substrats, très voisines.

3.2 Distribution des courants

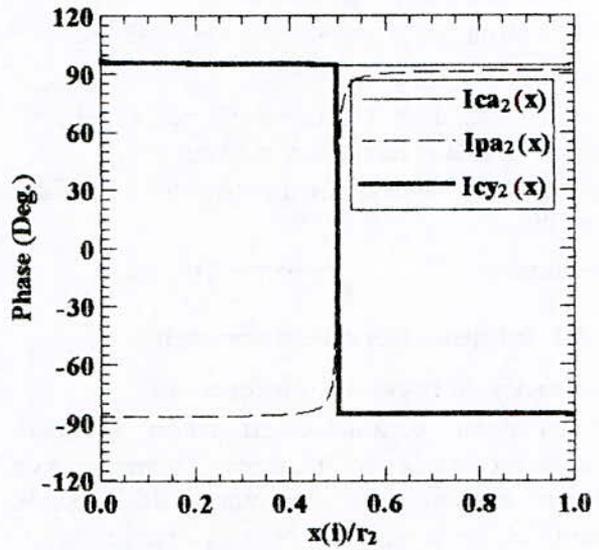
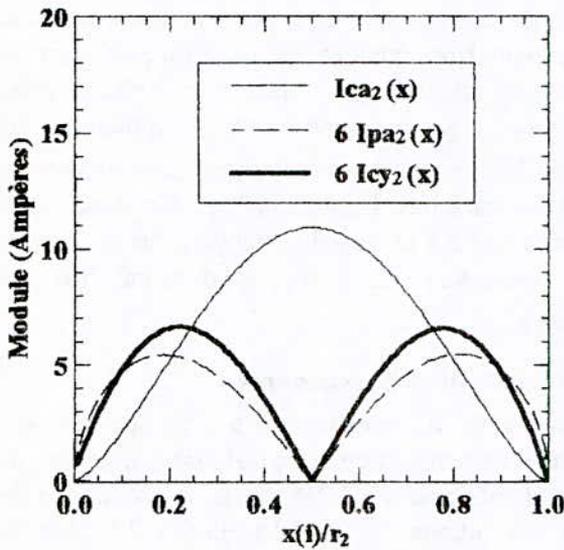
La figure 10 représente les distributions des courants de conduction et de polarisation le long des deux éléments d'une APM bicouche excitée par une ligne microruban à une fréquence de 7.1 GHz. Les courants de conduction axial [$I_{ca1}(x)$ et $I_{ca2}(x)$] et de polarisation [$I_{pa1}(x)$ et $I_{pa2}(x)$] sont parfaitement décrits par Zerguerras [16]. Nous nous contentons d'étudier le comportement, en module et en phase, des courants de conduction transverses le long des deux éléments rayonnants.

3.2.1 Courant de conduction transverse sur l'antenne

Le module du courant de conduction transverse $I_{cy1}(x)$ est maximum au niveau du point d'excitation ($x = 0$) et pratiquement nul (0.02 A) au milieu de l'antenne conformément à l'allure elliptique de "la ligne de courant centre de gravité" (Fig. 4a). Pratiquement nul à l'extrémité ouverte ($x = r$) de l'antenne, il présente deux maxima, situés au voisinage des foyers de l'ellipse, dont les valeurs sont de 2.33 A en $x = 0.14 r_2$ et de 1.5 A en $x = 0.777 r_2$.



(a)



(b)

Fig. 10 Distribution des courants (module et phase) le long d'une antenne bicouche de forme circulaire alimentée par ligne microruban. (a) le long de l'antenne, (b) le long du directeur.

$R_1 = 6.85$ mm, $R_2 = 6.45$ mm, $H_1 = H_2 = 1.6$ mm, $t_1 = t_2 = 18$ μ m, $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma_d = 55.6$ MS/m,
 $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 2.17$, $\text{tg}\delta_1 = \text{tg}\delta_2 = 0.009$.
 $\Delta_1 = \Delta_2 = \Delta_d = 0.5$ μ m. $N_1 = 500$.
 $W = 4.8$ mm; $l = 13.2$ mm et $Z_0 = 50$ Ω . Plan de masse circulaire de rayon $a = 60$ mm.

Constante et égale à la phase du courant de conduction axial pour $r_2/2 < x \leq r_2$, la phase du courant de conduction transverse subit un brusque saut de phase de $+180^\circ$ à la traversée du milieu de l'antenne, passant ainsi de -65° à 115° pour $x > r_2/2$. Ainsi, dans le demi-plan supérieur de l'antenne, les courants de conduction axial et transverse sont en phase pour $x < r_2/2$ et en opposition de phase pour $x > r_2/2$ conformément à l'évolution de la "ligne de

force centre de gravité" (Fig. 4a). Par contre les courants de polarisation et de conduction transverse sont quasiment en opposition de phase le long de la structure rayonnante.

3.2.2 Courant de conduction transverse sur le directeur

Le module du courant de conduction transverse $I_{cy_2}(x)$ le long du directeur présente une légère dissymétrie par rapport au milieu ($x = r_2/2$) où il est

pratiquement nul (0.01 A). Il possède deux maxima symétriques de valeur 1.1 A par rapport à ce milieu, situés au voisinage des foyers de l'ellipse "ligne de courant centre de gravité" (Fig. 4a) respectivement en $x = 0.22 r_2$ et en $x = 0.77 r_2$ et deux minima aux extrémités ouvertes dont les valeurs sont de 0.12 A en $x = 0$ et de 0.07 A en $x = r_2$.

La phase de ce courant est pratiquement constante de part et d'autre du milieu du directeur où elle subit un brusque saut de phase de -180° passant de 94° en $x = 0.4975 r_2$ à -86° en $x = 0.5025 r_2$. Comme pour l'antenne, Les courants de conduction axial et transverse ont la même phase pour $x < r_2/2$ et sont en opposition de phase pour $x > r_2/2$. Le courant de polarisation est constamment en opposition de phase avec le courant de conduction transverse le long du directeur.

3.3 Diagrammes de rayonnement

3.3.1 Comparaison théorie-expérience

Les figures 11 et 12 permettent de confronter nos résultats théoriques aux valeurs expérimentales [16] concernant les champs rayonnés normalisés, aux fréquences 7.10 et 7.75 GHz, par une APM circulaire bicouche excitée par une sonde coaxiale. Les paramètres de cette structure sont les suivants:

$$\begin{aligned} R_1 &= 6.85 \text{ mm}, R_2 = 6.45 \text{ mm}, H_1 = H_2 = 1.6 \text{ mm}, \\ \epsilon_{r1} &= \epsilon_{r2} = 2.17, \text{tg}\delta_1 = \text{tg}\delta_2 = 0.009. \\ t_1 &= t_2 = 18 \text{ }\mu\text{m}, \sigma_1 = \sigma_2 = \sigma_d = 55.6 \text{ MS/m}, \\ \Delta_1 &= \Delta_2 = \Delta_d = 0.5 \text{ }\mu\text{m}. \end{aligned}$$

Alimentation par sonde coaxiale avec $X_a = 2.75$ mm, $d_0 = 1.3$ mm et $Z_0 = 50 \text{ }\Omega$.

Plan de masse circulaire de rayon $a = 60$ mm.

Discretisation linéaire $N_1 = 500$.

Les résultats théoriques sont illustrés aussi bien pour un plan de masse supposé infini (théorie GO) que pour un plan de masse fini (théorie UTD) afin de mettre en évidence la contribution du champ diffracté par les bords.

Le champ contrapolaire dans le plan E est strictement nul car d'une part, le courant de polarisation n'intervient pas et d'autre part, les courants de conduction transverses, égaux et opposés par rapport à l'axe de symétrie Ox de la structure, ont un effet nul. La nullité théorique de ce champ est justifiée par le fait que le modèle proposé est basé uniquement sur le mode dominant quasi-TEM. Pour obtenir ce champ contrapolaire, il faut faire intervenir des modes d'ordre supérieur. Les valeurs expérimentales [16] obtenues en chambre anéchoïque donnent un niveau maximum de

la composante contrapolaire, dans le plan E, inférieur à -34 dB.

La composante copolaire dans le plan E n'est pas nulle au voisinage du plan de masse ($\theta = \pm 90^\circ$) à cause des courants de polarisation non nuls à ce niveau (Fig. 10). Cette composante copolaire n'est pas symétrique par rapport à la direction du rayonnement maximum ($\theta = 0^\circ$). Cela est dû à la dissymétrie du module et aux variations de phase le long de l'antenne des courants sources, à savoir les courants de conduction axial et de polarisation. Au delà de $\theta = \pm 90^\circ$, le champ copolaire arrière manifeste un caractère oscillant dû à la contribution du champ diffracté par les bords du plan de masse.

Dans le plan E, la composante copolaire présente des lobes secondaires qui ne sont pas gênants car ils ne se manifestent qu'au delà de $|\theta| \geq 120^\circ$ (rayonnement arrière) et leur niveau maximum ne dépasse pas -18 dB par rapport à celui du lobe principal.

Dans le plan H, le champ copolaire arrière est pratiquement nul (inférieur à -40 dB) car les courants de polarisation non nuls aux deux extrémités de l'antenne n'interviennent pas. Ce champ copolaire n'est pas modifié par l'effet du plan de masse fini. En effet, les épaisseurs des substrats étant très faibles devant le rayon du plan de masse, le champ issu de la source arrive avec une incidence rasante et le coefficient de diffraction D_s [32], relatif à la polarisation horizontale, est alors nul. Par conséquent, le champ total calculé (eq. 31) se réduit uniquement à sa composante déterminée avec un plan de masse infini. C'est la raison pour laquelle le tracé de cette composante copolaire n'est effectué que dans l'intervalle $[-90^\circ, 90^\circ]$.

Contrairement à ce qui se passe dans le plan E, la composante contrapolaire dans le plan H n'est pas nulle. Elle est due aux courants de polarisation et de conduction transverses. Ce champ subit l'effet du plan de masse fini qui se traduit par des oscillations dues à la contribution du champ diffracté par les bords. La composante GO (plan de masse infini) du champ contrapolaire présente deux maxima situés en $\theta = \pm 90^\circ$. Par contre, lorsque le plan de masse est considéré avec ses dimensions réelles, le champ contrapolaire possède deux maxima au voisinage de $\theta = \pm 53^\circ$ et présente des variations avec deux pics en $\theta = \pm 14^\circ$ et deux creux au niveau de $\theta = \pm 20^\circ$. Ce champ est quasiment nul en $\theta = 0$, direction du rayonnement maximum des champs copolaires dans les plans E et H.

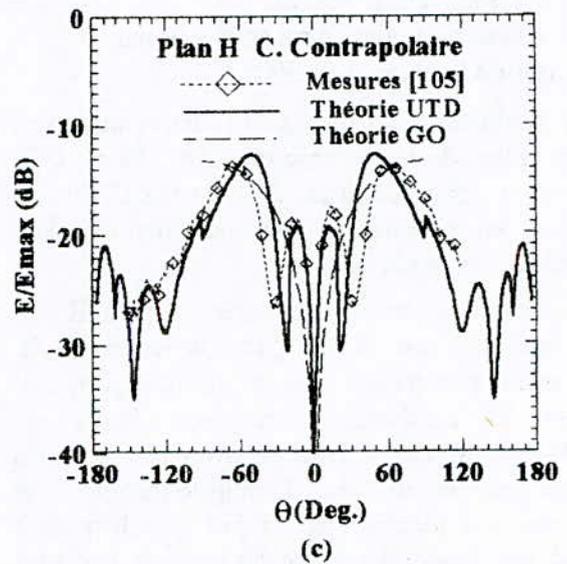
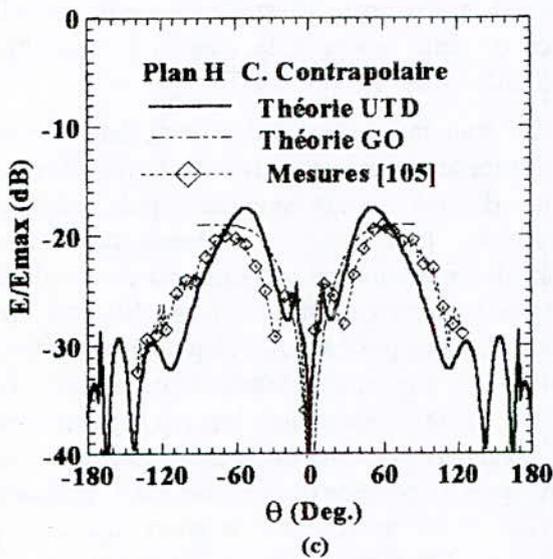
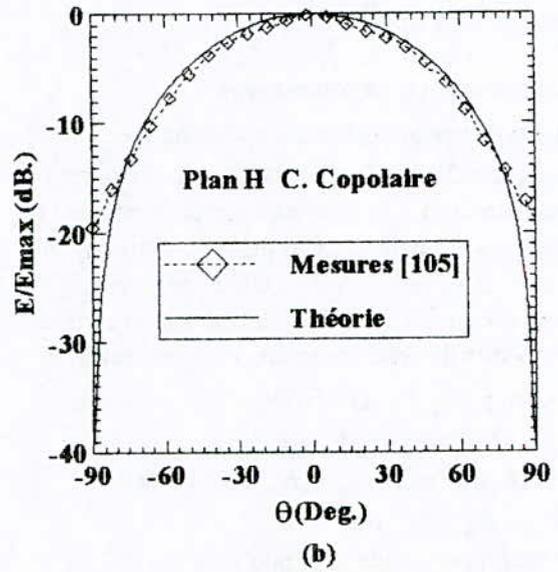
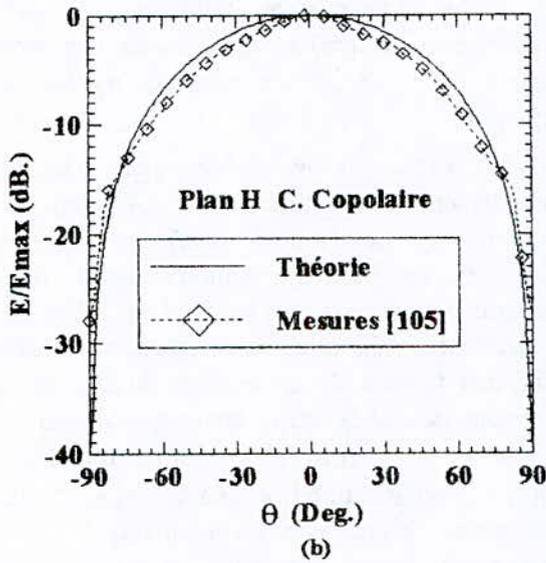
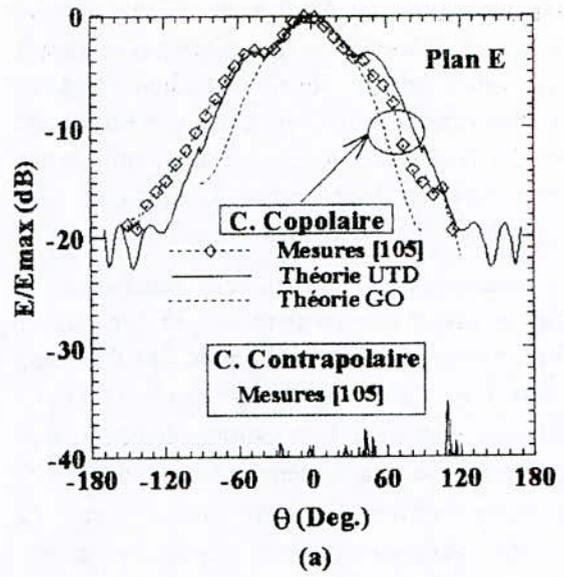
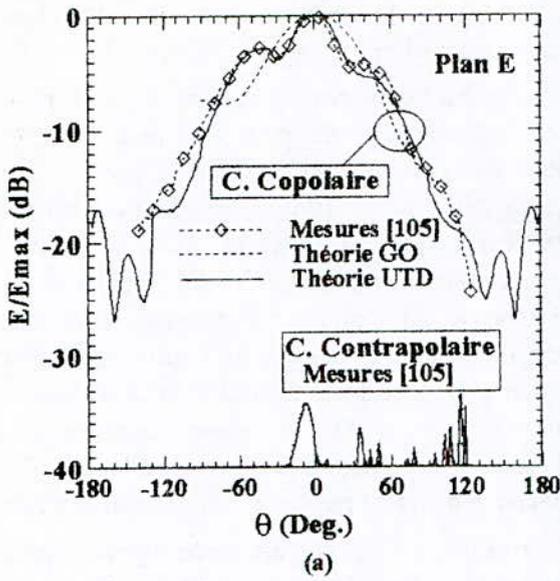


Fig. 11 Diagramme de rayonnement de l'APM bicouche à une fréquence de 7.1 GHz.

Fig. 12 Diagramme de rayonnement de l'APM bicouche à une fréquence de 7.75 GHz.

Le niveau maximum de la composante contrapolaire dans le plan H augmente dans la bande de fréquences considérée. Il est respectivement de -18 et -13.5 dB aux fréquences 7.10 et 7.75 GHz.

Les valeurs expérimentales, tout à fait conformes aux résultats théoriques, prouvent à l'évidence le bien fondé de la modélisation proposée. Néanmoins, il aurait été souhaitable de disposer de plus de mesures pour étudier l'influence des divers paramètres sur les caractéristiques de rayonnement.

La directivité de l'APM considérée, déterminée [31] à partir des angles d'ouverture à mi-puissance Θ_E et Θ_H , présente un maximum au voisinage de 7.1 GHz qui correspond pratiquement à la première fréquence de résonance de la structure rayonnante. Elle subit une décroissance de part et d'autre de cette fréquence qui peut s'expliquer d'une part, par l'augmentation de Θ_E et Θ_H et d'autre part, par l'élévation du niveau de la composante contrapolaire dans le plan H. La bande passante, déterminée à partir d'une diminution de -3 dB de la directivité par rapport à son niveau maximum, est de 19%. Ce résultat est en bon accord avec celui obtenu à partir de la représentation de l'impédance d'entrée en abaque de Smith pour un $TOS \leq 2$ qui donne une valeur de 18.5%.

A la fréquence 7.1 GHz, le niveau des champs rayonnés est plus élevé dans le cas de l'antenne sans directeur et ce aussi bien en composantes copolaire que contrapolaire. Ce résultat est conforme à celui obtenu par BENNGUEOUCHE [28] à l'aide du modèle de l'équation intégrale résolue dans le domaine spectral par une méthode des moments. Le déphasage entre les courants sources le long de l'antenne et du directeur est tel que la contribution de ce dernier s'avère négative. L'avantage du directeur réside dans l'amélioration de l'angle d'ouverture à Θ_E du champ copolaire dans le plan E. Cette amélioration se traduit par une augmentation de la directivité qui passe de 6 dB pour la structure monocouche à 7.8 dB pour la structure bicouche. Cet avantage est toutefois contrebalancé par une légère élévation du niveau de la composante contrapolaire, dans le plan H, dont le maximum passe de -20.7 dB pour l'antenne monocouche à -18 dB pour l'antenne bicouche.

4. Conclusion

Nous avons pu réaliser assez de maquettes d'APM, monocouches et multicouches de forme circulaire, dans le but de justifier la validité du modèle proposé dans ce travail.

En ce qui concerne les caractéristiques dépendantes du champ proche (impédance d'entrée, fréquence de résonance et bande passante), nous avons effectué toute une série de mesures, particulièrement aux fréquences 3, 5 et 10 GHz, qui corroborent assez bien les résultats théoriques. L'influence des divers paramètres, des structures considérées, sur ces caractéristiques est mise en évidence et interprétée à l'aide de considérations physiques. En associant à une antenne microruban de forme circulaire un élément parasite (directeur) de même forme, judicieusement proportionné et disposé, nous pouvons obtenir une structure rayonnante bicouche large bande ou bifréquence. De même, une couche d'air d'épaisseur ajustable, entre le plan de masse et le substrat, permet de changer la fréquence de résonance et la bande passante.

Par contre, faute de chambre anéchoïque au Laboratoire Télécommunications, les seules mesures précises de rayonnement dont nous disposons sont celles effectuées par ZERGUERRAS [16]. Ces mesures sont en bon accord avec les résultats théoriques obtenus en tenant compte de la contribution du champ diffracté par les bords du plan de masse et du courant de conduction transverse pour lequel nous proposons une technique de calcul. L'effet de la fréquence sur la directivité et sur le niveau de la composante contrapolaire dans le plan H est considéré.

Basé uniquement sur le mode dominant quasi-TEM, le modèle proposé donne un champ contrapolaire nul dans le plan E alors que l'expérience fournit pour cette composante un niveau maximum inférieur à -34 dB par rapport à celui du champ copolaire. Ce qui justifie parfaitement cette approche.

Cependant, la méthode d'analyse proposée nécessite encore des améliorations, notamment dans la prise en considération de l'effet des ondes de surface qui affecte sensiblement le rendement de la structure rayonnante. De plus, pour les antennes excitées par une sonde coaxiale, une meilleure modélisation de cette sonde est nécessaire à tous les modèles d'analyse existants. Les expressions analytiques de l'effet de cette sonde, actuellement utilisées, sont valables chacune dans une bande de fréquences donnée.

Références

- [1] DUBOST G. "Transmission line model analysis of a lossy rectangular microstrip patch". *Electron. Lett.*, vol. 18, no. 7, pp. 281-282, Apr. 1982.
- [2] DUBOST G., BEAUQUET G. "Linear transmission-line model analysis of arbitrary-shape patch antennas". *Electron. Lett.*, vol. 22, no. 15, pp. 798-799, Jul. 1986.
- [3] DUBOST G., BEAUQUET G. "Linear transmission-line model analysis of a circular patch antenna". *Electron. Lett.*, vol. 22, no. 22, pp. 1174-1176, Oct. 1986.
- [4] HAMMERSTAD E., JENSEN O. "Accurate models for microstrip Computer-Aided Design". *IEEE MTT Int. Microwave Symp. Digest*, pp. 407-409, June 1980.
- [5] JANSEN R. H., KIRSCHNING M. "Arguments and accurate model for the power-current formulation of microstrip characteristic impedance". *A.E.U.*, vol. 37, no. 3-4, pp. 108-112, 1983.
- [6] KIRSCHNING M., JANSEN R. H. "Accurate model for effective dielectric constant of microstrip with validity up to millimeter-wave frequencies". *Electron. Lett.*, vol. 18, no. 6, pp. 272-273, March 1982.
- [7] BHARTIA P. et al. "Millimeter-wave microstrip and printed circuit antennas". Artech house, 1991.
- [8] DUBOST G., BEAUQUET G., "Patch antenna bandwidth increase by means of a director". *Electron. Lett.*, vol. 22, no. 25, pp. 1345-1347, 1986.
- [9] DUBOST G., ROCQUENCOURT J. and BONNET G. "Influence of director size upon a microstrip quadratic patch bandwidth". *AP-S Int. Symp.*, Blacksburg, USA, vol. II, pp. 940-943, 15-19 June, 1987.
- [10] DUBOST G., DESCLOS S. and ZERGUERRAS A. "Radiation of arbitrary shape symmetrical Patch antenna coupled with a director". *Electron. Lett.*, vol. 26, no. 18, pp. 1539-1540, 1990.
- [11] DUBOST G., DESCLOS S. and ZERGUERRAS A. "Analyse d'antennes imprimées de forme quelconque à axe de symétrie en mode quasi-TEM". *L'onde électrique*, vol. 71, no. 1, pp. 48-57, Jan-Fev. 1991.
- [12] DUBOST G., ZERGUERRAS A. "Transmission line model analysis of arbitrary shape symmetrical patch antenna coupled with a director". *Electron. Lett.*, vol. 26, no. 13, pp. 952-954, June 1990.
- [13] AKSAS R., ZERGUERRAS A. "Sur une technique de la ligne de transmission améliorée pour l'analyse d'antennes microrubans de forme quelconque". *Proc. Of the CMSES 94*, Skikda (Algérie), pp. 360-365, 10 th & 11 th May 1994.
- [14] AKSAS R., ZERGUERRAS A. "Modélisation d'antennes plaques multicouches de forme arbitraire en mode quasi-TEM". *Algerian Journal Of Technology*, vol. 8, pp. 1-34, 1992.
- [15] AKSAS R., ZERGUERRAS A. "Étude du coefficient de couplage entre lignes stratifiées". *Algerian Journal Of Technology*, série B C D, vol. 9, pp. 1-34, 1993.
- [16] ZERGUERRAS A. "Contribution à l'étude des antennes plaques de forme quelconque multicouches a large bande. Application à l'antenne plaque circulaire avec directeur". Thèse de doctorat d'état, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Mai 1990.
- [17] OUCHAR A. "Commande d'un analyseur de réseaux par un micro-ordinateur compatible". *Algerian Journal Of Technology*, Série B & C, vol. 10, no. 1, pp. 197-206, 1994.
- [18] MOSIG J. R., GARDIOL F. "Techniques analytiques et numériques dans l'analyse des antennes microruban". *Ann. Télécommun.* vol. 40, no. 7-8, pp. 411-437, 1985.
- [19] AKSAS R., VANDER VORST A. "Transverse conduction current and radiation pattern of an arbitrarily shaped symmetrical patch antenna coupled with a director". *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 7, no. 16, pp. 737-739, Nov. 1994.
- [20] DENLINGER E. J. "Frequency dependant solution of microstrip transmission line". *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.* vol. MTT-19, no. 1, pp. 30-39, Jan. 1971.
- [21] COLLIN R. E., ZUCHER F. J. "Antenna theory". Part. 1. Mc Graw Hill, New york, 1969.
- [22] AKSAS R., ZERGUERRAS A. "Distribution des courants et diagrammes de rayonnement d'antennes microstrips multicouches de forme quelconque en mode quasi-TEM". *Algerian Journal of Technology*, Série B et C, Vol. 10, no. 1, pp. 73-82, 1994.

[23] **LUDWIG A. C.** "The definitions of cross-polarization". IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-21, no. 1, pp. 116-119, Jan. 1973.

[24] **DAVIDOVITZ M., LO Y. T.** "Rigorous analysis of circular patch antenna excited by microstrip line". IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-37, no. 8, pp. 949-957, 1989.

[25] **AKSAS R., ZERGUERRAS A.** "Effets d'un plan de masse fini sur les caractéristiques de rayonnement d'antennes microrubans de forme circulaire". AMSE, Modelling, Measurement & Control, A, vol. 67, no.3, pp. 59-64, 1995.

[26] **BAILEY M. C., DESHPANDE M. D.** "Integral equation formulation of microstrip antennas". IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-30, no. 4, pp. 651-655, 1982.

[27] **BAHL I. J., BHARTIA P.** "Microstrip antennas". Artech House, Delham, Mass, USA, 1980.

[28] **BENNEGUEOUCHE J.** "Antennes imprimées multicouches à éléments rayonnants en forme de disque: Applications aux structures bibandes." Thèse de Doctorat , Université de Nice, Juillet 1991.

[29] **LONG S. A and al.** "Impedance of circular-disc printed-circuit antenna." Electron. Lett., vol. 14, no. 21, pp. 684- 686, Oct. 1978.

[30] **LEE K. F., HO K. Y. and DAHELE J. S.** "Circular-disk microstrip antenna with an air gap". IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-32, no. 8, pp. 880-884, Aug. 1984.

[31] **STUTZMAN W. L, THIELE G. A.** "Antenna theory and design". John Wiley & Sons, p.397, 1981.

[32] **AKSAS R.** "Analyse d'antennes microrubans de forme quelconque par une approche basée sur la technique des lignes de transmission. Application aux géométries circulaires." Thèse de Doctorat d'Etat ENP , Juin 1995.

CONCEPTION D'ANTENNES PLAQUES MICRORUBANS MULTICOUCHES ET MULTIFORMES PAR LA METHODE DES MOMENTS

T.B. Berbar*, A. Zerguerras**

Laboratoire de Télécommunications, Ecole Nationale Polytechnique, 10 avenue Hassen Badi,
16200 El-Harrach, Alger, Algérie

عنوان: إنجاز هوائية صفيحة ميكروشرطية متنوعة الشكل و متعددة الطبقات بطريقة العزوم.
ملخص: دراسة معمقة للتصرف الكهربائي للهوائية الصفيحة ميكروشرطية مرتكزة على شكل معدلات تكاملية. حيث يتم حلها بطريقة العزوم في المجال الطيفي التي تدعى بالطريقة الطيفية. تتميز هذه الطريقة بالنقل وصعوبة الاستعمال و لكن إيجابياتها أكثر من حيث الدقة والتنوع في إختيار المسائل للدراسة. بذل مجهود كبير للتخفيض من زمن الحساب. الأشكال الميكروشرطية الآتية تم دراستها: مستطيلة أو دائرية بسيطة أو مع عنصر مدير. الخواص الأساسية للبنية هن: مقاومة الدخول، تواتر التجاوب، المرود ومنحنى الإشعاع. هذه الطريقة تم تأكيدها بالمقارنة مع المعطيات التجريبية و مكنت من إظهار بأن إختيار الأبعاد الموافقة للعنصر المدير و التباعد الموافق لقد يكن حساسي و بطء.

Title: Design of multilayered microstrip patches antennas of arbitrary shape using moments method

Abstract: The full-wave analysis of the microstrip patches antennas electrical characteristics is based on the integral equations formulation. The moments method will solve this in the spectral domain: this is the spectral method which is very difficult to use but can give a good precision, efficiency and versatility. We are using much techniques to reduce the compute time. We are studying four microstrips configurations: rectangular and circular with and without parasitic element. The principal characteristics of the structure are found using our method: input impedance, resonant frequency, bandwidth, efficiency, radiation pattern. The method is validated with experimental data, and it is showing that the choice of the optimal dimensions of the parasitic element, and the optimal spacing, is possible.

Titre: Conception d'antennes plaques microrubans multicouches et multiformes par la méthode des moments

Résumé: L'analyse rigoureuse du comportement électrique de l'antenne plaque microruban est fondée sur les fonctions de Green dans une formulation en terme d'équations intégrales. Celles-ci sont résolues par la méthode des moments dans le domaine spectral: cette méthode spectrale relativement complexe est caractérisée par une mise en oeuvre difficile, mais cela est compensé par une meilleure précision et une plus grande diversité dans les types de problème qu'elle peut traiter. Un grand effort a été fourni pour réduire la durée des calculs. Les configurations microrubans suivantes ont été traitées: rectangulaire et circulaire avec et sans directeur. Les caractéristiques principales de la structure sont obtenues par le calcul: résistance d'entrée, fréquence de résonance, bande passante, rendement, diagramme de rayonnement. La méthode a été validée par comparaison avec des données expérimentales et il est montré que pour une application donnée il est possible de trouver une configuration optimale ou quasi-optimale de la structure.

*article extrait de sa thèse de Magister

**Maître de conférence

Conception d'Antennes Plaques Microrubans Multi-couches, Multifformes par la Méthode des Moments

1. Introduction

Le domaine d'application des antennes plaques microrubans (APM) est très varié allant du guidage de missile à la thérapie en passant par les télécommunications.

Dans le monde, de nombreux travaux de recherche concernant ces structures ont été entrepris, et depuis plusieurs années déjà, au laboratoire des télécommunications du département d'électronique de l'ENP on poursuit les mêmes recherches avec peu de moyen mais avec la collaboration d'Université européenne, le but principal étant le perfectionnement des techniques d'analyse fondamentales pour mieux prédire les caractéristiques d'une structure avec une précision accrue, pour finalement affiner les techniques de conception, mais l'expérimentation reste une étape décisive de la conception. Des modèles numériques construits sur des hypothèses simplificatrices ont été développés, par exemple comme la méthode de la cavité [1, p111-217] et la méthode LEF [2]. Cependant, leur domaine de validité reste très étroit. L'analyse rigoureuse exige la résolution numérique des équations de Maxwell. Dans ce but, on pense à utiliser la méthode des différences finies ou celle des éléments finies, mais aucune des deux ne convient vraiment à l'étude d'une structure ouverte comme une antenne microruban. Pour cette raison le problème est reformulé en terme d'équations intégrales. Généralement il est décrit par l'équation intégrale à champ électrique (EFIE) ou bien par l'équation intégrale aux potentiels mixtes (MPIE), d'ailleurs ces deux équations sont équivalentes. La méthode des moments permet de transformer une équation intégrale en équation matricielle [3][4]. Il existe plusieurs manières de la mettre en oeuvre: Galerkin, moindres carrés, collocation. Les choix d'une base pour le développement et d'une autre pour le test dépendent de nombreux critères

res[5].

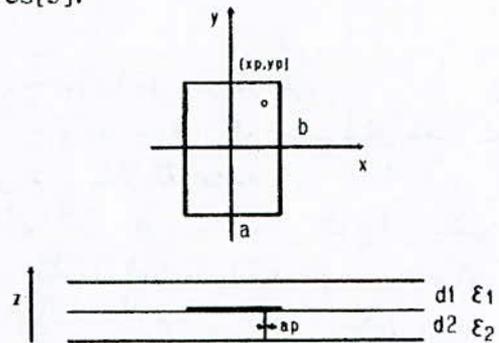


Figure 1-APM rectangulaire

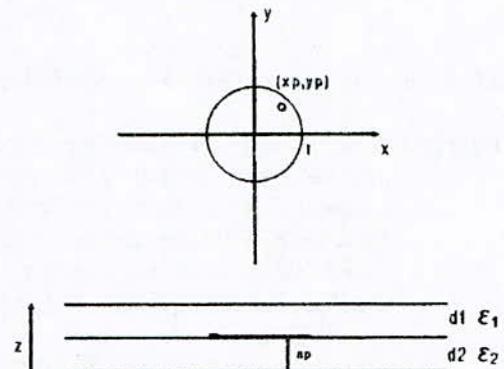


Figure 2.APM circulaire

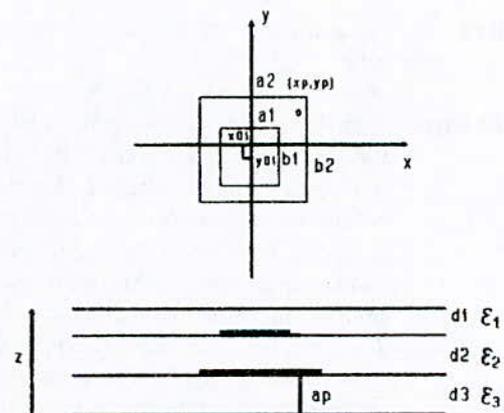


Figure 3. APM rectangulaire avec directeur

Ce sont, par exemple: forme de l'an-

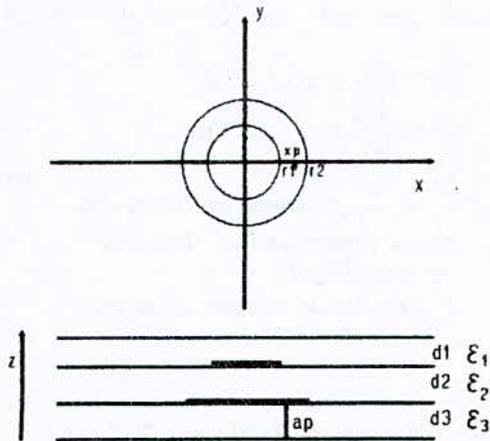


Figure 4. APM circulaire avec directeur

tenne, rapidité de la convergence des calculs vers la solution, matrices conditionnées, simplicité des fonctions. Tout cela donne un aperçu de la diversité des implémentations possibles pour un même problème. Afin de simplifier l'analyse, on a été ainsi progressivement amené à exprimer les équations intégrales dans le domaine spectrale [6][7][8]. La croissance continue de la puissance de calcul disponible change notre façon de formuler, de résoudre et d'interpréter les problèmes. C'est ainsi que l'étude des APM, qui a du se contenter à ses débuts de méthodes approximatives et parfois intuitives, peut maintenant faire appel à des techniques [9] très élaborées sans que les besoins en ressources informatiques ne dépassent celles offertes par le matériel informatique. Dans le commerce, on trouve des logiciels professionnels de CAO dédié à l'analyse, à la synthèse et à la fabrication des structures microrubans [10]. Généralement ces logiciels disposent d'abaques construits à partir de mesures expérimentales et de modèles simples pour chaque configuration, toutefois la tendance actuelle est à la conception de systèmes de CAO faisant appel à des méthodes puissantes pour l'étude des réseaux et des milieux stratifiés dans le cas général [11].

2. Description de l'antenne plaque microruban

Une antenne microruban (figure 1,2,3 et 4) est un dispositif rayonnant constitué d'un ou plusieurs éléments métalliques (plan de masse,

antenne, directeur,...) séparés par des couches de substrats diélectriques dont les épaisseurs sont faibles par rapport à la longueur d'onde. Les dimensions de l'élément métallique sont de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde de travail. Le rayonnement est directionnel dans un demi-espace si le plan de masse ou plan réflecteur est infini. Une microantenne se caractérise par les grandeurs suivantes:

- l'impédance d'entrée et la résistance de rayonnement à la résonance.
- la fréquence de résonance et la bande passante.
- le diagramme de rayonnement dans les plans E et H des composantes copolaires et contrapolaires
- la directivité et le gain
- le type de polarisation choisie (simple, double, rectiligne, circulaire) et le degré de pureté.
- le facteur de couplage et le rendement

Pour un utilisateur, La principale qualité des antennes plaques reste leur faible volume, leur discrétion et grâce à leur conformabilité elles perturbent très peu l'aérodynamisme des véhicules terrestres ou aériens sur lesquels elles sont montées.

3. La méthode spectrale

3.1. Présentation du problème

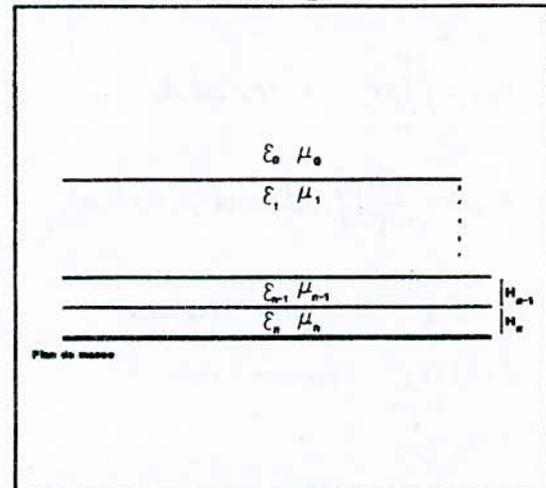


Figure 5-Structure stratifiée avec plan de masse

Soit la structure plane de la figure 5, nous voulons connaître le comportement électromagnétique d'éléments plans conducteurs placés à

l'interface des couches de diélectriques.

Nous apportons quelques restrictions[12] à cette étude par rapport au cas réel:

- 1-Le plan de masse et les couches de diélectriques s'étendent à l'infini.
- 2-Les conducteurs (plan de masse et antennes) sont infiniment minces et parfaitement conducteurs.
- 3-Les matériaux diélectriques employés sont isotropes, homogènes, réciproques, linéaires, et non magnétiques.

Ces conditions ayant été posées le problème peut être rigoureusement formulé suivant la méthode spectrale. L'avantage de celle-ci est une rigueur qui tient compte d'effets souvent négligés par les méthodes traditionnelles (méthode LEF, méthode de la cavité). C'est ainsi que les ondes de surface sont prises en compte implicitement sans traitement spécifique. La présente méthode s'appuie sur l'équation intégrale à champ électrique (EFIE) exprimée dans le domaine spectral.

3.2. Fonction de Green dyadique spectrale

La transformée de Fourier bidimensionnelle qui permet le passage dans le domaine spectrale, est définie de la manière suivante[7]:

$$\begin{aligned} \tilde{f}(z, \vec{k}_t) &= \int \int_{-\infty}^{\infty} f(\vec{r}_T, z) \cdot \exp(j \vec{k}_t \cdot \vec{r}_T) dx dy \\ f(\vec{r}_T, z) &= \frac{1}{(2\pi)^2} \int \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{f}(z, \vec{k}_t) \cdot \exp(-j \vec{k}_t \cdot \vec{r}_T) dk_x dk_y \end{aligned} \quad (1)$$

$$\vec{r}_T = x\vec{i} + y\vec{j} \quad \text{Vecteur transverse}$$

$$\vec{k}_t = k_x\vec{i} + k_y\vec{j} \quad \text{Vecteur d'onde}$$

$$k_t^2 = k_x^2 + k_y^2$$

La fonction f peut être indifféremment un scalaire, un vecteur ou une matrice. Cette transformée permet de traiter le problème dans le domaine spectral.

La fonction de Green dyadique est définie de la manière suivante[13]:

$$\begin{aligned} \vec{E}(\vec{r}) &= \int_V \vec{G}_e(\vec{r}|\vec{r}') \cdot \vec{J}_s(\vec{r}') \cdot dV' \\ \vec{H}(\vec{r}) &= \int_V \vec{G}_h(\vec{r}|\vec{r}') \cdot \vec{J}_s(\vec{r}') \cdot dV' \end{aligned} \quad (2)$$

\vec{G}_e et \vec{G}_h : fonctions de Green dyadiques respectivement électrique et magnétique
 \vec{J}_s : Densité de courant de surface

Ces fonctions de Green dyadiques ne dépendent que de la structure et sont totalement indépendantes de l'excitation. L'une des premières étapes dans notre approche consiste à les déterminer.

Remarquons qu'il est difficile de leur trouver dans le cas général une expression analytique. Toutefois leur représentationspectraleconvient parfaitement au présent cas.

Les fonctions de Green dyadiques spectrales constituent une représentationspectraledes fonctions de Green dyadiques, nous pouvons aussi parler de représentation aux valeurs propres des fonctions de Green[14].

Dans le domaine spectrale les relations entre champs et densité de courant s'écrivent de la manière suivante, pour un courant horizontal (dans le plan xy):

$$\begin{aligned} \vec{E}(z, \vec{k}_t) &= \vec{G}_e(z, \vec{k}_t) \cdot \vec{J}_s(\vec{k}_t) \\ \vec{H}(z, \vec{k}_t) &= \vec{G}_h(z, \vec{k}_t) \cdot \vec{J}_s(\vec{k}_t) \end{aligned} \quad (3)$$

3.3. Etude de l'antenne plaque micro-ruban

3.3.1. Structure à un seul élément

A la surface d'un élément parfaitement conducteur, la composante tangentielle totale du champ électrique est nulle[15]. Si E_e^T est la composante transverse du champ d'excitation, et E^T la composante transverse du champ induit:

$$E^T + E_e^T = 0 \text{ sur le conducteur}$$

Le champ transverse induit s'écrit:

$$\vec{E}_T(\vec{r}) = \iint_{S'} \vec{G}^T(\vec{r}|\vec{r}') \cdot \vec{J}_s(\vec{r}') \cdot ds' \quad (4)$$

Dans la dyade nous ne considérons que les éléments relatifs aux composantes transverses du champ électrique. L'exposant T dénote les composantes transverses. Cette relation aura la forme suivante dans le domaine spectral:

$$F_2^{-1}(\vec{E}_e^T) + F_2^{-1}(\vec{G}^T \vec{J}_s) = 0 \quad (5)$$

F₂⁻¹: transformée de Fourier bidimensionnelle inverse

L'équation intégrale à champ électrique à résoudre sera donc celle-ci:

$$\frac{1}{(2\pi)^2} \iint_{-\infty}^{+\infty} (\vec{E}_e^T + \vec{G}^T \vec{J}_s) \cdot e^{-jk_x x - jk_y y} dk_x dk_y = 0 \quad (6)$$

sur un conducteur

\vec{E}_e^T : champ électrique d'excitation
 \vec{G} : fonction de Green dyadique de la structure
 \vec{J}_s : densité de courant sur le conducteur

Pour déterminer les caractéristiques de l'antenne nous devons préalablement connaître la distribution J_s de la densité de courant.

L'équation (6) est une équation intégrale linéaire que nous pouvons résoudre à l'aide de la méthode des moments. Nous devons poser et déterminer les termes de l'équation (6) pour chaque élément métallique.

3.3.2. Structure à deux éléments

Soit un élément conducteur situé à l'interface (a) à la hauteur z_a , de densité de courant \vec{J}_a .

Soit un élément conducteur situé à l'interface (b) à la hauteur z_b , de densité de courant \vec{J}_b .

Pour déterminer les fonctions de Green d'une pareille structure nous procédons comme suit:

- 1- Une source de courant étant placée en (a) et aucune en (b), nous déterminons la fonction $\vec{G}_a(z, k_x, k_y)$
- 2- Une source de courant étant placée

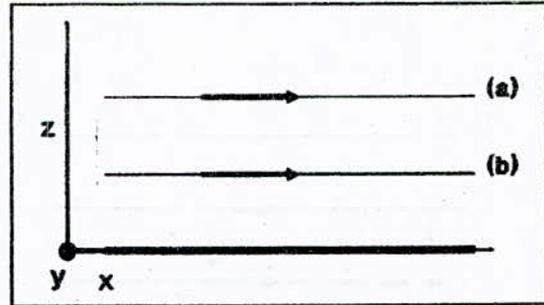


Figure 6-Structure à deux éléments

en (b) et aucune en (a), nous déterminons la fonction $\vec{G}_b(z, k_x, k_y)$.

3- Nous évaluons $\vec{G}_a(z_a, k_x, k_y)$, $\vec{G}_b(z_b, k_x, k_y)$, $\vec{G}_a(z_b, k_x, k_y)$, et $\vec{G}_b(z_a, k_x, k_y)$.

Remarque: en appliquant le principe de réciprocité nous montrons que $\vec{G}_a(z_b, k_x, k_y) = \vec{G}_b(z_a, k_x, k_y)$.

$\vec{G}_a(z_a, k_x, k_y)$: la source étant en (a) le champ est évalué en (a)

$\vec{G}_b(z_b, k_x, k_y)$: la source étant en (b) le champ est évalué en (b)

$\vec{G}_a(z_b, k_x, k_y)$: la source étant en (a) le champ est évalué en (b)

$\vec{G}_b(z_a, k_x, k_y)$: la source étant en (b) le champ est évalué en (a)

Pour alléger l'écriture nous adoptons les notations suivantes:

$$\vec{G}_a(z_a, k_x, k_y) = \vec{G}_{aa} \quad \vec{G}_a(z_b, k_x, k_y) = \vec{G}_{ab} \quad (7)$$

$$\vec{G}_b(z_b, k_x, k_y) = \vec{G}_{bb} \quad \vec{G}_b(z_a, k_x, k_y) = \vec{G}_{ba}$$

Nous obtenons les relations suivantes dans le cas d'une structure à deux éléments:

$$\frac{1}{(2\pi)^2} \iint_{-\infty}^{+\infty} (\vec{E}_e^T + \vec{G}_{aa} \vec{J}_a + \vec{G}_{ba} \vec{J}_b) \cdot e^{-jk_x x - jk_y y} dk_x dk_y = 0 \quad \text{pour } z = z_a$$

$$\frac{1}{(2\pi)^2} \iint_{-\infty}^{+\infty} (\vec{E}_e^T + \vec{G}_{ab} \vec{J}_a + \vec{G}_{bb} \vec{J}_b) \cdot e^{-jk_x x - jk_y y} dk_x dk_y = 0 \quad \text{pour } z = z_b$$

(8)

C'est un système de deux équations intégrales couplées à deux inconnues.

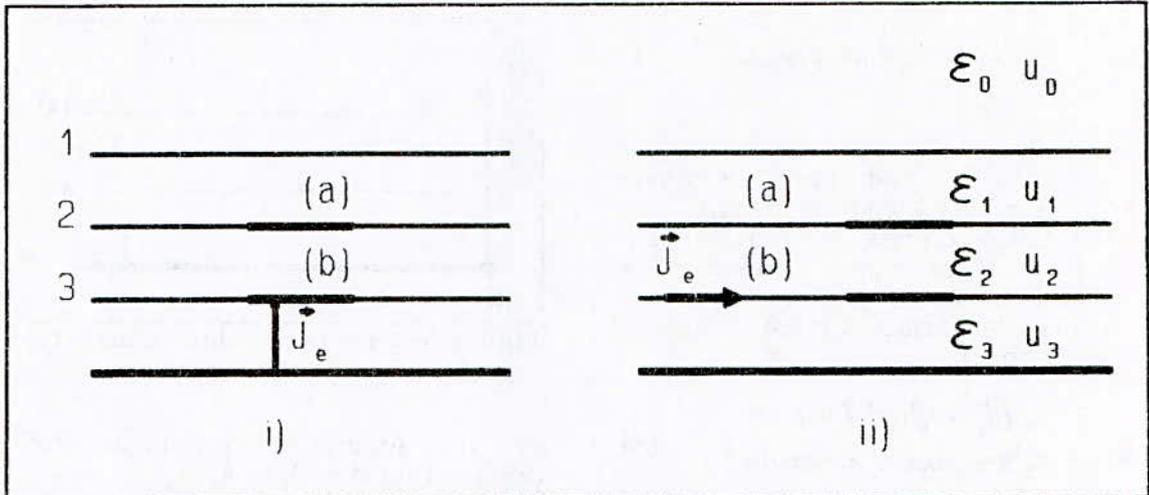


Figure 7-Excitation d'une antenne à plusieurs éléments, i)sonde coaxiale, ii)ligne microruban

3.3.3. Modélisation de l'excitation

Avant de tenter de trouver une solution approchée de l'équation (6) (ou (8)) nous devons la compléter en exprimant le champ d'excitation E_e . Ce dernier est déterminé par le mode d'alimentation:

- par sonde coaxiale[7]
- par ligne microruban[16]
- par couplage électromagnétique[17]

Considérons un volume d'alimentation où la densité de courant J_e crée le champ électrique E_e reliés dans le domaine spectral par:

$$\hat{E}_e = \int \hat{G} \hat{J}_e dl \quad (9)$$

Pour une structure plane si la densité de courant J_e est horizontale c'est le cas d'une alimentation par ligne microruban, l'équation (9) devient:

$$\vec{E}_e = \vec{G} \vec{J}_e \quad (10)$$

Si la structure est excitée par sonde coaxiale, la densité de courant J_e est verticale. Nous supposons en plus que ce courant est uniforme. L'équation (9) devient:

$$\vec{E}_e = \int_0^l \vec{G}(z, k_x, k_y) \vec{J}_e(k_x, k_y) dz \quad (11)$$

3.4. Puissance totale, puissance rayonnée et ondes de surface

La puissance complexe totale fournie à l'antenne est[15]:

$$P_s = \frac{1}{2} \int_s \vec{E} \vec{J}_s^* ds \quad (12)$$

La puissance totale dissipée par l'antenne sera $P_{TOT} = \text{Re}(P_s)$ et dont la puissance rayonnée sera:

$$P_R = \text{Re} \left(\frac{1}{2} \int_s \vec{E}^R \vec{J}_s^* ds \right) \quad (13)$$

\vec{E}^R : champ lointain

Ce qui conduit à un rendement:

$$\eta = \frac{P_R}{P_{TOT}} \quad (14)$$

En réalité il n'est pas facile de distinguer dans le champ total la part du champ lointain rayonné de celle des ondes de surface. Mais dans le domaine spectral et pour des structures planes, il existe une méthode générale pour faire la distinction entre ces différents type de champs [18].

Les ondes de surface se propagent le long de l'interface entre deux couches de matériaux diélectriques. Ce phénomène est caractérisé par les pôles des fonctions de Green spectrale. Il existe au moins un pôle par interface, bien que leur nombre augmente avec la fréquence, l'épaisseur des matériaux et le nombre de couche.

Pour l'espace libre au dessus du directeur on doit avoir $k_z = \sqrt{k_0^2 - k_t^2}$ réel, donc $k_t < k_0$ correspond au champ rayonné lointain. A la résonance d'une A.P.M la puissance rayonnée, et les pertes par ondes de surfaces sont maximales, alors que la puissance réfléchie est minimale (Il n'y a pas de puissance transmise)[18]

Nous pouvons donc estimer que la puissance totale est la somme des puissances individuelles:

$$P_{inc} = P_{ref} + P_{sur} + P_{ray} \quad (15)$$

$P_{inc} = P_{tot}$ puissance fournie par la source à l'antenne

Nous considérons que la puissance $P_{pef} = P_{ref} + P_{sur}$ est une perte dans notre cas, celui de l'antenne microruban: $P_{TOT} = P_{pef} + P_{ray}$

Nous exprimons (12) dans le domaine spectrale:

$$P_s = \frac{1}{8\pi^2} \iint_{\Sigma} \vec{E} \cdot \vec{J}^*(k_x, k_y) dk_x dk_y$$

$$= \frac{1}{8\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_D \vec{E} \cdot \vec{J}^*(\phi, k) k dk d\phi \quad (16)$$

$$k_x = k \cos \phi$$

$$k_y = k \sin \phi$$

Les pôles des ondes de surface ne dépendent que de la variable spectrale k_t ($k_t^2 = k_x^2 + k_y^2$, figure 8). Le choix du domaine Σ d'intégration détermine la nature de la puissance P_s . Si Σ englobe tout le plan (k_x, k_y) alors P_s représente la puissance totale. Si $\Sigma = \{k_x^2 + k_y^2 < k_0^2\}$ alors $P_s = P_{ray}$ la puissance rayonnée. Pour évaluer la puissance des ondes de surface il faut choisir un contour fermé D comprenant tous les pôles.

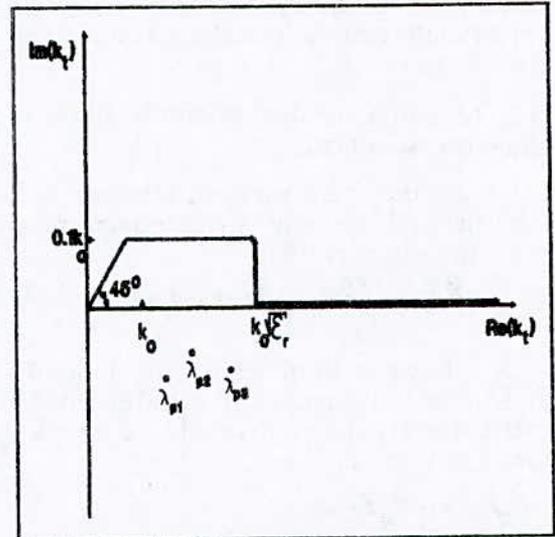


Figure 8-Chemin d'intégration complexe[19]

$$P_{TOT} = \frac{1}{8\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{+\infty} \vec{E} \cdot \vec{J}^*(\phi, k) k dk d\phi$$

$$P_{ray} = \frac{1}{8\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{k_0} \vec{E} \cdot \vec{J}^*(\phi, k) k dk d\phi \quad (17)$$

$$P_{sur} = \frac{1}{8\pi^2} \int_0^{2\pi} \oint_D \vec{E} \cdot \vec{J}^*(\phi, k) k dk d\phi$$

Les expressions des fonctions de Green contiennent les singularités associées aux ondes de surface TM et TE qui se propagent le long des diverses interfaces de la structure. Le nombre de ces pôles croît avec la fréquence, l'épaisseur et le nombre de couche. Ils doivent être évités lors de l'intégration de $k_x=0$ à l'infini. La méthode conventionnelle pour contourner les pôles est de les localiser pour calculer les résidus[20]. Cependant l'existence de pôles multiples ou très proches rend la méthode pratiquement inutilisable pour une structure multicouche. Une solution élégante consiste à choisir un chemin d'intégration contournant tous les pôles (figure 8), et de surcroît aucune connaissance de leur nombre ni de leurs positions n'est nécessaire.

3.5. La méthode des moments dans le domaine spectral

3.5.1. Structure à un seul élément

Définition du produit intérieur dans le domaine spectral[8]:

$$\langle \vec{E}, \vec{J} \rangle = \iint \vec{E}(k_x, k_y) \cdot \vec{J}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y \quad (18)$$

Pour résoudre les équations (6) et (8) en appliquant le produit intérieur spectral, on procède de la manière suivante:

$$\langle \vec{G} \cdot \vec{J}, \vec{J} \rangle + \langle \vec{E}, \vec{J} \rangle = 0$$

\vec{J}_i : fonction de test $i=1..N$

$$\langle \vec{G} \cdot \vec{J}, \vec{J}_i \rangle = \iint \vec{G} \cdot \vec{J}_i(-k_x, -k_y) dk_x dk_y, \alpha = x \text{ ou } y$$

$$\vec{J}_i = \sum_{j=1}^{N_x} I_j^x \vec{J}_j^x + \sum_{j=1}^{N_y} I_j^y \vec{J}_j^y$$

$$\vec{J}_i^x = \begin{pmatrix} J_i^x \\ 0 \end{pmatrix} \quad \forall i=1..N_x, \quad \vec{J}_i^y = \begin{pmatrix} 0 \\ J_i^y \end{pmatrix} \quad \forall i=1..N_y \quad (19)$$

$$\vec{G} = \begin{pmatrix} \vec{G}_x & \vec{G}_y \\ \vec{G}_x & \vec{G}_y \end{pmatrix}$$

$$\langle \vec{G} \cdot \vec{J}, \vec{J}_i \rangle = \sum_{j=1}^{N_x} I_j^x \langle \vec{G} \cdot \vec{J}_j^x, \vec{J}_i \rangle + \sum_{j=1}^{N_y} I_j^y \langle \vec{G} \cdot \vec{J}_j^y, \vec{J}_i \rangle$$

$\alpha = x \text{ ou } y$
 $i=1..N_\alpha$

Les expressions donnant les éléments de la matrice impédance de la

méthode des moments dans le domaine spectral sont[7]:

$$\begin{aligned} Z_{ii}^{xx} &= \langle \vec{G} \cdot \vec{J}_i^x, \vec{J}_i^x \rangle = \iint \vec{G}_x \cdot \vec{J}_i^x(-k_x, -k_y) dk_x dk_y \\ Z_{ii}^{yy} &= \langle \vec{G} \cdot \vec{J}_i^y, \vec{J}_i^y \rangle = \iint \vec{G}_y \cdot \vec{J}_i^y(-k_x, -k_y) dk_x dk_y \\ Z_{ii}^{yy} &= \langle \vec{G} \cdot \vec{J}_i^y, \vec{J}_i^y \rangle = \iint \vec{G}_y \cdot \vec{J}_i^y(-k_x, -k_y) dk_x dk_y \end{aligned} \quad (20)$$

La matrice impédance [Z] est une matrice symétrique de dimension $(N_x+N_y)^2$. Le vecteur courant [I] est le vecteur inconnu à déterminer.

$$[Z] = \begin{pmatrix} [Z_{ii}^{xx}] & [Z_{ii}^{xy}] \\ [Z_{ii}^{xy}] & [Z_{ii}^{yy}] \end{pmatrix} \quad [I] = \begin{pmatrix} [I_i^x] \\ [I_i^y] \end{pmatrix} \quad (21)$$

L'excitation[7][1] donnera:

$$V_i^\alpha = \langle \vec{E}, \vec{J}_i^\alpha \rangle = \iint \vec{E}_\alpha \cdot \vec{J}_i^\alpha(-k_x, -k_y) dk_x dk_y, \quad \alpha = x \text{ ou } y, \quad i=1..N_\alpha$$

$$[V] = \begin{pmatrix} [V_i^x] \\ [V_i^y] \end{pmatrix} \quad (22)$$

Finalement la résolution de l'équation matricielle $[Z][I] = -[V]$ donnera le développement de la densité du courant J_α suivant la base choisie. Les nombres N_x et N_y sont en pratique des nombres entiers finis alors la solution obtenue pour l'équation intégrale est une solution approchée. Toutefois dans le cas de l'antenne plaque microruban elle reste, en théorie, meilleure que celles d'autres méthodes approchées (LEF, cavité...)

3.5.2. Structure à deux éléments

Le système d'équations intégrales (8) du paragraphe 3.3.2 est résolu en considérant les densités de courant J_1 et J_2 respectivement sur les éléments 1 et 2 (respectivement a et b de la figure 6):

$$\begin{aligned} J_1 &= \sum_{j=1}^{N_1^x} I_j^x J_j^x + \sum_{j=1}^{N_1^y} I_j^y J_j^y \\ J_2 &= \sum_{j=1}^{N_2^x} I_j^x J_j^x + \sum_{j=1}^{N_2^y} I_j^y J_j^y \end{aligned} \quad (23)$$

Le nombre d'inconnues à déterminer est égale à $N_1^x + N_1^y + N_2^x + N_2^y$.

$$\begin{aligned} \langle \tilde{G}_{11} \tilde{J}_1 \tilde{J}_1^x \rangle + \langle \tilde{G}_{12} \tilde{J}_2 \tilde{J}_1^x \rangle + \langle \tilde{E}_e \tilde{J}_1^x \rangle &= 0 \quad i=1, N_1^x \\ \langle \tilde{G}_{11} \tilde{J}_1 \tilde{J}_1^y \rangle + \langle \tilde{G}_{12} \tilde{J}_2 \tilde{J}_1^y \rangle + \langle \tilde{E}_e \tilde{J}_1^y \rangle &= 0 \quad i=1, N_1^y \\ \langle \tilde{G}_{21} \tilde{J}_1 \tilde{J}_1^x \rangle + \langle \tilde{G}_{22} \tilde{J}_2 \tilde{J}_1^x \rangle + \langle \tilde{E}_e \tilde{J}_1^x \rangle &= 0 \quad i=1, N_2^x \\ \langle \tilde{G}_{21} \tilde{J}_1 \tilde{J}_1^y \rangle + \langle \tilde{G}_{22} \tilde{J}_2 \tilde{J}_1^y \rangle + \langle \tilde{E}_e \tilde{J}_1^y \rangle &= 0 \quad i=1, N_2^y \end{aligned} \quad (24)$$

3.5.3. Choix des fonctions de développement

Le choix judicieux d'une base adéquate garantit la convergence de la méthode numérique. Généralement, on préfère des distributions théoriques de densité de courant très proches des distributions réelles. Les fonctions naturelles associées à la résonance d'une cavité de forme donnée conviennent parfaitement à l'étude d'antennes microrubans de forme similaire. Il est souhaitable de disposer des expressions analytiques de ces fonctions et de leurs transformées spectrales afin de n'accroître ni la complexité de l'implémentation numérique ni le temps d'exécution.

a) Forme rectangulaire:

$$\begin{aligned} J_{xkl} &= \sin\left(\frac{k\pi}{a}\left(x+\frac{a}{2}\right)\right) \cos\left(\frac{l\pi}{b}\left(y+\frac{b}{2}\right)\right) \\ J_{ykl} &= \cos\left(\frac{k\pi}{a}\left(x+\frac{a}{2}\right)\right) \sin\left(\frac{l\pi}{b}\left(y+\frac{b}{2}\right)\right) \end{aligned} \quad (25)$$

$$-\frac{a}{2} \leq x \leq \frac{a}{2} \quad \text{et} \quad -\frac{b}{2} \leq y \leq \frac{b}{2}$$

a et b: dimensions du rectangle
 k et l: entiers naturels désignant un mode de résonance de type TM
 J_{xkl} : composante suivant x du mode kl
 J_{ykl} : composante suivant y du mode kl

b) Forme circulaire

$$J_{r_{mn}}(r, \theta) = \frac{x_{mn}}{R} J'_n\left(x_{mn} \frac{r}{R}\right) \cos(m\theta)$$

$$J_{\theta_{mn}}(r, \theta) = -\frac{m}{r} J_n\left(x_{mn} \frac{r}{R}\right) \sin(m\theta)$$

$$J'_n(x_{mn}) = 0, \quad n=1, 2, \dots, \quad m=0, 1, 2, \dots$$

J_n : fonction de Bessel de première espèce d'ordre n

R: rayon du disque

x_{mn} : extrémum de rang n de la fonction de Bessel d'ordre m

$J_{r_{mn}}$ et $J_{\theta_{mn}}$: composantes polaires du courant à la résonance du mode TM_{mn}

(26)

3.5.4. Interpolation de la matrice impédance et du vecteur tension

Dans la méthode des moments l'étape la plus importante et la plus lourde reste l'évaluation de la matrice impédance et du vecteur tension. Lorsque nous voulons tracer l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence, nous devons calculer une matrice et un vecteur pour chaque valeur de la fréquence. Pour cette raison l'exécution d'un programme peut prendre un temps considérable.

Certains auteurs [19][21] proposent une solution pour réduire la durée. ils ne calculent les matrices que pour un petit nombre de valeurs et ensuite par une méthode d'interpolation extraient des matrices pour d'autres valeurs.

Nous avons choisi de déterminer directement les matrices et les vecteurs pour seulement trois valeurs de la fréquence, c'est-à-dire juste le nombre suffisant d'échantillons pour appliquer l'interpolation quadratique.

3.5.5. Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée est évaluée à l'aide de la formule variationnelle suivante[15]:

$$Z_{in} = -\frac{1}{I_0^2} \int_S \vec{E} \cdot \vec{J}_s ds \quad (27)$$

\vec{E} : champ induit tangentiel

\vec{J}_s : densité de courant

I_0 : courant d'alimentation

L'application de la méthode des moments nous permet d'écrire une nouvelle relation[20][6]:

$$Z_{in} = -\frac{1}{4\pi^2 I_0^2} \sum_{n=1}^N V_n I_n = -\frac{1}{4\pi^2 I_0} [V_n]^T \cdot [I_n] \quad (28)$$

V_n : éléments du vecteur tension

I_n : coefficients du développement

N : nombre de fonctions

4. Validation et application de la méthode spectrale

4.1. Etude de l'antenne plaque micro-ruban rectangulaire

L'exemple suivant, traite d'une APM (figure 1) électriquement mince fonctionnant à 1.188Ghz, soit au mode TM_{01} , (figure 9)

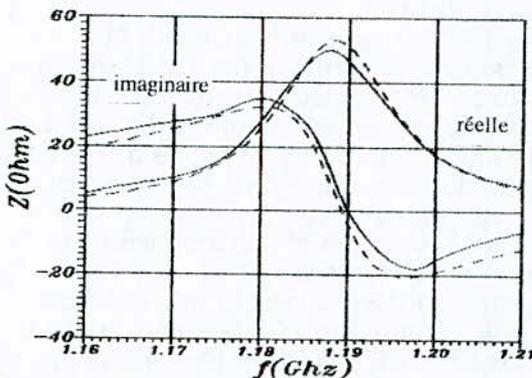


Figure 9. Impédance d'entrée d'une APM rectangle, mode TM_{01} , '-' mesure[7], '—' M2

a=7.62cm, b=11.43cm
 ep1=1., ep2=2.64-7.9E-3i
 d1=0., d2=1.59mm, ap=0.635mm
 xp=1.52cm, yp=0.385cm
 PIC=1 (courbe calculée, figure 9)
 Fréquence de résonance: 1.188 Ghz
 Résistance à la résonance: 53.Ohm

Bande passante: 1.408 %

Rendement a la resonance: 74.09 %

Sur la figure 9 on a tracé l'évolution de l'impédance d'entrée (partie réelle et imaginaire) de l'APM considérée selon la fréquence. La première observation que l'on peut faire de la figure 9, est un bon accord entre la mesure et la théorie, aussi bien pour la partie réelle que pour la partie imaginaire de l'impédance d'entrée, les très légers écarts observés s'expliquent par les tolérances sur les dimensions physiques de la structure et la permittivité, et aussi par les limites du modèle théorique et de la précision du calcul.

le graphe ci-contre (figure 10) représente l'évolution des fréquences normalisées mesurées[23]et calculées, en fonction de l'épaisseur normalisée. Cette courbe montre bien un accroissement de l'écart entre la mesure et la théorie lorsque l'épaisseur croît. On peut affirmer que qualitativement la longueur de la sonde dans le substrat a une influence sur les caractéristiques de l'antenne. Toutefois la même figure confirme que pour un rapport $0.04 \leq d/\lambda \leq 0.12$ on a l'accord entre mesure et théorie à mieux de 3%. La présence de la sonde entraîne une diminution de la fréquence de résonance et contribue au comportement inductif de la structure, alors que la partie réelle semble peu affectée.

La figure 11 représente les variations de la fréquence de résonance d'une APM rectangulaire avec ses dimensions (largeur et longueur, la largeur étant le côté résonant), notre théorie est confrontée positivement à celle de la référence [22, pp58-59].

4.2. Etude de l'antenne plaque micro-ruban circulaire

Pour l'antenne plaque micro-ruban disque, la figure 12 qui représente l'évolution de l'impédance d'entrée avec la fréquence, conforte la validité de la méthode spectrale par comparaison avec les mesures[24]et la méthode LEF de [24]. Le tableau 1 rassemble les paramètres principaux de l'impédance d'entrée d'une APM (fréquence de résonance et résistance à la résonance).

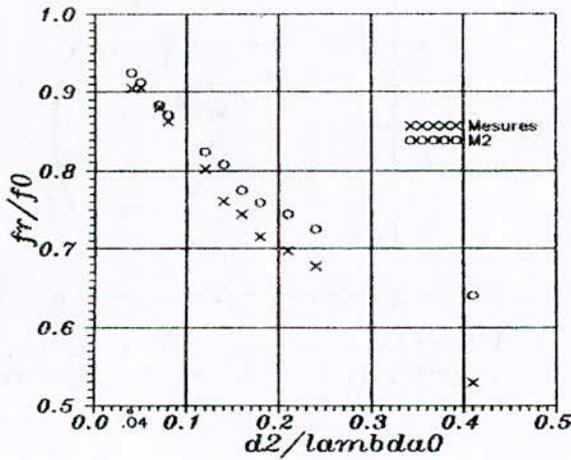


Figure 10. fréquence de résonance selon l'épaisseur du substrat (tableau 7a) mode TM01

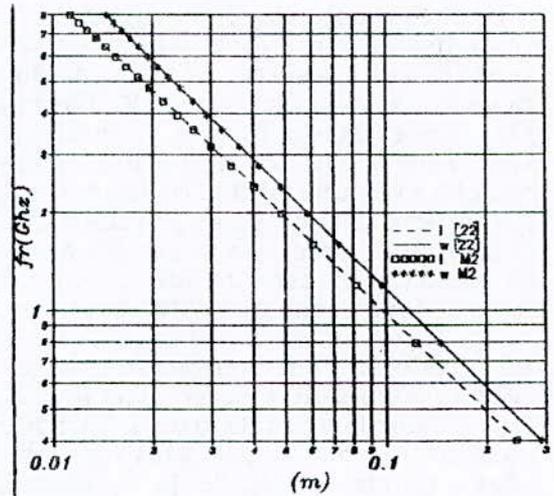


Figure 11. Fréquence de résonance du patch rectangulaire en fonction de ses dimensions, l:longueur, w:largeur, comparaison de la théorie de [22,pp58-59] avec la M2, h=.159mm, epr=2.32

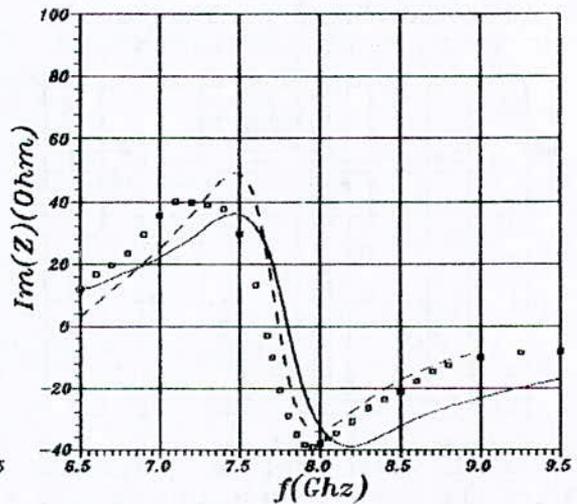
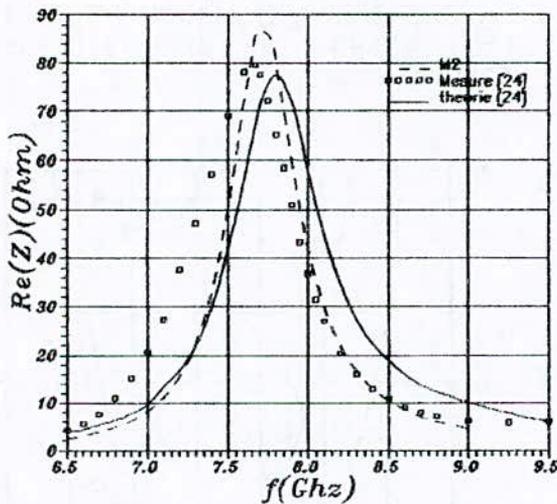


Figure 12. APM disque, Mode TM11 , r=6.84mm, h=1.6mm, epr=2.17, perte=.001, xp=2.75mm, méthode LEF [24](découpage linéaire=500)

Tableau 1. Comparaison de la méthode des moments avec les mesures et avec la méthode LEF[24].

Mesures[24]			Méthode LEF[24]					Méthode des Moments				
f(GHz)	BW (%)	R (Ohm)	f (GHz)	BW (%)	R (Ohm)	$\Delta f/f$ (%)	$\Delta R/R$ (%)	f (GHz)	BW (%)	R (Ohm)	$\Delta f/f$ (%)	$\Delta R/R$ (%)
7.67	6.6	80.	7.8	6.4	77.6	1.7	3.	7.7	6.5	86.8	0.4	8.4

On a représenté sur la figure 13 l'évolution du coefficient de surtension d'une APM disque avec le rapport r/h (h : épaisseur du substrat) en comparant les mesures avec la méthode des moments et la méthode LEF d'après [25]. On estime donc que la méthode spectrale prédit, dans les limites du modèle, avec une précision acceptable les caractéristiques électriques d'une APM disque avec une restriction sur l'épaisseur électrique du substrat comme dans le cas de l'APM rectangle.

4.3. Etude de l'antenne plaque micro-ruban rectangulaire avec directeur

Pour la validation de la méthode numérique nous avons pris les données expérimentales de la référence [8], pour une APM (figure 3). La comparaison peut être faite sur la figure 14.

Les courbes de mesure et théorique représentant le coefficient de réflexion ne coïncident pas tout à fait et la boucle de couplage expérimentale est plus importante que celle de la théorie. Toutefois il y a bien concordance entre les deux séries de valeurs

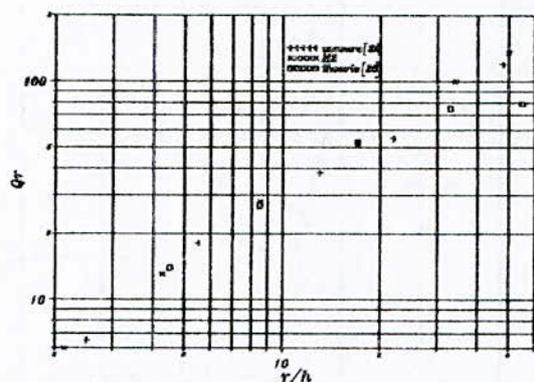


Figure 13. Coefficient de surtension d'une APM disque en fonction de r/h , $r=6.84\text{mm}$, $\text{epr}=2.17$

Cependant on note que le TOS (voir figure 15) mesuré et ceux calculés par la méthode des moments de [08] et par notre méthode ne présentent pas leurs minima aux mêmes fréquences bien que la courbe calculée de [08] semble mieux coller aux mesures. On pense que ce meilleur résultat est dû à l'utilisation de polynômes de Legendre par la référence [08] au lieu de fonctions sinusoïdales comme nous l'avons fait, on précise que les polynômes de Legendre décrivent mieux la distribution

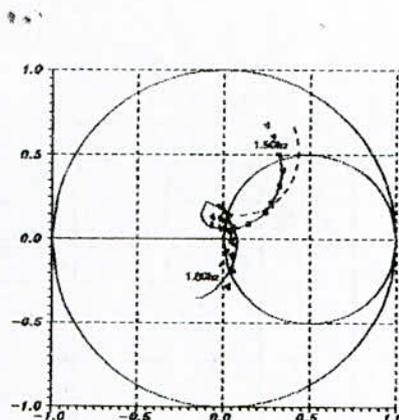


Figure 14. Coefficient de réflexion (-) mesure [8], (--) M2, (*) SDA, APM rectangle avec directeur

effective du courant sur une plaque rectangulaire et pour cette raison la méthode des moments converge plus rapidement de cette manière qu'en utilisant les fonctions sinusoïdales (fonctions des modes de la cavité rectangulaire). La bande passante pour un $\text{TOS} < 2$: $\text{BW}_{\text{mesure}}=14.8\%$, $\text{BW}_{\text{SDA}}=14\%$, $\text{BW}_{\text{CAPMS}}=13.4\%$ (SDA: Spectral Domain Analysis [08])

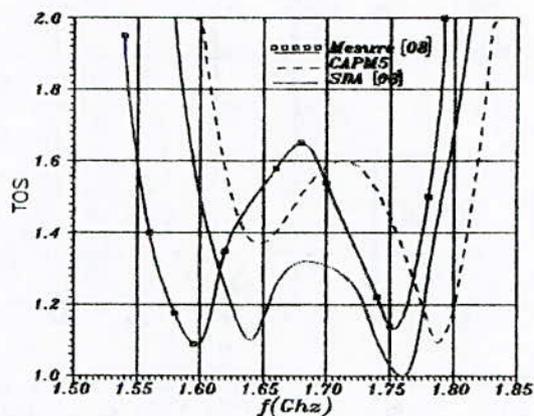


Figure 15. TOS de l'APM rectangle avec directeur

Cette bande passante qui est satisfaisante pour une antenne à substrat mince a pu être obtenue grâce à une étude paramétrique suivant les dimensions du directeur et l'espacement entre les deux conducteurs, qui a permis de déterminer la configuration optimale.

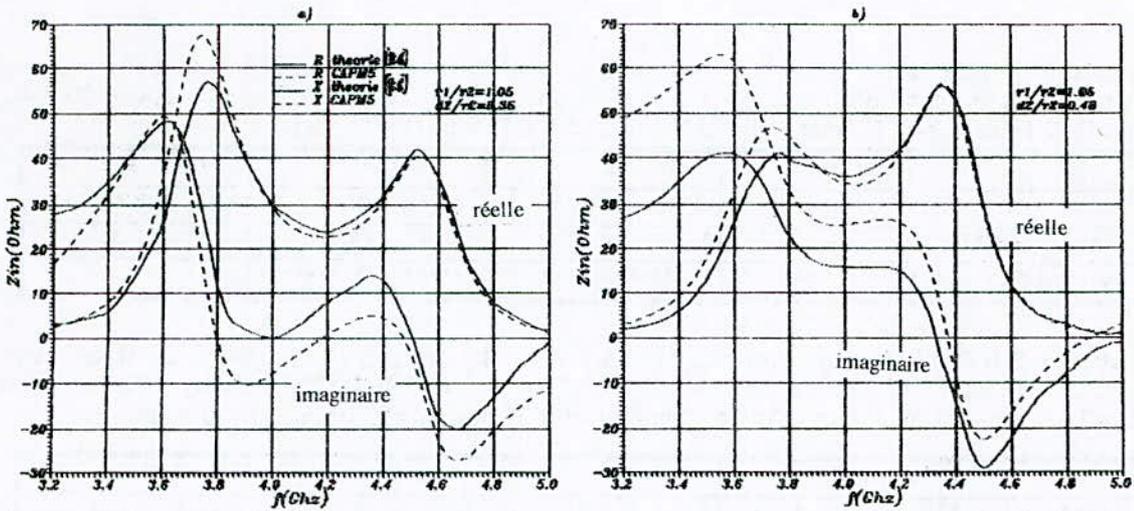


Figure 16. APM disque avec directeur, $r_2=1.3233\text{cm}$, $ep_1=2.45$, $ep_2=1.22$, $ep_3=2.45$, $d_1=.0761\text{cm}$, $d_3=.1522\text{cm}$, $ap=.635\text{mm}$, $xp=7.94\text{mm}$.

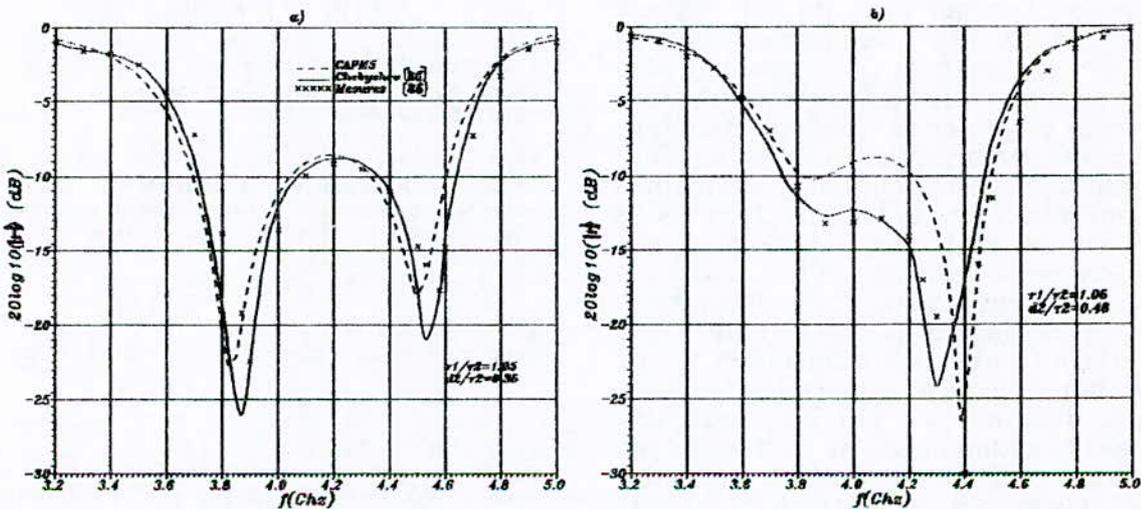


Figure 17. Coefficient de réflexion, $r_2=1.3233\text{cm}$, $ep_1=2.45$, $ep_2=1.22$, $ep_3=2.45$, $d_1=.0761\text{cm}$, $d_3=.1522\text{cm}$, $ap=.635\text{mm}$, $xp=7.94\text{mm}$.

4.4. Etude de l'APM circulaire avec directeur

On étudie la configuration représentée sur la figure 4.

Les APM conçues et testées par les auteurs de la référence [26] semblent très performantes en terme de bande passante. (figure 16 et 17). Toutefois le programme CAPM5 ne donne pas des résultats absolument similaires à ceux de [26], mesures ou méthode numérique (voir tableau 2.a et b), il faut savoir que ses auteurs ont utilisé la méthode des moments dans le domaine de Hankel, et ont décrit avec un maximum de détail et de

rigueur la distribution des courants sur les disques et aussi la jonction avec la sonde.

Conclusion

Les différentes étapes permettant la mise en oeuvre de la méthode spectrale ont été explicitées. Cette approche qui prend en compte les ondes de surface au prix d'une complexité accrue, peut traiter différents types de problème de champs électromagnétiques dans des milieux linéaires, elle peut être étendue à l'étude d'un milieu possédant une anisotropie électrique ou magnétique mais ne peut que difficilement analyser le comportement d'un milieu non-linéaire. Les

Tableau 2.a Caractéristiques (figure 16.a et 17.a) de L'APM disque avec directeur, $r_1=1.3895\text{cm}$, $r_2=1.3233\text{cm}$, $ep_1=2.45-.00294i$, $ep_2=1.22-.00122i$, $ep_3=2.45-.00294i$, $d_1=0.761\text{mm}$, $d_2=4.763\text{mm}$, $d_3=1.522\text{mm}$, $ap=0.635\text{mm}$, $x_p=7.94\text{mm}$, $y_p=0\text{mm}$

	fmin(Ghz)		fr(Ghz)		Rr(Ohm)		BW(%)TOS<2	
CAPM5	3.83	4.5	3.74	4.525	68	40.5	9.92	6.88
Chebyshev[26]	3.87	4.53	3.76	4.52	57	42.5	10.07	7.06
Mesure[26]	3.90	4.58	*****		*****		10.	7.86

Tableau 2.b Caractéristiques (figure 16.b et 17.b) de L'APM disque avec directeur, $r_1=1.3895\text{cm}$, $r_2=1.3233\text{cm}$, $ep_1=2.45-.00294i$, $ep_2=1.22-.00122i$, $ep_3=2.45-.00294i$, $d_1=0.761\text{mm}$, $d_2=6.35\text{mm}$, $d_3=1.522\text{mm}$, $ap=0.635\text{mm}$, $x_p=7.94\text{mm}$, $y_p=0\text{mm}$

	fmin(Ghz)		fr(Ghz)		Rr(Ohm)		BW(%)TOS<2	
CAPM5	3.86	4.39	3.74	4.35	47	56	4.1	7.06
Chebyshev[26]	3.91	4.3	3.77	4.35	41	56	17.2	
Mesure[26]	3.92	4.40	*****		*****		17.5	

résultats numériques obtenus grâce à cette méthode sont en accord avec les données mesurées. Cependant les algorithmes numériques sont complexes et peu aisés à mettre en oeuvre et nous contraignent souvent à effectuer des développements théoriques pour démontrer la validité de certains choix. En outre, les calculs ainsi induits sont relativement coûteux en temps d'exécution. Cependant, nous nous sommes restreint à ne traiter que les configurations classiques de ce domaine: des formes simples (rectangle, disque), pas plus de deux éléments rayonnants, une excitation par sonde coaxiale. Une des principales limitations de notre théorie est une modélisation insuffisante de l'excitation par sonde coaxiale parce que nous supposons que celle-ci ne fait pas partie de la structure, et on a constaté que quantitativement la longueur de la sonde dans le substrat a peu d'influence sur les caractéristiques de l'antenne si l'épaisseur électrique du substrat vérifie la condition $h/\lambda_0 < 0.1$. Les méthodes de la cavité et LEF, maintenant classiques dans ce domaine, ne peuvent pas prendre en charge les ondes de surface, mais la LEF permet de traiter les configurations pour lesquelles nous n'avons pas connaissance des expressions des modes propres à l'opposé du CAPM5, les limites en précision de la méthode de la LEF, sont largement compensées par sa relative simplicité.

BIBLIOGRAPHIE

- [01] JAMES(J.R), HALL(P.S)
Handbook of Microstrip antennas
Peter Peregrinus 1989
- [02] DUBOST(G.)
Méthode d'analyse et de synthèse de quelques microantennes à large bande en mode quasi transversal électromagnétique
Ann. des Télécom.,
VOL42,n:9-10,1987,p:588-605
- [03] DELVES(L.M), MOHAMMED(J.L)
Computational methods for integral equations
Cambridge University Press 1985
- [04] HARRINGTON(R.F)
Matrix methods for field problems
Proc of IEEE vol 55,n:2,feb 1967,p:136-149
- [05] SARKAR(T.K)
A note on the choice of weighting functions in the method of moments
IEEE-Trans.-Ant.Propa.,VOL33,n:4,April 1985,p:436-441
- [06] DAMIANO(J.P), BENNEGUEOUCHE(J), PAPIERNIK
Study of multilayer microstrip antennas with radiating elements of various geometry
IEE Proceeding,pt H(1989),p:137-140
- [07] FAN(Z.), LEE(K.F)
Input impedance of rectangular microstrip antennas with a dielectric cover
Microwave and Optical Technology letters,
VOL5,n:3,Mar 1992,p:123-125
- [08] ASSAILLY (S)
Contribution à l'étude des antennes imprimées multicouches par une approche dans le domaine spectral. Application au couplage.
Thèse de l'Université de Rennes I, 1990

- [09] MILLER
A selective survey of computational electromagnetic
IEEE-Trans.-Ant.Propa.,
vol:36,n:9,Sept1988,p:1281-1306
- [10] GARDIOL(F.)
Conception et réalisation de circuits microrubans
Ann. des Télécom., -
VOL43,n:5-6,1988,p:220-236
- [11] DAS(N.K), POZAR(D.M)
A generalised CAD model for printed antennas and arrays with arbitrary multilayer geometries
Computer physics communications,vol.68,
n:1-3,1991,p:393-440
- [12] MOSIG(J.), GARDIOL(F.E)
General integral equation formulation for microstrip antennas and scatterers
IEEE Proceeding, p t
H(1985),132,n:7,p:424-432
- [13] COURANT(R.), HILBERT(P.)
Methods of mathematical physics, 1 and 2
J.WILEY and SON, first edition 1989
- [14] CHEW(W.C)
Some observations on the spatial and eigenfunction representations of Dyadic Green functions
IEEE-Trans.-Ant.Propa.,VOL37,n:10,Oct
1989,p:1322-1327
- [15] HARRINGTON
Time harmonic electromagnetic fields
McGraw-Hill Book Company 1961
- [16] POZAR(D.M), VODA(S.M)
A rigorous analysis of a microstripline feed patch antenna
IEEE-Trans.-Ant.Propa.,
vol:35,n:12,Dec1987,p:1343-1351
- [17] LEGAY(H.), FLOCH(J-M.), CITERNE(J.), PITON(G.)
Etude théorique et expérimentale d'antennes plaques alimentées par couplage de proximité à une ligne microruban
Ann. des Télécom., -
VOL45,n:3-4,1990,p:192-202
- [18] HORNG(T.S.), SAIH CHANG WU, HUNG-YU YANG, ALEXOPOULOS(N.G)
A generalised method for distinguishing between radiation and surface wave losses in microstrip discontinuities
IEEE-Trans.-MTT, VOL38, n: 12, Dec
1990,p:1800-1807
- [19] NEWMAN(E.H)
Generation of wide-band data from the method of moment by interpolating the impedance matrix
IEEE-Trans.-Ant.Propa.,
vol:36,n:12,Dec1988,p:1820-1824
- [20] POZAR(D.M)
Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antennas and scatterers
IEEE-Trans.-Ant.Propa.,VOL30,Nov
1982,n:6,p:1191-1196
- [21] NEWMAN(E.H), FORRAI(D.)
Scattering from microstrip patch
IEEE-Trans.-Ant.Propa.,VOL35,n:3,Mar
1987,p:245-251
- [22] BHARTIA (P.), BAHL (I.J.)
Microstrip Antennas
Artech House, 1980
- [23] CHANG (E.), LONG (S.A.), RICHARDS (W.F.)
An experimental investigation of electrically thick rectangular microstrip antennas
IEEE-Trans.-Ant.Propa., vol:34,n:6,Junel986, p. 767-772
- [24] AKSAS (R.)
Analyse d'A.P.M de forme quelconque par une approche basée sur la technique des lignes de transmission. Application à une géométrie circulaire
Thèse de Doctorat d'Etat, 3 Juin 1995 ENP
- [25] ZERGUERRAS (A.)
Contribution à l'étude d'A.P.M de forme quelconque multicouche à large bande. Application à l'A.P.M circulaire avec directeur.
Thèse de Doctorat d'Etat. 20 Mai 1990. ENP
- [26] TULINTSEFF(A.N), ALI(S.M), KONG(J.A)
Input impedance of a probe-fed stacked circular microstrip antenna
IEEE-Trans.-Ant.Propa.,VOL39,n:3,Mar
1991,p:381-390



EXPLOITATION ENERGETIQUE DE LA RESSOURCE ELECTRO-SOLAIRE EN ALGERIE

M. CHIKH & A. MALEK

Centre de Développement des Energies Renouvelables
B.P. 62 Route de l'Observatoire Bouzareah Alger

ملخص: يدخل هذا العمل في إطار دراسة تحليلية منهجية للأنظمة الطاقوية الكهروضوئية معينة و مخصصة أساسا لمواقع معزولة و ريفية في كافة القطر الجزائري، و الهدف من هذا لتمكنا من إنجازات واقعية لهذه الأنظمة الكهروضوئية جد ملائمة و هذا بتقييم النتائج التقنية و الاقتصادية لهذه الأنظمة و الذي يسمح لنا بوضع خطة و جبهة و أبعاد جيدة لمختلف مكونات النظام الكهروضوئية. (استغلال و جبه للطاقة الكهروضوئية). نقدم في هذه الدراسة طريقة ممنهجة لحل بعض المسائل المتعلقة بالخصوص بعدم القدرة على الإستيعاب الجيد لأداءات هذه الأنظمة الكهروضوئية. إعتبارا بكل هذا، لقد طورنا طريقة إيجاد أمثل أبعاد مكونات النظام الكهروضوئي (نموذج تقدير و تمثيل) بدلالة معيارين نعتبرهما أساسيين و مهمين جدا : العجز الطاقوي و من إقامة كل المنظومة لتحقيق هذا الغرض فإن دراسة تصرف النظام الكهروضوئي أنجزت من خلال النقاط التالية:
تعيين الإستطاعة العليا للحقل الكهروضوئي و قدرة التخزين لتقويم قياسي أمثل
إختيار مستوى أدنى من العجز يمكن أن يستعمل كحالة مرجع واقعي للتعين النهائي لأبعاد النظام

Abstract : The object of the present work consists of a conceptual study of photovoltaic systems, mainly destined for remote and rural sites of Algeria. This study allows us a concrete realizations of well adapted photovoltaic systems and estimates technical and economical system performances. It also allows to make judicious choise and a better size of different system components (judicious exploitation of photovoltaic energy). A methodical approach has been established in order to resolve some problems linked in particulary to the incapacity to perceive correctly the photovoltaic system performances.

Taking into account this object, we have developped sizing method (modélisation and simulation in real time) of photovoltaic system in terms of two significant and important criterions : the installation scarcity and cost. The system has been studied according to the following points:

- The sketching of sizing diagrams to make good the determination of the peak power of the photovoltaic array and the rated capacity of the electrochemical storage for an optimal sizing.
- The choice of an optimal scarcity level which may be used as a realist reference for the choice of the installation definitive size.

Résumé : Le présent travail a pour objectif de procéder à une étude conceptuelle des systèmes énergétiques photovoltaïques destinés principalement aux sites isolés et ruraux de l'Algérie. L'étude nous permet de réalisations concrètes des systèmes électrosolaires bien adaptées en évaluant ainsi leurs performances techniques et économiques. Elle nous permet aussi de faire un choix judicieux et un meilleur dimensionnement des différents composants du système.

Dans cette étude nous donnons une approche méthodique pour résoudre certains problèmes liés en particulier à l'incapacité d'appréhender correctement les performances des systèmes énergétiques photovoltaïques.

Compte tenu de cela, nous avons développé une méthode de dimensionnement (*modélisation et simulation en temps réel*) d'un système photovoltaïque en fonction de deux critères jugés très significatifs: *la pénurie* et *le coût* de l'installation électrosolaire. L'étude de ce système porte sur les points suivants:

- Le tracé des abaques de dimensionnement permettant d'effectuer le choix optimal de la puissance crête du champ photovoltaïque et de la capacité nominale du système de stockage correspondant au coût total minimum de l'installation.
- Le choix d'un niveau de pénurie pouvant servir de cas de référence réaliste pour la détermination de la taille définitive de l'installation.

1. INTRODUCTION

Les problèmes ne sont souvent jugés dignes de solution que lorsqu'ils ont atteint les dimensions d'une crise. Tel est le cas aujourd'hui dans le secteur de l'énergie. L'utilisation de l'énergie solaire semble être une nécessité dans le futur. En effet, le soleil est une source d'énergie renouvelable, disponible dans tous les pays; et, chaque jour, nous apprenons à mieux la valoriser.

L'Algérie, de par sa position géographique, dispose de plus de 3000 heures d'ensoleillement par an sur presque l'ensemble de son territoire. De plus, les quatre cinquièmes du territoire sont constitués de zones arides, caractérisées par une faible densité de population. Cette situation particulière rend difficile et très coûteux l'acheminement des énergies conventionnelles, plus spécialement l'énergie électrique. Le potentiel énergétique solaire permet de palier à ces lacunes, quant à l'amélioration des conditions de vie des citoyens par le biais de la voie solaire d'origine photovoltaïque.

Le caractère décentralisé de l'énergie solaire permet de répondre d'une façon optimale à toute demande énergétique en puissance électrique. L'électricité photovoltaïque constitue certainement la solution idéale pour l'électrification rurale. L'étude proposée consiste à donner une méthode analytique conceptuelle pour la présentation des résultats de dimensionnement d'un système photovoltaïque. La méthode utilisée peut servir de guide aux concepteurs et exploitants locaux d'installations solaires dans un but de maîtriser le fonctionnement d'une installation photovoltaïque.

2. MODELISATION DU SYSTEME PHOTOVOLTAÏQUE

Le schéma de principe du système photovoltaïque à étudier est représenté sur la figure 2.1. Il comprend les sous systèmes suivants:

- le champ de modules photovoltaïques;
- la batterie d'accumulateurs électrochimiques;
- le système de conversion cc - ca (onduleur);
- le système de régulation et de contrôle;
- et un appoint (groupe électrogène, éventuellement).

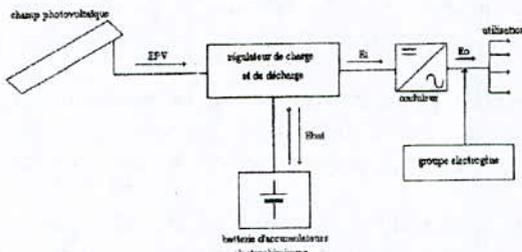


Fig 2.1 : Schéma de la configuration du système photovoltaïque retenu

2.1. Modèle du champ photovoltaïque

2.1.1. Modélisation du module photovoltaïque [1]

Le schéma équivalent d'un module photovoltaïque est représenté sur la figure 2.2. La caractéristique électrique externe de ce circuit peut être représentée par l'équation ci-après:

$$I = I_{ph} - I_0 \left\{ \exp \lambda (V + R_s I) - 1 \right\} - \frac{V'}{R_{sh}} \quad (1)$$

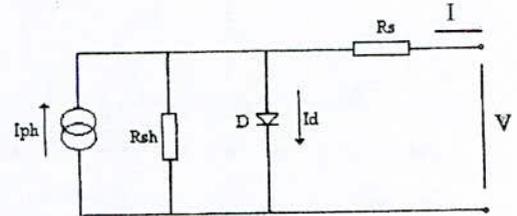


Fig. 2.2 : Schéma équivalent du module photovoltaïque

2.1.2. Variation des paramètres caractéristiques du module [2], [3]

De l'expression précédente (1), les principaux paramètres du module peuvent varier sensiblement en fonction des paramètres radiométriques. Le photocourant I_{ph} varie proportionnellement avec l'éclairement solaire. Cette variation est donnée par la relation suivante:

$$I_{ph} = K \cdot EGI \quad (2)$$

Le coefficient de proportionnalité K varie avec la température de jonction T_j et est donné par l'équation suivante:

$$K = 2.922 \cdot 10^{-3} \left\{ 1 + 6.6 \cdot 10^{-3} (T_j - 298) - 3.37 \cdot 10^{-4} (EGI - 1000) \right\} \quad (3)$$

Egalement, le courant de saturation I_0 dépend de la température de jonction T_j . L'expression suivante représente la variation de ce dernier:

$$I_0 = 79.46 \cdot T_j^3 \exp \left\{ \frac{-11.92 \cdot 10^2}{T_j} \right\} \quad (4)$$

Le facteur λ est aussi fonction de la température de jonction. La variation de ce facteur peut être représentée par la loi suivante:

$$\lambda(T_j) = 0.897 \left\{ 1 - 4.52 \cdot 10^{-3} (T_j - 298) \right\} \quad (5)$$

2.1.3. Prise en compte des pertes par déséquilibres

Pour une prise en compte des pertes dues aux déséquilibres au niveau du champ de modules, un coefficient de correction K_c a été introduit dans le modèle. La puissance réellement fournie par le champ photovoltaïque est exprimée par la relation ci-après [4]:

$$Pr = K_c \cdot Pt \quad (6)$$

2.2. Modélisation de l'onduleur

A partir des valeurs mesurées du couple (P_i , P_s), représentant les puissances d'entrée et de sortie de l'onduleur, une analyse détaillée de l'ensemble des données est effectuée, tout en appliquant des critères de validité. Le modèle caractéristique de cet onduleur est présenté sous la forme d'une expression mathématique, liant directement le rendement de conversion au taux de charge [5], [6]:

$$R_C = 0.9559 \left\{ 1 - \exp(-6.9164 * \tau_c) \right\} \quad (7)$$

2.3. Modélisation de la batterie [7], [8]

Vue la grande diversité de divers types d'éléments de batterie utilisés et le nombre accru de paramètres caractéristiques intervenant, il ne peut être donné qu'une représentation empirique du comportement de la batterie. A cet effet, on propose un modèle caractéristique respectivement pour la phase de charge et pour le phase de décharge.

La batterie utilisée dans ce système photovoltaïque est composée d'éléments électrochimiques au plomb de type stationnaires. Au cours de la charge, la relation entre la tension et le courant de charge peut être exprimée par l'expression suivante:

$$V_b = V_r + \frac{I_b}{C} \left\{ \frac{0.189}{1.142 - SOC} + R_i \right\} \quad (8)$$

Lorsque la tension de chacun des éléments dépasse la valeur de 2,28 volts, le terme ci- après est ajouté à l'expression précédente:

$$(SOC - 0.9) \cdot \log \left\{ \frac{300 \cdot I_b}{C} + 1 \right\} \quad (9)$$

Tandis qu'au cours de la phase de décharge, le modèle retenu, reliant la tension et le courant, est le suivant:

$$V_b = V_r - \frac{I_b}{C} \left\{ \frac{0.189}{SOC} + R_i \right\} \quad (10)$$

3. SIMULATION, DIMENSIONNEMENT ET PREVISION DES PERFORMANCES DU SYSTEME

L'estimation de la production électro-solaire d'un site se résume à l'évaluation de la ressource solaire de ce site. L'évaluation de cette ressource est définie comme étant l'art d'exprimer une probabilité de satisfaction d'un besoin et une probabilité de risque pour un équipement fonctionnant, à l'énergie solaire photovoltaïque, sur des sites caractérisés par leur gisement solaire [9].

Pour l'évaluation précise de la ressource propre à une installation solaire sur un site connaissant ainsi son gisement, un maximum d'informations liées au fonctionnement de l'installation est indispensable. C'est pour cette raison, que le recours à des modèles des plus précis faisant appel à des programmes informatiques de simulation, calculant heure par heure les performances de l'installation toute entière est privilégié [10].

Simulation du fonctionnement

Le système photovoltaïque est piloté de la manière suivante:

- la batterie impose sa tension au système;
- le stockage électrique est prioritaire;
- la batterie est piloté entre deux seuils de l'état de charge: le seuil maximal S_{max} et le seuil minimal S_{min} .

Le point de fonctionnement du réseau est alors déterminé par la méthode des approximations successives. La tension de la batterie V_b et la tension en circuit ouvert V_{oc} calculée au préalable du champ sont prises comme bornes initiales pour effectuer ce calcul. Le courant appelé par le réseau, exploité dans ce programme, est déterminé par la relation (figure 3.1):

$$I_R = \frac{V_p - V_b}{R_0}$$

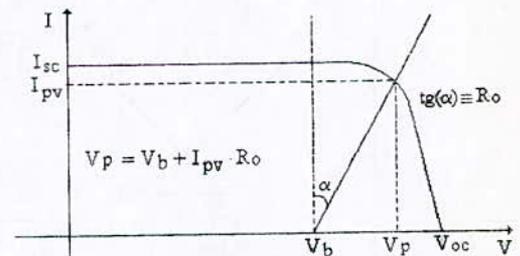


Fig. 3.1 : Méthode de détermination du courant électrique appelé par le réseau

Recherche d'une solution optimale

Pour la recherche d'une solution optimale, une architecture de projet adaptée au besoin de chacun des sites est définie. A cet effet, la procédure de recherche s'effectue selon les trois étapes suivantes:

- le prédimensionnement;
- l'analyse de sensibilité du système;
- le dimensionnement fin et la prévision des performances.

• Prédimensionnement

Il est défini un domaine réaliste sur le plan technico-économique dont lequel la structure optimale est

recherchée. La démarche adoptée est orientée de la manière suivante, à savoir:

- choix du profil de consommation représentatif du site et choix d'une architecture du système
- simulation de fonctionnement sur une année et détermination du coût de cette architecture
- tracé des courbes donnant le couple optimal liant la puissance-crête du champ photovoltaïque et la capacité de stockage, en fonction du coût minimal correspondant pour le système global.

La gestion du stockage électrochimique et de la charge est assurée par le système de régulation à coupure aux deux seuils d'état de charge, dont l'organigramme est donné par la figure 3.2. Les deux critères de dimensionnement choisis sont: la pénurie et le coût de l'installation, qui ont l'avantage de traduire ce que les utilisateurs pensent généralement des systèmes solaires.

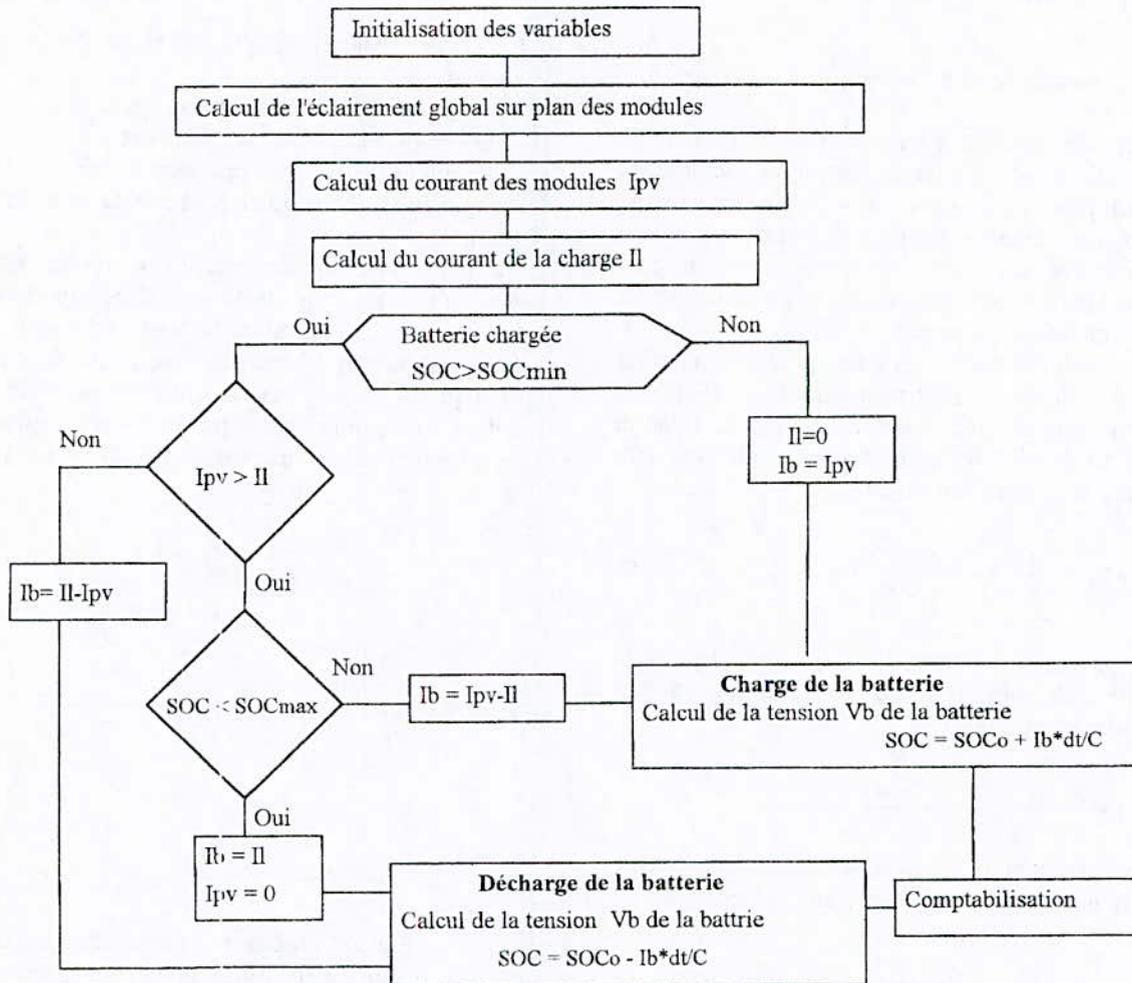


Fig. 3.2 : Organigramme de Gestion du Système de Stockage Electrochimique

Méthode de dimensionnement [11], [12]

Dans cette étude, la méthode utilisée pour le dimensionnement considère que la puissance-crête P_c du champ photovoltaïque et la capacité nominale C_s de stockage électrochimique comme variables, alors que les autres sous systèmes sont à coût constant. Les dépenses d'investissements liées à la réalisation d'une centrale photovoltaïque sont

relatives aux études de conception, aux équipements et matériels solaires, à l'installation de la centrale sur site et à l'installation et la mise en fonctionnement de la centrale.

Le coût global de la centrale électro-solaire d'origine photovoltaïque C_T s'exprime par l'expression suivante:

$$C_T = A.P_c + B.Q_s + C_{T0} \quad (11)$$

- Description de la méthode

Dans le programme de simulation, un paramètre α_e correspondant au nombre d'heures de pénurie a été défini. Il est déterminé pour chaque couple (Pc, Cs) et ceci sur une année entière. Pour obtenir une continuité des courbes α_e en fonction de (Pc, Cs), de faibles variations ΔPc et ΔCs doivent être considérées.

Il est à constater que ce nombre α_e peut résulter de diverses combinaisons entre la puissance-crête Pc du champ et la capacité nominale Cs du système de stockage. La solution optimale est celle qui correspond au coût global minimum de l'installation.

- Solution du problème

C'est à partir des résultats issus du programme de simulation, que la capacité Cs en fonction de la puissance-crête Pc a été déterminée. La variation du coût global du système photovoltaïque, représenté dans le plan Pc-Cs, est effectivement une droite (Δ) de pente $-\frac{A}{B}$. Elle coupe l'axe des puissances-crêtes Pc au point $\frac{C_T - C_{Te}}{B}$ et l'axe des

capacités nominales Cs au point $\frac{C_T - C_{Te}}{A}$ (figure 3.3).

Pour un nombre d'heures de pénurie donné α_e , la droite (Δ) coupe la courbe $C_S = f(P_C)$ en deux points P1 et P2. Ces derniers correspondent à la même condition de fonctionnement du système et au même coût CT1.

La solution optimale retenue est donnée par le couple, correspondant au point de tangence de la droite (Δ) avec la courbe $C_S = f(P_C)$ (figure 3.4).

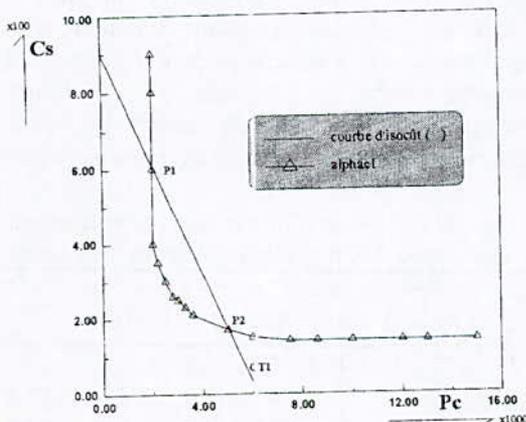


Fig 3.3 : Variation de Cs en fonction de Pc

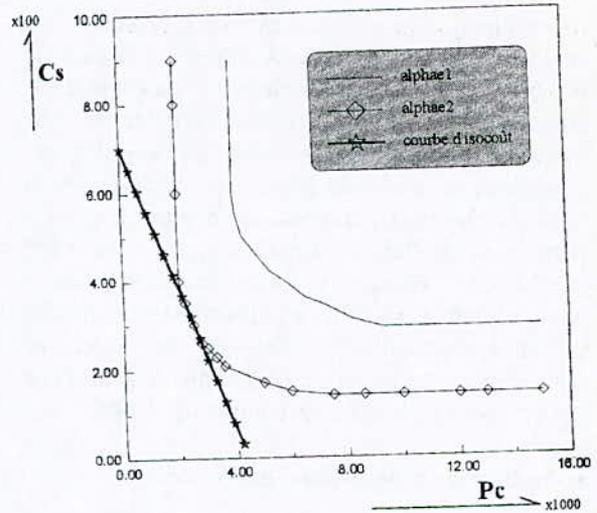


Fig 3.4 : Méthode Analytique Pour la Détermination du Coût Minimal

Interprétation des courbes

La simulation du fonctionnement d'une centrale photovoltaïque installée à Béchar et à Tamanrasset a permis la détermination de nombreuses courbes représentatives. A cet effet, des abaques ont été construits, comprenant des courbes d'iso-satisfaction de besoins énergétiques et des droites d'iso-coût (fig 3.7, 3.8). Chaque point de la courbe d'iso-satisfaction représente un couple (Pc, Cs). L'ensemble de ces points correspondent à des tailles différentes d'installation, pour lesquelles la même satisfaction des besoins a été obtenue, à savoir: un nombre identique d'heures de pénurie annuelle.

Les figures 3.5 et 3.6 représentent la variation de la capacité nominale Cs du système de stockage en fonction de la puissance-crête Pc du champ photovoltaïque pour trois niveaux de pénurie retenue α_e (0, 100, 500). La courbe d'iso-satisfaction correspondante à $\alpha_e = 0$ est appelée "courbe d'autonomie du système" (α_e étant le nombre d'heures de pénurie annuelle). Chaque point de la courbe représente un couple (Pc, Cs), assurant l'autonomie complète du système (figure 3.7 et 3.8), pour les conditions de référence adaptées pour ce dimensionnement.

Chaque courbe d'iso-satisfaction partage le plan formé par les axes (0, Pc) et (0, Cs) en deux zones: au dessous de la courbe, la condition de pénurie correspondant au niveau α_e n'est plus respectée, au dessus de la courbe, il y a surdimensionnement sans que les bilans énergétiques du système soient améliorés. Pour un niveau de pénurie déterminé, il existe toujours une taille minimale du champ

photovoltaïque au dessous de laquelle les conditions correspondantes à ce niveau de pénurie ne sont plus respectées. quelque soit la capacité de stockage. D'autre part, il existe également une capacité minimale au dessous de laquelle ces conditions ne sont plus respectées, quelque soit la taille du champ. Le tracé de ces courbes établies à partir des résultats de simulation, sur une année représentative du climat réel de chacun des sites, a pour principal intérêt, le dimensionnement des systèmes photovoltaïques sur des sites algériens, dont le gisement solaire est identique à celui d'une des stations utilisées prises comme référence.

• Analyse de la sensibilité du système

Pour une bonne compréhension du fonctionnement du système avant de choisir la taille définitive qui devrait assurer la satisfaction des besoins, une architecture de référence pour chacun des sites a été choisie pour étudier l'influence de la modification de quelques éléments de simulation. Les architectures de référence sont présentées sur le tableau ci dessus.

Tableau 3.1

Site	Architecture de Référence	
	Champ Photovoltaïque (kWc)	Stockage par Batterie (Ah)
Béchar	20,62	1.800
Tamanrasset	18,00	1.000

Influence de la forme du profil de consommation

Jusqu'à présent, le fonctionnement de l'installation photovoltaïque pendant une année en utilisant un profil de consommation type identique d'un jour à l'autre a été simulé. Mais en réalité, ce profil de consommation varie et évolue dans le temps, en fonction des besoins des utilisateurs. L'influence de cette variation sur la satisfaction des besoins énergétiques est également étudiée.

A cet effet, moyennant les deux architectures de référence, nous avons simulé le fonctionnement du système photovoltaïque pendant une année pour des profils de consommation différents (figure 3.9, 3.10, 3.11 et 3.12).

Les résultats de simulation sont portés dans le tableau 3.2. Ces profils de consommation ont été choisis pour la plupart en fonction des modes de vie rencontrés en milieu rural Algérien, tout en considérant le facteur de la climatisation qui présente une grande influence sur le dimensionnement d'une centrale photovoltaïque.

Tableau 3.2

Profil de consommation	1	2	3	4
Performances du système nombre d'heures α_e (Site de Béchar)	100	250	230	850
Performances du système nombre d'heures α_e (Site de Tamanrasset)	100	260	220	500

• Dimensionnement Fin et Prévision des Performances

L'architecture la plus acceptable du point de vue de la satisfaction des besoins et du coût est déterminée en utilisant les courbes d'autonomie et d'iso-coût (figure 3.7 et 3.8). Les tailles ainsi déterminées pour les sites de Béchar et Tamanrasset sont présentées dans le tableau 3.3 :

Tableau 3.3

Site	Générateur (kWc)	Batteries (Ah)	Coût (\$US)
Béchar	23,24	2.400	283.121,20
Tamanrasset	19,00	1.200	219.045,00

On peut constater d'après ces résultats de simulation que Tamanrasset offre un avantage économique de l'ordre de 22 % sur Béchar, ce qui traduit bien la différence de climat solaire entre Béchar et Tamanrasset.

Influence du Dimensionnement sur la Durée de Pénurie

Les figures (3.13 et 3.14) représentent le coût global de l'installation en fonction de la durée de pénurie admissible. Le tableau 3.4 présente quelques cas de dimensionnements pour des installations photovoltaïques (taille de l'installation et capacité de stockage), ainsi que les coûts d'investissement CT et les économies réalisées correspondants à différents niveaux de pénurie α_e .

Il est constaté sur les figures (3.13 et 3.14) que la pente de la courbe de coût augmente, lorsque le nombre d'heure de pénurie diminue. Aussi il apparaît une brusque diminution du coût dans l'intervalle 0-100 correspondant au nombre d'heure de pénurie. Ce phénomène peut également être constaté sur le tableau 3.5, illustrant l'augmentation du coût d'effacement de l'heure de pénurie avec la diminution de sa durée de pénurie.

Tableau 3.4 : Coût d'Investissement et Economie Correspondant à quelques Niveaux de Pénurie

α_e (h)	P_c (kWc)	C_s (Ah)	CT (\$US)	ΔCT (\$US)	$\frac{\Delta CT}{CT}$ %
0	23,24	2.400	283.121,2	0	0
100	20,62	1.800	247.669,8	35.451,4	12,5
500	16,81	920	195.960,0	87.161,2	30,7
100	14,7	500	168.658,3	114.462,0	40,4

Concernant les sites de Béchar et de Tamanrasset, le dimensionnement correspondant au niveau de pénurie égale à 100 heures pourrait servir de cas de référence pour le choix de la taille définitive de l'installation. En effet, 100 heures de pénurie annuellement peuvent aisément être admis par les *utilisateurs*. Accroître l'investissement pour atteindre une pénurie nulle le rendrait trop onéreux et le diminuer ferait augmenter rapidement la durée de pénurie. Cela démontre que les deux critères choisis: pénurie et coût de l'installation, sont significatifs dans le dimensionnement d'un système solaire.

Tableau 3.5 : Coût d'Effacement de l'Heure de Pénurie

Intervalle de Pénurie	Coût d'Effacement de l'Heure de Pénurie (\$US / heure)	
	Béchar	Tamanrasset
0 - 100	354,50	127,67
100 - 500	129,27	42,75
500 - 1000	54,60	28,44

L'assurance d'une autonomie complète avec une centrale photovoltaïque seule est difficilement réalisable. Quelque soit la taille de l'installation retenue, il subsistera toujours un risque de pénurie. Pour éviter ce risque, l'utilisation d'une autre source d'énergie comme appoint est préconisée, afin que l'installation puisse être totalement autonome, à savoir: un groupe électrogène. Une étude estimative succincte relative aux frais d'exploitation de ce système d'appoint est présentée ci-après [13].

Les frais engagés résultants, liés à l'utilisation du système photovoltaïque fonctionnant seul, sont exprimés par la relation suivante [9]:

$$I_p = I_{p0} + F_p \cdot R \tag{12}$$

où le coefficient R, appelé fonction d'actualisation, est donné par l'expression suivante:

$$R = \sum_{j=0}^{N-1} \frac{(1+i+d)^j}{(1+a)^j} \tag{13}$$

Avec les paramètres *i*, *d* et *a*, principales données économiques, qui sont respectivement le taux d'inflation, le taux de dérive des coûts de l'énergie et le taux d'actualisation utilisé, dans cette étude, pour tenir compte de l'échelonnement des frais d'exploitation dans le temps.

Tandis que les frais engagés résultants, liés à l'utilisation des deux systèmes respectivement:

photovoltaïque et appoint, sont exprimés par l'expression suivante:

$$I_{pa} = I_n + G_0 + F_g \cdot R + F_p \cdot R \tag{14}$$

L'intérêt économique du système d'appoint est donc mesuré par la différence des frais engagés donnés dans les expressions précédentes:

$$\Delta I = I_p - I_{pa}$$

- Si $\Delta I < 0$, l'installation d'un système d'appoint est superflue.

- Si $\Delta I > 0$, l'installation d'un système d'appoint est maintenue, et il faudrait déterminer la valeur de nombre de pénurie α_e rendant la différence ΔI maximale.

4. CONCLUSION

Cette étude a porté sur l'analyse des systèmes photovoltaïques de puissance destinés à l'habitat isolé en Algérie. Elle prend en compte la notion de risque de pénurie liée intrinsèquement à l'utilisation de l'énergie solaire. La prise en considération de cette notion a permis de proposer une nouvelle manière de présenter et d'interpréter les résultats issus du dimensionnement d'une installation photovoltaïque.

L'avantage de cette approche méthodologique permet d'appréhender aisément le potentiel énergétique solaire d'un site donné. Elle permet aussi aux concepteurs et exploitants de choisir la taille d'installation photovoltaïque la mieux approprié à leurs besoins, en se basant sur les coûts et le risque de pénurie, c'est-à-dire sur le service rendu. Des abaques de dimensionnement ont été réalisés. Ils permettent d'effectuer le choix optimal de la puissance-crête du champ photovoltaïque et de la capacité nominale du système de stockage, lesquelles correspondent au coût total minimum de l'installation.

L'énergie solaire présente donc un intérêt certain, particulièrement pour les pays en voie de développement: elle est susceptible d'améliorer très rapidement et moyennant un coût optimal, les conditions de vie et de productivité des habitations géographiquement dispersées. Les applications à grande échelle de cette source d'énergie (centrales électro-solaires de puissance) sont susceptibles de devenir très rentables dans un avenir proche, dès lors qu'une politique d'investissement dans ce domaine sera menée et qu'une comptabilisation rigoureuse des coûts externes des diverses technologies énergétiques sera réalisée.

REFERENCES

[1] **N. Enebish, D. Agchbayar, S. Dorjkhand, D. Baatar and I. Yleinj** « Numerical analysis of solar cell current-voltage characteristics ». Solar energy Materials and Solar Cells, 29, (1993), pp 201-208

[2] **J. L. Watkins and E. L. Burgess** "The effect of solar cell parameters variation on array power out put". 13 th IEEE Photovoltaic Specialists Conference, Washington, 1978, pp 1061-1066

[3] **Louis L. Bucciarelli, JR.** "Power loss in photovoltaic arrays due to mismatch in cell characteristics". Solar Energy, Vol 23, pp 277-288

[4] **R. Perez, J. Doty, B. Bailey and R. Stewart** "Experimental evaluation of a photovoltaic simulation program". Solar Energy, Vol 52, n° 4, pp 359-365, 1994

[5] **Pierre Dagnelli** « Théories et méthodes statistiques », Vol 1 Presse Agronomique de Genebloux

[6] **J. P. Holmann** "Experimental methods for engineers". Edi. Isc de McGreaw Hill Book Cie USA 1984

[7] **M. A. Edigo, E. Lorenzo** "Processus de réduction du coût dans les modules photovoltaïques bifaciaux et polycristallin". Rapport de recherche n° 22/84 Juillet 1986

[8] **J. P. Copetti, E. Lorenzo and F. Chenlo** "A general battery model for PV systems simulation". Progress in photovoltaics, Research and Applications. Vol 1, pp : 283-292 (1993)

[9] **Efa Fouda** "Evaluation de la production électro-solaire photovoltaïque domestique et villageoise au Cameroun". Docteur ingénieur, Fac. des sciences et techniques de Marseille Saint Jérôme, 1985

[10] "Analyse statistique des processus météorologiques appliquée à l'énergie solaire". Edition du C.N.R.S, 1979

[11] **R. Wagdy, Anis, Robert P.** "Economic feasibility of photovoltaic systems in the developping countries". Solar and Wind Technology, Vol 2, n° 1, pp : 9-14, 1985

[12] **E. Ofry, A. Braunstein** "The loss of power supply probability as a technique for designing stand alone solar electrical (photovoltaic) systems". IEEE, Vol. PAS-102, N° 5, May 1983

[13] **M. CHIKH** "Etude Analytique Conceptuelle des Systèmes Photovoltaïques de Puissance Adaptés aux Sites Isolés de l'Algérie". Thèse de Magister C.D.E.R (1994).

NOMENCLATURE

I : Courant délivré par le module (A)

I_{ph} : Photocourant, créé par les photons solaires énergie supérieure au Gap de silicium (A)

I_0 : Courant de saturation, créé par les porteurs engendrés thermiquement à l'obscurité (A)

I_{sc} : Courant de court-circuit (A)

V : Différence de potentiel aux bornes du module

R_s : Résistance série du module (Ω)

R_{sh} : Résistance shunt du module (Ω)

λ : Paramètre de la diode, dépendant de la température (V^{-1})

K : Coefficient de proportionnalité dépendant de la température

EGI : Eclairage reçu par le module sur une inclinaison donnée (W/m^2)

T_j : Température de jonction du module (K)

T_{amb} : Température ambiante (K)

τ_c : P_i/P_n : taux de charge (%)

Pr : Puissance réellement produite par le champ photovoltaïque (W)

Pt : Puissance théorique que délivrerait le champ si tous les modules étaient identiques (W)

V_b : Tension de la batterie (V)

V_r : Tension de la batterie en circuit ouvert (V)

R_i : Résistance interne de la batterie (Ω)

SOC : Etat de charge de la batterie

C : Capacité de la batterie (Ah)

I_b : Courant électrique de la batterie (A)

I_R : Courant électrique appelé par le réseau (A)

R_o : Résistance due aux pertes occasionnées dans le réseau panneau-batterie (Ω)

V_p : Tension du module au point de puissance maximale (V)

C_T : Coût total optimal de l'installation photovoltaïque (\$US)

A : Coût du watt crête photovoltaïque (9\$US/Wc)

B : Coût du kilowattheure de la batterie (180\$US/kWh)

Q_s : Quantité d'énergie dans la batterie (kWh)

C_{TO} : La somme des coûts de tous les autres sous systèmes, d'études de conception, d'installation du système sur site (\$US).

Pc : Puissance-crête du champ photovoltaïque (W)

Cs : Capacité nominale de la batterie (Ah)

α_e : Nombre d'heures de pénurie annuelle

ΔC_T : Economie réalisée pour α_e (\$US) donnée

$\frac{\Delta C_T}{C_T} \%$: Economie en valeur relative

I_{p0} : Coût d'investissement des équipements et matériels du système photovoltaïque seul;

F_p : Frais d'exploitation de l'installation photovoltaïque;
 I_n : Coût d'investissement de la partie photovoltaïque du système avec appoint;

G_0 : Coût relatif à l'investissement du groupe;
 F_g : Frais d'exploitation du groupe d'appoint.

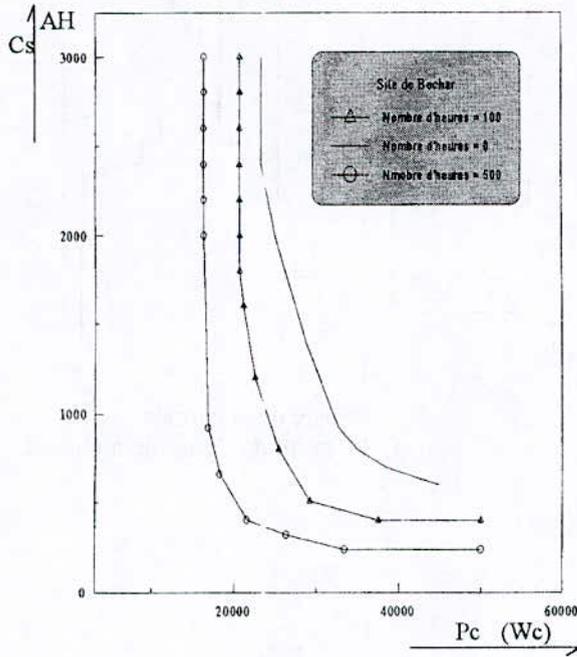


Fig. 3.5 : Courbe de Variation de la Capacité Nominale Cs en Fonction de la Puissance Crête Pc pour différents niveaux de Pénurie (Béchar)

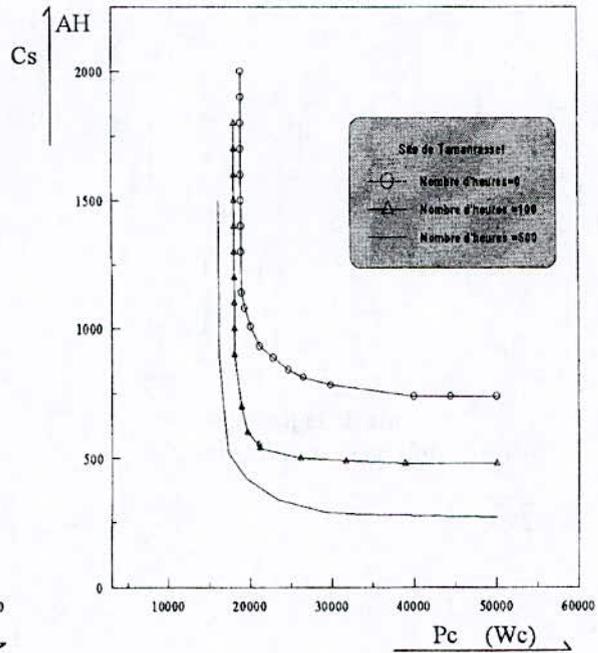


Fig. 3.6 : Courbe de Variation de la Capacité Nominale Cs en Fonction de la Puissance Crête Pc pour différents niveaux de Pénurie (Tamanrasset)

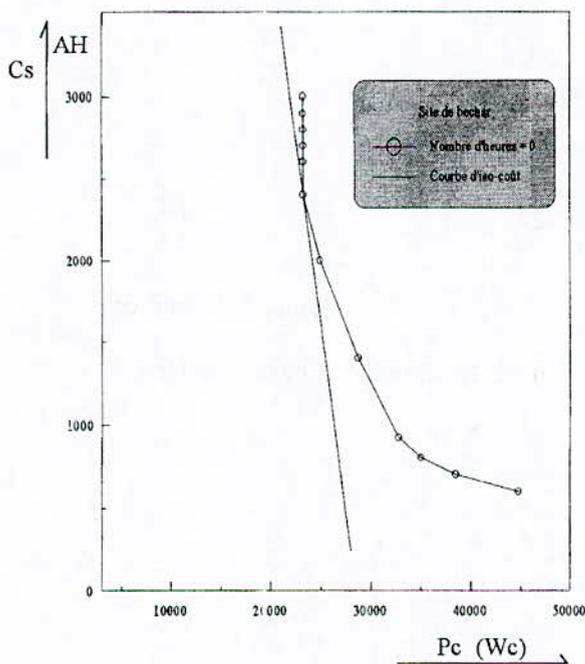


Fig 3.7 : Courbe d'Autonomie du Système (Béchar)

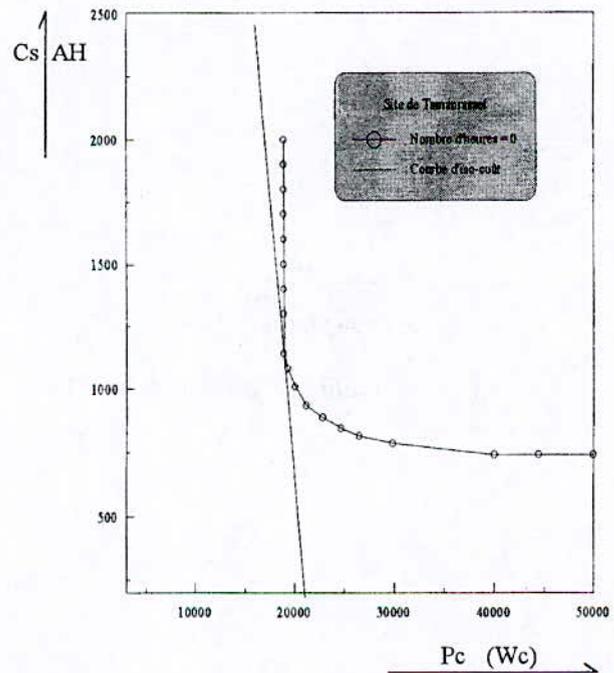


Fig 3.8 : Courbe d'Autonomie du Système (Tamanrasset)

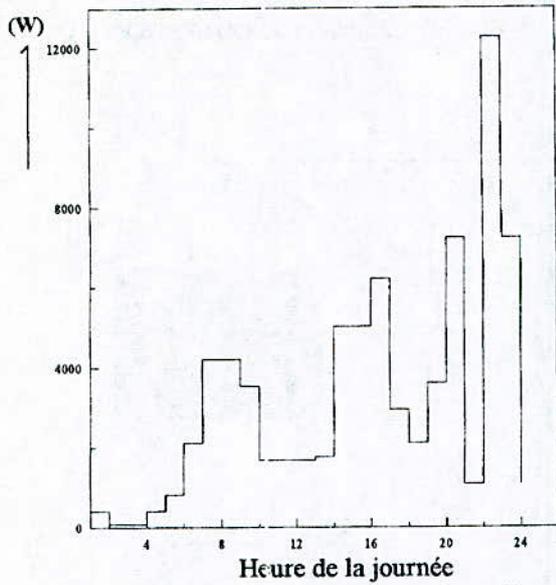


Fig 3.9 : Profil de Consommation n°1

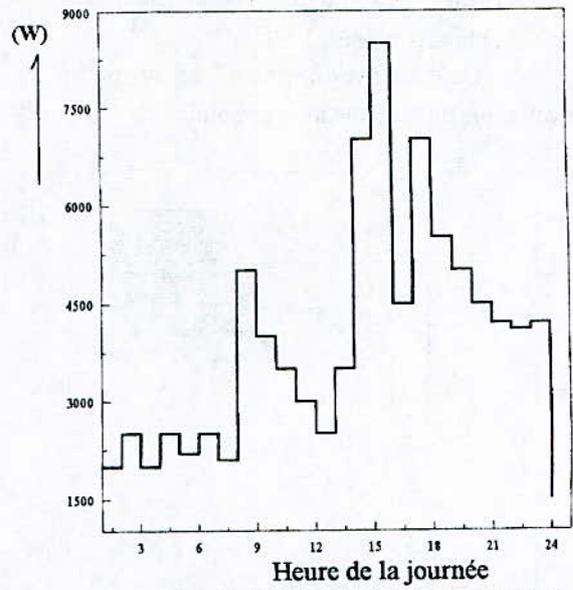


Fig 3.10 : Profil de Consommation n°2

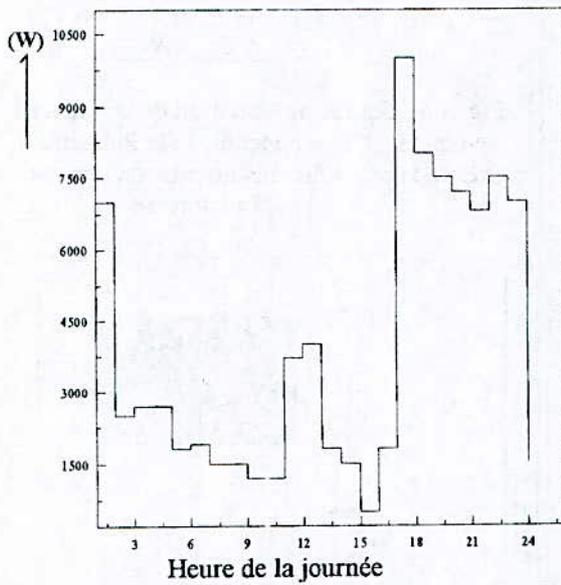


Fig. 3.11 : Profil de Consommation n°3

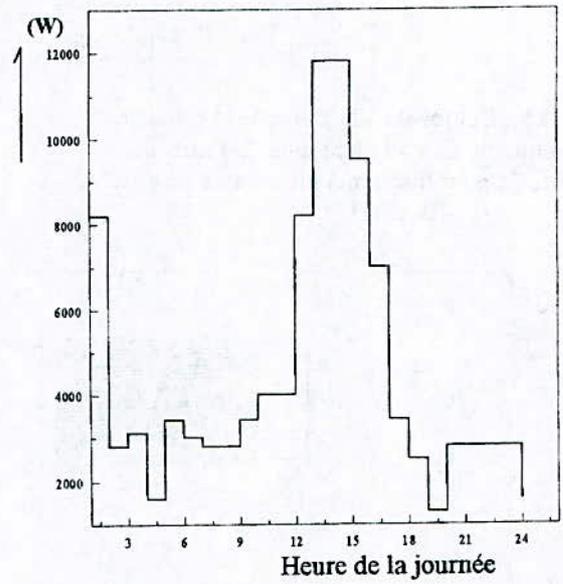


Fig. 3.12 : Profil de Consommation n°4

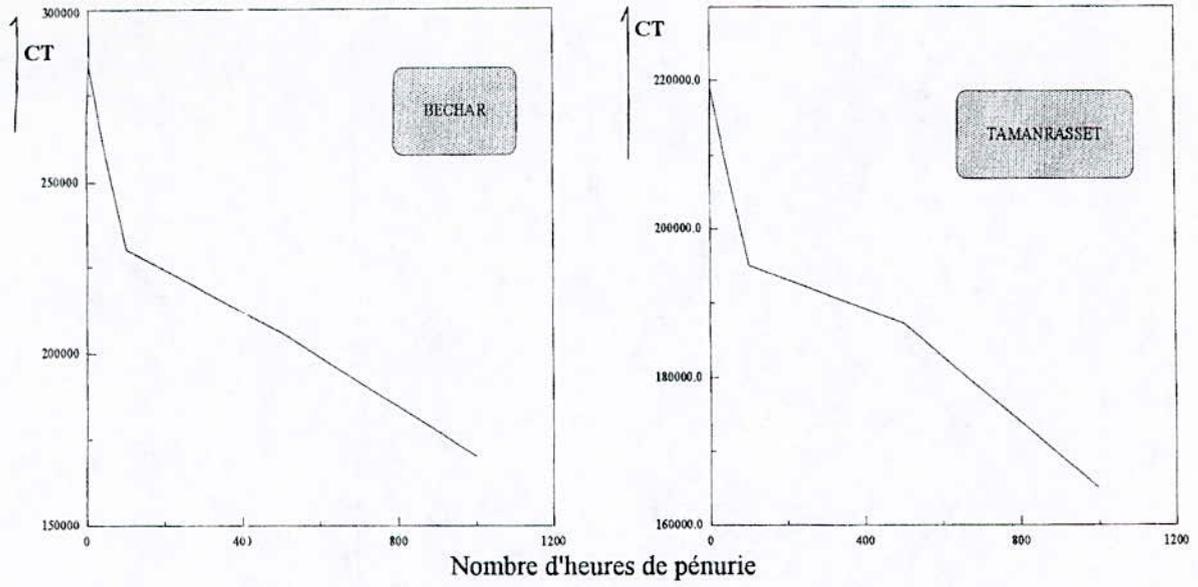


Fig. (3.13, 3.14) : Variation du Coût d'Investissement de l'Installation en Fonction de la Pénurie



Etude de l'impact du concept technologie de groupe sur le MRP par l'analyse de la communauté dans les nomenclatures des produits finis

Z. HADDAD*, B. MUTEL**, S. BENHALLA*

* *Dépt Génie industriel, Ecole nationale polytechnique d'Alger
10, Avenue Hassen Badi, El Harrach, Alger, Algérie*

** *Laboratoire de recherche en productique de Strasbourg, Ensis
24, Boulevard de la victoire, 67084 Strasbourg cedex
Tél: (33) 88144748 - Fax: (33) 88241490*

ملخص

من أجل الوصول الى فعالية في تشغيل نظام تسيير الانتاج تطرقت بحوث عديدة الى تحليل عناصر تحقيق الادماج الامثل لتكنولوجيا الفصائل في نظام الانتاج . في هذا المنهج ، تبحت هذه الدراسة في مجال جديد هو تحليل و دراسة بنيات المنتجات النهائية بالنظر الى مكوناتها باستعمال تقنية المجموعات ، لهذا تم ادخال عامل تماثلية المكون و شرح أثره في عملية التموين للمستهلكات في وحدة انتاجية .

Abstract

Many studies are interested by the way group technology is integrated to production planning and control to enhance a more efficient production planning and control system.

In this perspective, this study deals with a new area: the group technology oriented analysis of bills of materials. Exploration of importance of component commonality is introduced. A score evaluating component commonality is used.

The application is carried out in a plant producing trucks.

Résumé

Plusieurs recherches ont porté sur l'analyse des éléments d'intégration efficace de la technologie de groupe dans le système de gestion de production, dans le but d'atteindre des performances dans sa conduite.

C'est dans cette perspective que cette étude explore un nouveau domaine qui est l'analyse des nomenclatures de produits finis par rapport à leurs composants par le concept Technologie de Groupe. A cet effet, l'analyse du potentiel communauté composant est introduite. Pour l'illustrer, la mesure de la communauté d'un composant y est apportée. Son impact sur les procédures d'approvisionnements est montré.

Une application industrielle est réalisée dans le Complexe des Véhicules Industriels de Rouiba.

Mots clés: Technologie de groupe (TG), MRP, nomenclature, communauté composant, niveau.

Introduction

Depuis plusieurs années, la gestion de production (GP) reste un thème de recherche d'actualité, de par le grand nombre de publications scientifiques sur les différents thèmes du domaine. De plus, plusieurs concepts de gestion de production spécialement ceux basés sur une gestion matière coordonnée tel que le MRP (Material Requirements Planning) reposent maintenant essentiellement sur des systèmes d'information [1], [2].

Dans la lancée de recherche d'améliorations, l'entreprise industrielle a toujours ciblé l'objectif d'augmenter sa performance logistique. Ceci est dû à une pression de l'environnement, particulièrement les clients. Cette performance peut être exprimée par le délai de livraison, la fiabilité des délais de livraisons, ou aussi par les niveaux de stocks. Cette pression a engendré une recherche continue sur les concepts améliorés dans la conception du produit, des techniques d'achat, des techniques de fabrication, etc... De cette recherche continue a résulté un élargissement des principes existants et aussi le développement de nouvelles notions.

Parallèlement à l'enrichissement des principes de gestion production, d'autres ont été exposés et mis en relief tel que le concept de Technologie de Groupe (TG). L'essence des objectifs de la TG est l'amélioration de la performance du système productif.

La TG est un domaine qui a attiré l'attention de beaucoup de chercheurs. L'apport de son application se situe dans des bénéfices significatifs pour la production, après exploitation des similitudes qui existent entre les produits, et les processus de fabrication. Introduire la technologie de groupe dans l'entreprise s'accompagne souvent d'une reconfiguration de l'implantation des ateliers. Plusieurs études de cas [3], [4] démontrent que grâce à l'implantation d'une production en îlots ou "cellulaire" résultent: moins de stock en cours, des délais de fabrication plus court, une diminution de la fréquence de préparation des machines. La diminution des temps de préparation est l'un des avantages les plus cités en faveur d'une approche TG.

1- Problématique et cadre de l'étude

Les systèmes de gestion de production sont multiples et sont pratiquement implémentés sous différents environnements (fabrication sur commande, montage sur commande, fabrication pour le stock,...). Cependant le facteur commun des applications de Gestion de Production Assistée par Ordinateur (GPAO), suivant certaines caractéristiques de produits et de

processus (par exemple l'existence de nomenclatures arborescentes pour les produits finis), est le noyau MRP, avec un ensemble de modules annexes comme la gestion des données techniques [2], [5], [6]. C'est pourquoi analyser particulièrement la TG par rapport au MRP n'est pas un choix fortuit. Cette qualité du MRP en tant que composante centrale suggère de ponctuer ses réflexions sur les réactions potentielles TG - MRP.

Traditionnellement, escompter un meilleur apport de la TG dans le système de production implique une approche systématique, appliquée hiérarchiquement à la chaîne bureau d'études - bureau méthodes - ateliers de fabrication. Les objets analysés à cet effet sont toujours les pièces primaires. Toutefois, généraliser le concept TG, ou autrement dit l'ajouter au capital des préceptes de raisonnement dans le MRP peut être vu comme un élément nouveau d'intégration conceptuelle. C'est dans ce sens que nous orientons notre étude.

Aussi, l'intérêt de notre réflexion est portée sur l'approfondissement du concept TG au niveau d'un système MRP. Il s'agit d'en prospecter les interactions potentielles. Le but recherché est d'arriver à intégrer la TG, dans l'entreprise, pour tout "objet" qui y est manipulé (homme, machine, produit, processus, instruction,...), de généraliser le concept et de l'ouvrir à des champs d'applications autres que ceux déjà recherchés (classification et codification des pièces primaires au bureau d'études, regroupement des processus et recherche des îlots de fabrication,...).

A cet égard, l'intégration du concept TG, dans le processus de planification des besoins, par l'exploitation des similitudes entre produits finis est l'un des maillons essentiels dans l'entreprise. L'intégration du principe TG dans les nomenclatures de produits finis est particulièrement projetée.

2- Etat de l'art sur les interactions entre la technologie de groupe et la gestion de production

La gestion de production représente toutes les activités de coordination de la production et d'approvisionnement dans un système manufacturier. Son objectif principal est d'atteindre une flexibilité dans les livraisons et d'approcher une fiabilité dans les délais de livraisons et à des coûts minimums [7].

L'évolution du marché, en plus du développement de moyens technologiques sont les premières raisons de l'apparition de

nouveaux concepts de gestion de production. Actuellement, se sont des systèmes tels que la production JIT (en anglais, Just In Time), ou OPT (Optimized Production Technology) et MRPII (Management Resources Planning) qui représentent cette dernière évolution.

Parallèlement à ce déploiement de nouveautés en GP, la technologie de groupe, initialement désignée par le principe des "groupes analogiques" a investi l'entreprise. L'application de ces principes a apporté des améliorations importantes notamment dans les activités de conception, de fabrication et d'ordonnancement [3], [8], [9].

La technologie de groupe repose sur le principe de l'exploitation des similitudes pouvant exister dans les produits et dans les processus. Ceux-ci se regroupent en familles de produits et en groupes de processus opératoires, pour identifier une nouvelle configuration de l'atelier en îlots de fabrication.

L'application systématique de la TG est initialisée nécessairement par l'étape: de classification et codification des articles de production. Cependant, atteindre les objectifs de la TG (minimiser les délais, les stocks) est aussi possible sans cette phase initiale [8].

2-1- L'intégration TG - MRP

Désormais, l'adoption d'un système de production en îlots affecte plusieurs activités dans le fonctionnement de l'entreprise. Pour le système de gestion de production MRP, quelques interactions ont été mises en évidence. Parmi elles, nous en citons les techniques de détermination des tailles de lots de fabrication ou d'utilisation des capacités de production.

Les travaux relatant de l'intégration TG-MRP donnent seulement un cadre d'un système MRP orienté TG.

Certaines études ont proposé l'utilisation de la technique PBC (period batch control) comme politique de génération d'ordres, pour augmenter l'efficacité de la production dans les îlots de fabrication. [10]

C'est pourquoi l'intérêt d'établir les procédures d'exécution détaillées pour des systèmes MRP orientés TG se manifeste. Le développement de tels systèmes nécessite des procédures pour l'ordonnancement et la définition des tailles des lots de production. [11]

Plusieurs investigations sur les techniques de calcul des tailles de lots dans un environnement TG-MRP ont été réalisées.

Boucher a suggéré une fonction coût à minimiser, en supposant des taux de demandes constants, pour déterminer les tailles de lots.

Dorrow et Gupta se sont intéressés au problème dynamique de la définition des tailles de lots, en considérant la dépendance entre les temps de préparation des articles à fabriquer.

Kyu-Kab et Al considèrent les problèmes de lotissement des articles de production comme une partie du développement d'un système de production orientée TG et basée sur le MRP. Les hypothèses considérées sont: les temps et les coûts de préparation par groupe de pièces, et aussi le coût direct de production. De plus, l'effet du temps de préparation sur la capacité de production a été étudiée.

Une résolution heuristique en deux étapes est proposée. La première consiste à réduire le coût total de production, la deuxième s'intéresse à l'adéquation de la capacité - charge dans la solution issue de la première étape.

3- Analyse par la technologie de groupe des nomenclatures de produits finis

3-1- Concept famille et plan directeur de production

Une des caractéristiques par laquelle le flux des biens peut être classifié, du point de vue gestion de production est le point de découplage de la commande client. Pour décrire ce concept, il faudra distinguer deux types de stock:

- Le stock anonyme qui n'est dédié à aucune commande client;
- Le stock dédié qui est déjà dédié à une commande client.

Cette différence affecte le type de gestion requis.

Les concepts de gestion appliqués pour la gestion des flux:

- Avant le point de découplage, sont des concepts qui visent à minimiser les coûts, sachant un certain niveau de performance à réaliser;
- Par contre, les concepts appliqués après le point de découplage vont axer sur la performance dans les délais de livraison en terme de durée et de fiabilité.

Dans le but d'assurer un contrôle des stocks, le plan directeur doit être en termes d'articles, représentant des produits construisables. Pour la fonction plan directeur de production, des articles sont introduits, et représentent un regroupement logique de produits d'un point de vue planification (ex: une famille de produits finis).

L'exemple de l'environnement assembler sur ordre est intéressant pour montrer que le plan directeur de production ne peut pas être présenté en terme de produits finis. Simplement étant donné que le nombre des différentes variantes est très grand, il devient impossible de représenter chaque produit fini par un numéro et lui définir sa propre structure. D'un point de vue technique, les différents produits finis peuvent être similaires. Dans ce cas, les variantes peuvent différer pour quelques composants, mais sont les mêmes par rapport à la majorité des composants. Par exemple, pour le produit camion, le moteur et la transmission sont des éléments communs à toutes les variantes. Cette connaissance permet de faciliter la prévision des besoins de tels produits.

En se référant à la définition de Shunk, nous pourrions y transposer les produits finis à la place du terme "entités" et nous obtenons le résultat suivant:

" Regrouper les produits finis selon leurs similitudes pour améliorer le niveau service client et aussi diminuer les coûts des stocks ".
Evidemment, un produit fini 1 est similaire à un produit fini 2 s'ils ont des structures (nomenclatures) similaires.

En effet, le raisonnement technologie de groupe dans le plan directeur de production devra s'orienter vers:

La recherche des similitudes entre produits finis qui sont offerts sur le marché ou ce qu'on appelle le potentiel en composants communs. A ce propos, nous utilisons la définition de l'AFGI (Association Française de Gestion Industrielle). La communauté "Ci" d'un composant i utilisé dans des produits finis est égale au rapport du nombre des différents produits finis dans lesquels il est utilisé, et le nombre total de produits finis:

$C_i = \frac{\text{\# produits finis où le composant } i \text{ est utilisé}}{\text{\# total des produits finis}}$
où # signifie le nombre

La communauté d'un composant donné représente le pourcentage de produits finis utilisant ce composant.

3-2- Analyse des similitudes de nomenclatures

Il est maintenant acquis que le concept technologie de groupe se définit comme le concept relatif à la résolution de problèmes où l'analyste peut les regrouper selon leurs caractéristiques similaires, de telle façon qu'une solution commune puisse leur être trouvée, puis appliquée au groupe de problèmes.

Dans l'esprit d'intégration de la TG dans le système MRP, nous considérons particulièrement l'ensemble des produits finis d'une entreprise, par rapport à leurs nomenclatures (ou leurs structures en composants élémentaires). Ici, le produit fini représente l'article principal livré au client.

Dans un premier temps, nous élaborons une procédure générale de recherche de similitude entre produits finis par la recherche de la communauté composant. Au préalable, nous définissons la notion de communauté composant.

La procédure est différenciée sous deux aspects:

- Tenir compte du processus d'assemblage, autrement dit introduire la donnée sur le niveau d'assemblage ou de fabrication.

- Ignorer l'ordre dans le processus d'assemblage, c'est à dire ignorer les niveaux d'assemblage ou de fabrication du produit fini.

L'objectif d'intégration de la technologie de groupe dans les structures implique l'analyse de la décomposition des nomenclatures produits finis (ou structures). La décomposition sous entend:

- La détermination des groupes de composants qui sont fortement reliés à un groupe de produits finis. Et cela est établi à partir de la matrice d'analyse produits finis - composants.

La matrice d'analyse des produits finis par rapport à leurs constituants peut être construite à partir de certaines données. En effet, les entrées de cette matrice peuvent représenter:

- Un coefficient binaire 1/0 indiquant respectivement l'utilisation ou la non utilisation d'un composant donné par produit fini (PF);
- Le coefficient d'utilisation du composant dans le produit fini;
- Les délais d'approvisionnement de chaque composant pour chaque produit fini.

		Composants					
		a	b	c	d	e	f
PF	I	1	0	1	0	0	1
	II	1	1	0	1	1	1
	III	1	0	1	1	0	0

La particularité de la donnée nomenclature suggère plusieurs types d'analyses. Celles-ci se résument en:

- L'analyse des nomenclatures à un niveau donné;

- L'analyse de la nomenclature en totalité, ou en d'autres termes ignorer le processus entier de production du produit fini.

En effet, le choix d'un niveau donné pour l'analyse des structures pose un autre problème:

A quel niveau faut-il cesser de "modulariser" les produits finis?

Ou plutôt à quel niveau des nomenclatures, devra-t-on différencier entre les produits finis pour une meilleure représentation quant aux objectifs de gestion du plan directeur de production ?

3-3- Procédure d'identification de la communauté composant entre produits finis

Les principes d'identification des similitudes entre produits finis, par rapport à leur composition se résument à:

- Définir un premier ensemble P de produits finis qui représente l'union des produits finis à analyser, livrés aux clients;
- Définir un second ensemble C comportant tous les composants fabriqués ou achetés, utilisés à un niveau donné, ou à tous les niveaux. Ces composants sont sollicités au moins par un produit fini de l'ensemble P.
- Construire une matrice produits finis - composants illustrant les quantités utilisées par chaque composant.
- Calculer la communauté de chaque composant de l'ensemble C.

Nous illustrons les différentes étapes par la figure 1.

Lorsque le nombre de produits finis est petit et leurs structures sont simples, l'identification des parties communes et spécifiques est aisée et peut même s'établir manuellement. Cependant si le nombre de produits finis et le nombre de niveaux de leurs nomenclatures augmentent, alors la recherche des similitudes nécessite une procédure programmée sur ordinateur, pour n'importe quel nombre de produits finis et de composants.

Pour cela, nous avons élaboré une procédure (ANALCOM) écrite en langage Pascal et développée sur un mini-ordinateur de type HP3000.

4- Application industrielle

Le cadre industriel de notre étude le Complexe des Véhicules Industriels de Rouiba. Une application GPAO, fondée sur l'approche MRP est, à cet effet implémentée. Pour notre application, nous avons choisi la famille de véhicules (K66). Elle consiste en dix (10) options fabriquées.

4-1- Résultats de l'analyse des similitudes entre produits finis

L'application de la procédure d'identification du potentiel communauté composant nécessite un certain nombre d'étapes d'analyse telles que: le nombre de composants, le coût engendré par ces composants communs.

Pour l'ensemble des produits finis de la famille considérée (K66), l'étendue du nombre de composants communs montre bien l'intérêt de cette première étape d'analyse, surtout dans la planification des besoins.

En effet, par rapport aux 10 produits finis (PF) de la famille considérée, le nombre moyen de composants s'élève à 2333 composants (matières premières, sous ensembles, ensembles). Sur ce nombre moyen 80% s'avère représenter un ensemble commun, soit 2055 composants utilisés conjointement par les 10 PF. Nous résumons cette étendue de communauté par la figure 2, montrant la répartition des composants selon le mode d'approvisionnement par l'achat ou la fabrication pour la partie commune pour tous les produits finis et la partie spécifique pour chaque produit fini.

Association communauté composant et délai d'approvisionnement:

D'abord, nous présentons la distribution de la communauté composant par rapport au nombre de composants:

Communauté composant x 100%	Nombre de composants
100%	2055
90%	9
80%	18
60%	111
50%	15
40%	37
20%	131
10%	5

Tableau 1: Evolution du nombre de composants selon la communauté composant

L'analyse de la communauté composant par rapport à son délai d'approvisionnement est scindée en deux parties pour les composants achetés et pour les composants fabriqués.

Cette dernière est illustrée par la figure 2a , b. Celle-ci montre la concentration de la communauté à au niveau des 60% et 20% respectivement. Un grand nombre de composants a une communauté composant supérieure 60% soit plus de 40% de l'ensemble des articles spécifiques pour la famille considérée.

Pour souligner l'apport du raisonnement sur la communauté composant, nous allons le montrer par rapport à la planification des besoins.

Planification des besoins et la communauté composants:

Pour montrer l'importance de la communauté des composants dans la planification des besoins, nous l'analysons par rapport à leurs délais d'approvisionnement.

Dans l'entreprise de notre application, une variété de produits finis est construite à partir d'un ensemble de composants où il est important d'introduire une nouvelle considération. Elle concerne cet aspect de communauté qui permet d'offrir une large gamme de produits tout en maîtrisant les coûts.

En utilisant les résultats obtenus dans le traitement des nomenclatures ainsi que d'autres données, si nous répartissons la communauté en trois (03) catégories:

Forte [50% 100%]
 Moyenne [30% 50%]
 Faible] 0% 30%]

de la même manière, si les délais d'approvisionnement des composants sont réparties en trois (3) parties:

Long [480j 460j]
 Moyen [460j 180j]
 Court] 0j 180j]

nous allons obtenir une grille de neuf (09) possibilités d'association communauté composant et délai d'approvisionnement, schématisée ci dessous:

	COURT	MOYEN	LONG
FORTE	I	II	III
MOYENNE	IV	V	VI
FAIBLE	VII	VIII	IX

Chaque cas possible présente des caractéristiques propres aux composants.

Possibilité I :

Elle représente les articles qui ont une forte communauté et un délai d'obtention court. Pour le gestionnaire des matières, ce sont les articles à flux important vu le nombre de produits finis les utilisant et à flux libres dans l'atelier vu leurs courts délais.

La prévision des besoins pour de tels composants est facilitée étant donné que le profil de la demande est stable.

Possibilité II :

La caractéristiques de communauté forte, pour les composants satisfaisant ces possibilités, va permettre de faciliter les prévisions et de pouvoir les échelonner dans l'horizon de planification selon la durée du délai d'approvisionnement.

Possibilités VII, VIII et IX :

La communauté faible du composant implique qu'il est spécifique pour quelques variantes de produits finis. La prévision de la demande est difficile. De plus, son délai d'approvisionnement conditionne l'horizon de planification des produits finis, autrement dit, cet horizon est supérieur ou égal au délai d'approvisionnement le plus long.

Particulièrement les composants IX peuvent être qualifiés de critiques pour la production.

Possibilités IV et V :

Elles englobent l'ensemble des composants ayant une communauté moyenne et des délais d'obtention moyens (180j 460j). Les pièces sont utilisées dans plusieurs produits finis mais pas dans la plupart. Ils représentent dans le cas étudié un bon pourcentage de l'ensemble des pièces de l'entreprise.

Les besoins peuvent être prévus mais pas de manière précise.

Conclusion

Dans cette étude, nous avons étudié l'impact du concept TG dans les structures de produits finis, autrement dit, l'apport du concept de similitudes est recherché sur des entités représentant les nomenclatures de produits finis, dans le système de gestion de production.

En premier lieu, la caractéristique noyau des applications GPAO, du MRP a été mise en relief pour justifier la réflexion TG - MRP. En second lieu, un certain nombre d'interactions entre le système de gestion de production et le principe TG est exposé.

Concernant l'intégration des principes de la technologie de groupe pour les nomenclatures de produits finis, le concept famille de produits finis, au niveau Plan Directeur de Production est mis en évidence. La notion de degré de communauté composant est introduite. La similitude entre les produits finis est ainsi prospectée à travers l'analyse de l'étendue de la communauté composant. Une procédure générale d'identification de l'étendue de cette communauté est élaborée. Deux visions y sont distinguées: une vue globale du produit et une vue par niveau de nomenclature du produit fini. Cette procédure est illustrée par un exemple.

Dans l'application industrielle, quelques analyses sont suggérées, surtout la mise en évidence du potentiel communauté composant pour l'ensemble de produits finis considérés et l'association du délai d'approvisionnement d'un composant à sa communauté dans la population PF étudiée.

Références:

1. Wortmann J.C., "Flexibility of standard software for production / inventory control" *Production Planning and Control*, vol 4,3,1992
2. Vollmann T.E., Berry W.L., Whybark D.C., "Manufacturing planning and control systems" *Dow Jones - Irwin*, Illinois, 1988
3. Wemmerlov U., Hye N.L., "Cellular manufacturing in the US industry: a survey of users" *Int.J.Prod.Res*, vol 28,2,1990
4. Kusiak A., Wang J., "Decomposition of the design process" *Journal of Mechanical Design* vol 115, décembre 1995
5. Orlicky J.A., "Material requirements Planning" *McGraw Hill*, 1975
6. Zapfel G., Missbauer H., "New concepts for production planning and control" *European Journal of Operations Research*, 67, 1993
7. Van Veen E.A., Wortmann J.C., "Modelling products structures b generic bills of materials" *PhD thesis*, Eindhoven, 1992
8. Wemmerlov U., "Economic justification of group technology software: Documentation and analysis of current practises" *Journal of Operations Management*, vol, n°4, 1990
9. Offodile O.F., "Application of Similarity coefficient method to parts coding and classification analysis in group technology" *Journal of Manufacturing Systems* vol 10,6,1991
10. Zelenovic D.M., Tesic Z.M., "Period batch control and group technology" *Int.J.Prod.Res*, vol 26,3, 1988
11. Ham I., Hitomi K., Yoshida T., "Group Technology" *Kluwer - Nijhoff Publishing*, Boston 1985

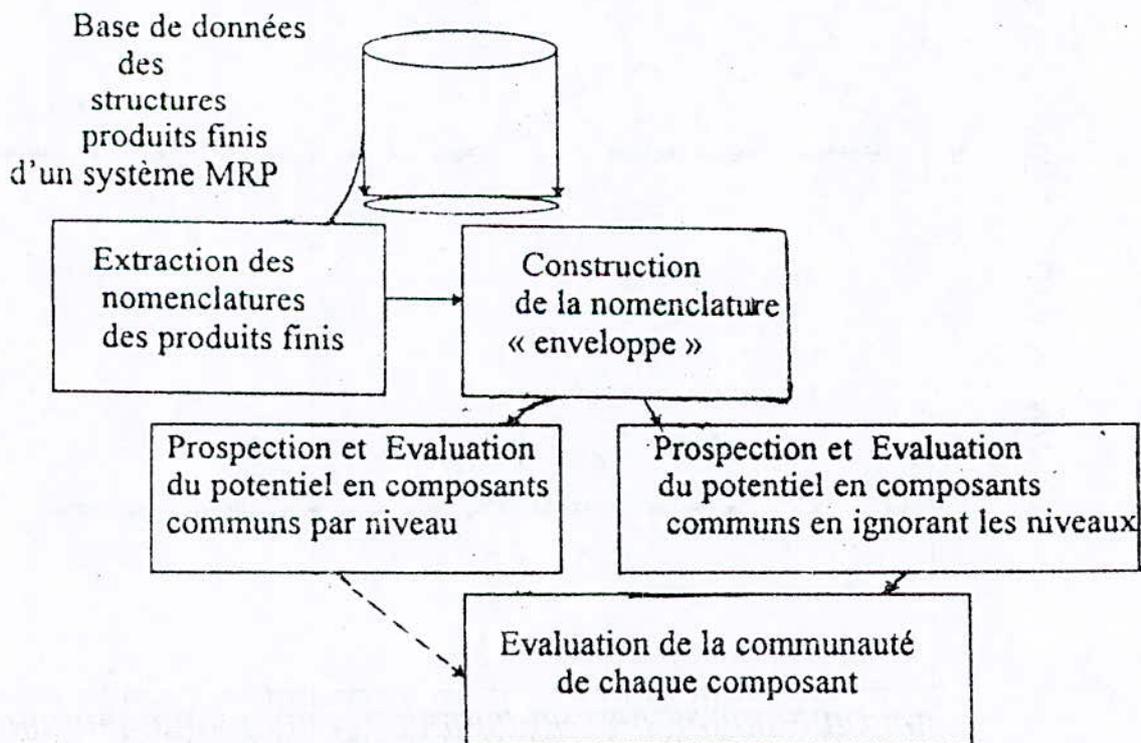


Figure 1 : Schéma global de la procédure ANALCOM.

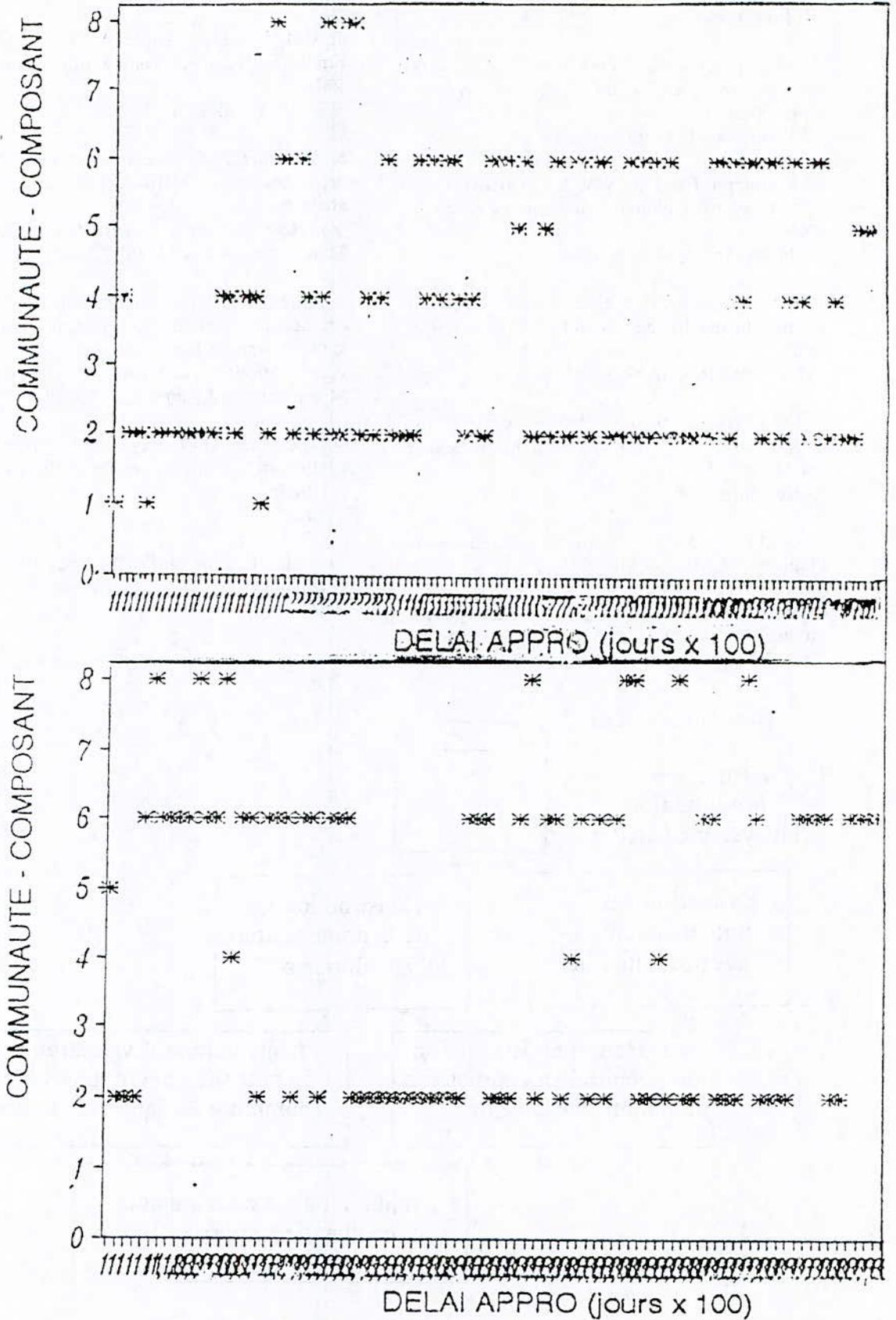


Figure 2. a et b. Association Communauté Composant-délai approvisionnement pour les articles achetés(a) et fabriqués(b).

Amélioration des performances des codeurs de parole

M. Xie*, D. Berkani.

Laboratoire Communications.

Génie Electrique & Informatique, Ecole Nationale Polytechnique.

10, avenue Hassen Badi, El-Harrach, Algiers. Algeria.

Tel: (213) 02.52.24.65; Fax:(213) 02.52.29.73; E-mail: Berkanid@ist.cerist.dz

* Génie Electrique & Informatique, Université de Sherbrooke. Que. Can.

Abstract: We describe some methods for improving the encoded speech quality. An algorithm of pitch extraction is presented. The coding strategy of residue in spectral quantization vocoding use is shown. The perceptual filter use modify the spectral distribution of quantization noise. This protect the low levels of speech signals and improve the speech quality. Two methods of ringing effect computation are shown.

Résumé: Certaines techniques permettant une amélioration de la qualité de la parole codée sont présentées. Un algorithme d'extraction du pitch est présenté. Quelques aspects sur la quantification spectrale sont donnés: l'effet de masquage, le filtre perceptuel, la quantification du résidu, la résonance des filtres de synthèse. Ces paramètres sont des éléments importants pour amélioration des performances.

ملخص

نقوم بوصف بعض التقنيات لتحسين نوعية الكلام المشفر. نقدم أيضا خوارزمية لإستخلاص البش (pitch). نعطي بعض ظواهر الكمم الطيفي و المتمثلة في ظاهرة الإخفاء ، المرشح (perceptuel)، تكميم المتبقى، رنين المرشحات الإصطناعية. هذه المكونات تشكل عناصر أساسية لدعم النجاعة.

Amélioration des performances des codeurs de parole

M. Xie*, D. Berkani.

Laboratoire Communications.

Génie Electrique & Informatique, Ecole Nationale Polytechnique.

10, avenue Hassen Badi, El-Harrach, Algiers. Algeria.

Tel: (213) 02.52.24.65; Fax:(213) 02.52.29.73; E-mail: Berkanid@ist.cerist.dz

* Génie Electrique & Informatique, Université de Sherbrooke. Que. Can.

Abstract: We describe some methods for improving the encoded speech quality. An algorithm of pitch extraction is presented. The coding strategy of residue in spectral quantization vocoding use is shown. The perceptual filter use modify the spectral distribution of quantization noise. This protect the low levels of speech signals and improve the speech quality. Two methods of ringing effect computation are shown.

Résumé: Certaines techniques permettant une amélioration de la qualité de la parole codée sont présentées. Un algorithme d'extraction du pitch est présenté. Quelques aspects sur la quantification spectrale sont donnés: l'effet de masquage, le filtre perceptuel, la quantification du résidu, la résonance des filtres de synthèse. Ces paramètres sont des éléments importants pour amélioration des performances.

1- Introduction.

Pour des raisons économiques, on cherche toujours à réduire le débit des informations vocales transmises sur le canal. L'objectif principal du codage de parole consiste à atteindre le débit le plus faible possible pour une qualité donnée de la parole codée [1]. Certains paramètres qui pourraient apparaître secondaires peuvent sensiblement améliorer la qualité d'écoute des messages vocaux. Par ailleurs, une meilleure stratégie de codage peut apporter de nouvelles possibilités de réduire le nombre de bits tout en gardant une bonne qualité des messages à transmettre [2]. C'est ce qui est rapporté dans ce travail.

2- Signal de parole.

La parole est le résultat de l'action volontaire et coordonnée des appareils respiratoires et masticatoires. Les sons de parole peuvent être *voisés*, ou *non voisés* selon la nature de la source d'excitation.

Les vibrations des cordes vocales génèrent un train d'impulsions quasi-périodiques dans l'air. Les sons voisés résultent donc de l'excitation du conduit vocal auquel les impulsions quasi-périodiques de pression de l'air sont appliquées. Toutes les voyelles, les consonnes nasales, ainsi que certaines consonnes fricatives ([v],[z], ...) et occlusives ([b],[d], ...) se classent parmi les sons voisés.

L'intensité du son émis est liée à la pression de l'air en amont du larynx; sa hauteur est fixée par la fréquence de vibration des cordes vocales, appelée *fréquence fondamentale* ou *pitch*. La fréquence fondamentale peut varier:

- de 80 à 200 Hz pour les hommes,
- de 150 à 450 Hz pour les femmes,

- de 200 à 600 Hz pour les enfants.

Cette différence de fréquence est due à la longueur et à la masse des cordes vocales. La figure 1 montre la forme d'onde et le spectre d'un son voisé. On peut y

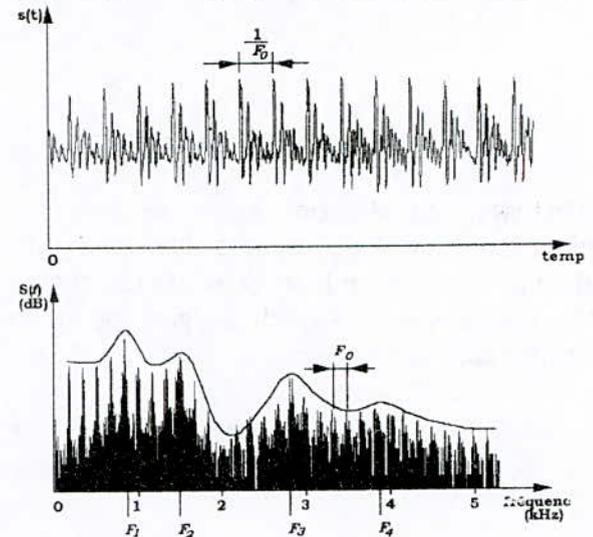


Fig.1: Forme d'onde et spectre du son voisé.

voir que la première raie du spectre de ce son voisé se trouve à la fréquence fondamentale F_0 tandis que les raies suivantes, espacées de F_0 , sont les harmoniques. L'enveloppe de ces raies présente des maxima appelés *formants* et qui correspondent aux fréquences propres F_i ($i = 1, 2, 3, \dots$) du conduit vocal. Les trois premiers formants sont essentiels pour caractériser le spectre vocal. Les formants d'ordres supérieurs ont une influence plus limitée.

Dans le cas des sons non voisés, tels que les consonnes fricatives [f] et [s], les consonnes occlusives [p] et [t], etc., le signal d'excitation provenant de l'écoulement d'air à travers une constriction est assimilable à un bruit blanc. Il est ensuite filtré par la transmittance de la partie du conduit vocal située entre la constriction et les lèvres. Le spectre des sons non voisés ne présente pas de structure périodique ni de formants. La figure 2 décrit la forme d'onde et le spectre d'un son non voisé.

Durant la production de la parole, les formes du conduit vocal et de l'excitation varient avec le temps. En général, ces variations se produisent d'une façon relativement lente. Pour simplifier l'analyse, on suppose que le signal de parole est stationnaire pour de courts intervalles compris entre 10 ms et 30 ms.

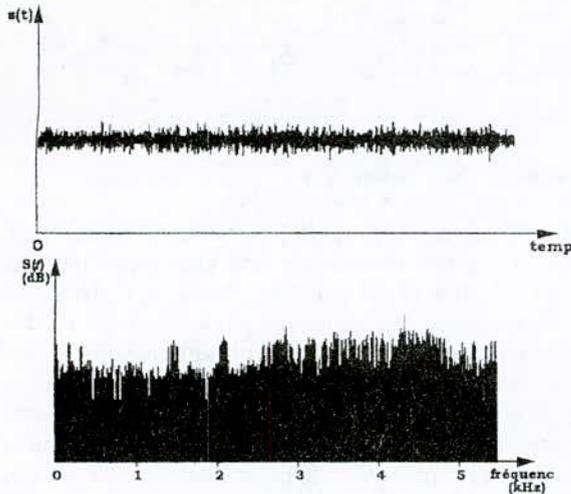


Fig 2: Forme d'onde et spectre du son non voisé.

L'étude du mécanisme de la phonation montre que le modèle du conduit vocal se comporte comme un filtre tous pôles dont la fonction de transfert est [1, 3]:

$$H(z) = \frac{G}{A(z)} = \frac{G}{1 - \sum_{k=1}^p a_k z^{-k}} \quad (1)$$

où p est l'ordre du modèle, les coefficients a_k sont les paramètres du modèle, G représente le facteur de gain. La fonction $H(z)$ est appelée *filtre de synthèse* et $A(z)$ est appelée *filtre inverse* ou *filtre d'analyse*.

Le signal de parole est donc modélisé par un signal d'excitation attaquant ce filtre dont les paramètres varient dans le temps. Bien que la nature du signal d'excitation soit variable, elle présente deux situations extrêmes: une série d'impulsions quasi-périodiques, pour les sons voisés, et un bruit blanc, pour les sons non voisés. La figure 3 représente le modèle de production de la parole. C'est un modèle conceptuel sur lequel la plupart des systèmes d'analyse et de synthèse de la parole sont basés.

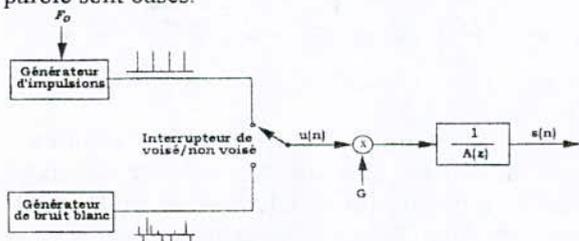


Fig. 3: Modèle de production de la parole.

3- Prédiction du pitch.

Le pitch est un paramètre essentiel pour l'analyse et la synthèse de parole. Le pitch détermine si un segment de parole est voisé ou non voisé ainsi que la période fondamentale. Par conséquent, l'estimation du pitch joue un rôle critique dans la qualité de parole codée. En pratique, cette estimation reste une tâche difficile en raison de la non-stationnarité du signal, de certaines irrégularités dans l'excitation glottique ou encore de l'interaction avec le premier formant. En outre, dans le cas d'une transmission téléphonique, le signal peut avoir

été affecté par la limitation inférieure de la bande passante. Un grand nombre de procédés d'extraction du pitch a été proposé pour assurer un fonctionnement satisfaisant des codeurs. L'algorithme présenté ici est basé sur la *prédiction linéaire*.

3.1- Prédiction linéaire.

La prédiction linéaire est une des méthodes les plus puissantes du traitement de la parole. Cette méthode est considérée comme une technique prédominante pour l'estimation des paramètres essentiels de la parole. Son succès est dû au fait qu'elle représente une solution linéaire au problème de l'estimation des paramètres du modèle de la production de la parole.

Le principe fondamental de la prédiction linéaire est qu'un échantillon donné peut être prédit à partir d'une combinaison linéaire des échantillons finis qui le précèdent. Un seul jeu de coefficients du prédicteur sont déterminés en minimisant la somme des différences quadratiques entre les échantillons actuels et ceux prédits. La technique de prédiction linéaire est basée sur le modèle de la production de la parole représenté à la figure 3.

la fonction de transfert du modèle de la production de la parole est décrite par (1). Dans le domaine temporel, cette équation devient:

$$s(n) = \sum_{k=1}^p a_k s(n-k) + G u(n) \quad (2)$$

Ainsi chaque échantillon de parole $s(n)$ est constitué par une combinaison linéaire de p échantillons de parole passés. Le prédicteur linéaire est défini comme un système dont la sortie est:

$$\tilde{s}(n) = \sum_{k=1}^p \tilde{a}_k s(n-k) \quad (3)$$

où \tilde{a}_k sont appelés *coefficients de prédiction*. La fonction de système d'un prédicteur linéaire d'ordre p peut s'exprimer sous la forme suivante:

$$P(z) = \sum_{k=1}^p \tilde{a}_k z^{-k} \quad (4)$$

La différence $e(n)$ entre l'échantillon original $s(n)$ et l'échantillon prédit $\tilde{s}(n)$ est appelée *erreur de prédiction* (ou *résidu*) et elle est définie par:

$$e(n) = s(n) - \tilde{s}(n) = s(n) - \sum_{k=1}^p \tilde{a}_k s(n-k) \quad (5)$$

En examinant les équations (2) et (5), on voit que si l'on peut trouver les coefficients \tilde{a}_k d'une façon telle que $\tilde{a}_k = a_k$, on obtient alors l'égalité $e(n) = Gu(n)$. Ceci montre que l'erreur de prédiction $e(n)$ contient beaucoup d'informations sur l'excitation du signal de parole. L'erreur de prédiction peut être obtenue à partir du signal de parole en utilisant le filtre inverse $A(z)$. Le problème de l'analyse de prédiction linéaire se réduit donc à trouver un ensemble de coefficients \tilde{a}_k de façon à minimiser l'erreur de prédiction $e(n)$ dans un certain intervalle. Les méthodes d'estimation des coefficients \tilde{a}_k sont nombreuses [3].

3.2 Algorithme d'extraction du pitch.

Cet algorithme est basé sur l'examen de la fonction d'autocorrélation du résidu de la prédiction linéaire.

Si un système de production de la parole est modélisé exactement par un prédicteur linéaire d'ordre p , le signal du résidu $e(n)$ est une bonne approximation de la source d'excitation. Par conséquent, le résidu contient l'information du pitch. On peut s'attendre à ce que le résidu soit grand pour les sons voisés au début de chaque période du pitch. Le pitch est déterminé en détectant les positions des échantillons élevés de $e(n)$, et la différence entre deux échantillons de $e(n)$ supérieurs à un seuil raisonnable est définie comme étant la période du pitch. La période du pitch peut être estimée aussi à l'aide de la fonction d'autocorrélation du résidu. L'autocorrélation de $e(n)$ présente en général un maximum au retard égal à la période du pitch. En fait, le résidu $e(n)$ est un signal d'où le pitch peut être extrait simplement. Lorsque le filtre inverse $A(z)$ est appliqué au signal de parole $s(n)$, on peut obtenir le signal du résidu $e(n)$. Le spectre du résidu est relativement plat et les effets des formants y sont donc éliminés.

La figure 4 donne l'algorithme d'extraction du pitch basé sur la technique de prédiction linéaire. Pour faciliter le calcul en temps réel, on opère une décimation dans un rapport de 5 à 1 après un filtrage passe-bas avec une fréquence coupure de 800 Hz. Ensuite, on procède à une analyse de la prédiction linéaire afin de définir un filtre inverse. Le signal du résidu $e(n)$ obtenu est injecté à l'entrée du corrélateur.

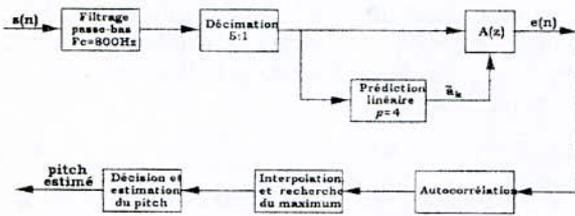


Fig. 4: Schéma de l'algorithme d'extraction du pitch.

Finalement, on trouve dans une région appropriée un maximum avec lequel on peut faire la décision *voisés* ou *non voisés* et déterminer la période du pitch. Pour ce faire, le maximum de la fonction d'autocorrélation est comparé avec un seuil. Si la valeur estimée est supérieure au seuil, le segment de parole est dit voisé et la période du pitch est prise égale au retard correspondant au maximum. Dans le cas contraire, le segment de parole est déclaré non voisé.

4- Codeur basé sur la quantification spectrale.

Une des solutions qu'il reste à explorer est la possibilité d'une quantification spectrale. Une méthode dite SVQ (*Spectral Quantization Vocoding*) est développée par J.P. Adoul de l'Université de Sherbrooke. La technique SVQ combine les avantages des techniques CELP (*Code-Excited Linear Prediction*) et TC (*Transform Coding*) en évitant leurs inconvénients. Cependant plusieurs aspects peuvent être revus différemment. De nouvelles solutions peuvent être obtenues. Le principe de base de la technique est donné par la figure 5.

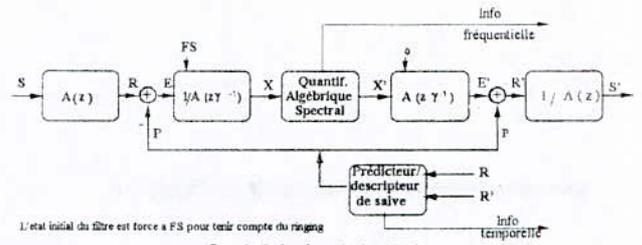


fig. 5: Principe de la SVQ.

4.1- Masquage fréquentiel et filtrage perceptuel

Lorsqu'on entend simultanément deux sons purs de fréquences différentes mais assez proches, il arrive que l'un d'entre eux devienne inaudible. Autrement dit, l'oreille ne perçoit que le son de plus grande amplitude. On dit alors que le son plus faible est *masqué* par un autre plus fort. L'effet de masquage fréquentiel, qui peut être total ou partiel, dépend des intensités et fréquences relatives de deux sons, appelés *son masqué* et *son masquant*. Le principe de masquage peut être utilisé pour réduire les divers bruits qui se rajoutent à un signal.

Dans le codeur de parole, la puissance du bruit de quantification augmente proportionnellement à la puissance de l'erreur de prédiction. Donc, une prédiction efficace est importante pour la minimisation de l'erreur de quantification. Cependant, une petite erreur de quantification n'assure pas que la distorsion du signal de parole soit perceptuellement petite. Il est nécessaire de tenir compte du spectre du bruit de quantification et de sa relation avec le spectre du signal de parole dans le "design" du codeur de parole. Le principe de masquage fréquentiel montre que le bruit situé dans les zones de formant peut être totalement ou partiellement masqué par le signal de parole. Par conséquent, le bruit perçu provient pour la plupart des zones de fréquence où le signal est faible. On utilise un filtre de pondération perceptuelle F et son inverse F^{-1} pour redistribuer la puissance du bruit d'une fréquence à l'autre. La figure 6 schématise le principe de cette méthode.

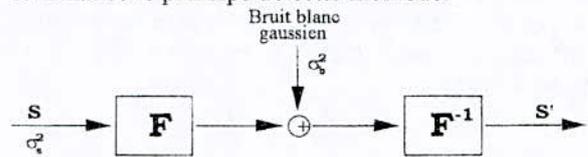


Fig. 6: Schématisation du filtrage perceptuel.

L'utilisation du filtre F^{-1} a pour objet de modifier le spectre du bruit afin de diminuer la distorsion perceptible introduite par le codeur. On réduit la densité spectrale du bruit dans les zones de fréquence où le niveau du signal est petit tout en l'augmentant dans les zones de formant où le signal est fort et peut masquer efficacement le bruit. La figure 7 illustre ce principe et l'on peut voir que le bruit a été "coloré" par le filtre F^{-1} .

Pour un rapport de signal à bruit donné ($\frac{\sigma_s^2}{\sigma_b^2}$ fixé), il est très important de choisir le filtre F pour que la sortie S' soit le plus près possible de l'entrée S d'un point de vue subjectif.

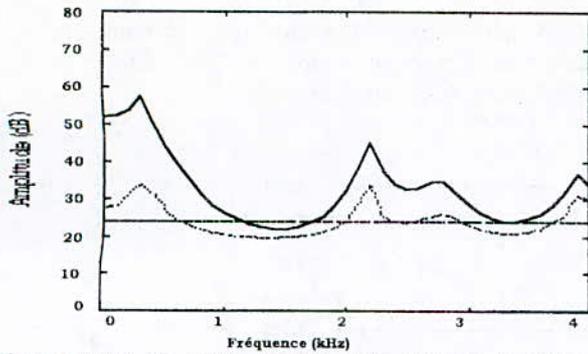


Fig. 7: Spectre du bruit gaussien (plat), enveloppe du spectre du bruit reformé (en pointillés), et enveloppe du spectre du signal correspondant (en trait plein).

Une bonne solution au problème est d'utiliser des filtres de la forme suivante:

$$F(z) = \frac{A(z)}{A(z\gamma^{-1})} \quad (6)$$

$$\text{et } F^{-1}(z) = \frac{A(z\gamma^{-1})}{A(z)} \quad (7)$$

où $A(z\gamma^{-1})$ est défini à partir de $A(z)$ en ramenant ses zéros vers le centre du cercle unité du plan des Z . Le facteur γ est une fraction comprise entre 0 et 1. Pour $\gamma=1$, le spectre du bruit sera plat. Comme le spectre moyen du signal de parole décroît en fonction de la fréquence, le bruit sera surtout audible aux fréquences élevées.

Pour $\gamma=0$, le spectre du bruit sera cette fois parallèle à celui du signal de parole. Il sera perçu sous forme de bruit basse fréquence, essentiellement au niveau du premier formant. Une bonne répartition fréquentielle du bruit est obtenue pour des valeurs de γ comprises entre 0.7 et 0.9. La figure 8 représente les spectres du bruit pour $\gamma=0, 0.75$ et 1, ainsi que le spectre du signal de parole correspondant [4].

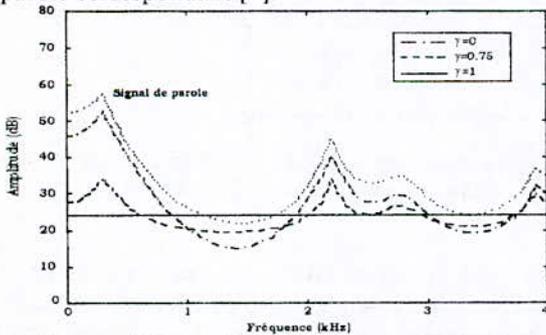


Fig. 8: Spectre du bruit en fonction de γ , le paramètre de mise en forme.

4.2- Codage du résidu.

La technique SQV retient du CELP [5] l'idée d'une synthèse obtenue par la mise en cascade de deux filtres linéaires dont les coefficients sont rafraîchis par bloc. Le premier filtre linéaire modélise la structure du pitch et le second le spectre à court terme. Cette approche garantit un meilleur "lissage" aux transitions entre les blocs.

Au codeur, les paramètres tels que ceux du pitch et du dictionnaire sont déterminés en utilisant la méthode *analyse-par-synthèse*. Le signal à coder est analysé en synthétisant plusieurs signaux possibles pour trouver

celui qui minimisera l'erreur perceptuelle. Le signal de parole S est d'abord analysé pour déterminer les coefficients du filtre $A(z)$. Les autocorrélations et l'algorithme de Levinson-Durbin [3] sont utilisés à cette fin. Un modèle LPC est évalué à chaque trame dont la durée est comprise entre 20 et 30 ms, puis l'information spectrale LPC est transmise au récepteur pour produire le même modèle.

Le signal S subit ensuite un filtrage [6] du type "filtre inverse" par $A(z)$ pour obtenir le résidu R . On va donc opérer le codage sur le résidu R , comme le montre la figure 9.



Fig. 9: Schéma du codage du résidu.

Une trame de résidu est divisée en 4 sous-blocs de même longueur. Pour chacun de ces sous-blocs, la prédiction à long terme P , définie par un délai T et un gain b , est calculée. La figure 10 illustre le principe. Le délai T est déterminé par le maximum de la fonction d'autocorrélation du résidu R et sa valeur reflète la période du pitch. Le gain b calculé est celui qui minimise l'erreur quadratique entre $R(n)$ et $R'(n-T)$. En l'absence de périodicité, cas des sons non voisés, le gain b est égal à 0. En général, le délai T et le gain b sont ajustés à chaque trame, qui est

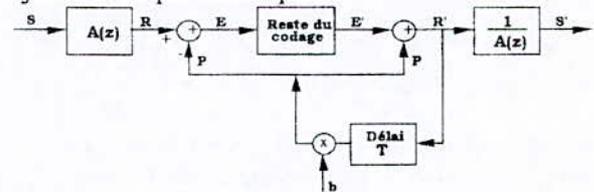


Fig.10: Principe de la prédiction à long terme.

Au récepteur, on dispose d'un filtre de synthèse $\frac{1}{A(z)}$.

Le signal d'excitation appliqué à ce filtre est formé par la somme d'une innovation E' , qui résulte directement d'un dictionnaire de forme d'ondes du quantificateur, d'un gain g et d'une prédiction à long terme P . Le décodage est illustré par les figures 11 et 12.

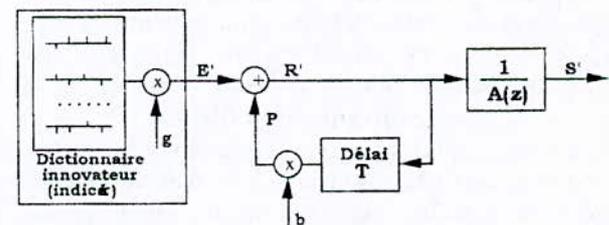


Fig.11: Principe du décodage.

Dans la figure 12, la prédiction à long terme P est remplacée par un dictionnaire adaptatif dans lequel on retrouve généralement l'excitation passée. En fait, ce modèle est équivalent à celui donné par la figure 11 tant que le délai T est supérieur à la taille des blocs du dictionnaire innovateur.

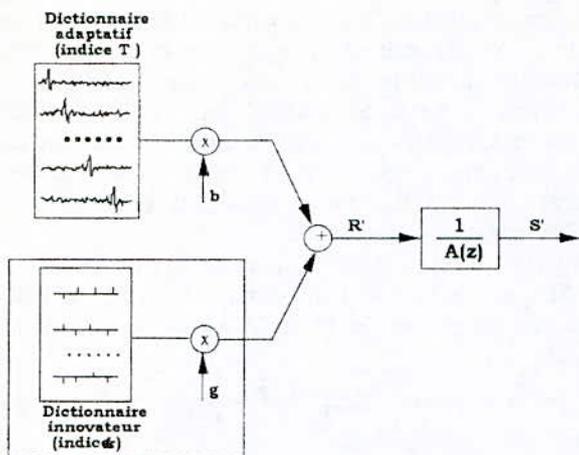


Fig. 12: Modèle équivalent du décodeur.

4.3- Quantification spectrale.

La technique SQV retient également du TC l'idée d'une quantification en "sandwich" entre une transformation et son inverse. Cette approche est plus réaliste pour le maniement de dictionnaires de grandes tailles. La transformation considérée combine à la fois le filtrage perceptuel du type $\frac{A(z)}{A(z, \tau)}$ et l'analyse

fréquentielle DFT. La figure 13 donne le schéma de la quantification spectrale.



Fig. 13: Schéma de la quantification spectrale.

Le rôle du quantificateur spectral [7] est de réaliser, pour un débit donné, la meilleure quantification du vecteur d'entrée X au sens de l'erreur quadratique minimale. Des considérations psychoacoustiques sont aussi présentes dans le processus de quantification. Le signal d'entrée X est un vecteur de N composantes. Ce vecteur résulte d'une DFT. On utilise souvent la transformée impaire pour sa propriété de symétrie. Ainsi, le vecteur X se compose soit de $N/2$ nombres réels et $N/2$ nombres imaginaires soit de $N/2$ phases et $N/2$ amplitudes.

Les types du quantificateur peuvent être statistiques, algébriques ou hybrides: résultat d'un apprentissage (type LBG) [8,9], quantificateurs par réseaux réguliers, par codes à permutation, par codes en treillis, etc.

5- Résonance des filtres.

Un filtre causal, $h(n)$, continuera à résonner même si à partir d'un certain temps on annule systématiquement son entrée. Si le filtre est à réponse impulsionnelle infinie, cette résonance peut durer longtemps.

Pour connaître comment un filtre va résonner après l'époque où son entrée est annulée, il n'est pas nécessaire de connaître tout le passé du signal. Il suffit de connaître l'état du filtre à cette époque, c'est-à-dire le vecteur FS, qui est formé par les valeurs stockées dans les registres (mémoire) du filtre à l'époque considérée. La figure 14 montre que si à l'époque où on annule l'entrée du premier filtre on transpose l'état FS à un second filtre dont l'entrée était et reste toujours nulle. Les sorties de

ces deux filtres seront identiques après l'époque. Le phénomène de résonance dans le contexte d'une quantification a une autre portée.

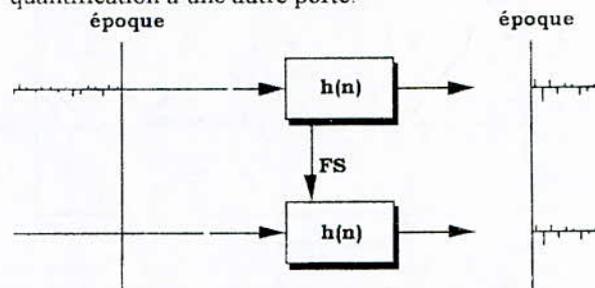


Fig. 14: Si l'on transpose l'état FS d'un filtre dans l'autre à une époque donnée, leurs sorties seront identiques par la suite. L'hypothèse est que l'entrée est nulle après cette époque pour le filtre du haut et toujours nulle pour le filtre du bas.

La figure 15 affiche une belle symétrie, cependant la non linéarité de l'opération de quantification introduit un phénomène appelé "ringing" dans le jargon du codage de parole.

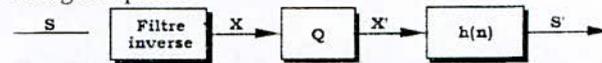


Fig. 15: Structure symétrique du codage par transformée.

A cause du phénomène de résonance, le signal synthétisé S' continuera, dans le bloc suivant, à être affecté par l'erreur de quantification commise au bloc présent. La figure 16 illustre ce fait. Lorsque le signal S n'est pas nul durant le bloc j , la disparité entre S et S' se prolonge aux blocs suivants, en fait comme S est nul, cette disparité ou "ringing" est simplement S' dans les blocs suivants ($S'_{j+1}, S'_{j+2}, \dots$).

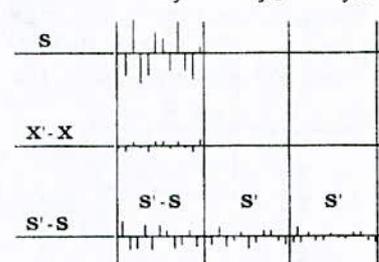


Fig. 16: Même si le signal S à coder n'était non nul que durant le bloc j , sa reproduction serait non nulle sur les blocs suivants.

La sortie synthétisée contiendra déjà une composante S'_{j+1} au bloc $j+1$, il serait sage d'en tenir compte dans la quantification de ce prochain bloc. La meilleure façon consiste à soustraire dès le départ ce signal comme illustré dans la figure 17.

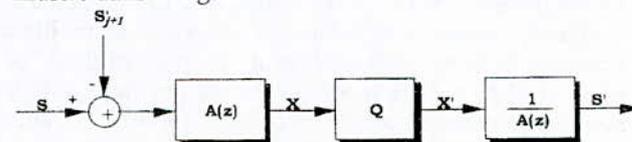


Fig. 17: Soustraction de l'effet du "ringing".

Lorsque le codage de chaque bloc est enchaîné avec le précédent, le calcul du "ringing" consiste à saisir l'état FS du filtre juste avant le passage au bloc suivant et de

confier sa synthèse (du "ringing") à un second filtre comme illustré sur la figure 18. Dans cette figure, $h_{j+1}(n)$ désigne les réponses des filtres pour attirer l'attention, qu'en codage de signaux non stationnaires comme la parole, les coefficients du filtre de synthèse ainsi que celui d'analyse sont modifiés tous ensemble à l'instant du passage d'un bloc à l'autre, l'état FS restant inchangé. Cette dernière convention pourrait être différente.

Enfin, la figure 19 donne deux autres façons de soustraire l'effet du "ringing".

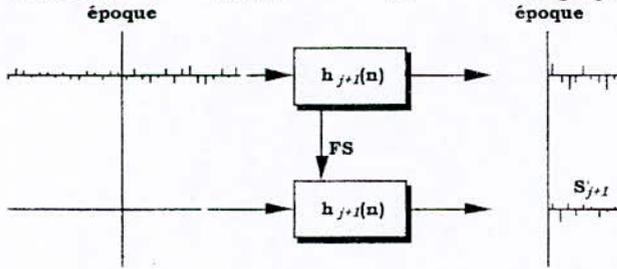


Fig.18: Le calcul du "ringing" est confié à un second filtre d'entrée toujours nulle quand le premier filtre doit enchaîner avec la synthèse du bloc suivant.

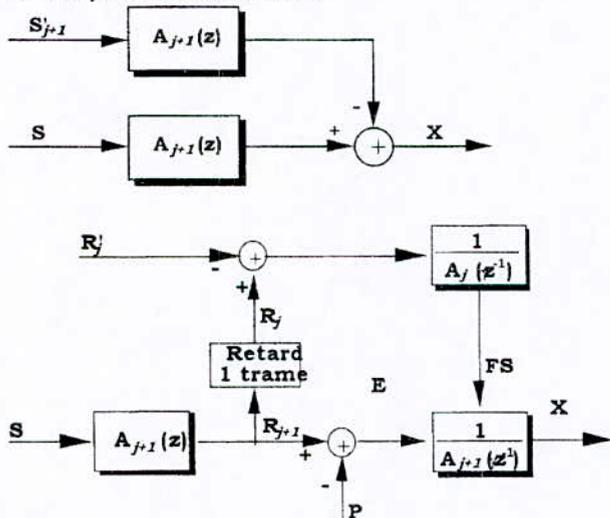


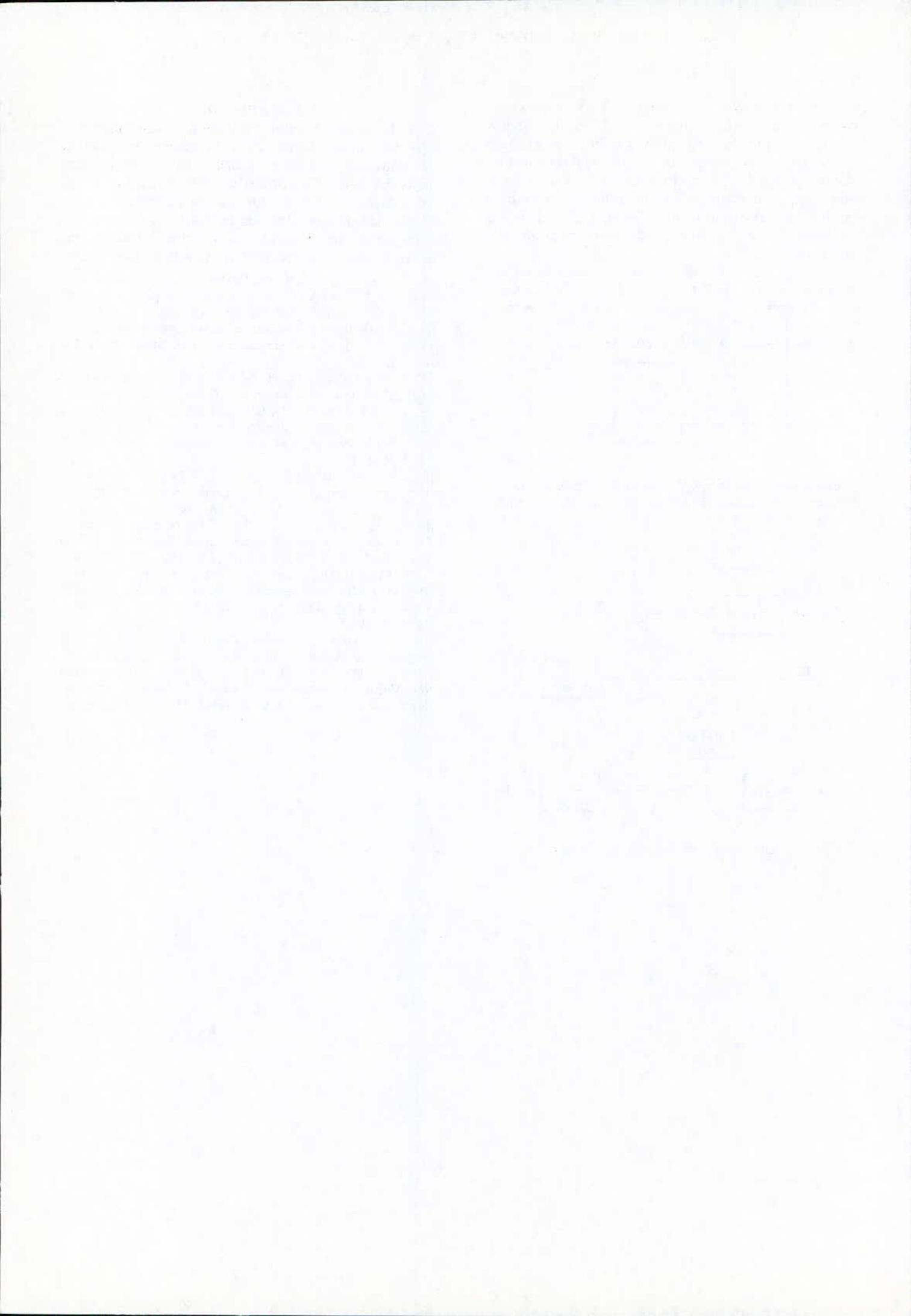
Fig.19: Variantes de soustraire de l'effet du "ringing".

Conclusion.

Il a été présenté quelques techniques, algorithmes qui, correctement appliqués dans le design des codeurs, permettraient d'améliorer sensiblement la qualité des signaux codés. Ce travail est loin d'être une étude exhaustive. Il reste entendu que la performance d'un codeur dépend beaucoup plus de la structure choisie, des stratégies de quantification et des algorithmes mis en oeuvre et d'un certain savoir faire au sein du laboratoire.

Bibliographie.

- [1] N. S. JAYANT & P. NOLL, " Digital Coding of Waveforms," Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. J., 1984.
- [2] J. P. ADOUL, " La Quantification Vectorielle des Signaux: approche algébrique ," Annales des Télécommunications, 41, No. 3-4, 1986.
- [3] P. E. PAPAMICHALIS, "Practical Approaches to Speech Coding," Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. J. 1987.
- [4] B. S. ATAL and M. R. SCHROEDER, " Predictive Coding of Speech Signals and Subjective Error Criteria ," IEEE Trans. on Acoustic, Speech, and Signal Processing, vol. ASSP-27, No. 3, June 1979.
- [5] M. R. SCHROEDER and B. S. ATAL, " Code-Excited Linear Prediction (CELP): High-Quality Speech at Very Low Bit Rates ," IEEE ICASSP'85, Tampa, March 1985.
- [6] C. K. UN and J. R. LEE, " On Spectral Flattening Techniques in Residual-Excited Linear Prediction (RELP) Vocoding, " IEEE ICASSP'82, Paris, May 1982, pp. 216-219.
- [7] J. M. TRIBOLET and R. E. CROCHIERE, " Frequency Domain Coding of Speech, " IEEE Trans. on Acoustic, Speech, and Signal Processing, vol. ASSP-27, No. 5, October 1979, pp. 512-530.
- [8] R. M. GRAY, " Vector Quantization, " IEEE ASSP Magazine, vol. 1, No. 2, April 1984, pp. 4-29.
- [9] Y. LINDE, A. BUZO, and R. M. GARY, " An Algorithm for Vector Quantization Design," IEEE Trans. on Communications, vol. COM-28, No. 1, January 1980, pp. 84-95.



RECOMMANDATIONS AUX AUTEURS

La revue Algerian Journal of Technology (AJOT) publie des articles originaux de travaux de recherche relevant de son domaine scientifique et technologique. Les sujets traités concernent la théorie, la conception, les applications et le développement dans le cadre des disciplines couvertes par les séries A, B, C et D. Les contributions paraîtront sous forme:

1. d'articles présentant un apport significatif en recherche, développement, ou application de concepts (moins de 20 pages),
2. de notes techniques et correspondances courtes, commentant ou corrigeant des articles antérieurs publiés dans l'AJOT (moins de 10 pages),
3. de Synthèses ou Monographies (moins de 40 pages),
4. de Comptes Rendus de Conférences, Colloque, Symposium et Séminaires, regroupés dans un numéro spécial de l'AJOT.

La soumission d'un manuscrit signifie qu'il est déjà protégé par un Copyright, qu'il n'a pas été publié, ou soumis ou accepté pour publication ailleurs.

Les manuscrits doivent être écrits, de préférence, en Anglais. L'AJOT tendra en régime normal à n'accepter les manuscrits en Arabe ou en Français qu'à concurrence de 50% au maximum de son contenu global.

Tous les manuscrits doivent être aussi concis que possible. L'Editeur se réserve le droit de refuser de considérer les articles dont la pagination dépasse la limite maximale autorisée. En cas d'acceptation les dépassements seront facturés aux auteurs.

A. PROCEDURE DE SOUMISSION D'UN MANUSCRIT

1. Tous les manuscrits seront soumis en 5 exemplaires complets, l'un d'eux étant l'original. Ceci est requis pour permettre au Comité de Lecture d'oeuvrer rapidement.
2. Les auteurs dont les articles sont acceptés, s'ils ne l'ont pas déjà fait, doivent fournir une brève biographie (moins de 100 mots) et 2 photographies de passeport.
3. Les manuscrits seront transmis avec 2 copies de la lettre demande de publication. Cette lettre donnera l'adresse préférée pour la correspondance et, si possible, le numéro de téléphone et/ou de télex/fax. Informer le Directeur de la Rédaction de tout changement d'adresse en temps utile.

B. COPYRIGHT

Par son règlement intérieur, l'AJOT, pour compenser son apport d'éditeur, s'adjudge la moitié des droits de ses auteurs. A cet effet, la lettre demande de publication doit comporter l'accord signé des auteurs sur ce règlement.

C. PRESENTATION DU MANUSCRIT

1. Les manuscrits seront dactylographiés en double colonnes, sur du bon papier blanc de format A4 (21x29,7cm), au recto seulement avec une marge de 3 cm relativement à chaque bord; la revue se présentant en format 19x27 cm avec une impression recto-verso. La police de caractères utilisée est Times-Roman. Le titre en 14pt, les noms d'auteurs et adresse en 12pt et le reste du texte en 10pt.

2. On portera sur la première feuille:

- le titre de l'article (sans symboles) aussi condensé que possible

- les noms des auteurs (en nombre limité - éviter les articles de plus de trois auteurs) qui seront précédés des initiales de leurs prénoms. Un astérisque marquera le nom de l'auteur auquel sera adressée toute correspondance relative à l'article

- les noms et adresses des laboratoires concernés

- les mots clés conformément aux normes admises par les banques de données

- les résumés dans les 3 langues: Arabe, Anglais et Français, dans cet ordre - 300 mots au maximum pour les articles originaux ou de synthèse - 75 mots au maximum pour les notes techniques et correspondances. Ces résumés ne doivent pas contenir des équations, références, ou notes de remerciements.

- Les articles entièrement rédigés en Anglais sont dispensés des résumés en Arabe et en Français.

3. Fournir une introduction qui indique un état du sujet et la contribution de l'article.

4. Indiquer éventuellement les avantages, limitations, et applications possibles en conclusion.

5. Les références bibliographiques numérotées entre crochets, placées à la fin de l'article préciseront dans l'ordre:

- les noms de tous les auteurs précédés des initiales de leurs prénoms,

- le titre de l'article,

- l'abréviation du titre du périodique; dans le cas d'un ouvrage donner le nom de l'Editeur,

- les numéros de pages inclusifs (ou chapitre) à la suite de l'indication du Volume, le Mois et l'Année.

6. Les équations doivent être numérotées dans le texte en chiffres arabes (entre parenthèses) et on évitera l'emploi simultané des indices.

7. Les références dans le texte apparaîtront par numéro entre crochets placé éventuellement après le nom d'un ou deux auteurs au maximum.

8. La liste des références sera frappée en double interlignes à la fin du texte dans l'ordre de leur citation dans le texte.

9. La nomenclature et les abréviations doivent être représentées dans un glossaire en fin de texte après la liste des références.

10. Le Système International (SI) sera employé même si la pratique particulière nécessite l'emploi d'un autre système d'unités. L'équivalence dans le Système International devra apparaître entre parenthèses.

11. L'impression de la frappe de couleur noire doit être bien contrastée (impression laser par exemple). Eviter les imprimantes d'ordinateurs donnant l'impression grise difficile à reproduire.

12. Les caractères de frappe choisis, du type Times-Roman, ne doivent être ni trop serrés ni trop grêles. Les lettres et signes auront une hauteur d'au moins 2 mm. Eviter les caractères et les symboles trop gras.

13. Pour les titres de paragraphe, utiliser des lettres capitales ou des caractères gras, non soulignés. Les titres d'alinéas seront soulignés.

14. Tous les titres de paragraphe ou d'alinéas commencent à partir de la marge gauche de la page.

15. La largeur des colonnes est de 70 mm, et l'espacement entre colonnes de 10 mm. Le texte sera écrit en Times-Roman 10pt.

D. COURBES, TABLEAUX ET PHOTOS

1. Il est demandé aux auteurs de soumettre des illustrations de qualité professionnelle. L'AJOT n'a pas de service d'art et de dessin à offrir.

2. Les dessins originaux seront faits à l'encre de chine noire sur calque blanc. La taille recommandée des figures est de 7x7cm. Pour les figures, tableaux et photos impossibles à insérer dans les colonnes, la taille maximum autorisée est limitée à 13x21 cm. Les impressions sur papier glacé (photographies) des illustrations sont aussi acceptables.

3. Toutes les inscriptions doivent être assez grandes pour qu'elles restent lisibles après tirage.

4. Les figures ne doivent pas être surchargées de légendes et de textes. Ne fournir que le strict minimum nécessaire à la compréhension des symboles et paramètres utilisés.

5. Les figures et tableaux doivent être présentés dans le texte aux emplacements souhaités.

6. La numérotation des figures et photographies est commune. Les tableaux sont numérotés à part.

7. Toutes les figures et tableaux doivent comporter un titre. Leur numérotation dans le texte se fera dans l'ordre croissant.

E. TIRAGE A PART

Quand cela est possible, il sera alloué 30 tirés à part sans couvertures aux auteurs. Dans ce cas, le paiement des frais correspondants doit être acquitté dès acceptation du manuscrit conformément au devis de l'imprimeur.

F. ADRESSAGE DES ARTICLES

Les articles manuscrits conformes aux recommandations sus-citées doivent être adressés à:

Mr. le Directeur de la Rédaction de la Revue AJOT
Ecole Nationale Polytechnique
B.P. No.182, Hassan Badi
El-Harrach, 16200 Alger
ALGERIE
TEL: 52.59.29, 52.53.01/03
TELEX: 64.147 ENP/DZ FAX:(213).2.52.29.73

La revue A.J.O.T. est disponible à la vente auprès :

- de l'O.P.U. de Ben-Aknoun et ses librairies régionales;

- du C.E.R.I.S.T., rue des Frères Aïssou, Ben-Aknoun Alger et dans ses antennes régionales;

- de l'Ecole Nationale Polytechnique - Hassan-Baï 16200 El-Harrach ALGER.

L'abonnement ou l'achat de l'A.J.O.T. se fera dans le cas de l'ENP par règlement au compte CCP N° 16196 - 58. Agent comptable - Ecole Nationale Polytechnique BP N° 182 Hassen - Badi El-Harrach 16200

TABLE DES MATIERES

1- A. SETTAOUTI, " Effets of Floating Metals on Impulse Breakdown Characteristics in Air Gap"	1
2- A. CHOHRA, C. BENMEHREZ, A. FARAH, S. B. BOUGUETTAYA, "Neural Navigation Approach for Autonomous Mobile Robots in partially Structured Environnements"	7
3- D. BENAZZOUZ, A. FARAH, "Petri Net Model for Baseline Multistage Interconnection Network "	15
4- D. BOUKHETALA, M. GAREH, M. S. BOUCHERIT, "Decentralized Direct Adaptative Control of Interconnected Systems"	27
5- M. BOURI, D. THOMASSET, M. BELGHARBI, S. SCARARDA, "Adaptive Sliding Mode Positionning of an Electropneumatic Actuator"	33
6- A. HAMZI, M. S. BOUCHERIT, D. BOUKHETALA, F. BOUDJEMLA, "Commande Adaptative par réseaux de neurones d'un robot manipulateur"	39
7- M.O. MAHMOUDI, O. STIHI, B. HEMICI, R. GUEDOUANI, "Etude de l'Association Convertisseur AC/DC avec Onduleur MLI Alimentant une Machine Asynchrone"	47
8- R. AKSAS, A. ZERGUERRAS, "Analyse d'Antennes Microrubans de Forme Quelconque par une Approche L.E.C.F. Applications à l'Antenne Disque"	53
9- T.B. BERBAR, A. ZERGUERRAS, "Conception d'Antennes Plaques Microrubans Multicouches et Multiformes par la Méthode des Moments"	73
10- M. CHIKH, A. MALEK, "Exploitation Energétique de la Ressource Electro-Solaire en Algérie"	89
11- Z. HADDAD, B. MUTEL, S. BENHALLA, "Etude de l'Impact du Concept Technologie de Groupe sur le M.R.P. par l'Analyse de la Communauté dans les Nomenclatures des produits finis"	101
12- M. XIE, D. BERKANI, "Amélioration des Performances des Codeurs de Parole"	109