

Polytechnic International Publications



AJOT

ALGERIAN JOURNAL OF TECHNOLOGY

**E l e c t r o n i c s
C o m p u t e r E n g i n e e r i n g
E l e c t r i c a l E n g i n e e r i n g
A u t o m a t i c C o n t r o l E n g i n e e r i n g**

1997

Series B Volume 13 Number 1

ISSN 1111 - 357X

Directeur de la Publication : Prof. M.K. Berrah

Directeur de la Rédaction : Prof.A. Zerguerras

Diffusion et Abonnement : C. Larbes

Publicité et Sponsoring : M. Bouabdellah

Comité de Coordination

D. Berkani, ENP- Alger, Algérie
A. Boubakeur, ENP- Alger, Algérie
F. Boudjema, ENP- Alger, Algérie
A. Farah, ENP- Alger, Algérie
R. Ibtouen, ENP- Alger, Algérie

Comité de Rédaction

M.E.H. Aggoune, Université de Washington, USA
R. Aksas, ENP, Alger, Algérie
M. Attari, USTHB, Alger, Algérie
Y. Baghzouz, U.of Nevada, Las Vegas, USA
H. Baudran, I.N.P. Toulouse, France
M. Benhamadi, CERIST, Algérie
M. Benmohammed, INELEC, Boumerdés, Algérie
A. Bensenouci, ENP, Alger, Algérie
D. Berkani, ENP, Alger, Algérie
A. Beroual, ENP, Alger, Algérie
A. Boubakeur, ENP, Alger, Algérie
M.S. Boucherit, ENP, Alger, Algérie
F. Boudjema, ENP, Alger, Algérie
H. Bourdoucen, INELEC, Boumerdés, Algérie
A. Chekima, ENP, Alger, Algérie
B. Derras, ENP, Alger, Algérie
G. Dubost, Université de Rennes 1, France
I.M. Elamin, KFUPM, Dahrán, Arabie saoudite
A. Farah, ENP, Alger, Algérie
M. Guerti, ENP, Alger, Algérie
Z. Haddad, ENP, Alger, Algérie
A. Hellal, ENP, Alger, Algérie
R. Ibtouen, ENP, Alger, Algérie
S. Leulmi, Université de Skikda, Algérie
A. Louam, ENP, Alger, Algérie
V. Mitra, Vedas Science Research Centre, Frid Abad, India
M. Mrayati, Hiast, Damas, Syrie
N.K. M'sirdi, Université de Versailles, France
B. Mutel, ENSAIS, Strasbourg, France
L. Refoufi, INELEC, Boumerdés, Algérie
B. Sansal, USTHB, Alger, Algérie
A.M. Sharaf, U. of New Brunswick, Canada
O. Touhami, ENP, Alger, Algérie
R. Toumi, USTHB, Alger, Algérie
Vander Vost, U.C. Louvain, Belgique
M.E.H. Zaim, ENP, Alger, Algérie
A. Zerguerras, ENP, Alger, Algérie

Avant Propos

Il est bien connu que les manuels de post-graduation, les monographies de recherche, les hand book de spécialité s'éditionent à des coûts toujours croissants et cela d'autant plus que la langue utilisée n'est pas l'anglais, faute d'un marché suffisant. Les acheteurs potentiels ce sont surtout les grandes bibliothèques et en particulier celles des Universités et Laboratoires concernées ; les achats individuelles de tels livres sont devenus un luxe plutôt rare.

Devant cette difficulté, les chercheurs se rabattent sur les publications de revues, de journaux et autres périodiques de leur spécialité. Même avec cette documentation, le chercheur ne peut s'adonner qu'à un nombre de titres très réduit et souvent avec l'aide des Sociétés Savantes et autres Associations auxquels il a adhéré moyennant cotisation annuelle.

La difficulté n'est pas seulement au niveau de l'acquisition des ouvrages et périodiques, le chercheur a un besoin irrépressible de communiquer les résultats de ses travaux. Quand il retient à cet effet un périodique international de bonne référence et à large audience, il doit souvent financer la publication de son article et accepter des délais, à sa parution, qui ne cesse de s'allonger. S'il opte pour un périodique, moins encombré, international récent ou national, ce qu'il gagne en délais il le perd dans une diffusion plus restreinte.

Le chercheur désireux de communiquer dans le cadre d'une conférence ou un symposium international, s'il ne fait pas le déplacement pour sa communication acceptée, il doit s'attendre à la non publication de son article. Par ailleurs une telle opération n'est pas sans frais pour lui, et cela sans évoquer ce qu'il aura à endurer, pour concrétiser de tel déplacement.

Si le chercheur éprouve le besoin de connaître et de se faire connaître pour stimuler la progression de ses travaux selon une démarche balisée, pour assurer sa propre promotion et celle de l'établissement qui l'emploie, il n'a pas ou presque pas l'alternative lui permettant de le satisfaire à peu de frais.

Le fait réel est que les potentialités humaines nationales pour publier non seulement existent, elles sont même conséquentes ; celles qui résident dans le pays sont en situation quasi-étouffée, les autres qui résident à l'étranger, en particulier dans les pays développés, publient au profit des établissements de ces derniers.

Il s'avère, compte tenu de ces observations, qu'une politique véritable d'encouragement doit être élaborée à l'échelle du pays au profit de l'édition et de la diffusion du livre et de la documentation publiables par des compétences nationales. Les coûts d'une telle politique seront progressivement compensés par une meilleure valorisation des travaux locaux et à la longue, pour une politique bien conçue et soigneusement appliquée, des retombées économiques bénéfiques seront même possibles.

Cette politique du livre et des périodiques, qui pourra devenir aussi régionale, si souhaité, doit prendre ce problème dans sa globalité et dans tous ses aspects composants révélés par des débats denses et fructueux. Cela va du réseau de librairies et de bibliothèques à renforcer, à la formation aux métiers y afférents, des supports papier aux supports diversifiés audiovisuels induit par les techniques informatiques, de l'écriture en langue nationale à celle en anglais en passant par les langues vernaculaires du pays, etc. Pour s'ouvrir et diffuser sur un marché toujours en extension, il y a lieu de développer des capacités de traduction diversifiées ne serait-ce que pour réduire les coûts unitaires et avoir une meilleure appréhension de la culture de l'autre.

L'édition à compte d'auteur, doit être l'exception et non la règle. La stratégie éditoriale doit innover, développer de nouvelles collections, initier des séries spécialisées avec les Universitaires, etc. L'aide apportée par l'Etat doit stimuler la production et la diffusion des livres et périodiques.

Les établissements activant des recherches dans les mêmes filières, assureront une meilleure diffusion à leur production éditoriale, en regroupant leurs moyens sur l'édition commune de périodiques.

Pour finir, soulignons que ce propos n'a pas la prétention d'exposer ce qui doit être fait ou pas, sur ce problème complexe de l'édition et de la diffusion auquel seront confrontés la plupart des périodiques nationaux. Ce qui a été dit dans ce sens est plus fondé sur l'illustration des possibilités que sur des recommandations. Ce qui est recherché ici est plutôt une sensibilisation aux difficultés rencontrées, particulièrement par les post-graduants et les chercheurs, qui ne sont d'ailleurs pas propres à notre pays, mais concernent d'autres en voie de Développement ou même développés. La politique de dynamisation de ce secteur, ne peut être que le fruit d'un débat constructif et régulièrement renouvelé sur ce sujet en fonction des nécessités apparues entre-temps.

Le Directeur de la Rédaction
A. ZERGUERRAS

Scanning the Issue on

Signal & Communications

It is a pleasure to offer a few comments on the papers appearing in this issue.

During the past ten years, the field of digital signal processing has been growing at a tremendous rate. Advances in implemented technology have had a major impact on the technical areas to which signal processing are being applied. Real-time implementation of signal processing algorithms are now prevalent in such diverse areas as Acoustics, Speech Processing & Coding, Data Compression & Communication, Image Processing & Coding, Sonar, Radar, seismology, Biomedical Engineering and many others. As the field has progressed, there have been many important developments with regard to new theoretical models, applications and implementations of processing algorithms.

Speech has always been the main medium of communication between humans. With the advent of the computer age, interest was attracted on man-machine communication by voice and *effective* communication between humans through a computer. By computer manipulation of speech, it is possible to enhance degraded speech, to encrypt the speech to ensure secure communications, and to compress speech so that more messages are carried over the same channel. The man-machine voice communication has two well-known aspects: *speech and/or speaker recognition* and *speech coding/synthesis*.

Three papers fall into this field.

The paper by Merazka and Berkani is directed toward presenting a framework for the statistical distribution of LSP (*Line Spectrum Pair*) parameters. The LSP coefficients are the best representation of LPC (*Linear Predictive Coding*) parameters in coding theory. The knowledge of the LSP's statistical distribution may help researchers for reducing the bit rate in the quantization process.

The paper by Bouchebra and Bousseksou is devoted to speech recognition. The described recognition system, named Acoustic-Phonetic Recognition System, is an autonomous part to be able recognize speech sequences. The developed algorithms are based on the hybrid approach of recognition. Performance results of the system are presented.

The paper by Guerti seems as a small overview of speech synthesis.

The main part of this article is devoted to Text -To -Speech (TTS) areas. Many methods of speech synthesis are briefly described.

The reader may found good references for help.

The last paper presented by Sadi-Ahmed and Derras suggests an alternative of use ARMA model in radar technology. The short-length sequences of radar signal make possible the simplification of the model estimation by using the True Last Squares Criterion. The results show that the TLS algorithm performs very well the estimated model. Interesting references are given.

DR Daoud BERKANI
Signal & Communications Lab.
Electrical & Computer Engineering, ENP

Low Bit-Rate Quantization of LSP Parameters Using Differential Coding

F. Merazka & D. Berkani.

Signal & Communications. Lab.

Electrical & Computer Engineering, Ecole Nationale Polytechnique.

10, avenue Hassen Badi, El-Harrach, Algiers. Algeria.

Tel:/Fax (213) 2.52.25.28, E-mail: Merazka@ist.cerist.dz

Abstract: In this paper the statistical distributions of adjacent Line Spectrum Pairs (LSP) frequency differences are investigated. It is shown that differences of consecutive LSP parameters are more interesting to quantizer rather than the LSP themselves. Two quantization schemes have been compared, a scalar quantizer and a differential quantizer. Effectively the differential quantizer saves 6 bits/frame compared to the scalar quantizer

I. Introduction.

The linear predictive coding (LPC) model for speech is used in many modern speech coding and compression systems and much work has been done on quantization of the LPC filter coefficients. For low bit rate speech coding, it is important to quantize LPC parameters using as few bits as possible without sacrificing the speech quality and within a reasonable complexity. The direct form coefficient representation of the LPC filters is not conducive to efficient quantization. Instead non linear functions of the reflection coefficients (e.g., log-area ratio or inverse sine of the reflection coefficient) are often used as transmission parameters[1]. These parameters are preferable because they have a relatively low spectral sensitivity.

The Line Spectrum Pairs (LSPs) are one-to-one transformations of the LPC parameters which result in a set of parameters which can be efficiently quantized while maintaining stability [2,3]. This can be attributed to the intimate relationship between the LSP's and the formant frequencies. Accordingly, LSP's can be quantized taking into account spectral features known to be important in perceiving speech signals. In addition, LSP's lend themselves to frame-to-frame interpolation with smooth spectral changes because of their frequency domain interpretation.

In this paper, we will focus on the statistical properties of the LSP parameters and show that it is

more interesting to quantize the differences between adjacent LSP parameters rather than the LSP themselves. So, we will compare two quantizers, a scalar quantizer and a differential quantizer.

The outline of this paper is as follows. In section II and III, we review the well known deterministic and statistical properties of LSP parameters respectively. In section IV two algorithms for quantization of LSP parameters are described and compared, a scalar quantizer and a differential quantizer. Finally, section V contains conclusions.

II. LSP Representation

In this section, we review some of the well-known deterministic properties of the LSP parameters. For a given m th-order LPC analysis, the Z-transform of the LPC inverse filter is denoted by:

$$A_m(z) = 1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_m z^{-m} \dots \dots \dots (1)$$

We can construct two artificial $(m+1)$ th-order polynomials by setting the $(m+1)$ th reflection coefficient k_{m+1} to be +1 and -1. These two cases correspond respectively to an entirely closed or an entirely open at the last section of an acoustic tube of $m+1$ piecewise-uniform sections. We thus have for $k_{m+1} = \pm 1$ respectively:

$$\left. \begin{array}{l} P(z) \\ Q(z) \end{array} \right\} = A_m(z) \pm z^{-(m+1)} A_m(z^{-1}) \quad (2)$$

The roots of these polynomials are usually called the *Line Spectrum Pairs* (LSP). These polynomials have many interesting properties [3,4]:

- 1) all zeros of LSP polynomials are on the unit circle.

2) zeros of $P(z)$ and $Q(z)$ are interlaced with each other on the unit circle. More specifically, the following relationship is always satisfied:

$$0 = w_0 < w_1 < w_2 < \dots < w_{m-1} < w_m < w_{m+1} = \pi \quad (3)$$

From now on, we will refer to the above relationship as the *ordering property* of the LSP parameters.

3) the minimum phase property of $A_m(z)$ can be easily preserved if the first two properties are intact after quantization.

One of the interesting properties of LSP parameters is that the LSP frequency pattern explicatively depicts the corresponding LPC model spectrum $1/A(z)$. This property proves to be advantageous in many aspects, some of which will become apparent later.

Solutions to $P(z) = 0$ and $Q(z) = 0$ can be formulated as

$$\Phi(w_i) = i\pi \quad i=0,1,2,\dots \quad (4)$$

where

$$e^{j\phi(w)} = e^{j(m+1)w} A(e^{jw}) / A(e^{-jw}) \quad (5)$$

or

$$\phi(w) = (m+1)w + 2 \arg A_m(e^{jw}) \quad (6)$$

Let

$$z_i = r_i e^{j\theta_i} \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (7)$$

be the roots of $A_m(z)$. Then,

$$\arg A_m(e^{jw}) = \sum_{i=1}^m \arg(1 - z_i e^{-jw}) \quad (8)$$

Further, let $\rho_i = \arg(1 - z_i e^{-jw})$. It is easy to show that

$$(\rho_i)_{\max} = \tan^{-1} \frac{r_i}{\sqrt{1-r_i^2}} \quad (9)$$

$$(\rho_i)_{\min} = -\tan^{-1} \frac{r_i}{\sqrt{1-r_i^2}} \quad (10)$$

$$\left(\frac{d\rho_i}{dw}\right)_{\max} = \frac{r_i}{1-r_i} \quad (11)$$

$$\left(\frac{d\rho_i}{dw}\right)_{\min} = \frac{-r_i}{1-r_i} \quad (12)$$

When $r_i \rightarrow 1$, a prominent spectral peak pertaining to the LPC model spectrum $1/A(e^{jw})$ can be observed. This means from (11) fast change of phase around spectral peaks. From (7) it becomes clear that travels through the grid of nP after small increment of w when w is near the resonant frequencies of $1/A(z)$. As a result, LSP frequencies display a cluster pattern around the spectral peaks along the frequency axis. This property not only proves to be important in a quantizer design but gives strong justification and motivation to the use of LSP frequency differences for efficient quantization of LPC parameters.

III. Statistical Distribution

In the preceding section we have reviewed deterministic properties of the LSP frequencies for any minimum phase all pole model. In this section we focus on speech specific statistical properties of the LSP parameters using a speech database. A tenth order LPC analysis was then performed on the digitalized speech samples using the autocorrelation method with a 20 ms Hamming window. To prevent the LPC analysis from generating any excessively sharp spectral peaks, a fixed bandwidth of 10 Hz was added uniformly to every LPC polynomial by using a fixed bandwidth factor of 0.996.

The distributions of the LSP frequencies are plotted in Fig.2 in terms of histograms. The LSP frequencies in the figures have normalized. It is clear from the figure that the distribution range varies from one LSP frequency histogram to another. It has also been observed by the authors that the distribution range varies with the speaker characteristics and the recording conditions[4]. To reduce this variability and the associated spectral sensitivity we have studied a differential coding scheme in which, instead of the absolute values of the LSP frequencies, the differences between adjacent LSP frequencies : $\Delta LSP_i = LSP_i - LSP_{i-1}$ are encoded. The motivation for using a differential scheme is that the LSP frequencies differences are observed to be less divergent than the absolute frequencies themselves. To illustrate this point further histograms of the LSP frequency differences are plotted in Fig. 3. Reduced dynamic range of the differential parameters is apparent by comparing Fig. 2 with Fig. 3 especially around the mid frequency range such as LSP_4 and LSP_5 .

The nonuniform distributions of the LSP parameters lend them selves naturally to an entropy based nonuniform quantization.

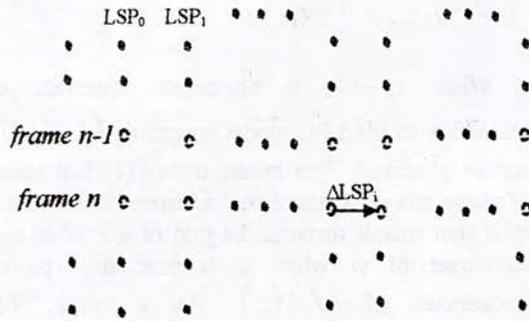


Figure 1: LSP parameters in consecutive frames.

IV. LSP Quantization

We have studied two quantization schemes, a scalar quantizer and a differential quantizer, in order to show that it is more interesting to quantize the differences of consecutive LSP parameters rather than the LSP themselves.

It is generally accepted that a spectral distortion of about 1 dB is required to achieve a good quality (transparent) of the reconstructed speech [4]. Throughout the paper, the distortion measure used for the design of the quantizers is the squared error distortion measure. The spectral distortion (SD) measure is used for objective comparison of the quantization schemes. The average spectral distortion is defined as follows:

$$SD = \frac{1}{N_f} \sum_{n=1}^{N_f} \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} [\log S_n(w) - \log \hat{S}_n(w)]^2 dw \right)^2, \quad (13)$$

where $S_n(w)$ and $\hat{S}_n(w)$ are the spectra of the n th speech frame without quantization and with quantization, respectively and N_f is the total number of frames.

We begin by a scalar quantizer at 34 bits/frame. The bit allocation is (4, 4, 4, 4, 3, 3, 3, 3, 3). It achieves about a 1dB average SD (AVSD) (fig.5.a).

We now consider the differential quantization of LSP parameters (fig.4). Due to the ordering property of the LSP parameters, it is conceivable that the frequency differences of consecutive LSP parameters possess a smaller dynamic range compared to the

LSP parameters themselves. Instead of quantizing the LSP parameters, the differences of consecutive LSP parameters are quantized [3]. We have used this algorithm for comparison purposes. The description of it is given in what follows.

- 1) quantize LSP(1) to LSPQ(1) and set $i=1$;
- 2) calculate the difference between LSP($i+1$) and LSPQ(i) namely $\Delta LSP(i) = LSP(i+1) - LSPQ(i)$;
- 3) quantize $\Delta LSP(i)$ to $\Delta LSPQ(i)$;
- 4) reconstruct LSP($i+1$) as $LSPQ(i+1) = LSPQ(i) + \Delta LSPQ(i)$;
- 5) if $i = m - 1$, stop; otherwise set $i = i + 1$ and go to (2)

At 28 bits/frame differential quantizer achieves about the same performance as the 34 bit LSP scalar quantizer (fig.5.b).

It has been found that the differential quantization of LSP parameters achieves an average SD of about 1 dB at 28 bits/frame. The same average SD is achieved at 34 bits/frame by the scalar quantizer. The performance of this quantizer is better than that of the scalar quantizer, it reduces the bit rate by 6 bits/frame.

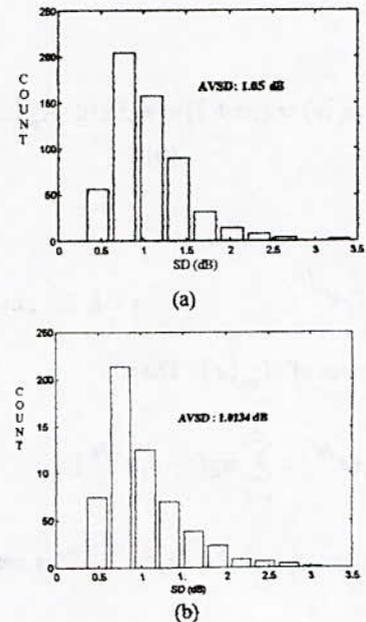


Figure 6 Histograms of the spectral distortion (SD) for (a) the 34 bits/frame scalar quantizer . (b) the 28 bits/frame differential quantizer.

V. Conclusions

In this paper we have presented the deterministic and statistical properties of the LSP parameters. We have shown that the frequency differences of consecutive LSP parameters possess a smaller dynamic range compared to the LSP parameters themselves. Two quantization schemes have been

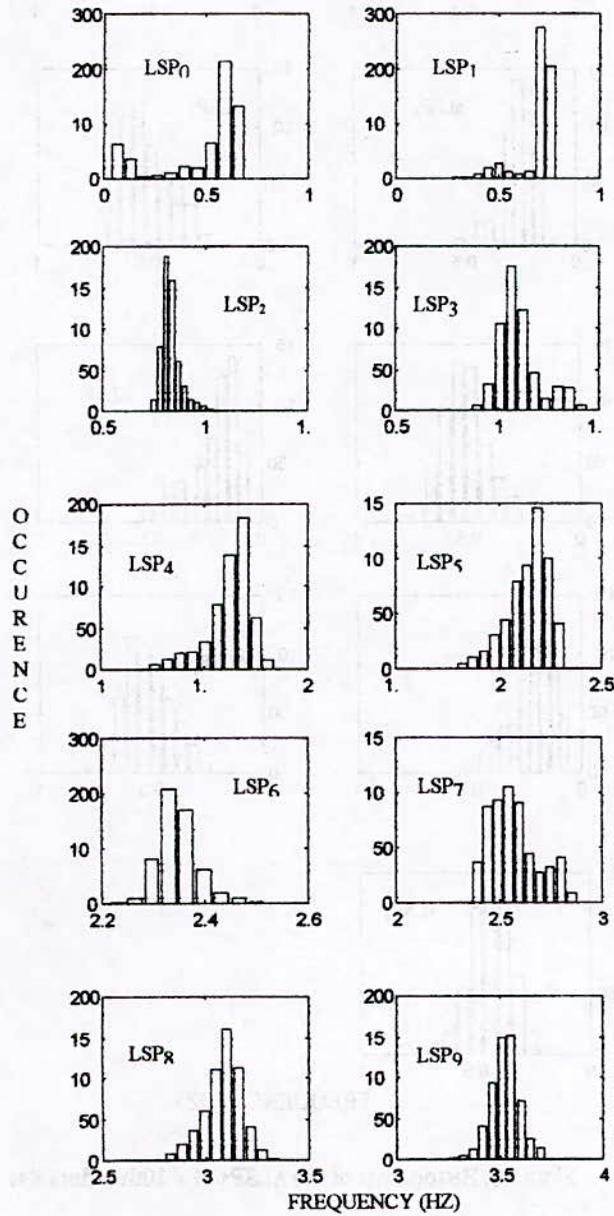


Figure 2. Histograms of the LSPs of a 10th order filter

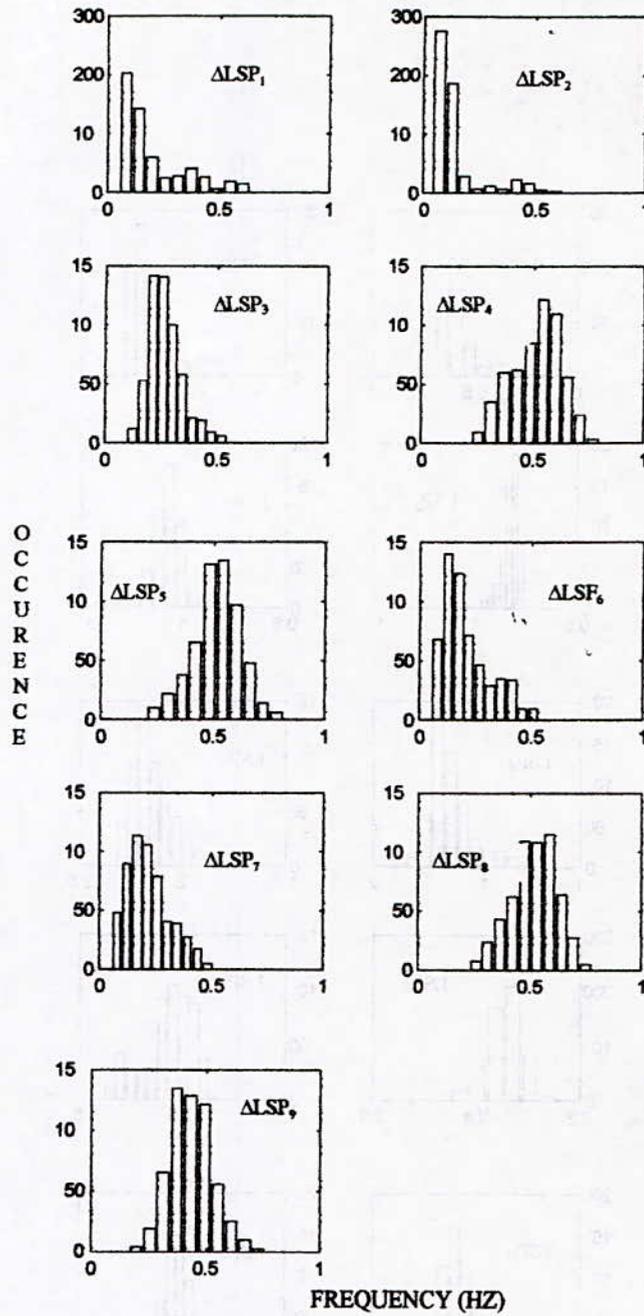


Figure 3. Histograms of the ΔLSP s of a 10th order filter

compared, a scalar quantizer and a differential quantizer. Effectively the differential quantizer saves 6 bits/frame compared to the scalar quantizer. So, it is more interesting to quantize frequency differences of consecutive LSP parameters rather than the LSP parameters themselves

References

[1]J.D. Markel and A. H. Gray, Jr., *linear prediction of speech* (New York: Springer-Verlag, 1976).

[2]G. S. Kang and L. J. Fransen, Low bit rate speech encoders based on line spectrum frequencies (LSFs), *aval Res. Lab. Rep. 8857*, Nov. 1984

[3]F. K. Soong and B. H. Juang, Line spectrum pair (LSP) and speech data compression, *In Proc. CASSP-San Diego, CA, Mar 84*, 1.10.1-1.10.4.

[4] K. K. Paliwal and B.Atal, Efficient Vector Quantization of LPC Parameters at 24 bits/frame, *In Proc.ICASSP Mar. 1991*, 661-664.

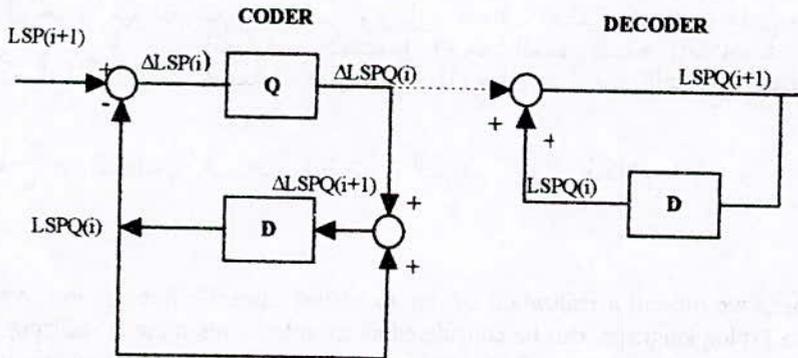


Figure 4. Differential quantization algorithm

CONTRIBUTION A LA RECONNAISSANCE AUTOMATIQUE
DE LA PAROLE CONTINUE :
ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE
RECONNAISSANCE ACOUSTICO - PHONETIQUE

K. BOUCHEFRA * et B. BOUSSEKSOU **

Laboratoire de traitement de signal, Ecole Nationale Polytechnique,
10, Avenue Hassen Badi, 16200 El-Harrach, Alger, ALGERIE

ملخص

نعرف في عملنا هذا إنجاز جهاز للتعرف السمعي اللفضي على الكلام. هذا الجهاز المكتوب بالبرولوق يمكن إستعماله إما كجهاز مستقل يقوم بالتعرف على مقاطع من الكلام أو كجزء هام من جهاز أكبر مكون من معلومات أخرى (النحو، الفهم، البرغماتيكية، النشر). التقنيات المستعملة لإنجاز هذا الجهاز تعتمد في نفس الوقت على طرق خوارزمية لتقطيع و ترتيب أولي إلى أصناف لفضية كبرى وعلى منظومة متخصصة تقوم بالتعرف اللفضي. تمثيل و تحليل المعطيات المستعمل في هذا العمل يسمح بإمكانيات هامة للتوسيع و التبديل نصف في هذا العمل المكونات المختلفة للجهاز مع إعطاء مثال من بين النتائج المحصلة عليها و التي كانت مرضية نسبيا

كلمات مفتاح : التقطيع، التعرف اللفضي، التعرف على الكلام

ABSTRACT :

In this paper, we present a realization of an Acoustico-Phonetic Recognition System. This system, developed in Turbo Prolog language, can be considered as an autonomus module realizing the recognition of speech sequences, or as an important stage of a general system including other linguistic informations (syntactic, semantic, pragmatic, prosodic).

The technics developped to realize this system, are based on a mixt approach using at the same time algorithmic methods, for segmentation and preliminary classification in big phonetic classes, and an expert system approach for the phonetic labelling. The representation and the processing of data and knowledge used, allow an important possibilities of system modification and extension.

This work describes the major components of the overall system. An example using the different results obtained is presented to illustrate the performance of the system.

Keywords : segmentation, phonetic identification, speech, recognition.

RESUME :

Nous présentons dans ce travail, la réalisation d'un système de reconnaissance acoustico-phonétique de la parole. Ce système, développé en langage Turbo - prolog, peut être considéré à la fois comme un module autonome réalisant la reconnaissance des séquences de parole, ou bien comme une étape importante d'un système plus général intégrant d'autres informations linguistiques (syntaxe, sémantique, pragmatique, prosodie).

Les techniques mises en œuvre pour la réalisation de ce système se fondent sur des approches mixtes utilisent à la fois des méthodes algorithmiques pour la segmentation et la préclassification en grandes classes et une approche système expert pour l'étape de l'identification phonétique. La représentation et le traitement des données et connaissances adoptés autorisent des possibilités intéressantes d'extension et de modification.

Nous décrivons les diverses composantes de ce système et donnerons un exemple des résultats obtenus.

Mots clés : segmentation, identification phonétique, reconnaissance de la parole.

* Maître assistant (USTHB)

** Chargé de cours (ENP)

1. INTRODUCTION

Il est maintenant admis qu'un obstacle majeur au développement de systèmes robustes de compréhension de la parole continue réside au niveau du décodage acoustico-phonétique [1, 2], c'est-à-dire du passage du signal vocal continue à une suite discrète d'étiquettes phonétiques (phonèmes, diphones, etc.). Tous les traitements linguistiques ultérieurs sont largement tributaires de la qualité de cette transcription phonétique, même s'ils peuvent dans une certaine mesure l'améliorer.

L'objectif principal de ce travail est l'étude et la réalisation d'un système de reconnaissance acoustico-phonétique de la parole continue. Le système réalisé a une double vocation. C'est d'abord un outil aidant à manipuler des séquences de parole et donc à s'intéresser aux points critiques du décodage acoustico-phonétique, mais aussi un outil efficace d'acquisition et d'apprentissage des connaissances acoustiques et phonétiques dans le domaine de la parole. Il inclut de ce fait, plusieurs autres fonctions de base puissantes et interactives destinées toutes à faciliter la tâche de l'utilisateur spécialisé grâce au multifenêtrage et à un système complet de menus déroulants.

Pour sa réalisation, ce projet a demandé la mise en œuvre des techniques d'intelligence artificielle appliquées au problème de la reconnaissance de la parole. Nous avons développé, à ce sujet, des algorithmes permettant la segmentation du signal vocal, étape qui jusqu'à nos jours reste un obstacle majeur. L'étape d'identification quand à elle est prise en charge par un système expert. Les techniques mises en œuvre pour la présentation et le traitement des données et connaissances autorisent un élargissement du système aussi bien vers les différentes bases de données exploitées que vers d'autres contraintes linguistiques de niveaux supérieurs (lexique, syntaxe, sémantique, etc.).

Dans cet article, nous nous intéresserons exclusivement à la mise en œuvre de la composante acoustico-phonétique dans le système SRAPH (Système de Reconnaissance Acoustico-Phonétique) que nous avons proposé. Après avoir présenté le rôle et les différentes fonctions du décodage acoustico-phonétique, nous expliciteront, par la suite, les procédures mises en œuvre pour la construction des différentes étapes de ce système : Acquisition des paramètres, segmentation et identification phonétique. Enfin nous exposerons plus particulièrement un exemple de reconnaissance ainsi que les résultats obtenus.

2. PRESENTATION GENERALE

2.1. Rôle du décodage acoustico-phonétique

Le décodage acoustico-phonétique correspond à cette étape de la reconnaissance automatique de la parole qui cherche à transformer le signal acoustique en une suite d'unités pseudo-phonétiques discrètes (syllabes, phonèmes, ...). Cette étape est fondamentale et constitue le premier maillon du processus de reconnaissance. La chaîne ou le treillis phonétique qui en résulte, contient toute l'information extraite du signal. Toute erreur à cette étape augmente donc de façon significative l'indéterminisme des traitements ultérieurs.

Le décodage acoustico-phonétique a été longtemps assuré par des méthodes classiques de comparaison de formes paramétriques [3] ou de modèle stochastiques [4]. Compte tenu des phénomènes phonologiques et du caractère contextuel de l'identification des unités phonétiques, il est intéressant de mêler méthodes de comparaison et expertise fondée sur des connaissances pour résoudre ce problème. C'est dans cette voie que notre modèle a été réalisé.

2.2. Différentes fonctions du décodage acoustico-phonétique

Le niveau acoustico-phonétique assure les fonctions suivantes [5] :

- l'acquisition des paramètres du signal de la parole;
- la segmentation du signal en unités discrètes correspondant aux réalisations des phonèmes successifs que le locuteur a voulu prononcer;
- l'étiquetage phonétique des segments détectés, qui constitue une phase d'interprétation et d'identification des événements acoustiques.

La segmentation et l'identification s'effectuent en deux temps :

* d'abord, une étude globale de l'énoncé (sorte de prétraitement) destinés à :

- effectuer une segmentation grossière de l'énoncé en noyaux vocaliques et groupes consonantiques ;

- regrouper en segments homogènes, où chacun d'eux est constitué par un ou plusieurs échantillons se suivant sans discontinuité. Nous considérons qu'ils traduisent les états articulatoires successifs du conduit vocal. Ce traitement conduit à une classification des segments qui ne prend pas en compte l'incidence du contexte sur la réalisation des phonèmes et fournit des informations qui seront utilisées au cours de la seconde étape.

*) Ensuite, une analyse fine, segment par segment, au cours de laquelle chaque segment est interprété de manière précise en fonction du contexte et la représentation de l'énoncé sous forme d'un treillis d'hypothèses phonétiques construites ; à noter qu'au cours de cette étape il peut s'avérer nécessaire d'enrichir les informations dont on dispose sur le segment par d'autres paramètres complémentaires ou de remettre en cause la segmentation fournie par la phase initiale.

La première étape est réalisée par une méthode algorithmique. La seconde prend la forme d'un système expert opérant de manière itérative sur chaque segment de l'énoncé.

3. EXPLICATION ET MISE EN ŒUVRE DES DIFFÉRENTES ÉTAPES

3.1. Acquisition des paramètres

On divise le signal de parole en échantillons de 10 ms et pour chaque échantillon, on extrait des paramètres acoustiques du type fréquentiel et énergétique.

Nous n'envisagerons que les paramètres utiles à la segmentations, les paramètres propres à l'analyse ne seront pas abordés ici. Notons que les paramètres choisis sont fonction de la méthode de segmentation utilisée.

Nous avons retenus les paramètres suivants :

- énergie dans certaines bandes de fréquences.
- énergie totale du signal.

Pour cela, nous utiliserons 12 filtres dont les caractéristiques sont les suivantes :

| | |
|----------------------|----------------------|
| F1 : 100 à 200 Hz | F2 : 200 à 400 Hz |
| F3 : 400 à 600 Hz | F4 : 600 à 800 Hz |
| F5 : 800 à 1000 Hz | F6 : 1000 à 2000 Hz |
| F7 : 2000 à 3000 Hz | F8 : 3000 à 4000 Hz |
| F9 : 4000 à 5000 Hz | F10 : 5000 à 6000 Hz |
| F11 : 6000 à 7000 Hz | F12 : 7000 à 8000 Hz |

Pour chaque sortie de filtre, on prélève l'énergie moyenne du signal sur 10 ms. Ces énergies qui seront désignées par : **P1, P2, ..., P12**, correspondent respectivement aux filtres : **F1, F2, ..., F12**. On calcule, par la suite, l'énergie totale **EN** de chaque échantillon considéré. Ces différentes énergies vont nous servir pour faire démarrer la segmentation.

3.2. Segmentation

Cette étape a pour but de décomposer automatiquement le signal en une suite de segments tels que chacun d'eux corresponde à la réalisation d'un phonème, d'une syllabe, d'un mot, etc.

Nous ne nous intéresserons ici qu'à la segmentation en phonèmes, mais malheureusement cette étape est très délicate à cause des deux propriétés essentielles qui caractérisent le signal vocal qui sont : la continuité et la variabilité. Ces obstacles ne sont cependant pas insurmontables et des solutions tout au moins partielles existent.

3.2.1. Principe de la segmentation adoptée

Nous avons adopté pour notre réalisation une segmentation par préclassification en grandes classes phonétiques par une stratégie de tests sur des paramètres liés au spectre [6], les zones soutenues (stables) du spectre : voyelles, fricatives, occlusions de plosives et les zones transitoires : explosion de plosives, transitions, ainsi constitué, effectue une première partition de l'espace des formes a pour but de :

- réduire l'explosion combinatoire lors de la reconnaissance, ce qui se traduit par un gain de temps appréciable ;
- permettre un cadrage en vue d'une identification automatique.

Trois grandes classes ont été retenues :

- les noyaux vocaliques,
- les fricatives (| f |, | s |, | j |, | z |, | Z | + bust,
- les plosives (| p |, | t |, | k |, | b |, | d |, | g |).

3.2.2. Mise en œuvre de la segmentation

Pour effectuer cette segmentation, nous avons choisi une méthode qui procède par étape successive jusqu'à l'obtention d'une segmentation en phonèmes tenant compte des réalisations particulières de certains phonèmes et en leur intégrant les segments de transition qui peuvent s'insérer à leurs frontières. Ces étapes se résument par :

- segmentation du signal en échantillons de 10 ms et attribution d'une classe à chaque échantillon ;
- constitution de segments homogènes en regroupant tous les échantillons (voisins directs) ayant été affectés de la même classe et affectation d'une nouvelle classe à chaque segment ainsi obtenus ;
- découpage en phonèmes en tenant compte de la réalisation particulière de certains phonèmes et par absorption de segments de transition dépendant de l'entourage phonique.

a) Première étape de segmentation

A partir des paramètres fournis par les 12 filtres de l'étape d'acquisition, on détermine d'abord les indices acoustiques **V, F, B, Z, M, D**, dans lequel :

- V** : est un indice de voisement.
- F** : est un indice de friction.
- B** : est un indice de Buzz.
- Z** : est un indice précisant si l'énergie atteint un seuil
- M** : est un indice de variation positive de l'énergie.
- D** : est un indice de variation négative de l'énergie.

- l'indice de voisement **V** dépend du filtre **F1**,
- l'indice de Buzz **B** dépend des filtres **F1, F2**, et **F3**.
- l'indice de friction **F** est obtenu à l'aide des paramètres fournis par les filtres : **F3** à **F12**.
- les indices **M** et **D** ne dépendent que de l'énergie totale du signal.
- le seuil **θ** dont dépend l'indice **Z** à été choisi à 7 (d'après les expériences).

Les caractéristiques associées à chaque classe sont résumées dans le tableau 1 suivant :

| Indices présents | Classe correspondante |
|----------------------|------------------------|
| V~, F | FR: Fricatif |
| V, F | FV: Fricatif Voisé |
| V~, F~ | SI: Silence |
| V, F~, B | BZ: Buzz |
| V, F~, B~, Z~ | VF: Voisé Faible |
| V, F~, B~, Z, M~, D~ | VS: Voisé Stationnaire |
| V, F~, B~, Z, M, D~ | VM: Voisé Montant |
| V, F~, B~, Z, M~, D | VD: Voisé Descendant |

Tableau 1: Les différentes classes utilisées dans la première étape de segmentation

b) Deuxième étape de segmentation

A partir des échantillons I (j) de la première étape, on constitue des segments homogènes en concaténant des échantillons affectés de la même classe. Cette concaténation n'est possible que si ces échantillons sont adjacents, c'est-à-dire, voisins directs. Chaque segment homogène sera affecté d'une nouvelle classe. Cette étape dépend des classes des échantillons précédents ainsi que leur nombre concaténés.

L'affectation d'une nouvelle classe à un segment se fait selon des règles de productions qui sont résumées dans le tableau 2. On notera que les principales règles de production nécessaires pour la seconde étape de la segmentation sont utilisées, en particulier les règles concernant les fricatives et les plosives.

| SI | ET | ALORS |
|----|----------------|-------|
| FR | N ≥ 6 | FR |
| FR | N < 6 | (FR)~ |
| FV | N ≥ 4 | FV |
| FV | N < 4 | (FV)~ |
| BZ | N ≥ 3 | BZ |
| BZ | N < 3 | (BZ)~ |
| VF | N ≥ 3 | VF |
| VF | N < 3 | (VF)~ |
| VS | N ≥ 4 | VS |
| VS | N < 4 | (VS)~ |
| SI | N ≥ 15 | SI |
| SI | N < 3 | SI |
| SI | N ≥ 3 et N < 1 | PL |
| VM | pour tout N | VM |
| VD | pour tout N | VD |

Tableau 2 : Les principales règles de production utilisées par la deuxième étape de segmentation .

Ces règles de production font apparaître des classes que l'on ne différencie que de la durée du segment. La classe des occlusives sourdes **PL** est ainsi créée.

c) Troisième étape de segmentation

Le découpage phonémique ne se borne pas à la constitution de segments homogènes car la réalisation des phonèmes est beaucoup plus complexe. C'est pour cette raison, une troisième et dernière étape de segmentation est nécessaire et qui consiste à regrouper certains segments en segments phonémiques suivant des règles de production. Cette étape a pour but de créer de nouvelles classes en tenant compte de la structure morphologique de certains phonèmes, leur rattacher des segments de transition dépendant de l'entourage phonique, éliminer des parasites dû, soit à une mauvaise extraction de paramètres, soit à des perturbations issues de l'enregistrement.

Le module qui constitue cette étape reçoit en entrée deux segments (engendrés par l'étape précédente), qu'il tente de concaténer en un seul segment, en appliquant une règle de la forme :

| | |
|--------------|---|
| SI | l'étiquette du segment 1 est A |
| SI | l'étiquette du segment 2 est B |
| SI | relation entre A et B donne C |
| ALORS | le segment résultat sera étiquette C |

Si la concaténation est possible, on tente de construire le segment résultat en réévaluant les paramètres retenus sur le signal et on tentera d'en concaténer encore d'autres segments avec celui déjà trouvé. Si cette concaténation est impossible, on passe à un autre groupe de segments et l'identification de celui déjà trouvé, sera immédiate.

Afin d'avoir une meilleure idée du rôle joué par cette dernière étape de segmentation, nous donnons ci-dessous quelques exemples sur la construction de ces segments phonémiques [7] :

1) Création de nouvelles classes en tenant compte de la structure morphologique de certains phonèmes.

- a) Les plosives sourdes |t| et |k| sont souvent constituées d'un segment classé **PL** suivi d'une friction de courte durée classée **(FR)~**. Ces deux segments doivent être concaténés et le segment ainsi constitué doit être affecté d'une nouvelle classe, la classe des plosives sourdes avec friction notée **PF**.

- b) On doit également concaténer les deux segments **PI** et **(VS)~** ou **PL** et **(VF)~** et créer la classe **PT** qui correspond à une occlusive sourde en fin de mot comme dans « cap ».

- c) De même la classe **PFT** est constituée des segments **PF** et **(VS)~** ou **PF** et **(VF)~**. Elle correspondra à une plosive sourde telle que |t| et |k| en fin de mot comme dans « sac ».

- d) Les plosives sonores |b|, |d| et |g| notées **BZ** suivies de **(VS)~** ou **(VF)~** correspondent à une plosive sonore en fin de mot comme dans « gag ». Elles sont notées **BT**.

- e) On crée également la classe voisée stationnaire descendant notée **VSD** en concaténant des segments classés **(BZ)~**, **(VS)~**; **VS**, **VM** ainsi que la classe **VD**.

- f) Un segment classé **VDS** (voisé descendant stationnaire) est le résultat de la concaténation d'un segment classé **VD** suivi du segment **(VS)~** ou **VS**.

2) Absorption de segments de transition dépendant de l'entourage phonique

Une plosive sourde (|p|, |t|, |k|) classée **PL** et précédée d'un segment voisé, peut être constitué par la concaténation de deux segments **(BZ)~** et **PL** ou **BZ** et **(SI)~**.

La liste complète des règles de production se rapportant à cette étape est donnée par la dynamique de l'automate représentée par le tableau 3. Cette table sert à la fois de table de transition et de table de sortie.

3.3. Identification

Ce module attribue à chaque segment, issu du module de segmentation, une liste comportant plusieurs noms de phonèmes. Pour cela, on utilise plusieurs types de connaissances structurées sous forme de règles. La stratégie de déduction mise en œuvre doit se rapprocher le plus possible de celle de l'expert [8].

Il existe deux types de règles, d'une part, des règles qui donnent en conclusion une liste des phonèmes pondérés, d'autre part des règles qui modifient la segmentation. Plusieurs centaines de règles sont nécessaires pour obtenir des résultats tangibles. Ces règles se composent de plusieurs parties, pouvant être facultatives.

| Z | (SI) ⁻ | (BZ) ⁻ | (FR) ⁻ | (FU) ⁻ | (VF) ⁻ | (US) ⁻ | VF | US | UM | VD | SI | BZ | PL | FR | FU |
|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|----|-----|-----|-----|----|----|----|----|----|
| (SI) ⁻ | | | | | | | VF | | | | | | | FR | FU |
| (BZ) ⁻ | | | | | | | VF | US | USM | USD | SI | | PL | | FU |
| (FR) ⁻ | (SI) ⁻ | | | FU | FU | FU | | | | | | | | | FU |
| (FU) ⁻ | | | FU | | | | | | | | | | | FR | |
| (VF) ⁻ | | | | | | US | | US | UM | | SI | BZ | PL | | FU |
| (US) ⁻ | | | | FU | US | | VF | | USM | USD | | | | | FU |
| VF | VF | VF | | | VF | | | | | | | | | | |
| US | | | | FU | US | US | US | US | USM | USD | | | | | FU |
| UM | | | | | | UMS | | UMS | | USD | | | | | |
| VD | | | | | | VDS | | VDS | | | | | | | |
| SI | SI | SI | | | SI | | | | | | SI | | | | |
| BZ | PL | | | | BT | BT | | | | | | BZ | PL | | |
| PL | PL | PL | PF | | PT | PT | | | | | | | PL | | |
| PF | | | PF | PFT | PFT | PFT | | | | | | | PL | | |
| FR | FR | FR | FR | | | | | | | | | | | FR | |
| FU | | | | | | | | | FU |

Tableau 3 : Table de l'automate utilisée par la troisième étape de segmentation

- *) un numéro de règle,
- *) une partie contexte gauche (liste de phonèmes),
- *) une partie contexte droit (liste de phonèmes),
- *) une partie des déductions déjà faites (liste de phonèmes),
- *) une partie prémisses ; conditions sur des mesures effectuées sur le segment,
- *) une partie conclusion ; soit une action à déclencher pour modifier la segmentation ou le treillis, soit une liste de phonèmes pondérés.

Solution adoptée

Nous avons conçu un module d'identification qui repose sur le principe général de type Hypothèse / test. Il consiste en deux phases :

- émettre des hypothèses sur les noms des phonèmes qui constituent chaque macro-classe représentée par une étiquette,
- vérifier l'hypothèse faite de départ en attribuant un nombre (poids) à chaque phonème proposé en se servant des règles qui permettent d'évaluer la vraisemblance des suites de phonèmes possibles. Ce nombre représente le degré d'exactitude de la réponse obtenue.

Pour réaliser ces deux phases, nous avons décidé de distinguer deux types de règles propres à chaque phase : des règles d'informations assez grossières, et celles qui comportent des informations plus fines.

*) Dans la première phase, on utilisera des informations sur l'identification de la macro-classe phonétique correspondante à une liste de phonèmes caractérisant cette classe.

Ces informations seront formalisées sous forme de règles du type :

| | | | |
|-----------|----------------------------|--------------|-------------------------|
| SI | Etiquette du segment | ALORS | Liste de phonèmes |
|-----------|----------------------------|--------------|-------------------------|

*) La seconde phase utilisera, par contre, des informations spécifiques aux différents contextes gauche et droit ainsi que les déductions déjà faites. Cette phase agit comme filtre pour la première phase

en attribuant un poids à chaque phonème résultat pour ne retenir à la fin que les trois meilleurs candidats.

Ces règles sont du type :

| | | |
|--------------|-----------------------------------|-----------|
| SI | liste de phonèmes contexte gauche | ET |
| SI | liste de phonèmes contexte droit | ET |
| SI | liste de phonèmes déjà supposée | |
| ALORS | liste de phonèmes pondérés | |

Le moteur d'inférences accède aux informations contenues dans la base de faits relative au segment, en cours d'analyse, chaque fois qu'il tente d'appliquer une règle ; il doit en effet consulter cet ensemble pour déterminer si les prémisses sont satisfaisantes. Si la règle est conditionnelle, il peut être amené à examiner le treillis phonétique du segment précédent et la base de faits du segment suivant.

4. RESULTATS

Plusieurs tests ont été effectués sur un corpus constitué d'un ensemble de diphtonges du type consonne-voyelle représenté par un certain nombre de spectrogrammes. Les consonnes choisies appartiennent aux classes des occlusives et fricatives et sont prises dans les contextes | i |, | a | et | u |.

Nous avons volontairement séparé la représentation des résultats obtenus en différents types à savoir : la courbe des énergies, la segmentation et l'identification afin d'obtenir une meilleure appréciation de ces résultats à chaque étape de traitement.

Nous traiterons dans ce qui suit, à titre d'exemple, un échantillon représentatif des tests effectués et les résultats obtenus pour le diphtongue | a |.

4.1. La courbe des énergies

Les paramètres énergétiques **P1**, **P2**, ..., **P12** et **EN** de l'échantillon | \int a | qui sont stockés dans le fichier **Cha.ech** sont représentés par le tableau 4 :

```

reg2(q(1,p(1,1,1,2.5,1,1,7.75,13.75,8,5,10,1,4.4),"SI"))
reg2(q(2,p(1,1,1,2.5,1,1,7.75,13.75,8,5,10,1,4.4),"SI"))
reg2(q(3,p(1,1,1,7.5,1,3,12.25,16.5,18,9,12,7,7.4),"SI"))
reg2(q(4,p(1,1,1,7.5,1,3,12.25,16.5,18,9,12,7,7.4),"SI"))
reg2(q(5,p(1,1,1,6,4,8,21.25,22.5,21,15,21,15,11.4),"FR"))
reg2(q(6,p(1,1,1,4,1,1,20,24,20,20,25,19,11.4),"FR"))
reg2(q(7,p(1,1,1,4.5,5,1,17.75,23.25,26,26,29,14,12.5),"FR"))
reg2(q(8,p(1,1,1,4,7,1,16.5,28,28,23,26,20,13.1),"FR"))
reg2(q(9,p(1,1,1,1.5,6,5,18,24.5,28,27,26,15,12.8),"FR"))
reg2(q(10,p(1,1,1,4,6,7,17.5,27.75,21,15,25,13,11.6),"FR"))
reg2(q(11,p(1,1,1,3.5,9,6,19.5,25.75,22,15,17,10,10.9),"FR"))
reg2(q(12,p(1,1,1,9.5,11,9,18.5,21,15,9,14,13,10.2),"FR"))
reg2(q(13,p(1,1,1,8,8,5,16.25,21.75,20,11,12,7,9.3),"FR"))
reg2(q(14,p(1,1,1,10,11,7,11.5,16,9,4,5,1,6.46),"FR"))
reg2(q(15,p(33,34,32,24,11,11.5,5.5,7,1,1,1,1,13.5),"VM"))
reg2(q(16,p(42,43,41,34,30,26,6,5.25,6.33,1,1,1,19.7),"VM"))
reg2(q(17,p(42,44,43,39,39,33,7.5,10.75,3.33,1,1,1,22.1),"VM"))
reg2(q(18,p(42,42,42,40,36,34,9.25,9.25,12,1,1,1,22.5),"VM"))
reg2(q(19,p(45,45,44,42,40.5,30,12.75,11,12,1,1,1,23.8),"VS"))
reg2(q(20,p(45,45,44,42,40.5,30,12.75,11,12,1,1,1,23.8),"VS"))
reg2(q(21,p(45,45,44,42,40,30,12.75,11,12,1,1,1,23.7),"VS"))

```

Tableau 4: Les paramètres énergétiques des échantillons du diphone / ʃ a /.

La courbe des énergies correspondante du même diphone est représentée par la figure 1. Sur cette courbe qui est constituée de 21 échantillons notés de q1 à q21, on remarque surtout une concentration d'énergie relativement grande des paramètres P7, P8, P9, P10 et P11 des échantillons q3 à q14 correspondants normalement au phonème |j| dans la bande de fréquence comprise entre 2 et 7 KHz. Les échantillons q15 à q21 correspondants au phonème |a| quand à eux sont caractérisés par une énergie plus intense des paramètres P1 jusqu'à P4 et un peu moins de P5 et P6. Le tableau 5 donne des explications plus détaillées ainsi qu'une interprétation de la courbe des énergies du diphone |fa|.

4.2. Résultats de la segmentation

Les tests que nous avons effectués lors de cette étape ont permis surtout de tester les différents algorithmes de segmentations mis en œuvre. Or les résultats préliminaires sur le corpus utilisé montrent que cette étape a été franchie avec succès. Néanmoins, un certain nombre de facteurs peuvent provoquer des écarts entre les résultats obtenus par le système et les données réelles : exactitude des valeurs des paramètres énergétiques, choix du banc de filtres (nombre de filtres et les fréquences de coupure), la valeur du seuil θ , etc.

Les tests de la segmentation du diphone |fa| ont donné les résultats représentés par le tableau 6.

Ces résultats font apparaître ainsi trois types de segments phonémiques. Le premier est un SILENCE de durée 40 ms, le second est une friction qui dure 100 ms et le troisième segment est un noyau vocalique du type « VMS » de durée 70 ms

La figure 2 donne une meilleure représentation des résultats de la segmentation du diphone |fa|. On remarque les différents segments phonémiques, leur durée ainsi que leur type représenté par une couleur caractéristique choisie normalement pour la visualisation sur un écran couleur.

4.3. Résultats de l'identification

Cette étape de traitement se caractérise par l'utilisation d'un certain nombre de règles. Nous donnerons à titre d'exemple, une partie de quelques règles utilisées dans le cas des fricatives sourdes |f, s, ʃ|.

REGLE 1

| | | |
|-------|-------------------------------------|----------------------------------|
| SI | Contexte droit est | |
| SI | Contexte gauche est | a |
| SI | déductions déjà faites sont | f, s, ʃ |
| SI | il existe deux zones de bruit : | 3000 - 4500 Hz et 5000 - 7000 Hz |
| SI | valeur d'énergie est comprise entre | 8 et 20 dB |
| ALORS | s | |

REGLE 2

| | | |
|-------|-------------------------------------|-----------------|
| SI | Contexte droit est | |
| SI | Contexte gauche est | a, u |
| SI | déductions déjà faites sont | f, s, ʃ |
| SI | il existe une zone de bruit : | 1000 - 7000 Hz. |
| SI | valeur d'énergie est comprise entre | 8 et 20 dB |
| ALORS | f | |

REGLE 3

| | | |
|-------|-------------------------------------|----------------------------------|
| SI | Contexte droit est | |
| SI | Contexte gauche est | a |
| SI | déductions déjà faites sont | ʃ |
| SI | il existe deux zones de bruit : | 2500 - 4000 Hz et 5500 - 7800 Hz |
| SI | valeur d'énergie est comprise entre | 8 et 20 dB |
| ALORS | ʃ | |

Voici comme exemple, les résultats de l'identification du diphone |fa| :

Ces résultats peuvent être interprétés de la manière suivante :

- le premier segment est un SILENCE
- le deuxième segment peut être :
 - | ʃ | avec un score égal à 2.1
 - | f | avec un score égal à 1
 - | s | avec un score égal à 1
- le troisième segment peut être un :
 - | a | avec un score égal à 2.1
 - | o | avec un score égal à 1
 - | u | avec un score égal à 1

L'ensemble des résultats présentés ci-dessus du diphone |fa| a été obtenu sans aucune modification de notre système de décodage acoustico-phonétique et confirme la validité des algorithmes et des règles utilisées. Toutefois, la grande précision observée de ces résultats est due en grande partie au peu de règles employées et que les indices utilisées sont sans chevauchement entre eux.

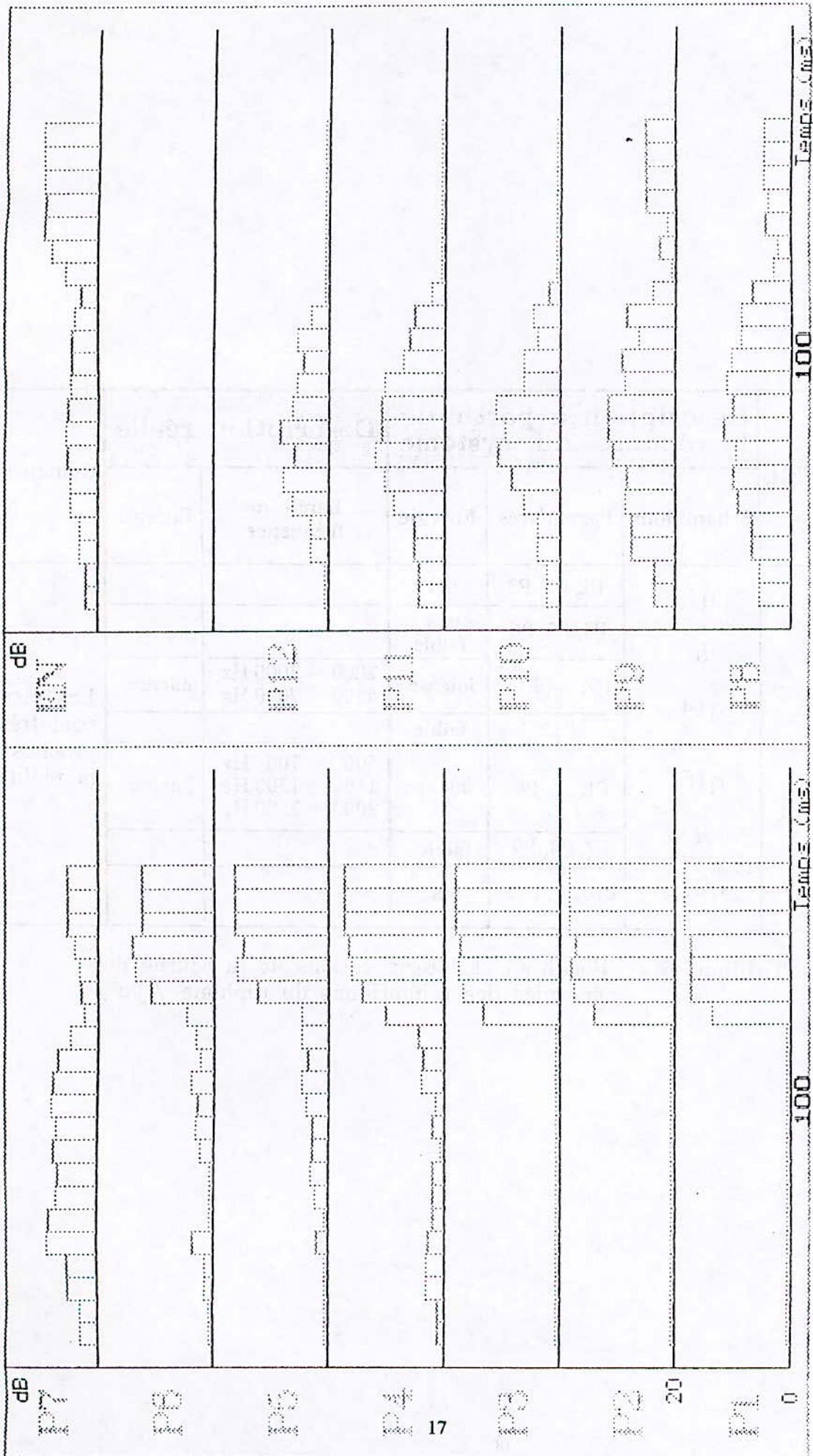


Fig. 1 : Courbe des énergies du diphone / $\int a$ / obtenue par le système S R A P H réalisé

| PHONEME | Description à partir de la réponse du système | | | Description réelle | | Commentaires |
|------------|---|----------------|-------------|--|---------|---|
| | Echantillons | Paramètres | Energie | Bande de fréquence | Energie | |
| / \int / | q1 à | P1, P2, P3 | nul | | | Les résultats sont très proches de la réalité |
| | | P4, P5, P6 | très faible | | | |
| | q14 | P7, ... , P11 | intense | 2000 - 3000 Hz 4500 - 7000 Hz | intense | |
| | | P12 | faible | | | |
| / a / | q15 à | P1, ... , P6 | intense | 500 - 700 Hz 1100 - 1300 Hz 2000 - 2500 Hz | intense | |
| | | P7, P8, P9 | faible | | | |
| | q21 | P10, ... , P12 | nul | | | |

Tableau 5 : Résultats et interprétations de la courbe des énergies des échantillons du diphone / \int a /

```

se( ss (1,210, [
  r(1,1, 40, "SI", p( 1, 1, 1, 5,
                    1, 2, 10, 15.1,
                    13, 7, 11, 4, 5.9 ))),
  r(2,41, 100, "FR", p( 0.7, 0.7, 0.7, 3.9,
                    4.8, 3.5, 12.6, 16.7,
                    15, 11.7, 14.2, 9.1, 7.8 ))),
  r(3,141,70, "VMS",p( 15.2, 15.5, 15.1, 13.6,
                    12.2, 10.1, 3.4, 3.4,
                    2.9, 0.3, 0.4, 0.4, 7.7 )))

```

Tableau 6 : Résultats de la segmentation du diphone /ʃa/.

```

suit_id(id(1,[ id1(1, [ ]),
              id1(2, [ ph( 'c', 3.1, [1], [ ], [2] ),
                    ph( 'f', 2.1, [3], [ ], [2] ),
                    ph( 's', 1, [ ], [ ], [ ] ) ]),
              id1(3, [ ph( 'a', 2.3, [2], [3,1], [ ] ),
                    ph( 'o', 1, [ ], [ ], [ ] ),
                    ph( 'u', 1, [ ], [ ], [ ] ) ]))

```

Tableau 7 : Résultats de l'identification du diphone /ʃa/.

RESULTATS DE LA SEGMENTATION

Fig. 2 : Différents segments phonémiques de la segmentation du diphone /ja/
obtenus par le système SRAPH réalisé

VMS

FR

SI



5. CONCLUSION

Le système que nous avons réalisé, bien qu'il soit conçu pour s'intégrer dans un processus plus général de reconnaissance automatique de la parole continue, fournit des résultats très satisfaisants.

Les essais que nous avons effectués ont permis surtout de tester la validité du modèle que nous avons proposé : algorithme de la segmentation et d'identification phonétique en particulier. Les résultats que nous avons proposés sont donnés à titre indicatif, le système réalisé n'a été testé qu'à partir d'un certain nombre de spectrogrammes. Il ne fait pas de doute que les vrais tests devront être faits en utilisant une carte d'acquisition du signal de parole et un corpus beaucoup plus large, laissant varier le locuteur, les contextes et les conditions d'élocution. C'est alors seulement, que nous pourrions mesurer, avec beaucoup plus de précision, les performances de notre système de reconnaissance acoustico-phonétique.

A la lumière de cette application, nous pensons que nous avons jeté les bases d'un système ouvert qui puisse être amélioré, au fur et à mesure que sont trouvés les meilleurs compromis entre les exigences du traitement informatique et celles de la formalisation des données linguistiques.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] J. M. PIERREL, N. CARBONELL, J. P. HATON et K. SMAILL, « Vers une meilleure intégration de la parole dans les systèmes de reconnaissance Homme - machine », *Revue Traitement du Signal*, Numéro spécial (Reconnaissance Automatique de la Parole), France, 1990.
- [2] J. P. HATON, A. BONNEAU, D. FORTH, Y. GONG Y. LAPRIE et J. M. PIERREL, « Décodage acoustico-phonétique : problèmes et éléments de solution », *Revue Traitement du Signal*, Numéro spécial (Reconnaissance Automatique de la Parole), France, 1990.
- [3] D. FOHR, J. M. HATON, Y. LAPRIE, F. LONCHAMP et J. M. PIERREL, « Paramétrisation acoustique et décodage phonétique fondé sur des connaissances pour la parole continue multilocuteurs », *Actes des Journées Nationales du GRECO - P R C Communication Homme - Machine*, Paris, 1988.
- [4] K. F. LEE, « Context - dependent Phonetic Hidden Markov for Speaker - Indépendant Continuous », *Speech Recognition*, Member, IEEE, 0096 - 3518 / 90 / 0400 - 0599, 1990.
- [5] J. P. HATON, J. M. PIERREL, G. PERENNOU, J. CAELEN, J. L. GAUVAIN, « Reconnaissance automatique de la parole », Edition DUNOD informatique, 1991.
- [6] K. F. LEE, F. K. SOONG, B. H. JUANG, « A segment model based approach to recognition », *IEEE Int. Conf on Acoust., Speech and Signal Proc.*, pp. 501 - 504, New York, 1988.
- [7] J. CAELEN et H. TATTEGRAIN, « Le décodeur acoustico - phonétique DIRA - DAP », 17^{ème} Journées d' Etudes sur la Parole, Nancy, pp. 115 -121, 1988.
- [8] N. CARBONELL, J. P. DAMESTOY, D. FOHR, J. P. HATON, F. LONCHAMP et J. M. PIERREL, « Techniques d'intelligence artificielle en décodage acoustico-phonétique, 14^{èmes} Journées d'Etudes sur la Parole, PARIS, pp. 299 - 303, 1985.

LES PRINCIPAUX MODULES DU SYSTEME TTS (Text-To-Speech)

Mhania GUERTI

Ecole Nationale Polytechnique - Département d'Electronique

10, Avenue Hacem BADI El Harrach ALGER ALGERIE

Tel. 213 2 52 53 01 et 03 Fax : 213 2 52 29 73

خلاصة: هذا المقال يتحدث عن مبدء تركيب الكلام الإصطناعي وكذلك عن المعايير الهامة التي لها علاقة بجهاز TTS : التحليل، التحويل الفونولوجي، الإنتاج التلقائي لعدد ما من البرامتر على المستوى التقسيمي (إختيار وحدات التركيب للكلام أو طريقة إنجاز طلبيات الألة التركيبية) وما فوق التقسيم (تحديد قواعد العروض) وأخيرا تقنية تركيب الكلام التي تعد كنموذج صوتي أو وسيلة إنجاز الأصوات المركبة .
مفاتيح الكلام : جهاز TTS، تحليل ، تحويل فنولوجي إنتاج تلقائي .

ABSTRACT

This paper presents the principle of the speech synthesis and the main parts involved in a Text-To-Speech (TTS) system : the analysis, the phonological transfer, the automatic generation of a certain number of parameters from the segmental point of view (the selection of the synthesis' units or the method which gives the synthesizer's controls) and from the supra-segmental point of view (the determination of the prosodic's parameters) and finally the synthesis technic which is the acoustic model or the tool which produces the synthetic sounds.

KEY WORDS : Text-To-Speech (TTS) system, analysis, phonologic transfer, automatic generation.

RESUME

Cet article relatara le principe de la synthèse de la parole ainsi que les principaux modules intervenant dans le système TTS (Text-To-Speech) : l'analyse, le transfert phonologique, la génération automatique d'un certain nombre de paramètres sur le plan segmental (choix des unités de synthèse ou la méthode d'élaboration des commandes du synthétiseur) et supra-segmentale (détermination des paramètres prosodiques) et enfin la technique de synthèse qui est le modèle acoustique ou l'outil de production des sons synthétiques.

MOTS CLÉS : Synthèse à partir du texte, Analyse, Transfert Phonologique, Génération Automatique.

1. INTRODUCTION

Nous désignons par synthèse de la parole à partir du texte, l'ensemble des procédés employés pour l'obtention d'un message sonore (imitant le plus possible la parole naturelle) en fonction d'une entrée conceptuelle (génération de texte, traduction automatique) ou bien textuelle. Dans ce dernier cas, on part du texte écrit pour aller vers la parole (Text-To-Speech : TTS). Autrement dit, on part des informations symboliques (invariantes et structurées) constituées d'une suite de caractères graphiques appartenant à un ensemble fini et on arrive à des réalisations physiques (toujours changeantes et

sujettes à variabilité) : un signal qui véhicule le message contenu dans ce texte.

Ces procédés visent à générer une structure dans un certain espace de description, la transformer, puis la reprojeter dans un autre espace de description. Tel est le principe de la synthèse de la parole.

La mise au point d'un système TTS pour une langue donnée, suppose la contribution de diverses sources de connaissances sur tous les niveaux de description. Dans cet article nous examinons les principaux modules intervenant dans de ce type de système (figure 1) :

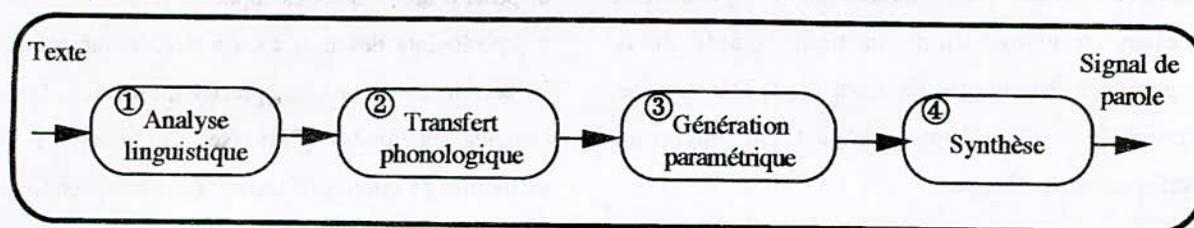


Figure 1 : Principe du système Text-To-Speech.

◆ l'analyse linguistique concerne le découpage du texte d'entrée en mots et l'organisation de ces derniers selon deux axes : paradigmatique¹ et syntagmatique. Elle regroupe les analyses morphologiques, syntaxiques et sémantiques voire pragmatiques ;

◆ le transfert phonologique (opération symbolique) convertit le texte analysé en une structure phonologique où on trouve des arbres métriques [1], des marques prosodiques [2] voire une structure de performance [3].;

◆ la génération permet de convertir la tâche phonologique ainsi déterminée en une représentation paramétrique, pour une méthode donnée de synthèse acoustique ;

◆ la synthèse produit le signal acoustique à partir de cette description paramétrique (technique de synthèse spécifique).

2. L'ANALYSE LINGUISTIQUE

L'analyse linguistique, tâche très complexe, utilise des connaissances spécifiques à chaque langue étudiée. Elle consiste en un traitement visant à produire une représentation multi-niveaux du texte d'entrée, en fournissant une description linguistique de ce dernier à partir d'une chaîne orthographique. Cette structure

¹L'axe paradigmatique est celui qui ordonne le répertoire de symboles et de règles : on l'appelle aussi l'axe de la sélection. L'axe syntagmatique est celui de la combinaison des symboles qui, organisés en séquences de plus en plus complexes, finissent par former le discours proprement dit.

formelle depuis la chaîne de graphèmes donnée à l'entrée, a plusieurs buts, fournir :

◆ un étiquetage lexical, syntaxique et éventuellement sémantique permettant de résoudre les problèmes de la phonétisation (exemples des homographes non homophones et des liaisons conditionnées par la syntaxe). Prenons comme exemple d'ambiguïté la phrase : les poules du *couvent couvent*. Seule une analyse ou un filtrage syntaxique permet la prononciation correcte des deux homographes *couvent*. Le premier a la fonction d'un complément de nom, tandis que le dernier est identifié comme un verbe à la 3^{ème} personne du pluriel. Cependant certaines ambiguïtés de prononciation ne peuvent pas être levées par le seul recours à la syntaxe. Soulignons également la différence entre une phrase syntaxiquement correcte et une phrase compréhensible. Nous constatons alors, que des connaissances sémantiques sont nécessaires pour lever les ambiguïtés et comprendre réellement le texte. Ces types d'informations rendent compte des aspects implicites du sens et intègrent des connaissances pragmatiques (cohérence de la phrase compte tenu de l'application) ;

◆ une description linguistique structurale pour insérer des marqueurs prosodiques voire construire la structure phonologique choisie.

3. LE TRANSFERT PHONOLOGIQUE

Le transfert phonologique sert à traduire la structure textuelle en une structure phonologique comprenant

l'ensemble des tâches segmentales et supra-segmentales à effectuer (transformation qui tient compte de la morphologie structurale de l'oral). La Transcription Orthographique Phonétique *TOP* est une opération spécifique à chaque langue.

Exemple :

C'est le chat de Jeanne. → [sɛ lɔ ʃa dɔ ʒɑn].

Dans les applications à partir d'un système TTS (machines à lire pour les aveugles ou lecture de courrier électronique) le message à synthétiser se présente sous forme orthographique. Cette représentation est structurée selon plusieurs niveaux de traitement : phonétique et phonologique, lexical, syntaxique et même sémantique. Ainsi la transcription phonétique du mot *fil*s ([fis] ou bien [fil]) pose un problème qui ne peut être résolu que si l'on fait appel au sens général du discours à synthétiser, donc à ce qu'on appelle le contexte sémantique. La conversion du message en une chaîne de codes phonétiques correspondant aux phonèmes de la langue, peut faire appel à deux types de méthodes :

- ◆ la recherche dans un dictionnaire contenant des chaînes alphabétiques (mots par exemple) et leurs homologues phonétiques ;
- ◆ l'application des règles de prononciation dans un programme dit orthoépique.

Ces deux méthodes peuvent être complémentaires pour plusieurs raisons car :

- ◆ l'utilisation d'un dictionnaire ne permet pas de s'affranchir totalement de certaines règles phonologiques, tel que le traitement des liaisons.

Exemple : les oiseaux → [lezwazo];

- ◆ quelle que soit la performance du programme orthoépique, celui-ci échoue sur certains mots, qu'il faut placer dans un lexique d'exceptions.

Pour certaines langues tel que l'Anglais, il est particulièrement difficile d'établir des règles [4]. Il faut

disposer d'un lexique très important rappelant la structure morphologique des mots, c'est-à-dire, des morphèmes qui le composent : racines, préfixes, suffixes. Dans les langues accentuées (Chinoise, Anglaise, ...) l'ictus mélodique à l'intérieur d'un mot peut modifier son sens. Dans ce cas l'analyse d'un texte doit délivrer la classe lexicale des mots pour positionner correctement l'accent. Dans DECTALK [5], à partir d'un lexique de 7000 mots et 500 règles on peut traiter des textes de $2 \cdot 10^5$ mots. Pour l'Espagnol, 50 règles semblent suffire pour faire la transcription s'il n'y a pas de distinction d'ouverture [6]. Plusieurs techniques peuvent être exploitées pour faciliter les opérations décrites ci-dessus. Il paraît plus simple d'utiliser une grammaire contextuelle [7]. Celle-ci peut faciliter l'écriture puis la lecture et la modification des règles avec un contrôle automatique de la syntaxe des règles utilisées. Carlson et Granström [8] utilisent une grammaire similaire à celle employée en phonologie générative. Généralement, celle-ci fait intervenir des blocs de règles de réécriture répondant à la syntaxe suivante :

$$A \rightarrow B / C + D$$

Ce qui se traduit par : l'objet A se réécrit B s'il est précédé de C et suivi de D ; autrement dit, si les contextes gauche et droit sont vérifiés.

Dans le mot femme par exemple, "em" se prononce "am", s'il est précédé de "f" et suivi de "me".

La règle s'écrit sous la forme :

$$em \rightarrow am / f + me$$

4. LA GENERATION PARAMETRIQUE DES COMMANDES POUR LE SYNTHETISEUR

La reproduction du message vocal résulte de l'encodage d'informations au niveau :

- ◆ segmental par le choix d'éléments phonétiques et de leurs concaténations ;

◆ supra-segmental, par la génération automatique de la prosodie en donnant à ces unités l'importance linguistique et expressive qui leur convient.

4.1. DEFINITIONS DES PARAMETRES PROSODIQUES

L'obtention d'une chaîne phonétique correcte est une étape indispensable mais non suffisante à la synthèse du message. Il faut ajouter aux segments phonétiques un certain nombre d'informations qui font de cette chaîne un message porteur de sens. Cette structure de la chaîne est dite *prosodique*.

Les principaux paramètres prosodiques qui la révèlent sont :

- ◆ la fréquence fondamentale ou pitch ou encore F_0 ;
- ◆ les durées segmentales (pauses comprises) dépendent du débit : l'acte de la parole comporte un temps de phonation et un temps de silence. Le débit est caractérisé par deux vitesses :
 - ☛ la vitesse d'élocution ou compétence concerne la répartition phonation/silence (dépend du système linguistique) ;
 - ☛ la vitesse de phonation concerne la performance articulatoire (dépend du locuteur).
- ◆ l'intensité des sons ou l'énergie contenue dans le signal dans un intervalle de temps donné.

4.2. LES METHODES DE SYNTHESE

Les méthodes de synthèse peuvent faire appel à des lexiques (synthèse par unités stockées) ou à une

représentation construite à partir d'un ensemble de règles (synthèse par règles).

4.2.1. LA SYNTHESE PAR UNITES STOCKEES

Dans cette méthode le message à synthétiser est reconstitué à partir de signaux de parole pré-enregistrés et codés. Les unités stockées peuvent être des : phrases, mots, syllabes, demi-syllabes, diphtonges, polysons.

4.2.1.1. LA SYNTHESE PAR PHRASES ET / OU PAR MOTS

Dans cette méthode, il ne s'agit pas d'une véritable synthèse mais d'un stockage et d'une restitution de parole, en vue d'une application bien définie. Pour éviter la limitation de la capacité de stockage, on a recours à des techniques de compression de données par des codages appropriés. Ces phrases ou mots constituent le dictionnaire de base du système. La réalisation de n'importe quel message se fait par leur concaténation dans un ordre donné.

Nous pouvons citer à titre d'exemple l'horloge parlante (figure 2) "*au 3^{ème} top il sera exactement ... heures... minutes... secondes*". L'URV (Unité à Réponse Vocale) du CNET Lannion peut être interrogée à partir d'un cadran de téléphone. Son vocabulaire de base comprend une partie fixe (la phrase porteuse) et une partie variable en l'occurrence le nombre relatif à la taxation à payer par l'abonné [9] Par exemple : "*votre compteur indique ... taxes de base*" ou bien "*votre communication a coûté... taxes de base*"

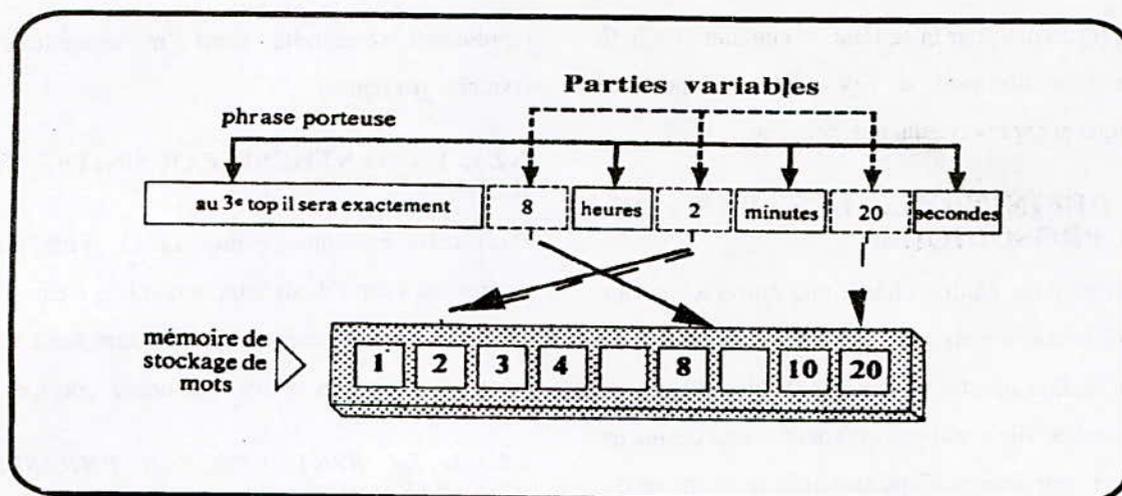


Figure 2 : Assemblage de mots pour une application du type horloge parlante.

Toutes ces méthodes sont peu économiques, car elles supposent le stockage préalable des segments sonores d'une application donnée, sous forme codée. Cependant leur intelligibilité est excellente, mais pour obtenir une meilleure qualité de synthèse, il serait nécessaire d'avoir accès aux transitions entre les mots et de respecter la prosodie. Un même mot a des caractéristiques prosodiques différentes suivant qu'il est situé en début, au milieu ou en fin de phrase.

Si l'on veut avoir la possibilité de composer n'importe quel message, il demeure hors de question de stocker sous une forme quelconque l'ensemble de ce vocabulaire. C'est dans cette optique qu'a été développée *la synthèse à partir du texte*. Cette dernière consiste à mémoriser des éléments sonores tels que les diphtonges ou les règles d'évolution des paramètres formantiques dans toutes les transitions entre phonèmes. Cette nécessité entraîne inévitablement l'élaboration de techniques appropriées pour la concaténation et le contrôle prosodique de ces unités.

4.2.1.2. LA SYNTHÈSE PAR PHONÈMES

Les phonèmes sont des unités phonologiques, donc abstraites. Il est particulièrement intéressant de les utiliser comme éléments unitaires à concaténer, vu leur

très faible nombre, en moyenne 40 pour les langues latines et anglo-saxonnes. Cependant la réalisation acoustique des phonèmes change en fonction du contexte (allophones d'un phonème : ensemble de phones phonologiquement semblables) et leur concaténation ne donne pas les résultats attendus. La parole synthétique est inintelligible. La cause de cet échec est à rechercher dans les discontinuités qui se produisent aux jonctions interphonémiques. L'effet de la coarticulation (influence d'un son sur un autre) entre les phonèmes oblige à prévoir les transitions, entre eux. Ceci traduit simplement le fait que les unités phonémiques sont le plus souvent combinées en des unités plus étendues [10]. Un exemple a été vérifié par Liberman et al. [11], après l'enregistrement séparé de deux syllabes [ka] et [ki], on découpe l'explosion de [k] dans [ka] qu'on ajoute au début de la réalisation de [i] dans [ki], 93 % des sujets perçoivent [pi] au lieu de [ki]. Ce test montre clairement l'influence des phonèmes entre eux. On peut cerner le problème en tenant compte de tout un ensemble de règles ou d'algorithmes d'interpolation susceptibles de reconstituer la continuité spectrale entre les éléments choisis.

4.2.1.3. LA SYNTHÈSE PAR SYLLABES

La syllabe phonologique est l'unité regroupant un noyau vocalique et des consonnes adjacentes. Autrement dit, elle est formée d'un groupe d'éléments coproduits au niveau d'une commande motrice [12]. Dans une langue donnée, les syllabes sont en nombre limité. En associant une trentaine de phonèmes deux à deux, on obtient environ un millier de combinaisons. Ce nombre devient grand (7000 en Français) si l'on note toutes les syllabes.

Le problème qui reste posé est celui de la segmentation des réalisations syllabiques et de leur raccordement pour éviter une parole synthétique hachée ?

4.2.1.4. LA SYNTHÈSE PAR DEMI-SYLLABES

La synthèse par demi-syllabes adopte le même découpage que les diphtongues, sur le noyau vocalique (état stable). La demi-syllabe est définie comme la moitié d'une syllabe, c'est-à-dire une ou plusieurs consonnes initiales suivies d'une demi-voyelle, ou bien l'autre moitié de la voyelle plus le coda post-vocalique. Exemple le mot *construct* peut être divisé en : [co -], [- on], [stru -], [- uct]. Les influences de la coarticulation tendent à être minimales au centre acoustique de la voyelle et à la frontière syllabique. On découpe la syllabe au milieu du noyau vocalique, quand le spectre est relativement stable. Les problèmes liés à cette approche sont :

- ◆ comment lisser les frontières des demi-syllabes pour simuler une coarticulation naturelle ?
- ◆ comment ajuster les durées intervenant dans la réalisation d'une phrase voulue ?

4.2.1.5. LA SYNTHÈSE PAR DIPHTONGUES

Il est bien connu que la parole se présente sous une forme évolutive, car elle est engendrée par des mouvements articulatoires continus, par conséquent, il est impossible de construire une parole synthétique acceptable au moyen d'une simple concaténation d'éléments phonémiques.

Devant la multiplicité et la complexité des règles de composition des sons entre eux, Harris [13] et Peterson et al. [14] ont mis au point une méthode astucieuse permettant d'éviter les difficultés de réalisation des règles. La solution consiste à isoler et à choisir comme éléments phonétiques, *une séquence allant de partie stable à partie stable et qui comprend en son centre toute la zone de transition*. La transition contient l'information déterminante sur la nature phonétique des éléments adjacents. On parle alors de synthèse par *diphtongues* ou *diphtongèmes* ou encore *dyades*.

La synthèse est obtenue par simple concaténation de ces éléments, le raccordement se faisant sans trop de difficulté au niveau de deux parties spectralement identiques (figure 3).

Cette méthode a été reprise par de nombreux chercheurs : Liénard [15] pour la réalisation de l'icophone ; Courbon et Emerard [16] pour le développement du Synthétiseur de Parole Automatique Réalisé à partir du TEXTE : SPARTE ; Guerti [17 ; 18] ; pour l'élaboration d'un dictionnaire de diphtongues en Arabe Standard ; O'Shaughnessy et al. [19] pour le développement d'un dictionnaire de diphtongues en Français.

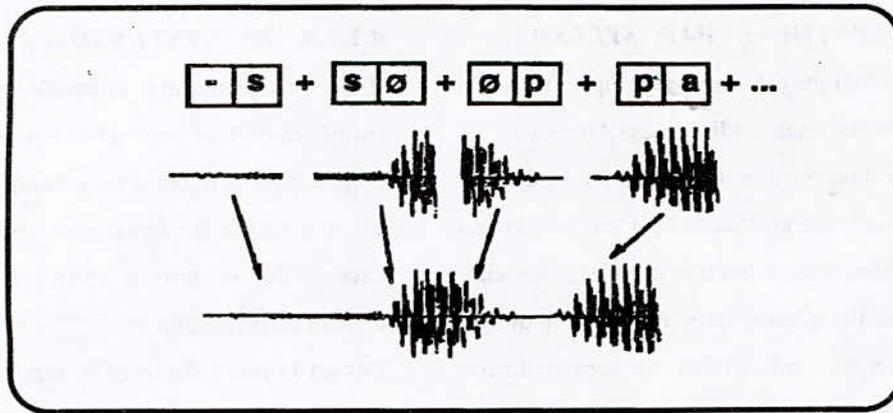


Figure 3 : Synthèse par diphones de : ce pas... ([sØ pa]...).

Pour constituer un dictionnaire de diphones, il faut disposer de toutes les combinaisons réalisables. Si une langue donnée possède n phonèmes, le nombre de diphones est de l'ordre de n^2 (pour l'Arabe et le Français, nous avons respectivement 1350 et 1250 diphones environ). La mise en œuvre d'une telle procédure comporte les étapes suivantes :

- ◆ le choix d'un code phonétique ;
- ◆ le choix d'un corpus de mots qui doit être fait, de manière à faciliter la segmentation ;
- ◆ le choix du locuteur est un paramètre fondamental pour toute recherche en synthèse de la parole ;
- ◆ l'enregistrement de la liste des mots porteurs de diphones ;
- ◆ la numérisation et l'analyse de tout le corpus ;
- ◆ la segmentation en mots et ensuite en diphones (des logiciels d'extraction et de segmentation semi-automatique ont été élaborés [20]) ;
- ◆ la constitution du dictionnaire de diphones et son évaluation.

La synthèse par diphones impose à la chaîne un découpage fondé sur la notion d'état stable. Cette dernière ne correspond pas essentiellement à la stabilité spectrale (dans le temps), mais plutôt à l'invariance (par rapport au contexte) d'un phonème déterminé, or cette invariance

n'existe pas toujours. Pour traiter les phénomènes de la coarticulation, il faut prévoir différents cas selon le contexte.

4.2.1.6. LA SYNTHÈSE PAR POLYSONS

L'hypothèse que les phonèmes ont un certain degré de stabilité n'est pas toujours vérifiée, car pour les sons de nature transitoire comme les semi-voyelles et les liquides, il est difficile de dégager une zone stable à cause de leur structure formantique qui est fortement sensible aux effets de la coarticulation. Ainsi on introduit la notion généralisée de *polyson* : extension des diphones dont les éléments comprennent des phonèmes ne possédant pas de partie stable aisément définissable. Autrement dit, l'ensemble des polysons est, par conséquent constitué des diphones réalisés uniquement avec des demi-phonèmes stables à leurs deux extrémités et en leurs centres des associations de phonèmes instables (des polymorphes).

Exemple de décomposition du mot "Samia" en diphones et en polysons (# : représente le silence) : .

|#s | sa | am | mj | ja | a# | : on a 6 diphones ;

|#s | sa | am | mja | a# | : on a 5 polysons.

La combinatoire stricte du Français donne théoriquement 7725 polysons. Toutefois, l'étude de leurs statistiques

permet de réduire le nombre d'unités nécessaires à synthétiser à 3247 polysons [21]. Les unités obtenues peuvent être modifiées selon des consignes prosodiques. Ces méthodes sont opérationnelles, mais on n'apprend rien sur le système de production : ainsi le phénomène de la coarticulation n'est décrit que par ses réalisations et non pas d'un point de vue fonctionnel.

La représentation spectrale fine du signal vocal vise à améliorer la qualité de synthèse, à disposer d'un ensemble de règles formantiques pour les transitions entre phonèmes en prenant en compte les effets de la coarticulation. Selon la technique de codage choisie, une méthode essentielle de synthèse peut être sélectionnée : la synthèse par règles.

4.2.2. LA SYNTHÈSE PAR RÈGLES

Ce que l'on entend généralement par synthèse par règles, c'est l'élaboration d'un ensemble de valeurs cibles et de

règles qui modélisent l'évolution des trajectoires décrites par les paramètres du signal acoustique. Cet ensemble est utilisé pour générer la suite des paramètres de contrôle du synthétiseur. Le principe de cette méthode est totalement différent de celui de la synthèse par unités stockées, car elle repose sur une étude descriptive en se basant sur le phonème comme unité, et sur une approche générative des règles de déformation de stéréotypes en fonction du contexte.

Généralement, on récupère lors de la synthèse, les valeurs cibles des paramètres des phonèmes du message à restituer, ensuite on applique les règles d'évolution des paramètres afin d'en fixer les trajectoires sur toute la durée du signal de synthèse.

La connaissance à chaque instant de tous les paramètres du synthétiseur permet la génération du signal de sortie (figure 4).

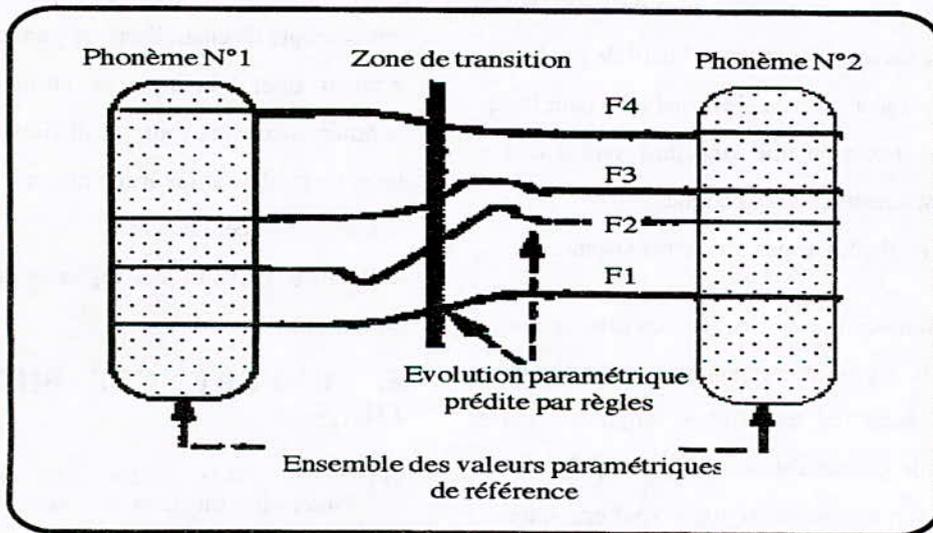


Figure 4 : Principe de la synthèse par règles.

La synthèse par règles nécessite peu de données à stocker (valeurs des paramètres de commande du synthétiseur). Mais si l'on souhaite une synthèse de haute qualité, grâce à une prosodie adéquate, un grand nombre de règles doit s'imposer. En ce qui concerne l'aspect multilingue, ce type de méthode impose l'emploi de nouveaux dictionnaires (cibles et règles) afin d'adapter tous les paramètres du synthétiseur [22].

Il est à noter qu'une nouvelle voie de recherches est actuellement en train de s'ouvrir, utilisant de nouvelles techniques de modélisation : les modèles connexionnistes permettent d'apprendre des gestes articulatoires sous-jacents en prenant en compte les contraintes mécaniques et les fonctions de coûts énergétiques de chaque mouvement [23].

5. CONCLUSIONS

L'architecture de la plupart des systèmes de synthèse de la parole incorpore l'ensemble des modules : d'analyse, de transfert phonologique, de génération et de synthèse. Ce dernier module est considéré comme l'outil de production des sons synthétiques. Le module d'analyse a pour but de transformer un texte en une structure syntaxique et éventuellement sémantico-pragmatique.

Deux grandes méthodes de génération coexistent :

◆ la génération par unités stockées consiste à stocker l'intégralité du signal correspondant à des segments sonores englobant les transitions supposées porter l'information de coarticulation (diphones, polysyllabes...). Le synthétiseur utilise ainsi un inventaire d'unités sonores couvrant l'ensemble des sons possibles d'une langue. Ces systèmes de synthèse utilisant cette approche font face à deux contraintes :

☛ la constitution d'un dictionnaire comprenant un grand nombre de réalisations : ce qui suppose que le locuteur maîtrise parfaitement lors d'une longue et fastidieuse séance d'enregistrement la cohérence de son élocution ;

☛ la représentation explicative pauvre des règles de production sous-jacentes.

◆ la génération de trajectoires paramétriques par règles permet de décrire ces trajectoires par un ensemble de cibles et de fonctions de transitions conformément à un jeu de règles heuristiques (synthèse par règles). Autrement dit, le transfert de la représentation phonético-prosodique au signal de parole repose sur un ensemble de règles qui spécifient l'évolution temporelle de paramètres de commandes d'un modèle de production du signal de parole. Le choix des paramètres de commande qui pilotent le synthétiseur (synthétiseur à formants, analogue du conduit vocal, etc.) est donc crucial. Il doit répondre à trois contraintes essentielles :

☛ offrir un jeu minimal de paramètres de commande interprétables par un raisonnement sur les mouvements articulatoires sous-jacents à la production du signal acoustique ;

☛ permettre une analyse aisée et relativement automatique d'échantillons de parole naturelle afin de pouvoir aider à la mise au point des règles. Cette contrainte exprime toute la difficulté de passage d'un cadre de modélisation articulatoire à sa confrontation à des données expérimentales ;

☛ faciliter l'écriture des règles et de la gestion de la coarticulation.

6. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] Dell F. (1984). L'accentuation dans les phrases en Français. In Dell, Hirst et Vergnaud, formes sonores du langage. Hermann, Paris.
- [2] Larreur D. & Emerard F. (1976). Speech synthesis by dyads and automatic intonation. ICASSP. Philadelphie, 694-697.
- [3] Grosjean F. & Dommergues J.Y. (1983). Les structures de performance en psycho-linguistique. L'année psychologique, 83, 513-536.
- [4] Coker C.H. (1985). A dictionary intensive letter-to-sound program, segmental. J. Acoust. Soc. Am. suppl. 1. 78, S7.

- [5] Klatt D.H. (1987). Review of Text-To-Speech conversion for English. *J. Acoust. Soc. Am.* 82 (3), 737-1221.
- [6] Santos J.M. & Nombela J.R. (1982). Text-To-Speech conversion in Spanish. A complete rule synthesis system. *IEEE-ICASSP*. 325-328.
- [7] Guerti M. & Bailly G. (1991). Synthesis by rule using COMPOST : modelling resonance trajectories. European Conference on Speech Technology (EUROSPEECH). Genova (Italy), 24-25 Sept. 43-46.
- [8] Carlson R. & Granström B. (1976). A Text-To-Speech system based entirely on rules. *IEEE-ICASSP*. Philadelphia, 686-688.
- [9] Poncin J. (1970). Etude d'un système de synthèse de messages vocaux. *Annales des Télécommunications*. T 25, N°11-12, 405-418.
- [10] Öhman S.E.G. (1967). Numerical model of coarticulation. *J. Acoust. Soc. Am.* 41 (2), 310-320.
- [11] Liberman A.M., Ingemann F., Lisker L. & Delattre P. (1958). Some cues for the distinction between voiced and voiceless stops in initial position. *Language and Speech*, 1. 153-167.
- [12] Hadj Salah A. (1971). La notion de syllabe et la théorie cinético-impulsionnelle des Phonéticiens Arabes. *Al Lissaniyat. Revue Algérienne de Linguistique*. Vol.(1), 63-83.
- [13] Harris C.M. (1953). A study of the building-blocks of speech. *J. Acoust. Soc. Am.* 25(5), 962-969.
- [14] Peterson G.E., Wang W.S., Siverstein E. & Barney H.L. (1958). Segmentation techniques in speech synthesis. *J. Acoust. Soc. Am.* 30, 739-742.
- [15] Liénard J.S., Teil D., Choppy C., Renard G. & Sapaly J. (1977). Diphone synthesis of French, Vocal Response Unit and automatic prosody from the text. *IEEE-ICASSP*. Hartford, 560-563.
- [16] Courbon J.L. & Emerard F. (1982). SPARTE : a Text-To-Speech machine using synthesis by diphones. *IEEE-ICASSP*. 1597-1600.
- [17] Guerti M. (1984). Contribution à la synthèse de la parole en Arabe standard, synthèse par diphones et technique de prédiction Linéaire. Thèse de Magister, ILP-ALGER.
- [18] Guerti M. (1987). Contribution à la synthèse de la parole en Arabe standard. SFA (Société Française d'Acoustique) XVI^{ème} JEP. Hammamet-Tunisie, 5-7, 290-293.
- [19] O'shaughnessy D., Barbeau L., Barbardi D. & Archambault D. (1988). Diphone speech synthesis. *Speech Communication* 7, pp. 55-65.
- [20] Stella M. (1983). Fabrication semi-automatique de dictionnaire de diphones. *Recherches Acoustiques* 82/83, vol. 7, 51-63.
- [21] Bimbot F. (1988). Synthèse de la parole. Des segments aux règles avec utilisation de la décomposition temporelle. Thèse de Dr de l'ENST-Paris.
- [22] Bailly G. & Guerti M. (1991). Synthesis by rule for French. Actes du XII^{ème} ICPHS, 19-24 Août, Aix-En-Provence, France. Vol. 2, 506-509.
- [23] Rahm M., Kleijn B. & Schröeter J. (1991). Acoustic to articulatory parameter mapping using an assembly of neural networks. *ICASSP 91*. Toronto-Canada.

MODELISATION ARMA DES SUITES CHRONOLOGIQUES DES ECHOS RADARS

N. SADI-AHMED¹ & B. DERRAS²

ملخص: رغم شمولية النموذج ARMA في تمثيل متتالية زمنية لنسق عشوائي ما، فإن صعوبة تشكيله ترغيب عن إستعماله في الميادين العملية. الهدف من هذه الدراسة هو عرض طريقة بسيطة وناجعة لتشكيل نموذج ARMA إنطلاقاً من متسلسلة جد محدودة ذات معطيات مركبة وبحث إمكانية إستعمالها في ميدان علمي ذي أهمية كالأرصاد. في البداية تستعمل الطريقة المقترحة تقنية بسيطة ومباشرة لإختيار درجة النموذج ARMA المناسب، ثم يتم تقدير عوامله بواسطة إحدى التقنيتين التكراريتين القائمتين على معيار المربعات الصغرى الحقيقية (TLS) والنتان تستعملان خوارزميات فعالة وسريعة لإنتاج حساباتهما. ويمكن الإنتفاع بهذا النوع من النماذج في معالجة أصداء الرادار إذا ما استعملت طريقة ملائمة لتشكيله كالتقنية المقترحة. ويظهر هذا خاصة في عمليتي تصنيف الصدى المتعدد المصادر وكشف الأهداف. وقد تم إبراز خصائص ونوعية تقديرات هذه الطريقة بتطبيقها على عدد كبير من المتتاليات الزمنية لبعض الأمثلة العددية ذات الطابع النظري ولأمثلة أخرى تمثل بعض حالات رجع (صدى) الرادار المتعدد المصادر.

مفاتيح: متتالية (متسلسلة) زمنية، نموذج ARMA، معيار المربعات الصغرى الحقيقية، أصداء الرادار، الرجوع المتعدد المصادر، تصنيف الرجوع، كشف الأهداف.

Résumé: Les difficultés rencontrées lors de la construction d'un modèle du type ARMA pour une suite chronologique sont souvent dissuasives quant à l'application de ce type de modèle dans des domaines pratiques. Cette étude tente d'apporter un remède à ce problème en proposant une procédure de modélisation simple et intéressante et d'étudier son applicabilité dans les diverses applications d'un domaine aussi contraignant et délicat que celui du radar. En effet, cette procédure permet de construire efficacement un modèle ARMA à partir d'une séquence limitée de données complexes. Elle s'appuie sur des techniques itératives basées sur le critère des moindres carrés vrais (TLS: True Least Squares) pour déterminer les paramètres du modèle. Ces techniques possèdent des caractéristiques assez attrayantes et utilisent des algorithmes de calcul rapides et efficaces. Cette procédure est aussi agrémentée d'une technique simple pour la sélection de l'ordre ARMA à partir de courtes séquences de données. De même, cette étude fait ressortir l'intérêt de la modélisation ARMA avec l'apport de la procédure TLS dans le traitement des échos radar. En particulier, sa capacité de fournir de bonnes estimations pour les situations de clutter multiple permet une meilleure classification du clutter et une détection fiable des cibles qui sont nécessaires pour assurer la sécurité du trafic aérien. Un grand nombre de tests de la procédure TLS sur quelques exemples de processus types et de situations de clutter radar multiple ont permis de montrer les performances de la procédure proposée.

Mots clés: Suite Chronologique, Modélisation ARMA, Moindres Carrés Vrais, Echos Radar, Clutter Multiple, Classification du Clutter, Détection de Cibles.

Abstract: Difficulties faced in ARMA modeling from finite time-series often prevent the use of this type of models in practical domains. In the aim of giving an alternate solution to this problem, this study suggests an interesting simple model fitting procedure and investigates its application in a domain as constrained as radar. Indeed, the proposed procedure fits ARMA models efficiently from a short-length sequence of complex data. Model parameter estimation is performed by iterative true-least-squares-criterion-based (TLS) techniques which possess some attractive characteristics and use efficient algorithms in their various computations. TLS procedure is also endowed with a simple ARMA order estimation technique especially for short data sequences. Moreover, this study throws out the advantages of ARMA modeling via TLS procedure when applied to radar returns processing. In particular, its ability of providing good fits for multiple clutter situations allows best clutter classification and target detection which are necessary to warrant air-traffic safety. Simulation results obtained from some numerical examples of typical processes and situations of multiple radar clutter, agree to show the interesting performances of the suggested procedure.

Key words: Time-series, ARMA modeling, True Least Squares, Radar Returns, Multiple Clutter, Clutter Classification, Target Detection.

¹ Etudiante Magister au Département d'Electronique, ENP.

² Maître de Conférences au Département d'Electronique, ENP.

1. INTRODUCTION

Dans la majorité des domaines pratiques comme l'économie, l'ingénierie, la technologie et les sciences naturelles, le seul moyen d'étudier un processus est l'analyse de la suite chronologique de ses observations. L'outil le plus souvent utilisé dans l'analyse des suites chronologiques discrètes est la construction des modèles stochastiques. Ces modèles doivent avoir une formulation simple et être en mesure de réaliser une représentation parcimonieuse et suffisante des suites en utilisant un nombre minimum de paramètres. Ces modèles doivent être en mesure d'informer sur la nature des processus générateurs des suites chronologiques et leur évolution, de prédire de manière optimale les valeurs futures en se basant sur les valeurs courantes et passées des suites, et de réduire les coûts des stockages et des transmissions par une transcription parcimonieuse de l'information contenue dans toute une suite chronologique dans un nombre limité de paramètres.

Cette étude est consacrée à la modélisation du type ARMA [5] des suites chronologiques complexes discrètes et très limitées. Cette étude s'intéresse également aux applications de cette modélisation dans un domaine aussi délicat que celui du radar.

Une suite chronologique discrète $x(t)$, $t = 0, 1, \dots$, (où t est le temps) est générée par un processus autorégressif à moyenne adaptée (ARMA) d'ordre (p, q) si elle vérifie la relation de récurrence suivante:

$$x(t) = \underbrace{-\sum_{i=1}^p a_i x(t-i)}_{S_1(t)} + \underbrace{\sum_{i=0}^q b_i e(t-i)}_{S_2(t)} \tag{1}$$

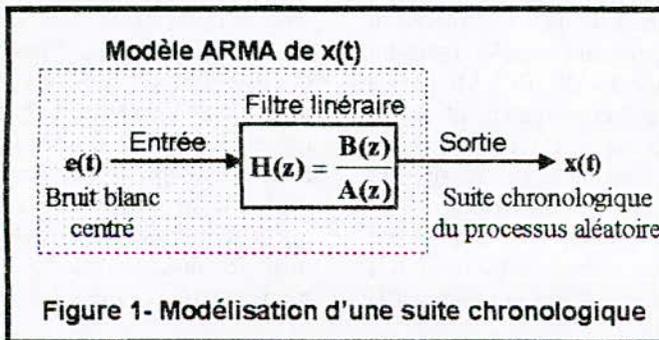
où $\{a_1, a_2, \dots, a_p, b_0, b_1, \dots, b_q\}$ sont les paramètres du processus et $e(t)$ est une suite chronologique purement aléatoire (i.e., bruit blanc) centrée et normalisée. $S_1(t)$ représente la partie autorégressive (AR) et $S_2(t)$ représente la

partie de la moyenne adaptée (MA). Les parties AR et MA contribuent, respectivement, dans les pics et les creux spectraux du processus. Le processus ARMA(p, q) est complètement défini par ses $(p+q+1)$ paramètres et sa densité spectrale de puissance est donnée par

$$S_x(\omega) = \left| \frac{B(e^{j\omega})}{A(e^{j\omega})} \right|^2 \tag{2}$$

où $B(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^q b_n e^{-jn\omega}$ et $A(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^p a_n e^{-jn\omega}$ avec $a_0=1$. Du point de vue physique, la suite chronologique $x(t)$ peut être considérée comme la sortie d'un filtre numérique pôle-zéro; $H(z) = B(z)/A(z)$, excité par un bruit blanc $e(t)$. L'entrée du filtre $e(t)$ étant évidemment inobservable (cf. Figure 1).

La modélisation ARMA d'un processus donné (qui n'est pas nécessairement du type ARMA) consiste à construire un tel modèle qui l'approxime le mieux. Ce type de modèle est très intéressant car, en plus de sa formulation simple et de sa parcimonie dans la représentation des suites, c'est un modèle de grande souplesse. Il est plus général; il englobe le modèle autorégressif AR (i.e., ARMA($p, 0$)) très utilisé dans divers domaines et le non moins important modèle de la moyenne adaptée MA (i.e., ARMA($0, q$)) [1]. Par les possibilités de combinaisons de pics et de creux spectraux, le modèle ARMA est capable de retrouver avec habileté les caractéristiques spectrales de la plupart des processus stationnaires. Ce modèle est donc en mesure de fournir de très bonnes estimations des statistiques d'ordre 2 (i.e., les densités spectrales de puissance (DSP) et les fonctions d'autocorrélation (FAC)) [18]. Pour construire un modèle ARMA(p, q) adapté à une suite chronologique, il faut d'abord l'identifier, c'est-à-dire sélectionner l'ordre (p, q) qui lui convient le mieux, ensuite estimer les paramètres. Le problème n'est pas aussi



simple et direct que pour le cas d'une modélisation AR.

En effet, la contribution de la partie MA rend le problème de l'estimation des paramètres d'un modèle ARMA non-linéaire. L'estimation ARMA par les techniques statistiques optimales du maximum de vraisemblance (MV) ont été largement investiguées par les statisticiens. La méthode MV requiert la minimisation d'une fonction très non-linéaire même sous des hypothèses simplificatrices. Une grande classe de techniques itératives d'optimisation (e.g., du type de Monté-Carlo) tentent d'implémenter l'estimateur MV en le divisant en algorithmes de calcul efficaces [5],[18]. Ces approches sont coûteuses en calculs et en mémoires, ne s'apprennent pas au traitement en temps réel, leur convergence n'est pas garantie et peuvent produire des solutions globalement non-optimales (problème des minima locaux). Bien que quelques résultats asymptotiques intéressants sur les estimateurs MV des paramètres ARMA sont disponibles dans la littérature, leurs comportements pour des suites finies de données restent encore mal connus [22].

Plusieurs techniques sous-optimales faciles à mettre en œuvre ont été développées pour parer la charge des calculs des méthodes optimales [19]. Les paramètres des parties AR et MA y sont déterminés soit séparément [8],[14],[20],[27] ou simultanément [18],[22]. Malheureusement dans toutes les méthodes et techniques surviennent certains inconvénients tels que les erreurs d'estimation de la fonction d'autocorrélation (FAC) [14], la complexité de la méthode (en calculs et en espace mémoire), l'incertitude de convergence, la stabilité et l'inversibilité incertaines des modèles obtenus [18].

Quant à la sélection de l'ordre ARMA, il existe, dans la littérature, deux catégories de méthodes; les méthodes basées sur la variance de l'erreur de prédiction [1],[18],[33] et les méthodes basées sur les estimées de la FAC [5],[10],[18],[36]. Le problème de la première catégorie est qu'elle nécessite l'estimation préalable des paramètres pour évaluer la variance de l'erreur de prédiction et de là les critères du maximum de vraisemblance (MV) pour un ordre donné (e.g. critères AIC, BIC, MDL). La seconde catégorie requiert énormément de calculs et d'espace mémoire surtout pour l'évaluation des statistiques permettant la décision sur l'ordre (p,q) (e.g. méthodes GKM) [33].

Généralement, en pratique, le nombre des observations n'est pas infini et est souvent très limité. Cette limitation est soit imposée par la

nature du processus et les contraintes de son observation, ou est délibérée par soucis d'assurer la stationnarité des séquences observées. En conséquence, dans les cas pratiques, cette contrainte sur la longueur des séquences de données va encore compliquer les problèmes de la modélisation ARMA. En effet, les méthodes de sélection de l'ordre ARMA aussi bien que les méthodes d'estimation des paramètres deviennent défailtantes lorsqu'il s'agit de courtes séquences de données. La notion de consistance des estimateurs n'a plus de sens ici. D'autre part, il n'existe pas dans la littérature, de théorie sur les échantillons finis spécifique au modèle ARMA comme il en est pour le modèle AR [6].

Dans cette recherche, une procédure simple et intéressante est suggérée pour une modélisation ARMA efficace en utilisant des séquences courtes de données. L'estimation de l'ordre (p,q) se fait directement à partir des données en utilisant une nouvelle méthode basée sur la théorie de sélection de l'ordre AR pour les échantillons finis. Elle utilise une version modifiée des critères FIC (Finite-sample Information Criterion) pour déterminer en même temps l'ordre du modèle AR long adéquat et l'ordre p de la partie AR du modèle ARMA. Ces deux ordres sont ensuite exploités pour estimer l'ordre q de la partie MA. Pour déterminer les paramètres du modèle ARMA (p,q) (p et q étant déjà obtenus), deux techniques itératives basées sur le critère des moindres carrés vrais (TLS) sont proposées. Ces techniques sont remarquables car elles permettent d'obtenir de très bonnes estimations pour les paramètres du modèle même pour des séquences courtes de données. Elles possèdent aussi des caractéristiques intéressantes de convergence et de stabilité des modèles obtenus. De même, l'avantage le plus attrayant de ces techniques TLS réside dans leur coût considérablement réduit. Ceci revient en plus grande partie à l'emploi des algorithmes rapides et efficaces dans les différentes phases de leurs calculs.

Le domaine d'application étudié dans cette recherche est celui du radar. La fonction majeure d'un système radar de surveillance est d'assurer la sécurité et l'ordre du trafic aérien (surtout dans un aéroport). Il doit permettre aux avions d'éviter les turbulences atmosphériques, les volées d'oiseaux notamment durant les saisons de migration et, bien sûr, les collisions avec d'autres avions. Par conséquent, l'aptitude de classifier avec discernement les diverses situations probables de se produire en pratique est nécessaire. Générale-

ment, cette fonction de classification et de détection de cibles (e.g. avions) est confiée aux opérateurs radar. Ces derniers s'en remettent à la capacité de l'écran PPI (Plan Position Indicator) et à leur expérience pour distinguer entre les situations possibles [33].

Comme les signaux disponibles au niveau du récepteur du radar ne sont pas déterministes à cause de leur dépendance de plusieurs facteurs, les échos peuvent être considérés comme des échantillons de plusieurs processus aléatoires. En fait, le clutter simple émanant du sol ou des conditions météorologiques a été traité avec succès comme un processus AR d'ordre faible [16],[17]. Cependant, pour un clutter composite qui consiste en un amalgame d'échos de deux ou de plusieurs types de réflecteurs, c'est généralement le modèle ARMA qui est le plus approprié pour le représenter [33].

Pour mettre à profit les atouts de la modélisation ARMA dans le traitement des signaux radar, il est primordial que les procédures et les algorithmes utilisés pour modéliser les données entrant dans le récepteur soient adaptés aux particularités et aux exigences d'un tel système. En effet, ces algorithmes de modélisation ont à traiter des segments courts de (10 à 50 au maximum) données complexes en un temps très faible (de quelques milli-secondes) et à fournir de très bonnes estimations. Vu l'application, il est évident que la fiabilité des estimations fournies est capitale.

Dans ces conditions, la procédure proposée dans ce travail paraît très indiquée pour ce domaine d'application. De plus, par sa simplicité, elle est facilement implémentable sur un système radar déjà existant.

Les différentes étapes de la procédure proposée, la nouvelle technique d'estimation de l'ordre ARMA et la méthode des moindres carrés vrais pour l'estimation des paramètres du modèle sont présentées dans la section 2 de cette étude. La section 3 est consacrée à l'application de la modélisation ARMA aux échos radar, les caractéristiques des signaux radar y sont présentées en mettant en relief l'information à en extraire, de même que l'utilité et les contraintes de la modélisation ARMA. Les résultats de l'application de la procédure sur quelques exemples de processus et de situations de clutter radar multiple sont présentés dans la section 4. Enfin cette étude s'achève par une conclusion à la section 5.

2. UNE PROCEDURE POUR LA MODELISATION ARMA

Construire un modèle ARMA(p,q) pour un processus aléatoire représenté uniquement par un enregistrement fini de L échantillons de sa suite chronologique est un problème non linéaire. Généralement, un tel problème est résolu par le recours aux méthodes itératives. Cette modélisation nécessite, en général, la disponibilité de la FAC et de l'intercorrélation entrée (bruit blanc)-sortie (ou la réponse impulsionnelle) du processus. En effet, la FAC pour un processus ARMA est donnée par [8],[18],[22]

$$R_x(k) = E[x(t)x^*(t-k)] \\ = -\sum_{i=1}^p a_i R_x(k-i) + \sum_{i=0}^q b_i R_{xx}(k-i) \quad (3)$$

avec $R_x(k) = R_x^*(-k)$ et où $R_{ex}(k)$ est la séquence de l'intercorrélation entre l'entrée et la sortie du modèle, elle est donnée par:

$$R_{ex}(k) = E[e(t)x^*(t-k)] = \begin{cases} h^*(-k) & \text{si } k < 0 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (4)$$

où $h(k)$ est la réponse impulsionnelle du filtre causal du modèle $H(z)=B(z)/A(z)$ (cf. Equation (2)). Son expression en fonction des paramètres a_i et b_i est

$$h(k) = \sum_{i=1}^p a_i R_{xx}(k-i) + b_k \delta(k) \quad (5)$$

et son écriture matricielle est

$$\mathbf{H} \mathbf{a} = \begin{pmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_2 \end{pmatrix} \mathbf{a} = \begin{pmatrix} \mathbf{b} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (6) \\ \Leftrightarrow \begin{cases} \mathbf{H}_1 \mathbf{a} = \mathbf{b} \\ \mathbf{H}_2 \mathbf{a} = 0 \end{cases}$$

avec $[\mathbf{H}]_{i,j} = h(i-j)$, $0 \leq j \leq p$ et $i \geq 0$, où \mathbf{H} est une matrice $\infty \times (p+1)$ de la forme de Toeplitz et la sous-matrice supérieure \mathbf{H}_1 est triangulaire inférieure de dimension $(g+1) \times (p+1)$ et \mathbf{H}_2 est de dimension $\infty \times (p+1)$ et où $\mathbf{a} = (1, a_1, \dots, a_p)^T$ et $\mathbf{b} = (b_0, b_1, \dots, b_q)^T$. D'autre part, en exprimant l'Equation (2) dans le domaine temporel, la relation entre la FAC de la suite chronologique $x(t)$ du processus aléatoire et la réponse impulsionnelle de celui-ci est obtenue telle que

$$R_x(k) = h(k) * h^*(-k) = \sum_{t=0}^{\infty} h(t) h^*(t-k) \quad (7a)$$

dont l'écriture matricielle est

$$\mathbf{R}_p = \mathbf{H}^H \mathbf{H} = \mathbf{H}_1^H \mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2 \quad (7b)$$

\mathbf{H} est donnée par (6) et \mathbf{R}_p est une matrice de Toeplitz carrée $(p+1) \times (p+1)$ de la FAC telle que:

$$[\mathbf{R}_p]_{i,j} = R_x(i-j), \quad 0 \leq i \leq p \text{ et } 0 \leq j \leq p$$

L'estimation directe de la FAC est toujours possible à partir des données observées alors que celle de la réponse impulsionnelle ne l'est pas à cause de l'inobservabilité de la suite chronologique de l'excitation bruit blanc. Dans cette section, une procédure itérative est proposée pour la construction des modèles ARMA. Dans celle-ci, le problème de l'estimation de la séquence de la réponse impulsionnelle est résolu dès le début, par la construction d'un modèle de référence en se basant sur les données observées et en utilisant des méthodes linéaires simples. Un modèle de référence de choix est par excellence le modèle AR long équivalent d'ordre m assez élevé (mais $m < L/2$) capable de conserver le maximum de l'information contenue dans les données et qui fournira alors la réponse impulsionnelle et même la FAC du processus (cf. (3) et (5) pour $q=0$). Cette alternative épargne beaucoup de calculs et évite les erreurs que pourrait entraîner l'estimation de la séquence de la réponse impulsionnelle à partir de la séquence de l'entrée (obtenue par le filtrage inverse) comme il en est dans les méthodes de détermination simultanée des paramètres AR et MA du modèle basées sur l'identification entrée-sortie [18], [22].

2.1 Estimation de l'ordre du modèle

Comme il est primordial, dans la procédure TLS, d'estimer les ordres m du modèle AR de référence et (p,q) du modèle ARMA adéquats avant d'entamer la procédure itérative, il est donc souhaitable d'utiliser des techniques directes, simples et convenant aux séquences courtes de données. Il est possible d'estimer les ordres m et p à partir d'un même critère qui est une version modifiée du critère $FIC(\alpha, I)$ (Finite-sample Information Criterion) [6], et est appelé $FICM(\alpha, I)$. Il est donné par

$$FICM(\alpha, I) = FIC(\alpha, I) - \frac{I}{I_{max} - 1} \cdot (FIC(\alpha, I_{max}) - FIC(\alpha, 1)) - K, \quad (8)$$

$$I = 1, 2, \dots, I_{max}$$

où K est une constante assurant la non-négativité du critère (8) et donnée par

$$K = \min_{1 \leq I \leq I_{max}}$$

$$\left\{ FIC(\alpha, I) - \frac{I}{I_{max} - 1} (FIC(\alpha, I_{max}) - FIC(\alpha, 1)) \right\}$$

avec [6]

$$FIC(\alpha, I) = \ln \{ V_{RES}(I) \} + \alpha \sum_{j=1}^I v_j, \quad (9)$$

$$I = 1, 2, \dots, I_{max}$$

$V_{RES}(I)$ est la variance des résidus d'estimation des paramètres AR à l'ordre I et les v_j sont des approximations empiriques des variances des coefficients de réflexion. Elles sont données en fonction de l'ordre j (>0), du nombre d'observations L ($2 \leq L \leq 100$) et de la méthode d'estimation des paramètres (désignée par le point en indice dans v_j). Par exemple, pour la méthode de Burg, leur expression est $v_{j,Burg} = 1/(L-j+1)$ [6].

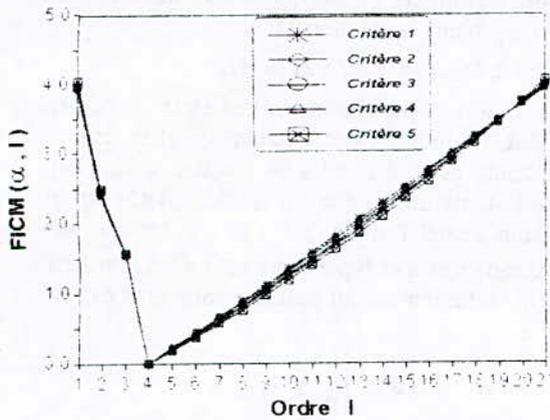
I_{max} est la valeur de l'ordre maximum possible; il dépend aussi de la méthode d'estimation utilisée. Par exemple, pour la méthode de Burg $I_{max} = L-9$. Lorsque α prend les valeurs 2, $\ln(L)$, $2\text{chln}(L)$ ($c \geq 1$) et 3 ou 4, $FIC(\alpha, I)$ est, respectivement, l'équivalent du critère AIC, MDL, Hannan, et d'une variante du FPE ou AIC.

Dans la suite de cette étude, le critère $FICM(\alpha, I)$ a été noté suivant les valeurs de α comme suit: Critère 1 pour $\alpha=2$, Critère 2 pour $\alpha = \ln L$, Critère 3 pour $\alpha=2\text{chln}(L)$, Critère 4 pour $\alpha=3$, Critère 5 pour $\alpha=4$ [6].

Le critère $FICM$ est en mesure d'indiquer si une partie MA ($q \neq 0$) est nécessaire pour une meilleure représentation des processus. En effet, lorsque c'est un modèle AR pur qui décrit le mieux un processus donné, le critère $FICM$ décroît de façon raide vers un minimum correspondant à l'ordre AR optimal m ($m=p$ et $q=0$) (cf. Figure 2a)). Si, par contre, un modèle ARMA(p,q) ($q \neq 0$) est plus adéquat, le critère $FICM$ présente une cassure (changement significatif de raideur), un palier ou un minimum local au niveau d'un certain ordre avant d'atteindre le minimum global. D'après les tests (environ un millier), cet ordre correspond en fait à une estimation de l'ordre p de la partie AR du modèle alors que le minimum global indique l'ordre optimal du modèle AR long équivalent (cf. Figure 2b)).

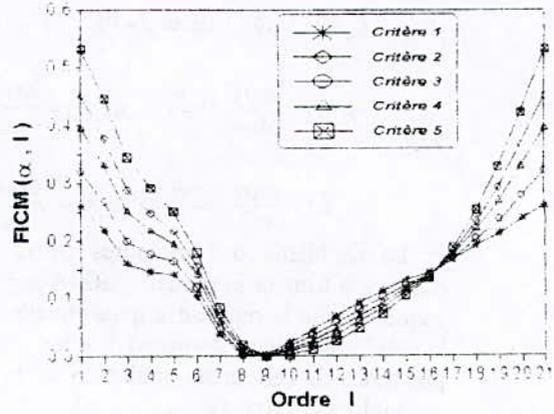
L'ordre q peut être déterminé en utilisant la relation théorique qui existe entre les paramètres d'un modèle ARMA(p,q) et ceux de son modèle équivalent AR(m) de référence (notés d_i , $0 \leq i \leq m$), i.e.,

$$\frac{1}{D(z)} = \frac{B(z)}{A(z)} \xrightarrow{z^{-1}} \sum_{j=0}^{\infty} b_j d_{-j} = \begin{cases} a_j & 0 \leq j \leq p \\ 0 & j > p \end{cases}$$



(a) Processus AR(4)

(dont les pôles sont $0.99 \exp(j0.2\pi)$, $0.99 \exp(j0.25\pi)$, $0.99 \exp(j0.35\pi)$ et $0.99 \exp(-j0.3\pi)$)



(b) Processus ARMA(3,3)

(de l'Exemple 1 - Section 4)

Figure 2- Critères FICM moyens pour L=30 données (1140 exécutions)

En effet, d'après le cas $j > p$ de cette relation, il est facile de constater que le rang (i.e., nombre de lignes ou de colonnes linéairement indépendantes) de la matrice de Toeplitz, notée D , définie par les paramètres du modèle AR(m) comme suit

$$[D]_{ij} = d_{p+1+i-j}, \text{ pour } 0 \leq i \leq m-p-1 \text{ et } 0 \leq j \leq q, \quad (10)$$

est égal à l'ordre de la partie MA du modèle ARMA, c'est-à-dire q . Par conséquent, en supposant un ordre maximal q_{\max} pour la partie MA du modèle ARMA et en construisant la matrice (10), l'ordre q est alors déterminé en estimant le rang de cette matrice en utilisant, par exemple, l'orthonormalisation de Gram-Schmidt ou l'algorithme SVD [15].

2.2 Détermination des paramètres du modèle

2.2.1 Approches des moindres carrés

Le principe de toutes les méthodes d'estimation des paramètres ARMA(p,q) basées sur les moindres carrés est de minimiser la puissance (ou la norme quadratique) d'une certaine erreur dépendant des paramètres \mathbf{a} et \mathbf{b} avec la contrainte $a_0 = 1$. Soit $\varepsilon(t)$ cette erreur, confinée dans un vecteur infini $\boldsymbol{\varepsilon} = (\varepsilon(0), \varepsilon(1), \varepsilon(2), \dots)^T$, sa puissance est donnée par

$$\mathcal{L}(\mathbf{a}, \mathbf{b}) = \boldsymbol{\varepsilon}^H \boldsymbol{\varepsilon} = \sum_{t=-\infty}^{+\infty} |\varepsilon(t)|^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |\mathcal{E}(e^{j\theta})|^2 d\theta$$

où $\mathcal{E}(z)$ désigne la TZ de $\varepsilon(t)$.

La minimisation avec contrainte de $\mathcal{L}(\mathbf{a}, \mathbf{b})$ est effectuée par la minimisation d'une fonction de Lagrange définie par

$$\mathcal{L}(\mathbf{a}, \mathbf{b}, \eta) = \mathcal{L}(\mathbf{a}, \mathbf{b}) - \eta^* (\mathbf{a}^T \mathbf{u}_1 - 1)$$

$$\text{ou } \mathbf{u}_1 = (1 \ 0 \ \dots \ 0)^T$$

η est un scalaire dit paramètre de contrainte de Lagrange. La solution recherchée est celle qui donne (en utilisant une dérivation complexe)

$$\text{Grad } \mathcal{L}(\mathbf{a}, \mathbf{b}, \eta) = 0 \Leftrightarrow \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \mathbf{a}} = \eta^* \mathbf{u}_1, \quad (11)$$

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \mathbf{b}} = 0 \text{ et } \eta^* = \mathbf{a}^T \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \mathbf{a}}$$

Une autre écriture de la minimisation des moindres carrés de (11) est alors

$$\begin{cases} \mathbf{F}_a^T \boldsymbol{\varepsilon} = \eta \mathbf{u}_1 \\ \mathbf{F}_b^T \boldsymbol{\varepsilon} = 0 \\ \eta = \mathbf{a}^H \mathbf{F}_a^T \boldsymbol{\varepsilon} \end{cases} \quad (12)$$

où \mathbf{F}_a et \mathbf{F}_b sont des matrices de dimensions $(p+1) \times \infty$ et $(q+1) \times \infty$, respectivement, et dont les éléments sont

$$[F_a]_{i,j} = \phi_{a_i}(j) \quad (0 \leq i \leq p \text{ et } j = 0,1,\dots) \quad (13)$$

$$[F_b]_{i,j} = \phi_{b_i}(j) \quad (0 \leq i \leq q \text{ et } j = 0,1,\dots)$$

avec
$$\phi_{a_k}(t) = \frac{\partial \varepsilon(t)}{\partial a_k} \xrightarrow{TZ} \Phi_{a_k}(z) = \frac{\partial \mathcal{E}(z)}{\partial a_k}$$

$$\phi_{b_k}(t) = \frac{\partial \varepsilon(t)}{\partial b_k} \xrightarrow{TZ} \Phi_{b_k}(z) = \frac{\partial \mathcal{E}(z)}{\partial b_k}$$

Le problème des moindres carrés vrais consiste à trouver le modèle ARMA(p,q), (les séquences de la réponse impulsionnelle et de la FAC vraies étant données), qui minimise la puissance de l'erreur de prédiction de la suite chronologique x(t), i.e.,

$$\begin{aligned} \mathcal{E}_{\text{TLS}}(\mathbf{a}, \mathbf{b}) &= E[|x(t) - \hat{x}(t)|^2] \\ &= \sum_{t=0}^{+\infty} |h(t) - \hat{h}(t)|^2 = \varepsilon_{\text{TLS}}^H \varepsilon_{\text{TLS}} \quad (14) \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |H(e^{j\theta}) - \hat{H}(e^{j\theta})|^2 d\theta \end{aligned}$$

où H(z)=TZ(h(t)) est la fonction de transfert exacte du processus supposée connue et $\hat{H}(z) = TZ(\hat{h}(t)) = \hat{B}(z)/\hat{A}(z)$ est la fonction de transfert du modèle ARMA(p,q) recherchée et avec

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\text{TLS}}(t) &= h(t) - \hat{h}(t) \xrightarrow{TZ} \\ \varepsilon_{\text{TLS}}(z) &= \hat{G}(z)(H(z)A(z) - B(z)) \end{aligned} \quad (15)$$

où $\hat{G}(z) = 1/\hat{A}(z) \xrightarrow{(TZ)^{-1}} \hat{g}(t)$ ($\hat{g}(t) = 0$ pour $t < 0$)
Donc pour ce cas, la minimisation de (14) donne (cf. (13))

$$\begin{aligned} F_a &= \hat{H}^T \hat{G}^T \quad \text{et} \quad F_b = -(\mathbf{I}_{q+1} \mathbf{0} \dots) \hat{G}^T = -\hat{G}^T \\ \text{où } \hat{H}, \hat{G} \text{ et } \hat{G}^T &\text{ sont des matrices Toeplitz triangulaires inférieures de dimensions } \infty \times (p+1), \infty \times \infty \text{ et } \infty \times (q+1), \text{ respectivement, et telles que } \\ [\hat{H}]_{i,j} &= \hat{h}(i-j) \text{ et } [\hat{G}]_{i,j} = \hat{g}(i-j), \text{ et } \mathbf{I}_{q+1} \text{ est la} \\ &\text{matrice identité de dimensions } (q+1) \times (q+1). \\ \text{De même, le vecteur } \varepsilon_{\text{TLS}} &\text{ de l'erreur } \varepsilon_{\text{TLS}}(t) \text{ peut s'écrire (cf. (15))} \\ \varepsilon_{\text{TLS}} &= \hat{G} \left(\mathbf{H} \hat{\mathbf{a}} - \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{b}} \\ 0 \end{pmatrix} \right) = \hat{G} \mathbf{H} \hat{\mathbf{a}} - \hat{G}' \hat{\mathbf{b}} \end{aligned} \quad (16)$$

En remplaçant les matrices F_a et F_b et ε dans (12), le système donnant la solution TLS est évidemment très non-linéaire en $\hat{\mathbf{a}}, \hat{\mathbf{b}}, \hat{h}(t)$ et

$\hat{g}(t)$, et sa résolution est quasiment impossible. A cause de cette non-linéarité, le critère TLS n'est jamais utilisé directement. Ce sont plutôt des techniques itératives qui sont utilisées afin d'approcher la solution TLS.

2.2.2 Méthodes MLS et WMLS

La méthode des moindres carrés modifiés (MLS: Modified Least Squares) est linéaire et aboutit généralement à un modèle stable [26]. Elle tente de trouver un modèle ARMA(p,q) pour lequel l'erreur due à la substitution des paramètres \mathbf{a} et \mathbf{b} par leurs estimés $\hat{\mathbf{a}}$ et $\hat{\mathbf{b}}$ dans (6) soit minimale au sens des moindres carrés; i.e.,

$$\mathbf{H} \hat{\mathbf{a}} - \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{b}} \\ 0 \end{pmatrix} = \varepsilon_{\text{MLS}} \neq 0$$

Le critère MLS est donc donné par $\mathcal{E}_{\text{MLS}}(\mathbf{a}, \mathbf{b}) = \varepsilon_{\text{MLS}}^H \varepsilon_{\text{MLS}}$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |H(e^{j\theta})\hat{A}(e^{j\theta}) - \hat{B}(e^{j\theta})|^2 d\theta \quad (17)$$

et donc pour ce cas (cf. (13))

$$F_a = \mathbf{H}^T \text{ et } F_b = -(\mathbf{I}_{q+1} \mathbf{0} \dots)$$

En utilisant (12) et la relation (7b); i.e., $\mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2 = \mathbf{R}_p - \mathbf{H}_1^H \mathbf{H}_1$, la solution MLS est alors

$$\begin{pmatrix} \mathbf{R}_p & -\mathbf{H}_1^H \\ -\mathbf{H}_1 & \mathbf{I}_{q+1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{a}} \\ \hat{\mathbf{b}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \eta \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} \text{ avec } \eta = (\varepsilon_{\text{MLS}}^H \varepsilon_{\text{MLS}})_{\min} \quad (18)$$

Comme la matrice $\mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2$ est proche de Toeplitz, la résolution du système (18) peut être effectuée efficacement en utilisant un algorithme récursif dans l'ordre, proposé par [26] pour le cas $p=q$. Une généralisation de cet algorithme au cas complexe avec une extension au cas ARMA(p,q) avec $p \neq q$ ont été effectuées [29].

Dans le cas où $p=q$, le système (18) est alors formé de quatre blocs Toeplitz carrés et la solution MLS peut être déterminée efficacement en utilisant l'algorithme bicanal de Levinson après réorganisation de ce système [25].

Une autre méthode linéaire intéressante est obtenue en pondérant l'erreur MLS. C'est la méthode des moindres carrés modifiés pondérés (WMLS: Weighted Modified Least Squares) [12]. L'erreur à minimiser est donnée par

$$\mathcal{E}_{\text{WMLS}}(z) = W(z) (H(z)\hat{A}(z) - \hat{B}(z))$$

et donc

$$\mathbf{e}_{WMLS} = \mathbf{W} \left(\mathbf{H} \hat{\mathbf{a}} - \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{b}} \\ 0 \end{pmatrix} \right) = \mathbf{W} \mathbf{H} \hat{\mathbf{a}} - \mathbf{W}' \hat{\mathbf{b}} \quad (19)$$

où $W(z)$ est la fonction de pondération et \mathbf{W} est une matrice $\infty \times \infty$ triangulaire inférieure de la forme de Toeplitz telle que $[\mathbf{W}]_{i,j} = w(i-j)$ ou $w(t)$ est la TZ inverse causale de $W(z)$ (avec $w(t)=0$ si $t < 0$) et $\mathbf{W}'^T = [\mathbf{I}_{q+1} \ 0 \ 0 \dots] \mathbf{W}'^T$.

Le critère de cette méthode possède la particularité de s'identifier aux critères TLS et MLS pour un choix spécifique de la fonction de pondération. En effet

si $W(z) = 1/\hat{A}(z)$ alors $\mathcal{E}_{WMLS}(\mathbf{a}, \mathbf{b}) = \mathcal{E}_{TLS}(\mathbf{a}, \mathbf{b})$,

si $W(z) = 1$ alors $\mathcal{E}_{WMLS}(\mathbf{a}, \mathbf{b}) = \mathcal{E}_{MLS}(\mathbf{a}, \mathbf{b})$.

Si $W(z)$ est une fonction connue indépendante de $\hat{\mathbf{a}}$ et $\hat{\mathbf{b}}$, alors

$$\mathbf{F}_a = \mathbf{H}^T \mathbf{W}^T \quad \text{et} \quad \mathbf{F}_b = -\mathbf{W}'^T \quad (20)$$

et la solution WMLS est (d'après l'Equation (13))

$$\begin{pmatrix} \mathbf{Rc} & -\mathbf{Rc} \mathbf{w}^H \\ -\mathbf{Rc} \mathbf{w} & \mathbf{Rw} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{a}} \\ \hat{\mathbf{b}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \eta \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} \quad (21)$$

avec $\eta = (\mathbf{e}_{WMLS}^H \mathbf{e}_{WMLS})_{\min}$

où \mathbf{Rw} et \mathbf{Rc} sont des matrices Toeplitz hermitiennes des FACs de $W(z)$ et de $C(z) = H(z)W(z)$ respectivement et $\mathbf{Rc} \mathbf{w}$ est leur matrice d'intercorrélation. Les dimensions respectives de ces trois matrices sont $(q+1) \times (q+1)$, $(p+1) \times (p+1)$ et $(q+1) \times (p+1)$ et leurs éléments sont définis par

$$\begin{aligned} [\mathbf{Rw}]_{i,j} &= R_w(t-j) = \sum_{t=0}^{+s} w(t) w^*(t-(i-j)) \\ [\mathbf{Rc}]_{i,j} &= R_c(t-j) = \sum_{t=0}^{+s} c(t) c^*(t-(i-j)) \\ [\mathbf{Rc} \mathbf{w}]_{i,j} &= R_{cW}(t-j) = \sum_{t=0}^{+s} c(t) w^*(t-(i-j)) \end{aligned} \quad (22)$$

avec $w(t)$ et $c(t)$ les TZ inverses respectives de $W(z)$ et $C(z)$.

2.2.3 Techniques itératives des moindres carrés vrais

En exploitant la structure de la solution WMLS, le problème TLS peut être résolu itérativement par deux procédures inspirées des modes I et II de la méthode de Steiglitz et McBride [13],[24],[31]. Ces techniques sont utilisées à l'étape 4 de la procédure TLS générale (cf. Section 2.3) étant donnés

la fonction de transfert exacte du processus qui est estimée à partir d'un modèle AR(m) de référence telle que $H(z) = 1/D(z)$ et dont les paramètres sont donnés par le vecteur $\mathbf{d} = (1 \ d_1 \dots d_m)^T$

les séquences de la FAC $R_x(k)$ et de la réponse impulsionnelle $h(k)$.

un modèle ARMA(p,q) initial obtenu par la méthode MLS et donne par

$$H^{(i)}(z) = \hat{B}^{(i)}(z) / \hat{A}^{(i)}(z)$$

A) Technique I

Cette technique est du type du point fixe. Son but est d'approcher itérativement la solution TLS en déterminant à l'itération i la solution $\hat{H}^{(i)}(z) = \hat{B}^{(i)}(z) / \hat{A}^{(i)}(z)$ qui minimise le critère WMLS dont la fonction de pondération est $W(z) = 1/\hat{A}^{(i-1)}(z)$. La convergence est atteinte lorsque

$$\hat{A}^{(i)}(z) \cong \hat{A}^{(i-1)}(z) \cong \hat{A}(z)$$

et alors $\mathcal{E}_{WMLS}(\hat{\mathbf{a}}^{(i)}, \hat{\mathbf{b}}^{(i)}) \cong \mathcal{E}_{TLS}(\hat{\mathbf{a}}^{(i)}, \hat{\mathbf{b}}^{(i)})$

La Technique I de la procédure TLS est définie par les étapes suivantes:

- 1) Initialisation de l'indice des itérations, $i=1$.
- 2) Soit $w(z) = 1/\hat{A}^{(i-1)}(z)$. Résolution du système (21). Les paramètres ARMA trouvés sont notés $\hat{\mathbf{a}}^{(i)}$ et $\hat{\mathbf{b}}^{(i)}$.
- 3) Test de la convergence:

La convergence est atteinte si $\hat{A}^{(i)}(z) \cong \hat{A}^{(i-1)}(z)$. Un critère d'arrêt reflétant cette convergence peut être

$$\Lambda = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^q |z_j^{(i)} - z_j^{(i-1)}|^2}{\sum_{j=1}^q |z_j^{(i)}|^2}} \quad (23)$$

qui doit être inférieur à une certaine valeur tolérée préfixée δ . Par conséquent,

- Si $\Lambda \leq \delta$ (e.g., $\delta = 10^{-3}$), alors $\hat{\mathbf{a}} = \hat{\mathbf{a}}^{(i)}$ et $\hat{\mathbf{b}} = \hat{\mathbf{b}}^{(i)}$ et fin de la procédure
- Sinon, incrémentation de i d'une unité et réexécution de l'étape 2).

B) Technique II

Comme la valeur minimale du critère WMLS ne correspond pas forcément à la valeur minimale du critère TLS à la convergence de la Technique I, une autre technique qui est aussi du type du point fixe peut être utilisée. Cette technique a pour but, en plus de rapprocher le problème WMLS au problème TLS, de réduire itérativement $\mathcal{E}_{TLS}(\mathbf{a}, \mathbf{b})$ à sa valeur minimale stationnaire. En effet, si, à l'itération i ,

↳ la fonction de pondération est $W(z) = 1/\hat{A}^{(i-1)}(z)$

↳ dans les expressions (20), $H(z)$ est remplacée par $\hat{H}^{(i-1)}(z)$, i.e.,

$$F_a = \hat{H}^{(i-1)T} W^T \quad \text{et} \quad F_b = -W^T$$

(où $\hat{H}^{(i-1)}$ est une matrice $\infty \times (p+1)$ telle que $[\hat{H}^{(i-1)}]_{j,k} = \hat{h}^{(i-1)}(j-k)$ ($\hat{h}^{(i-1)}(j)$ est causale),

alors à la convergence, la solution trouvée est celle qui vérifie (cf. (14)):

$$\begin{cases} \mathcal{L}_{\text{WMLS}}(\hat{a}^{(i)}, \hat{b}^{(i)}) \equiv \mathcal{L}_{\text{TLS}}(\hat{a}^{(i)}, \hat{b}^{(i)}) \\ \text{Grad } \mathcal{L}_{\text{WMLS}}(\hat{a}^{(i)}, \hat{b}^{(i)}) \approx \text{Grad } \mathcal{L}_{\text{TLS}}(\hat{a}^{(i)}, \hat{b}^{(i)}) \approx 0 \end{cases} \quad (24)$$

Donc, pour cette technique, en posant $C(z) = H(z)W(z)$ et $\hat{C}(z) = \hat{H}^{(i-1)}(z)W(z)$, la solution, à l'itération i , est donnée par le système

$$\begin{pmatrix} \text{Rc}\hat{c} & -\text{Rw}\hat{c} \\ -\text{Rcw} & \text{Rw} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{a}^{(i)} \\ \hat{b}^{(i)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \eta^{(i)} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} \quad (25)$$

où $\text{Rc}\hat{c}$, $\text{Rw}\hat{c}$ et Rcw sont des matrices Toeplitz des intercorrélations entre $C(z)$ et $\hat{C}(z)$, $W(z)$ et $\hat{C}(z)$, et $C(z)$ et $W(z)$, respectivement. Les dimensions respectives de ces trois matrices sont $(p+1) \times (p+1)$, $(p+1) \times (q+1)$ et $(q+1) \times (p+1)$ et leurs éléments sont définis par

$$[\text{Rc}\hat{c}]_{i,j} = R_{c\hat{c}}(i-j) = \sum_{t=0}^{\infty} c(t) \hat{c}^*(t-(i-j)) \quad (26)$$

$$[\text{Rw}\hat{c}]_{i,j} = R_{w\hat{c}}(i-j) = \sum_{t=0}^{\infty} w(t) \hat{c}^*(t-(i-j))$$

(pour ceux de Rcw , cf. (22))

avec $w(t)$, $c(t)$ et $\hat{c}(t)$ les TZ inverses de $W(z)$, $C(z)$ et $\hat{C}(z)$, respectivement. Rw est la matrice Toeplitz hermitienne $(q+1) \times (q+1)$ de la FAC de $W(z)$ (cf. (22)).

La structure du système (25) révèle que celui-ci est le résultat de la minimisation d'un critère non quadratique défini par:

$$\mathcal{L}_{\text{Tech 2}}(\mathbf{a}, \mathbf{b}) = \tilde{\mathbf{e}}_{\text{Tech 2}}^H \mathbf{e}_{\text{Tech 2}} \quad (27)$$

$$\text{avec } \begin{cases} \mathbf{e}_{\text{Tech 2}} = \mathbf{W} \mathbf{H} \hat{\mathbf{a}}^{(i)} - \mathbf{W}' \hat{\mathbf{b}}^{(i)} \\ \tilde{\mathbf{e}}_{\text{Tech 2}} = \mathbf{W} \hat{\mathbf{H}}^{(i-1)} \hat{\mathbf{a}}^{(i)} - \mathbf{W}' \hat{\mathbf{b}}^{(i)} \end{cases}$$

$$\text{et } W(z) = 1/\hat{A}^{(i-1)}(z)$$

et donc la valeur de la constante $\eta^{(i)}$ du second membre de (25) est complexe durant les itérations. A la convergence, $\tilde{\mathbf{e}}_{\text{Tech 2}}$ tend vers $\mathbf{e}_{\text{Tech 2}}$ et c'est alors que $\mathcal{L}_{\text{Tech 2}}(\mathbf{a}, \mathbf{b})$ devient

quadratique et η devient une quantité réelle positive égale à $(\mathbf{e}_{\text{Tech 2}}^H \mathbf{e}_{\text{Tech 2}})_{\min}$.

La Technique II de la procédure TLS est définie par les étapes suivantes:

1) Initialisation de l'indice des itérations, $i=1$.

2) Soit $W(z) = 1/\hat{A}^{(i-1)}(z)$. Résolution du système (25). Les paramètres ARMA trouvés sont notés $\mathbf{a}^{(i)}$ et $\mathbf{b}^{(i)}$.

3) Test de la convergence:

- Si $\Lambda \leq \delta$ (Λ est donné par (24) et δ infiniment petit) ET si $\eta^{(i)}$ est réel positif (e.g., $< 10^{-5}$), alors $\hat{\mathbf{a}} = \mathbf{a}^{(i)}$ et $\hat{\mathbf{b}} = \mathbf{b}^{(i)}$. Fin de la procédure.

- Sinon; incrémentation de i d'une unité et réexécution de l'étape 2).

Les séquences des autocorrélations formant Rw et Rc (cf. (21)) peuvent être calculées efficacement par l'algorithme de Jury (ou Levinson inverse) [11] étendu au cas complexe [29].

Les éléments d'intercorrélations composant $\text{Rc}\hat{c}$, $\text{Rw}\hat{c}$ et Rcw (cf. (21) et (25)) peuvent être obtenus efficacement par un algorithme basé sur la division euclidienne proposé par [11].

Dans le cas où $p=q$, une résolution efficace est possible pour les systèmes (21) et (25), dont la matrice est constituée de quatre blocs carrés de la forme de Toeplitz, à l'aide de l'algorithme bicanal de Levinson [25]. Cet algorithme est étendu au cas des systèmes complexes et généralisé pour des blocs non hermitiens [29].

Les techniques TLS fournissent une représentation correcte des données si le bruit additif est blanc [32]. Si le modèle initial est stable et si le rapport signal à bruit est assez important alors la convergence des Techniques I et II est assurée et les modèles obtenus sont asymptotiquement stables [32].

2.3 Etapes de la procédure [29]

La procédure générale proposée, dans le cadre de cette étude, pour la construction des modèles ARMA à partir de séquences courtes de données complexes, se résume donc en les étapes suivantes. Ayant la séquence de données complexes; $x(0), x(1), \dots, x(L-1)$

Etape 1 : Choix des modèles

1.1 Sélection de l'ordre du modèle **AR(m)** de référence (m ne doit pas excéder $L/2$) et de l'ordre du modèle **ARMA(p,q)** sachant que $q \leq p < m$ en utilisant la méthode proposée à la section 2.1. Si $q=0$, alors $p=m$, un modèle AR pur est le plus adéquat pour représenter le processus à partir des données disponibles.

Etape 2 : Détermination des paramètres de référence pour la technique itérative

2.1 Construction du modèle de référence AR(m) en se basant sur les L données, en utilisant la méthode de Burg [22], par exemple. Sa fonction de transfert $H(z)$ sera considérée par la suite comme étant la fonction de transfert exacte du processus aléatoire. Si $q=0$, alors fin de la procédure.

2.2 Détermination des séquences de la réponse impulsionnelle; $h(k)$ ($0 \leq k \leq q$) et de la FAC; $R_x(k)$ ($0 \leq k \leq p$) correspondant au modèle AR(m) en utilisant, respectivement, les expressions (3) et (5) pour $q=0$. La séquence de la FAC peut être aussi générée par l'algorithme de Jury (ou Levinson inverse) [11].

Etape 3: Initialisation de la procédure itérative TLS

3.1 Construction du modèle ARMA(p, q) initial en utilisant $R_x(k)$ et $h(k)$ par la méthode des moindres carrés modifiés (MLS) (cf. Section 2.2.2) qui donne toujours des modèles stables. Ce modèle est noté $\hat{H}^{(0)}(z)$ dont les paramètres sont représentés par les vecteurs: $\hat{\mathbf{a}}^{(0)}$ et $\hat{\mathbf{b}}^{(0)}$.

Etape 4: Corps de la procédure TLS

Initialisation de l'indice des itérations: $i=1$.

4.1 Application d'une des techniques itératives des moindres carrés vrais (TLS); i.e., Technique I ou Technique II, données à la Section 2.2.3, pour déterminer $\hat{H}^{(i)}(z)$ en utilisant $R_x(k)$, $h(k)$, $H(z)$ et $\hat{H}^{(i-1)}(z)$.

4.2 Test de la convergence: si le critère TLS atteint une valeur infiniment petite préfixée, alors fin de la procédure, sinon incrémentation de i d'une unité et aller en 4.1.

3. APPLICATION AUX ECHOS RADAR

3.1 Généralités sur le radar

Le mot radar a été inventé par l'US Navy à partir de la contraction de l'expression: "RADIO Detection And Ranging". Comme son nom l'indique, le radar est un moyen électromagnétique de détection, de localisation et d'étude des objets à distance. Il émet, dans la direction de son antenne, des ondes électromagnétiques (EM) qui illuminent des objets de son environnement et reçoit ensuite une partie de l'énergie EM réfléchi et/ou diffusée par ces derniers. Ces objets sont appelés *cibles* et les signaux diffusés par ces dernières sont appelés *échos*. Ainsi, grâce à ces échos, le radar peut développer une image EM de l'environnement dans lequel il opère.

Le radar emploie des micro-ondes qui lui permettent de "voir" à travers toutes les condi-

tions de temps telles que le brouillard, la brume, la neige, la pluie, et la grêle, et il peut être utilisé de jour comme de nuit. Ces facultés offrent à l'être humain une capacité sensorielle supérieure à ses propres sens de vision et d'audition. L'inconvénient majeur d'un radar est sa capacité limitée de déterminer les détails d'un objet et de percevoir les couleurs, surtout en comparaison avec les méthodes optiques. Il en résulte une interprétation souvent ambiguë des échos reçus qui ne permet pas de conclure sur divers objets [2].

En conséquence, un traitement des signaux est toujours nécessaire dans un système radar. Il doit être en mesure de fournir, à partir des échos reçus, des informations fiables sur la présence de cibles intéressantes dans l'environnement du radar, leurs natures, leurs positions et leurs vitesses. Afin d'atteindre la précision et la fidélité exigées et pour faire face aux besoins incessants de ce domaine, le traitement des signaux radar reste un domaine en évolution perpétuelle qui bénéficie souvent des développements réalisés dans les autres disciplines.

Dans cette étude, l'intérêt est particulièrement dirigé sur le radar cohérent à impulsions qui est largement utilisé comme radar de surveillance soit au sol ou à bord des avions. Ce type de radar est largement abordé et développé sous tous ses angles par plusieurs ouvrages spécialisés dont ceux de [4] et [34].

Le radar Doppler à impulsions émet une onde sinusoïdale de fréquence élevée modulée en amplitude par un train d'impulsions rectangulaires très brèves de durée τ . La période de répétition de ces impulsions est $T_r = 1/f_r$ et le facteur de forme (duty cycle) τ/T_r est très faible (de l'ordre de 10^{-3}). L'antenne rayonne les impulsions d'émission dans l'espace suivant son diagramme de rayonnement. Ce dernier est généralement un faisceau étroit de forme conique (ou en éventail) dont l'ouverture du lobe principal à 3dB en azimut est faible (de l'ordre de 1°).

Les échos produits par les réflexions des objets illuminés par chaque impulsion émise (i.e., balayés par le faisceau) sont captés durant la période de silence (i.e., l'intervalle entre deux impulsions d'émission). Au niveau du récepteur, une démodulation cohérente du signal reçu est effectuée pour conserver les informations d'amplitude et de phase de l'enveloppe. L'amplitude de l'écho informe sur la taille et la réflectance de l'objet (i.e., la surface équivalente radar (SER)), alors que sa phase est liée à sa vitesse radiale relative par rapport au radar

(i.e., le décalage Doppler). Un signal vidéo (i.e., en bande de base) complexe $x(t)$ est ainsi obtenu. Il est alors échantillonné et mémorisé en attente du traitement par calcul pour en extraire les informations. La suite chronologique radar est constituée de la suite des données obtenues à une distance constante, c'est-à-dire les échantillons prélevés à la fréquence de récurrence du radar. En pratique, chaque distance doit être associée à un processeur et tous les traitements se font alors en parallèle [33].

Si une cible ponctuelle se trouve à une distance D du radar, le nombre de longueurs d'onde contenu dans le trajet aller-retour du radar à la cible est égal à $2D/\lambda$, où λ est la longueur d'onde du radar. Le déphasage de l'écho par rapport au signal émis est égale à $\phi=4\pi D/\lambda$. Si la cible est en mouvement par rapport au radar avec une vitesse radiale $v_r=dD/dt$, la phase change proportionnellement avec une vitesse qui correspond à la fréquence angulaire produite par l'effet Doppler

$$\omega_d = 2\pi f_d = \frac{d\phi}{dt} = \frac{4\pi}{\lambda} \frac{dD}{dt} = \frac{4\pi}{\lambda} v_r$$

La fréquence Doppler est alors définie par

$$f_d = \frac{2v_r}{\lambda} \quad (28)$$

La mobilité de la cible a donc pour effet de décaler la fréquence porteuse de l'écho d'une quantité f_d proportionnelle à sa vitesse radiale.

Ce décalage Doppler est nul si la cible est fixe ($v_r=0$) et il est positif (respectivement négatif) si la cible se rapproche (respectivement s'éloigne) du radar.

Deux cibles se trouvant dans la même direction seront confondues par le radar si le retard entre leurs échos est inférieur à la durée τ d'une impulsion. Donc le pouvoir séparateur ou la résolution en distance du radar est $\delta D = c\tau/2$ (c étant la vitesse de la lumière). Le pouvoir séparateur (ou résolution) en azimut d'un radar est fixée par la largeur de son faisceau d'antenne puisque dans une direction donnée et à une distance D donnée, le faisceau peut couvrir plus d'une cible au même moment (cf. Figure 3). La largeur en azimut du faisceau rayonne est définie comme étant l'ouverture $\Delta\theta$ du lobe principal à 3dB de sa puissance maximale. Dans le plan distance-azimut, une cible ponctuelle représente l'ensemble des diffuseurs se trouvant dans une aire limitée en distance par δD et en azimut par $\delta D_\theta = \Delta\theta D$. Cette aire est appelée cellule de résolution. L'impulsion écho reçue à partir d'une cellule de résolution consiste en la superposition des échos des différents objets contenus dans celle-ci. Dans un radar cohérent, même si les diffuseurs se trouvent dans une même cellule de résolution, il peuvent toujours être séparés en fonction de leurs vitesses radiales (i.e., fréquences Doppler) et de leurs sens de déplacement par rapport au radar (i.e., signes des décalages Doppler).

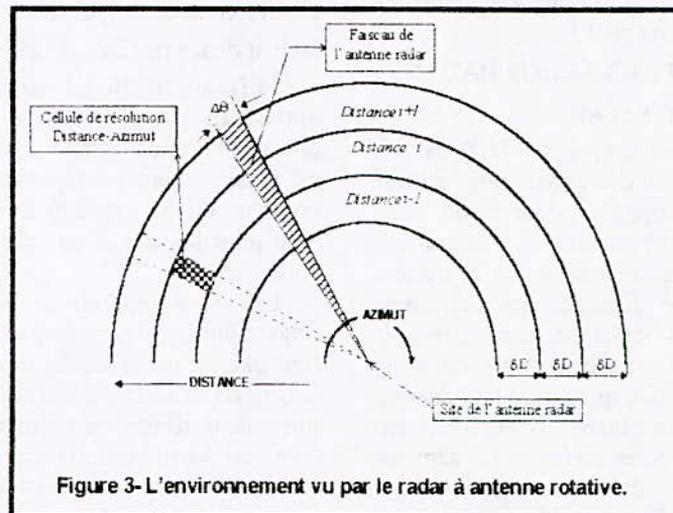


Figure 3- L'environnement vu par le radar à antenne rotative.

Dans les applications de radar coherent, la fonction statistique qui caractérise le plus convenablement l'écho radar résultant de la réflexion d'un ensemble de points diffuseurs est sa DSP. Cette DSP est intimement liée aux vitesses des diffuseurs. Quel que soit le nombre de diffuseurs, la DSP $S_x(f)$ d'un écho est une image pondérée de la distribution de vitesses. En particulier, si $S_x(v_r)dv_r$ exprime la fraction de puissance reçue renvoyée par les diffuseurs dont les composantes de vitesse dans la direction du radar sont contenues dans l'incrément dv_r , alors il est possible d'écrire la relation [2],[16]

$$S_x(f)df = S_x(v_r)dv_r$$

en tenant compte de la relation Doppler $f=2v_r/\lambda$. Ceci montre que la DSP représente en effet la distribution des vitesses radiales du volume de diffuseurs considéré. Comme l'écho est un signal complexe, il est évident que son spectre (dans la bande de base) n'est pas symétrique.

Etant donnée la largeur du faisceau d'antenne, une cellule de résolution est balayée en un temps T_0 . Pendant ce temps, $Nc = T_0/T_T$ impulsions passent dans le faisceau et éclairent la cible. Nc est communément appelé le *nombre de coups par cible*, et T_0 le *temps d'observation d'une cible*. Les valeurs typiques de Nc vont de 10 à 50 coups par cible [4],[33]. L'écho d'une cible est donc un train de Nc impulsions modulées par la forme du gain du lobe principal du faisceau de l'antenne qui est généralement gaussienne.

3.2 Le clutter radar

Le signal reçu à partir d'une cellule de résolution peut être issu d'un amalgame de réflecteurs qui ne sont souvent pas tous des cibles intéressantes. Ces échos confus très souvent indésirables, qui apparaissent sur l'écran radar et qui rendent la détection des cibles intéressantes difficile, sont appelés en français "*clutter*" [34]. Les sources du clutter sont généralement les objets fixes ou lentement mobiles tels que les arbres, la végétation, les collines, la mer, les structures de construction humaines, les phénomènes météorologiques (et atmosphériques) comme les nuages orageux, le brouillard épais, la pluie, la neige, l'inversion atmosphérique et d'autres formes de précipitations et les volées d'oiseaux surtout durant les saisons de migration [16],[33].

Le clutter se manifeste souvent sous deux aspects: l'un en cible isolée; i.e., comme un diffuseur ponctuel (e.g. un château d'eau), et l'autre en cible composite qui est le plus com-

mun et est caractéristique de la plupart des clutter du sol, de l'atmosphère et des volées d'oiseaux. Le clutter composite consiste donc en un volume de plusieurs diffuseurs individuels de distribution aléatoire dont l'intensité des échos fluctue suivant les mouvements relatifs (ou agitations intrinsèques) des diffuseurs et son étendue spatiale peut être sur plusieurs cellules de résolution. Un tel clutter intense et étendu peut facilement masquer l'écho d'une cible intéressante (comme un avion).

Les échos radar des objets du sol (stationnaires) ont une DSP concentrée dans une bande de fréquences très étroite autour de la fréquence Doppler zéro. La faible étendue spectrale du clutter du sol est due essentiellement à la modulation causée par le mouvement de l'antenne et, peut être, aux mouvements de la végétation (ou autres objets) causés par le vent. D'autre part, les réflexions des nuages orageux, de la pluie, de la neige et d'autres conditions météorologiques ont une étendue spectrale plus grande que celle du clutter du sol à cause de leurs mouvements plus vigoureux. Dans le cas de vents forts, le mouvement global peut aussi introduire un décalage de la fréquence centrale de la DSP. Pour le cas des échos d'une volée d'oiseaux migrateurs, la fréquence centrale de la DSP est sensiblement décalée de la fréquence Doppler zéro car la vitesse de la volée est importante et peut dépasser les 90 Km/h lors des vents favorables. La modulation due aux battements d'ailes et les mouvements relatifs des oiseaux dans la volée rendent la bande de fréquences de la DSP plus large que celle du clutter atmosphérique [16].

Il a été démontré empiriquement que les DSP dues aux différentes sources du clutter radar (e.g. cibles au niveau du sol, échos de la mer, nuages d'orage) peuvent être approximées par des fonctions gaussiennes dont les paramètres dépendent du type des diffuseurs. En se basant sur le fait que la fonction rationnelle qui s'adapte le mieux à une fonction gaussienne est la fonction tout-pôle d'ordre 2 ou 3, il a été donc vérifié et conclu qu'un processus de clutter radar peut être bien modélisé par un processus autoregressif (AR) d'ordre faible (2 ou 3) [16],[17]. Cependant une paramétrisation compacte des DSP des échos résultant de la superposition de deux ou plusieurs processus de clutter et/ou cibles, ou de clutter et du bruit blanc gaussien du récepteur, (qui sont individuellement modélisables par des processus AR), est obtenue par un modèle ARMA [33].

Dans le cas du clutter radar, l'ordre p du processus ARMA(p, q), qui représente le nombre de pics spectraux, indique aussi le nombre minimum des sources du clutter (ou des diffuseurs) qui interfèrent dans un même écho. Les q zéros du modèle qui représentent les creux et les vallées dans le spectre, n'ont aucune signification physique dans ce contexte, ils servent surtout à séparer des pics spectraux très rapprochés, à délimiter leurs bords et à réduire le niveau du bruit spectral. Les ordres ARMA possibles pour modéliser les échos radar représentant des situations probables de l'environnement du radar sont restreints à $p \leq 6$ et $q \leq 3$ [33].

3.3 Utilité de la modélisation ARMA des échos

Le rôle du clutter dans le traitement du signal radar est considérablement dépendant de l'application. Lorsqu'il s'agit d'obtenir une détection fiable d'une cible dans un environnement dominé par le clutter, ce dernier est vu comme une source d'interférences et le traitement du signal est utilisé pour supprimer cet effet dégradant. D'un autre côté, le clutter est considéré comme une source d'information lorsqu'il s'agit d'identifier les zones à risques dans l'environnement du trafic aérien. Comme les modèles ARMA estimés à partir du signal radar arrivent à reproduire assez fidèlement les diverses situations de l'environnement radar, l'introduction de ce type de modèles dans le traitement des signaux radar va, sans doute, améliorer la performance de ses algorithmes.

Le domaine du radar est conditionné par plusieurs facteurs. En effet, les données sont complexes, les séquences analysées sont, pour des raisons de stationnarité, très courtes, et le temps alloué au traitement est très limité (de l'ordre d'une milli-seconde), ce qui nécessite des algorithmes rapides et de complexité assez faible.

La plupart des techniques de modélisation présentées dans la littérature ont été implémentées avec des suites de 100 éléments et plus. Les algorithmes qui doivent être utilisés pour ce problème doivent être robustes pour des longueurs de données beaucoup plus faibles. De plus, comme les ordres des modèles doivent être plus petits que le demi de la longueur des séquences de données utilisées, dans ce cas, une perte en résolution est éventuelle.

Dans ces applications, la résolution n'est pas la première priorité dans l'utilisation des modèles ARMA. L'objectif est plutôt de modéliser les échos radar issus des combinaisons typiques de situations probables dans un envi-

ronnement d'un radar de surveillance, soit pour la classification du clutter ou pour la détermination des filtres d'erreur de prédiction appropriés pour les algorithmes de détection de cibles. Des modèles ARMA d'ordres faibles offrent des avantages sur les modèles à haute résolution dans la complexité des calculs.

3.3.1 Détection des cibles

La détection d'une cible $s(t)$ en présence du clutter $c(t)$ et du bruit du récepteur $b(t)$ peut être décrite par le modèle:

Hypothèse H1 (cible présente):

$$x(t) = s(t) + c(t) + b(t)$$

Hypothèse H2 (cible absente): (29)

$$x(t) = c(t) + b(t)$$

$$t = l - N_c + 1, \dots, l$$

où $x(t)$ est le signal complexe reçu à partir de la l^{me} cellule distance-azimut. L'enregistrement des données $x(t)$ est obtenu à partir de l'échantillonnage de N_c échos radar consécutifs d'un anneau de portée constante spécifique (cf. Figure 3) lorsque le radar scrute la l^{me} cellule en azimut. Comme la DSP du processus du clutter n'est pas constante, le problème de la détection est un problème classique de la détection d'un signal dans un bruit additif coloré. Pour résoudre ce problème, le logarithme du rapport de vraisemblance (LRV) défini par

$$\text{LRV} = \text{Log} \left\{ \frac{f(x(t)/H1)}{f(x(t)/H2)} \right\}$$

est calculé et comparé à un seuil. $f(x(t)/H_i)$, $i=1,2$, est la fonction de densité de probabilité conditionnelle conjointe, sachant que H_i , $i=1, 2$ est vraie. Le seuil est choisi de façon à avoir un taux de fausses alarmes constant. Si, pour un résultat du test LRV, le seuil est dépassé, il est décidé que la cible est présente; autrement, il est décidé qu'il n'y a pas de cible.

Parmi les algorithmes de détection radar basé sur le test LRV, il y a l'algorithme MTD (Moving Target Detector) qui est sous-optimal car il considère les caractéristiques spectrales moyennes du clutter [16],[28]. Une approche plus efficace est d'utiliser l'algorithme de détection adaptatif IBDA (Innovations-Based Detection Algorithm) qui répond aux variations du clutter et est très général et très puissant dans son application [16]. Un autre type d'approche [37], qui est aussi un test LRV, consiste à comparer les statistiques de la cellule de résolution testée avec celles d'un ensemble de cellules se trouvant le long de la même ligne d'azimut constant. La présence d'une cib-

le dans une cellule testée se traduit par le fait que le modèle représentant celle-ci soit complètement différent du modèle moyen des autres cellules de même azimut.

En général, les algorithmes de détection utilisant le test LRV sont basés sur les processus d'innovations (ou d'erreurs de prédiction) issus de l'application du signal $x(t)$ aux filtres blanchisseurs correspondants aux modèles respectifs des situations $H1$ et $H2$ de (29). Si pour chacune des hypothèses $H1$ (cible présente) et $H2$ (cible absente), la fonction de transfert du filtre d'erreur de prédiction correspond à l'inverse de la TZ du modèle ARMA adéquat à la situation et si la méthode de cette modélisation utilisée qui n'est pas adaptative mais qui est par contre très rapide, une fiabilité accrue des algorithmes de détection est sûrement obtenue.

Une autre approche pour détecter une cible dans un environnement dominé par un clutter intense consiste à utiliser le développement de Gabor dans le domaine spectral [35]. En appliquant le développement de Gabor à la DSP estimée pour le signal des échos reçus, les composantes dont la largeur spectrale est plus grande que la fenêtre de ce développement sont considérées comme des composantes DC dans les coefficients du développement. Ainsi, les signaux à bandes larges (i.e., clutter) ou bruits peuvent être facilement supprimés. La performance et la précision de cette méthode sont certainement améliorées lorsqu'une modélisation ARMA est utilisée pour estimer la DSP du signal.

3.3.2 Classification du clutter

Dans un environnement de trafic aérien, les turbulences atmosphériques et les activités des oiseaux peuvent être de véritables menaces pour la sûreté de l'avion, surtout lorsque le clutter est supprimé des indicateurs (e.g., PPI: Plan Position Indicator) pour améliorer la détection des cibles mobiles (e.g., avion) comme dans le cas des radars MTI (i.e., Moving Target Indicator) conventionnels.

Au lieu de rejeter le clutter comme un signal indésirable (du point de vue de la détection de cible), il est plutôt intéressant d'exploiter l'information qu'il contient sur les conditions de l'environnement. L'analyse du clutter permet d'identifier ses sources et de le classer suivant le niveau de danger qu'il représente pour le trafic aérien. Le traitement du clutter peut fournir une assistance inappréciable pour un aiguillage sûr et efficace des avions autour des zones à risque [33].

La parcimonie et la haute résolution des modèles ARMA permet l'élaboration d'une base de données des situations typiques possibles de l'environnement radar sous forme paramétrique. En obtenant le modèle ARMA correspondant aux données radar courantes sous analyse et en le comparant à ceux des situations typiques, le clutter peut être ainsi identifié et classé. La meilleure interprétation du clutter radar reste sûrement celle obtenue par la modélisation ARMA, même si, quelquefois, la distance entre les situations typiques n'est pas significative.

3.3.3 Autres applications

Comme les suites chronologiques ARMA peuvent être générés en laboratoire pour simuler les échos radar en bande de base de toutes sortes de situations probables, des chercheurs ou des acheteurs peuvent injecter ces données dans les systèmes radar pour les tester et évaluer leurs performances. Cette méthode de test est plus simple, plus rapide et moins coûteuse que l'installation et l'essai du système dans un environnement réel [33].

La modélisation ARMA est aussi utilisée dans le domaine du radar pour estimer la réponse impulsionnelle (ou la signature) d'une cible [9]. Cette application diffère des applications décrites précédemment, par le fait que la suite chronologique considérée n'est pas une suite temporelle d'échos radar, mais un ensemble de mesures de la SER (ou d'amplitudes de l'écho) d'une cible donnée pour un nombre de fréquences d'émission équidistantes (généralement 20 fréquences suffisent). La modélisation ARMA des signatures radar permet de distinguer entre différents avions et entre les aspects d'un même avion sous différents angles. Il est donc possible d'extraire des informations sur la forme (caractéristiques géométriques) et l'orientation d'une cible à partir des échos radar. Ces informations peuvent être comparées à une base de données (catalogue) afin de classer et d'identifier une cible inconnue [9].

4. RESULTATS ET INTERPRETATIONS

La procédure TLS est testée sur des suites chronologiques complexes générées à partir de quelques processus stochastiques. L'intérêt est particulièrement focalisé sur le cas de segments de suites chronologiques complexes de courtes longueurs (i.e., constitués d'au plus de 100 données). Il est évident que les résultats pour les cas des suites réelles et/ou plus longues peuvent être directement déduits et nettement meilleurs.

4.1 Application à des exemples numériques

Trois exemples sont utilisés dans cette étude et plusieurs réalisations de différentes suites chronologiques sont synthétisées avec adjonction d'un bruit blanc à différents rapports signal à bruit (RSB).

Exemple 1: Processus ARMA(3,3) à bandes étroites rapprochées. Il est défini par les pôles $\{0.95 \text{Exp}(-j 0.15 \pi), 0.95 \text{Exp}(j 0.25 \pi), 0.95 \text{Exp}(j 0.05 \pi)\}$ et les zéros $\{0.95 \text{Exp}(-j 0.1 \pi), 0.95 \text{Exp}(j 0.4 \pi), 0.95 \text{Exp}(j 0.15 \pi)\}$. La suite $x(t)$ correspondante est générée en appliquant à l'entrée de son modèle une suite chronologique gaussienne purement aléatoire (blanche) $e(t)$ de moyenne nulle et de variance unité.

Exemple 2: Combinaison de lignes (ou exponentielles) noyées dans un bruit blanc. C'est une somme de trois exponentielles et d'un bruit blanc $b(t)$ donné par:

$$x(t) = e^{j0.2\pi t} + e^{j0.25\pi t} + 0.5 e^{-j0.3\pi t} + b(t)$$

Exemple 3: Combinaison de lignes noyées dans un bruit coloré du type ARMA. Il consiste en un processus ARMA(2,1) à larges bandes additionné de deux exponentielles de fréquences angulaires $\omega_1 = -0.4\pi$ et $\omega_2 = 0.6\pi$ et dont les rapports de leurs puissances respectives à celle du processus ARMA(2,1) sont de -6 dB et de -10 dB (i.e. 25% et 10%). Le processus ARMA est défini par les pôles $\{0.6 \text{Exp}(-j 0.15 \pi), 0.8 \text{Exp}(j 0.4 \pi)\}$ et le zéro $0.6 \text{Exp}(j 0.15 \pi)$, et sa puissance moyenne est estimée à $P=1.58$ dB. Les amplitudes de ces exponentielles sont donc respectivement 0.60 et 0.38.

Les résultats de l'application de la technique de sélection des ordres m , p et q décrite ci-dessus aux suites chronologiques des trois exemples de simulation obtenus sont représentés dans les Tableaux 1 à 3 (où les Critères 1 à 5 sont définis à la Section 2.2). Les critères FICM($\alpha, 1$) ont été évalués en utilisant au moins 1000 réalisations pour chacune des longueurs de suites suivantes: $L=100$ (nombre d'exécutions = 1000), $L=30$ (nombre d'exécutions = 1140), $L=20$ (nombre d'exécutions = 1160).

Des tests similaires ont été effectués sur ces mêmes observations noyées dans des bruits blancs additifs avec des rapports signal à bruit (RSB) de 20 dB et 3 dB pour chaque exemple. Pour l'Exemple 2, le cas sans bruit additif (RSB = ∞ dB) est omis, vu que les exponentielles pures sont déterministes et ne peuvent être sujettes à une modélisation ARMA.

L'ordre q de la partie MA est estimé en se basant sur les valeurs singulières les plus significatives de la matrice D de (10). Dans cette étude, les valeurs les plus significatives sont définies comme étant les valeurs prépondérantes dont la somme des carrés représente 95% de la somme des carrés de toutes les valeurs singulières.

D'après les Tableaux 1 à 3, le Critère 1 sélectionne presque toujours un ordre m plus faible que ceux des autres critères, ce qui l'amène souvent au choix de modèles AR purs. Par contre, les Critères 2 et 5 ont tendance à sélectionner les ordres m les plus élevés. La valeur de l'ordre m sélectionné dans le cas $q \neq 0$ varie dans le même sens que L et dans le sens contraire du RSB alors que celle de p n'est pratiquement pas affectée par la valeur de L ni par le niveau du bruit additif. Lorsque RSB diminue, les critères FICM tendent à sélectionner des modèles AR purs, si ce n'est pas des modèles ARMA avec des modèles AR longs correspondants d'ordres importants. Pour la plupart des exemples, les ordres m , p et q sélectionnés dans le cas d'un RSB = 20 dB sont exactement identiques à ceux sélectionnés dans le cas sans bruit. Ce qui amène à penser que, jusqu'à un certain RSB, les critères de sélection de l'ordre FICM restent insensibles à la présence d'un bruit blanc qui vient altérer les données.

Pour $L=20$ et moins, tous les critères FICM préfèrent le choix de modèles AR purs plutôt que ARMA (l'ordre m étant très petit), et surtout si en plus, le RSB est faible. En effet, l'addition d'un bruit à un processus ARMA doit théoriquement conduire à un processus d'ordre plus grand, mais les résultats de l'analyse de courtes séquences de données contredisent ce fait en sélectionnant toujours des modèles AR purs. La somme d'un processus ARMA et d'un bruit peut produire des pôles et des zéros qui peuvent presque s'annuler. Cette annulation conduit à la sélection d'un modèle d'ordre plus faible. De plus, l'adjonction d'un bruit additif à un processus aléatoire va rehausser le plancher de la courbe de la densité spectrale (voir les DSP exactes des processus bruités des Figures 4 à 6). Comme les racines MA contribuent dans les creux spectraux, la sélection de modèles AR purs par les critères FICM pour les données bruitées est donc valide.

Tableau 1. Résultats des critères FICM(α, l) pour l'Exemple 1

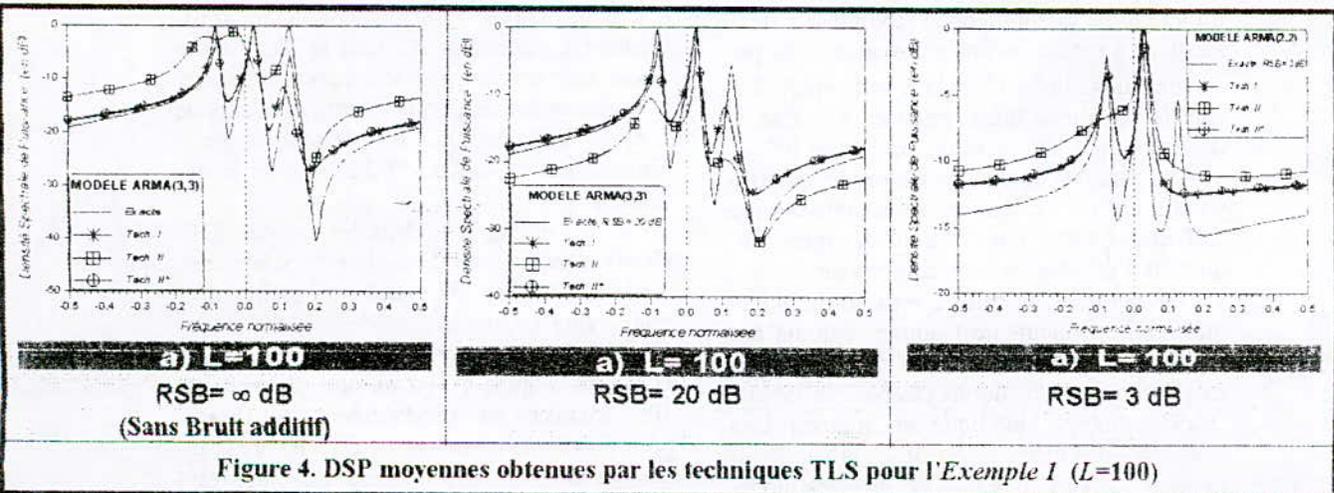
| RSB(dB) | ∞ | | | | | | | | | 20 | | | | | | | | | 3 | | | | | | | | | | | | | | |
|---------|----------|---|---|----|---|---|----|---|---|-----|---|---|----|---|---|----|---|---|-----|---|---|----|---|---|----|---|---|---|---|---|--|--|--|
| | 100 | | | 30 | | | 20 | | | 100 | | | 30 | | | 20 | | | 100 | | | 30 | | | 20 | | | | | | | | |
| Ordres | m | p | q | m | p | q | m | p | q | m | p | q | m | p | q | m | p | q | m | p | q | m | p | q | m | p | q | m | p | q | | | |
| Critère | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 1 | 9 | 3 | 2 | 8 | 3 | 2 | 8 | 3 | 2 | 9 | 3 | 2 | 8 | 3 | 2 | 8 | 3 | 2 | 11 | 2 | 1 | 9 | 2 | 1 | 3 | 3 | 0 | | | | | | |
| 2 | 16 | 3 | 3 | 9 | 3 | 2 | 8 | 3 | 2 | 16 | 3 | 3 | 9 | 3 | 2 | 8 | 3 | 2 | 20 | 2 | 2 | 9 | 9 | 0 | 5 | 5 | 0 | | | | | | |
| 3 | 9 | 3 | 2 | 8 | 3 | 2 | 8 | 3 | 2 | 9 | 3 | 2 | 8 | 3 | 2 | 8 | 3 | 2 | 20 | 2 | 2 | 9 | 2 | 1 | 3 | 3 | 0 | | | | | | |
| 4 | 9 | 3 | 2 | 9 | 3 | 2 | 8 | 3 | 2 | 9 | 3 | 2 | 9 | 3 | 2 | 8 | 3 | 2 | 20 | 2 | 2 | 11 | 2 | 1 | 5 | 5 | 0 | | | | | | |
| 5 | 16 | 3 | 3 | 9 | 3 | 2 | 7 | 3 | 2 | 16 | 3 | 3 | 9 | 3 | 2 | 7 | 3 | 2 | 20 | 2 | 2 | 9 | 9 | 0 | 5 | 5 | 0 | | | | | | |

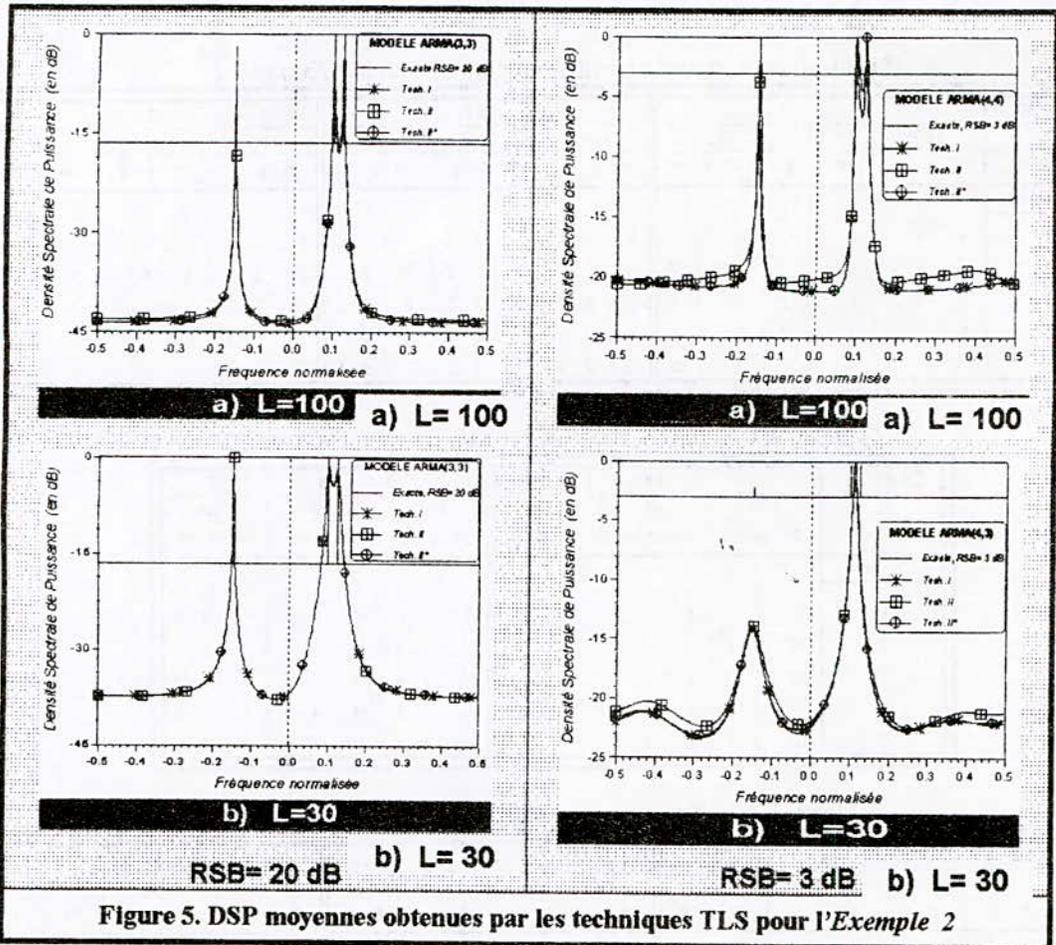
Tableau 2. Résultats des critères FICM(α, l) pour l'Exemple 2

| RSB(dB) | 20 | | | | | | 3 | | | | | | | | | | | |
|---------|-----|---|----|---|----|---|-----|---|----|----|----|---|----|---|---|---|---|---|
| | 100 | | 30 | | 20 | | 100 | | 30 | | 20 | | | | | | | |
| Ordres | m | p | q | m | p | q | m | p | q | m | p | q | | | | | | |
| Critère | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 1 | 10 | 3 | 3 | 6 | 3 | 3 | 2 | 2 | 0 | 4 | 4 | 0 | 4 | 4 | 0 | 4 | 4 | 0 |
| 2 | 10 | 3 | 3 | 6 | 3 | 3 | 2 | 2 | 0 | 20 | 4 | 3 | 8 | 4 | 3 | 4 | 4 | 0 |
| 3 | 10 | 3 | 3 | 6 | 3 | 3 | 2 | 2 | 0 | 18 | 4 | 4 | 4 | 4 | 0 | 4 | 4 | 0 |
| 4 | 10 | 3 | 3 | 6 | 3 | 3 | 2 | 2 | 0 | 18 | 4 | 4 | 4 | 4 | 0 | 4 | 4 | 0 |
| 5 | 10 | 3 | 3 | 6 | 3 | 3 | 5 | 2 | 1 | 20 | 4 | 3 | 10 | 4 | 3 | 4 | 4 | 0 |

Tableau 3. Résultats des critères FICM(α, l) pour l'Exemple 3

| RSB(dB) | ∞ | | | | | | | | | 20 | | | | | | | | | 3 | | | | | | | | | | | | | | |
|---------|----------|---|---|----|---|---|----|---|---|-----|---|---|----|---|---|----|---|---|-----|---|---|----|---|---|----|---|---|---|---|---|--|--|--|
| | 100 | | | 30 | | | 20 | | | 100 | | | 30 | | | 20 | | | 100 | | | 30 | | | 20 | | | | | | | | |
| Ordres | m | p | q | m | p | q | m | p | q | m | p | q | m | p | q | m | p | q | m | p | q | m | p | q | m | p | q | m | p | q | | | |
| Critère | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 1 | 7 | 3 | 3 | 2 | 2 | 0 | 2 | 2 | 0 | 7 | 3 | 3 | 2 | 2 | 0 | 2 | 2 | 0 | 8 | 3 | 3 | 2 | 2 | 0 | 2 | 2 | 0 | | | | | | |
| 2 | 11 | 3 | 3 | 7 | 3 | 3 | 2 | 2 | 0 | 11 | 3 | 3 | 7 | 3 | 3 | 2 | 2 | 0 | 18 | 3 | 1 | 8 | 2 | 2 | 3 | 3 | 0 | | | | | | |
| 3 | 9 | 3 | 3 | 5 | 2 | 1 | 2 | 2 | 0 | 9 | 3 | 3 | 5 | 2 | 1 | 2 | 2 | 0 | 13 | 3 | 1 | 8 | 2 | 2 | 2 | 2 | 0 | | | | | | |
| 4 | 9 | 3 | 3 | 7 | 3 | 3 | 2 | 2 | 0 | 9 | 3 | 3 | 7 | 3 | 3 | 2 | 2 | 0 | 13 | 3 | 1 | 8 | 2 | 2 | 3 | 3 | 0 | | | | | | |
| 5 | 11 | 3 | 3 | 9 | 3 | 3 | 5 | 3 | 2 | 11 | 3 | 3 | 9 | 3 | 3 | 5 | 3 | 2 | 18 | 3 | 1 | 10 | 2 | 2 | 5 | 2 | 1 | | | | | | |





Les paramètres des modèles ARMA sélectionnés pour les exemples ci-dessus sont estimés en utilisant une des deux techniques itératives TLS, i.e., Technique I ou II. Les itérations de ces techniques sont arrêtées lorsque la valeur du critère de convergence Λ devient inférieure à 10^{-3} . Pour la Technique II, il faut qu'en plus la valeur du critère minimisé η de la méthode à l'itération finale devienne réelle positive et inférieure à 10^{-5} . Dans cette étude, lorsque la Technique II est appliquée à la suite de la Technique I, elle est notée Technique II*.

Les résultats obtenus par la procédure TLS en utilisant 100 réalisations de chaque cas (de RSB et de L) pour tous les trois exemples, permettent d'émettre les constatations suivantes:

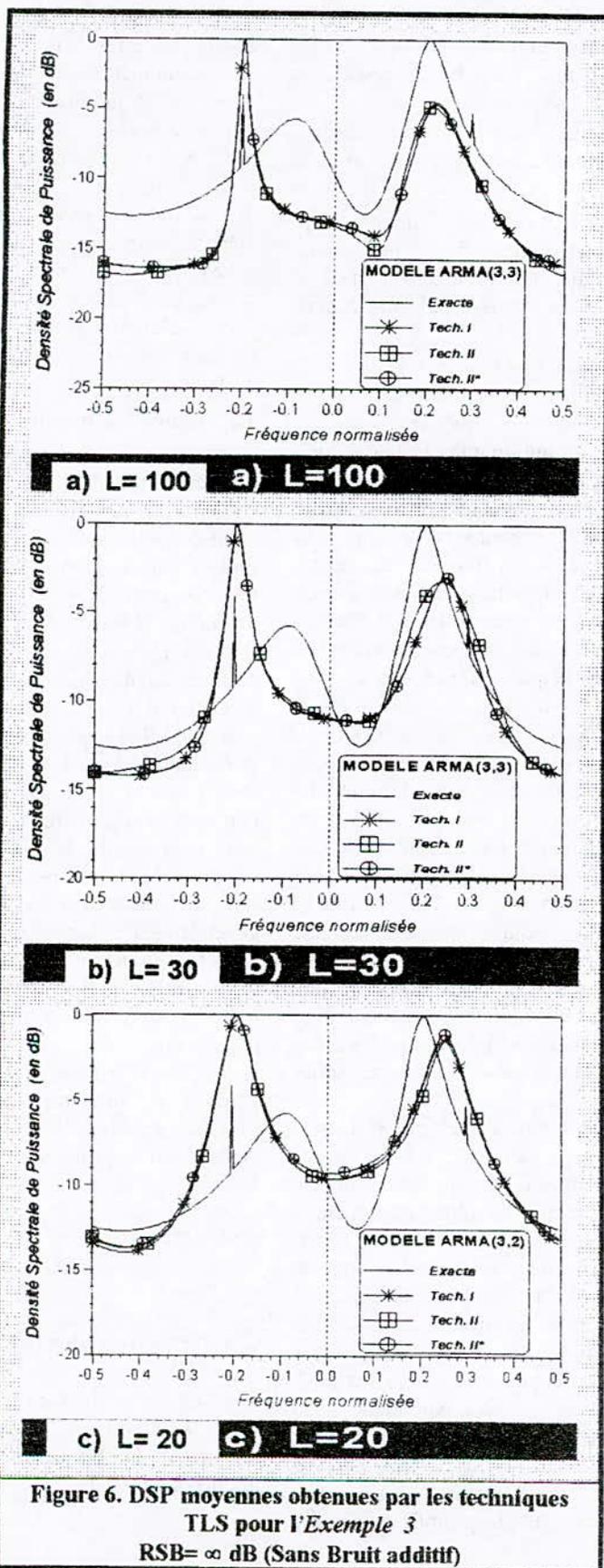
1. Lorsque le modèle initial est issu de la méthode MLS, Technique I donne toujours des modèles stables alors que, dans le meilleur des cas, Technique II ne donne pas plus de 95% de modèles stables. Une nette amélioration dans la stabilité des modèles est obtenue par Technique II* de sorte que plus de 96% des modèles sont stables. Pratiquement, tous les modèles stables obtenus par les techniques TLS sont à phase minimale.

2. Technique II requiert toujours le nombre d'itérations le plus important.

3. Technique I offre une valeur de l'erreur quadratique de prédiction (i.e. η) beaucoup plus faible que celle de la méthode MLS, tandis que celles des Techniques II et II* sont pratiquement nulles.

4. Les techniques TLS réussissent remarquablement à approcher et, dans la plupart des cas, à retrouver les pôles et les zéros originaux des processus quelles que soient les valeurs de L et du RSB alors que les pôles et les zéros obtenus par la méthode MLS en sont nettement éloignés.

Pour l'Exemple 1, dans les cas des RSB élevés et pour $L=100$, le choix des modèles ARMA(3,3) offre une excellente résolution et une bonne approximation de la DSP exacte pour les DSP correspondant aux Technique I et II* (cf. Figure 4), vu qu'une séquence de 100 données est généralement insuffisante pour décrire un processus de cette nature (bandes étroites et rapprochées) en employant d'autres méthodes. Lorsque L et/ou RSB sont plus faibles, une perte en résolution due à la sous-estimation a priori de l'ordre du modèle est constatée, les Techniques I et II* ont réussi



a retrouver deux bandes spectrales adjacentes sur trois avec quelquefois des biais.

Particulièrement, pour le processus de l'Exemple 2, il est constaté que :

- les modèles stables obtenus par les techniques TLS sont inversibles pour tout L et RSB.
- pour des RSB élevés, ces techniques convergent en un nombre très faible d'itérations. Technique II, dont la convergence est la plus lente, ne dépasse pas une dizaine d'itérations.
- Technique II donne le plus grand nombre de modèles stables relativement aux autres processus (lorsque RSB n'est pas faible).

Lorsque le RSB est important et $L \geq 50$, la procédure TLS a tendance à sélectionner des modèles ARMA(3,3), ce qui concorde avec le modèle théorique adéquat pour ce type de processus. De plus, grâce à ces modèles, les techniques TLS parviennent remarquablement à retrouver les fréquences exactes des exponentielles et à fournir des DSP très satisfaisantes (cf. Figure 5). De même que pour le cas RSB=3 dB et $L=100$, le choix du modèle ARMA(4,4) et l'utilisation des techniques TLS permettent de retrouver les trois exponentielles. Hormis le pôle de faible amplitude qui s'annule pratiquement avec un zéro très voisin, les autres pôles du modèle correspondent à de bonnes estimations des exponentielles. Alors que pour des séquences très courtes ($L \leq 20$) et/ou RSB faible, une perte en résolution est observée, une fréquence exacte est retrouvée, les deux autres fréquences voisines sont confondues en une seule fréquence qui est pratiquement leur moyenne. Toutefois, les DSP ainsi obtenues sont de loin meilleures que celle obtenue par un modèle AR.

Pour le processus de l'Exemple 3, dans le cas des RSB élevés avec $L=100$ et 30, la procédure TLS réussit, au moyen d'un modèle ARMA(3,3), à extraire ou plus exactement à filtrer de façon très précise la première exponentielle. La seconde exponentielle dont la puissance est très faible ne se manifeste que par un léger biais vers la droite de la bande spectrale droite du bruit coloré, surtout pour les cas de L faible (cf. Figure 6). Plus RSB et/ou L diminuent, plus le pic correspondant à la première exponentielle s'élargit. Dans tous les cas, l'utilisation d'un modèle ARMA est plus avantageuse que celle d'un modèle AR(2) (cf. Tableau 3) car la résolution spectrale est plus ou

moins améliorée et la distance entre les DSP exacte et estimées est plus réduite.

L'examen des résultats des Techniques II et II* montre que le fait de changer de modèle initial peut améliorer considérablement les propriétés de stabilité et de convergence d'une technique TLS. Cette dépendance du modèle initial suggère la possibilité de trouver une méthode efficace (autre que la méthode MLS) offrant le modèle initial qui permet d'optimiser les performances des techniques TLS et d'aboutir aux meilleurs résultats. Ceci pourrait constituer un sujet de recherche assez excitant.

4.2 Application aux situations radar

Comme il a été quasiment impossible d'obtenir des données radar réelles durant l'élaboration de ce travail (à cause de certaines contraintes professionnelles), des données simulées pour le clutter et les cibles radar sont utilisées pour illustrer la performance de la procédure TLS dans leur modélisation ARMA. Il existe plusieurs méthodes de génération de données radar représentant les différents types de clutter et de cibles dans la littérature, e.g. la procédure de [3] pour générer un clutter composite bimodal (issu de deux sources différentes) et celle de [21] qui permet de générer un clutter Weibull à partir d'un bruit blanc gaussien. Pour simuler les échos d'une cible comme un avion, les échos de la cellule de l'avion et ceux produits par les pales de l'hélice sont généralement générés par des modèles différents [23]. Souvent, pour des raisons de simplicité, seulement les échos de la cellule sont considérés dans les simulations de cible. Le modèle consiste en une exponentielle modulée en amplitude par une fonction gaussienne dépendant de l'ouverture du faisceau d'antenne [33]. Le signal renvoyé par une cible (en bande de base) est généralement donné par [4]

$$s(k) = \exp \left[-2.77 \frac{|k - k_0|^2}{N_c^2} \right] \exp \{ j 2\pi f_d (k - k_0) \} \quad (31)$$

de sorte que son amplitude est égale à 0.5 lorsque $|k - k_0| = N_c/2$ où k_0 est le compteur d'échantillons contenant le centre de la cible, et f_d est sa fréquence Doppler normalisée par rapport à la fréquence de répétition des impulsions $f_r = 1/T_r$.

Tableau 4 Modèles Sélectionnés par les critères FICM

| | Situation 1 | Situation 2 | Situation 3 |
|------------------|-------------|-------------|-------------|
| Critère 1 | AR(4) | AR(3) | ARMA(6,2) |
| Critère 2 | AR(6) | ARMA(3,1) | ARMA(6,2) |
| Critère 3 | AR(4) | AR(6) | ARMA(6,2) |
| Critère 4 | AR(5) | ARMA(3,1) | ARMA(6,2) |
| Critère 5 | ARMA(4,1) | ARMA(3,1) | ARMA(6,1) |

Pour illustrer l'efficacité des techniques TLS dans le traitement des données radar, deux situations radar comprenant chacune deux sources de clutter sont simulées dans ce qui suit. Une situation radar créée par trois sources de clutter a été étudiée dans [30].

Situation 1: Clutter Sol+Turbulence Atmosphérique

Les décalages Doppler des clutters sol et atmosphérique étant égaux à zero et 0.20, respectivement. Les largeurs spectrales de leurs DSP à -10dB sont de 0.05 et de 0.11, respectivement, pour le clutter sol et le clutter atmosphérique.

Situation 2: Turbulence Atmosphérique+ Voilée d'oiseaux migrateurs

Dans cette situation les mouvements de la turbulence atmosphérique et des oiseaux sont de sens opposés. La turbulence avance radialement vers le radar avec une fréquence Doppler de 0.2 alors que la voilée d'oiseaux s'en éloigne avec une fréquence de -0.125. Leurs étendues spectrales respectives à -10 dB de leur DSP sont 0.11 et 0.25.

Situation 3: Turbulence Atmosphérique+ Cible (un avion)

Dans ce cas, les échos reçus proviennent d'un avion noyé dans un clutter atmosphérique identique à celui des *Situations 1* et *2*. La fréquence Doppler de l'avion est 0.35 et le rapport cible à clutter (RCC) est de -6dB. Le RCC est un rapport de puissances ou d'énergies. Comme la cible possède une énergie finie (cf. (31)) et le clutter est un processus à puissance moyenne finie, le RCC est calculé, dans ce cas, en considérant soit la puissance moyenne de la cible ou l'énergie du clutter sur N_c éléments de données.

En prenant $N_c=30$, des segments de 30 données de 10 réalisations indépendantes sont considérées pour chacune des situations. Les 10 réalisations correspondraient aux enregistrements de 10 balayages successifs d'une même cellule distance-azimut. Des séquences de bruit

blanc sont ajoutées à toutes les données avec un RSB de 3dB pour simuler le bruit thermique du récepteur radar.

L'application de la procédure TLS aux segments de 30 données bruitées des différentes situations radar considérées, a permis d'obtenir les résultats suivants. Les modèles moyens sélectionnés par les critères FICM pour les 10 réalisations de toutes les situations sont présentes dans le Tableau 4.

Pour les modèles ARMA ($q \neq 0$) sélectionnés, l'ordre m des modèles AR longs correspondants est le plus souvent $m=9$ ou 12 pour toutes les situations.

Les paramètres des modèles ARMA estimés pour chacune des situations sont déterminés en utilisant les techniques TLS; Technique I et Technique II.

Comme il était attendu, Technique II n'aboutit pas toujours à des modèles à phases minimales et sa convergence nécessite plus d'itérations en comparaison avec Technique I. Les graphes des Figures 7 à 9 représentent les différentes DSP des modèles moyens approximant les trois situations radar. D'après les Figures 7 et 8, des DSP satisfaisantes avec d'infimes biais sont obtenues en utilisant les modèles AR purs sélectionnés. Cependant, les modèles ARMA parviennent à offrir des DSP relativement plus précises pour ce qui est des positions des pics et de leurs largeurs spectrales. Ces DSP sont plus proches des DSP réelles. Pour le modèle ARMA(6,2) de la Situation 3, Figure 9 montre que la DSP fournie par Technique I est nettement meilleure que celle de Technique II. L'utilisation des moyennes des caractéristiques spectrales des différents balayages d'une même situation dans la classification du clutter n'est pas fiable; à cause des erreurs d'approximation qui deviennent cumulatives lors de l'utilisation de courts segments de données individuellement. Il est évident que la qualité de la classification est nettement meilleure lorsque la DSP du modèle moyen obtenu à partir des modèles des différents balayages est utilisée. Une classification catégorique doit prendre en compte l'étendue spatiale des différents types de clutter qui est aussi un facteur discriminant (cf. Section 3). C'est pourquoi, dans l'analyse du clutter, plusieurs cellules contiguës en distance et en azimut doivent être considérées et analysées en même temps après un certain nombre de balayages afin d'amoindrir le risque d'erreur sur les sources du clutter [17].

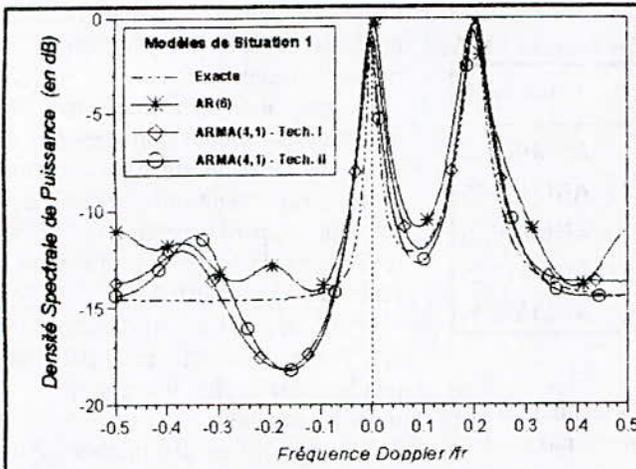


Figure 7. DSP moyennes estimées pour Clutter Sol + Turbulence Atmosphérique

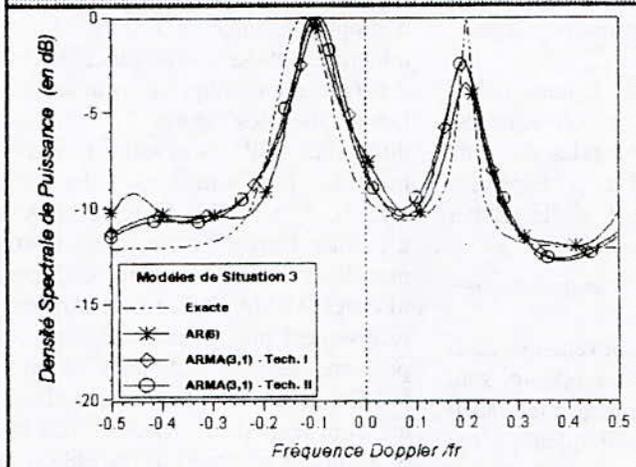


Figure 8. DSP moyennes estimées pour Clutter d'une turbulence Atmosphérique + Voûlée d'oiseaux migrants

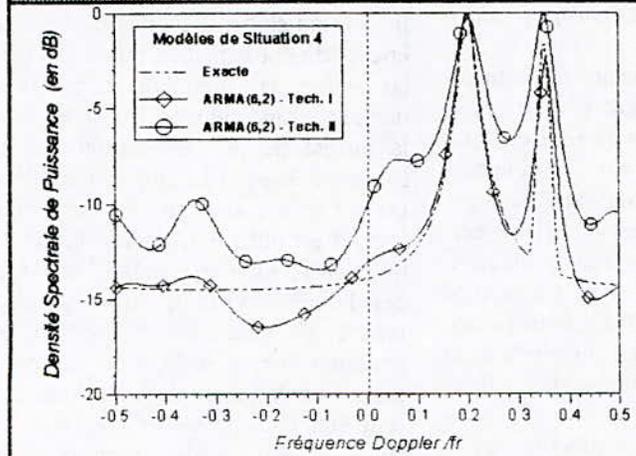


Figure 9. DSP moyennes estimées pour Clutter Atmosphérique + Cible

5. CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

Une procédure intéressante et efficace basée sur les techniques TLS a été proposée dans cette étude. Elle permet de construire de bons modèles ARMA même lorsque seulement de petites séquences de données (i.e., de longueur inférieure à 100 données) sont disponibles. Cette procédure devrait donc faciliter l'accès au modèle ARMA et ainsi permettre d'accorder un plus grand intérêt plutôt à l'exploitation des performances et à l'élargissement du champ d'application de ce type de modèle.

L'application de la procédure proposée à quelques exemples numériques de processus types et l'introduction de la nouvelle technique de sélection des modèles ont dévoilé plusieurs aspects positifs d'une telle procédure. En effet, la procédure TLS a permis de réaliser

- ✖ de très bonnes estimations des processus à partir des séquences de moins de 100 données. Pour des séquences plus longues les résultats deviennent excellents. Les modèles sont en majorité stables et à phases minimales;
- ✖ une rapidité d'exécution due à la simplicité de la sélection de l'ordre du modèle ARMA grâce au critère FICM, au calcul allégé des paramètres du modèle (en temps et mémoire) par l'utilisation des algorithmes efficaces, et à la vitesse de convergence des techniques TLS. Le nombre des itérations nécessaires n'est pas élevé;
- ✖ une meilleure performance pour les processus comportant des exponentielles et un bon filtrage des exponentielles noyées dans du bruit. Lorsqu'elles ne sont pas trop rapprochées, une trentaine de données suffisent pour les déceler. Cette propriété prédestine la procédure aux applications liées à la détection des périodicités cachées. Pour ce type de processus le nombre des itérations est le plus faible de même que la probabilité d'obtenir des modèles stables est plus grande (surtout pour Technique II).

Le problème de la modélisation ARMA dans le traitement des échos radar avec l'utilisation de la procédure TLS a aussi été traité dans cette étude. Dans cette application, les contraintes physiques sont assez rigoureuses (e.g. suites complexes et de faibles longueurs, temps d'exécution très court) et les erreurs peuvent être capitales (la sécurité des avions en dépend).

Des notions essentielles ont été introduites sur le fonctionnement du radar Doppler à impulsions et sur la nature et la forme de l'in-

formation qu'il peut fournir. Comme les échos renvoyés par les différentes sources du clutter peuvent être différenciés par leurs décalages Doppler, largeurs spectrales et leurs étendues spatiales, un traitement adéquat des signaux reçus permet l'analyse et l'interprétation de l'environnement radar. Le concours d'une modélisation ARMA dans les méthodes de classification du clutter et de détection de cibles est très bénéfique dans l'amélioration de la qualité de leurs résultats. De plus, d'autres applications sont permises grâce à ces modèles telles que la simulation du clutter et l'évaluation des systèmes radar.

Il est évident que, la procédure TLS possède des prédispositions à l'application radar. La procédure a été testée, dans un but illustratif, sur quelques exemples de simulation de situations radar. Les situations traitées représentent des cas de combinaisons de deux sources physiques de clutter. Ce cas de clutter composite est plus complexe à modéliser que le cas de clutter de source unique pour lequel des modèles AR purs suffisent. Des segments de 30 données avec un niveau de bruit assez important ($RSB=3dB$) ont été utilisés. La procédure TLS a réussi à retrouver l'allure des DSP des différentes situations à partir du modèle ARMA moyen de dix balayages consécutifs. Bien que les positions et/ou les largeurs absolues de quelques pics spectraux ne soient pas exactement retrouvées, les biais sont assez faibles et les proportions des largeurs des pics sont conservées. Une bonne classification et identification des sources du clutter est toujours possible lorsque les fourchettes allouées aux positions et largeurs des pics spécifiques à chaque source sont respectées. Le risque d'erreur et de confusion dans l'identification des sources de clutter est considérablement diminué si l'information sur l'étendue spatiale des échos de chaque source est prise en compte. C'est pourquoi, il est nécessaire durant l'analyse d'un point (i.e., d'une cellule distance-azimut) de l'environnement radar de considérer en même temps les cellules distance-azimut environnantes suivant la distance et l'azimut.

Dans le but de compléter et de développer cette étude, plusieurs sujets de recherche peuvent être dégagés. En effet, la performance des techniques TLS pour des enregistrements courts de données doit être améliorée. Des méthodes simples autres que la méthode MLS peuvent être investiguées; car il est très intéressant de trouver une méthode donnant toujours un modèle initial stable qui permet aux techniques TLS de réaliser leurs meilleures

performances en moins d'itérations. De même, comme la technique de sélection de l'ordre ARMA proposée est simple et donne de bons résultats, il est utile de trouver une base théorique formelle qui valide les critères FICM et permet d'en dériver d'autres versions plus efficaces.

Des tests de la procédure TLS sur des données radar réelles sont nécessaires pour confirmer son efficacité dans cette application. Les données doivent représenter les divers types de clutter et leurs différentes combinaisons. Une étude rigoureuse peut être menée sur les performances et les limitations de la procédure dans la détection de cibles réelles.

Il est aussi intéressant de concevoir l'implantation de la procédure TLS dans un système multiprocesseur. Ainsi, en organisant les algorithmes de la procédure pour un traitement en parallèle, l'obtention du modèle ARMA deviendra instantanée.

Pour des domaines d'application moins contraignants que celui du radar, la procédure TLS est, sans doute, un outil très puissant et très attrayant pour la modélisation ARMA. Elle peut être utilisée dans pratiquement tous les domaines pour lesquels le modèle AR reste insuffisant.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] J.F. Agnel, *Méthodes Paramétriques en Traitements du Signal: Modélisation AR, MA et ARMA*, ENST, France, 1984.
- [2] S.K. Avery, "Radar and Remote Sensing." *Lecture Notes of ECE 525*, Electrical and Computer Engineering Department, University of Colorado, Boulder, Colorado, USA, Fall Semester 1985.
- [3] KVS.A. Babu & P.S. Naidu, "A New Design Procedure for Generating Multiple Clutter Data by ARMA Modelling," *ISSPA 87, Signal Processing, Theories, Implementations and Applications*, Brisbane, Australia, August 24-28, 1987, pp. 522-525.
- [4] D.K. Barton, *Modern Radar System Analysis*, Artech House Inc., Norwood, Massachusetts, USA, 1988.
- [5] G.E.P. Box & G.M. Jenkins, *Time Series Analysis: Forecasting and Control*, Revised edition, Prentice-Hall, Englewood, New Jersey, USA, 1976.
- [6] P.M.T. Broersen & H.E. Wensink, "On Finite Sample Theory for Autoregressive Model Order Selection." *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 41, N°1, January 1993, pp. 194-204.
- [7] S.P. Bruzzone & M. Kaveh, "Information Tradeoffs in Using the Sample Autocorrelation Function in ARMA Parameter Estimation." *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-32, N°4, August 1984, pp. 701-715.
- [8] J.A. Cadzow, "Spectral Estimation: An Overdetermined Rational Model Equation Approach," *Proceedings of the IEEE*, vol. 70, N°9, September 1982, pp. 907-938.
- [9] R. Carriere & R.L. Moses, "Autoregressive Moving Average Modeling of Radar Target Signatures." *1988 National Radar Conference*, April 20-21, 1988, Ann Arbor, Michigan, USA, pp. 225-229.
- [10] Y.T. Chan & J.C. Wood, "A New Order Determination Technique for ARMA Processes," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-32, N°3, June 1984, pp. 517-521.
- [11] C.J. Demeure & C.T. Mullis, "The Euclid Algorithm and the Fast Computation of Cross-Covariance and Autocovariance Sequences," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-37, N°4, April 1989, pp. 545-552.
- [12] B. Derras, "The Approximation of Discrete Time Linear Systems Based on the Use of Projections." *Ph.D. Thesis*, Electrical and Computer Engineering Department, University of Colorado, Boulder, Colorado, USA, 1988.
- [13] A.G. Evans & R. Fishl, "Optimal Least-Squares Time-Domain Synthesis of Recursive Digital Filters," *IEEE Trans. Audio and Electroacoust.*, vol. AU-21, N°1, February 1973, pp. 61-65.
- [14] B. Friedlander & B. Porat, "The Modified Yule-Walker Method for ARMA Spectral Estimation," *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-20, N°2, March 1984, pp. 158-172.
- [15] G.H. Golub & C.F. Van Loan, *Matrix Computations*, the Johns Hopkins University Press, Maryland, USA, 1983.
- [16] S. Haykin, "Radar Signal Processing," *IEEE ASSP Magazine*, April 1985, pp. 2-18.

- [17] S. Haykin, B.W. Currie & S.B. Kesler. "Maximum Entropy Spectral Analysis of Radar Clutter." *Proceedings of the IEEE*, vol. 70, N°9, September 1982, pp. 953-962.
- [18] S.M. Kay. *Modern Spectral Estimation: Theory and Application*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, USA, 1988.
- [19] S.M. Kay & S.L. Marple. "Spectrum Analysis - A Modern Perspective." *Proceedings of the IEEE*, vol. 69, N°11, November 1981, pp. 1380-1418.
- [20] S. Li & B.W. Dickinson, "Application of the Lattice Filter to Robust Estimation of AR and ARMA Models." *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. 36, N°4, April 1988, pp. 502-512.
- [21] G. Li & K.K.B. Yu. "Modelling and Simulation of Coherent Weibull Clutter." *IEE Proceedings*, vol. 136, Pt.F, N°1, February 1989, pp. 2-12.
- [22] S.L. Marple, *Digital Spectral Analysis with Applications*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, USA, 1987.
- [23] J. Martin & B. Mulgrew, "An Airborne Pulse Doppler Radar Model." *Signal Processing I: Theories & Applications*, Elsevier Science Publishers S.V., 1990, pp. 1787-1790.
- [24] L.E. McBride, H.W. Schaeffgen & K. Steiglitz, "Time-Domain Approximation by Iterative Methods," *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. CT-13, N°4, December 1966, pp. 381-387.
- [25] C.T. Mullis, "Optimization of Stochastic Processes." *Lecture Notes of ECE 566*, University of Colorado, Boulder, Colorado, Fall Semester, 1985.
- [26] C.T. Mullis & R.A. Roberts. "The Use of Second Order Information in the Approximation of Discrete-time Linear Systems." *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-24, N° 3, June 1976, pp. 226-238.
- [27] D.N. Politis, "ARMA Models, Prewhitening, and Minimum Cross Entropy." *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 41, N°2, February 1993, pp. 781-787.
- [28] B. Porat & B. Friedlander. "Parametric Techniques for Adaptive Detection of Gaussian Signals." *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-32, N°4, August 1984, pp. 780-790.
- [29] N. Sadi-Ahmed, "Modelisation ARMA des Suites Chronologiques Complexes et son Application dans le Traitement des Echos Radars." *Thèse de Magister*, Département d'Electronique, Ecole Nationale Polytechnique, 1996.
- [30] N. Sadi-Ahmed & B. Derras, "Iterative True Least Squares Algorithms for ARMA Modeling of Radar Time-Series." *Proceedings of International Conference on Signals & Systems (ICSS'94)*, vol. 1, Section III, , September 24-26, Algiers, 1994, pp. 159-163.
- [31] K. Steiglitz & L.E. McBride, "A Technique for the Identification of Linear Systems." *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. AC-10, October 1965, pp. 461-464.
- [32] P. Stoica & T. Soderstrom, "The Steiglitz-McBride Identification Algorithm Revisited -Convergence and Accuracy Aspects." *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. AC-26, N° 3, June 1981, pp. 712-717.
- [33] P. Thomas, "ARMA Modelling of Baseband Radar Returns." *Master of Engineering Thesis*, McMaster University, Hamilton, Ontario, Canada, 1984.
- [34] L. Thourel, *Initiation aux Techniques Modernes des Radars*, SUP'AERO, Toulouse, France, 1984.
- [35] J. Tsao, W.J. Shyu & J. Mar, "Detection of Narrowband Signals by Gabor's Expansion of Spectrum." *ICASSP 91 Proceedings*, vol. 5, May 14-17, Toronto, Ontario, Canada, 1991, pp. 3201-3204.
- [36] L. Wang & G.A. Liberti, "Combining Pattern Recognition Techniques with Akaike's Information Criteria for Identifying ARMA Models." *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 42, N°6, June 1994, pp. 1388-1396.
- [37] Q.T. Zhang, S. Haykin & K.M. Wong, "Target Detection in a Non-Stationary Noise Field : A Comparison-Based Approach." *ICASSP 91 Proceedings*, vol. 5, May 14-17, Toronto, Ontario, Canada, 1991, pp. 3549-3552.

ETUDE D'ANTENNES PLAQUES MULTICOUCHES DE FORMES POLYGONALES PAR APPLICATION DE LA METHODE DES LIGNES ELEMENTAIRES COUPLEES FINIES

M. Bouzouad*, A. Zerguerras**, R. Aksas**

Laboratoire de Télécommunications, Ecole Nationale Polytechnique
10 Rue Hassan Badi 16200 El-Harrach Alger

ملخص

هذا العمل يقدم دراسة نظرية و تجريبية لهوائيات ذوات لوحات ميكروشرطية بسيطة ومتعددة الطبقات، اللواتي هن أشكال متعددة الأضلاع أو هذا بإستعمال طريقة الخطوط العنصرية و المنتهية (LECF). هذه الطريقة طبقت بكل نجاح الهوائيات الميكروشرطية ذوات أشكال بسيطة (المربع، المستطيل و القرص الدائري)، لكن مازال ذلك لم يحدث من أجل الهوائيات ذوات أشكال متعددة الأضلاع. إن النتائج المتحصل عليها تتوافق و القياسات التجريبية.

Résumé

Ce travail présente une étude théorique et expérimentale d'antennes plaques microrubans simples et multicouches de forme polygonales en utilisant la méthode des lignes élémentaires couplées finies (LECF). Cette méthode a déjà été appliquée avec succès à des antennes microrubans de formes simples (carré, rectangulaire et circulaire), mais ne l'a pas encore été pour des formes polygonales. Les résultats théoriques obtenus sont en bon accord avec les mesures.

Abstract

This work presents a theoretical and experimental study of simple and stacked polygonal microstrip patch antennas, using the elementary finite coupled transmission line method. This method has been successfully used with simple shapes (square, rectangular and circular), but not yet with polygonal patch. The experiment results are a good agreement with the theoretical ones.

* Maître assistant, Centre universitaire de Laghouat.

** Maître de conférence, ENP.

1. OBJET DE L'ETUDE

Il s'agit d'appliquer la méthode des lignes élémentaires finies couplées (dite LECF) à des antennes plaques microruban (APM) de forme triangulaire, pentagonale, hexagonale et n-gonales régulière avec n entier supérieur à 6. Pour un n-gones régulière on considère les 3 cercles suivant: Inscrit au n-gones et de rayon R_i , circonscrit au n-gones et de rayon R_c , de même aire que le n-gones et de rayon équivalent R_{eq} . Ces n-gones seront traité par la LECF et par la LECF appliquée aux disques équivalents (ce que nous avons appelé la méthode des disques équivalents).

L'objet de ce travail est d'analyser des APM n-gones pour déterminer leurs paramètres fondamentaux suivants: fréquence de résonance, impédance d'entrée à la résonance et la largeur de bande.

2. La méthode des LECF

2. 1. L'antenne bicouche

L'antenne bicouche est formée par deux plaques conductrices, la plaque antenne [A] et la plaque directeur [D], parallèles au plan de masse [M], séparées entre elles par deux couches de substrat diélectrique, d'épaisseurs h et h' (Fig. 2.1). La structure ainsi définie peut être subdivisée en trois régions différentes (I), (II) et (III).

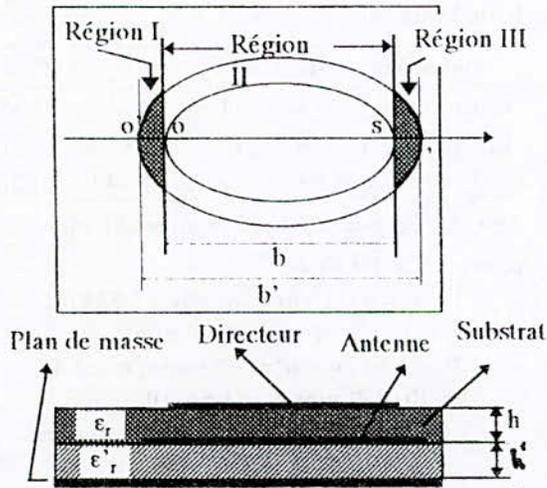


Fig. 2.1 Antenne microruban bicouche.

La Région (II), entre O et S, de longueur L égale à celle du directeur (L = b) forme la partie essentielle de la structure rayonnante. Cette région est équivalente à deux lignes de transmission couplées entre elles par une capacité linéique mutuelle répartie C_{12} . Les Régions (I) et (III), formées par les parties de l'antenne non couplées avec le directeur entre (O-O') et (S-S'), sont équivalentes à deux admittances $Y_{\Sigma e}$ et $Y_{\Sigma s}$, dont les réactances $X_{\Sigma s}$ et $X_{\Sigma e}$ sont égales à celles des capacités que forment les surfaces Σe et Σs avec le plan de masse.

2. 2. Principe de la modélisation LECF

La région (II) de l'antenne est équivalente à deux lignes de transmission couplées travaillant en mode quasi transverse électromagnétique [1]. L'octopôle ainsi obtenu est divisée en N octopôles élémentaires $[Q_n]$ de longueurs l(n) égale à b/N pour un découpage linéaire et à $P \cdot x(n)$ pour un découpage adaptatif. P exprime la finesse du découpage et implique que tous les tronçons élémentaires sont semblables entre eux. Il est fixé, par exemple, à 1%.

Chaque octopôle élémentaire $[Q_n]$ est formé de deux tronçons de lignes de transmission, de largeur $W(n)$ et $W'(n)$, couplés par une capacité linéique C_{12} qui est proportionnelle au coefficient couplage K_{12} qui est, lui même, fonction de la géométrie de l'antenne et son directeur[2] et [3].

Les ondes de tension incidentes et réfléchies, à l'entrée et à la sortie de chaque octopôle élémentaire $[Q_n]$, sont reliées par la relation suivante[4], [5] et [6]:

$$\begin{bmatrix} V_i(n-1) \\ V_r(n-1) \\ V'_i(n-1) \\ V'_r(n-1) \end{bmatrix} = [t(n)] \cdot \begin{bmatrix} V_i(n) \\ V_r(n) \\ V'_i(n) \\ V'_r(n) \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

$[t(n)]$ est la matrice de transmission de l'octopôle élémentaire $[Q_n]$. Les N octopôles élémentaires sont disposés en cascade pour former la structure rayonnante.

2. 3. L'impédance d'entrée

L'impédance d'entrée de la structure rayonnante au point (O) est équivalente à deux impédances en parallèles: $Z_{\Sigma e}$ l'impédance de la région (I) de l'antenne non couplée au directeur et Z_{E1} l'impédance d'entrée de l'antenne au point (O), donnée par la relation:

$$Z_{E1} = Z_{c1} \cdot \frac{V'_i(0) + V_r(0)}{V'_i(0) - V_r(0)} \quad (2-2)$$

Où Z_{c1} est l'impédance caractéristique de la ligne élémentaire d'ordre (1).

3. L'antenne triangulaire

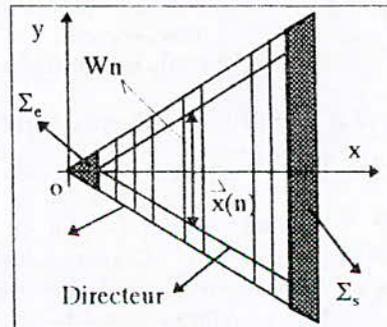


Fig. 3.1 Découpage linéaire de l'antenne en N lignes élémentaires couplées.

3. 1. 1. Antenne triangulaire sans directeur

Cet exemple concerne une ATES de côté $a=10$ mm fabriquée sur un substrat d'épaisseur $h=1.524$ mm et de permittivité $\epsilon_r = 2.33$. L'alimentation se fait par une sonde coaxiale en un point situé à $X_p= 3.6$ mm du sommet du triangle.

| Approche | X_p (mm) | f_0 | Q | B (%) |
|----------|---------------|-------|------|-------|
| LECF | 3.6 | 11.4 | 15.0 | 4.71 |
| LECF | 3.3 | 11.4 | 15.4 | 4.58 |
| Mesures | 3.6 ± 0.5 | 11.4 | 13.3 | 5.30 |

Tab. 3.1 Fréquence de résonance, facteur de qualité et bande passante d'une ATES.

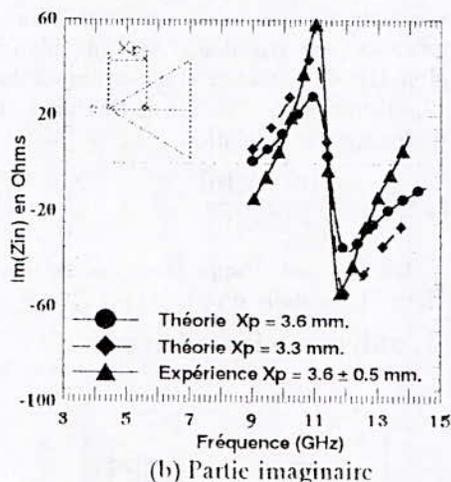
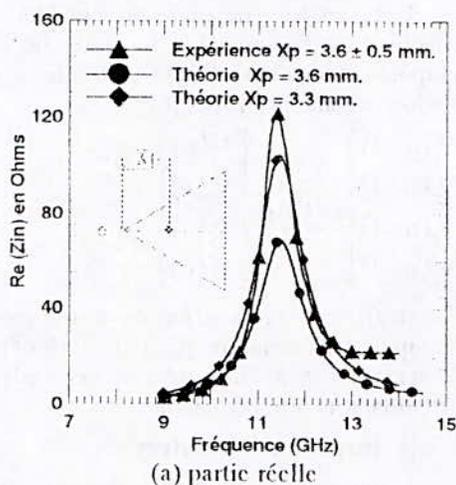


Fig. 3.2 Impédance d'entrée calculée et mesurée de l'ATES.

Les résultats théoriques sont en très bon accord avec ceux de l'expérience, pour la fréquence de résonance, comme il est montré sur figure 3.2 et le tableau 3.2. L'écart entre les valeurs de R_{max} (valeur maximale de la partie réelle de l'impédance d'entrée) calculée et

mesurée est imputé d'une part à la précision de positionnement de la sonde d'excitation (130 Ω /mm près du sommet du triangle) [7] et d'autre par au rayonnement de cette même sonde. La sonde d'alimentation introduit une composante résistive non négligeable qui est d'environ 10 Ω pour un rapport $h/k_0 = 0.058$ (cas de notre antenne) dans les conditions normales d'utilisation[8]. Dans le cas où la sonde est située très proche des bords de l'antenne, elle rayonne directement et introduit une composante résistive bien plus importante, qu'on pourrait estimer entre 10 Ω et 30 Ω . Cette hypothèse explique pourquoi l'impédance d'entrée mesurée de la plaque antenne est plus importante que celle prévue par la théorie. Néanmoins il reste à faire la vérification expérimentalement en réalisant et mesurant d'autres antennes avec différentes positions de la sonde d'alimentation.

3. 1. 2. Antenne triangulaire avec directeur

Nous présentons au tableau 3.3 les résultats théoriques et expérimentaux pour une ATED de 10mm de côté avec un substrat d'épaisseur $h'=1.524$ mm et de constante diélectrique $\epsilon_r' = 2.33$. Le directeur est identique à l'antenne. La structure est alimentée par une sonde coaxiale en un point situé à $X_p= 3.6$ mm du sommet du triangle antenne.

| Approche | f_1 | f_2 | f_0 | B (%) |
|--------------|-------|-------|-------|-------|
| LECF Cas (1) | 9.50 | 11.77 | 10.63 | 21.26 |
| LECF Cas (2) | 9.61 | 11.57 | 10.59 | 18.51 |
| Mesures | 9.43 | 11.55 | 10.49 | 20.21 |

Tab. 3.2 Fréquence de résonance et bande passante de l'ATED.

1): $a' = a = 10$ mm, $h' = h = 1.524$ mm, $\epsilon_r' = \epsilon_r = 2.32$ et $X_p = 3.6$ mm.

2): $a'=10$ mm, $h'=1.524$ mm, $\epsilon_r'=2.32$, $a=(10+0.2)$ mm, $h=(1.524+0.3)$ mm, $\epsilon_r = (2.32+0.046)$ et $X_p = (3.6 - 0.3)$ mm.

Les fréquences f_1 et f_2 correspondent à un TOS=2 et f_0 la moyenne arithmétique de f_1 et f_2 .

Nous remarquons (Tab 3.2) une assez bonne concordance entre les valeurs théorique LECF et expérimentale de la bande passante et la fréquence f_0 (fréquence centrale de la bande passante définie pour un TOS ≤ 2) ainsi que pour R_{max1} , la valeur du premier pique de la résistance d'entrée (Fig. 3.3). Pour le deuxième pique R_{max2} nous observons, par contre, un grand écart entre la théorique et la mesure. La valeur expérimentale est plus importante que la valeur théorique, de la même façon que pour ATES. Nous avons attribué cet écart en premier lieu à la

résistance de rayonnement de la sonde d'excitation qui est estimée à 15Ω [11] et en second lieu aux tolérances de fabrication et à la très grande sensibilité de l'impédance d'entrée vis-à-vis de X_p . En plus la couche de colle, entre les plaques antenne et directeur, est très épaisse ce qui entraîne d'une part une augmentation de l'épaisseur du substrat supérieur et d'autre part un changement de sa permittivité. La contribution des ces différents facteurs affecte beaucoup la valeur de R_{max2} .

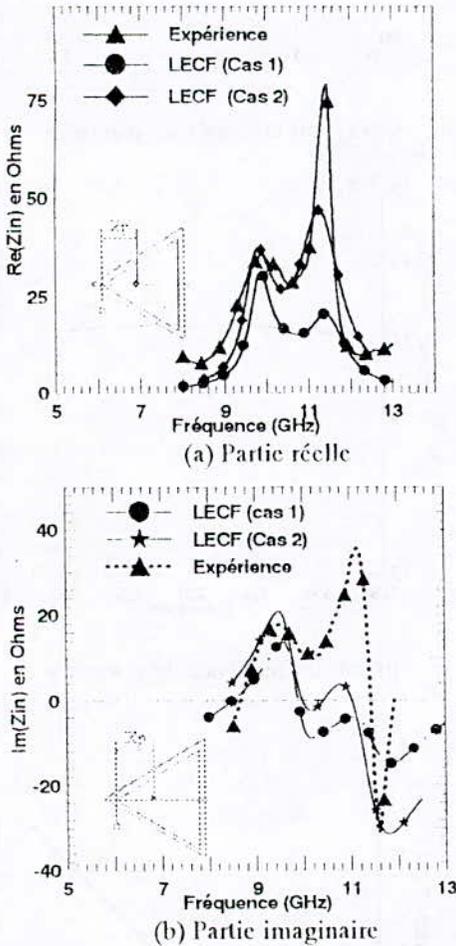


Fig. 3.3 Impédance d'entrée calculée et mesurée de l'ATES: $a = 10$ mm, $h = 1.524$ mm, $\epsilon_r = 2.32$, $X_p = 3.6$ mm, $d_0 = 1.3$ mm,

4. Influence des divers paramètres fondamentaux de l'antenne

L'effet des divers paramètres de l'ATE sur ces caractéristiques radioélectriques sera examiné dans ce qui suit.

4. 1. Antenne triangulaire sans directeur

4. 1. 1. Influence de la position du point d'excitation

Les valeurs maximales de R_{max} et X_{max} varient fortement avec la position du point

d'excitation X_p (Fig. 4.1). Elle est très rapide entre le sommet et le centre et très lente entre le centre et la base du triangle. En effet au voisinage du sommet de l'antenne la vitesse de variation de R_{max} est d'environ $216.8 \Omega / \text{mm}$, par contre au voisinage de la base elle est de $40.6 \Omega / \text{mm}$ seulement [7]. Ces résultats sont qualitativement en très bon accord avec ceux obtenus par le modèle de la cavité Dahele et Lee [9]. La variation de X_p fait varier R_{max} sans changer la fréquence de résonance ou la bande passante de l'antenne. Cette propriété nous permet, lors d'une alimentation par sonde coaxiale, d'adapter l'antenne en choisissant convenablement la position de la sonde d'excitation. Il est préférable que X_p se situe entre le centre et la base de l'antenne, où la vitesse de variation de R_{max} est faible, afin de minimiser l'erreur sur la valeur de la résistance due aux tolérances de positionnement de la sonde lors de la réalisation de l'antenne.

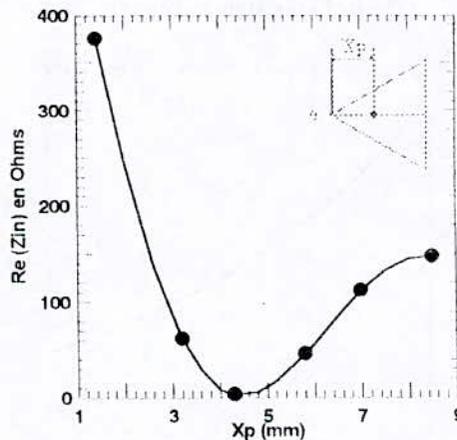


Fig. 4.1 Variation de la résistance d'entrée de l'APM $Re(Z_{in})$ en fonction de la position du point d'excitation X_p .

4. 1. 2. Influence des dimensions de l'ATES

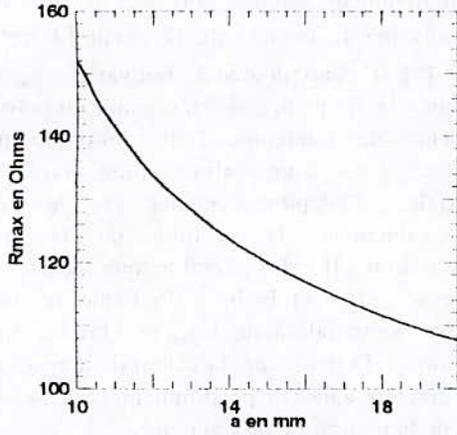
Pour un substrat diélectrique donné, et la même position de la sonde d'excitation, l'impédance d'entrée (R_{max} et X_{max}), la fréquence de résonance et la bande passante diminuent quand les dimensions du triangle d'antenne augmentent comme il est montré dans la figure 4.2.

4. 1. 3. Influence de l'épaisseur du substrat

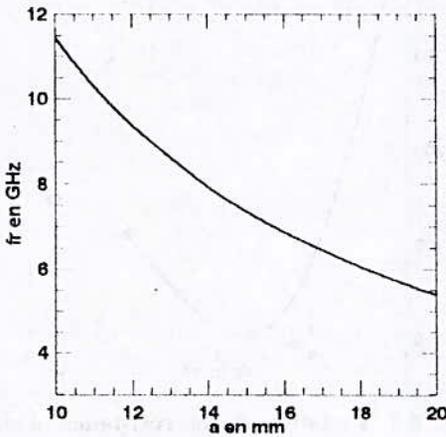
La figure 4.3 montre qu'une augmentation de l'épaisseur du substrat diélectrique h entraîne une diminution de la partie réelle de l'impédance d'entrée (R_{max}) et une augmentation de la bande passante de l'ATES. Ces résultats sont qualitativement en bon accord avec [10].

4. 1. 4. Influence de la permittivité ϵ_r

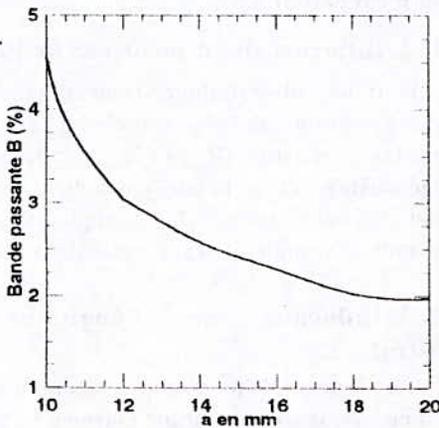
L'augmentation de la constante diélectrique ϵ_r fait diminuer la fréquence de résonance et la bande passante mais augmente fortement R_{max} et X_{max} (Fig. 4.4). Les substrats diélectriques utilisés pour la réalisation d'antennes microrubans sont de faible permittivité relative (ϵ_r).



(a) sur la résistance d'entrée

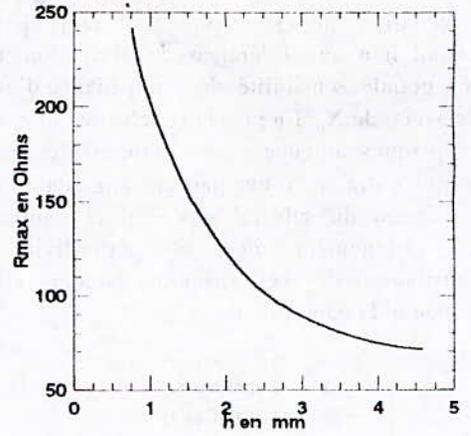


(b) sur la fréquence de résonance

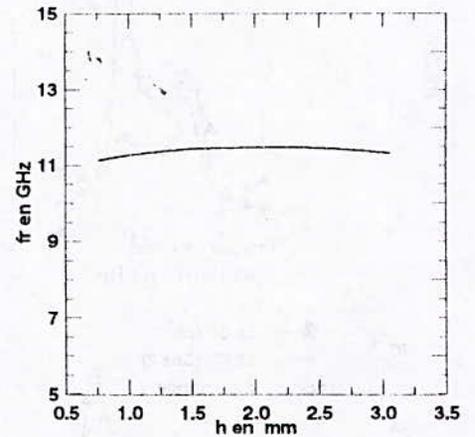


(c) sur la bande passante

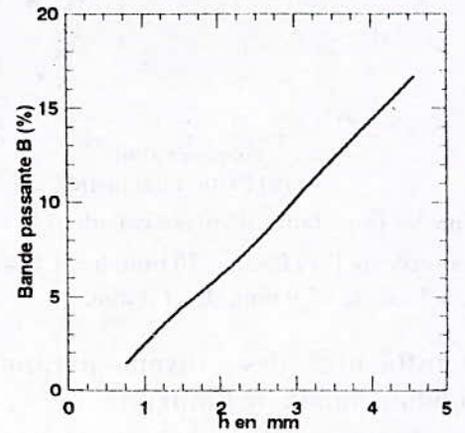
Fig. 4.2 Influence des dimensions de l'APM sur ses caractéristiques radioélectriques



(a) sur la résistance d'entrée

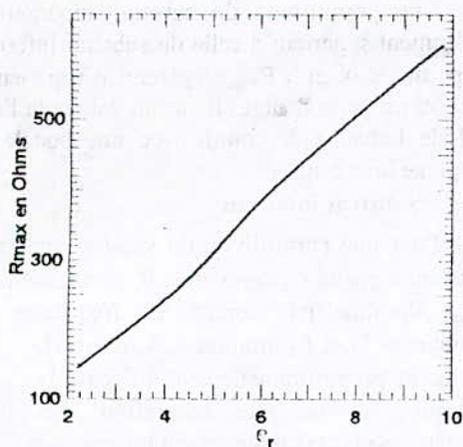


(b) sur la fréquence de résonance

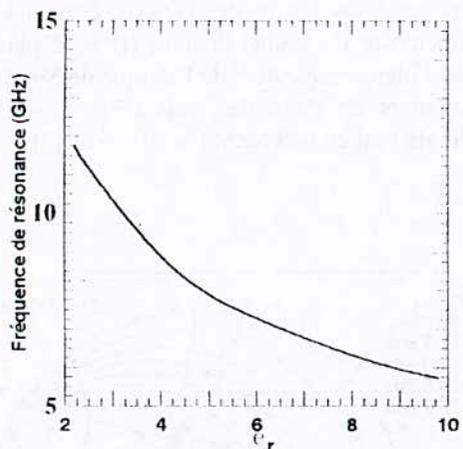


(c) sur la bande passante

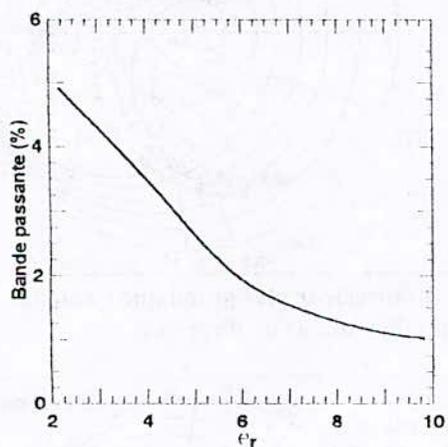
Fig. 4.3 Influence de l'épaisseur du substrat de l'APM sur ses caractéristiques radioélectriques



(a) sur la résistance d'entrée



(b) sur la fréquence de résonance



(c) sur la bande passante

Fig. 4.4 Influence de la permittivité ϵ_r sur les caractéristiques radioélectrique de l'APM.

4. 2. Antenne triangulaire avec directeur

L'antenne de référence est une ATED dont les caractéristiques sont: Côté du triangle équilatéral $a = 10$ mm, substrat diélectrique d'épaisseur $h = 1.524$ mm, de permittivité relative $\epsilon_r = 2.33$ et de $tg(\delta) = 0.0012$, pour la plaque antenne. La plaque directeur a la même forme et les mêmes dimensions que la plaque antenne ($a = a', h = h', \epsilon_r = \epsilon_r$). L'alimentation

se fait par sonde coaxiale, $X_p = 2.6$ mm à partir du sommet.

4. 2. 1. Influence de la position du point d'excitation

L'impédance d'entrée d'une antenne triangulaire avec directeur change avec la position du point d'excitation X_p alors que les fréquences de résonance et la bande passante sont pratiquement indépendantes.

De la même manière que pour une structure monocouche, l'impédance d'entrée (parties réelles R_{max1} , R_{max2} et parties imaginaires X_{max1} , X_{max2}) d'une structure avec directeur varie fortement avec la position du point d'excitation X_p . La variation de l'impédance d'entrée est brusque et rapide ($142.5 \Omega / mm$ pour R_{max1} et $120.2 \Omega / mm$ pour R_{max2}) près du sommet et lente (de $41.36 \Omega / mm$ pour R_{max1} et $29.54 \Omega / mm$ pour R_{max2}) près de la base du triangle. Donc, pour une attaque par sonde coaxiale, il est préférable de choisir le point d'excitation d'une antenne triangulaire entre le centre et la base. Pour une alimentation par le sommet il vaut mieux que cela se fasse par microruban approprié.

4. 2. 2. Influence des dimensions du directeur

Pour une antenne donnée, quand les dimensions du directeur diminuent et deviennent plus petites que celle l'antenne, le point double (I) du lieu de l'impédance d'entrée de l'ATED se déplace vers l'espace capacitif de l'abaque de Smith et les boucle de couplage diminuent (Fig. 4.2-a). Par contre quand les dimensions du directeur augmentent et deviennent plus grandes que celle l'antenne, les dimensions des boucles de couplage augmentent et le point double (I) se déplace vers l'espace inductif de l'abaque de Smith (Fig. 4.2-b).

4. 2. 3. Influence de l'épaisseur des substrats

• Substrat supérieur

Pour une épaisseur h' donnée du substrat inférieur de l'ATED, quand l'épaisseur h du substrat supérieur augmente, le premier pique de la partie réelle de l'impédance d'entrée diminue jusqu'à sa disparition complète. Donc, l'influence du directeur diminue quand h augmente. Au-delà d'une certaine valeur de celle-ci la structure bicouche se comporte comme une structure monocouche.

• Substrat inférieur

Pour une épaisseur h fixée, quand h' augmente le deuxième pique de la partie réelle de l'impédance d'entrée diminue jusqu'à sa disparition complètement.

Le lieu de l'impédance d'entrée et la boucle de couplage de l'ATED se situent dans la partie capacitive de l'abaque de Smith quand

l'épaisseur du substrat supérieur est plus grande que l'épaisseur du substrat inférieur ($h' < h$) et dans la partie inductive dans le cas contraire ($h' > h$). Donc pour que le lieu d'impédance et la boucle de couplage soient centrées sur l'axe des réels, h doit être égale ou légèrement supérieur à h' . Ces résultats sont en bon accord avec [3].

4.2.4. Influence des permittivités des substrats

• **Substrat supérieur**

Pour une permittivité du substrat inférieur constante. Une augmentation de la permittivité du substrat supérieur, entraîne une diminution de R_{max1} et les fréquences de résonances f_{r1} et f_{r2} et une augmentation de R_{max2} . L'écart $|f_{r2} - f_{r1}|$ augmente proportionnellement avec l'écart $|\epsilon_r' - \epsilon_r|$.

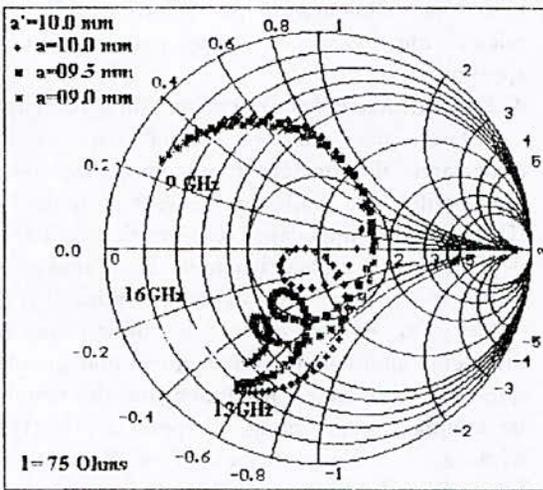
Quand ϵ_r augmente, les boucles de couplage s'agrandissent et sortent du cercle de TOS = 2 et les points doubles (I) se déplacent vers la région inductive de l'abaque de Smith en s'éloignant de l'axe des réels (Fig. 4.3). Ces résultats concordent avec [3].

Une permittivité du substrat supérieur ϵ_r légèrement supérieur à celle du substrat inférieur ϵ_r' permet d'obtenir R_{max1} légèrement supérieur à R_{max2} et un point double (I) sur ou voisin de l'axe réel de l'abaque de Smith avec une boucle de couplage bien centrée.

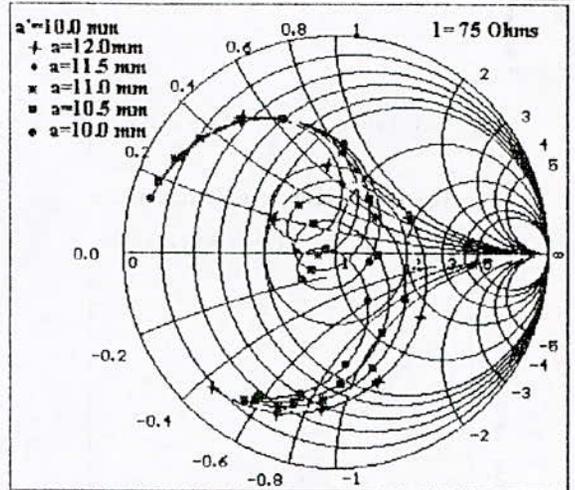
• **Substrat inférieur**

Pour une permittivité du substrat supérieur constante, quand ϵ_r' augmente, R_{max1} augmente et R_{max2} diminue par contre les fréquences de résonances f_{r1} et f_{r2} diminuent. L'écart $|f_{r2} - f_{r1}|$ augmente proportionnellement à l'écart $|\epsilon_r' - \epsilon_r|$ ce qui entraîne une séparation des deux résonances et un comportement bifréquence.

Les boucles de couplage diminuent et s'éloignent du cercle de TOS = 2 quand ϵ_r' augmente et les points doubles (I) se déplacent vers la région capacitive de l'abaque de Smith en s'éloignant de l'axe des réels (Fig. 4. 4) Ces résultats sont en bon accord, aussi, avec [3]

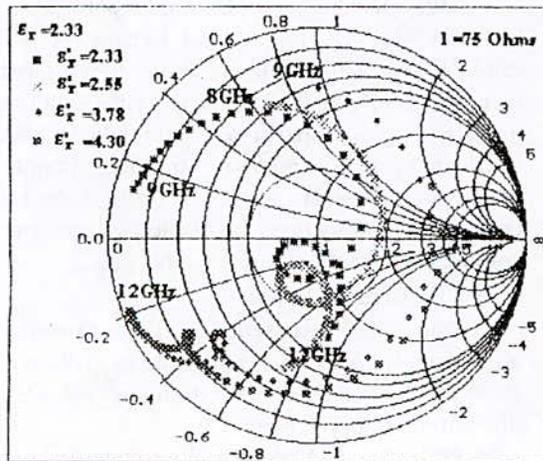


(a) directeur plus petit que l'antenne.

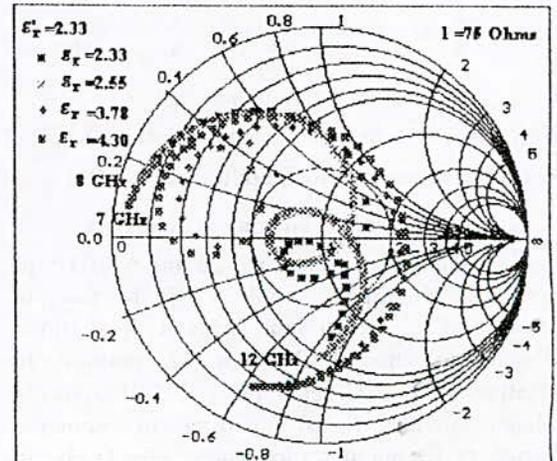


(b) directeur plus grand que l'antenne.

Fig. 0.1 Impédance d'entrée d'une ATED pour différentes dimensions du directeur.



(a) permittivité du substrat inférieur



(b) permittivité du substrat supérieur

Fig. 0.2 Influence des permittivités des substrats sur le Lieu de l'impédance d'entrée de l'ATED.

5. Antenne Hexagonale.

Cette partie concerne l'étude d'APM hexagonales. Dans ce but nous avons réalisé deux antennes la première sans directeur (AHSD) et la seconde avec un directeur (AHAD). Les deux antennes et le directeur sont des hexagones de côté $S=10\text{mm}$ imprimés sur un substrat diélectrique de permittivité $\epsilon_r = 2.33$ et d'épaisseur, $h = 1.524 \text{ mm}$. L'alimentation se fait par une sonde coaxiale en un point situé à $X_p = 3.16 \text{ mm}$ du sommet du triangle.

5.1. Antenne hexagonale sans directeur.

La courbe du coefficient de réflexion (fig. 5.2) et le tableau 5.2 montrent une très bonne concordance entre ces fréquences de résonances théoriques et expérimentales. Les écarts entre la fréquence de résonance théorique LECF et la fréquence mesurée d'une part et entre la fréquence théorique LECF et calculée avec les équations (méthode de la cavité) [11] d'autre part ne dépassent pas les 2%. La fréquence f_r mesurée correspond à un coefficient de réflexion minimal.

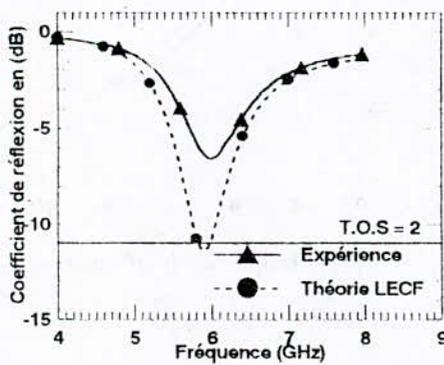


Fig. 5.1 Coefficient de réflexion de l'AHSD.

De plus au paragraphe 5.5.2 nous avons fait une comparaison entre les résultats théorique LECF appliquée à l'AHSD avec ceux de la méthode des cercles équivalent, inscrit et circonscrit, les résultats obtenus par ces deux méthodes sont très proches.

| | Mesure | LECF | Modèle de la Cavité |
|-------------------|--------|------|---------------------|
| $f_r(\text{GHz})$ | 5.98 | 5.89 | 5.82 |

Tab. 5.1 Fréquence de résonance de l'AHSD.

5.2. Antenne hexagonale avec directeur.

La comparaison des résultats théoriques et expérimentaux montre une bonne concordance pour l'impédance d'entrée, la fréquence de résonance et la bande passante (Fig. 5.4 et Tab. 5.3).

| | f_{r1} | f_{r2} | f_0 | B (%) |
|---------|----------|----------|-------|-------|
| Mesure | 5.25 | 5.68 | 5.47 | 7.86 |
| Théorie | 5.51 | 5.97 | 5.74 | 8.01 |

Tab. 5.2 Fréquence de résonance et bande passante de l'AHAD.

L'écart entre les valeurs théoriques et expérimentales ne dépasse pas 5% pour f_0 et 2% pour la bande passante. La présence d'un directeur fait augmenter considérablement la bande passante.

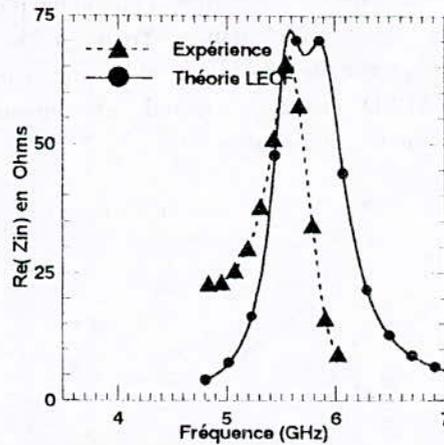


Fig. 5.2 Impédance d'entrée de l'AHAD.

6. Influence des divers paramètres fondamentaux de l'antenne.

6.1. Antenne hexagonale sans directeur.

L'AHSD de référence est un hexagone de côté $S=10 \text{ mm}$ imprimé sur un substrat diélectrique de permittivité $\epsilon_r = 2.33$ et d'épaisseur, $h = 1.524 \text{ mm}$. L'alimentation se fait par une sonde coaxiale en un point situé à $X_p = 3.16 \text{ mm}$ du sommet du triangle.

6.1.1. Influence de la position du point d'excitation.

Les parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée varient rapidement avec la position du point d'excitation. Quand ce point se déplace vers le centre, l'impédance d'entrée diminue. Il existe donc une position optimale d'excitation permettant l'adaptation de l'antenne au dispositif d'alimentation.

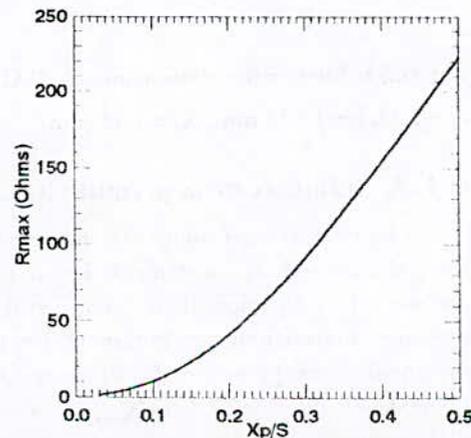


Fig. 6.1 Variation de R_{max} en fonction de X_p . AHSD: $S=10\text{mm}$, $\epsilon_r = 2.33$, $h = 1.524 \text{ mm}$.

6. 1. 2. Influence des dimensions de l'AIISD.

Pour un substrat diélectrique donné (même permittivité diélectrique $\epsilon_r = 2.33$ et même épaisseur $h = 1.524$ mm), et la même position de la sonde d'excitation $X_p = 4.85$ mm, la fréquence de résonance et la bande passante de l'AIISD diminuent quand les dimensions de l'antenne augmentent.

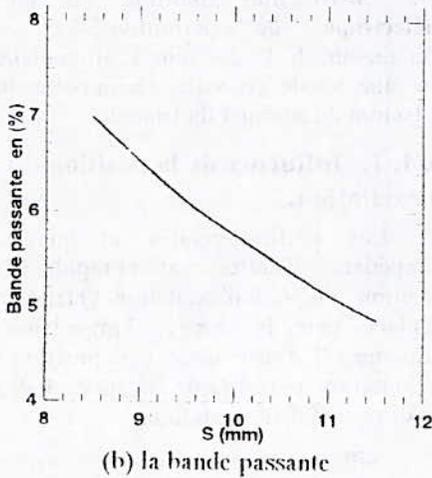
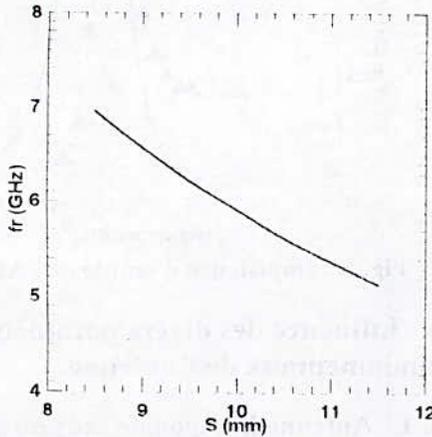


Fig. 6.2 Influence des dimensions de l'APM. $\epsilon_r = 2.33$, $h = 1.524$ mm, $X_p = 4.85$ mm.

6. 1. 3. Influence de la permittivité ϵ_r .

Les résultats théoriques obtenus montre que l'augmentation de la constante diélectrique ϵ_r fait diminuer la fréquence de résonance et la bande passante mais augmente fortement les valeurs maximales des parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée (R_{max} et X_{max}). Les substrats diélectriques utilisés pour la réalisation d'antennes microrubans sont de faible permittivité relative (ϵ_r).

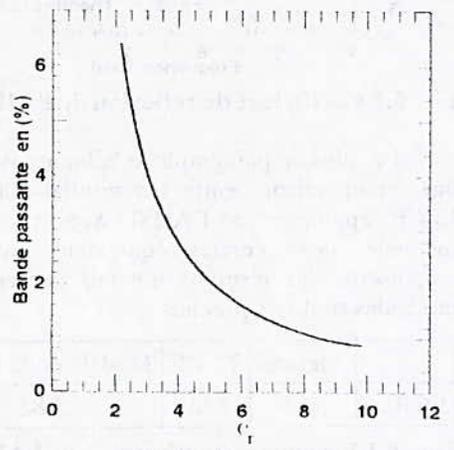
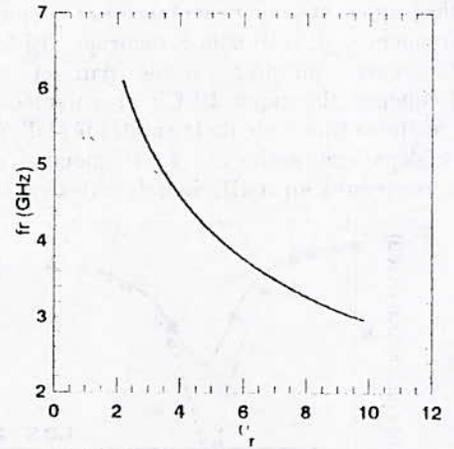
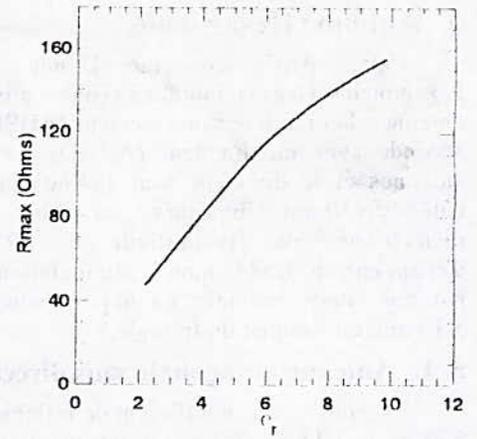


Fig. 6.3 Influence de la permittivité du substrat. $S = 10$ mm, $h = 1.524$ mm, $X_p = 4.85$ mm.

6. 1. 4. Influence de l'épaisseur du substrat

Lorsque l'épaisseur du substrat diélectrique augmente, La résistance d'entrée R_{max} et la fréquence de résonance d'une AIISD diminuent et la bande passante augmente. Ces résultats sont qualitativement en bon accord avec [10].

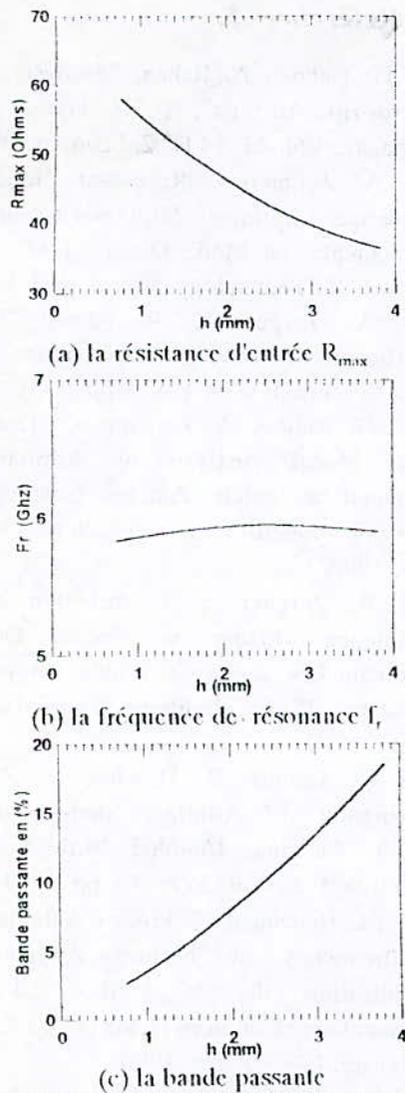


Fig. 6.4 Influence de l'épaisseur du substrat

6. 2. Méthodes des disques équivalents appliquées aux APM n-gones

Cette méthode consiste à déterminer les caractéristiques radioélectriques d'une APM n-gonale ($n \geq 5$) en appliquant la méthode des LECF, non pas à la forme polygonale directement mais à des formes circulaires équivalentes.

6. 2. 1. Application à l'antenne pentagonale.

Nous comparons les résultats de la méthode des LECF Pen appliquée à l'antenne pentagonale de coté S avec ceux de la méthode des LECF

appliquée aux antennes disque circulaires de surface égale à celle du pentagone et de rayon équivalent $a=Req=0.7400S$ (LECF-Req); de même rayon que le cercle inscrit au pentagone ($a = Ri = 0.6881S$) LECF-Ri; de même rayon que le cercle circonscrit au pentagone $a=Rc=0.8501S$ (LECF-Rc). La fréquence de résonance obtenue par la LECF-Req est la plus proche de celle obtenue par la LECF-Pen, avec un écart de moins de 0.3%, alors que celle, obtenue par la méthode du cercle circonscrit LECF-Rc, est la plus défavorable avec une erreur de plus de 10.21% (Fig. 5.5 et Tab. 5.4). La méthode des LECF-Ri, quant à elle, donne une fréquence de résonance avec un écart de moins de 10.06%. La fréquence de résonance, obtenue par la méthode de la cavité et rayon équivalent, est supérieure de 4.44 % de celle obtenu par la LECF-Pen. Ce résultat est meilleur que celui obtenus par la LECF-Ri et la LECF-Rc. Pour l'antenne pentagonale seule la méthode LECF Req donne des résultats avec un écart de moins de 1% par rapport à la méthode LECF-Pen.

6. 2. 2. Application à l'antenne hexagonale.

Nous appliquons la méthode des LECF aux trois antennes disques suivantes, équivalentes à l'APM hexagonale: l'antenne disque de même aire que l'APM hexagonale et de rayon $a=Req=0.9094 \cdot S$ (LECF-Req), les antennes disques de rayons égaux à ceux des cercles inscrit $a=Ri=0.866 \cdot S$ (LECF-Ri) et circonscrit $a=Rc=S$ (LECF-Rc) à l'APM hexagonale. La fréquence de résonance obtenue par la méthode LECF appliquée à l'APM hexagonale (LECF-Hex) se trouve à moins de 1.5% de la mesure. La méthode LECF-Rc donne les résultats les plus éloignés et la fréquence de résonance la plus faible. La fréquence de résonance obtenue par la LECF-Ri est la plus proche de la mesure avec 0.33% d'écart (Fig. 5.6 et Tab. 5.5), par contre celle obtenue par la LECF-Req, est plus petite de 4.85% de la mesure. La méthode de la cavité avec Req donne une fréquence de résonance plus petite de 2.68% par rapport à la mesure.

| Méthode | LECF-Pen | LECF-Ri | LECF-Rc | LECF-Req | Cavité+Req |
|----------------------|----------|---------|---------|----------|------------|
| f_r (GHz) | 6.76 | 7.44 | 6.07 | 6.74 | 7.06 |
| $\Delta f_r/f_r$ (%) | - | +10.06 | -10.21 | -0.30 | +4.44 |

Tab. 6.3 Fréquences de résonance d'une APM pentagonale: $h = 1.524$ mm, $\epsilon_r = 2.33$, $S = 10$ mm.

| Méthodes mesure | LECF-Hex | LECF-Ri | LECF-Rc | LECF-Req | Cavité+Req |
|----------------------|----------|---------|---------|----------|------------|
| f_r (GHz) | 5.98 | 5.89 | 5.96 | 5.19 | 5.82 |
| $\Delta f_r/f_r$ (%) | - | -1.5 | -0.33 | -13.2 | -2.68 |

Tab. 6.4 Fréquences de résonance d'une APM hexagonale: $h=1.524$ mm, $\epsilon_r=2.33$, $S=10$ mm.

7. Conclusion

Pour justifier la validité de la méthode des LECF proposée pour les formes polygonales, nous avons fait une étude théorique et expérimentale, d'antennes triangulaires et hexagonales avec et sans directeur. Les résultats théoriques obtenus par cette méthode sont en général en bon accord avec ceux de l'expérience. Surtout en ce qui concerne la fréquence de résonance et la bande passante. L'écart observé entre les valeurs de la résistance d'entrée (partie réelle de $Z_{in}(f)|_{f=f_r}$) mesurée et calculée, à la résonance, est dû à plusieurs facteurs:

1) Le modèle utilisé pour calculer l'impédance de la sonde d'excitation n'est qu'approximatif;

2) La grande sensibilité de la résistance d'entrée vis à vis de la position de la sonde près du sommet de l'antenne.

A l'issue de cette étude on peut dire que la méthode des LECF appliquée au cercle inscrit au n-gones ($n \geq 6$) donne des résultats meilleurs que celle des LECF appliquée au cercle équivalent. Quand n le nombre des côtés du n-gones augmente, l'écart entre la fréquence de résonance, obtenue par la méthode des LECF appliquée directement sur le n-gones et celle obtenue par la méthode LECF appliquée à son cercle inscrit diminue.

Cette étude nous a permis de généraliser la méthode du modèle des lignes de transmissions avec pertes LECF pour l'étude d'antennes microrubans de formes n-gonales (triangulaire, hexagonale et pentagonale). L'intérêt de cette méthode est qu'elle permet de déterminer les caractéristiques radioélectriques des APM de forme polygonale avec ou sans directeur tout en restant simple à mettre en oeuvre. Elle nécessite un développement mathématique très réduit et des temps de calcul très courts.

Les principaux critères sur lesquelles sont appréciées les méthodes d'analyse sont entre autres, leur flexibilité d'adaptation à toutes les configurations possibles, leur rapidité des calculs et la précision. Pour les 20 dernières années de recherche, on peut affirmer [12] que la méthode des LECF est le modèle le plus rapide et le plus simple pour la synthèse des APM de forme régulière et qu'elle reste suffisamment précises pour la plus part des projets CAD. Cette méthode des LECF devrait cependant être améliorée afin de pouvoir prendre en charge directement les ondes de surface et d'analyser les modes du type $TM_{m,n}$ avec $m,n \neq 0$.

8. Références.1.

- [1.] G. Dubost, A. Rabaa, "Analysis of a Slot Microstrip Antenna", IEEE Trans. Antennas Propag., Vol. AP-34 N° 2, February 1986.
- [2.] A. Zerguerras, R. Aksas, "Modélisation d'antenne imprimées Multicouches de Formes Quelconque en Mode Quasi-T.E.M", Algerian Journal Of Thechnology, Vol. 8, pp 1-34, 1992
- [3.] A. Zerguerras, R. Aksas, "Etude du coefficient de couplage entre lignes stratifiés", A.J.O.T, série B C D, Vol. 9 pp 21-31, 1993
- [4.] G. Dubost, A. Zerguerras, "Transmission Line Model Analysis of Arbitrary Shape Symmetrical Patch Antenna Coupled With a Director", Electron. Lett. Vol. 26 N° 13, pp. 952-954, 1990.
- [5.] A. Zerguerras, "Contribution a l'Etude d'Antenne Plaque de Forme Quelconque Multicouches à Large Bande: Application à l'Antenne Plaque circulaire", Thèse d'état, E.N.P Alger, 1990
- [6.] G. Dubost, S. Desclos, A. Zerguerras, "Radiation of Arbitrary Shape Symmetrical Patch Antenna Coupled With a Director", Electron. Lett. Vol. 26 N° 18, pp. 1539-1540.
- [7.] M. Bouzouad, " Etude d'Antennes Plaques Multicouches de Formes Polygonales Par Application de la Méthode des Lignes Élémentaires Couplées Finies (LECF)", Thèse de magister, E.N.P Alger, 1996.
- [8.] J. M. Laheurte, A. Papiernik, J. R. Mosig, "Modeling of Coaxial Feed Contribution to Microstrip Impedance: Comparison of a Numerical Model With Analytical Expressions.", International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer -Aided Engineering, Vol. 3, N° 4, pp. 397-404, 1993.
- [9.] K. F. Lee, K. M. Luk, J. S. Dahele, "Characteristics of the Equilateral Triangular Patch Antenna", IEEE Trans. Antennas Propag., Vol. AP-36, N° 11, November 1988
- [10.] I. J. Bahl, P. Bhartia, "Microstrip Antennas", Artech House, Dehham, U.S.A. 1979.
- [11.] K. R. Carver, E. L. Coffey, "Theoretical Investigation of microstrip antennas", Technical Report, PT-00929, Physical laboratory, New Mexico - jan. 1979.
- [12.] G. A. E. Vandebosh, F. J. Demuynck, and A. R. Van de Capelle, "The Transmission Line Models: Past, Present, and Future", Int. Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer -Aided Engineering, Vol. 3, N° 4, pp. 319-325, 1993.

PREFACE

L'automatique a connu une progression remarquable durant ces deux dernières décennies. Cette avancée est due aux développements d'une part de la micro-informatique et de la théorie de commande d'autre part. Après une période de restriction du domaine de l'automatique à quelques techniques telles que la commande adaptative, de nouveaux axes de recherches ont été développés et ont permis l'élargissement du champ d'application de l'automatique. Parmi ces techniques, on peut citer la commande non linéaire, les réseaux de neurones artificiels, la logique floue, les systèmes à retards, les systèmes stochastiques, la commande optimale, la technique H_{∞} , la commande discrète, la commande non linéaire discrète, la commande hybride, la commande par mode de glissement, la commande prédictive, la réduction de modèle, l'identification, les systèmes de dimension infinie, la commande LQR, la commande des systèmes interconnectés, etc.

Dans ce numéro, le premier article traite de la commande par logique floue d'un filtre actif parallèle constitué par un onduleur triphasé à deux niveaux. Ce filtrage actif permet la dépollution du réseau électrique alimentant une charge non linéaire. Dans le deuxième papier, la charge non linéaire est constituée par une machine synchrone autopilotée, et le problème traité concerne la commande en vitesse de cette machine. La solution adoptée par les auteurs est la commande adaptative à erreur de prédiction minimale pondérée.

Dans l'article suivant, le système commandé est une machine asynchrone destinée au forte puissance dotée d'un onduleur NPC à sept niveaux. Après l'étape de modélisation de l'onduleur de tension, une commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone est synthétisée en vue de la commande en position. L'efficacité de la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone est liée étroitement à la connaissance exacte de la constante de temps rotorique de la machine. Ainsi, l'article suivant propose la méthode basée sur la théorie des systèmes adaptatifs à modèle de référence pour l'estimation aussi bien de la vitesse que l'inverse de la constante de temps rotorique.

Aussi pour terminer la partie réservée au domaine de l'automatique, nous présentons un article sur la commande des robots manipulateurs. Afin de simplifier les algorithmes de commande tout en maintenant de bonne performance, le choix adopté par les auteurs est dans la décentralisation de la loi de commande adaptative en utilisant deux schémas différents de réseaux de neurones artificiels, correspondant à l'estimation du modèle direct et indirect du robot manipulateur PUMA 560. Enfin, une étude comparative est donnée pour l'évaluation des performances des deux schémas proposés.

Le Coordonateur

F. BOUDJEMA

COMMANDE FLOUE D'UN FILTRE ACTIF PARALLELE A DEUX NIVEAUX

A. AKHENAK*, D.CHERIFI*, E. BERKOUK*, G.MANESSE**

* Laboratoire d'électronique de puissance et commande (ENP),

DER de Génie électrique et informatique

10, avenue Pasteur, El-Harrach, Alger, Algérie, Fax (213) 2-52-29-73

** Laboratoire d'électricité industrielle (CNAM)

292, Rue saint 75141, Paris, Cedex 03, France.

ملخص:

في هذا المقال سنعرض تقنيات التحكم في مرشح نشيط متوازي مركب من موج ذو مستويين ثلاثي الطور لغاية توليد تيارات هرمونيكية مفروضة من طرف شحنة لاحتطية . هذه التقنية تركز على استراتيجية مثلثية جيبيية ذمت مرجع توتر مولد من طرف معدل غامض .

كلمات مفتاحية:

موج ذو مستويين، مرشح نشيط متوازي ، استراتيجية مثلثية جيبيية ، معدل غامض.

Abstract :

In this paper, we will present an algorithms to control a parallel active filter, constituted by three phases two- level inverter, in order to generate the harmonics currents imposed by a nonlinear load. This algorithms is based on the triangulo-sinusoidal strategy having as reference a voltage generated by a fuzzy controller.

Keywords:

Two level inverter, parallel active filter, triangulo-sinusoidal strategy, fuzzy controller.

Résumé :

Dans cet article, nous allons présenter une technique de commande d'un filtre actif parallèle, constitué par un onduleur triphasé à deux niveaux, afin de générer les courants harmoniques imposés par une charge non linéaire. Cette technique est basée sur la commande triangulo-sinusoidale ayant comme référence une tension générée par un régulateur flou.

Mots clés : onduleur à deux niveaux, filtre actif parallèle, commande triangulo-sinusoidale, régulateur flou.

COMMANDE FLOUE D'UN FILTRE ACTIF PARALLELE A DEUX NIVEAUX

A. AKHENAK*, D.CHERIFI*, E.M. BERKOUK*, G.MANESSE**

* LABORATOIRE D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE ET COMMANDE (ENP),
DER DE GENIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE
10, avenue Pasteur, El-Harrach, Alger, Algérie, Fax (213) 2-52-29-73

** LABORATOIRE D'ELECTRICITE INDUSTRIELLE (CNAM)
292, Rue saint 75141, Paris, Cedex 03, France.

RESUME

Dans cet article, nous allons présenter une technique de commande d'un filtre actif parallèle, constitué par un onduleur triphasé à deux niveaux, afin de générer les courants harmoniques imposés par une charge non linéaire. Cette technique est basée sur la commande triangulo-sinusoidale ayant comme référence une tension générée par un régulateur flou.

Mots clés : onduleur à deux niveaux, filtre actif parallèle, commande triangulo-sinusoidale, régulateur flou.

INTRODUCTION

Le nombre de convertisseurs statiques avec des puissances unitaires de plus en plus importantes, est en constante progression. Ces dispositifs apportent une plus grande souplesse d'emploi et des économies d'énergie par rapport aux solutions antérieures. Cependant ces convertisseurs perturbent le réseau qui les alimente en injectant des courants harmoniques et en absorbant de la puissance réactive.

Dans un passé plus récent, des dispositifs de filtrage actif ont été étudiés pour apporter une solution efficace aux problèmes d'harmoniques[1]. Dans cet article, nous avons présenté un filtre actif parallèle, commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale associée à un régulateur flou.

I- PRINCIPE DE LA COMMANDE FLOUE

I-1 INTRODUCTION :

La logique floue, sur laquelle est basé un régulateur flou, est très proche du raisonnement humain, ce qui n'est pas le cas pour la logique classique. Principalement, la partie essentielle d'un régulateur flou, est un ensemble de règles de commande linguistiques rapportées par les concepts duaux des implications floues et la composition des règles d'inférence. Le régulateur flou fournit un algorithme qui peut convertir une stratégie de contrôle linguistique

basée sur le savoir faire de l'expert en une stratégie de contrôle automatique. L'expérience a montré que la commande par la logique floue donne des résultats mieux que ceux obtenus par les algorithmes de contrôle conventionnels. En particulier, la méthodologie d'un régulateur flou apparaît très utilisable quand les sources d'informations sont interprétées qualitativement, inexactement ou incertainement. Par conséquent, la commande par logique floue peut être vue comme étant un pas vers un rapprochement entre la méthode conventionnelle précise et le raisonnement humain.

I-2 NOTIONS DE BASE SUR LA LOGIQUE FLOUE

I-2-1 Ensemble flou :

Si l'appartenance de certains éléments de U à une classe n'est pas absolue, on peut indiquer avec quel degré chaque élément appartient à cette classe. Celle-ci est un sous ensemble flou de U [4].

Un ensemble flou F défini sur un univers de référence U peut être représenté comme étant un ensemble de paires $(x, \mu_F(x))$ tel que :

$$F = \{(x, \mu_F(x)) / x \in U\}.$$

Si U est continu alors F s'écrit : $F = \int \mu_F(x) / x$.

Le signe intégrale ne signifie pas une intégrale mathématique.

Si U est discret, F s'écrit :

$$F = \sum_U \mu_F(x) / x.$$

(\sum ne signifie pas une sommation mathématique).

Les signes \sum et \int signifient dans les deux représentations, la collection de tous les points $x \in U$ avec leurs fonctions d'appartenance associées [5].

I-2-2 Variables linguistiques :

Une variable linguistique est représentée par un triplet (V, U, T_v) dans lequel V est une variable (âge,

température, ...,etc.) définie sur un ensemble de référence U(réel,....,etc.) sa valeur pouvant être n'importe quel élément de U.

$T_v (A_1, A_2, \dots)$ un ensemble fini ou infini de sous-ensembles flous de U qui sont utilisés pour caractériser V, définissant des restrictions des valeurs que prend V dans U (grand, petit, moyen,....).

I-2-3 Fonction d'appartenance :

En vue d'un traitement mathématique des variables linguistiques, et dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur, on attribue à chaque valeur de la variable linguistique des fonctions d'appartenance, variant entre 0 et 1. La fonction d'appartenance est désignée par $\mu_{A_i}(x)$ où x est rapporté à la variable

linguistique tandis que A_i est le sous-ensemble flou concerné [4].

Les fonctions d'appartenance les plus utilisées sont : triangulaires, trapézoïdale, sigmoïdales et Gaussiennes.

I-2-4 Opérations sur les ensembles flous :

Soient A et B deux sous-ensembles flous de U, définis par les fonctions d'appartenance μ_A, μ_B respectivement. On a les propriétés suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \\ \text{ou} \\ \mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) - \mu_A(x) * \mu_B(x) \end{array} \right. \quad (I-1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \\ \text{ou} \\ \mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) * \mu_B(x) \end{array} \right. \quad (I-2)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) * \mu_B(x) \\ \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \end{array} \right. \quad (I-3)$$

On définit les opérateurs suivants :

t-norme : (*)

t-conorme : (\oplus)

Tel que dans le cas général :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) \oplus \mu_B(x) \quad (I-4)$$

$$\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) * \mu_B(x) \quad (I-5)$$

I-2-5 Relation et composition sur le produit de deux espaces de référence :

Une relation floue représente un degré de présence ou d'absence d'association, interaction ou interconnexion entre les éléments de deux ou plusieurs ensembles flous .

Soient U et V deux univers de référence, une relation floue R(U,V) est un ensemble flou de produit cartésien $U * V$, c'est-à-dire, c'est un sous-ensemble flou de $U * V$, et il est caractérisé par une fonction d'appartenance $\mu_R(x, y)$, où $x \in U, y \in V$, c'est-à-dire :

$$R(U, V) = \{((x, y), \mu_R(x, y)) / (x, y) \in U * V\} \quad (I-6)$$

On peut généraliser ce résultat à n ensembles flous . Soient R(x, y) et S(x, y) deux relations floues dans le même espace du produit cartésien $U * V$:

$$\mu_{R \cap S}(x, y) = \mu_R(x, y) * \mu_S(x, y) \quad (I-7)$$

$$\mu_{R \cup S}(x, y) = \mu_R(x, y) \oplus \mu_S(x, y)$$

où * = t-norme et \oplus = t-conorme .

I-3 COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE.

I-3-1 Caractéristiques de la commande floue:

La commande floue a le même but qu'une commande réalisée en automatique classique, i.e. la gestion automatique d'un processus en fonction d'une consigne donnée, par action sur les variables qui décrivent le processus. Elle en diffère cependant sur les points suivants:

- La connaissance mathématique du fonctionnement du processus n'est pas nécessaire.
- L'utilisation des variables linguistiques, par conséquent, la réalisation d'un contrôleur flou est particulièrement recommandé lorsque le processus à commander est mal connu, ou difficile à décrire précisément [4].

I-3-2 Configuration d'un régulateur flou :

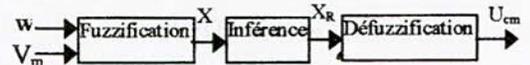


Fig I-1

La figure I-1 montre la configuration interne d'un régulateur flou, on distingue trois parties : **fuzzification, inférence et défuzzification**

I-3-3 Fuzzification

La fuzzification proprement dite consiste à définir des fonctions d'appartenance pour les différentes variables, en particulier pour les variables d'entrée. On réalise ainsi le passage des grandeurs physiques en variables linguistiques qui peuvent alors être traitées par les règles d'inférences.

Dans le cas de réglage flou, on utilise en général, des formes trapézoïdales et triangulaires pour les fonctions d'appartenance. En général, on introduit une variable linguistique x à trois, cinq ou sept ensembles flous. Une subdivision plus fine, c'est-à-dire plus de sept ensembles n'apporte en général aucune amélioration au comportement dynamique du réglage flou. Par contre un tel choix compliquerait la formulation des règles d'inférences [4].

I-3-4 Inférence :

Les inférences lient les variables d'entrée linguistiques x et les variables de sortie linguistiques x_r .

Les inférences consistent à définir l'ensemble des règles qui décrivent le comportement statique et dynamique du système à régler et de l'organe de commande.

On définit une base de règles floues comme suit :

$$R^{(l)} : \text{si } x_1 \text{ est } F_1^l \text{ et } \dots x_p \text{ est } F_p^l \text{ alors } x_R \text{ est } G^l$$

telle que $l=1, 2, 3, \dots, m$, où m est le nombre de règles. F_i^l et G^l sont des ensembles flous dans $U_i \subset \mathbb{R}$ et $V \subset \mathbb{R}$ respectivement.

x_i ($i=1, \dots, p$) et x_R sont des variables linguistiques telle que $X=(x_1, \dots, x_p)$, p représente le nombre de variables d'entrée.

Dans les inférences floues, la combinaison des règles floues SI-ALORS revient à effectuer des transferts des ensembles flous d'entrée dans $U=U_1 \cdot U_2 \cdot \dots \cdot U_p$ vers les ensembles flous de sortie V .

chaque règle est interprétée comme étant une implication floue soit

$$F_1^l \cdot F_2^l \cdot \dots \cdot F_p^l \underline{\Delta} A \text{ et } G^l \underline{\Delta} B, \text{ alors } R^{(l)} : F_1^l \cdot F_2^l \cdot \dots \cdot F_p^l$$

$$\rightarrow G^l \underline{\Delta} A \rightarrow B.$$

La fonction d'appartenance correspondant à la règle $R^{(l)}$ est définie comme suite :

$$\mu_{R^{(l)}}(x, x_R) = \mu_{A \rightarrow B}(x, x_R) = \mu_{R^{(l)}}(x_1, x_2, \dots, x_p, x_R).$$

Donc :

$$\mu_{R^{(l)}}(x, x_R) = \mu_{F_1^l}(x_1) * \mu_{F_2^l}(x_2) * \dots * \mu_{F_p^l}(x_p) * \mu_{G^l}(x_R).$$

I-3-5 La défuzzification :

Les méthodes d'inférences fournissent une fonction d'appartenance $\mu_{RES}(x_R)$ pour la variable de sortie x_R . Il s'agit donc d'une information floue, Etant donné que l'organe de commande u_{cm} est précis à son entrée, il faut prévoir une transformation de cette information floue en une information déterminée qui est la défuzzification.

I-3-5-1- Défuzzification par centre de gravité :

La méthode de défuzzification la plus utilisée est celle de la détermination de centre de gravité de la fonction d'appartenance $\mu_{RES}(x_R)$.

L'abscisse du centre de gravité peut être déterminée comme suite :

$$x_R^* = \frac{\int_{-1}^1 x_R \cdot \mu_{RES} \cdot dx_R}{\int_{-1}^1 \mu_{RES} \cdot dx_R} \tag{I-8}$$

L'abscisse x_R^* du centre de gravité forme ainsi la variable de sortie qui est l'argument de la fonction d'appartenance résultante $\mu_{RES}(x_R)$ et d'autre part le signal de sortie x_R^* possède une valeur bien déterminée [4].

II- MODELE DE COMMANDE DES ONDULEURS TRIPHASES A DEUX NIVEAUX

II-1 COMMANDABILITE DES CONVERTISSEURS STATIQUES

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre ces différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs). Cela impose une conduction continue de ce convertisseur [3]. Nous supposons dans la suite que cette condition est toujours vérifiée pour l'onduleur de tension à deux niveaux.

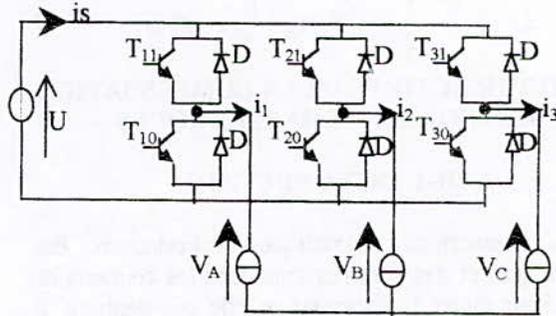


Fig. II-1 Onduleur triphasé à deux niveaux

II-2-MODELE DE COMMANDE DE L'ONDULEUR TRIPHASE A DEUX NIVEAUX [1]

II-2-1- Fonction de conversion :

La structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux est donnée par la figure (II-1). Soit F_{ks} , avec $k \in \{1, 2, 3\}$ et $s \in \{0, 1\}$, la fonction de connexion d'un interrupteur T_{ks} , et F_k la fonction de commutation de la cellule de commutation associée au bras k de cet onduleur [2].

Pour que le convertisseur soit totalement commandable, les commandes des deux interrupteurs d'un bras de l'onduleur doivent être complémentaires, c'est-à-dire :

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{10} \\ F_{21} = 1 - F_{20} \\ F_{31} = 1 - F_{30} \end{cases} \tag{II-1}$$

Les tensions simples de l'onduleur au moyen des fonctions de connexion sont :

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} = \frac{1}{6} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{pmatrix} U_C \tag{II-2}$$

Les expressions des tensions composées et simples en utilisant les fonctions de commutation sont données par les relations (II-3) et (II-4) ci dessous :

$$\begin{pmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{pmatrix} U_C \quad (II-3)$$

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{pmatrix} U_C \quad (II-4)$$

Le courant d'entrée i_s est donné par la relation suivante : $i_s = F_{11} \cdot i_1 + F_{21} \cdot i_2 + F_{31} \cdot i_3$ (II-5)
L'expression (II-5) s'exprime en introduisant les fonctions de commutation comme suit :

$$i_s = \frac{1}{2} \cdot (1 + F_1) \cdot i_1 + \frac{1}{2} \cdot (1 + F_2) \cdot i_2 + \frac{1}{2} \cdot (1 + F_3) \cdot i_3 \quad (II-6)$$

III-FILTRE ACTIF POUR LA COMPENSATION DES COURANTS HARMONIQUES

III-1 INTRODUCTION

Les convertisseurs statiques introduisent des harmoniques et des perturbations dans les courants de ligne. Pour éviter la propagation de ces derniers, il convient de les capter le plus près possible de leur source d'émission de façon à avoir un courant de source sinusoïdal.

Plusieurs techniques existent à l'heure actuelle pour combattre les effets des harmoniques. La plus utilisée consiste à installer des filtres qui atténuent les courants harmoniques avant qu'ils ne se propagent dans le réseau (filtre passif, statocompensateur ...). L'inconvénient principal de ces dispositifs est qu'ils ne s'adaptent pas à des variations du spectre harmonique.

De nouvelles structures de dépollution des réseaux sont apparues sous le nom de filtre actif.

Le filtrage actif est une méthode moderne de filtrage des réseaux, indépendante des caractéristiques de celui-ci. Il permet la dépollution du réseau électrique alimentant une charge non linéaire telle que les convertisseurs statiques, sans se soucier des fréquences polluantes contenues dans le courant de la charge [1].

III-2 FILTRE ACTIF PARALLELE

Le filtrage actif parallèle des courants harmoniques consiste à ajouter en parallèle sur la charge principale une charge non linéaire constituée par un pont onduleur de telle sorte que le courant de source (réseau) soit sinusoïdale.

Une mesure de courant de la charge non linéaire permet de connaître le courant harmonique à fournir. L'injection peut être réalisée par différents types de convertisseurs [1].

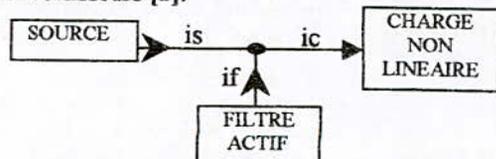


Fig. III-1 principe du filtrage actif parallèle.

Le courant if que doit fournir le filtre est égal à la différence entre le courant d'entrée i_c du convertisseur polluant et le courant sinusoïdal i_s fourni par la source.

III-2-1 Détermination du fondamental du courant

Pour la détermination du fondamental du courant, un dispositif de filtrage est mis en évidence. La figure III-2 représente un filtre actif de gain unité (association d'un amplificateur opérationnel monté dans une configuration de gain unité avec des réseaux de filtrage RC).

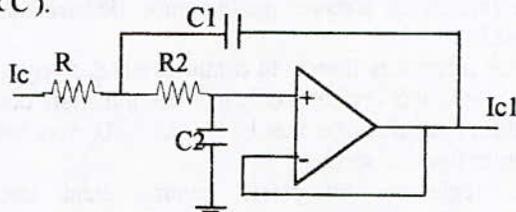


Fig. III-2 Filtre passe bas.

La fonction de transfert du filtre actif passe bas est donnée par l'équation suivante :

$$F(s) = \frac{k}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2}$$

avec $\xi = 0.2$, $\omega_n = 102 \cdot \pi$ et $k = \omega_n^2$

L'entrée du filtre actif passe bas est le courant de source pollué i_c , la sortie est le courant filtré i_{c1} (composante fondamentale de i_c) qui est déphasé de $\frac{\pi}{2}$ par rapport

au courant i_c . Pour éliminer ce déphasage, nous avons utilisé une action dérivée.

Les résultats de simulation sont représentés par les figures III-3 et III-4.

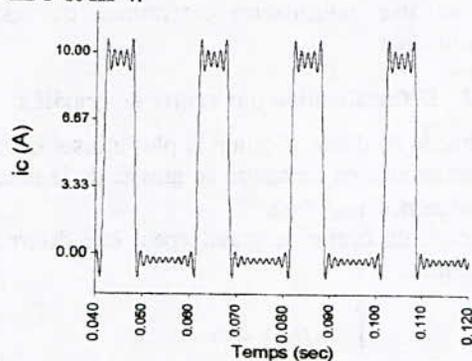


Fig III-3 Le courant de la charge non linéaire

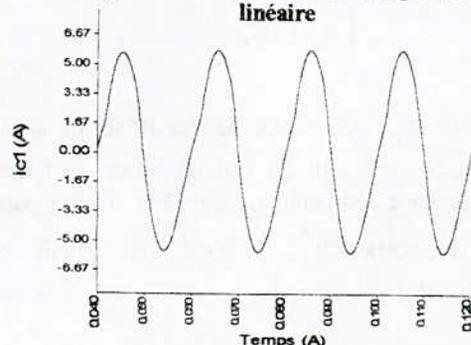


Fig III-4 Le courant à la sortie du filtre passe bas (composante fondamentale du courant de la charge)

III-3- COMMANDE TRIANGULO-SINUSOIDALE

Cette stratégie est très connue pour les onduleurs à deux niveaux. Son principe général est de comparer une tension de référence à une porteuse triangulaire. Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres ; l'indice de modulation *m* et le taux de modulation *r*.

On définit l'indice de modulation *m* comme le rapport de la fréquence *f_p* de la porteuse à la fréquence *f* de la tension de référence $\left(m = \frac{f_p}{f} \right)$. Le taux de modulation

r est le rapport de l'amplitude *V_m* de la tension de référence à l'amplitude *U_{pm}* de la porteuse $\left(r = \frac{V_m}{U_{pm}} \right)$

Afin de générer le courant harmonique par l'onduleur triphasé imposé par la charge non linéaire, nous avons utilisé un régulateur flou ayant comme entrée l'écart entre le courant harmonique fourni par le filtre et le courant harmonique absorbé par la charge, et la variation de cet écart. La sortie du régulateur sera la tension de référence de l'onduleur.

NB : Les paramètres que nous avons utilisé dans l'application sont : *m*=12, *U*=300 V, *f*=50 Hz.

III-4 APPLICATION DE LA COMMANDE FLOUE A L'ONDULEUR TRIPHASE A DEUX NIVEAUX UTILISE COMME FILTRE ACTIF PARALLELE

III-4-1 Introduction

Les courants harmoniques des trois phases absorbés par la charge non linéaire sont les référence pour les trois régulateurs flous. Le rôle principal de ces trois régulateurs est de commander la fermeture et l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur afin de générer ces courants harmoniques. Les sorties de ces trois régulateurs constituent les tensions de référence de l'onduleur Fig. III-1.

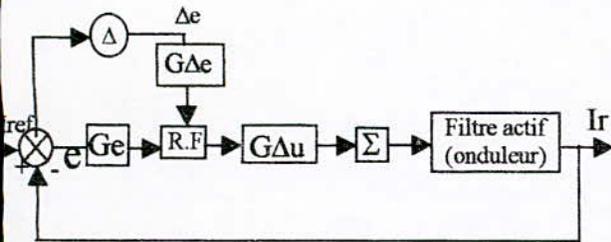


Fig. III-5 commande floue d'un bras *k* de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

III-4-2 Caractéristiques des régulateurs flous utilisés :

Chaque régulateur utilisé a deux entrées « l'erreur et la variation de l'erreur » et comme sortie la variation de la commande qui est la variation de la tension de référence.

- erreur : $e(t) = i_{ref}(t) - i_r(t)$

- Variation de l'erreur : $\Delta e(t) = e(t) - e(t - h)$.
- Sortie du régulateur flou : $\Delta v_{ref}(t) = v_{ref}(t) - v_{ref}(t - h)$.

Où *h* est le pas de simulation.

Le régulateur flou a les fonctions d'appartenance suivantes :

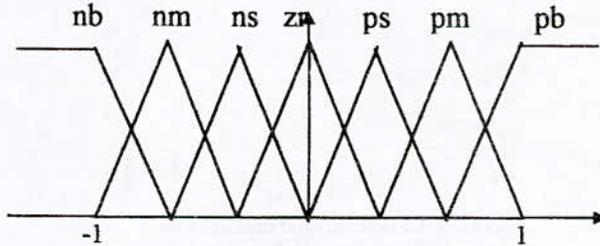


Fig. III-6 Distribution des fonctions d'appartenance.

| e / Δe | NB | NM | NS | ZR | PS | PM | PB |
|--------|----|----|----|----|----|----|----|
| NB | NB | NB | NB | NB | NM | NS | ZR |
| NM | NB | NB | NB | NM | NS | ZR | PS |
| NS | NB | NB | NM | NS | ZR | PS | PM |
| ZR | NB | NM | NS | ZR | PS | PM | PB |
| PS | NM | NS | ZR | PS | PM | PB | PB |
| PM | NS | ZR | PS | PM | PB | PB | PB |
| PB | ZR | PS | PM | PB | PB | PB | PB |

TABLEAU III-1: REGLES D'INFERENCE

Une règle d'inférence est composée comme suit :

SI (*e* est NB) ET (Δe est NB) ALORS (Δu est NB). -

Pour le ET et l'implication nous avons utilisé le produit.

- Pour le OU nous avons utilisé la somme.

- Pour la difuzzification nous avons utilisé la méthode de centre de gravité:

$$\Delta u = \frac{\sum_{i=1}^m \mu_{ci} \cdot \Delta u_i \cdot S_i}{\sum_{i=1}^m \mu_{ci} \cdot S_i}$$

Notons aussi que les paramètres *Ge*, *GΔe*, *GΔu*, représentent les gains d'adaptation du régulateur. Ces gains jouent un rôle extrêmement important. En effet, ceux sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande. Il n'y a aucune méthode systématique qui permet d'imposer ces paramètres d'emblée; en fait, il faut procéder par tâtonnement en utilisant des règles empiriques et l'expérience acquise au fil du temps.

Les résultats de simulations sont représentés par les figures III-7, III-8, III-9 et III-10. On remarque que le courant harmonique *I_f* généré par l'onduleur suit parfaitement le courant de référence *I_{href}* et par conséquent la source fournit un courant sinusoïdal. Il est

à noter que les fréquences de commutation des interrupteurs sont très élevées.

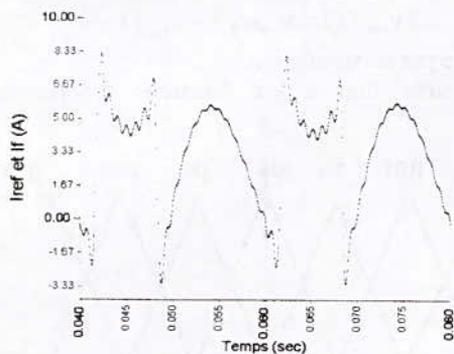


Fig. III-7 Le courant harmonique de référence et le courant réel de l'onduleur

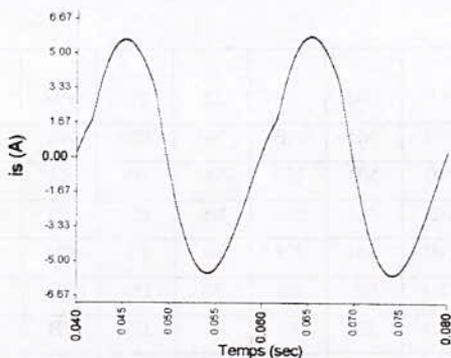


Fig. III-8 Le courant de source

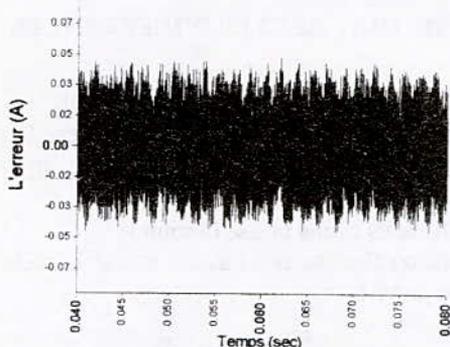


Fig. III-9 L'erreur entre le courant de référence et le courant réel

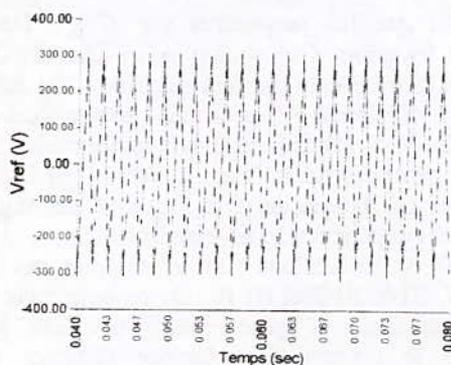


Fig. III-10 la sortie du régulateur flou

IV-CONCLUSION

Dans cet article, nous avons présenté un filtre actif parallèle commandé par la logique floue.

Les résultats obtenus sont très satisfaisants. On peut conclure que la commande floue est capable d'apporter des solutions à tout problème de commande pouvant se poser dans l'industrie, en contre partie la synthèse du régulateur flou nécessite des essais de simulation assez longs. En effet des tâtonnements sont indispensables afin d'avoir un fonctionnement qualifié de satisfaisant. Le seul problème qui reste à résoudre est la fréquence de commutation des semi-conducteurs.

REFERENCES

- [1] : K. Aliouane, 'contribution à l'étude de filtrage d'harmoniques des réseaux de distribution à l'aide de l'association de filtre actif et passif parallèle', thèse de doctorat de l'INPL, Nancy.
- [2] : E.M. Bérkouk, 'Contribution à la commande des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directes et indirectes multiniveaux', 1995
- [3] : Bernadette, 'La logique floue'. Collection que sais-je ?, 1993.
- [4] : Büllher, 'Réglage par logique floue'. Presses polytechniques et universitaires romandes, 1994.
- [5] : Jyh-Shing Roger Jang and Chuen-Tsai Sun, 'Neuro-Fuzzy Modeling and Control' Proceedings of the IEEE, Vol. 83, No. 3, March 1995.
- [6] : F. Rabouch, 'Modélisation des convertisseurs en pont bidirectionnels en courant, Application au redressement et au filtrage'. Thèse de doctorat de l'université paris 6, 1993.
- [7] : G. Segurier, 'les convertisseurs de l'électronique de puissance tome 4: la conversion continu-alternatif.'

COMMANDE ADAPTATIVE A ERREUR DE PREDICTION MINIMALE PONDEREE D'UNE MACHINE SYNCHROME AUTOPILOTE

A.NAIT SEGHIR, M.S. BOUCHERIT, D. BOUKHETALA, L. NEZLI

Ecole Nationale Polytechnique
Laboratoire de Commande des Processus
DER de Génie Electrique et Informatique
10, Avenue Hassan Badi, 16200 EL-Harrach, Alger, Algérie.
Tel.(213) (02) 52.24.65-Fax (213) (02) 52.24.65

خلاصة: في هذا البحث قمنا بدراسة طريقة التحكم التلاؤمي المبنية على أساس إستراتيجية الخطأ التوقعي الأدنى، طبقت هذه الطريقة على ماكينة تزامنية ذاتية القيادة، مغذاة بموج التوتر. النتائج المحصل عليها، أعطت جودة و فعالية معتبرة أثناء حدوث تغيرات في الوسائط او عند وجود الإضطرابات. كما وفرت إمكانية متابعة تغيرات الظروف العملية.

كلمات مفتاحية: التحكم التلاؤمي، ماكينة تزامنية، خطأ توقعي أدنى.

ABSTRACT: In this paper, an adaptive control approach, which is based on the weighted minimal prediction error control strategy, is studied and applied to the self-piloting synchronous machine drive supplied by a voltage source inverter. The obtained results shows that this modified version gives a good dynamical performances and satisfactory robustness. Furthermore, it offers a good tracking of the operating conditions changes.

KEY WORDS: Adaptive control, synchronous machine, minimal prediction error.

RESUME: Dans la présente communication, une approche de la commande adaptative basée sur la stratégie de commande à erreur de prédiction minimale pondérée, a été analysée et appliquée à une machine synchrone autopilotée alimentée par un onduleur de tension. Les résultats obtenus montrent que cette version modifiée offre de bonnes performances dynamiques et une robustesse satisfaisante vis-à-vis des perturbations de charges et paramétriques. Elle permet aussi une poursuite de variations des conditions opératoires.

MOTS CLES: Commande adaptative, machine synchrone, erreur de prédiction minimal, synchronous machine.

COMMANDE ADAPTATIVE A ERREUR DE PREDICTION MINIMALE PONDEREE D'UNE MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE

A. NAIT SEGHIR, M.S. BOUCHERIT, D. BOUKHETALA et L. NEZLI

Ecole Nationale Polytechnique
 Laboratoire de Commande des Processus
 DER de Génie Electrique et Informatique
 10, Avenue Hassan Badi, 16200 EL-Harrach, Alger, Algérie.
 Tel. (213) (02) 52.24.65 - Fax (213) (02) 52.24.65

Résumé — Dans la présente communication, une approche de la commande adaptative basée sur la stratégie de commande à erreur de prédiction minimale pondérée, a été analysée et appliquée à une machine synchrone autopilotée alimentée par onduleur de tension. Les résultats obtenus montrent que cette version modifiée offre de bonnes performances dynamiques et une robustesse satisfaisante vis-à-vis des perturbations de charges et paramétriques. Elle permet aussi une poursuite de variations des conditions opératoires.

tension. Un dispositif d'autopilotage assure la commande de l'onduleur [4],[7](Fig. 1).

II. INTRODUCTION

L'application des machines synchrones dans le domaine des entraînements à vitesse variable est étendue aux moyennes et faibles puissances, grâce au développement de l'électronique de puissance adaptée aux exigences industrielles et aux progrès importants des techniques numériques.

II. MODELE DYNAMIQUE DE LA MACHINE

Dans ce travail, nous considérons l'onduleur comme source parfaite.

Les régulateurs classiques PI et/ou PID sont insuffisants pour satisfaire les performances exigées. Ils sont sujet à une détérioration des performances en présence des perturbations structurelles et/ou environnementales, dues par exemple, à une augmentation de température, saturation magnétique, variation de l'inertie et de couple de charge et autres. L'utilisation d'une commande moderne pour surmonter cette détérioration s'avère nécessaire. La commande adaptative est bien adaptée pour résoudre ce type de problèmes et maintenir les performances désirées.

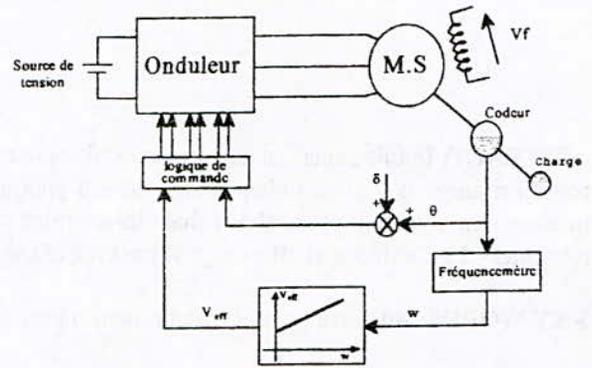


Fig. 1. Schéma du système étudié

La commande adaptative, que présente ce travail, est basée sur la stratégie de commande à erreur de prédiction minimale pondérée (EPMP)[3]. Cette commande est une extension de la technique à erreur de prédiction minimale ordinaire (EPMO)[3],[7]. L'application de cette stratégie couvre tous les systèmes grâce à l'introduction de la pondération sur l'entrée. La difficulté de la commande réside dans le choix de la pondération [2],[3].

Les équations du modèle de Park lié au rotor, de la machine synchrone sont les suivantes:

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{sd}}{dt} = V_{sd} - R_s i_{sd} + \omega \Phi_{sq} \\ \frac{d\Phi_{sq}}{dt} = V_{sq} - R_s i_{sq} - \omega \Phi_{sd} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = -V_f - R_r i_{rq} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{f}{J} \omega + \frac{P}{J} (C_{em} - Cr) \end{cases} \quad (1)$$

avec: $C_{em} = P(\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd})$.

les tensions sont données par:

$$\begin{aligned} V_{sd} &= \sqrt{3} V_{ef} \cos \delta \\ V_{sq} &= \sqrt{3} V_{ef} \sin \delta \end{aligned}$$

Cette loi de commande est associée à un algorithme d'estimation paramétrique, basé sur les moindres carrés récursifs, pour donner un régulateur auto-ajustable [3].

où V_{ef} désigne la tension efficace d'alimentation calculée par: $V_{ef} = v_0 + K_n \omega$ pour garantir la loi V/f constant.

Le système étudié est constitué d'une machine synchrone à rotor bobiné sans amortisseurs alimentée en

v_0 : tension initiale au démarrage.

K_n : coefficient calculé pour obtenir une fréquence nominale à tension nominale.

Ces deux paramètres sont maintenus constants et assurent une valeur de flux convenable sur toute la gamme de vitesse.

La grandeur de commande est l'angle interne δ . Cependant, le contrôle indirect du courant est assuré par la loi V/f constant [4],[7].

III. STRATEGIE DE COMMANDE

Nous analysons la commande à erreur de prédiction minimale pondérée. Cette commande est une généralisation de la stratégie à erreur de prédiction minimale ordinaire, qui nécessite certaines hypothèses pour garantir la stabilité de la boucle fermée [7]. La commande à EPMP a pour objectif de faire un compromis entre l'énergie dépensée de la commande et l'obtention d'une erreur de poursuite de la référence ($y^*(k+d)-y(k+d)$) nulle, en réalisant la stabilité de la boucle fermée. En conséquence, cette technique permet alors de:

- réduire l'énergie de la commande
- traiter tous les types de systèmes

Le schéma relatif à cette commande est illustré par la Fig. 2.

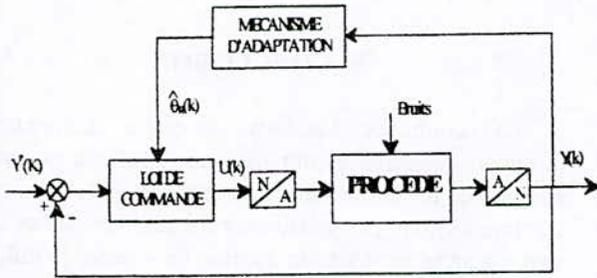


Fig. 2. Schéma de la commande

Le système à commander est décrit par le modèle ARMA à paramètres constants suivant:

$$A(q^{-1})y(k) = q^{-d} B(q^{-1})u(k) \quad (2)$$

avec:

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_n q^{-n}$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1 q^{-1} + \dots + b_m q^{-m} ; b_0 \neq 0$$

q^{-1} est l'opérateur retard.

d est le retard pur du système.

k étant le temps discret, $y(k)$ et $u(k)$ sont respectivement l'entrée et la sortie du système.

Comme l'approche de cette commande est directe, le modèle du système est réarrangé de manière à être exprimé en termes des paramètres du régulateur. Cette structure représente la forme prédictive [3].

Les connaissances a priori sur le système sont réduites au retard d et aux bornes supérieures de n et m .

La forme prédictive du modèle est donnée par:

$$y(k+d) = \alpha(q^{-1})y(k) + \beta(q^{-1})u(k) \quad (3)$$

où

$$\alpha(q^{-1}) = G(q^{-1})$$

$$\beta(q^{-1}) = F(q^{-1})B(q^{-1})$$

tels que les polynômes $F(q^{-1})$ et $G(q^{-1})$ sont solution de l'identité suivante [1],[3]:

$$I = F(q^{-1})A(q^{-1}) + q^{-d} G(q^{-1}) \quad (4)$$

avec

$$F(q^{-1}) = 1 + f_1 q^{-1} + \dots + f_{d-1} q^{-d+1}$$

$$G(q^{-1}) = g_0 + g_1 q^{-1} + \dots + g_{n-1} q^{-n+1}$$

la forme vectorielle du modèle est écrite comme suit:

$$y(k+d) = \phi^T(k)\theta(k) \quad (5)$$

θ et ϕ sont respectivement les vecteurs de paramètres et d'observations:

$$\theta^T(k) = [\alpha_0, \dots, \alpha_{n-1}, \beta_0, \dots, \beta_{m+d-1}]$$

$$\phi^T(k) = [y(k), \dots, y(k-n+1), u(k), \dots, u(k-m-d+1)]$$

Pour garder la simplicité de l'algorithme, nous allons faire une extension du critère de la commande à EPMP en introduisant suffisamment de degrés de liberté dans la structure du critère pour assurer la stabilité de tous les systèmes.

Le critère à utiliser est donné par:

$$J = \left\{ \frac{1}{2} \varepsilon(k+d)^2 + \frac{\lambda}{2} \bar{u}(k)^2 \right\} \quad (6)$$

où l'erreur de poursuite est définie par:

$$\begin{aligned} \varepsilon(k+d) &= y(k+d) - y^*(k+d) \\ &= \phi^T(k)\theta - y^*(k+d) \end{aligned} \quad (7)$$

et $\bar{u}(k)$ est donnée par la relation:

$$P(q^{-1})\bar{u}(k) = R(q^{-1})u(k) \quad (8)$$

$P(q^{-1})$ et $R(q^{-1})$ sont des polynômes de pondération de la forme:

$$P(q^{-1}) = 1 + p_1 q^{-1} + \dots + p_l q^{-l}$$

$$R(q^{-1}) = 1 + r_1 q^{-1} + \dots + r_l q^{-l}$$

En substituant l'équation (7) dans (6), et en annulant la dérivée par rapport à $u(k)$ de l'expression résultante, nous aboutissons à:

$$\beta_0 \{y(k+d) - y^*(k+d)\} + \lambda \bar{u}(k) = 0 \quad (9)$$

En multipliant cette équation par $A(q^{-1})$ et en utilisant (2), nous obtenons l'expression de la loi de commande minimisant J :

$$u(k) = \frac{P(q^{-1})A(q^{-1})y^*(k+d)}{P(q^{-1})B(q^{-1}) + \frac{\lambda}{\beta_0} R(q^{-1})A(q^{-1})} \quad (10)$$

Si nous utilisons l'équation (3) au lieu de (2) la commande aura pour expression:

$$u(k) = \frac{P(q^{-1})[y^*(k+d) - \alpha(q^{-1})y(k)]}{P(q^{-1})\beta(q^{-1}) + \frac{\lambda}{\beta_0} R(q^{-1})} \quad (11)$$

La boucle fermée est stable si le dénominateur de l'équation (10) est stable. Ce polynôme peut être stabilisé par un choix approprié de λ , $P(q^{-1})$ et $R(q^{-1})$ pour tout système. En pratique, un filtrage et une action intégrale pour garantir une erreur de poursuite nulle sont introduits [2],[3]. Ils sont choisis de la forme

$R(q^{-1})/P(q^{-1}) = (1 - q^{-1})/(1 - \alpha q^{-1})$. Cette loi peut être appliquée aux procédés ayant des zéros instables.

Nous remarquons bien que pour calculer $u(k)$ dans (11), il nous faut les polynômes $\alpha(q^{-1})$ et $\beta(q^{-1})$. Comme les paramètres de ces polynômes sont supposés inconnus et/ou variables dans le temps, il faut alors les estimer. Pour cela, un algorithme d'identification récursif est utilisé. En se basant sur "le principe d'équivalence certaine" [1], les estimés seront utilisés, par la loi de commande, comme s'ils étaient les vrais paramètres.

L'algorithme des moindres carrés récursifs est donné par les équations suivantes [1],[3],[5]:

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + K(k)[y(k) - \phi^T(k-1)\hat{\theta}(k-1)]$$

$$K(k) = \frac{P(k-1)\phi(k-1)}{\sigma + \phi^T(k-1)P(k-1)\phi(k-1)} \quad (12)$$

$$P(k) = \frac{P(k-1)}{\sigma} \left[1 - \frac{\phi(k-1)\phi^T(k-1)P(k-1)}{\sigma + \phi^T(k-1)P(k-1)\phi(k-1)} \right]$$

$P(k)$ et $K(k)$ sont respectivement la matrice covariance et le gain d'adaptation.

Pour garantir une bonne estimation, cet algorithme est initialisé en choisissant la matrice covariance initiale de la forme: $P(0) = 1/\epsilon$, où ϵ est très faible si on ne dispose pas d'information, a priori, sur les paramètres, et proche de 1 si on dispose d'une estimation initiale. Le facteur σ du gain d'adaptation est introduit pour maintenir une capacité d'adaptation de l'algorithme de façon à prendre en charge les variations paramétriques tout au long de l'estimation. Ce facteur est choisi souvent variable, et il est calculé pour assurer une trace constante de la matrice covariance [5].

IV. RESULTATS DE SIMULATION

Le comportement du système a été simulé en utilisant les paramètres donnés en annexe.

L'évolution des variables de la machine, lors du démarrage avec une vitesse de référence de 1500 tr/mn, est présentée dans la Fig. 3. Le test comporte aussi l'application d'un échelon de couple résistant après établissement du régime permanent.

Pour une vitesse de consigne de 500 tr/mn et une charge $Cr=2$ Nm, nous comparons les deux lois de commande adaptative, à savoir la commande à EPM ordinaire et avec pondération de l'entrée (Fig. 4).

Le test de la Fig.5, montre les performances de la commande à basse vitesse. La pondération permet une évolution sans agitation des grandeurs de la machine.

L'efficacité de la commande en présence d'une perturbation paramétrique est testée pour une vitesse de consigne de 500 tr/mn et une charge linéaire de $Cr=0.1\Omega$ (Fig. 6). Dans ce cas, la résistance statorique est supposée être 50 % plus élevée que sa valeur. Une perturbation de charge de 4 Nm est additionnée à $t=0.6s$. Le régulateur adaptatif maintient la qualité de l'asservissement et du réglage.

L'ensemble de ces résultats, montre les performances et la robustesse de cette loi de commande sur tout le domaine de fonctionnement de la machine. En effet, il apparait bien que la commande maintient les performances aussi bien lors des variations paramétriques que celles de la charge.

V. CONCLUSION

La commande adaptative à erreur de prédiction minimale pondérée appliquée à une machine synchrone autopilotée de faible puissance est présentée dans cette communication. Les performances désirées du système sont obtenues sur toute la gamme de vitesse. Il suffit de faire le bon choix des polynômes de pondération, ce qui n'est pas toujours facile. Les résultats de simulation présentés montrent que le système de commande a un effet puissant pour maintenir les performances prédéfinies en présence des perturbations paramétriques et/ou environnementales.

REFERENCES

- [1] K.J. Astrom, B.Wittenmark, *Adaptive control*. Addison Wesley, 1989.
- [2] D.W. Clarke. P.J. Gawthrop, "Self-tuning control", *IEE proc.* Vol. 126. No. 6, pp. 633-640. 1979.
- [3] G.C.Goodwin. K.S.Sin, *Adaptive prediction filtering and control*. Prentice Hall. 1984.
- [4] M. Fadel, "Lois de commande d'une machine synchrone associée à un onduleur de tension M.L.I.". Thèse de doctorat. INPL. Toulouse. 1988.
- [5] I.D. Landau, *Identification et commande des systèmes*. (seconde édition), Hermès, Paris, 1993.
- [6] I.D. Landau, F. Rolland, "Identification and digital control of electrical drives", *Control Eng Practice*. Vol. 1, No. 3, pp. 539-546. 1993.
- [7] A. Nait Seghir et al, "Commande adaptative d'une machine synchrone autopilotée", *COMAEI'96*, Vol. 3, pp. 161-165, Tlemcen. 1996.

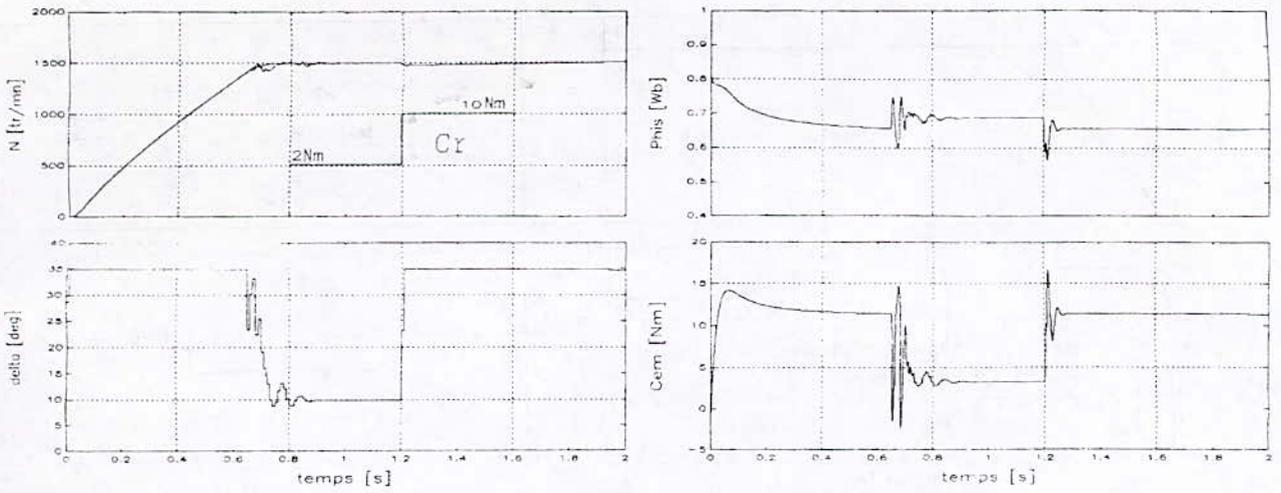


Fig. 3. Démarrage avec variation brusque de la charge ($N^* = 1500$ tr/mn).

..... Commande (MPE) ordinaire. — Commande (MPE) pondérée.

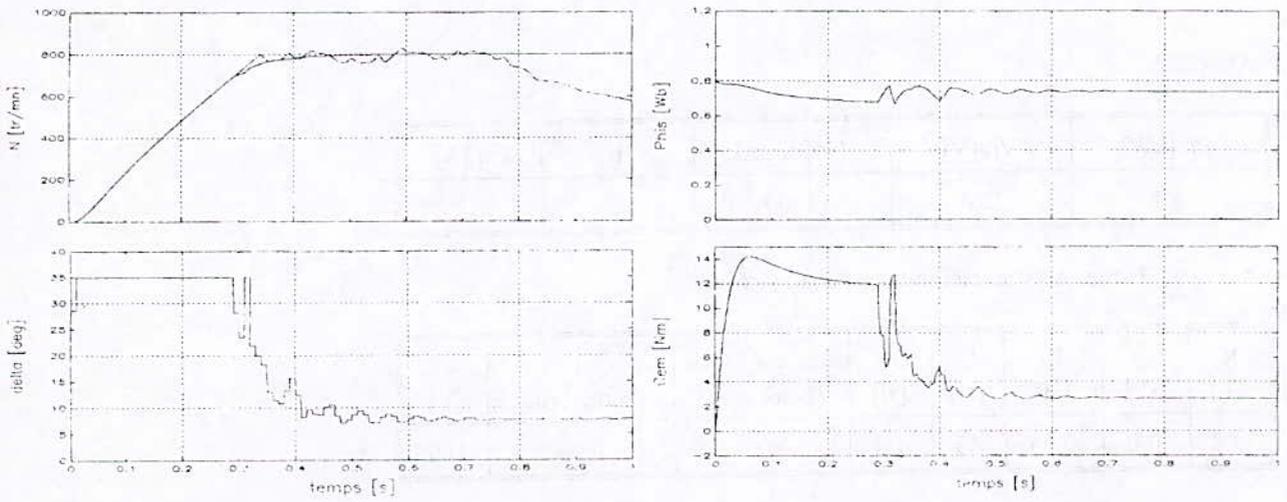


Fig. 4. Réponse à un échelon de référence: ($N^* = 800$ /mn: $Cr = 2$ Nm).

..... Commande (MPE) ordinaire. — Commande (MPE) pondérée.

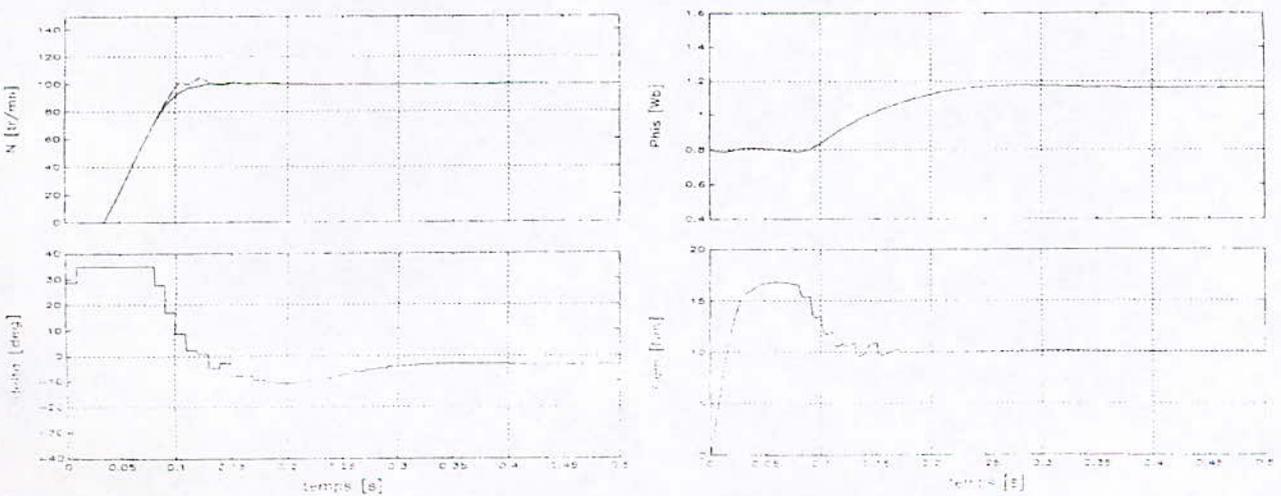


Fig. 5. Démarrage pour une faible vitesse de consigne ($N^* = 100$ tr/mn: $Cr = Cn$).

..... Commande (MPE) ordinaire. — Commande (MPE) pondérée.

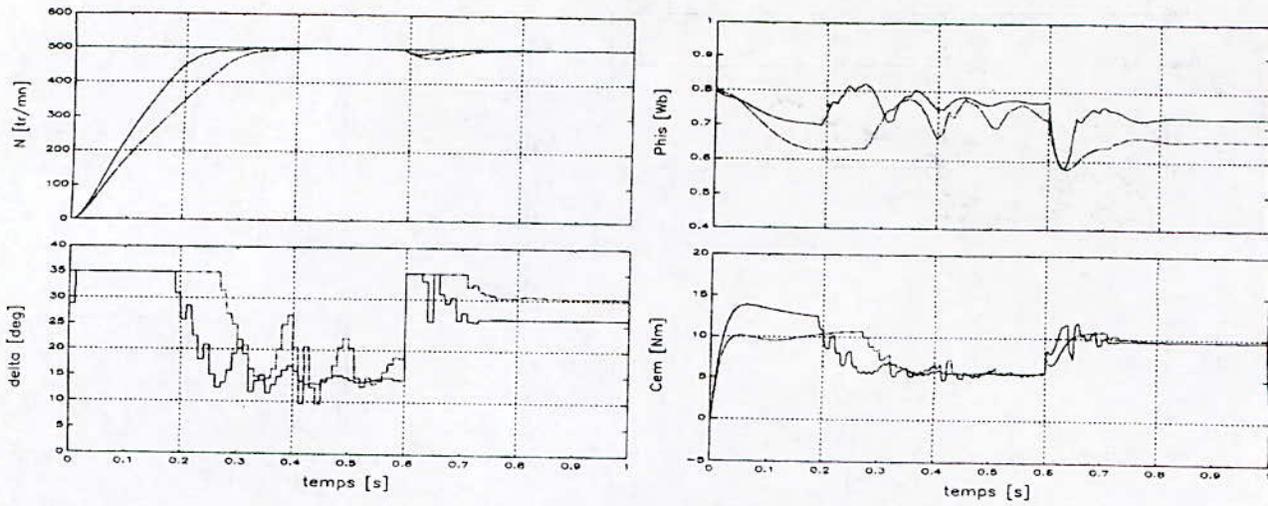


Fig. 6. Démarrage avec variation de la résistance statorique et de couple de charge.
 - - - - - $R_s=1.5 \cdot R_s$ ——— $R_s=1 \cdot R_s$.

ANNEXE

| Pn [kW] | Vn [V] | Nn[tr/mn] | P | Irq [A] |
|---------|--------|-----------|---|---------|
| 1.5 | 220 | 1500 | 2 | 1 |

Table. A1 Caractéristiques de la machine.

| R_s [Ω] | R_r [Ω] | L_s [H] | L_r [H] | M_{gr} [H] | f [N.m.s/rad] | J [N.m.s ² /rad] | Vf [V] |
|-----------------------|-----------------------|--------------|--------------|-----------------|------------------|--------------------------------|-----------|
| 4.8 | 160 | 0.16 | 13 | 1.4 | 0.008 | 0.04 | 160 |

Table. A2 Paramètres électriques.

COMMANDE DE POSITION PAR LA METHODE DU FLUX ORIENTE DE LA MACHINE A INDUCTION DE FORTE PUISSANCE ALIMENTEE PAR UN ONDULEUR NPC A 7 NIVEAUX .

H.Gheraia * , E.M.Berkouk * , G.Manesse **

* , Laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande

DER de Génie Electrique et Informatique -ENP-

10,Avenue Hassen badi El-Harrach ,Alger,Algérie -Fax(213) 02-52-29-73

** , Laboratoire d'Electricité Industrielle -CNAM-Paris

292,Rue saint 75141 Paris cedex 03-France

ملخص:

من خلال هذا البحث ، قمنا بدراسة نظام حديد في التحويل من التيار المستمر إلى التيار المتناوب ، الموجه للإستعمال في ميادين الطاقة المرتفعة . هذا النظام الحديد . يمثل في موج ذو سبعة مستويات و تركبة من النوع NPC . بعد التطرق إلى التركيب المناسب لهذا الموج ، نقوم باستخراج النموذج المعرفي لهذا الأخير مستعملين في ذلك التتابع الإرتباطية . ثم نقوم باستعراض إستراتيجية التحكم في هذا الموج و التمثلة في الإستراتيجية المثالية ذات الستة حوامل و في الأخير نقوم بدراسة التحكم في الوضعية لماكنة لا متزامنة مغااة من طرف هذا الموج . النتائج المحصل عليها مشجعة جدا لإستعمال هذا الموج في ميادين الطاقة المرتفعة و التوتو العالي ، كالرفع الكهربائي .
كلمات مفتاحية: ماكنة لا متزامنة ، موج متعدد المستويات ، الإستراتيجية المثالية ، التوجيه الشعاعي الغير مباشر ، التحكم في الوضعية .

Abstract :

In this paper , we are interested to the position control of high power induction machine fed by a seven levels inverters. We develop in first part a knowledge model of a seven levels inverter NPC structure . Then , we present a triangulo-sinusoidal control strategy of this inverter . In last part , we study the performances of the position control of an induction machine.

Key words : induction machine , multilevels , voltage source , inverter , PWM strategy , indirect field oriented control , position control .

Résumé :

Cet article traite une nouvelle structure de conversion continue alternative destinée au forte puissance : onduleur NPC à sept niveaux . Une fois la structure présentée , un modèle de connaissance est proposé utilisant les fonctions de connexion . Ensuite nous développerons la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses . La dernière partie développe la commande de position de la machine asynchrone alimentée par cet onduleur . Les performances obtenus sont très encourageantes pour l'utilisation de ce système dans les domaines de forte puissance et / ou haute tension telsque la traction électrique.

Mots Clés : Machine asynchrone , Onduleur de tension , multiniveaux , stratégie MLI , Commande vectorielle , Commande de position .

COMMANDE DE POSITION PAR LA METHODE DU FLUX ORIENTE DE LA MACHINE A INDUCTION DE FORTE PUISSANCE ALIMENTEE PAR UN ONDULEUR NPC A 7 NIVEAUX .

H.Gheraia *, E.M.Berkouk *, G.Manesse **

* Laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande
DER de Génie Electrique et Informatique -ENP-
10, Avenue Hassen badi El-Harrach ,Alger, Algérie -Fax(213) 02-52-29-73
** Laboratoire d'Electricité Industrielle -CNAM-Paris
292,Rue saint 75141 Paris cedex 03-France

Résumé :

Cet article traite une nouvelle structure de conversion continue - alternative destinée au forte puissance : onduleur NPC à sept niveaux .Une fois la structure présentée , un modèle de connaissance est proposé utilisant les fonctions de connexion .Ensuite nous développerons la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses . La dernière partie développe la commande de position de la machine asynchrone alimentée par cet onduleur . Les performances obtenus sont très encourageantes pour l'utilisation de ce système dans les domaines de forte puissance et / ou haute tension telsque la traction électrique.

1. Introduction :

La commande des moteurs électriques à vitesse variable a apporté aux processus industriels d'énormes avantages en améliorant leurs performances statiques et dynamiques, en facilitant leur automatisation. Dès l'apparition de l'électronique de puissance , le souci de stabilité, de régulation de vitesse et de position a vite trouvé une réponse satisfaisante avec le moteur à courant continu . Toutefois, l'utilisation de ce moteur se restreint à des domaines de vitesse et de puissance bien limités .En effet à cause de son collecteur mécanique, ces limitations ont motivés le développement des entraînements à vitesse variable utilisant les moteurs à courant alternatif (moteur synchrone ou à induction) . L'apparition et le perfectionnement de nouveaux composants de puissance commandable à l'ouverture et à la fermeture telsque les **GTO** et **IGBT** ont permis la conception de nouveaux convertisseur fiables , rapides et puissants . Ainsi l'ensemble de variateur (convertisseur statique - machine à courant alternatif) a vue son coût diminué considérablement . Les progrès accomplis dans le domaine de la microinformatique(DSP ,micro-contrôleurs puissants et rapides) ont permis la synthèse d'algorithmes de contrôle de ces ensembles convertisseur-machine plus performant et plus robustes. Dans le cadre de cet article , nous étudierons la variation de position des moteurs asynchrone de forte puissance à fréquence variable et on utilisant , un nouveau onduleur NPC à sept niveaux. Dans un premier lieu, nous rappellerons le modèle de la machine asynchrone . La deuxième partie constitue l'originalité de ce travail : la modélisation de l'onduleur triphasé à sept niveaux , ainsi dans cette partie on commence par développé le modèle de connaissance de l'onduleur , ensuite on présentera une stratégie MLI de commande de ce convertisseur . Finalement , on étudier les performances de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimenté par cet onduleur , pour le réglage de position .

2. Modelisation de la machine asynchrone :

2. 1. Hypothèses simplificatrices :

- On formule les hypothèses suivantes [1][2][3]:
- l'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligé.
- la saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.
- on ne considère que le premier harmonique d'espace de la distribution de la force magnétomotrice du stator et du rotor. L'entrefer étant constant, les inductances propres sont constantes, et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoidales de l'angle entre les enroulements statoriques et rotoriques.

2.2. Equations électriques de la machine asynchrone :

La figure(1) représente les six enroulements de la machine asynchrone triphasée. Les équations générales des tensions du moteur asynchrone s'obtiennent[1][3], en écrivant que les tensions appliquées à chacun des six enroulements est la somme de la chute ohmique et de la chute inductive due au flux total qui traverse une phase.

Ainsi, le modèle de la machine asynchrone est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s].[I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \\ [V_r] = [R_r].[I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \end{cases} \quad (1)$$

Les flux sont liés aux courants par la matrice inductance $[L(\theta)]$. Cette matrice peut être décomposée en 4 blocs (sous matrices) comme suit :

$$\begin{bmatrix} [\Phi_s] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [Msr] \\ [Mrs] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix}$$

avec

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} ; [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad (2)$$

$$[Mrs] = [Mrs]^T = M \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix}$$

La figure (4) représente la structure d'un onduleur de tension à sept niveaux associé à une machine asynchrone. La symétrie des onduleurs triphasés à sept niveaux, nous permet leur modélisation par phase(par bras) : Une analyse topologique d'un bras montre huit configurations possibles(dont une correspond au cas où le bras est totalement ouvert). Le tableau (1) représente la table d'excitation de ce convertisseur. Les fonctions f_{is} sont des fonctions de connexion des semi-conducteurs k_s

(i : N° du bras et s : N° du semi-conducteur).

3. 1. Modèle de connaissance de l'onduleur à sept niveaux :

En mode commandable, on définit la commande complémentaire pour un bras i de l'onduleur à sept niveaux comme suit :

$$F_{i5} = \overline{F_{i2}}$$

$$F_{i6} = \overline{F_{i1}}$$

$$F_{i7} = \overline{F_{i4}}$$

$$F_{i8} = \overline{F_{i3}}$$

La tension de sortie d'un bras i de l'onduleur à sept niveaux par rapport au point M s'exprime au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} V_{im} = F_{i1} \cdot F_{i2} \cdot \overline{F_{i3}} \cdot \overline{F_{i4}} \cdot Uc1 + F_{i1} \cdot F_{i2} \cdot F_{i3} \cdot \overline{F_{i4}} \cdot (Uc1 + Uc2) + \\ F_{i1} \cdot F_{i2} \cdot F_{i3} \cdot F_{i4} \cdot (Uc1 + Uc2 + Uc3) - \\ F_{i5} \cdot F_{i6} \cdot \overline{F_{i7}} \cdot \overline{F_{i8}} \cdot Uc1' - F_{i5} \cdot F_{i6} \cdot F_{i7} \cdot \overline{F_{i8}} \cdot (Uc1' + Uc2') - \\ F_{i5} \cdot F_{i6} \cdot F_{i7} \cdot F_{i8} \cdot (Uc1' + Uc2' + Uc3') \end{cases} \quad (4)$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi bras, le système (4) devient :

$$\begin{cases} V_{im} = (F_{i9} \cdot Uc1 + F_{i10} \cdot (Uc1 + Uc2) + f_{i1}^b \cdot (Uc1 + Uc2 + Uc3)) - \\ ((F_{i11} \cdot Uc1' + F_{i12} \cdot (Uc1' + Uc2)) + f_{i0}^b \cdot (Uc1' + Uc2 + Uc3')) \end{cases} \quad (5)$$

avec :

$$F_{i9} = F_{i1} \cdot F_{i2} \cdot \overline{F_{i3}} \cdot \overline{F_{i4}}$$

$$F_{i10} = F_{i1} \cdot F_{i2} \cdot F_{i3} \cdot \overline{F_{i4}}$$

$$f_{i1}^b = F_{i1} \cdot F_{i2} \cdot F_{i3} \cdot F_{i4}$$

$$F_{i11} = F_{i5} \cdot F_{i6} \cdot \overline{F_{i7}} \cdot \overline{F_{i8}}$$

$$F_{i12} = F_{i5} \cdot F_{i6} \cdot F_{i7} \cdot \overline{F_{i8}}$$

$$f_{i0}^b = F_{i5} \cdot F_{i6} \cdot F_{i7} \cdot F_{i8}$$

Le système(5) peut également s'écrire comme suit :

$$\begin{cases} V_{im} = (F_{i9} \cdot Uc1 - F_{i11} \cdot Uc1') + \\ (F_{i10} \cdot (Uc1 + Uc2) - F_{i12} \cdot (Uc1' + Uc2')) + \\ (f_{i1}^b \cdot (Uc1 + Uc2 + Uc3) - f_{i0}^b \cdot (Uc1' + Uc2' + Uc3')) \end{cases} \quad (6)$$

$$f_{im}^b \text{ (m=1 :demi bras du haut, m=0 celui du bas)}$$

Le système (6) montre qu'un onduleur à 7 niveaux est une mise en série de 3 onduleurs à trois niveaux[5][8].

Pour la suite de l'article, nous proposerons :

$$Uc1 = Uc2 = Uc3 = Uc1' = Uc2' = Uc3' = Uc$$

Le système (6) devient alors :

$$\begin{cases} V_m = \left\{ \left[F_{i9} + 2 \cdot F_{i10} + 3 \cdot f_{i1}^b \right] - \left[F_{i11} + 2 \cdot F_{i12} + 3 \cdot f_{i0}^b \right] \right\} \cdot Uc \\ i = 1,2,3 \end{cases} \quad (8)$$

Ainsi, on peut définir les fonctions suivantes:

$$f_{i1}^{bT} = F_{i9} + 2 \cdot F_{i10} + 3 \cdot f_{i1}^b$$

$$f_{i0}^{bT} = F_{i11} + 2 \cdot F_{i12} + 3 \cdot f_{i0}^b$$

Les tensions simples de l'onduleur peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = 1/3 \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_{11}^{bT} - f_{10}^{bT} \\ f_{21}^{bT} - f_{20}^{bT} \\ f_{31}^{bT} - f_{30}^{bT} \end{bmatrix} \cdot Uc \quad (9)$$

Le modèle ainsi établi est un modèle discontinu. Pour déduire le modèle continu, on utilise les fonctions génératrices[8].

3. 2. Commande triangulo-sinusoidale à six porteuses :

Principe :

cet algorithme est inspiré directement de celui de l'onduleur triphasé à trois niveaux[5][9].

On compare six porteuses en dent de scie bipolaires décalées de Th/6 (Th : la période des porteuses (Th=1/m.f), m : l'indice de modulation) avec des tensions de référence $Vref_i$ telleque :

$$\begin{cases} Vref_i = Veff \cdot \sqrt{2} \cdot (\sin(\omega \cdot t - 2 \cdot \Pi \cdot (i - 1) / 3)) \\ i = 1,2,3 \end{cases}$$

$$Veff \cdot \sqrt{2} = r \cdot Upmax$$

$Upmax$: la valeur maximale de la porteuse.

r : taux de modulation

Algorithme de la stratégie :

$$Vref_i \geq Vp_s (s = 1,6) \Rightarrow \begin{cases} V_{is} = +Uc_s, (s = 1,2,3) \\ V_{is} = 0, (s = 4,5,6) \end{cases}$$

$$Vref_i < Vp_s (s = 1,6) \Rightarrow \begin{cases} V_{is} = 0, (s = 1,2,3) \\ V_{is} = -Uc_{(s-3)}, (s = 4,5,6) \end{cases}$$

$$V_{im} = \sum_{s=1}^6 V_{is}$$

V_{im} :la tension de sortie d'un bras i de l'onduleur.

Vp_s :la tension de la porteuse s.

Les figures (3.2.*) présentent les performances de la conduite de la machine triphasée alimentée par cet onduleur et entraînant une charge qui impose un couple résistant

$Cr=2 Nm$. On constate que les harmoniques de tension (fig 3.2.c et fig 3.2.e) se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence F_p' telleque

$$F_p' = 6 \cdot m \cdot f \text{ (avec } f \text{ la fréquence de l'onduleur).}$$

L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées et donc

facilement filtrés (fig 3.2.c). Cette stratégie est équivalente à la stratégie à une seule porteuse mais de fréquence $F_p' = 6 \cdot F_p$. On remarque la présence des harmoniques pairs et impairs. En particulier ceux de rang 2 et 4. C'est pourquoi, le couple électromagnétique a une fréquence d'oscillation trois fois celle des tensions de sortie de l'onduleur (fig 3.2.f).



fig 3.2.a. Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale de l'onduleur triphasé à sept niveaux ($m=2, r=0.8$).

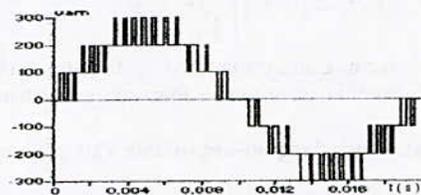


fig 3.2.b. La tension v_{am} de l'onduleur ($m=6, r=0.8$).

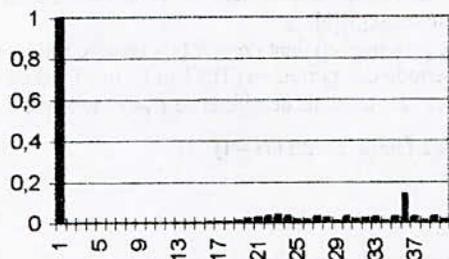


fig 3.2.c. Spectre d'harmoniques de la tension v_{am} ($m=6, r=0.8$).

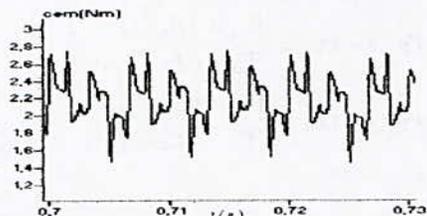


fig 3.2.f. Couple électromagnétique en régime permanent ($m=3, r=0.8$).

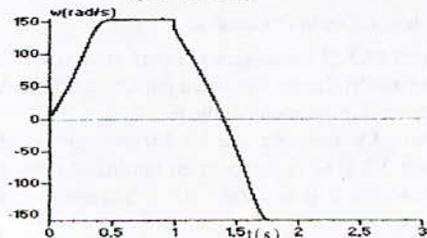


fig 3.2.g. Vitesse du moteur asynchrone ($m=3, r=0.8$).

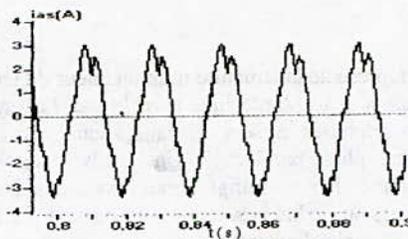


fig II.2.h. Courant de la phase « a » du moteur asynchrone ($m=3, r=0.8$).

4. Performances de la commande de position de la machine asynchrone utilisant la commande vectorielle indirecte :

Les paramètres des régulateurs de vitesse et de position sont déterminés par imposition des poles. Les résultats de simulation (fig 4. *) montrent que La position suit sa référence sans dépassement. Le flux Φ_{qr} est pratiquement nul. Le courant I_{qs} est proportionnelle avec le couple électromagnétique.

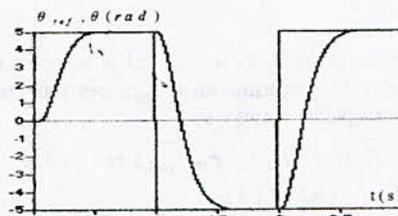


fig 4.a. Position réelle de la machine asynchrone.

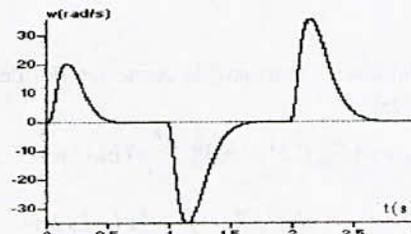


fig 4. b. Vitesse du moteur asynchrone .

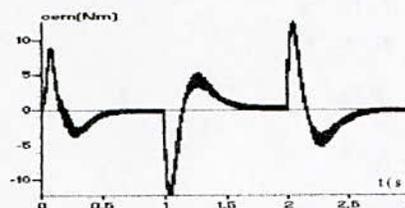


fig 4.c. Couple électromagnétique de la machine asynchrone.

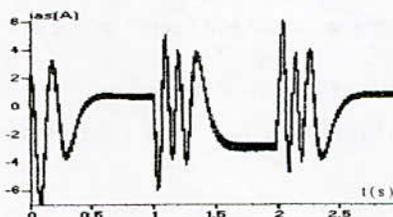


fig 4.d. Courant de la phase « a » de la machine asynchrone.

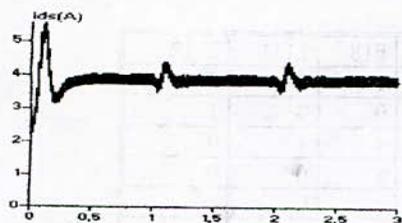


fig 4. e. Courant réel direct de la machine asynchrone.

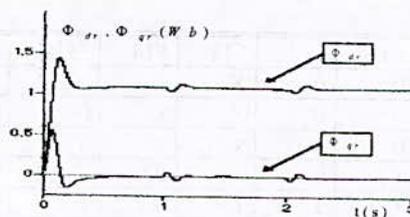


fig 4. g. Les flux réelles directe et quadratique de la machine asynchrone .

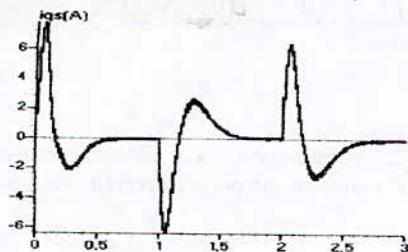


fig 4. f. Courant réel quadratique de la machine asynchrone.

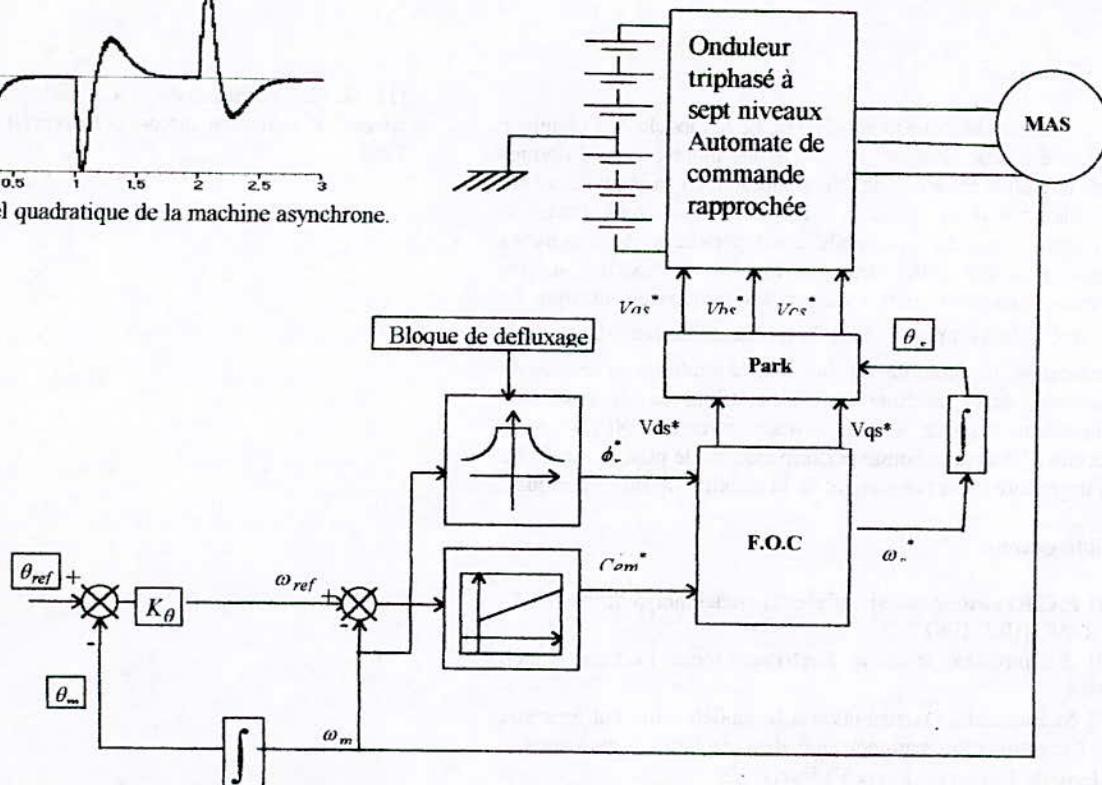


fig 3. schéma bloc de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée par l'onduleur à 7 niveaux à structure NPC.

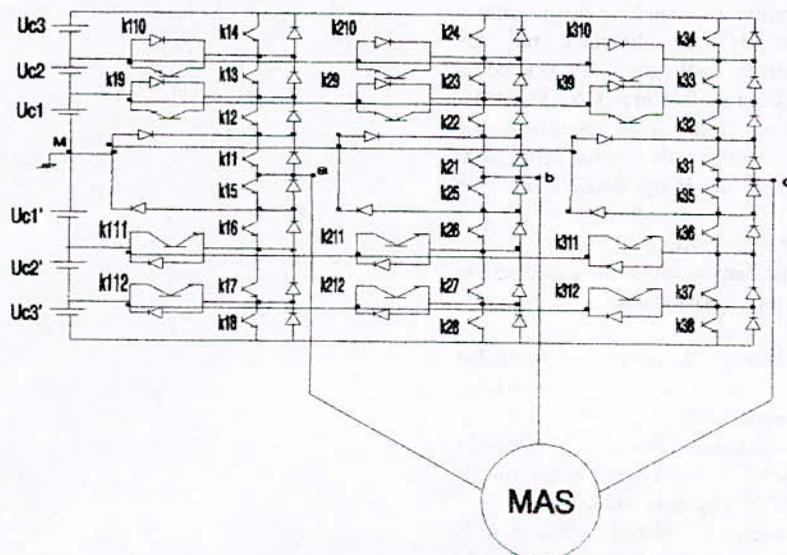


fig 4. Onduleur triphasé à sept niveaux.

| VAM | F11 | F12 | F13 | F14 | F110 | F19 | F15 | F16 | F17 | F18 | F111 | F112 |
|-------|-----|-----|-----|-----|------|-----|-----|-----|-----|-----|------|------|
| -3.uc | 0 | 0 | X | x | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| -2.uc | 0 | 0 | X | x | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| -uc | 0 | 0 | x | x | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | x | 1 | 0 |
| 0 | 1 | 0 | x | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | x | x | 0 | 0 |
| 2.uc | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | x | 0 | 0 |
| 3.uc | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| uc | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | x | x | 0 | 0 |

Tableau 1. Table d'excitation des interrupteurs du bras « 1 » de l'onduleur à 7 niveaux.

5. Conclusion :

Dans cet article nous avons développé le modèle de l'onduleur triphasé à sept niveaux et nous avons montré que ce dernier est une mise en série de trois onduleurs à trois niveaux (six onduleurs à deux niveaux). Ensuite, nous avons étudié la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses et nous avons constaté que cette stratégie fournit un spectre où les harmoniques sont centrés autour des fréquences multiple de $6.mf$. Ainsi on peut réduire la fréquence de modulation (m). finalement, la technique du flux orienté appliqué au réglage de position de la machine asynchrone triphasée alimentée par l'onduleur triphasé à sept niveaux structure NPC, nous permet d'avoir une bonne performance sur le plan de suivie de la trajectoire de la position, et de la stabilité du flux rotorique.

bibliographie :

- [1] P.C.Krause, Analysis of electric machinery, edition MAC-GRAW HILL 1987.
- [2] J.Chatelain, machine électrique, tome 1, edition dunod 1983.
- [3] M.Boussak, « contribution à la modélisation entrée sortie et l'identification paramétrique des machines à induction », Thèse de Doctorat, Paris VI, Paris 1989.
- [4] G.Seguir ; F.Labrique, les convertisseurs de l'électronique de puissance conversion continu-alternatif, tome 4, Tec & Doc lavoisier, 1989.
- [5] E.M.Berkouk, « contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentée par des convertisseurs directs et indirects, application aux gradateurs et onduleur multiniveaux », Thèse de Doctorat, CNAM 1995
- [6] AIT Gougam, « étude des stratégies de modulation de largeurs d'impulsion pour un onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone », Thèse de Magister, ENP Février 1992.
- [7] Y.B.Romdhane, E.M.Berkouk, G.Manesse, Etude comparative entre un onduleur deux et trois niveaux pour la conduite d'une machine asynchrone triphasée», EPE'94, SUISSE 1994.
- [8] E.M.Berkouk, Y.B.Romdhane, G.Manesse, « Knowledge and control models for three-level voltage inverters » IMACS'95, Allemagne 1995.
- [9] E.M.Berkouk, Y.B.Romdhane, G.Manesse, « PWM strategies to control three-level inverter. Application to the induction motors drive », EPE'95, Espagne 1995.
- [10] A.Faidalah, « Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrone » Thèse de doctorat de l'INPL, France, Fev 1995.

[11] A.M. Trznadlowski, « The field orientation principle in control of induction motors » University of Nevada, Reno 1994.

**ON INDUCTION MACHINE VELOCITY AND ROTOR-INVERSE
TIME CONSTANT ESTIMATION: THEORY AND IMPLEMENTATION**

**R. Beguenane, A. Benchaib, A. Tayebi,
M. Tadjine, K. Hentabli and M.E.H. Benbouzid**

*Laboratoire des Systèmes Automatiques, Université de Picardie - Jules Verne
7, Rue du Moulin Neuf - 80000 Amiens, FRANCE
Tel. (33) 3 22 82 76 80 - Fax (33) 3 22 82 76 82 - E-mail: beguenan@lsa.u-picardie.fr*

Abstract: This paper deals with simultaneous estimation of induction motor speed and its rotor-inverse time constant. The proposed algorithm is based on the model reference adaptive system theory (MRAS) which accurately identifies both speed and rotor-inverse time constant for sensorless induction machine drives purpose. The simulation results seems to be very satisfactory for a large wide of supply frequency and torque load.

Keywords: Induction machine, Model Reference Adaptive System, Speed, Rotor-inverse time constant, Adaptation law.

Résumé: L'objectif de ce papier est l'identification simultanée de la vitesse et de l'inverse de la constante de temps rotorique de la machine asynchrone. L'algorithme proposé est basé sur la théorie du modèle de référence adaptatif qui permet d'identifier précisément la vitesse et l'inverse de la constante de temps du rotor en vue d'une commande sans capteur mécanique des machines asynchrones. Les résultats de simulation sont satisfaisantes sur une large gamme de fréquence statorique et de couple de charge.

Mots-clés: Machine asynchrone, Vitesse, Inverse de la constante de temps rotorique, Modèle de référence adaptatif, Loi d'adaptation.

ON INDUCTION MACHINE VELOCITY AND ROTOR-INVERSE TIME CONSTANT ESTIMATION: THEORY AND IMPLEMENTATION

R. Beguenane, A. Benchaib, A. Tayebi,
M. Tadjine, K. Hentabli and M.E.H. Benbouzid

Laboratoire des Systèmes Automatiques, Université de Picardie - Jules Verne
7, Rue du Moulin Neuf - 80000 Amiens, FRANCE
Tel. (33) 3 22 82 76 80 - Fax (33) 3 22 82 76 82 - E-mail: beguenan@lsa.u-picardie.fr

Abstract: This paper deals with simultaneous estimation of induction motor speed and its rotor-inverse time constant. The proposed algorithm is based on the model reference adaptive system theory (MRAS) which accurately identifies both speed and rotor-inverse time constant for sensorless induction machine drives purpose. The simulation results seems to be very satisfactory for a large wide of supply frequency and torque load.

Keywords: Induction machine, Model Reference Adaptive System, Speed, Rotor-inverse time constant, Adaptation law.

1. INTRODUCTION

Actually, adjustable speed ac drives are widely used due to the development of power electronics and modern control technology; such as vector control which represents a high performance control technique for induction motors. It needs speed sensor to obtain the rotor speed, such as tacho generator and pulse encoder. However, the use of speed sensor is expensive, complicate and noise sensitive.

Active researches are carried on for sensorless-speed vector control techniques such as estimators or observers of rotor speed from the induction motor stator voltage and current. However, most of the proposed sensorless-speed vector control methods have a major drawback which is the rotor resistance and inductance variations due to both rotor and stator thermal increase and magnetic saturation. This drawback causes an estimation error of the motor speed. Simultaneous estimation of the speed and the rotor-inverse time constant is then required.

In last years, various schemes based on the MRAS technique and Popov hyperstability criterion have been proposed to estimate induction motor speed or its rotor

resistance or both of them [1-9]. In this paper a MRAS-based rotor flux observer together with a self tuning estimator for the rotor speed and rotor-inverse time constant is proposed. The stability of the MRAS observer in closed-loop with the adaptation algorithms is proved using Lyapunov method.

2. INDUCTION MOTOR DYNAMIC MODELING

The electromagnetic behaviour of an induction motor in the d-q rotating frame which rotates at ω_0 can be expressed as follows:

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \sigma L_s s & -\sigma L_s \omega_0 & \frac{M}{L_r} s & -\frac{M}{L_r} \omega_0 \\ \sigma L_s \omega_0 & R_s + \sigma L_s s & \frac{M}{L_r} \omega_0 & \frac{M}{L_r} s \\ -M\beta_r & 0 & \beta_r + s & -(\omega_0 - \omega_r) \\ 0 & -M\beta_r & \omega_0 - \omega_r & \beta_r + s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

where:

s time derivative operator,
 R_s, R_r stator and rotor resistance,

- L_s, L_r stator and rotor inductance,
- M mutual inductance,
- σ leakage coefficient, $\sigma = 1 - M^2 / (L_s \cdot L_r)$,
- ω_r electrical rotor speed (rad/s),
- β_r rotor-inverse time constant, $\beta_r = R_r / L_r$,
- $[v_{sd} \ v_{sq}]$ stator voltage vector,
- $[i_{sd} \ i_{sq}]$ stator current vector,
- $[\lambda_{rd} \ \lambda_{rq}]$ rotor flux vector.

Equation (1) can be rearranged, in the case of a stationary frame ($\omega_0 = 0$), yielding to the following reduced equations:

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{dr} \\ \dot{\lambda}_{qr} \end{bmatrix} = \frac{L_r}{M} \cdot \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} - (R_s + \sigma L_s \cdot s) \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{dr} \\ \dot{\lambda}_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\beta_r & -\omega_r \\ \omega_r & -\beta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} + M \cdot \beta_r \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (3)$$

where $\dot{\lambda} \equiv s\lambda$.

The MRAS is one of several methods of sensorless vector control. The rotor flux observer depicted in (2) may be regarded as a reference model of the induction motor, because such equation does not involve the quantities β_r and ω_r . However, these quantities appear in (3) which may be viewed as an adjustable model for rotor flux observer. An adaptation algorithm is designed in order to coincides outputs of (2) and (3) leading to simultaneously rotor speed (ω_r) and rotor-inverse time constant (β_r) estimations.

3. ROTOR SPEED AND INVERSE CONSTANT TIME ESTIMATIONS

In the sequel we present an adaptive algorithms based on Lyapunov method.

Using equations (2) and (3) leads to the following state representation

$$\dot{\varepsilon} = A \cdot \varepsilon - W \quad (4)$$

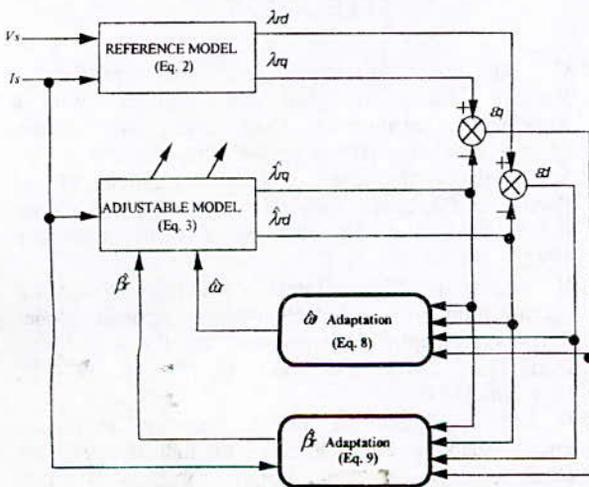


Fig 1. MRAS scheme for β_r and ω_r identification

where the error vector ε , A and W are given by

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_{dr} \\ \varepsilon_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{dr} - \hat{\lambda}_{dr} \\ \lambda_{qr} - \hat{\lambda}_{qr} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\beta_r & -\omega_r \\ \omega_r & -\beta_r \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$W = \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{dr} - M i_{ds} & \hat{\lambda}_{qr} \\ \hat{\lambda}_{qr} - M i_{qs} & -\hat{\lambda}_{dr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\beta}_r \\ \bar{\omega}_r \end{bmatrix} \quad (7)$$

with $\bar{\beta}_r = \beta_r - \hat{\beta}_r$ and $\bar{\omega}_r = \omega_r - \hat{\omega}_r$; where $(\hat{*})$ and $(\bar{*})$ denote respectively the estimated and the error variables.

The following proposition can be stated.

Proposition. Consider system (4) with the following adaptation laws

$$\dot{\hat{\omega}}_r(t) = K_{i1} \cdot \int_0^t (\varepsilon_{dr} \cdot \hat{\lambda}_{qr} - \varepsilon_{qr} \cdot \hat{\lambda}_{dr}) \cdot dt + \hat{\omega}_r(0) \quad (8)$$

$$\dot{\hat{\beta}}_r(t) = -K_{i2} \cdot \int_0^t [\varepsilon_{dr} \cdot (\hat{\lambda}_{dr} - M \cdot i_{ds}) + \varepsilon_{qr} \cdot (\hat{\lambda}_{qr} - M \cdot i_{qs})] dt + \hat{\beta}_r(0) \quad (9)$$

Then, the equilibrium point $(\varepsilon_{dr}, \varepsilon_{qr}, \bar{\omega}_r, \bar{\beta}_r) = (0, 0, 0, 0)$ is globally asymptotically stable provided that

$$i_{ds} \cdot \hat{\lambda}_{dr} + i_{qr} \cdot \hat{\lambda}_{qr} \neq (\hat{\lambda}_{dr}^2 + \hat{\lambda}_{qr}^2) / M \quad (10)$$

Proof. Let us take the following Lyapunov function

$$V = \frac{1}{2} \varepsilon^T \cdot \varepsilon + \frac{1}{2 \cdot K_{i1}} \bar{\omega}^2 + \frac{1}{2 \cdot K_{i2}} \bar{\beta}^2 \quad (11)$$

whose time derivative, in the case of slow variations of both rotor speed and inverse time constant ($\dot{\omega}_r = \dot{\beta}_r = 0$), is given by

$$\dot{V} = \frac{1}{2} (\varepsilon^T \cdot \dot{\varepsilon} + \dot{\varepsilon}^T \cdot \varepsilon) - \frac{1}{K_{i1}} \cdot \dot{\omega}_r \cdot \bar{\omega} - \frac{1}{K_{i2}} \cdot \dot{\beta}_r \cdot \bar{\beta}_r \quad (12)$$

substituting (4) into (12) leads to

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \varepsilon^T (A + A^T) \varepsilon - \varepsilon^T W - \left(\frac{1}{K_{i1}} \dot{\omega}_r \bar{\omega} + \frac{1}{K_{i2}} \dot{\beta}_r \bar{\beta}_r \right) \quad (13)$$

Since $A + A^T$ is definite negative, it is sufficient to cancel the second and the third terms in (13) such as

$$\varepsilon^T W = -\frac{1}{K_{i1}} \cdot \dot{\omega}_r \cdot \bar{\omega}_r - \frac{1}{K_{i2}} \cdot \dot{\beta}_r \cdot \bar{\beta}_r \quad (14)$$

from which are derived the two adaptation algorithms (8) and (9). This yields to a negative definite Lyapunov time derivative function as $\dot{V} = \varepsilon^T (A + A^T) \varepsilon$.

This fact implies that the Lyapunov function V is always decreasing and converges to a finite positive value when t tends to infinity. Hence, \dot{V} tends to zero implying directly the convergence of the rotor flux errors to zero. Using Lasalle theorem, the speed and rotor-inverse time constant estimation errors converge to the largest invariant domain defined by $\dot{V} = 0$. This domain can be determined by vanishing ε and $\dot{\varepsilon}$ in (4) leading immediately to $W = 0$. Indeed, one can easily conclude that $\bar{\beta}_r$ and $\bar{\omega}_r$ converge to zero whenever the matrix defined in (7) is nonsingular. This fact leads to the condition (10) and the proof is achieved. \square

Remark. It is worth noticing that the adaptation algorithms based on Popov hyperstability use the following proportional and integral formulas

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r(t) &= K_{p1} \cdot (\varepsilon_{dr} \cdot \hat{\lambda}_{qr} - \varepsilon_{qr} \cdot \hat{\lambda}_{dr}) \\ &+ K_{i1} \cdot \int_0^t (\varepsilon_{dr} \cdot \hat{\lambda}_{qr} - \varepsilon_{qr} \cdot \hat{\lambda}_{dr}) \cdot dt + \hat{\omega}_r(0) \\ \hat{\beta}_r(t) &= -K_{p2} \cdot [\varepsilon_{dr} \cdot (\hat{\lambda}_{dr} - M \cdot i_{ds}) + \varepsilon_{qr} \cdot (\hat{\lambda}_{qr} - M \cdot i_{qs})] \\ &- K_{i2} \cdot \int_0^t [\varepsilon_{dr} \cdot (\hat{\lambda}_{dr} - M \cdot i_{ds}) + \varepsilon_{qr} \cdot (\hat{\lambda}_{qr} - M \cdot i_{qs})] dt + \hat{\beta}_r(0) \end{aligned}$$

However, simulation results have shown that with the above algorithms no-improvement was obtained compared to our adaptation laws (8), (9).

4. SIMULATION RESULTS

In this section we present simulation results to highlight the effectiveness of the proposed algorithms.

The mathematical model of the motor used in the simulations is represented by (1) as well as the following mechanical equation:

$$\dot{\omega}_r = \frac{3 P^2 M}{2 J L_r} \cdot (i_{sd} \cdot \lambda_{rq} - i_{sq} \cdot \lambda_{rd}) - \frac{f}{J} \cdot \omega_r - \frac{P}{J} \cdot T_l$$

where P is the pole pairs number, J the total inertia, f the viscous friction coefficient and T_l the torque load. The motor parameters used in the simulations are listed in the appendix.

The speed and rotor-inverse time constant estimations are simulated using equations (2), (3), (8) and (9) with high adaptation gains ($K_{i1} = K_{i2} = 2 \cdot 10^6$).

Figure 2 shows a good convergence of β_r and ω_r at nominal input frequency, even in the case of a load torque stepwise. Simulations have been performed for different input frequency; even for zero-frequency as illustrated by Fig. 3.

The influence of thermal alteration is also simulated by varying actual rotor-inverse time constant β_r according to the following equation

$$\beta_r = \beta_{r0} + (1 - e^{-1.2t})$$

where $\beta_{r0} = 9.25 \text{ s}^{-1}$ is the nominal inverse rotor time constant. Figure 4 shows a good convergence of both β_r and ω_r estimations at nominal supply frequency and for no-loaded machine. The influence of a load torque is illustrated by Fig. 5 where a load torque stepwise is well tracked through speed estimation and with a light change in β_r estimation.

5. CONCLUSION

Accurate identification of the induction motor speed and rotor-inverse time constant is important for high-performance vector controllers. This work is then a contribution to simultaneous estimation of speed and rotor-inverse time constant using the MRAS technique. Simulation results show that the proposed identification algorithm is well suitable for induction motor vector control applications requiring high-performance torque control.

APPENDIX Machine parameters

| | |
|-------------|-------------------------|
| Rated power | 4 kW |
| Rated speed | 1440 rpm |
| P | 2 |
| R_s | 1.15 Ω |
| R_r | 1.44 Ω |
| M | 0.143 H |
| $L_r = L_s$ | 0.156 H |
| β_r | 9.23 s |
| J | 0.013 km.m ² |
| f | 0.002 Nm.s/rad |

REFERENCES

- [1] C. Schauder, "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors Without Rotational Transducers," *Conf. Rec. IAS Annual Meeting*, San Diego (USA), pp. 493-499, 1989.
- [2] S.M. Islam, "Improved Speed Regulation of an Excitation Controlled Induction Motor," *IEEE Trans. Indus. Appl.*, Vol. 28, N°3, pp. 694-701, May-June 1992.
- [3] H. Sugimoto and S. Tamai, "Secondary Resistance Identification of an Induction-Motor Applied Model Reference Adaptive System and Its Characteristics," *IEEE Trans. Indus. Appl.*, Vol. 23, N°2, pp. 296-303, May-June 1987.
- [4] H. Kubota, K. Matsuse and T. Nakano, "DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor," *IEEE Trans. Indus. Appl.*, Vol. 29, N°2, pp. 344-348, March-April 1993.

- [5] H. Kubota and K. Matsuse, "Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation" *IEEE Trans. Indus. Appl.*, Vol. 30, N°5, pp. 1219-1224, September-October 1994.
- [6] G. Yang and T.H. Chin, "Adaptive Speed Identification Scheme for Vector Controlled Speed Sensor-less Inverter Induction Motor Drive," *Conf. Rec. IAS Annual Meeting*, pp. 404-408, 1991.
- [7] K. Ohnishi, Y. Ueda and K. Miyashi, "Model Reference Adaptive System Against Rotor Resistance Variation in Induction Motor," *IEEE Trans. Indus. Elect.*, Vol. 29, N°3, pp. 217-223, August 1986.
- [8] R. Krishnan and A.S. Bharadwaj, "A Review of Parameter Sensitivity and Adaptation in Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive Systems," *IEEE Trans. Power Elect.*, Vol. 6, N°4, pp. 695-703, October 1991.
- [9] R. Marino, S. Peresada and P. Valigi, "Adaptive Input-Output Linearizing Control of Induction Motors", *IEEE Trans. Aut. Cont.*, Vol. 38, N°2, pp. 208-221, February 1993.

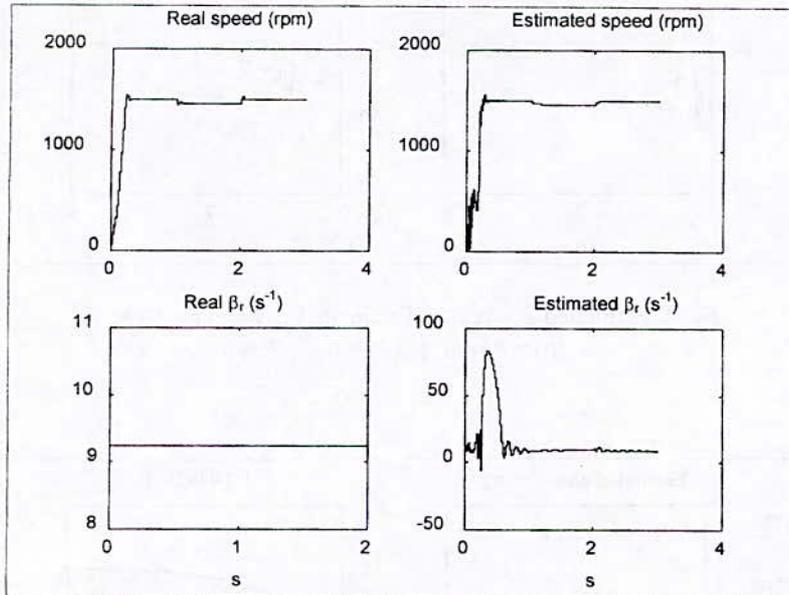


Fig 2. Real and Estimated ω_r and β_r , when $f = 50$ Hz,
 $\hat{\omega}_r(0) = 0$ rpm, $\hat{\beta}_r(0) = 0$ s⁻¹,
 ($T_r = T_n$ between 0.5 s and 1.2 s, otherwise $T_r = 0$).

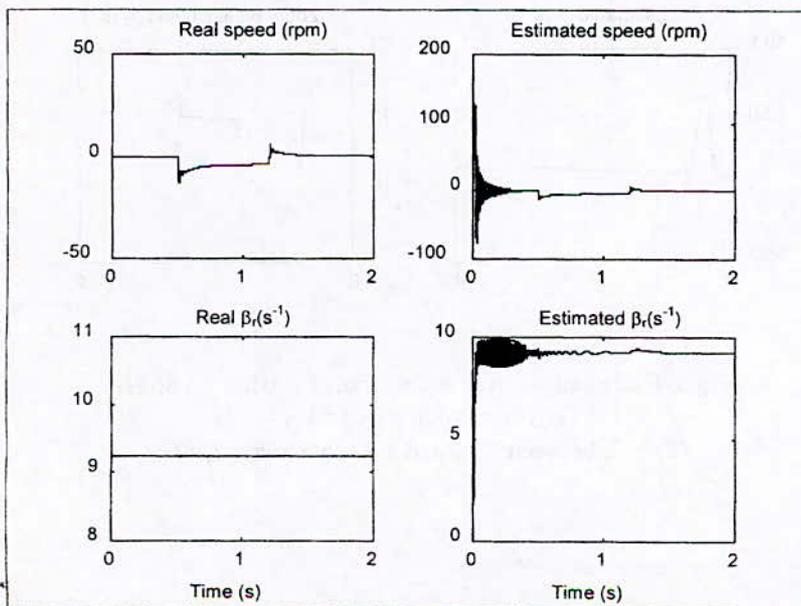


Fig 3. Real and Estimated ω_r and β_r , when $f = 0$ Hz,
 $\hat{\omega}_r(0) = 200$ rpm, $\hat{\beta}_r(0) = 0$ s⁻¹.
 ($T_r = T_n$ between 0.5 s and 1.2 s, otherwise $T_r = 0$).

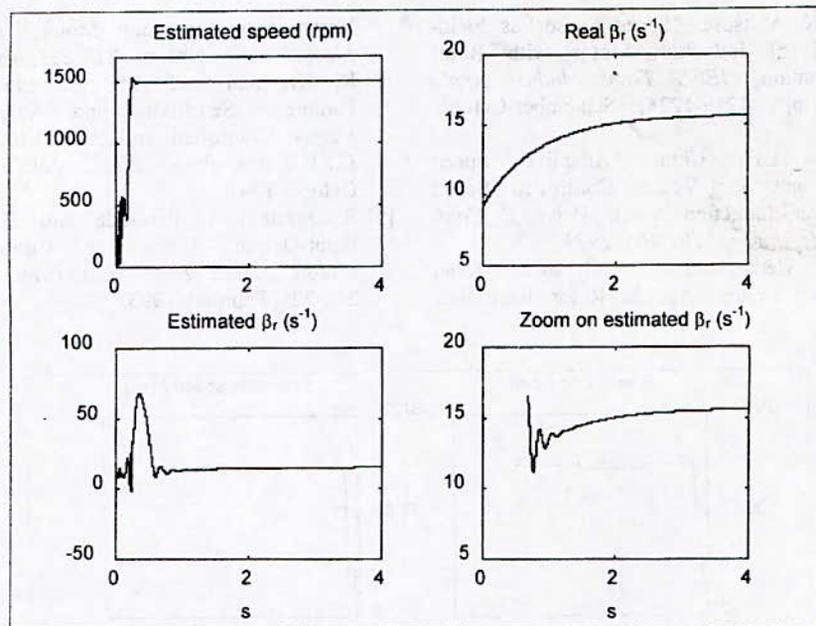


Fig 4. Estimated ω_r - real and estimated β_r , when $f = 50$ Hz,
 $\hat{\omega}_r(0) = 0$ rpm, $\hat{\beta}_r(0) = 0$ s $^{-1}$, $T_r = 0$.

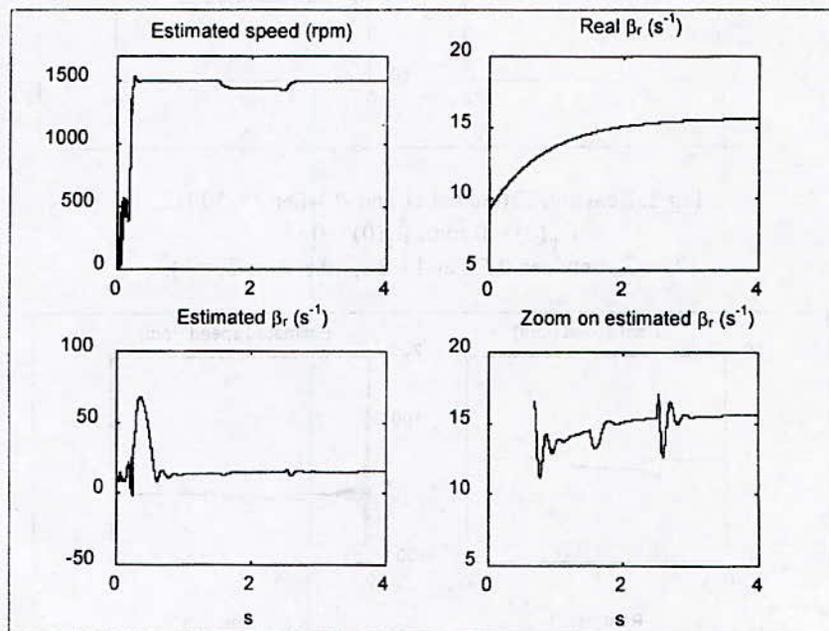


Fig 5. Estimated ω_r - real and estimated β_r , when $f = 50$ Hz,
 $\hat{\omega}_r(0) = 0$ rpm, $\hat{\beta}_r(0) = 0$ s $^{-1}$
 $(T_r = T_n$ between 1.5 s and 2.5 s, otherwise $T_r = 0$).

Commande Adaptative Décentralisée des Robots Manipulateurs en Utilisant les Réseaux de Neurones Artificiels: Etude Comparative

D. BOUKHETALA, O. BOUHALI, F. BOUDJEMA et N.K. M' SIRDJ*

DER de Génie Electrique et Informatique
Ecole Nationale Polytechnique

10, Avenue Hassen Badi, Bp.184, El-Harrach, Algiers, Algeria

Tél: (213) 02 52 53 01; Fax: (213) 02 52 29 73.

* Laboratoire de Robotique de Paris U.V.S.Q. 10-12 Av. de l'Europe, Velizy, 78 140, France

خلاصة : نقترح في هذا البحث طريقتين للتحكم الآلي التلاؤمي ذي البنية اللامركزية للأذرع الآلية. في كلتا الحالتين، تم إستعمال الشبكات العصبونية الإصطناعية من أجل تحسين نتائج طريقة العزم المحسوب المعروفة. في الحالة الأولى، الشبكات العصبونية إستعملت لتقييم النموذج العكسي للروبوت، بينما إستعملت في الحالة الثانية لتقييم نموذج المباشرة البينيتين المطورتين، تم تطبيقهما على ذراع آلية من نوع PUMA560 حيث من خلال نتائج المحاكات، تم تقييم ومقارنة فعالية الطريقتين، أثناء تغيرات محتملة في وسائط النموذج.

كلمات مفتاحية : تحكم تلاؤمي لامركزي، عزم محسوب، شبكات عصبونية إصطناعية، ذراع آلية.

ABSTRACT: In this paper, two decentralized adaptive control schemes have been developed for robotic manipulators. These approaches, which are based on Artificial Neural Networks (ANN), are an extension of the well-known computed torque method to the decentralized control structure. In the first one, the ANN is introduced to estimate the indirect model of the manipulator. On the other hand, and in the second approach the ANN are used to estimate the direct model.

In order to highlight the performance and the robustness of the proposed schemes, simulation results are obtained for trajectories tracking control of the PUMA560 manipulator robot.

KEY WORDS: Decentralized control, artificial neural networks, computed control, manipulator robot.

RESUME : Dans le présent papier, deux approches de commande adaptative à structure décentralisée sont développées pour les robots manipulateurs en utilisant les Réseaux de Neurones Artificiels (RNA). Les deux approches constituent une extension de la méthode du couple calculé au cas décentralisé en introduisant les RNA. Dans la première approche, Les RNA sont utilisées pour estimer le modèle indirect du robot, alors que dans la seconde méthode les RNA sont introduits pour l'estimation du modèle direct du manipulateur. Les deux schémas sont ensuite appliqués pour la commande en poursuite de trajectoire des trois premières articulations du robot PUMA 560. A travers les résultats de simulation obtenus et les tests de robustesse effectués, une étude comparative entre les deux méthodes proposées a été effectuée.

MOTS CLES: Commande adaptative décentralisée, couple calculé, réseaux de neurones artificiels, robot manipulateur.

Commande Adaptative Décentralisée des Robots Manipulateurs en Utilisant les Réseaux de Neurones Artificiels : Etude Comparative

D. BOUKHETALA, O. BOUHALI, F. BOUDJEMA & N.K. M^e SIRDJ^{*}

DER de Génie Electrique et Informatique
Ecole Nationale Polytechnique

10, Avenue Hassen Badi, Bp.184, El-Harrach, Algiers, Algeria

Tél: (213) 02 52 53 01; Fax: (213) 02 52 29 73.

^{*}Laboratoire de Robotique de Paris U.V.S.Q. 10-12 Av. de l'Europe, Velizy, 78 140, France

RESUME : Dans le présent papier, deux approches de commande adaptative à structure décentralisée sont développées pour les robots manipulateurs en utilisant les Réseaux de Neurones Artificiels (RNA). Les deux approches constituent une extension de la méthode du couple calculé au cas décentralisé en introduisant les RNA. Dans la première approche, Les RNA sont utilisées pour estimer le modèle indirect du robot, alors que dans la seconde méthode les RNA sont introduits pour l'estimation du modèle direct du manipulateur. Les deux schémas sont ensuite appliqués pour la commande en poursuite de trajectoire des trois premières articulations du robot PUMA 560. A travers les résultats de simulation obtenus et les tests de robustesse effectués, une étude comparative entre les deux méthodes proposées a été effectuée.

MOTS CLES : Commande adaptative décentralisée, couple calculé, réseaux de neurones artificiels, robot manipulateur.

I. INTRODUCTION

La commande des robots manipulateurs constitue à l'heure actuelle l'une des principales préoccupations des chercheurs en robotique. Ces derniers se trouvent généralement, face à des difficultés d'élaborer des algorithmes de commande des robots afin qu'ils puissent exécuter des tâches précises et diversifiées.

En effet, la présence des couplages entre les articulations du robot complique la conception de la commande. Cette commande doit être choisie de façon compatible avec les caractéristiques et les phénomènes imprévisibles qui régissent leurs dynamiques. L'une des méthodes déjà utilisées est celle du couple calculé "computed torque". Cette méthode est basée sur la connaissance exacte du modèle dynamique du robot. Elle présente des faiblesses à cause des incertitudes structurées et non structurées des modèles. A cet effet, plusieurs

approches adaptatives ont été proposées pour maintenir les performances de poursuite en présence ces incertitudes structurées [1]-[4]. Malgré l'efficacité de la commande adaptative pour la compensation des incertitudes structurées, la compensation des incertitudes non structurées n'est pas garantie [1]. Ceci peut être assuré par les possibilités offertes par les RNA pour l'identification et la commande des systèmes dynamiques complexes [6]-[10].

La plus part des algorithmes de commande sont développés dans un contexte centralisé, dont l'information est traitée par une seule unité de commande nécessitant la mesure de tous les états ou les sorties du système. Cette structure rend généralement le calcul lent et complexe. Pour palier à cet inconvénient, les chercheurs se sont intéressés, lors des deux dernières décennies, à l'utilisation de la commande décentralisée [11]-[14]. Cette dernière consiste à décomposer le système en plusieurs sous systèmes interconnectés pouvant être géographiquement éloignés. Chaque sous système est commandé localement par une station de commande qui n'a accès qu'aux informations locales du sous système, permettant ainsi la simplification de l'implémentation des algorithmes par rapport aux lois de commandes centralisées.

Dans le présent travail, deux nouvelles approches de commande adaptative basées sur la combinaison des RNA et la méthode classique dite du couple calculé sont présentées. Dans la première technique les RNA sont utilisés pour estimer le modèle indirect du robot manipulateur, alors que dans la seconde les RNA sont utilisés pour l'estimation du modèle directe du robot. Les lois de commande sont ensuite générées à partir du modèle en utilisant la méthode du couple calculé. Les deux schémas sont appliqués pour la commande en poursuite de trajectoire du robot PUMA 560.

Les résultats de simulation ont été obtenus pour évaluer les performances des deux schémas. Une étude comparative a été également effectuée.

II. METHODE DU COUPLE CALCULE

Dans le domaine de la robotique, l'élaboration des modèles nécessite une étude approfondie et détaillée de la structure. Des efforts considérables ont été fournis pour l'obtention des modèles dynamiques des différents robots [2],[15]. Vu le caractère fortement non linéaire et le couplage existant, l'évaluation des paramètres est souvent difficile.

Le modèle dynamique d'un bras de robot manipulateur à n degrés de liberté est donné par :

$$\tau = M(\theta)\ddot{\theta} + h(\theta, \dot{\theta}) + G(\theta) \quad (1)$$

avec

τ (nx1) : Vecteur des forces et/ou des couples.

M (nxn) : Matrice d'inertie symétrique et définie positive.

h (nx1) : Vecteur des forces de coriolis et centripètes.

θ (nx1) : Vecteur des coordonnées généralisées des articulations.

$\dot{\theta}$ (nx1) : Vecteur des vitesses.

$\ddot{\theta}$ (nx1) : Vecteur des accélérations.

G (nx1) : Vecteur des forces de gravité.

l'expression de la loi de commande par la méthode du couple calculé est de la forme [1][2] :

$$\tau = \hat{M}(\theta)u + \hat{h}(\theta, \dot{\theta}) \quad (2)$$

$$u = \ddot{\theta}_d + k_p(\theta_d - \theta) + k_v(\dot{\theta}_d - \dot{\theta}) \quad (3)$$

$\hat{M}(\theta)$ et $\hat{h}(\theta)$ sont respectivement les estimées de $M(\theta)$ et $h(\theta)$. Ces estimations sont utilisées pour la compensation des non linéarités du robot manipulateur.

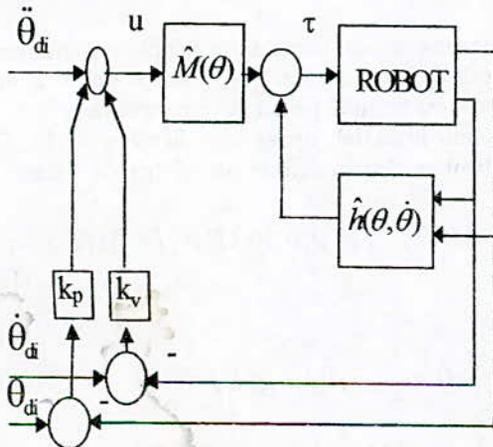


Figure 1. Commande par la méthode du couple calculé

θ_d désigne la position désirée, les matrices des gains k_p et k_v sont diagonales définies positives et choisies de manière à imposer une dynamique à l'erreur de poursuite des trajectoires désirées. On peut imposer au système un comportement en boucle fermée semblable à celui d'un système de second ordre ayant un amortissement ξ et une pulsation ω_0 . Ceci peut être réalisé en choisissant

$$k_v = 2\xi\omega_0 \quad \text{et} \quad k_p = \omega_0^2$$

donc

$$\ddot{e} + k_v\dot{e} + k_p e = \hat{M}^{-1}((M - \hat{M})\ddot{\theta} + h - \hat{h} + F) \quad (4)$$

F désigne les incertitudes non structurées.

Pour $F=0$, plusieurs schémas de commande adaptative ont été proposés [1][2] et l'algorithme de commande est asymptotiquement stable. Par contre, si les incertitudes non structurées ne sont pas négligeables, la stabilité de l'algorithme n'est pas garantie. Pour surmonter ce problème, il a été proposé dans [1] un schéma de commande basé sur la méthode du couple calculé utilisant deux réseaux de neurones RNA₁ et RNA₂ pour estimer respectivement les matrices d'inertie M et le terme $h+F$.

Dans la section suivante nous proposons une extension de cette méthode au cas décentralisé.

II.1. COMMANDE ADAPTATIVE DECENTRALISEE PAR RNA

Le robot est considéré comme un système interconnecté composé de n sous-systèmes dont chacun représente une articulation.

De l'équation (1), on peut écrire:

$$m_{ii}(\theta)\ddot{\theta}_i + d_i(\theta, \dot{\theta}, \ddot{\theta}) = \tau_i(t) \quad (5)$$

$$d_i(.) = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n m_{ij}(\theta)\ddot{\theta}_j + h_i(\theta, \dot{\theta}) + g_i(\theta) + F_i \quad (6)$$

$i=1, \dots, n$

d_i est un terme regroupant les interconnexions.

La structure du régulateur est la même que celle donnée par (2). Ainsi, pour chaque articulation on définit la loi de commande suivante:

$$\tau_i(t) = \hat{m}_{ii}u_i + \hat{d}_i \quad i=1, \dots, n \quad (7)$$

Ce régulateur est représenté par la figure 2. L'équation de l'erreur en boucle fermée de la $i^{\text{ème}}$ articulation est

$$\ddot{e}_i + k_{v_i} \dot{e}_i + k_{p_i} e_i = \hat{m}_{ii}^{-1} ((m_{ii} - \hat{m}_{ii}) \ddot{\theta}_i + d_i - \hat{d}_i) \quad i=1, \dots, n \quad (8)$$

Pour l'estimation de m_{ii} et d_i deux RNA sont synthétisés. Les poids de ces réseaux sont ajustés à chaque instant par un algorithme d'adaptation paramétrique (AAP) utilisant la rétropropagation de l'erreur filtrée [1],[12].

Pour le robot en question, ces réseaux utilisés sont à trois couches ; une couche d'entrée, une couche cachée et une couche de sortie (fig.3). Les entrées de RNA_1^i et RNA_2^i sont respectivement $X_1^i = \theta_i$ et $X_2^i = [\theta_i, \dot{\theta}_i]$, les sorties sont données par les équations suivantes :

$$\hat{m}_{ii} = W_1^{iT} \sigma(V_1^i \theta_i) \quad (9)$$

$$\hat{d}_i = W_2^{iT} \sigma(V_2^{iT} [\theta_i, \dot{\theta}_i]^T) \quad (10)$$

ou $\sigma(\cdot)$ est la fonction d'activation des neurones de la couche cachée ($\sigma(x) = \tanh(x)$), notons que, la fonction d'activation de la couche d'entrée et celle de la couche de sortie sont choisies linéaires.

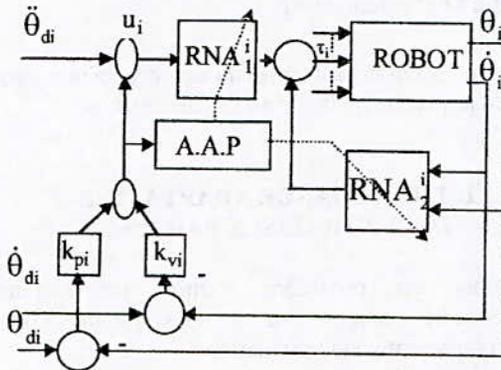


Figure 2. Commande adaptative décentralisée par RNA de la $i^{\text{ème}}$ articulation

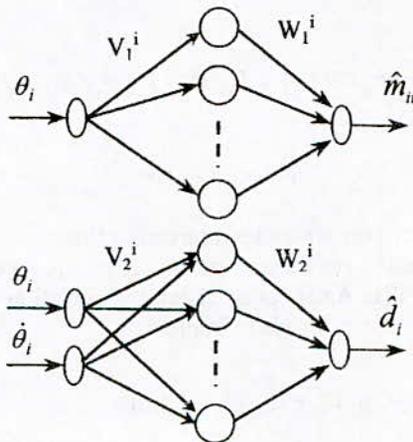


Figure 3 Structure des RNA

II.1.1. Algorithme d'apprentissage des réseaux

L'entraînement des poids des RNA est effectué par la rétropropagation de l'erreur filtrée r_i définie par :

$$r_i(t) = \omega_{p_i} (\theta_{d_i} - \theta_i) + \omega_{v_i} (\dot{\theta}_{d_i} - \dot{\theta}_i) \quad (11)$$

ω_{p_i} et ω_{v_i} sont respectivement les pondérations de l'erreur et la variation de l'erreur.

Les poids de la couche de sortie du réseau RNA_1^i ($i=1,2$ et $i=1, \dots, n$) sont adaptés suivant l'expression :

$$\Delta W_1^i = \mu_1^i \delta_1^i \sigma'(V_1^{iT} X_1^i) \quad (12)$$

où $X_1^i = \theta_i$, $X_2^i = [\theta_i, \dot{\theta}_i]^T$ sont respectivement les vecteurs d'entrée de RNA_1^i et RNA_2^i .

$$\begin{aligned} \delta_1^i &= u_i r_i(t) \\ \delta_2^i &= r_i(t) \end{aligned} \quad (13)$$

Les poids de la couche cachée sont adaptés par :

$$\Delta V_1^i = \mu_1^i X_1^i \left(\sigma'(V_1^{iT} X_1^i) W_1^i \delta_1^i \right)^T \quad (14)$$

$$\mu_1^i = \frac{\alpha}{1 + \|J_1^i\|^2} \quad (15)$$

avec $J_1^i = u_i \frac{\partial \hat{m}_{ii}}{\partial Z_1^i}$, $J_2^i = \frac{\partial \hat{d}_i}{\partial Z_2^i}$ et $Z_i^i = [V_1^i, W_1^i]^T$.

α est un gain positif inférieur à un.

II.2 COMMANDE ADAPTATIVE INDIRECTE DECENTRALISEE

Le problème de la commande adaptative indirecte décentralisée, en utilisant les réseaux de neurones artificiels, est formulé de la manière suivante :

Etant donné le modèle dynamique du robot (éq. 1) ; En multipliant les deux membres par $M^{-1}(q)$, on obtient :

$$\ddot{\theta} = -M(\theta)^{-1} [h(\theta, \dot{\theta}) + G(\theta)] + M(\theta)^{-1} \tau \quad (16)$$

d'où

$$\ddot{\theta} = f(\theta, \dot{\theta}) + g(\theta) \tau \quad (17)$$

$$f(\theta, \dot{\theta}) = -M(\theta)^{-1} [h(\theta, \dot{\theta}) + G(\theta)]$$

$$g(\theta) = M(\theta)^{-1}$$

dans un contexte décentralisé, l'équation (17) devient :

$$\ddot{\theta}_i = f_i(\theta_i, \dot{\theta}_i) + g_i(\theta_i) \tau_i + \varepsilon_i(t), i=1, \dots, n \quad (18)$$

où n est le nombre d'articulation.

$\varepsilon_i(t)$ un terme caractérisant les perturbations, les erreurs de modélisations et l'effet des interconnexions.

L'objectif est de générer une loi de commande locale basée sur l'équation (18) en utilisant les estimées des fonctions f_i et g_i . La synthèse de la commande s'effectue, donc, en deux étapes : Identification et commande.

A. Etape d'identification

De l'équation (17) on peut écrire

$$\ddot{\theta}_i = \hat{f}_i(\theta_i, \dot{\theta}_i) + \hat{g}_i(\theta_i) \tau_i \quad (19)$$

$\hat{f}_i(.)$ et $\hat{g}_i(.)$ sont respectivement les estimées de $f_i(.)$ et $g_i(.)$, générées respectivement par deux réseaux RNA₁ⁱ et RNA₂ⁱ, dont les poids sont ajustés à chaque instant de temps par un algorithme d'adaptation paramétrique (AAP) [14][16] utilisant la rétropropagation de l'erreur pondérée [12].

B. Etape de commande

La loi de commande appliquée à chaque articulation i basée sur la méthode du couple calculé [1], [2], est donnée par

$$\tau_i = \frac{u_i - \hat{f}_i(.)}{\hat{g}_i(.)} \quad (20)$$

$$u_i = \ddot{\theta}_{d_i} + 2\lambda_i \dot{e}_i + \lambda_i^2 e_i$$

où $\hat{f}_i(.)$ et $\hat{g}_i(.)$ sont générées par les RNA suscités suivant les expressions :

$$\hat{f}_i = W_2^{iT} \sigma(V_2^{iT} [\theta_i, \dot{\theta}_i]^T) \quad (21)$$

$$\hat{g}_i = W_1^{iT} \sigma(V_1^i \theta_i) \quad (22)$$

Les topologies des RNA utilisés sont illustrées par la figure 4 chaque réseau est constitué de trois couches, une couche d'entrée, une couche cachée et une couche de sortie. Les entrées de RNA₁ⁱ et RNA₂ⁱ sont respectivement $X_1^i = [\theta_i, \dot{\theta}_i]$ et $X_2^i = \theta_i$. $\sigma(.)$ est la fonction d'activation des neurones de la couche cachée ($\sigma(x) = \tanh(x)$), notons que, la fonction d'activation de la couche d'entrée et celle de la couche de sortie sont choisies linéaires.

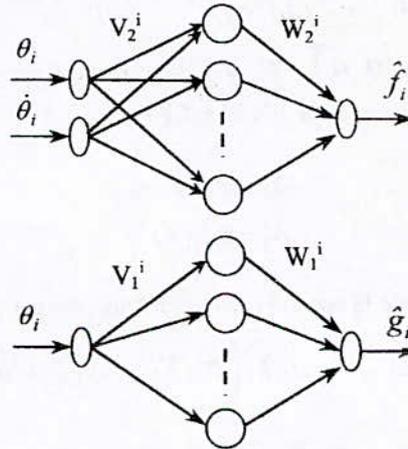


Figure 4. Structure des RNA

Le schéma suivant illustre l'algorithme de commande utilisé (figure 5).

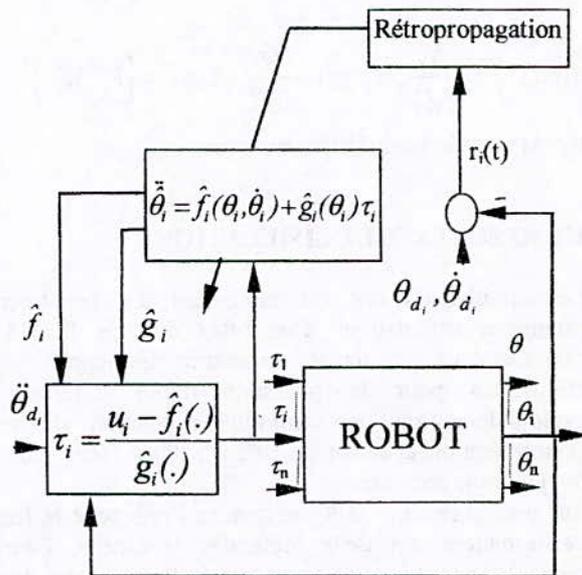


Figure 5. Principe de la Commande Adaptative Indirecte Décentralisée par RNA

II.2.1 Algorithme d'adaptation des réseaux de neurones

L'entraînement des poids des RNA est effectué par la rétropropagation de l'erreur pondérée $r_i(t)$ définie par :

$$r_i(t) = \omega_{pi} (\theta_{d_i} - \theta_i) + \omega_{vi} (\dot{\theta}_{d_i} - \dot{\theta}_i) \quad (23)$$

ω_{pi} et ω_{vi} sont respectivement les pondérations de l'erreur et la variation de l'erreur.

Les poids de la couche de sortie du réseau RNA₁ⁱ ($i=1,2$ et $i=1, \dots, n$) sont adaptés par :

$$\Delta W_1^i = -\mu_1^i \delta_1^i \sigma(V_1^{iT} X_1^i) \quad (24)$$

où $X_1^i = [\theta_i, \dot{\theta}_i]^T$, $X_2^i = \theta_i$ sont respectivement les vecteurs d'entrée de RNA₁ⁱ et RNA₂ⁱ.

$$\begin{aligned} \delta_1^i &= r_i(t) \\ \delta_2^i &= \tau_i r_i(t) \end{aligned} \quad (25)$$

Les poids de la couche cachée sont adaptés par :

$$\Delta V_1^i = -\mu_1^i X_1^i \left(\sigma'(V_1^{iT} X_1^i) W_1^i \delta_1^i \right)^T \quad (26)$$

$$\mu_1^i = \frac{\alpha_1^i}{1 + \|J_1^i\|^2} \quad (27)$$

avec $J_1^i = \frac{\partial \hat{f}_1^i}{\partial Z_1^i}$, $J_2^i = \tau_i \frac{\partial \hat{g}_1^i}{\partial Z_1^i}$ et $Z_1^i = [V_1^i, W_1^i]^T$.

α_1^i est un gain positif inférieur à un.

III. RESULTATS DE SIMULATION

Les simulations ont été effectuées sur les trois premières articulations d'un robot de type PUMA 560. Les deux schémas de commande développés ont été testés pour la poursuite d'une trajectoire cycloïdale assurant une continuité en position, vitesse et accélération et allant de $[0^\circ, 0^\circ, 0^\circ]$ à $[60^\circ, -60^\circ, 60^\circ]$ en trois seconde.

Sur les figures 6, 7 et 8, on montre l'efficacité et les performances des deux méthodes proposées. Pour tester la robustesse et la capacité d'adaptation des deux schémas, face aux variations paramétriques, une variation de 100% de tous les paramètres a été effectuée ainsi qu'une variation de charge de 10 kg au milieu du parcours. Les résultats sont présentés sur les figures 9, 10 et 11.

Cependant, Vu le caractère fortement non linéaire du bras manipulateur, il est difficile de faire un choix optimal des paramètres des deux structures de commande, ce qui ne permet pas une comparaison objective des deux approches, d'une part, et d'autre part, il a été montré dans [17] que la trajectoire imposée précédemment ne permet pas une véritable évaluation des performances de chaque schéma de commande, car elle n'excite pas toutes les dynamiques de bras manipulateur. Ainsi, il a été proposé une trajectoire standard, dite de Leahvy pour le test des performances, celle ci consiste au passage de la position $[-50^\circ, -135^\circ, 135^\circ]$ à la position $[45^\circ, -85^\circ, 30^\circ]$ en 1.5 seconde. Une manière de comparer les performances des deux techniques de commande, serait d'opposer les résultats de chaque commande

pour cette dernière trajectoire avec ceux obtenues pour la précédente, tout cela en gardant les mêmes paramètres pour les deux structures de commande.

Les figures 12, 13 et 14 montrent les résultats obtenus pour la commande en poursuite de la trajectoire de Leahvy. Les figures 15, 16 et 17 montrent les résultats obtenus pour le même test de perturbation utilisé ci dessus.

Paramètres des contrôleurs :

A/ Premier schéma de commande

Les poids des RNA sont initialisés entre -0.5 et 0.5. Les valeurs des pondérations des erreurs pondérées sont (Seraji, 1989) :

$\omega_{p1}=30, \omega_{p2}=40, \omega_{p3}=12, \omega_{v1}=20, \omega_{v2}=20, \omega_{v3}=4$

Les paramètres du PD sont $K_{pi}=400, k_{vi}=40$ ($i=1,2$ et 3). $\alpha=0.5$.

B/ Deuxième schéma de commande

Les poids des RNA sont initialisées entre -0.1 et 0.1.

Les valeurs des pondérations des erreurs sont :

$\omega_{p1}=3, \omega_{p2}=6, \omega_{p3}=6, \omega_{v1}=2, \omega_{v2}=5, \omega_{v3}=2$.

$K_{pi}=400, k_{vi}=40$ ($i=1,2$ et 3), et $\alpha_1^i=0.6, 0.6, 0.6$ et $\alpha_2^i=0.01, 0.0005, 0.01$ ($i=1,2$ et 3).

IV. CONCLUSION

Dans cet article, nous avons présenté deux techniques de commande adaptative décentralisée par RNA. Les résultats de simulations obtenus montrent la robustesse de ces deux schémas de commande vis à vis des brusques variations de la charge et à tous les paramètres.

Ces deux techniques sont basées sur l'identification du système à commander par un modèle neuronale décentralisé. En effet, elles présentent un double intérêt. Ainsi, la décentralisation de la commande permettant de réduire considérablement le calcul de celle ci. Par ailleurs, nous avons également constaté que, l'utilisation des RNA permet l'augmentation considérable de la robustesse de la commande en éliminant les défauts des méthodes classiques.

V. REFERENCES

- [1] M. Saad, L. A. Dessait, P. Bigras and K. El-haddad, "Adaptive versus neural network Control : Application to Robotics," Int. J. of Adaptive Cont. And Sign. Processing, Vol. 8, pp 223-236, 1994.
- [2] J. J. Slotine and W. Li, "Adaptive Manipulator Control : A case study," IEEE Trans. Aut. Contr., Vol.33, No. 11, pp. 995-1002, Nov. 1988.
- [3] K. J. Aström, B. Wittenmark *Adaptive Control*, Adisson-Wesly, New York, 1989.

- [4] I. D. Landau, *Commande Adaptative: Aspects Pratiques et théoriques*, Masson, 1986.
- [5] G. C. Goodwin, K.S. Sin. *Adaptive Filtering Prediction and Control*, Prentice Hall, 1984.
- [6] J. A. Freeman, D. M. Skapura, *Neural Networks*, Addison-Wisley Publishing Company, Inc, 1992.
- [7] N. B. Karayiannis, A. N. Venetsanopoulos *Artificial Neural Networks*, Kluwer Academic Publishers, London, 1993.
- [8] W. T. Miller, R. Sutton, P.J. Werbos, *Neural Networks for Control*, The MIT Press, Cambridge, Massachusetts, London, 1992.
- [9] K.S. Narendra, K. Parthasarathy "Identification and Control of Dynamical Systems using Neural Networks," *IEEE Trans, Neural Networks*, vol. 1, pp. 4-27, 1990.
- [10] O. Bouhali, D. Boukhetala, F. Boudjema et M. S. Boucherit, "Commande Adaptative directe par Réseaux de Neurones Gaussiens Appliquée à un Pendule," *Proceeding of the IEEE*, Vol. 1, pp 76-80. Dec.1997.
- [11] P. A. Ioannou, "Decentralized Adaptive Control of Interconnected Systems," *IEEE Trans. Aut. Contr.*, Vol. AC-31, No. 04, Apr. 1986.
- [12] H. Seraji, "Decentralized Adaptive Control of Manipulators: Theory, Simulation, and Experimentation". *IEEE Transactions in Robotics and Automation*, Vol. 5, No. 2, April 1989.
- [13] D. Boukhetala, O. Bouhali et F. Boudjema, "Commande Adaptative à Structure Décentralisée par Réseaux de Neurones d'un Bras de Robot," *COMAEI'96*, pp. 165-170.
- [14] O. Bouhali, D. Boukhetala, F. Boudjema et N. K. M'Sirdi, "Commande Neuronale Adaptative Décentralisée du Robot PUMA560," *CNP'98*, accepté.
- [15] S. Labiod, H. Chekireb et M. S. Boucherit, "Commande floue adaptative d'un Robot Manipulateur," *Proceeding des 17èmes Journées Tunisiennes d'Electrotechnique et d'Automatique*. 5 et 6 Nov. 1997. Nabeul-Tunisie.
- [16] B. Armstrong et al, "The Explicit Dynamic Model and Inertial Parameters of the PUMA 560 Arm", *IEEE International conférence on Robotics and Automation* Sonfrancisco California, 1986.
- [17] M. B. Leahvy, "Model Based Auxiliary Input Control: Development and experimental analysis," *proceeding of the 29th conf. On Decision and Control* Honolulu, Hawaii, dec. 1990.

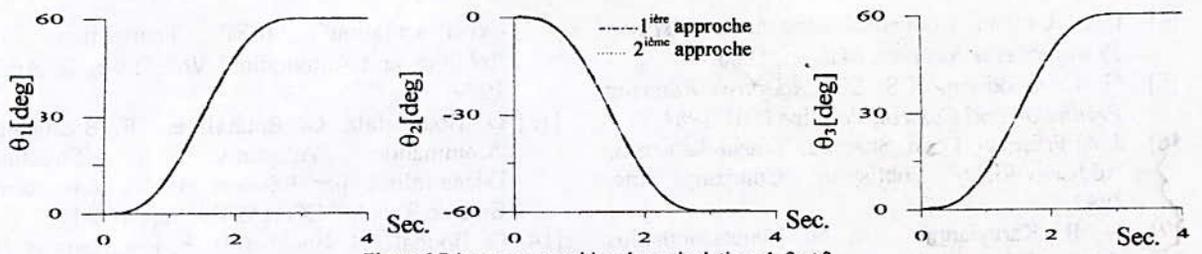


Figure 6 Réponses en position des articulations 1, 2 et 3.

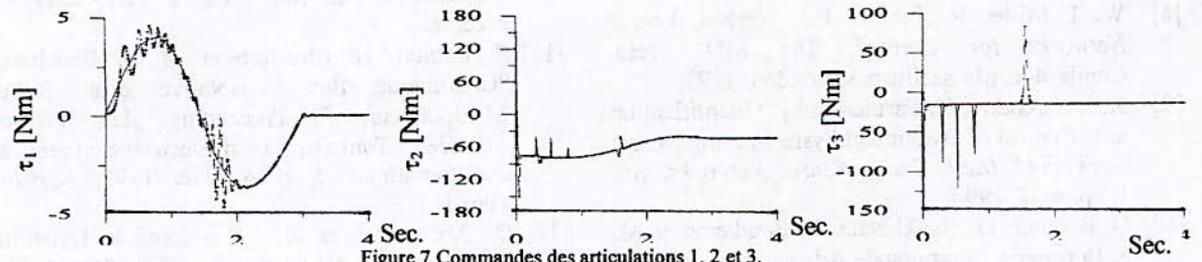


Figure 7 Commandes des articulations 1, 2 et 3.

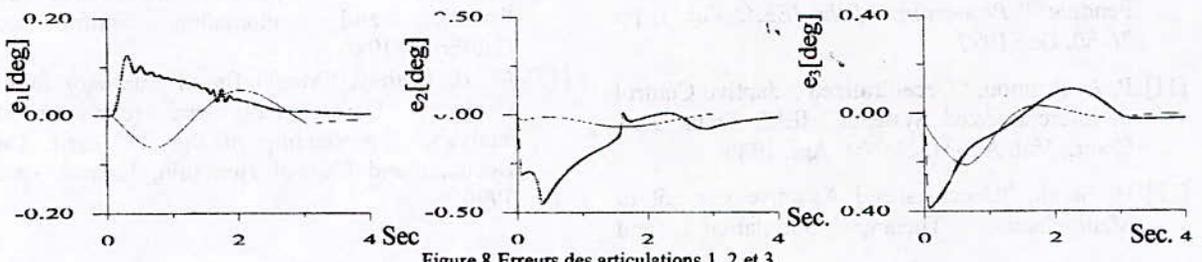


Figure 8 Erreurs des articulations 1, 2 et 3.

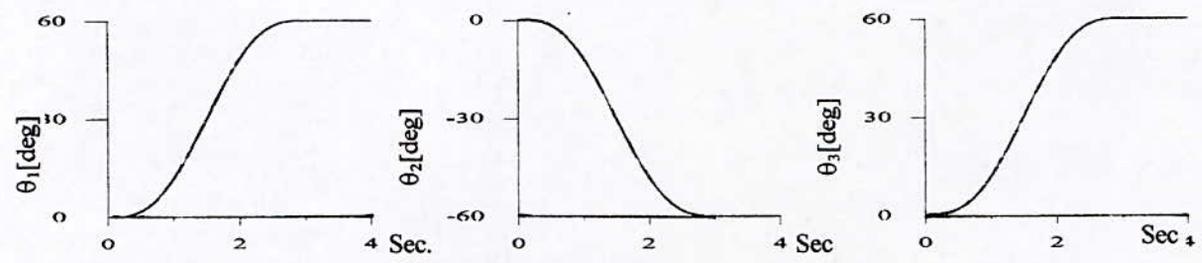


Figure 9 Réponses en position des articulations 1, 2 et 3.

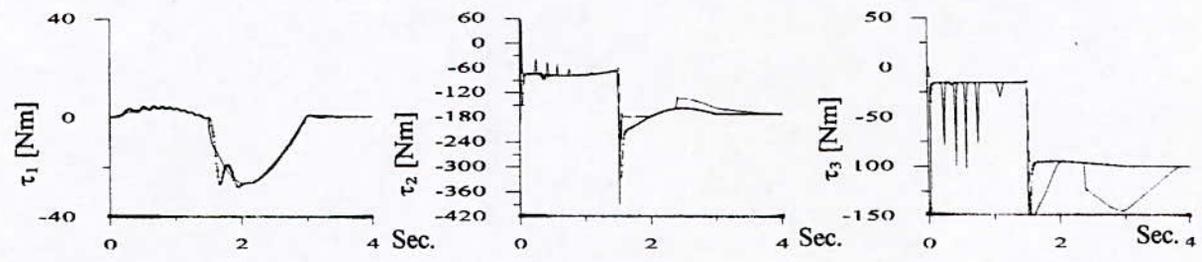


Figure 10 Commandes des articulations 1, 2 et 3.

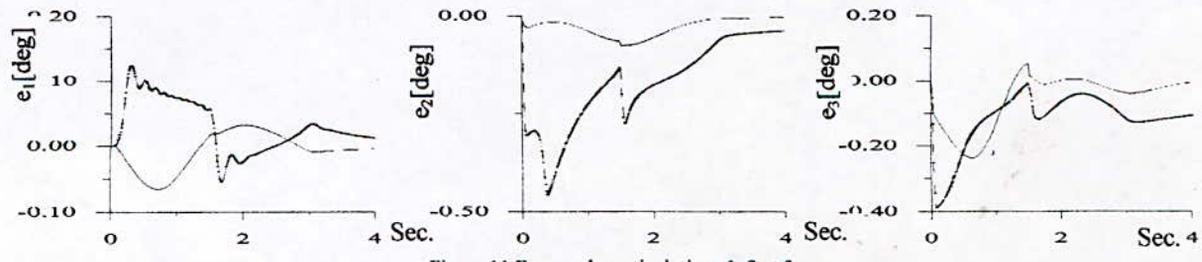


Figure 11 Erreurs des articulations 1, 2 et 3.

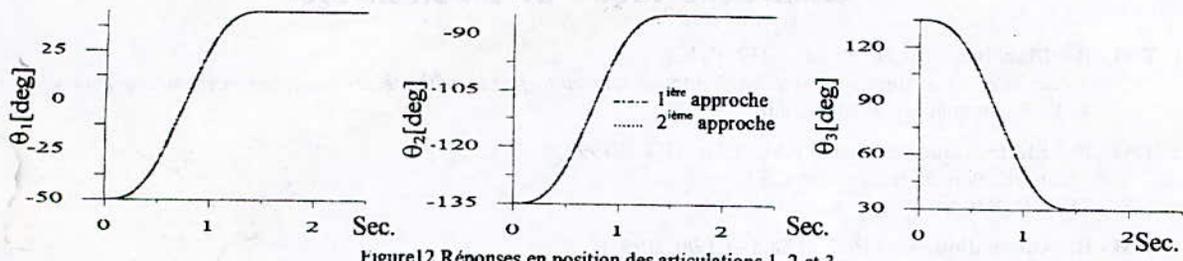


Figure 12 Réponses en position des articulations 1, 2 et 3.

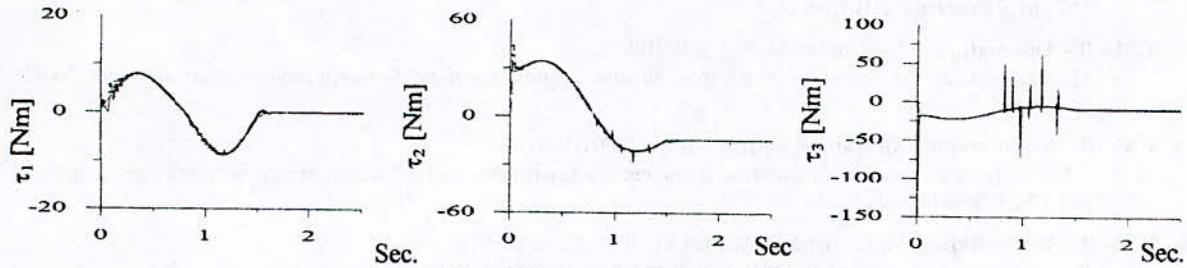


Figure 13 Commandes des articulations 1, 2 et 3.

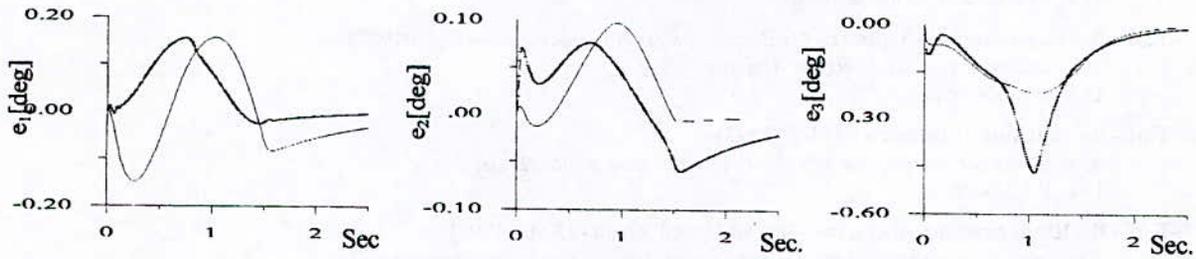


Figure 14 Erreurs des articulations 1, 2 et 3.

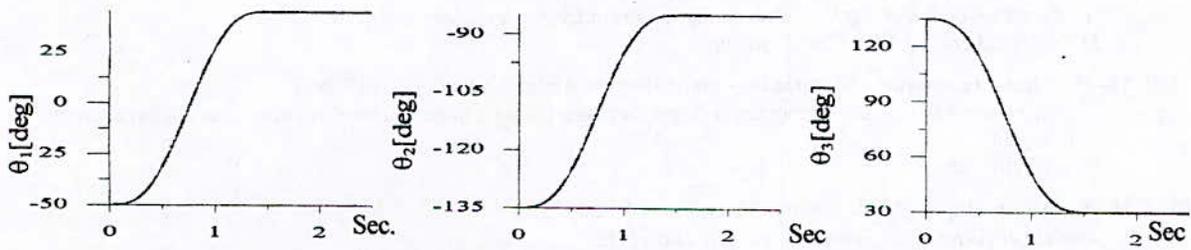


Figure 15 Réponses en position des articulations 1, 2 et 3.

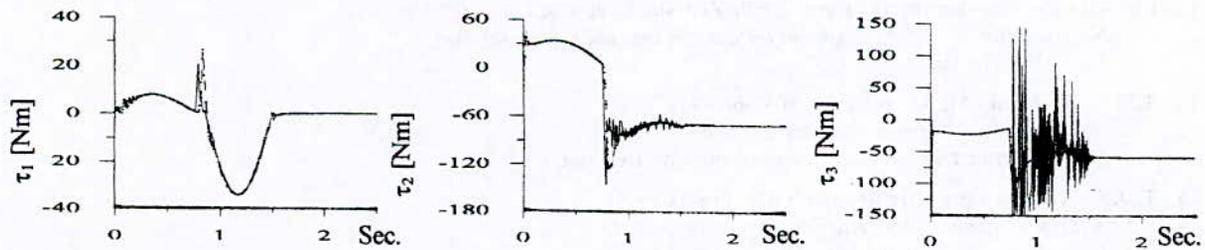


Figure 16 Commandes des articulations 1, 2 et 3.

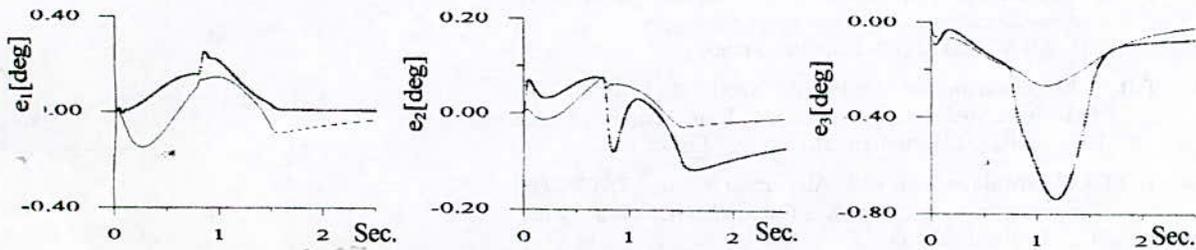


Figure 17 Erreurs des articulations 1, 2 et 3.

THESAURIA 1997
GENIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE

- 1 - **T.M - B - Machines** - Mr Touati Said - (12/01/1997)
Calcul d'une machine synchrone à aimantation tournante, par la méthode des équations intégrales de frontière
D.T : R. Ibtouen et S. Mekhtoub
- 2 - **T.M - B - Electronique** - Signaux - F.Merazka - (27/06/1997)
Quantification des paramètres L.S.F.
D.T : D. Berkani
- 3 - **T.M - B - Automatique** - Mr Barkati Said - (19/07/1997)
Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone
D.T: M.S Boucherit et B.Hemici
- 4 - **T.M - B - Automatique** - Mr Loudini Malik (14/07/1997)
Modélisation, analyse et méthodologie de commande linguistique floue d'un bras manipulateur de robot flexible
D.T : M.C .Souami
- 5 - **T.M - B - Automatique** - Mr Nait Seghir Amirouche (20/07/1997)
Identification et commande adaptative d'une machine synchrone autopilotée alimentée par onduleurs de tension
D.T : M.S Boucherit, L.Nezli.
- 6 - **T.M - B - Automatique** - Mr Heniche , M'hamed Moulay - (23/07/1997)
Linéarisation et commande de processus chimiques non linéaires, réseaux neurones et logique floue
D.T: M.F Boudjema et M. Attari
- 7 - **T.M - B - Electronique - Signaux** - Mr Benselama Zoubir abdesselam -(22/07/1997)
Méthodes d'inversion du signal sismique
D.T: M.Guessoum
- 8 - **T.M - B - Machine** - Mr Ouazir - (14/07/1997)
Calcul des performances d'une machine synchrone à entrefer lisse
D.T: R.Ibtouen
- 9 - **T.M - B - Reconnaissance de forme** - Mr Ait Daoud Siham - (30/06/1997)
Reconnaissance multifonction de caractères arabes par une méthode structurale
D.T: Mme Hamami
- 10 - **T.M - B - Automatique** - Mr Dehbi Adel (07/05/1997).
Analyse d'un onduleur triphasé à résonance commandée par les modes glissants
D.T: F.Boudjema et Med Cherif Souami
- 11 - **T.M - B - Electrotechnique - Matériaux** - Melle Hamimi Amina Nadhia - (27/10/1997)
Contribution à l'étude des phénomènes de préclaquage dans une huile de transformateur sous champ alternatif divergent
D.T: A. Boubakeur.
- 12 - **T.M - B - Automatique** - Melle Rachedi Meryam - (14/12/1997)
Analyse et synthèse de commande robuste $H\infty$ et $H2$
D.T: A.Zerguerras et Med Cherif Souami
- 13 - **T.M - B - Reconnaissance de forme** - Melle Zait Malika épouse Iddir - (00/10/1997)
Segmentation d'un paragraphe de texte arabe imprimée, en caractères
D.T: Mme Hamami
- 14 - **T.D.E - Télécom** - Mr Aksas Rabia - (03/06/1995)
Analyse d'A.P.M par la méthode L.E.C.F.
D.T : A.Zerguerras , A.Vander Vost (Louvain - Belgique)
- 15 - **T.D.E - Automatique - Mr Belmehdi Ali** - (16/05/1995)
Analyse et synthèse des systèmes à structure multivariables
D.T : Zebrowski ludwik (Wroclan - Pologne)
- 16 - **T.D.E - Automatique** - Mr Boucherit Med Seghir - (26/04/1995)
Commande automatique de machines électriques
T.D : Mr M'sirdi Nacer - Kouider (France)
- 17 - **T.D.E - Electrotechnique** - Mr Khenfer Nabil - (20/12/1995)
Machine asynchrone - Modélisation , Identification et Commande
T.D : Mr Rezzoug Abderrezak (Nancy - France)
- 18 - **T.D.E - Electronique** - Mr Baba Ali Ahmed Riadh - (18/03/1998)
Optimisation des performances temporelles des circuits VLSI
D.T : Mr Farah Ahcène.

RECOMMENDATION TO AUTHORS

The Algerian journal of Technology (AJOT) magazine publishes original articles of researches fitting scientific and technologic dimension. Theory, design, applications and development are greatly taken in to account by type subjects dealt with by the issues A, B, C, and for the contribution, they appear as following:

1. By articles presenting a meaningful and significant supply in research, development in application of concepts. (Less than 20 pages)
2. By technical notes and short correspondences commenting or correcting type earlier published articles (Not more than 10 pages)
3. By syntheses or monographs (Less than 20 pages)
4. By reports of conferences colloquy, symposium and seminars, gathered in a special issue of The AJOT

The submission of a manuscript means that that it has already been protected by a copyright, and not published, or submitted or accepted for publication elsewhere.

The manuscripts must be written preferably in English. The AJOT does not accept the manuscripts written in Arabic or French unless they exceed 50 % of their global content as competition regarded.

The whole manuscripts must be concise at great extent. The editor has the right to refuse the articles which exceed the needed number of pages. In case of acceptance the overstepping will be invoiced on the authors.

A. SUBMISSION PROCEDURE OF MANUSCRIPT

1. All Manuscripts Should be submitted in 5 complete copies, one of item must be original. This is to facilitate the work for the reading-committee.
 2. The authors whom their articles are accepted, if not done before, have to give a short biography (Less than 100 words) and two photographs of passport.
 3. The manuscripts will be transmitted within 2 copies of the application for publication letter.
- The address must be shown on the latter and if possible the phone-number and / or telex / fax, etc. The director is to be informed about any change or alteration in due time.

B. COPYRIGHT

By its rule of procedure, the AJOT adjudges 50% of its authors' rights to compensate the supply of editors. So the application letter must include the signed convention of authors' on this procedure.

C. PRESENTATION OF THE MANUSCRIPT

1. The manuscripts must be typewriter in double columns, on white paper of A4(21.29.1cm) and on one side only, with a 3 cm margin on both side, the magazine is off-printed recto-verso, the characters font are times-roman, the title in 14 pts, the authors' names and address in 12 pts and the text in 10 pts
2. What should be written on the first page
 - The title of the article (without symbols) well condensed
 - Authors names (in limited number, avoid articles of more than three authors) which should be preceded by their names initials. A slash must mark the name of the authors who will be communicated of any correspondence related to the article
 - The names and addresses of concerned laboratories
 - The key words according to norms admitted by the information bank.
 - the summaries in three languages: Arabic, English, and French, in this order - 300 words in maximum for the original articles or synthesis 75 words for technical notes and correspondences.

These summaries should not contain equations, references, or notes of acknowledgments

 - The articles which are exclusively written in English should contain abstracts in Arabic and French
3. An introduction that indicate the state of the subject and the contribution of the article will be supplied
4. Indicate, eventually, the advantages, limitations and possible applications at the conclusion.
5. The references should be numbered between brackets []. They must, also, be placed at the end of the article. The references should precise in order the following:
 - The names of all the authors preceded by their last names initials.
 - The title at the article.
 - The abbreviation of the magazine's title. If it is a book give the editor's name.
 - the numbers of inclusive pages (or Chapter) after the volume indication, the month and the year.
6. The equations must be numbered in the text in Arabic numbers (between parentheses). Avoid using simultaneous indexes.
7. The references in the text should appear numbered, put between brackets and placed after the name of one or two authors.
8. The list of references should be printed in double spaces at the end of text, in the order they given in the text.
9. The nomenclature and the abbreviations must be represented in a glossary at the end of a text and after the list of references.
10. The International System (I.S) has to be used even if a particular practice needs the use of an other system of units. The equivalence in the International System must appear in brackets.
11. The impression of the black color must be well contrasted (laser impression for example). Avoid computer printers that gives a difficult impression to reproduce.
12. The chosen characters of Times New Roman type must be neither too narrow nor too spindly. The letters and signs must have at least 2 mm of height. Avoid too much bold characters and symbols.
13. As for the titles of paragraphs, use capital letters or bold characters, but not underlined, the titles of alineas must be underlined.
14. All the titles of paragraph or alineas start too the left margin of the page.
15. The width of columns must be 70 mm. The spacing between columns must be 10 mm. The text should be written in Times New Roman 10 pt.

D. CURVES, TABLES AND PHOTOS

1. The authors are asked to submit professional illustration of high quality. The JOT has not the means to do it.
2. The original drawings should be done with black Chinese ink on white tracing paper. The figures scale must be 7 x 7 cm. It is not possible to insert the figures, tables and photos in the columns. The needed size is limited to 13 x 21 cm. The printing on photograph paper of the illustrations is also possible.
3. The whole subscriptions must be large enough to be legible after the printing.
4. The figures should not be overloaded by legends and text. Give only what is necessary.
5. The figures and tables (charts) must be presented in the text in the desired positions.
6. The numbering of figures and photographs is the same. The tables are numbered apart.
7. All figures and tables must have a title, their numbering should be dealt with in the increasing order.

E. PRINTING ASIDE

whenever possible, 30 copies without covers would be printed and given to the authors. In this case the corresponding costs will be paid off immediately after the acceptance of the manuscript according to the estimate of the printer.

F. MAILING OF ARTICLES

The articles and manuscripts comforts to the above recommendation (notes) should be sent to:

Mr. le Directeur de la rédaction de la revue AJOT
Ecole Nationale Polytechnique
B.P. No. 182, Hassan Badi El-Harrach, 16200 Alger, Algérie.
Tel : 52.59.29 - 52.53.01/03
Télex : 64.147 ENP/DZ
FAX : (213) 2.52.29.73.

TABLE DES MATIERES

B-1- Traitement du Signal / Parole / Image

| | Pages |
|---|-------|
| 1 - F. Merazka , D.Berkani , « <i>Low Bite Quantization of L.S.P. Parameters using differentiel Coding</i> » | 2 |
| 2 - K.Bouchefra et B.Bousseksou, « <i>Contribution à la reconnaissance automatique de continue Etude et réalisation d'un système de reconnaissance la parole acoustico-phonétique</i> » | 8 |
| 3 - M.Guerti, « <i>Les principaux modules du système T.T.S (Text to Speech)</i> » | 22 |
| 4 - N.Sadi Ahmed, B.Derras, « <i>Modélisation ARMA des suites chronologiques des échos radars</i> » | 32 |

B- 2 - Systèmes de communications

| | |
|---|----|
| 1 - M.Bouzouad , A.Zerguerras, R. AKSAS, « <i>Etude d'A.P.M multicouches de formes polygonales par application de la méthode des lignes élémentaires couplées finies (LECF)</i> » | 56 |
|---|----|

B- 3 - Automatique

| | |
|--|----|
| 1 - A.Akhenak, D.Cherifi , E.Berkouk , G.Nanesse, « <i>Commande floue d'un filtre actif parallèle à deux niveaux</i> » | 68 |
| 2 - A.Nait Seghir , M..S Boucherit , D.Boukhetala , L.Nezli, « <i>Commande adaptative à erreur de prédiction minimale pondérée d'une machine synchrone autopilotée</i> » | 75 |
| 3 - H.Gheraria , E.M. Berkouk , G.Manesse, « <i>Commande de position par la méthode du flux orienté de la machine à induction de forte puissance alimentée par un onduleur N.P.C. à sept niveaux</i> » | 81 |
| 4 - R. Beguenane, A.Benchaib, A.Tayebi , M.Tadjine , K.Hentabli and M.E.H., Benbouzid, « <i>On induction machine velocity and rotor inverse time constant estimation theory and implementation</i> » | 87 |
| 5 - D.Boukhetala,O.Bouhali,F.Boudjema et N.K M'sirdi, « <i>Commande adaptative des robots manipulateurs en utilisant les réseaux de neurones artificiels : Etude Comparative</i> » | 93 |

| | |
|----------------|-----|
| Thesauria 1997 | 102 |
|----------------|-----|